

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Saad DAHLAB de Blida

Institut d'aéronautique et des études spatiales

Département d'aéronautique



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

OPTION : CNS/ATM

Thème

Localisation DOA-DOD de cibles en radar
MIMO bistatique en utilisant les méthodes à haute
résolution

❖ **Encadré par :**

M. BENCHEIKH Mohamed Laid.

❖ **Réalisée par :**

MALDJI Feriel Amina.

Promotion : 2012/2013

REMERCIEMENT

Je tiens à remercier le bon Dieu de m'avoir donné le courage, la patience et la capacité de mener ce travail à terme.

J'adresse mes sincères remerciements à mon promoteur Mr. BENCHHEIKH Med Laid pour leur énorme aide et leur précieux conseils, qui n'ont jamais cessé de me les prodiguer durant mon projet, Je ne peux oublier d'exprimer mes remerciements à tous mes enseignants de l'institut d'aéronautique et spécialement à l'enseignant Mr. BENHACHNHOU. Kamel qui m'a beaucoup aidé et conseillé et encouragé durant la réalisation de mon projet et à Mr. MEGUELATI. Smail qui a contribué à mon projet.

Je tiens à remercier aussi tous les personnes qui m'ont assistés, encouragé et aidé d'une façon ou d'autre.

Dédicase

J'exprime tout particulièrement ma gratitude à :

A ma mère.

Ainsi qu'à toute ma famille.

J'offre ce travail à mon adorable mère. Et à toutes les personnes qui m'ont aidé d'une façon ou d'autre.

Je remercie aussi tous mes amis qui m'ont écouté et aidée et encouragé. J'offre ce travail à toute personne qui aime Feriel du fond du cœur et à ma chère amie yasmine.

Sommaire

LISTE DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 :GENERALITES SUR LE RADAR	
1 Introduction	5
2 Historique.....	5
3 Aperçu des radars	6
4 Composantes d'un système radar.....	7
5Differents topologies des radars	7
6 Differents types de radars :	8
6.1 Radars à impulsion	8
6.2 Radars à ondes continues	9
7 Equation radar	10
8 Surface équivalente radar	11
9 Fluctuation de cibles.....	12
9.1 Modèle de swerling.....	13
9.2 Modèle de Gaussien.....	13
10 Signal radar.....	14
10.1 Impulsion à fréquence constante.....	14
10.2 Compression d'impulsion.....	14
11Configurations du radar	15
11.1 Radar monostatique.....	15
11.2 Radar bistatique et radar multistatique.....	16
11.2.1 Avantages du radar bistatique	16
12 Conclusion.....	17
CHAPITRE 2 : CONCEPT MIMO EN RADAR	
1 Introduction	19
2Concept MIMO en radar	19
3types du radar MIMO.....	19
3.1Radar MIMO statistique.....	20
3.2 Radar MIMO cohérent	20
4 Motivation	21
5Avantages du radar MIMO	21
6Application des systèmes radar MIMO.....	21
7 Modèle du signal du radar MIMO bistatique	22
8Conclusion.....	25
CHAPITRE 3 : Technique de localisation	
1 Introduction	28
2 Traitement d'antenne	28
3Réseaux d'antennes	28

3.1	Facteur de réseau	29
3.2	Réseau linéaire	30
3.2.1	Effet de la distance d	31
3.2.2	Effet du nombre N de sources	31
3.2.3	Effet du déphasage	32
3.2.4	Réseau linéaire dispersif.....	32
3.3	Réseau circulaire	33
3.4	Réseau cylindrique	34
3.5	Réseau plan	34
3.5.1	Réseau plan régulier.....	34
3.6	Réseau non uniforme.....	35
3.7	Formation de faisceaux	35
3.8	Application multifaisceaux	36
4	Méthodes utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée.....	37
5	Modèle de signal	37
6	Techniques conventionnelles	39
6.1	Méthode du Formateur de faisceaux (beamformer).....	39
6.2	Méthode du minimum de variance (MDVR).....	40
7	Technique de localisation à hautes résolutions	41
7.1.1	Terminologie des méthodes HR.....	42
7.2	Méthodes basées sur la notion de sous -espace.....	43
7.3	Méthodes du maximum de vraisemblance (ML)	43
7.4	Méthodes à réseaux de neurones.....	43
7.5	Méthodes dont les principes dependent de structures ou de signaux particuliers.....	44
8	Méthodes à haute résolution basées sur la notion de sous espace 1-D	44
8.1	MUSIC (Multiple Signal Classification)	44
8.1.1	Algorithme MUSIC.....	44
8.1.2	Les améliorations apportées à MUSIC	46
8.2	ESPRIT	47
9	Conclusion.....	50
CHAPITRE 4: Localisation de cibles en radar MIMO bistatique		
1	Introduction	52
2	Matrice de covariance	53
3	Borne de cramer-Rao BCR	54
4	Approche basée ESPRIT.....	54
5	Approche basée MUSIC	58
5.1	Remarque	61
6	Combinaison ESPRIT-RootMUSIC	62
7	Conclusion	62
CHAPITRE 5 : Résultats des simulations et commentaires		
1	Introduction	64
2	Interface graphique.....	64
3	Organigramme	65

4 Approche basée ESPRIT.....	67
4.1. Résultats de simulations.....	67
4.1.1 Performances en termes de l'EQM.....	67
4.1.2 Nombre de cibles localisables.....	68
4.1.3 Appairage DDD-DDA.....	69
4.2 Conclusion.....	70
5 Approche basée MUSIC.....	70
5.1. Résultats de simulations.....	70
5.1.1 Pseudo spectre MUSIC.....	71
5.1.2 Appairage DDD-DDA.....	71
5.2 Conclusion.....	72
6 Combinaison ESPRIT-RootMUSIC.....	72
6.1 Résultats de simulation.....	72
6.1.1 Performances en localisation.....	73
6.1.2 Nombres de cibles localisables.....	74
6.1.3 Appairage DDD-DDA.....	75
7 Comparaison entre ESPRIT et ESPRIT-RootMUSIC.....	76
7.1 comparaison entre ESPRIT et ESPRIT -RootMUSIC en fonction de L'EQM.....	76
8 Conclusion.....	77
CONCLUSION GENERALE.....	79
RESUME	
BIBLIOGRAPHIE	

[Tapez un texte]

Liste des figures

Figure 1.1 : Principe de fonctionnement de radar.....	6
Figure 1.2 : Le schéma d'un radar classique simplifié.....	7
Figure 1.3 : Synoptique du radar classique.....	8
Figure 1.4 : Radar de surveillance d'Aéroport ASR-9.....	9
Figure 1.5 : Fluctuation de la surface équivalente radar due au mouvement de la cible.....	13
Figure 1.6 : Les signaux d'entrée et de sortie d'un étalage de compression.....	15
Figure 1.7 : Configuration du radar Monostatique.....	15
Figure 1.8 : Configuration du radar bistatique.....	16
Figure 1.9 : Configuration du radar Multistatique.....	17
Figure 2.1 : Radar MIMO.....	20
Figure 2.2 : Le radar MIMO bistatique.....	22
Figure 3.1 : Champ lointain de deux dipôles.....	29
Figure 3.2 : Réseau linéaire.....	30
Figure 3.3 : Effet du nombre de sources.....	32
Figure 3.4 : Effet de la phase.....	32
Figure 3.5 : Réseau linéaire dispersifs.....	33
Figure 3.6 : Réseau circulaires de N.....	33
Figure 3.7 : Réseau cylindrique.....	34
Figure 3.8 : Réseau plan MxN.....	35
Figure 3.9 : Principe de la formation de faisceaux.....	36
Figure 3.10 : Classification des techniques DOA.....	37
Figure 3.11 : Réseau linéaire uniforme accueillant K signaux.....	38
Figure 3.12 : Représentation de K valeurs propres de R_{xx}	45
Figure 3.13 : Réseau de M antennes linéaires avec K signaux.....	48

Figure 4.1 : Radar MIMO bistatique cohérent et réseau virtuel.....	55
Figure 4.2 : ESPRIT 2D : Partition du réseau virtuel en sous réseaux.....	56
Figure 5.1 : L'interface pour la localisation DOA-DOD de cibles.....	65
Figure 5.2 : L'organigramme de différentes simulations.....	66
Figure 5.3 : EQM dans l'estimation de DDA pour l'ESPRIT 2D.....	67
Figure 5.4 : EQM dans l'estimation de DDD pour l'ESPRIT 2D.....	68
Figure 5.5 : ESPRIT 2D pour P=6, M=3, N=3.....	69
Figure 5.6 : La méthode ESPRIT 2D pour localiser 5 cibles.....	70
Figure 5.7 : Pseudo spectre MUSIC-2D pour localiser 3 cibles.....	71
Figure 5.8 : Pseudo spectre MUSIC-2D pour localiser 5 cibles.....	72
Figure 5.9 : ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDA.....	73
Figure 5.10 : ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDD.....	73
Figure 5.11 : ESPRIT-RootMUSIC pour P=6, M=3, N=3.....	74
Figure 5.12 : La méthode ESPRIT-RootMUSIC : pour localiser 5 cibles.....	75
Figure 5.13 : Comparaison des deux méthodes en calculant EQM avec DDD=15°.....	76
Figure 5.14 : Comparaison des deux méthodes en calculant EQM avec DDD=10°.....	76



Introduction Générale

Le concept MIMO (Multiple Input-Multiple Output) est très répandu dans le domaine des communications numériques depuis plusieurs années. Son extension dans le domaine du radar est actuellement le centre de nombreuses recherches, le concept MIMO a récemment été adopté pour les applications radar qui utilisent déjà de multiples antennes en réception et en émission. L'application de ce concept dans le système radar permet la construction d'un réseau virtuel plus grand que le réseau du système traditionnel. Cette envergure importante du réseau virtuel permet d'augmenter considérablement les performances et la robustesse de la détection et d'améliorer la localisation de cibles selon le type de radar MIMO.

Parmi les principales applications des méthodes de détection des angles (DOA). On peut citer le Radar, les télécommunications, la navigation par satellite. Dans tous ces domaines, on cherche à détecter la présence d'un signal particulier et à estimer un certain nombre d'informations caractéristiques, en particulier dans notre sujet c'est la localisation conjointe par rapport à l'émetteur (DOD) et au récepteur (DOA).

Pour réaliser ce but, de nombreuses méthodes à haute résolution ont été mises au point, parmi lesquelles on trouve les méthodes à hautes résolution comme MUSIC, ROOT MUSIC, ESPRIT qui sont basées sur la réalisation de la matrice de covariance puis la décomposer en valeurs propres.

L'objet de l'étude que nous voulons menée est de faire la localisation DOA-DOD des cibles en utilisant les différentes méthodes à haute résolution et d'effectuer une étude comparative des performances de ces méthodes sous MATLAB sachant que notre étude va être réalisée dans un réseau linéaire et uniforme. Dans le contexte de notre travail nous allons proposer une nouvelle approche à haute résolution basée sur le couplage entre les méthodes ESPRIT et RootMUSIC, et ce afin de remédier au problème d'appariage de la méthode ESPRIT-2D.

Ce mémoire de thèse est structuré en cinq chapitres organisés comme suit:

- Le premier chapitre est intitulé « Généralité sur le radar », ce chapitre contient un rappel sur les notions générale de radar et son principe de fonctionnement, ainsi que l'équation de radar.
- Le deuxième portant le nom « Concept MIMO en radar » est consacré aux radars MIMO, leurs différents types et configurations ainsi que leurs avantages.
- Le troisième chapitre intitulé « Technique de localisation » définit la notion de traitement d'antenne, ainsi qu'une description des méthodes de localisation de base et des méthodes à haute résolution permettant l'extraction de l'angle d'arrivée DOA.

- Le quatrième chapitre « Localisation de cibles en radar MIMO bistatique » constitue notre proposition pour la localisation conjointe de Direction D'Arrivée (DDA)-Directions De Départ(DDD) de cibles pour un radar MIMO bistatique.

Les approches proposées dans ce chapitre sont basées sur la décomposition de la recherche bidimensionnelle (2-D) des directions conjointes DDD-DDA en double recherche unidimensionnelle (1-D). La deuxième section sera consacrée sur l'utilisation d'une méthode combinée ESPRIT-Root-MUSIC pour l'estimation conjointe de DDA-DDD.

- Le dernier chapitre présente les résultats de simulation que nous avons effectués afin d'évaluer les performances des algorithmes de localisation. Une analyse bien détaillée des résultats obtenus ainsi qu'une étude comparative entre les méthodes HR utilisées seront fournies.

Chapitre 1

Généralités Sur Le Radar

1. Introduction

Dans le présent chapitre nous allons présenter le radar, nous commençons par un bref historique et les différentes topologies et types de radars. Ensuite, nous allons rappeler l'équation de radar et définir quelques notions importantes telles que : La surface équivalente de radar, la fluctuation de cible et la compression d'impulsions et d'autres thèmes importants dans la littérature de radar. A la fin de ce chapitre nous présentons les configurations du radar.

2. Historique

Le mot RADAR, abréviation de l'expression anglo-saxonne (Radio Détection And Ringing), qui est aujourd'hui universellement utilisé pour désigner un matériel répondant à ces exigences, est un nom de code officiellement adopté par la marine nationale des Etats-Unis depuis novembre 1940, mais les origines du radar lui sont bien antérieures.

Les expériences faites par la marine américaine en 1920 (interprétation d'un faisceau d'ondes courtes par le passage d'un navire) et celles réalisées en 1925, en Grande-Bretagne par Appleton sur la réflexion des ondes courtes par un avion passant à proximité d'un émetteur, encouragèrent les spécialités à orienter leurs recherches dans ce sens [1].

En 1933, aux Etats-Unis d'Amérique, Breit et Tuve mettaient au point la méthode de l'écho pour mesurer la hauteur des couches ionisantes qui entourent la terre. Cette méthode reçut une application militaire en 1935. Quelques mois plus tard, un britannique Wattson-watt, donnait les premiers plans du radar.

En 1938, la mise au point d'un tube électronique bien adapté à la production d'impulsions électriques puissantes, le magnétron, permettait d'augmenter considérablement la portée des radars.

Ainsi, c'est à partir de 1939 que les radars furent sans cesse développés et perfectionnés. Les stations fixes virent leur puissance augmentée et, par conséquence, leur portée accrue.

La véritable éclosion de cette technique se situe entre 1930 et 1940 où les recherches et développements ont été menés simultanément dans de nombreux pays, notamment les Etats-Unis, La Grande-Bretagne, l'Allemagne et la France, mais aussi la Russie, L'Italie, La Hollande et le Japon.

Après la guerre, des concepts de radar ont continués à être développés. Mais l'apparition du radar à couverture synthétique, qui est devenu un secteur actif de recherche pendant les années 1950[1], a marqué un changement significatif dans le concept d'origine du radar.

Dans les années 1960, le développement d'antennes à réseaux déphasé est devenu un secteur de recherche important, permettant aux radars d'avoir un balayage électronique et une formation électronique de lobe d'antenne.

Pendant les années 1970, c'est le traitement numérique du signal et ses applications aux radars qui sont devenus le domaine de recherche le plus actif.

Dans les dernières années, grâce aux avancées spectaculaires dans les capacités du calcul numérique, qui ont permis aux designers des systèmes d'intégrer de plus en plus des traitements complexes, les radars Multi-Input Multi-Output (MIMO) sont devenus un domaine de recherche très actif en radar.

3. Aperçu des radars

Le radar (*RA*dio *D*etection *A*nd *R*anging) est le dispositif conçu afin de détecter la présence des objets nommés communément les cibles. Initialement prévu pour les besoins militaires, les radars couvrent également une panoplie d'applications civiles. Le principe de fonctionnement des radars est très simple, les équipements du radar émettent les ondes électromagnétiques et évaluent la distance de la cible par la mesure du temps d'aller-retour du signal. L'orientation de l'antenne indique la direction de la cible. Par conséquent, une antenne directive à faisceau fin (*pencil beam pattern*) est nécessaire afin de déterminer la direction de la cible avec suffisamment de précision. La vitesse des objets mobiles peut également être estimée par le décalage de fréquence du signal écho dû à l'effet Doppler. Ainsi, un radar intelligent peut tracer la trajectoire de la cible mobile et prévoir son trajet. Ce type de radar est également capable de distinguer les cibles mobiles et stationnaires. Dans un contexte militaire, les cibles mobiles telles que les avions sont recherchées tandis que les cibles stationnaires telles que les collines et les mers sont à écarter.

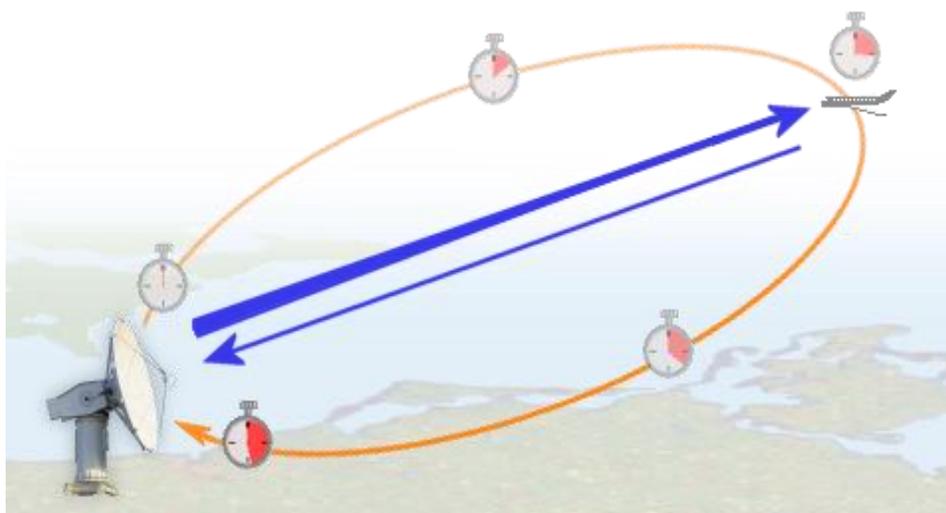


Figure 1.1: Principe de fonctionnement de radar.

4. Composantes d'un système radar

Le schéma d'un radar classique comme illustré dans Figure 1.2, est constituée d'un générateur de signal qui produit un signal répétitif; celui-ci sera transmis vers la cible après avoir traversé un amplificateur de puissance. La cible intercepte le signal du radar et renvoie une partie de l'énergie reçue proportionnellement à sa surface équivalente radar. Une partie de cette énergie arrive à l'antenne du radar et est amplifiée par un amplificateur faible bruit avant d'être mélangée avec le signal d'un oscillateur local dans un mélangeur dont le rôle est de réaliser une translation fréquentielle vers le bas. Le signal à la sortie du mélangeur est amplifié avant de passer par le filtre adapté dont le but est de maximiser le rapport du signal/bruit de sortie. Finalement, un amplificateur vidéo met en forme le signal avant d'afficher le résultat sur un écran (souvent du type PPI : Plan Position Indicateur). Le résultat d'un afficheur est généralement présenté à un opérateur qui prendra la décision de déclarer la présence ou l'absence de la cible. Un circulateur permet de partager la même antenne de façon temporelle entre l'émetteur et le récepteur.

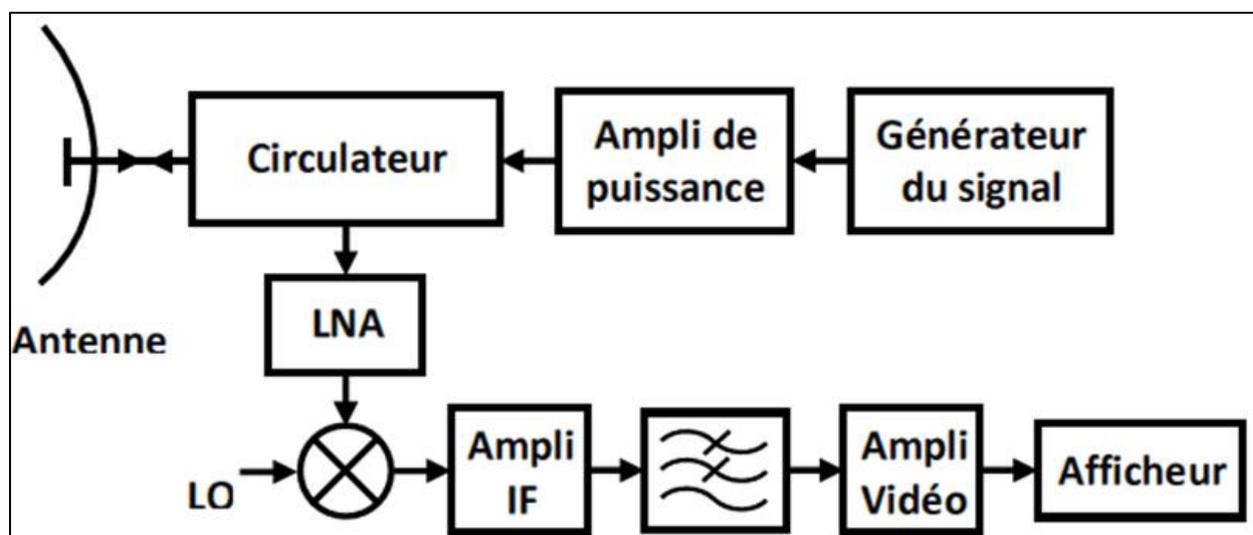


Figure 1.2: Le schéma d'un radar classique simplifié.

5. Différentes topologies des radars

Un radar classique est caractérisé par P_t ; la puissance de transmission vers la cible, et par P_r la puissance reçue par son récepteur. La portée du radar est la distance maximale à laquelle il est capable de détecter ses cibles. Cette distance dépend de plusieurs facteurs tels que : la puissance d'émission, les gains des antennes, le gain et le facteur de bruit du récepteur, la taille des cibles, la possibilité d'avoir la visibilité directe (LOS) et l'environnement de propagation. Ainsi, les radars sont destinés à détecter une ou plusieurs catégories de cibles.

Les radars classiques détectent la distance de cible R à l'aide de la mesure du temps d'aller-retour τ d'un signal de courte-durée nommé impulsion qui voyage à la vitesse de lumière $c = 3 \times 10^8$ m/s.

$$R = \frac{C\tau}{2} \dots \dots \dots (1.1)$$

Les impulsions sont modulées en fréquence afin d'être adaptées aux exigences techniques et aux caractéristiques du milieu de propagation (génération et amplification des signaux, taille des antennes, perte en espace libre, atténuation de l'atmosphère, etc.

Différents types de radars sont conçus pour différents types de cibles et de milieux de propagation distincts. Le synoptique du radar classique est illustré à la Figure 1-3. L'utilisation d'un circulateur permet de combiner les antennes émettrice et réceptrice, ceci afin de gagner de l'espace surtout pour les radars de longue portée où la taille de l'antenne à gain élevé est imposante. Par ailleurs, le coût d'un circulateur qui supporte la puissance élevée et son niveau d'isolation doivent être supportables dans la première topologie.

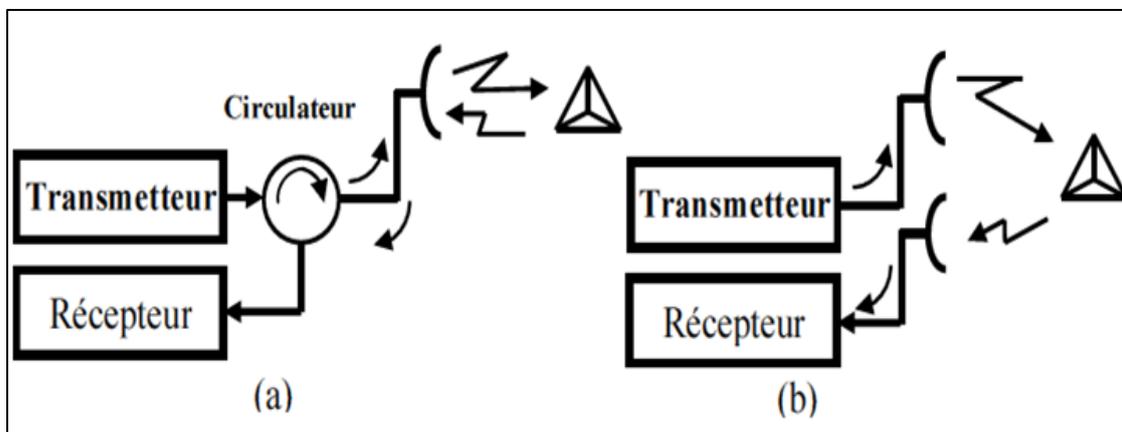


Figure 1.3 : Synoptique du radar classique (a) à base du circulateur (b) avec deux antennes.

6. Différents types de radars

6.1. Radars à impulsion

Ils sont initialement conçus pour les applications militaires, ce type de radar est le premier à voir le jour et son développement est essentiellement dû au contexte de la deuxième guerre mondiale.

Les équipements (Klystron ou tube à ondes progressives en tant qu'amplificateur, antenne parabolique à servomoteur et duplexeur haute puissance) nécessaires à la réalisation de ce type de radar sont lourds et coûteux. Le radar de surveillance d'aéroport ASR-9 (Figure 1.4) en est un exemple.

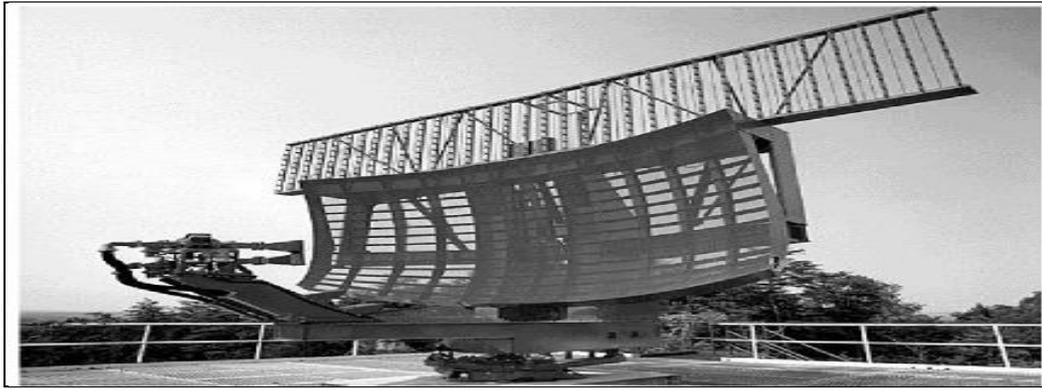


Figure 1.4 : Radar de surveillance d'aéroport ASR-9.

ASR-9 est un radar de surveillance d'aéroport, opérant en bande S (2.7 à 2.9 GHz) avec un transmetteur Klystron ayant une puissance de crête de 1.3 MW. Il possède une largeur d'impulsion de 1.0 μsec , une largeur de faisceau d'antenne de 1.4° avec 34 dB de gain et une vitesse de 12.5 rpm. Il couvre la distance d'environ 50 – 60 nmi, équivalent à 90 – 110 km [2].

La portée des radars à impulsion est limitée par la contrainte d'accommoder la quantité importante d'énergie dans une impulsion de courte durée, assurant une résolution acceptable. Les techniques de compression de l'impulsion sont élaborées afin de pallier à ce problème. Ceci aboutit à la génération des signaux compressés ayant un produit bande-passante (TBP) sensiblement plus grand que l'unité. La vitesse de répétition des impulsions (PRF) est également un facteur qui se traduit par la définition d'une distance maximale non-ambigüe au-delà de laquelle les échos arrivent après l'émission des impulsions suivantes, d'où une estimation erronée de la distance de cible. La distance non-ambigüe maximale, R_{un} est donnée par l'équation suivante [2]:

$$R_{un} = CT_p/2 = \frac{C}{2} \dots \dots \dots (1.2)$$

Où T_p est la période de répétition de l'impulsion $1/f_p$, et f_p est la fréquence de répétition des impulsions.

Le mouvement de la cible cause la déviation de la fréquence de l'écho par :

$$f_D = 2v_r/\lambda_0 \dots \dots \dots (1.3)$$

Où f_D est la fréquence Doppler, v_r est la vitesse radiale entre la cible et le radar et λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre.

6.2. Radar à ondes continues

Les radars à ondes continues, comme leur nom l'indique, émettent des ondes électromagnétiques en permanence. Il y'a plusieurs types de radar à ondes continues, le plus simple étant le radar à ondes continues (CW) non-modulées dont l'émetteur transmet en

même temps que les réflexions arrivent, ce radar n'est capable que de visualiser les cibles mobiles (MTI).

Les versions modulées de ces radars comprennent : le radar à ondes continues modulées en fréquence (FMCW), le radar à ondes continues et interrompues modulées en fréquence (IFMCW) et le radar à ondes continues modulées en phase. Ces radars déterminent la distance de la cible en mesurant la différence de fréquence ou de phase entre les signaux émis et reçus.

Un des inconvénients des radars à ondes continues est la difficulté d'isoler le transmetteur et le récepteur. Dans les radars à impulsions, après l'émission d'une impulsion, le transmetteur demeure silencieux et le récepteur reste à l'écoute du signal réfléchi. Dans les radars à ondes continues, le transmetteur et le récepteur sont en marche continuellement.

7. Equation radar

Le fonctionnement du radar à impulsion est basé sur l'émission d'un train d'impulsions de durée faible et de très grande puissance, ces impulsions sont produites par un émetteur et ensuite rayonnées dans l'espace sous forme d'ondes électromagnétiques grâce à une antenne (ou réseaux d'antennes) dans une direction donnée.

A chaque fois que ces ondes rencontrent un obstacle, une partie ou la totalité de l'énergie électromagnétique est réfléchiée [3].

L'onde reçue est transformée en un signal électrique grâce à l'antenne. Un récepteur est ensuite employé pour amplifier ce signal et obtenir une image sur un écran. Le retard entre l'impulsion transmise et l'écho de retour détermine la distance de la cible.

L'écho provenant d'une cible en mouvement produit un décalage en fréquence proportionnel à la vitesse radiale de la cible appelé fréquence Doppler. L'angle entre la direction du nord et celle de la cible (appelé azimut) est déterminé grâce à la directivité de l'antenne. Cette dernière est la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. Dans certains cas du système radar, la mesure de cet angle peut être effectuée par l'emploi des techniques de traitement d'antenne.

L'équation radar relie la puissance du signal reçu au niveau du récepteur à celle du signal émis en fonction des paramètres dépendant de l'onde, des gains des antennes, du trajet parcouru par l'onde et de la surface équivalente radar de l'objet.

Dans le cas d'un radar bistatique cette équation s'écrit comme suit [3] :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_r^2 R_t^2 L_{tc} L_{cr} L_i} \dots \dots \dots (1.4)$$

Où

- P_r puissance du signal reçu ;
- P_t puissance du signal transmis ;
- G_r gain de l'antenne de réception ;
- G_t gain de l'antenne d'émission ;
- λ longueur d'onde ;
- R_r distance entre la cible et le récepteur ;
- R_t distance entre la cible et l'émetteur ;
- L_{tc} pertes de propagation le long du trajet émetteur-cible ;
- L_{cr} pertes de propagation le long du trajet cible –récepteur ;
- L_i pertes à l'intérieur du système ;
- σ surface équivalente radar (SER).

Cette dernière représente une mesure de la puissance réfléchiée par la cible illuminée par une onde plane incidente suivant une direction donnée, elle est définie par [3]:

$$\sigma = \frac{P^{ref}}{P^{inc}} \dots \dots \dots (1.5)$$

Où P^{inc} est la puissance incidente sur la cible et P^{ref} est la puissance ré-rayonnée par la cible dans tout l'espace.

Pour une cible se trouvant à une distance R du radar, cette équation peut être écrite, en fonction du champ électrique, comme suit :

$$\sigma_{\lim R \rightarrow \infty} = 4\pi R^2 \frac{|E^{ref}|^2}{|E^{inc}|^2} \dots \dots \dots (1.6)$$

Ceci donne la valeur de σ en fonction du module du coefficient de réflexion (E^{ref} / E^{inc}) de la cible. Celui-ci ayant une structure complexe qui dépend de la forme de la cible, de la fréquence, de la polarisation, des matériaux...etc.

8. La surface équivalente radar

La surface équivalente radar d'un objet décrit sa surface de réflexion équivalente en présence du champ électromagnétique incident planaire. Cette surface dépend de la forme de l'objet et de la matière qui le compose. La réflexion et la dispersion envers l'émetteur est connu sous le nom de rétrodiffusion (*backscattering*), de façon générale et pour un objet en 2 ou 3D, elle s'exprime en m^2 ou sous sa forme logarithmique en *dBsm*. A l'instar des antennes, la surface équivalente radar d'un objet est également donnée pour une plage de fréquences sous forme d'un diagramme. En réalité, l'étude des réflexions et diffractions des

ondes électromagnétiques date pratiquement de la même période que l'apparition des premiers prototypes de radar. Dès le milieu des années 30 et autour des années 40, un volume important d'investigations a été mené sur le sujet, dont les résultats n'ont été révélés qu'après la fin de la deuxième guerre mondiale. Depuis, l'étude des surfaces équivalentes radar des objets spécifiques tels qu'un avion ou une voiture a attiré un nombre important de chercheurs et a fait l'objet d'un nombre important de publications. Le sujet est toujours d'actualité car pour beaucoup d'objets d'intérêt, il n'y a pas d'expression analytique décrivant sa surface équivalente radar en fonction des différents paramètres tels que la fréquence, l'angle d'observation, etc. De plus, dans d'autres cas, l'absence des données expérimentales valides empêche la formulation des expressions empiriques.

Néanmoins, certains objets tels que les sphères, les cylindres ainsi que les plaques métalliques ont été étudiés et leurs surfaces équivalentes radar ont été calculées de façon analytique [4]. L'étude de ces objets s'avère utile car en les combinant, des objets plus complexes peuvent être constitués. Par ailleurs, l'étude paramétrique de ces objets permet également de mieux comprendre les comportements des cibles complexes en fonction de leurs dimensions électriques. Il est souvent supposé que la surface équivalente radar d'une cible peut être estimée de façon approximative par un ensemble de M réflecteurs qui la composent. Les réflecteurs qui sont illuminés de façon directe sont nommés « centre simple » et ceux illuminés par des réflexions multiples sont appelés « centre de réflexion ».

La surface équivalente radar d'un objet dépend essentiellement de sa dimension électrique. Quand les dimensions électriques sont petites par rapport à la longueur d'onde, la dispersion se fait dans la région « Rayleigh ». La région de « résonance » arrive aux fréquences plus élevées où les objets ont des dimensions comparables à la longueur d'onde. Dans cette région, la surface équivalente radar de l'objet peut dépasser sa surface exposée aux ondes incidentes. Finalement, la région « optique » est caractérisée par la longueur d'onde beaucoup plus petite que la dimension de l'objet. Dans cette région, l'augmentation de la fréquence n'a pas d'impact sur la SER de l'objet tandis que la forme et surtout l'angle d'observation y ont une grande influence. Les variations de la surface équivalente radar de plus de 10 dB peuvent être constatées pour un changement aussi petit qu'une fraction de degré dans l'angle d'observation. Les avions et les navires en tant que cibles des radars militaires se trouvent souvent dans la région optique.

9. Fluctuation de cibles

Les variations de l'intensité du signal rétrodiffusé par les cibles est dû au changement de la surface équivalente radar (σ) qu'elles présentent au radar lors de leur mouvement. En effet, lorsqu'un avion se déplace, comme dans la Figure 1.5, il présente un profil qui varie dans le temps selon son angle par rapport au radar. De plus, les ondes provenant de ses différentes surfaces qui le composent, vont interférer différemment entre elles. Ainsi que le comportement complexe de la cible nous mène à la description statistique de ce coefficient [3]. Ce qui signifie que le coefficient de réflexion pour une cible peut être considéré comme une variable aléatoire avec une loi de distribution spécifique.

Les modèles à point brillants dominants sont valables pour des cibles à faibles dimensions par rapport à la longueur d'onde du signal radar.

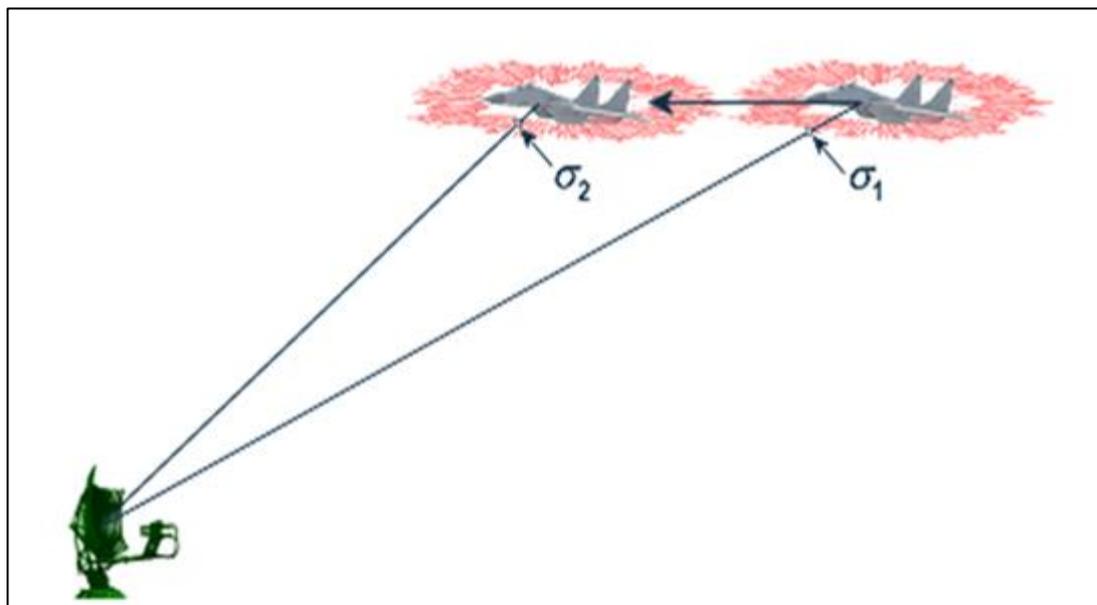


Figure 1.5: Fluctuation de la surface équivalente radar due au mouvement de la cible.

9.1. Modèles de SWERLING

Les modèles proposés par SWERLING [3] sont souvent très employés. Ils sont basés sur la représentation du coefficient de réflexion par un processus aléatoire. La vitesse de fluctuation de la cible et la densité de probabilité distinguent les différents modèles.

- a. *SWERLING I* : Le coefficient de rétrodiffusion est quasiment constant d'une impulsion à une autre, mais varie indépendamment d'un scan à un autre. La variation du coefficient de rétrodiffusion suit la loi de probabilité de Rayleigh.
- b. *SWERLING II* : Il varie d'une impulsion à une autre selon la même loi que celle de SWERLING I.
- c. *SWERLING III* : Comme SWERLING I, il varie d'un scan à un autre, mais selon la loi exponentielle.
- d. *SWERLING IV* : Il varie d'une impulsion à une autre selon la loi exponentielle.
- e. *SWERLING V* : Le coefficient de réflexion est quasiment constant.

Dans tous les cas cités ci-dessus, la phase du coefficient de rétrodiffusion de la cible peut être modélisée par un processus aléatoire uniformément distribué sur $[0, 2\pi]$.

9.2. Modèle Gaussien

Une autre modèle aléatoire fréquemment adopté consiste à supposer que le coefficient de rétrodiffusion est en fonction de l'angle d'observation, un processus aléatoire gaussien complexe, localement stationnaire, à moyenne nulle. Le caractère gaussien est justifié par le théorème central-limite [3].

10.Signal radar

L'équation radar (1.4) ne décrit pas la nature du signal émis qui peut être onde continue, modulé en amplitude, en fréquence, ou impulsion. Le radar à impulsion est le type le plus connu [3].

Deux catégories générales du signal radar à impulsion sont les plus fréquentes, la première est l'impulsion à fréquence constante tandis que la deuxième est l'impulsion à modulation (compression d'impulsion).

10.1. Impulsion à fréquence constante

L'impulsion à fréquence constante est le signal le plus classique. En plus de son utilisation dans les radars classiques, elle est employée en alternance avec l'impulsion décompressée dans les radars à compression d'impulsion pour couvrir la zone proche aveugle.

Cette impulsion est caractérisée par sa fréquence constante, sa forme rectangulaire et sa durée courte qui définit le pouvoir séparateur du radar. L'expression de l'impulsion peut être écrite comme suit :

$$r(t) = u(t). e^{(2j\pi f_c t + \Phi)} \dots \dots \dots (1.7)$$

Où:

- $u(t)$ enveloppe complexe du signal émis donné comme suit:

$$u(t) = \begin{cases} A & \text{si } 0 \leq t \leq T, \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \dots \dots \dots (1.8)$$

- f_c Fréquence d'émission (porteuse) ;
- Φ Phase initial.

Pour des raisons de contre mesure de guerre électronique et de performance, les radars utilisent souvent un codage de phase d'une impulsion à une autre (changement de Φ d'une impulsion à une autre selon un code bien déterminé).

10.2. Compression d'impulsion

La compression d'impulsion est une technique de traitement du signal utilisée en radar, sonar, sismiques et autres systèmes. Dans le contexte radar, la compression d'impulsion est conçue pour minimiser la puissance crête émise, maximiser le rapport signal à bruit RSB, et avoir une bonne résolution. Deux modulations intra-impulsion sont les plus utilisées, la modulation de fréquence et la modulation de phase.

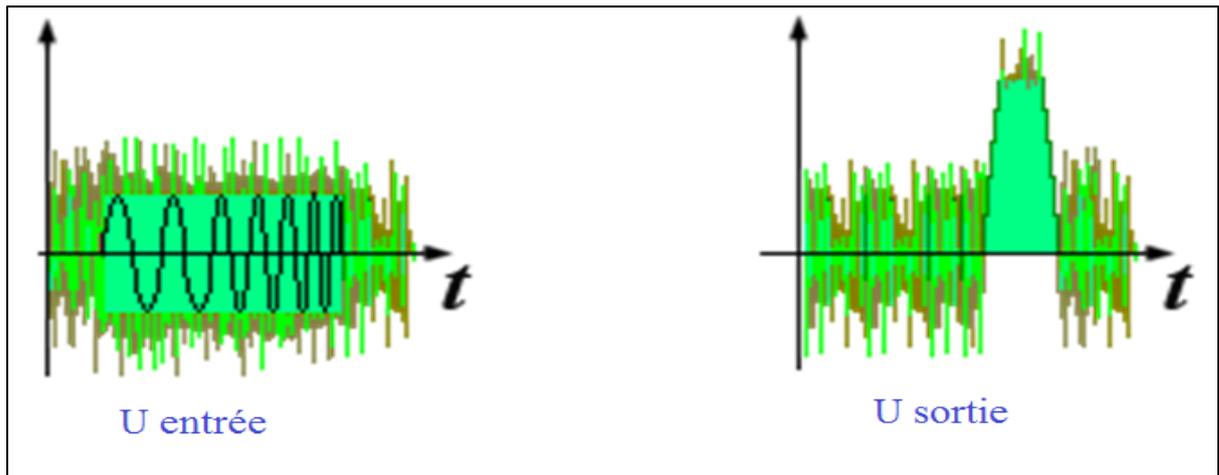


Figure I.6: Les signaux d'entrée et de sortie d'un étage de compression.

11. Configuration du radar

Selon la disposition des éléments d'émission et de réception, on distingue deux configurations principales du radar dans la littérature. Il s'agit du radar monostatique et du radar bistatique. Pour des raisons de technologies, les premiers radars étaient de configuration bistatique, apparus en 1930, car l'intégration de l'émetteur et du récepteur dans un même radar n'était pas totalement maîtrisée. Mais grâce à la mise en œuvre de duplexeurs en 1936, les systèmes monostatiques se sont très vite imposés par leur moindre coût [3].

11.1. Radar Monostatique

Dans le radar monostatique (Figure 1.7), l'émetteur et le récepteur partagent une électronique et une antenne commune. Ceci permet de réduire l'encombrement et les coûts de synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, ce qui explique pourquoi l'immense majorité des radars sont monostatique. En contrepartie, seul le signal rétrodiffusé par la cible dans une direction est reçu par le radar.

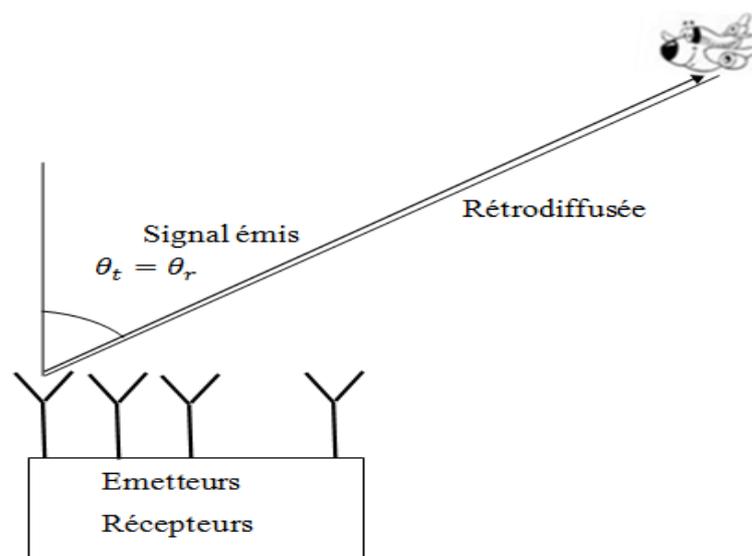


Figure I.7: Configuration du radar monostatique.

11.2. Radar bistatique et radar multistatique

Cependant le radar bistatique (la Figure 1.8), ou même de configuration multistatique (Figure 1.9) se distinguent par la séparation entre les émetteurs et les récepteurs. L'une et l'autre configuration présentent des avantages et des inconvénients.

D'autre part, la possibilité de positionner l'émetteur et le récepteur à volonté permet d'explorer d'autres configurations de réflexion permettant d'augmenter le volume d'informations disponibles sur la cible. En revanche, l'utilisation d'une configuration bistatique demande une bonne Synchronisation entre l'émetteur et le récepteur, et l'utilisation d'une géométrie d'acquisition moins triviale.

Lorsqu'on parle du radar bistatique, on suppose implicitement que l'émetteur et le récepteur sont réellement séparés (soit du point de vue de distance, soit d'un point de vue angulaire). Si l'émetteur et le récepteur sont distincts physiquement (antennes différentes) mais situés presque au même endroit, le signal reçu est qualitativement proche d'un signal monostatique. On parle ainsi de configurations fortement bistatiques ou faiblement bistatiques pour intégrer ces deux possibilités.

11.2.1. Avantages principaux de radar bistatique

- Mise en œuvre secrète du récepteur dans les utilisations militaires;
- Bonne résistance aux contre-mesures électroniques car le type d'onde, la fréquence utilisée et la position du récepteur sont inconnus;
- Possibilité d'optimiser la surface équivalente radar (SER) résultante des effets géométriques de la cible.

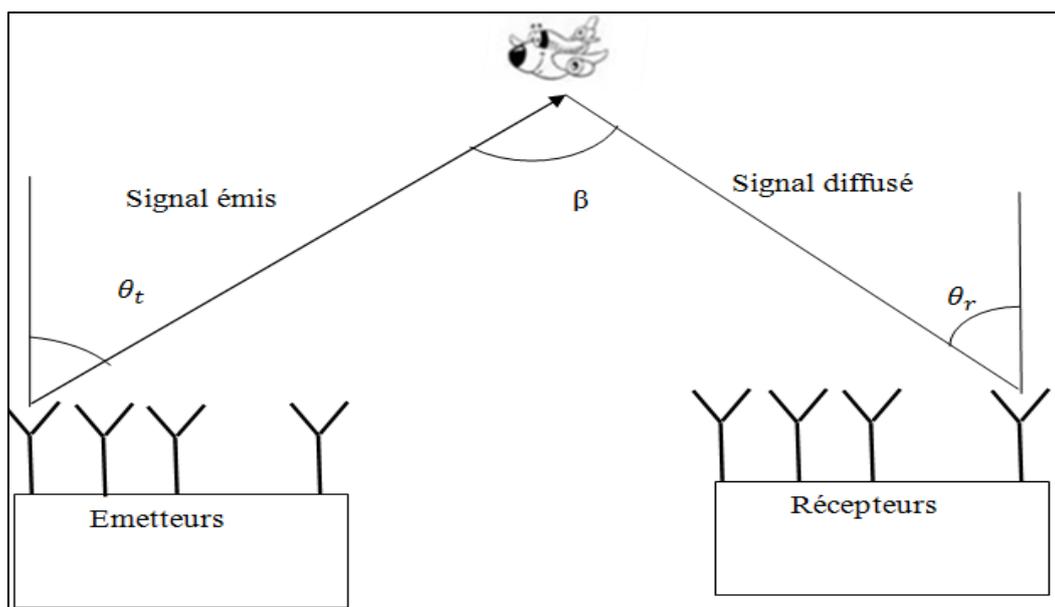


Figure 1.8 : Configuration du radar bistatique.

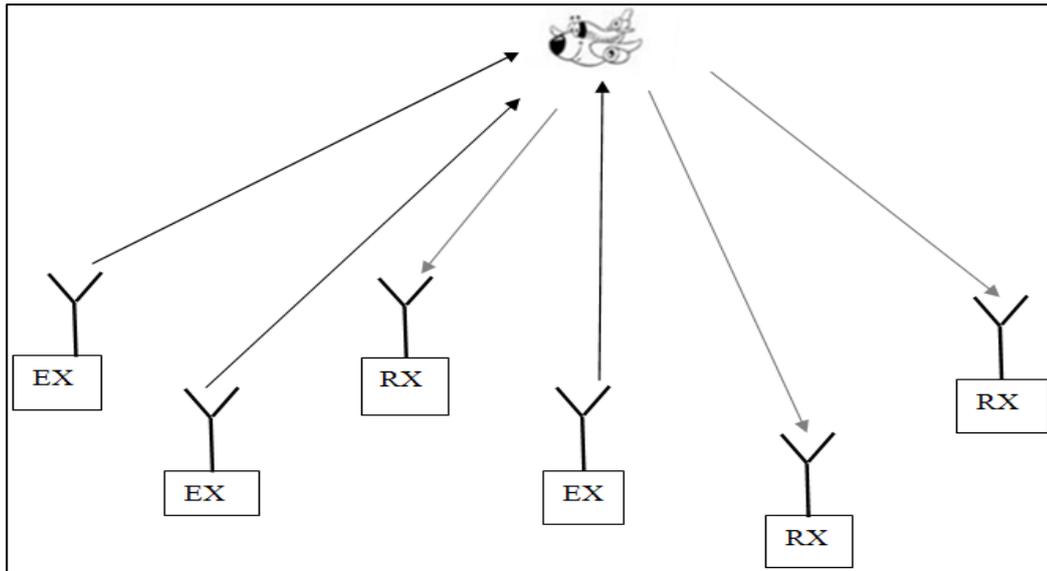


Figure 1.9 : Configuration du radar multistatique.

12. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'histoire du radar ainsi que le système radar, nous avons ensuite défini quelques notions de bases sur le radar ainsi que ses configurations. Nous sommes arrivés à la conclusion que le radar MIMO bistatique apparaît comme une configuration d'excellent compromis entre la complexité et les gains qu'offre la diversité. En plus cette configuration bistatique cohérente du radar est déjà employée dans plusieurs applications radar.

On a conclu aussi que la configuration du radar MIMO multistatique est la plus appropriée mais elle est très complexe et sa mise en œuvre en pratique est difficile.

Dans le chapitre suivant nous présenterons le concept MIMO en radar, ainsi que le modèle de signal pour le radar MIMO bistatique cohérent qui est le modèle suivi durant toute la thèse pour la localisation conjointe de direction d'arrivée et de direction de départ.

Chapitre 2

Concept MIMO en radar

1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation de concept MIMO en radar ainsi qu'à la citation des types de radar MIMO, nous donnons aussi les avantages et types du radar MIMO. A la fin nous présenterons le modèle de signal pour le radar MIMO bistatique cohérent qui est le modèle adopté pour toute la thèse pour la localisation conjointe de direction d'arrivée et direction de départ.

2. Concept MIMO en radar

Le concept MIMO (Multiple Input / Multiple Output) a eu beaucoup de succès en télécommunication. Il est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et de plusieurs antennes à la réception, ce qui a permis aux systèmes de télécommunications d'augmenter de façon importante leurs performances.

Ce concept est bien adapté aux radars qui utilisent déjà de multiples antennes en réception et en émission. Il peut être défini simplement comme un radar avec de multiples rayonnements et de multiples sites de réception [5] avec un traitement conjoint des informations reçues. En d'autres termes, le radar MIMO n'est qu'une généralisation du concept multistatique.

D'après la définition la plus générale, on peut considérer beaucoup de systèmes traditionnels comme des cas particuliers du radar MIMO. A titre d'exemple, on peut considérer le radar à ouverture synthétique (SAR) comme une forme de radar MIMO [6], de même, le radar polarimétrique, c'est-à-dire un radar qui mesure les deux composantes de polarisation pour chaque polarisation émise, est aussi un exemple de radar MIMO [6].

Les antennes du radar MIMO émettent des signaux, qui peuvent être ou non corrélés, supposés orthogonaux, mais ce n'est pas une exigence pour le radar MIMO. Cependant, l'orthogonalité peut faciliter le traitement.

3. Types de radar MIMO

Les radars MIMO peuvent être classés en deux catégories principales selon la disposition de ses éléments émetteurs et de ses éléments récepteurs. La première classe est le radar dit : radar MIMO statistique et la seconde est le radar MIMO cohérent.

Dans [5] et [7], il a été montré que la distance relative entre les antennes d'émission (respectivement entre les antennes de réception) par rapport à la distance émetteur-cible (respectivement cible-récepteur) et à la dimension de la cible, définissent le degré de corrélation entre les coefficients de réflexion et par conséquent, deux cas se présentent (Figure 2.1) :

- Cas 1 : Radar MIMO statistique

$$d_e^a > \frac{d_e \lambda}{d_e^c} \text{ et } d_r^a > \frac{d_r \lambda}{d_r^c} \dots \dots \dots (2.1)$$

- Cas 2 : Radar MIMO cohérent

$$d_e^a < \frac{d_e \lambda}{d_e^c} \text{ et } d_r^a < \frac{d_r \lambda}{d_r^c} \dots \dots \dots (2.2)$$

Où λ est la longueur d'onde.

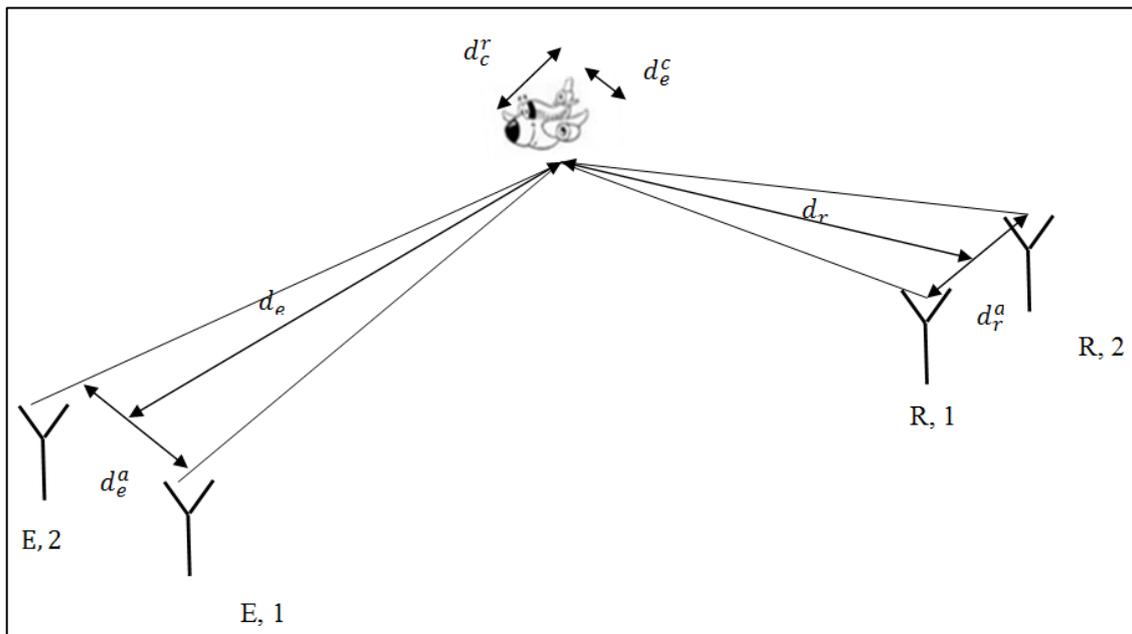


Figure 2.1 : Radar MIMO.

3.1. Radar MIMO statistique

C'est le radar où les antennes d'émission et de réception sont largement espacées et par conséquent, les signaux captés à la réception sont indépendants. Les travaux dans cet axe sont concentrés sur les gains apportés par la diversité spatiale qu'offre le concept MIMO. En général, ces travaux analysent l'amélioration des performances de ces systèmes radars MIMO statistique en termes de détection de cibles grâce à la multitude des angles de vision de ces radars.

3.2. Radar MIMO cohérent

Cette configuration est constituée de multiples antennes d'émission Co-localisées et de multiples antennes de réception également Co-localisées (les éléments d'émission ainsi que les éléments de réception sont étroitement espacés) pour que la cible soit dans le champ lointain par rapport à ces réseaux.

4. Motivation

Le radar MIMO peut transmettre indépendamment à travers ses différentes voies d'émission plusieurs formes d'onde. En plus de la diversité spatiale, cette diversité en forme d'onde avantage les radars MIMO comparativement au radar à faisceau déphasé classique.

En effet, l'exploitation de la diversité spatiale offerte par le radar MIMO a permis d'améliorer la détection et la localisation des cibles d'une manière considérable. Plusieurs travaux ont montré que le radar MIMO cohérent offre une haute résolution due à l'interprétation du réseau virtuel engendré par la diversité de formes d'onde émises.

5. Avantages de radar MIMO

Pour la première configuration, dans laquelle les éléments d'émission et les éléments de réception sont largement espacés, la diversité de la multitude d'angles de vision (spatiale) augmente les performances en termes de détection. La seconde configuration, où les antennes d'émission et de réception sont étroitement proches, est avantagée par sa performance en termes de localisation.

L'application du concept MIMO dans le système radar permet la construction d'un réseau virtuel plus grand que le réseau du système traditionnel. Cette envergure importante du réseau virtuel permet d'augmenter considérablement les performances en termes de détection pour le radar statistique et en termes de localisation pour le radar cohérent.

Ce dernier est avantagé par un gain lié à la cohérence entre les signaux, alors que le radar MIMO statistique est avantagé par un autre gain lié à la diversité spatiale.

Pour bénéficier des deux gains, une configuration plus générale, où chaque élément est constitué de plusieurs antennes proches (un sous-réseau), peut être considérée. Les sous réseaux sont suffisamment espacés pour avoir une indépendance statistique entre les signaux de chaque paire émetteur-récepteur. Sans perdre de généralité, le radar MIMO cohérent bistatique présente le cas particulier de cette configuration qui permet de bénéficier des avantages de la diversité spatiale et des gains de la cohérence.

Le radar MIMO qui sera adopté pour le reste de la thèse est le radar MIMO cohérent bistatique tel qu'il est présenté dans la figure (2.2).

6. Application des systèmes radar MIMO

La première expérimentation du radar MIMO a été réalisée pour les systèmes de surveillance aérienne. D'autres ont présenté les radars MIMO pour la réduction du fouillis (clutter). Les performances de ces radars ont été aussi étudiées pour des applications aéroportées.

7. Modèle de signal du radar MIMO bistatique

En général, la cible est considérée comme une surface réfléchissante S rectangulaire. Cette cible se trouve dans l'espace au point (x_0, y_0) . Le gain complexe, apporté par la réflexion de la cible et qui dépend de la surface équivalente radar (SER), est supposée une variable aléatoire complexe.

A chaque impulsion, le vecteur du signal reçu pour un système radar composé de M antennes d'émission et N antennes de réception est donné par [7]:

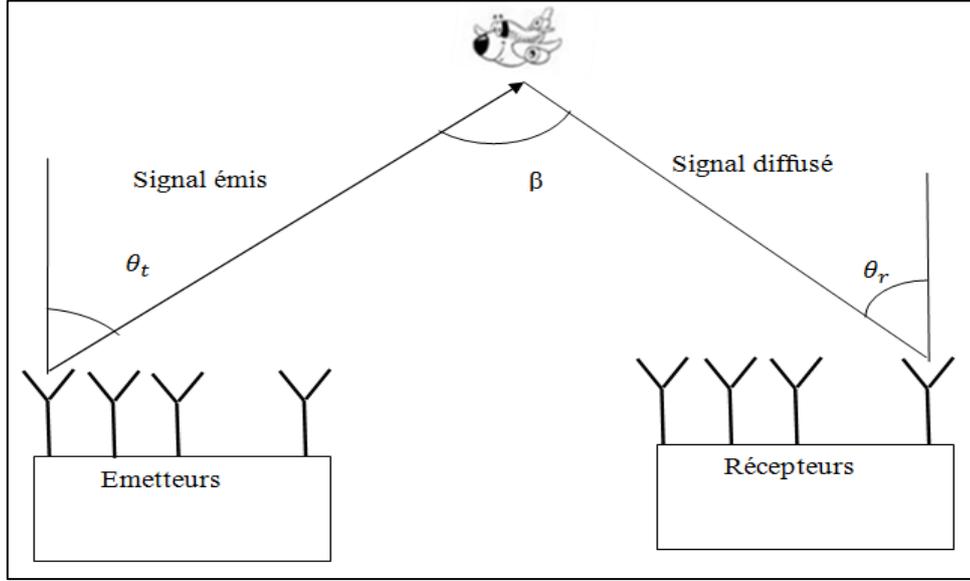


Figure 2.2 : Le radar MIMO bistatique.

$$x(l, t) = \sqrt{\frac{E}{M}} \text{diag} \left(\mathbf{a}(x_0, y_0) \mathbf{H} \text{diag}(\mathbf{b}(x_0, y_0)) \mathbf{s}(l - \tau, t) + \mathbf{W}(l, t) \right) \dots (2.3)$$

Où:

- E est l'énergie globale émise, \mathbf{H} est une matrice $N \times M$ dite matrice du canal, sachant que $[\mathbf{H}]_{ij} = \alpha_{ij}$ sont les coefficients de réflexion liés à la surface équivalente radar(SER) ;
- $\mathbf{a}(x_0, y_0) = [1, e^{j\varphi^2}, \dots, e^{j\varphi^N}]$ est le vecteur de position de la cible par rapport aux récepteurs ;
- $\mathbf{b}(x_0, y_0) = [1, e^{j\psi^2}, \dots, e^{j\psi^N}]$ est le vecteur de position de la cible par rapport aux émetteurs ;
- $\mathbf{s}(l, t) = [s_1(l, t), \dots, s_M(l, t)]^T$ Représente les signaux d'émission ;
- $\mathbf{w}(l) = [w_1(l, t), \dots, w_N(l, t)]^T$ est un vecteur qui représente le bruit additif supposé Gaussien, blanc, complexe, circulaire et de moyenne nulle ;

- l représente le temps à l'intérieur de l'impulsion (temps rapide), et t représente l'index des impulsions radar (temps lent).

Dans le cas d'une configuration bistatique, les M antennes d'émission sont étroitement espacées et les N antennes de réception sont elles aussi étroitement espacées. En raison de simplification, les deux réseaux d'antennes sont considérés linéaire et uniformes (RLU) et chaque antenne est omnidirectionnelle. Les espaces entre les antennes d'émission et entre les antennes de réception sont respectivement Δ_t et Δ_r .

La portée de la cible est supposée très supérieure à l'ouverture du réseau d'émission et de celui de réception (les éléments de la matrice \mathbf{H} sont totalement corrélés et donnés par $\alpha \mathbf{1}_{MN}$ ou $\mathbf{1}_{MN}$, une matrice de $M \times N$ dont tous les éléments sont égaux à un).

Pour une cible se trouvant à la position azimutale (θ_r, θ_t) (ou θ_t est la direction par rapport au réseau d'émission appelée "Direction De Départ (DDD)", et θ_r est la direction par rapport au réseau de récepteur appelée "Direction D'arrivée (DDA)"),

En exploitant la forme linéaire et uniforme du réseau d'émission et du réseau de réception, l'expression (2.3) du signal reçu peut être réécrite comme suit [8, 9, 10] :

$$\mathbf{x}(l, t) = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) \mathbf{b}^T(\theta_t) \begin{bmatrix} s_1(l, t) \\ \vdots \\ s_M(l, t) \end{bmatrix} + \mathbf{w}(l, t) \dots \dots \dots (2.4)$$

Où:

- $\mathbf{a}(\theta_r) = \left[1 e^{j 2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j 2\pi (N-1) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}} \right]^T \in \mathcal{C}^{N \times 1}$ étant le vecteur de transfert (de direction) par rapport au récepteur ;
- $\mathbf{b}(\theta_t) = \left[1 e^{j 2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t)}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j 2\pi (M-1) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t)}{\lambda}} \right]^T \in \mathcal{C}^{M \times 1}$ étant le vecteur de transfert (de direction) par rapport à l'émetteur ;
- $\alpha(t)$ est le coefficient de réflexion de la cible qui dépend de la (SER) et de l'énergie émise, supposé varier d'une impulsion à une autre selon le modèle SWERLING II ou constant d'une impulsion à une autre selon le modèle SWERLING I.
- $\mathbf{w}(l, t)$ Est le vecteur bruit dont les éléments sont supposées indépendants, complexes, à moyenne nulle et de distribution normale ;
- l Représente le temps à l'intérieur de l'impulsion (temps rapide) ;
- t Représente l'index des impulsions radar (temps lent).

Pour une meilleure séparation de signaux émis à la réception, des signaux orthogonaux sont souvent émis c.-à-d.

$$(\langle \mathbf{s}_i(l, t), \mathbf{s}_j(l, t) \rangle = 0 \text{ et } \langle \mathbf{s}_i(l, t), \mathbf{s}_i(l, t) \rangle = r(t), i \neq j = 1 \dots M)$$

Où $r(t)$ est le signal en bande de base à la sortie du $i^{\text{ème}}$ filtre adapté.

Alors, la sortie du $m^{\text{ème}}$ filtre adapté, correspond à la forme d'onde émise par le $m^{\text{ème}}$ émetteur, est donnée par [8, 9, 10] :

$$\mathbf{y}_m = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) \mathbf{b}^T(\theta_t) \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ r(t) \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{w}_m(t) \dots \dots \dots (2.5)$$

Cette dernière expression peut être réarrangée pour obtenir la forme finale du vecteur signal à la réception qui correspond à la forme d'onde émise par le $m^{\text{ème}}$ émetteur :

$$\mathbf{y}_m = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) b_m(\theta_t) r(t) + \mathbf{w}_m(t) \dots \dots \dots (2.6)$$

Avec $b_m(\theta_t)$ le $m^{\text{ème}}$ élément du vecteur de transfert par rapport au réseau d'émission et \mathbf{w}_m le bruit à la sortie du $m^{\text{ème}}$ filtre adapté.

A la sortie de chaque élément récepteur, il y'a M signaux émis par les M émetteurs et réfléchis par la cible. Donc, nous obtenons une matrice d'observation de dimension $M \times N$ éléments.

Posant $\mathbf{z}(t) \in \mathbb{C}^{M \times N \times 1}$ comme le vecteur qui contient tous les éléments de la matrice d'observation.

$$\mathbf{z}(t) = [\mathbf{y}_1(t)^T, \dots, \mathbf{y}_M(t)^T]^T \dots \dots \dots (2.7)$$

Alors, $\mathbf{z}(t)$ peut être écrit

$$\mathbf{z}(t) = [b_1(\theta_t), \dots, b_M(\theta_t)]^T \otimes \mathbf{a}(\theta_r) \alpha(t) r(t) + \mathbf{n}(t) \dots \dots \dots (2.8)$$

D'où

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{c}(\theta_r, \theta_t) s(t) + \mathbf{n}(t) \dots \dots \dots (2.9)$$

Où:

- $\mathbf{c}(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{a}(\theta_r)$ est le vecteur de transfert global ;
- $\mathbf{n}(t)$ est le bruit additif ;
- \otimes Est l'opérateur de Kronecker et $s(t) = \alpha(t) r(t)$.

Cette expression du vecteur d'observation peut être généralisée pour le cas de P cibles comme suit :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \dots \dots \dots (2.10)$$

Avec la matrice de transfert données par

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}(\theta_r^1, \theta_t^1), \dots \dots \dots, \mathbf{c}(\theta_r^P, \theta_t^P)]_{MN \times P} \dots \dots \dots (2.11)$$

$$\mathbf{c}(\theta_r^p, \theta_t^p) = \mathbf{b}(\theta_t^p) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^p) \dots \dots \dots (2.12)$$

Et

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t)r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_p(t)r_p(t) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.13)$$

Selon les modèles de fluctuation de cibles considérés, deux cas de modèle du signal se présentent ici :

Cas du modèle SWERLING I : Les coefficients de rétrodiffusion sont considérés constants d'une impulsion à une autre et par conséquent :

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1 r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_p r_p(t) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.14)$$

Cas du modèle SWERLING II : Les coefficients de rétrodiffusion changent d'une impulsion à une autre :

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t)r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_p(t)r_p(t) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (2.15)$$

De plus dans la suite, nous considérons que les émetteurs transmettent des signaux en bande de base $r(t)$ identiques.

8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le concept MIMO en radar ainsi que ses types. Le radar MIMO bistatique cohérent apparait comme une configuration d'excellent compromis entre la complexité qui permet de bénéficier des avantages de la diversité spatiale et les gains qu'offre la cohérence. En plus, cette configuration bistatique cohérente du radar est déjà employée dans plusieurs applications radar.

A la fin nous avons présenté les avantages du radar MIMO, les applications des systèmes radar MIMO ainsi que le modèle du signal pour le radar MIMO bistatique cohérent, qui est le modèle adopté pour toute la thèse pour la localisation conjointe de cibles, par rapport à l'émetteur et par rapport au récepteur, qui fera l'objet des chapitres suivants .

Chapitre 3

Techniques de localisation

1. Introduction

Après avoir donné un aperçu sur le concept MIMO, nous verrons brièvement dans ce chapitre les différents types de réseaux d'antennes, puis nous présenterons les deux techniques de localisation.

Dans ce chapitre, nous présenterons en détails les algorithmes de haute résolution modernes basés sur la notion de sous-espaces signal et bruit communément nommés MUSIC et ESPRIT. Ces méthodes permettent une estimation de grande précision des paramètres de signaux à l'aide de réseaux d'antennes en exploitant au mieux les données.

2. Traitement d'antenne

Le traitement d'antenne regroupe tous les algorithmes de traitement du signal dédiés à des groupements d'antennes telles l'antenne-réseaux.

3. 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.

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).

3.1. 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 3.1. Le dipôle 1 est excité par un courant $I_1 \angle \Phi / 2$, et 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.

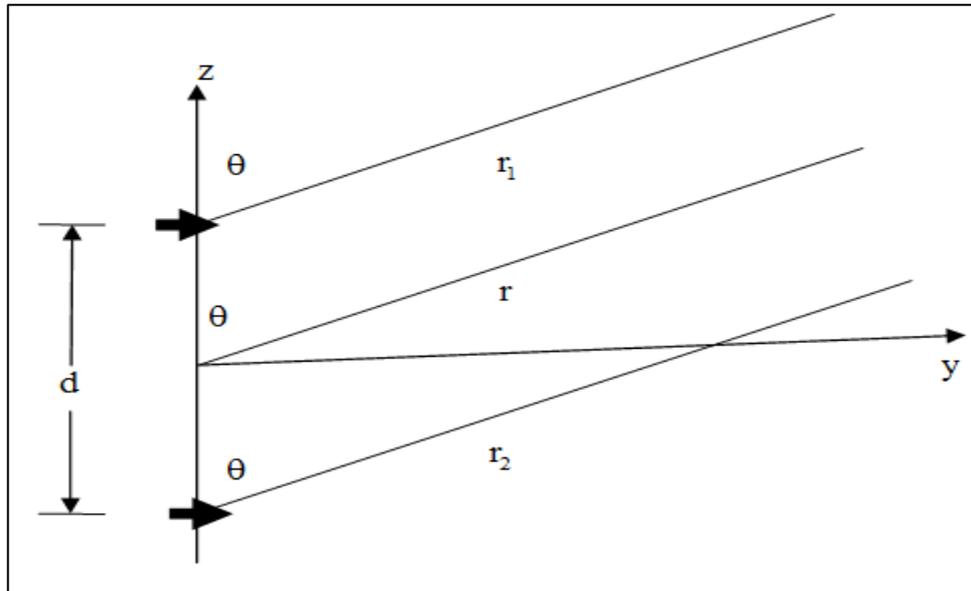


Figure 3.1: Champ lointain de deux dipôles.

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

$$E_{total} = E_1 + E_2 = \vec{a}_\theta \left[j \frac{\eta k I_0}{4\pi r} l_e \cos \theta \right] 2 \cos(kd \cos(\theta + \Phi)) \dots \dots \dots (3.1)$$

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 × 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.

3.2. Réseau linéaire

Le réseau linéaire (figure 3.2) est utilisé principalement en radar:

- soit directement pour certaines applications telles que radars secondaires, radars de trafic maritime...etc.
- 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 3.2 en deux types :

- les réseaux dispersifs, qui ont une direction de rayonnement maximale 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.

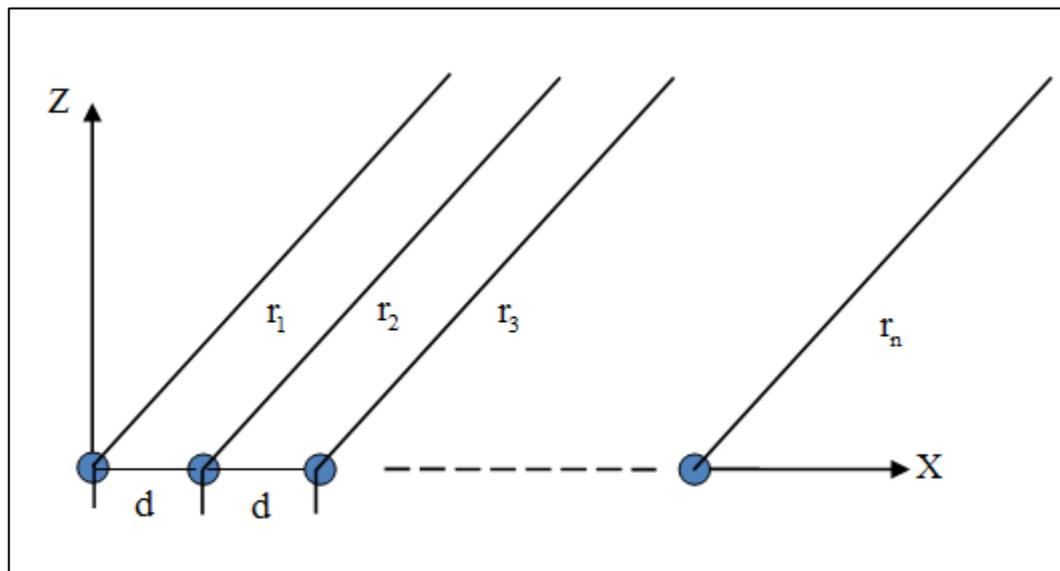


Figure 3.2: Réseau linéaire.

Les éléments identiques sont alimentés avec un courant de même amplitude mais avec un déphasage progressif Ψ . 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 :

$$F(\Psi) = 1 + e^{j\Psi} + e^{j2\Psi} + e^{j3\Psi} + \dots + e^{j(n-1)\Psi} \dots \dots \dots (3.2)$$

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

$$F = \frac{\sin(N\Psi/2)}{\sin(\Psi/2)} \dots \dots \dots (3.3)$$

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, $kd \cos \theta_{max} + \Psi = 0$

Où :

$$\theta_{max} = \text{Arc} \left(-\frac{\lambda \Psi}{2\pi d} \right) \dots \dots \dots (3.4)$$

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

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

Pour l'éviter on doit avoir :

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \theta_{max}|} \dots \dots \dots (3.5)$$

3.2.2. Effet du nombre N de sources

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 3.3.

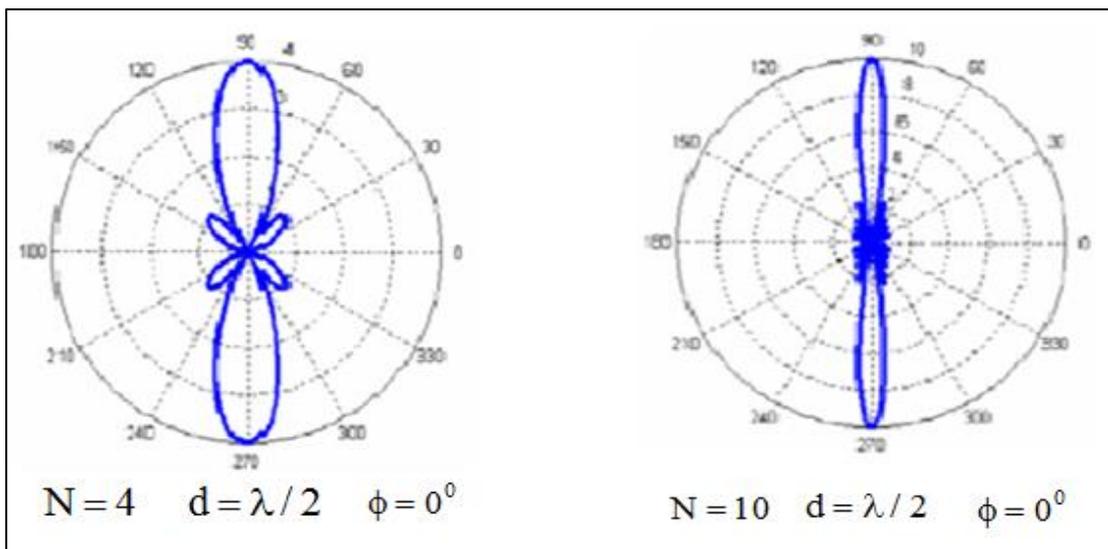


Figure 3.3: Effet du nombre de sources.

3.2.3. 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 3.4). 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.

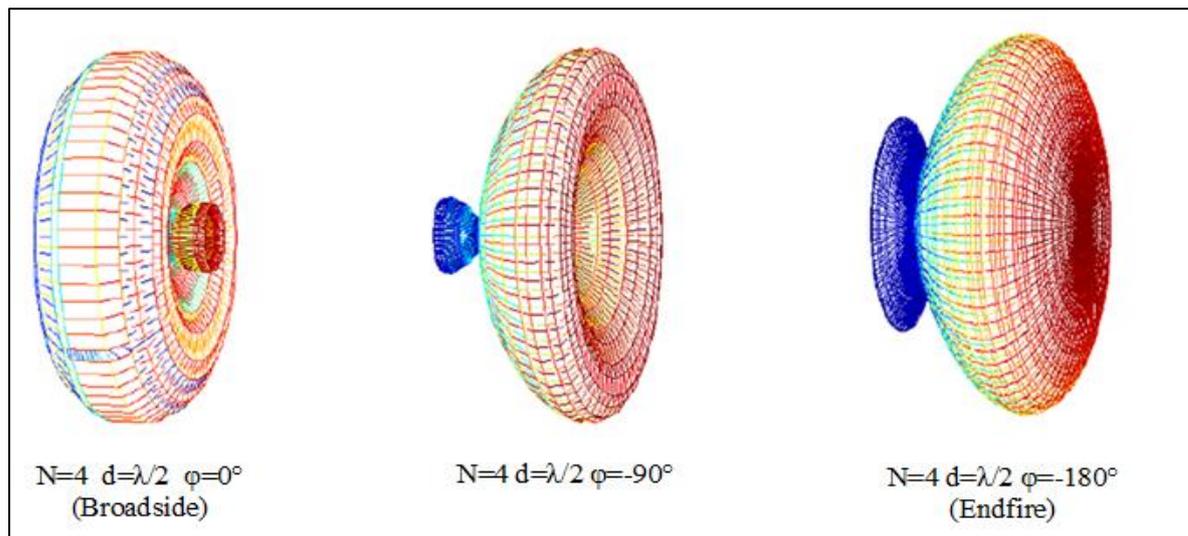


Figure 3.4 : Effet de la phase.

3.2.4. Réseau linéaire dispersif

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 voisine de la normale au réseau.

La structure générale représentée par la Figure III.5, permet de satisfaire ces trois exigences.

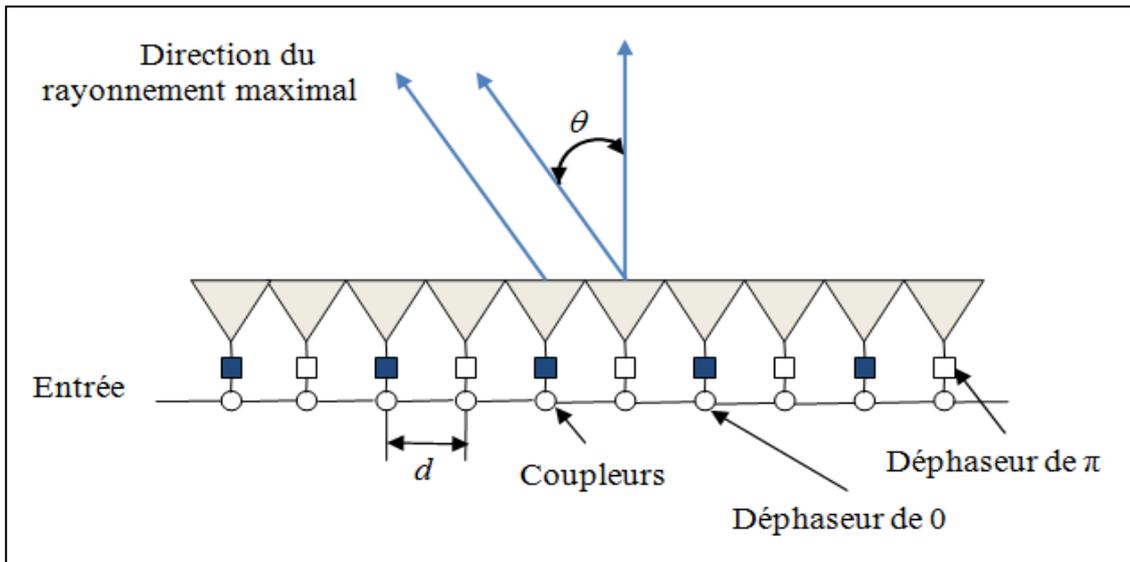


Figure 3.5 : Réseau linéaire dispersifs

3.3. Réseau circulaire

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 3.6 illustre ce type de réseau.

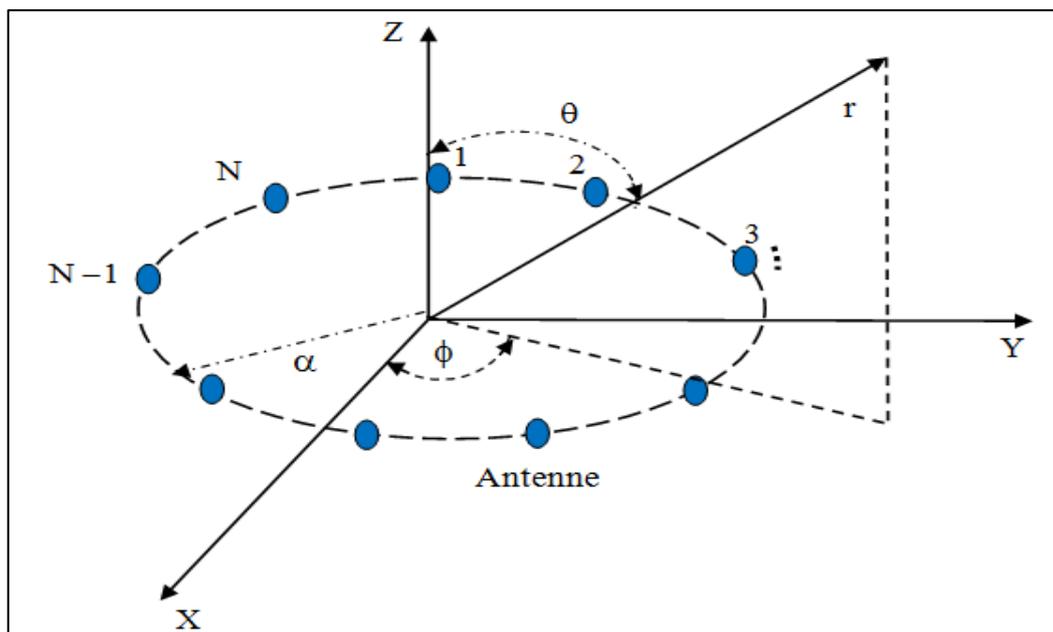


Figure 3.6 : Réseau circulaire de N.

Le facteur de réseau dans ce cas est donné par :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jKa(\sin \theta \cos(\varphi - \varphi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \varphi_n))} \dots \dots \dots (3.6)$$

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.

3.4. 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 3.7.

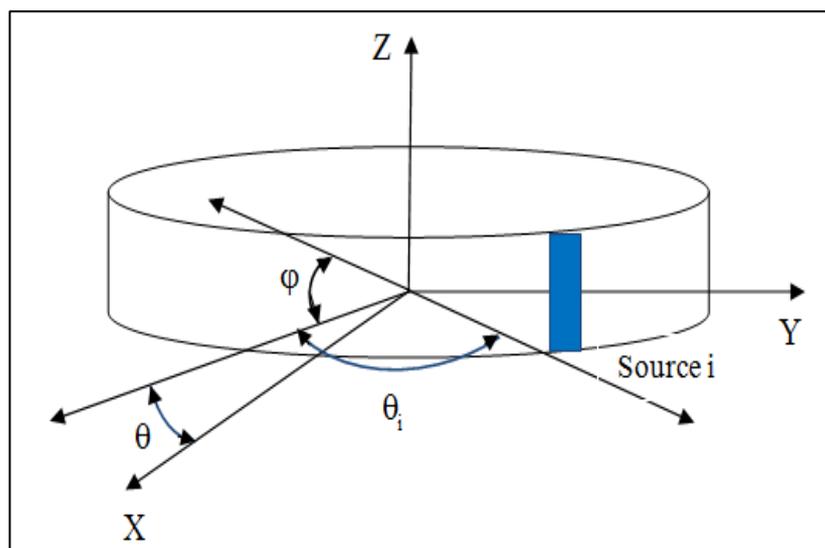


Figure 3.7 : Réseau cylindrique.

3.5. 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.

3.5.1. Réseau plan régulier

Les réseaux plans réguliers sont généralement constitués par un grand nombre d'antennes élémentaires. Toutes les antennes simples peuvent être utilisées voir la Figure 3.8.

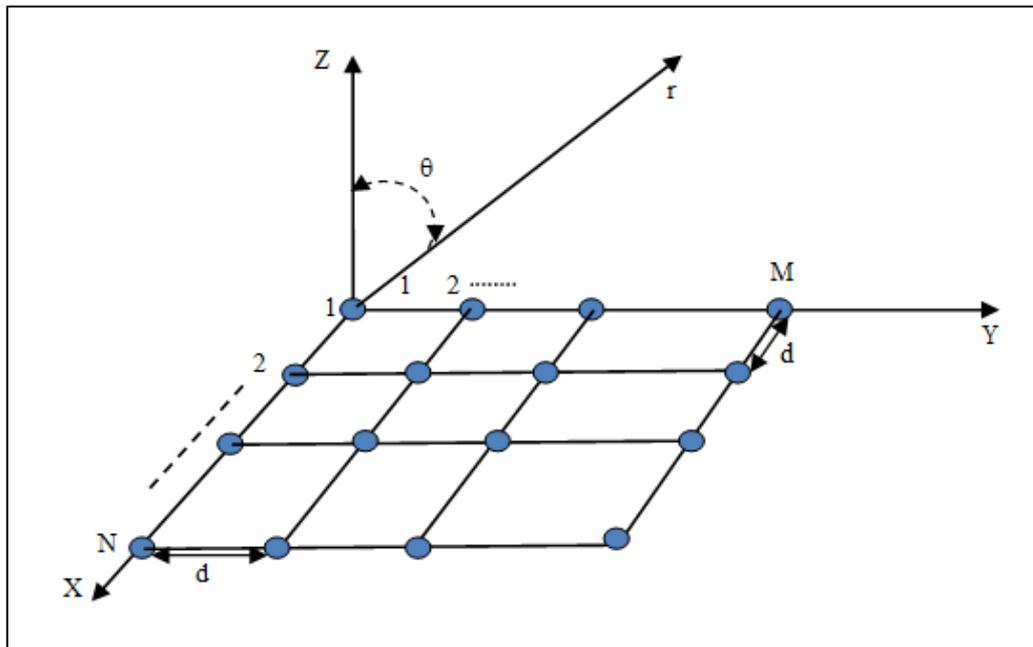


Figure 3.8: Réseau plan $M \times N$

3.6. Réseau non uniforme

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-Chebyshev.

3.7. 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 3.9 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.

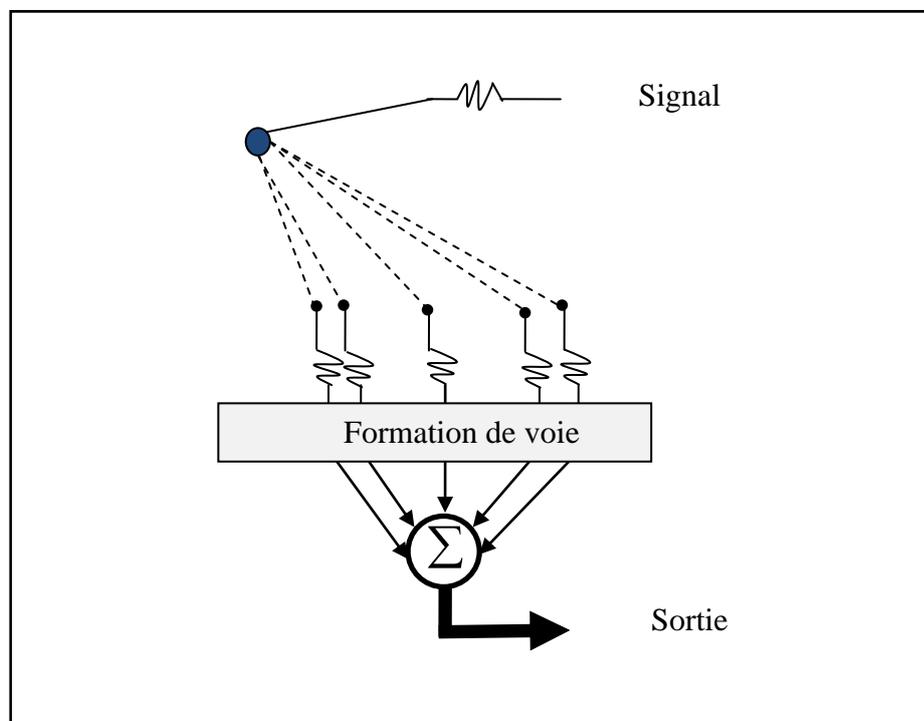


Figure 3.9 : Principe de la formation de faisceaux.

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 modifie 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.

3.8. 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 ainsi qu'un nombre de sorties correspondant 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. Il permet de distribuer les signaux issus de deux

faisceaux sur quatre 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.

4. 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 des domaines très divers comme le radar, les télécommunications, la sismologie...etc.

La figure 3.10 donne une classification de ces méthodes.

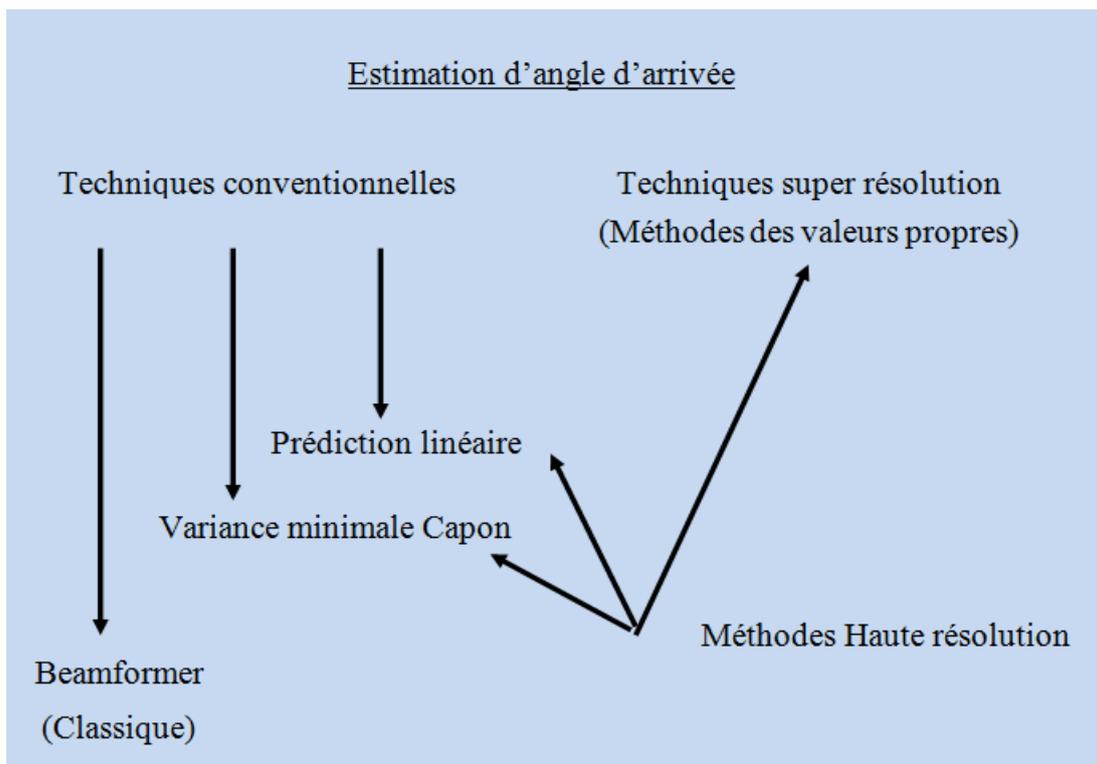


Figure 3.10 : Classification des techniques DOA.

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.

5. Modèle de signal

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

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

$$X(t) = A.S(t) + N_0(t) \dots \dots \dots (3.7)$$

$$\begin{pmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{pmatrix} = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)]. \begin{pmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ \vdots \\ S_K(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} N_{01}(t) \\ N_{02}(t) \\ \vdots \\ N_{0M}(t) \end{pmatrix} \dots \dots \dots (3.8)$$

Où :

- S est l'enveloppe complexe des k sources de dimension [K x 1];
- $A = a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_K)$ est la matrice réponse du réseau d'antennes de dimension [M×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^{ième} source Où $\Phi_{M,k} = \frac{2\pi d}{\lambda} (m - 1) \sin \theta_k$ représente le déphasage géométrique introduit par le m^{ième} élément du réseau de la K^{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×N] est où N est le nombre d'échantillons temporels.

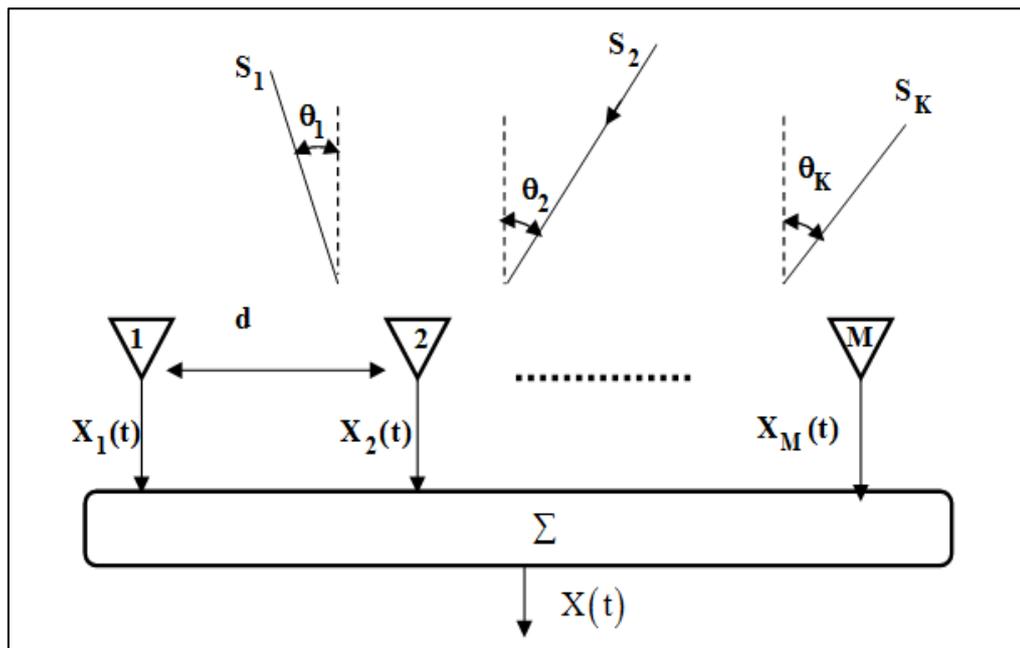


Figure 3.11: Réseau linéaire uniforme accueillant K signaux.

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

$$R = E\{X.X^H\} \dots \dots \dots (3.9)$$

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

$$R = A \cdot R_{SS} \cdot A^H + \sigma^2 I_M \dots \dots \dots (3.10)$$

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 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 :

$$R = \frac{1}{N} \cdot X \cdot X^H \dots \dots \dots (3.11)$$

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.

6. Techniques conventionnelles

6.1. Méthode du Formateur de faisceaux (beamformer)

La formation de voies ('beamforming') est une technique applicable à un groupement d'antennes dans le but de localiser la provenance de signaux incidents ou angles d'arrivées ('Direction of Arrivals'-DOA). Le réseau d'antennes opère donc en mode réception. Cette technique est équivalente à un balayage électronique qui regarde dans la zone limite qui constitue la fenêtre d'observation.

Le résultat de la formation de voies est un pseudo-spectre contenant des pics identifiant les angles d'arrivées plutôt que le contenu fréquentiel. Il s'agit d'un algorithme qui utilise les signaux à la sortie de chacun des éléments mais sans exploiter certaines connaissances potentielles.

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

Le signal à la sortie du capteur :

$$X_i(t) = s(t)e^{-jkd_i \sin \theta} \dots \dots \dots (3.12)$$

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

$$y(t) = \sum_{i=1}^M w_i^*(\theta) X_i(t) = w^H(\theta) X(t) \dots \dots \dots (3.13)$$

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 :

$$P(\theta) = w^*(\theta)E\{X(t)X^*(t)\}w(t) = w^H(\theta)Rw(\theta) \geq 0 \dots \dots \dots (3.14)$$

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,

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

$$P_{Beam}(\theta) = w^H(\theta)Rw(\theta) = a^H(\theta)Ra(\theta) \dots \dots \dots (3.15)$$

Dans ces conditions la puissance est maximale est vaut :

$$P(\theta) = MP_S + \sigma^2 \dots \dots \dots (3.16)$$

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 :

$$DOA_{Beam} = \max_{\theta} [a^H(\theta)Ra(\theta)] \dots \dots \dots (3.17)$$

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 été développées les méthodes à haute résolution permettant d'avoir des précisions beaucoup plus importantes.

6.2. 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 [11].

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

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

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

$$\min \Lambda = w^H(\theta)Rw(\theta) + \lambda(1 - w^H a(\theta)) \dots \dots \dots (3.18)$$

Donc $\frac{\partial \Lambda}{\partial w} = 2Rw(\theta) - \lambda a(\theta) = 0$, Ce qui donne

$$w(\theta) = \frac{\lambda}{2} R^{-1} a(\theta) \dots \dots \dots (3.19)$$

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

D'où $w^H a(\theta) = \frac{\lambda}{2} a^H(\theta) R^{-1} a(\theta) = 1$

Où $\lambda = \frac{2}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \dots \dots \dots (3.20)$

En combinant les équations 3.19 et 3. 20 on trouve les pondérations optimales:

$$w(\theta) = \frac{R^{-1}a(\theta)}{a^H(\theta) R^{-1}a(\theta)} \dots \dots \dots (3.21)$$

Et en substituant dans 3.21 on trouve le critère de Capon :

$$DOA_{Capon} = \max_{\theta} \left[\frac{1}{a^H(\theta)R^{-1}a(\theta)} \right] \dots \dots \dots (3.22)$$

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

$$\hat{R} = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{t=N} X(t)X^H(t) \dots \dots \dots (3.23)$$

Avec N le nombre d'échantillons du signal s(t). La méthode MVDR a une meilleure résolution que la précédente.

7. Technique de localisation à 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.

7.1. 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 1970-1980, 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).

7.2. Méthodes basées sur la notion de sous-espace

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 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 extrémums 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.

7.3. 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.

7.4. 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.

7.5. 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 coûteux en temps de calcul.

8. Méthodes à 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.

$$E_S = [V_1, V_2, \dots, V_K] \dots \dots \dots (3.24)$$

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.

$$E_n = [V_{k+1}, V_{k+2}, \dots, V_M] \dots \dots \dots (3.25)$$

8.1. MUSIC (Multiple Signal Classification)

8.1.1. 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 3.12).

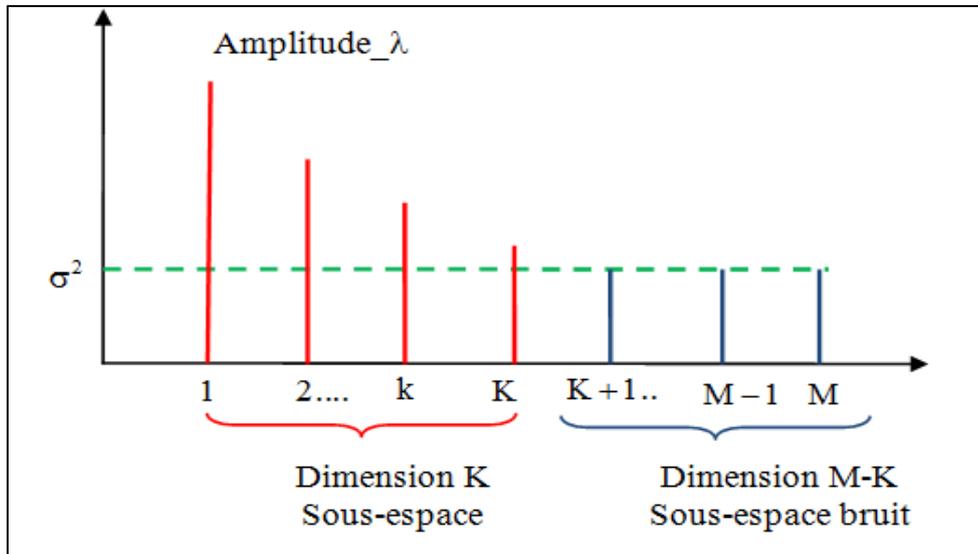


Figure 3.12: Représentation des valeurs propres de R_{xx} .

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 $M - K$ « $M - K$ » 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 :

$$DOA_{MUSIC-1D} = \theta \left[\frac{1}{a(\theta)^H \cdot E_n \cdot E_n^H \cdot a(\theta)} \right] \dots \dots \dots (3.26)$$

• **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
- Calculer 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 :
- $DOA_{MUSIC-1D} = \max_{\theta} \left[\frac{1}{a(\theta)^H E_n E_n^H a(\theta)} \right]$.
- 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.

8.1.2. 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 désigna 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 le sous-espace 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 montré 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:

$$C = Q_M^H R Q_M \dots \dots \dots (3.27)$$

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'auto-corrélations 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'auto corrélation.

$$R_{total} = \sum_{i=1}^{M-N+1} R_{sous-réseau(i)} \dots \dots \dots (3.28)$$

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 décorréler des sources corrélées (ou des échos multiples d'une même source). En effet, le déplacement d'un sous-réseau permet de décorréler 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 cyclo-stationnarité. En effet il a été montré que dans tous les signaux créés par l'homme, on arrive à retrouver des phénomènes cycliques. En tenant compte de ces événements cycliques, on arrive à créer de nouveaux paramètres dans l'équation de MUSIC ce qui augmente le nombre d'inconnues pouvant être trouvées. Ainsi au lieu de M-1 DOAs avec MUSIC, cyclic-MUSIC permet de résoudre 2M-1 DOA, ce qui équivaut à doubler virtuellement le nombre de capteurs.

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

8.2. 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 3.13).

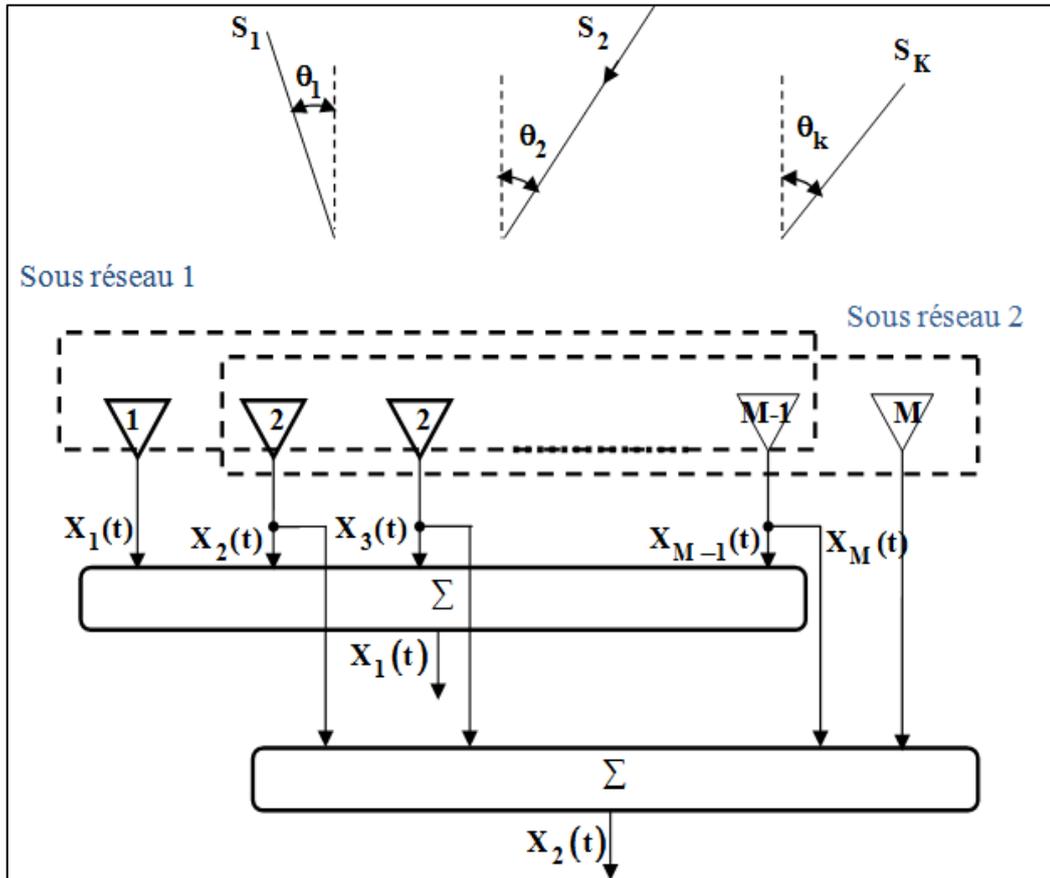


Figure 3.13: Réseau de M antennes linéaire avec K signaux.

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

$$A_2 = A_1 \Phi \dots \dots \dots (3.29)$$

Avec : $\Phi = \text{diag} \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin \theta_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin \theta_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d \cdot \sin \theta_K} \right] \dots \dots \dots (3.30)$

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 :

$$E_S = \begin{pmatrix} - \\ E_{S2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{S1} \\ - \end{pmatrix}$$

En utilisant la relation d'invariance (3.29), on peut aboutir aux relations suivantes :

$$E_{S2} = E_{S1} \Psi \dots \dots \dots (3.31)$$

$$\Psi = T^{-1} \Phi T \dots \dots \dots (3.32)$$

L'équation (3.32) 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 :

$$\lambda_k = \exp\left(-j \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_k\right) \quad k = 1 \dots K \dots \dots \dots (3.33)$$

D'après l'équation (3.33), les DOA sont déduits des arguments de ces valeurs propres.

$$\theta_k = \sin^{-1}\left(\frac{\arg(\lambda_k)}{2\pi d/\lambda}\right) \dots \dots \dots (3.34)$$

D'autre part, l'équation (3.32) 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
- Calculer 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 (3.34)

L'intérêt principal de cette méthode est de fournir un résultat numérique directement exploitable sans passer par l'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.

9. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné un aperçu général de traitement d'antenne et réseaux d'antenne ainsi que les méthodes de localisation. Tout d'abord nous avons traité les techniques de localisation de bases telle que : Beamforming et Capon, par la suite nous avons détaillé les méthodes à haute résolution qui sont basées sur la décomposition de la matrice de covariance en deux sous espace : sous espace signal et sous espace bruit.

A l'issus de ce chapitre nous avons remarqués que les méthodes à haute résolution tel que ESPRIT et MUSIC sont meilleurs en terme de précision et de résolution par rapport aux techniques de localisation de bases. Cependant, chacune de ces solutions présente des limitations.

Dans la suite de notre travail, nous allons introduire de nouvelles méthodes (MUSIC 2D et ESPRIT 2D) issues des méthodes de base. Ces nouvelles méthodes ont pour objet de permettre la localisation DOA-DOD de cibles en radar MIMO bistatique, et seront présentées en détails dans le prochain chapitre.

Chapitre 4
Localisation de
cibles en radar
MIMO bistatique

1. Introduction

Le traitement d'antenne a beaucoup d'applications pratiques. En radar, il est utilisé dans la localisation de cibles. Le développement des techniques de traitement d'antenne dans l'application radar MIMO a été un des thèmes les plus importants dans la littérature [6].

Plusieurs travaux dans la littérature ont traité le problème de la localisation pour le radar MIMO [12], [6], [13].

Comme il a été évoqué dans le chapitre 2, la cohérence ne peut être exploitée que si la distance relative entre éléments d'antenne est assez faible. Dans ce cas nous distinguons deux configurations du radar MIMO cohérent. La première configuration est celle où les émetteurs sont largement espacés et les récepteurs sont étroitement Co-localisés. Cette configuration ne permet d'estimer que les directions d'arrivée c.-à-d. l'angle de localisation de la cible par rapport au récepteur. La seconde c'est la configuration bistatique cohérente où les éléments émetteurs sont proches les uns des autres et les récepteurs aussi, alors que le réseau d'émission est largement espacé du réseau de réception.

Dans ce cas de figure, les signaux sont corrélés à l'émission et aussi à la réception ce qui nous permet d'estimer conjointement la direction de départ et aussi la direction d'arrivée [6].

Basée sur la première configuration, Bekkerman *et al.* [14] ont proposé une technique de localisation multi-cible en utilisant l'algorithme de MUSIC (Multiple Signal Classification). Dans [16], [15], [17], une extension du modèle du signal est proposée et des approches basées sur le maximum de vraisemblance, Capon et sous-espace ont été utilisées.

Concernant la deuxième configuration, c'est-à-dire radar MIMO bistatique cohérent, plusieurs travaux ont été également menés. Dans [8] les auteurs ont utilisé une estimation spatio-spectrale à deux dimensions basée sur l'algorithme de Capon.

Le nombre maximum de cibles localisables par cette technique est égal au produit du nombre d'antennes d'émission par le nombre d'antennes de réception moins un. Cette méthode nécessite une recherche exhaustive dans tout l'espace bidimensionnel (2-D) pour déterminer conjointement DDD-DDA.

En exploitant la même configuration du radar MIMO bistatique cohérent, Jin *et al.* Dans [9] ont proposé une approche d'estimation conjointe DDD-DDA basée sur la méthode ESPRIT sans décomposition en valeurs propres. Une estimation conjointe de la DDA-DDD de cible est obtenue avec un appairage automatique. Par contre, le nombre maximum de cibles localisables ($2N$) par cette technique est inférieur à celui ($NM-1$) par l'approche proposée dans [8].

Toujours pour le radar MIMO bistatique cohérent, une autre méthode basée-ESPRIT est proposée dans [18] par l'exploitation de la propriété d'invariance dans les deux réseaux émetteurs et récepteurs pour estimer conjointement DDD-DDA de cibles. L'appairage n'est

pas automatiquement obtenu par cet algorithme, mais une opération mathématique en plus permettant l'appariage a été proposée.

Un autre travail pour résoudre le problème d'appariage est développé dans [19]. Il est basé sur une méthode sans décomposition en valeurs propres et utilise des matrices d'inter-corrélation entre sous-réseaux virtuels. Les auteurs ont proposé une approche similaire à [9].

Les méthodes à haute résolution (HR ou bien les méthodes à sous-espace) présentent la caractéristique de fournir en termes de résolution, des performances asymptotiquement infinies et indépendantes du rapport signal sur bruit [20]. Elles sont plus adaptées aux signaux à bande étroite ce qui est le cas de la majorité des signaux radars.

En effet, nos travaux sont focalisés sur l'utilisation de ces méthodes à sous-espace dans la localisation conjointe DDD-DDA en radar MIMO bistatique cohérent.

2. Matrice de covariance

La plupart des méthodes de traitement d'antenne à haute résolution exploite les propriétés de la matrice de covariance des signaux reçus pour minimiser l'influence du bruit [21]. Le modèle du signal considéré est celui donné par l'expression (2.10) :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \dots \dots \dots (4.1)$$

Les cibles, supposées dans la même case distance, fluctuent selon le modèle Swerling II. Par conséquent, elles se différencient par leurs coefficients de réflexion $\alpha_p(t)|_{p=1,\dots,P}$.

Le signal $r_p(t)|_{p=1,\dots,P}$ peut aussi différencier les cibles dans une case distance si l'effet Doppler est pris en compte, c.-à-d., $r_p(t) = e^{j2\pi f D p t}|_{p=1,\dots,P}$. Donc, dans tous les cas les éléments du vecteur signal $\mathbf{s}(t)$ ne sont pas totalement corrélés.

La matrice de covariance du vecteur d'observation $\mathbf{z}(t)$ est donnée par:

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{z}(t)\mathbf{z}^H(t)] \dots \dots \dots (4.2)$$

Où l'opérateur $E [.]$ représente l'espérance mathématique. Substituant l'expression (4.1) du modèle du signal adopté dans l'équation ci-dessus on obtient:

$$\mathbf{R} = \mathbf{C}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{C}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{MN} \dots \dots \dots (4.3)$$

Avec \mathbf{R}_{ss} la matrice de covariance des signaux émis et $\sigma_n^2\mathbf{I}_{MN}$ la matrice de covariance du bruit supposé, dans ce travail, complexe gaussien à moyenne nulle.

En pratique, la matrice de covariance est estimée à partir des échantillons temporels du vecteur des observations

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{T}\sum_{t=1}^T \mathbf{z}(t)\mathbf{z}^H(t) \dots \dots \dots (4.4)$$

Avec T le nombre d'échantillons (impulsions).

3. Borne de Cramer-Rao BCR

D'une façon générale la borne de Cramer-Rao permet de fixer une limite inférieure à la précision qu'il est possible d'atteindre dans l'estimation d'un ou de plusieurs paramètres, sur la base d'une observation de distribution statistique connue (en fonction de paramètres).

En statistique, la borne de Cramer-Rao (appelée aussi inégalité de Cramer-Rao) donne une borne inférieure sur l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) d'un estimateur non biaisé. Le calcul de cette borne en traitement du signal est souvent intéressant :

- Dans les problèmes théoriques, pour s'assurer qu'un estimateur est de variance minimale ou bien qu'au contraire il y a place pour des améliorations.
- Dans les applications pratiques ou il s'agit de concevoir un système devant répondre à des spécifications, il s'agit alors de s'assurer que les performances demandées ne sont pas a priori hors d'atteinte avec les observations envisagées.

La Borne de Cramer-Rao a été discutée en fonction des configurations du radar MIMO en termes d'estimation des angles d'arrivée. Dans le même contexte, la BCR a été calculé et discuté en termes de localisation [14], [23], [22], [8], [9].

Par ailleurs, cette limite de Cramer-Rao a été discutée pour l'optimisation de la forme d'onde en radar MIMO dans [24].

4. Approches basée ESPRIT

La méthode ESPRIT (Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Techniques) est une méthode de localisation de sources basée sur les propriétés des éléments propres de la matrice de covariance. Elle a été proposée pour la première fois dans [25], [26].

Cette technique exploite la structure équi-espacée en déphasage du vecteur directionnel. Selon cette propriété, le réseau linéaire M capteurs est partitionné en deux sous-réseaux identiques, par exemple, le premier sous-réseau est composé des $M-1$ premiers capteurs tandis que le second est composé des $M-1$ derniers capteurs. Les vecteurs directionnels de ces deux sous-réseaux sont égaux à un déphasage près qui correspond à la direction de la source.

L'application directe de la méthode ESPRIT dans le radar MIMO bistatique cohérent pour l'estimation conjointe de DDA-DDD a été proposée dans [18].

Pour le modèle du signal radar MIMO bistatique donné par l'expression (4.1), l'objectif est d'estimer conjointement les DDA-DDD ce qui conduit à définir quatre sous-réseaux, et par conséquent, la définition de quatre sous-matrices. Deux sous-réseaux liés à l'estimation de DDA et deux autres liés à l'estimation de DDD (Figure 4.2).

Les sous-matrices de transfert $\mathbf{C}_{r1} \in \mathbb{C}^{(MN-N) \times P}$ et $\mathbf{C}_{r2} \in \mathbb{C}^{(MN-N) \times P}$ des sous réseaux liées à la DDA sont définies comme suit :

$$\mathbf{C}_{r1} = \left[\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(P)}) \right] \dots \dots \dots (4.5)$$

$$\mathbf{C}_{r2} = [\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(P)})] \dots \dots \dots (4.6)$$

Avec

$$\mathbf{a}_1(\theta_r^{(P)}) = [1 e^{j2\pi \frac{\Delta r \times \sin(\theta_r^{(P)})}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j2\pi(N-2) \frac{\Delta r \times \sin(\theta_r^{(P)})}{\lambda}}] T \dots \dots \dots (4.7)$$

$$\mathbf{a}_2(\theta_r^{(P)}) = [e^{j2\pi \frac{\Delta r \times \sin(\theta_r^{(P)})}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j2\pi(N-1) \frac{\Delta r \times \sin(\theta_r^{(P)})}{\lambda}}] T \dots \dots \dots (4.8)$$

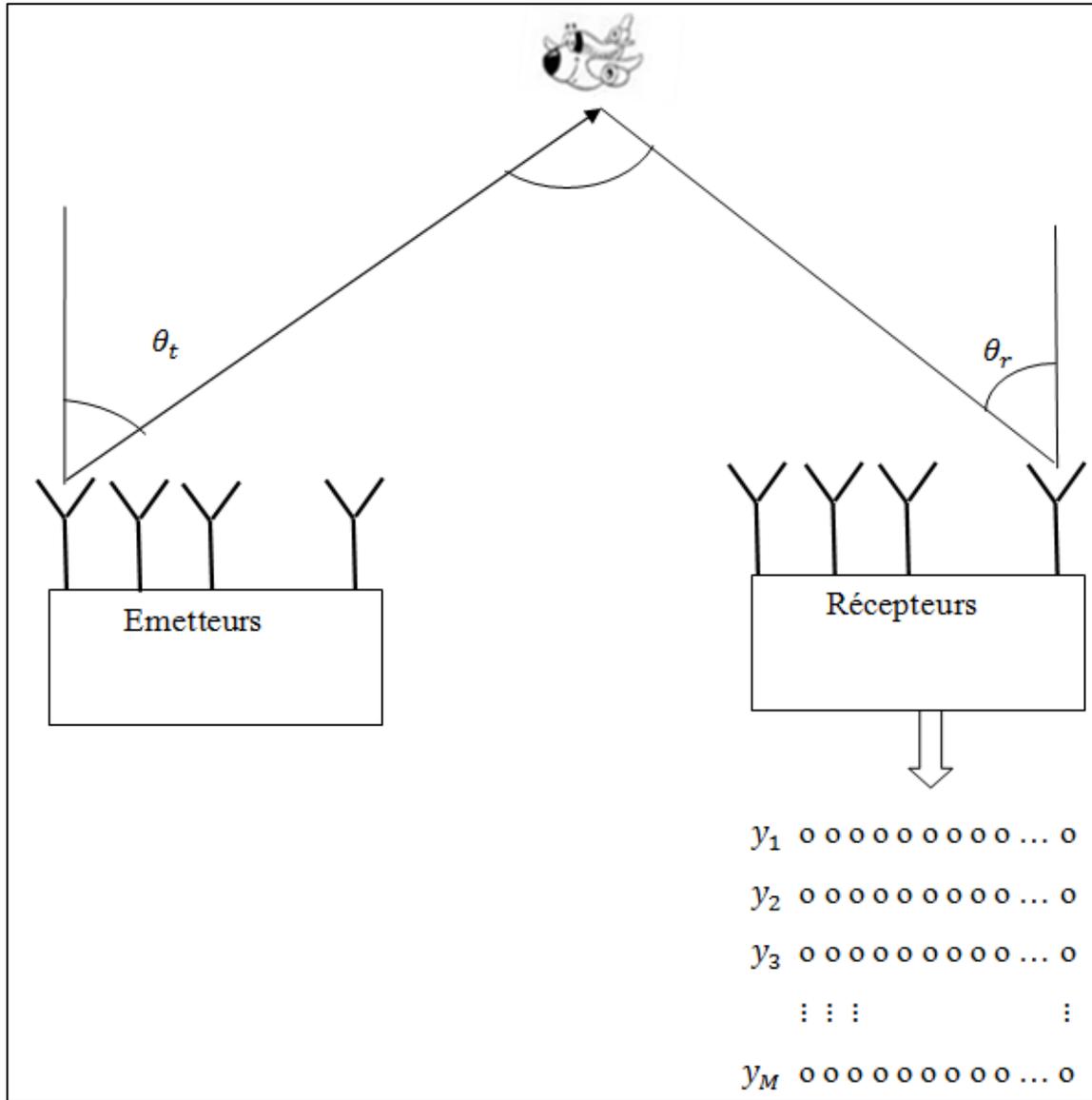


Figure 4.1 : Radar MIMO bistatique cohérent et réseau virtuel.

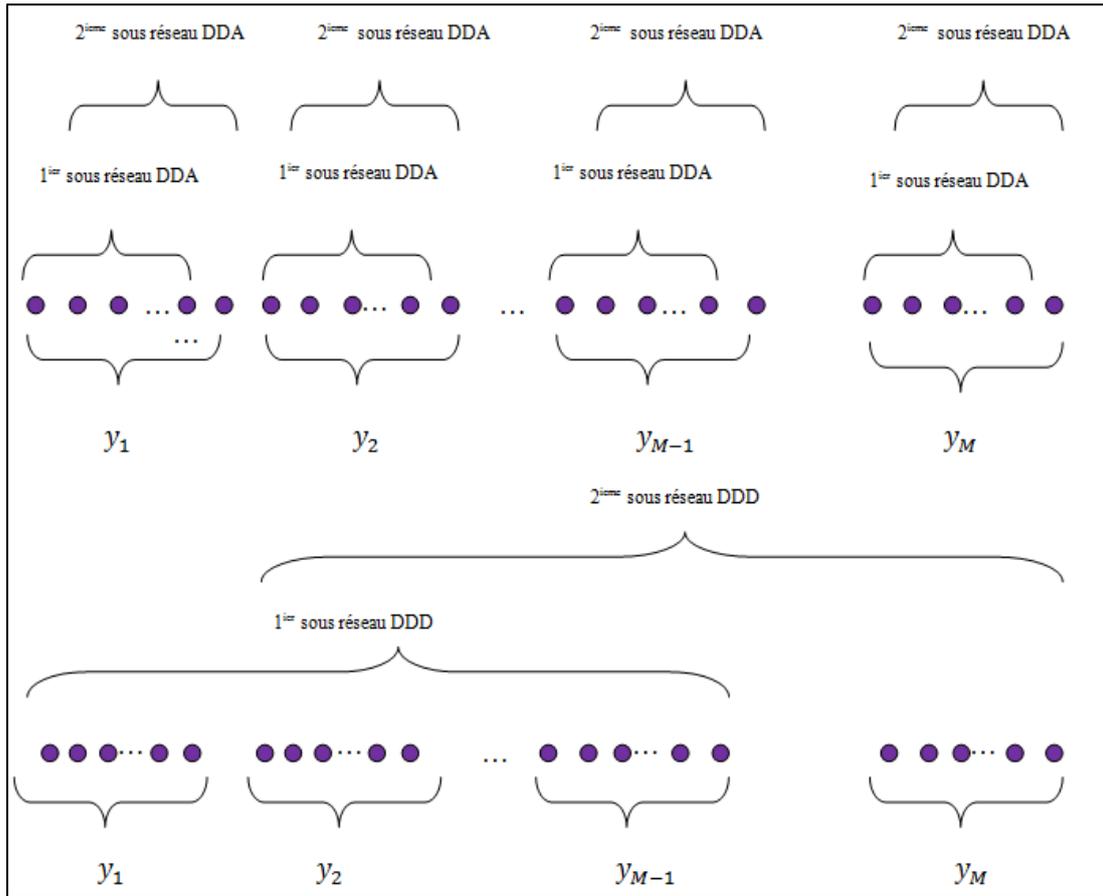


Figure 4.2 : ESPRIT 2D : Partition du réseau virtuel en sous- réseaux par rapport à DDA et par rapport à DDD.

De la même manière, les sous matrices des sous-réseaux, liées à la DDD $\mathbf{C}_{t1} \in \mathbb{C}^{(MN-N) \times P}$ et $\mathbf{C}_{t2} \in \mathbb{C}^{(MN-N) \times P}$, sont définies :

$$\mathbf{C}_{t1} = [\mathbf{b}_1(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_1(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \dots \dots \dots (4.9)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = [\mathbf{b}_2(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_2(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \dots \dots \dots (4.10)$$

Avec

$$\mathbf{b}_1(\theta_t^{(P)}) = [1 e^{j2\pi \frac{\Delta t \sin(\theta_t^{(P)})}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j2\pi(M-2) \frac{\Delta t \sin(\theta_t^{(P)})}{\lambda}}]^T \dots \dots \dots (4.11)$$

$$\mathbf{b}_2(\theta_t^{(P)}) = [e^{j2\pi \frac{\Delta t \sin(\theta_t^{(P)})}{\lambda}} \dots \dots \dots e^{j2\pi(M-1) \frac{\Delta t \sin(\theta_t^{(P)})}{\lambda}}]^T \dots \dots \dots (4.12)$$

Donc, le vecteur de transfert du premier sous-réseau d'antenne est lié au vecteur de transfert du second sous-réseau d'antenne par un décalage de phase correspond à la direction cherchée.

Alors, chaque sous-matrice est liée à sa contrepartie comme suit :

$$\mathbf{C}_{r2} = \mathbf{C}_{r1} \Phi_r \dots \dots \dots (4.13)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = \mathbf{C}_{t1} \Phi_t \dots \dots \dots (4.14)$$

Où Φ_r et Φ_t sont des matrices diagonales dont les éléments sont $\rho_{rp} = e^{\frac{j2\pi\Delta r \sin(\theta_r^{(P)})}{\lambda}}$ et

$$\rho_{tp} = e^{\frac{j2\pi\Delta t \times \sin(\theta_t^{(P)})}{\lambda}}$$
 Pour $p=1, \dots, P$, respectivement.

L'idée principale de la technique ESPRIT dans ce cas est d'estimer la direction d'arrivée et la direction de départ à partir des matrices Φ_r et Φ_t respectivement.

Cette estimation s'effectue par la décomposition en éléments propres de la matrice de covariance des observations, ce qui permet de séparer le sous-espace signal du sous-espace bruit :

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Gamma}_n \mathbf{U}_n^H \dots \dots \dots (4.15)$$

Avec :

- $\mathbf{U}_s = [\mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_P]$ est la matrice des vecteurs propres engendrant le sous-espace signal ;
- $\mathbf{\Gamma}_s = \text{diag}[\lambda_1 + \sigma^2, \dots, \lambda_P + \sigma^2]$ est une matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont les plus grandes P valeurs propres ;
- $\mathbf{U}_n = [\mathbf{U}_{P+1}, \dots, \mathbf{U}_{MN}]$ est la matrice des vecteurs propres engendrant le sous-espace bruit ;
- $\mathbf{\Gamma}_n = \text{diag}[\sigma^2, \dots, \sigma^2]$ est une matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont les MN-P plus petites valeurs propres.

D'autre part, les vecteurs de direction (de transfert) des cibles appartiennent au sous-espace signal. Donc, il existe une matrice \mathbf{T} de rang plein qui satisfait l'équation suivante :

$$\mathbf{CT} = \mathbf{U}_s \dots \dots \dots (4.16)$$

Ce qui ramène à former les sous-matrices $\mathbf{U}_{s,r1}$ et $\mathbf{U}_{s,r2}$ de la matrice \mathbf{U}_s de la même façon que les sous-matrices \mathbf{C}_{r2} et \mathbf{C}_{r1} ont été formées à partir de la matrice de transfert \mathbf{C} . Et d'une manière similaire, on forme aussi les sous-matrices $\mathbf{U}_{s,t1}$ et $\mathbf{U}_{s,t2}$.

En utilisant les relations (4.13), (4.14) et (4.16), on obtient les équations suivantes:

$$\mathbf{U}_{s,r2} = \mathbf{U}_{s,r1} \mathbf{\Omega}_r \dots \dots \dots (4.17)$$

Et

$$\mathbf{U}_{s,t2} = \mathbf{U}_{s,t1} \mathbf{\Omega}_t \dots \dots \dots (4.18)$$

Avec

$$\mathbf{\Omega}_r = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi}_r \mathbf{T} \dots \dots \dots (4.19)$$

$$\mathbf{\Omega}_t = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{\Phi}_t \mathbf{T} \dots \dots \dots (4.20)$$

Donc, les éléments diagonaux des matrices $\mathbf{\Phi}_r$ et $\mathbf{\Phi}_t$ peuvent être obtenus par la décomposition en valeurs propres des matrices $\mathbf{\Omega}_r$ et $\mathbf{\Omega}_t$, respectivement. Ces dernières peuvent être estimées à partir de la solution au sens des moindres carrés donnée par :

$$\mathbf{\Omega}_r = (\mathbf{U}_{s,r1}^H \mathbf{U}_{s,r1})^{-1} \mathbf{U}_{s,r1}^H \mathbf{U}_{s,r2} \dots \dots \dots (4.21)$$

$$\mathbf{\Omega}_t = (\mathbf{U}_{s,t1}^H \mathbf{U}_{s,t1})^{-1} \mathbf{U}_{s,t1}^H \mathbf{U}_{s,t2} \dots \dots \dots (4.22)$$

Finalement, Les valeurs propres des matrices $\mathbf{\Omega}_r$ et $\mathbf{\Omega}_t$ sont les estimées des éléments diagonaux des matrices $\mathbf{\Phi}_r$ et $\mathbf{\Phi}_t$ respectivement, et par conséquent, la direction d'arrivée et de départ sont données par :

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta r} \arg(w_r^{(p)}) \right) \dots \dots \dots (4.23)$$

$$\hat{\theta}_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta t} \arg(w_t^{(p)}) \right) \dots \dots \dots (4.24)$$

Où $w_r^{(p)}$ et $w_t^{(p)}$ sont les valeurs propres des matrices $\hat{\mathbf{\Omega}}_r$ et $\hat{\mathbf{\Omega}}_t$ respectivement.

On remarque que cette méthode ne permet pas un appariement automatique entre la direction d'arrivée et la direction de départ d'une cible. Dans [18], une opération d'appariement en plus a été proposée. Cette opération d'appariement est basée sur la comparaison du produit des valeurs propres $w_r^{(p)}$ et $w_t^{(p)}$ avec les valeurs propres $w_{rt}^{(p)}$ de la matrice $\mathbf{\Omega}_{rt}$ qui est le produit des matrices $\mathbf{\Omega}_r$ et $\mathbf{\Omega}_t$.

Donc, pour $P_1=1,2,\dots,P$, la valeur propre $w_t^{(p2)}$ de $\mathbf{\Omega}_t$ correspondant à la valeur propre $w_r^{(p1)}$ de $\mathbf{\Omega}_r$ est l'élément de l'ensemble $\{w_t^{(p2)}, P_2 = 1,2, \dots, P\}$ qui minimise l'expression suivante :

$$\left\{ \left| w_r^{(p1)} w_t^{(p2)} - w_{rt}^{(p3)} \right|, P_3 = 1,2, \dots, P \right\} \dots \dots \dots (4.25)$$

5. Approche basée MUSIC

La technique MUSIC (Multiple Signal Classification) a été inventée par Schmidt [28], [29]. Elle exploite les propriétés de la décomposition en éléments propres de la matrice de covariance du vecteur des observations. Ce qui nous permet de séparer l'espace des observations en deux sous-espaces vectoriels orthogonaux : le sous-espace du signal et le sous-espace du bruit [29].

Puisque les vecteurs de transfert d'une cible réelle appartiennent au sous-espace signal, alors le principe est de chercher des vecteurs de transfert orthogonaux au sous espace bruit c.-à-d. :

$$p(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{C}^H(\theta_r, \theta_t) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{C}(\theta_r, \theta_t) = 0 \dots \dots \dots (4.26)$$

Autrement dit, nous cherchons les vecteurs directionnels qui maximisent l'inverse de la fonction ci-dessus appelé Pseudo Spectre MUSIC.

$$P_{MUSIC}(\theta_r, \theta_t) = \frac{1}{p(\theta_r, \theta_t)} = \frac{1}{\mathbf{C}^H(\theta_r, \theta_t) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{C}(\theta_r, \theta_t)} \dots \dots \dots (4.27)$$

Cette solution permet l'estimation des directions de MN-1 cibles avec un appairage automatique. Néanmoins, elle nécessite un balayage systématique sur tout l'espace bidimensionnel DDA-DDD qui est très couteux en temps de calcul.

Nous proposons [10] l'utilisation de la version polynomiale (paramétrique) de la technique MUSIC appelée RootMUSIC qui présente des performances supérieures. Car cette technique cherche les solutions proches du cercle unité et non seulement sur le cercle unité.

Pour les réseaux d'antennes linéaires et onde supposée plane, les éléments des vecteurs de transfert $\mathbf{a}(\theta_r)$ et $\mathbf{b}(\theta_t)$ sont des décalages de phase à pas constant par rapport à $\sin(\theta_r)$ et à $\sin(\theta_t)$ respectivement. En posant $z_r = e^{j2\pi\frac{\Delta r}{\lambda}\sin(\theta_r)}$ et $z_t = e^{j2\pi\frac{\Delta t}{\lambda}\sin(\theta_t)}$ l'expression 4.26 devient une équation polynomiale à deux inconnus et s'écrit :

$$\mathbf{C}^T(z_r^{-1}, z_t^{-1}) \Pi_n \mathbf{C}(z_r, z_t) = 0 \dots \dots \dots (4.28)$$

Avec

$$\Pi_n = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \dots \dots \dots (4.29)$$

Et

$$\mathbf{c}(z_r, z_t) = [\mathbf{a}(z_r)^T, z_t \mathbf{a}(z_r)^T, z_t^2 \mathbf{a}(z_r)^T, \dots, z_t^{M-1} \mathbf{a}(z_r)^T]^T \dots \dots \dots (4.30)$$

$$\mathbf{a}(z_r) = [1, z_r, z_r^2, \dots, z_r^{N-1}]^T \dots \dots \dots (4.31)$$

La matrice $\Pi_n \in \mathbb{C}^{MN \times MN}$ est constituée de $M \times M$ sous-matrices de dimension $N \times N$ et peut être écrite de la manière suivante :

$$\Pi_n = \begin{bmatrix} \Pi_{11} & \dots & \Pi_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \Pi_{M1} & \dots & \Pi_{MM} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (4.32)$$

Avec $\Pi_{m_1 m_2} \in \mathbb{C}^{N \times N}$

Remplaçant l'expression (4.32) dans (4.28), nous obtenons l'expression suivante :

$$\mathbf{a}(z_r^{-1})^T \left[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2-m_1} \Pi_{m_1 m_2} \right] \mathbf{a}(z_r) = 0 \dots \dots \dots (4.33)$$

Donc, l'estimation des directions θ_r et θ_t qui minimisent la projection du vecteur de transfert $\mathbf{c}(\theta_r, \theta_t)$ sur le sous-espace bruit, est équivalente à la recherche des racines de la fonction du polynôme ci-dessus (4.33).

Dans cette fonction du polynôme, si z_t ne correspond pas à une des directions de départ des cibles et si

$$\text{Rank}(\Pi_{\mathbf{n}}) = MN - P \geq N \Rightarrow P \leq N(M - 1) \dots \dots \dots (4.34)$$

La matrice $[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2-m_1} \Pi_{m_1 m_2}] = 0$ est inversible et son déterminant est non nul.

Par conséquent, pour résoudre le système polynômial donné par l'expression (4.33), on peut premièrement, chercher les racines z_t qui satisfont

$$D(z_t) = \det[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2-m_1} \Pi_{m_1 m_2}] = 0 \dots \dots \dots (4.35)$$

Les P racines $\hat{z}_t^{(p)} |_{p=1, \dots, P}$ du polynôme $D(z_t)$, qui sont à l'intérieure et les plus proches du cercle unité et différent de son précédent, permettent l'estimation des angles de départ :

$$\theta_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi \Delta t} \arg(\hat{z}_t^{(p)}) \right) \dots \dots \dots (4.36)$$

Substituant les racines trouvées $\hat{z}_t^{(p)}$ dans la fonction polynômiale globale dans (4.33), nous obtenons les polynômes à résoudre suivants :

$$\mathbf{a}(z_r^{-1})^T \hat{\Pi}^{(p)} \mathbf{a}(z_r) = 0 |_{p=1, \dots, P} \dots \dots \dots (4.37)$$

Où

$$\hat{\Pi}^{(p)} = \sum_{m_1, m_2=1}^M \left(\hat{z}_t^{(p)} \right)^{m_2-m_1} \Pi_{m_1 m_2}, \text{ Pour } p = 1, \dots, P \dots \dots \dots (4.38)$$

Pour déterminer la DDA dans (4.37), on peut utiliser encore la technique de la recherche des racines. D'après le principe de MUSIC, on sait que (4.37) devient zéro si et seulement si (z_r, z_t) Correspond aux directions de la cible. Donc, pour chaque $\hat{z}_t^{(p)}$, le polynôme (4.37) de degré $2N-2$ à P racines à l'intérieure et proches du cercle unité (ou P est le nombre de cibles qui ont la même DDD).

A condition que $\hat{z}_r^{(p)} \neq \hat{z}_r^{(\hat{p})}, p \neq \hat{p} = 1, \dots, \hat{P}$, la racine que $\hat{z}_r^{(p)}$, du polynôme (4.37), à l'intérieure et proches du cercle unité détermine les directions d'arrivée :

$$\theta_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi \Delta r} \arg(\hat{z}_r^{(p)}) \right) \dots \dots \dots (4.39)$$

En résumé, l'approche proposée, qui décompose la recherche bidimensionnelle DDA-
DDD en double recherche unidimensionnelle, consiste en deux étapes :

- 1) Estimer les DDDs à partir de la résolution du polynôme (4.37) ;
- 2) Pour chaque racine obtenue $\hat{z}_t^{(p)}$ correspondante à une direction de départ :
 - Substituer la dans la fonction (4.38) ;
 - Estimer les DDA à partir de résolution des polynômes (4.37).

5.1. Remarque

La démarche proposée peut être aussi appliquée au pseudo spectre MUSIC-2D pour avoir un double pseudo spectre MUSIC-1D.

Le vecteur de transfert $\mathbf{C}(\theta_r, \theta_t)$ peut être réécrit de la manière suivante :

$$\mathbf{C}(\theta_r, \theta_t) = [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] \mathbf{a}(\theta_r) \dots \dots \dots (4.40)$$

Où:

- \mathbf{I}_N est une matrice d'identité de dimension $N \times N$
- \mathbf{U}_n est la matrice des vecteurs propres engendrant le sous espace bruit.

En utilisant les formules (4.26), (4.27), l'estimation des directions de départ des cibles (DDD) est équivalente à la détermination des θ_t qui annulent le déterminant suivant :

$$\det[[\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]] = 0 \dots \dots \dots (4.41)$$

Qui sont aussi celles qui maximisent le pseudo spectre donné par :

$$P_{Music}(\theta_t) = \frac{1}{\det[[\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]]} \dots \dots \dots (4.42)$$

Pour chaque cible, nous constituons le vecteur de transfert relatif à la direction DDD
estimé $\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)})$ et le remplacer dans l'expression (4.26).

Donc, nous obtenons un pseudo spectre MUSIC dont les maximums fournissent les
directions DDA qui correspondent à chaque DDD estimée.

$$P_{Music}^{(p)}(\theta_r) = \frac{1}{[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r)]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H [\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r)]} \dots \dots \dots (4.43)$$

Malgré que cette version de double pseudo spectre MUSIC unidimensionnelle demande
une recherche exhaustive comparativement à la version polynômiale, elle permet une
réduction importante de la complexité par rapport à la version pseudo spectre MUSIC-2D.
Cependant, le nombre de cibles localisables par rapport à MUSIC-2D est réduit.

6. Combinaison ESPRIT-Root MUSIC

En exploitant l'idée de décomposer la recherche bidimensionnelle de direction DDA-DDD en double recherche unidimensionnelle, nous proposons une approche basée sur la combinaison entre la méthode ESPRIT-2D et la méthode RootMUSIC.

Dans l'approche basée ESPRIT, nous constatons que l'estimation de la DDA est totalement indépendante de celle de la DDD. Par conséquent, nous pouvons estimer la direction de départ de cibles par l'approche basée ESPRIT en utilisant les expressions (4.18),(4.20),(4.22) et (4.24) ensuite pour chaque DDD estimée, nous constituons le vecteur de transfert $\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)})$ correspondant et le remplaçons dans l'équation suivante :

$$\hat{\Pi}^{(p)} = \left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{I}_N \right]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{I}_N \right]_{p=1, \dots, P} \dots \dots \dots \dots \dots (4.44)$$

A cette étape, la méthode RootMUSIC classique est utilisée pour l'estimation des directions d'arrivée. Autrement dit, nous suivons les mêmes étapes que l'approche précédente pour la détermination de DDA à partir de la fonction polynômiale donnée par la substitution de (4.44) dans (4.37). Cette dernière étape est répétée pour chaque DDD estimée.

Utilisant une seule décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance, cette approche est avantageuse par le fait qu'elle :

- Exploite les deux sous-espaces engendrés par cette décomposition en valeurs propres, le sous-espace signal est utilisé pour l'estimation de la DDD et le sous-espace bruit pour l'estimation de la DDA;
- Remédie au problème d'appariage rencontré dans la méthode ESPRIT-2D;
- Réduit de manière significative la complexité de calcul par rapport à l'approche doubleRootMUSIC où le calcul de déterminant se complique quand le nombre d'antennes devient important.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé des techniques de localisation conjointe de DDA-DDD pour le radar MIMO bistatique cohérent basées sur la décomposition de la recherche bidimensionnelle en double recherche unidimensionnelle. A partir de cette décomposition, nous avons proposé les approches : double pseudo spectre MUSIC, la combinaison ESPRIT-ROOTMUSIC. Cette dernière approche, exploite les deux sous-espaces signal et bruit, issus de la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance. Dans toutes les approches proposées l'appariage est automatiquement obtenu contrairement à l'approche ESPRIT-2D.

Dans le prochain chapitre nous allons examiner les performances de chacune de ces approches à travers l'analyse des simulations.

Chapitre 5

Résultats des simulations et commentaires

1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des résultats de simulation qui sert à localiser les cibles par rapport aux récepteurs et aux émetteurs, en d'autre termes déterminer leurs angles d'arrivée DDA et leurs angles de départ DDD.

Le deuxième objectif de notre simulation est de comparer les performances des méthodes à haute résolution les plus connues avec la nouvelle méthode ESPRIT-RootMUSIC en termes d'erreur quadratique moyenne, et du nombre de cibles localisables.

2. L'interface Graphique

Pour étudier les performances des différentes méthodes de détection des angles d'arrivées et de départs nous avons réalisé une interface qui présente les trois méthodes de localisation de cibles.

- **Lecture des données**
 - Nombre d'antennes de réception;
 - Nombre d'antenne d'émission;
 - Nombre de cibles;
 - Nombre d'impulsions de radar;
 - Rapport signal sur bruit;
 - Angle d'arrivée DOA=DDA;
 - Angle de départ DOD=DDD;
 - Le bouton METHODE qui permet de faire la sélection d'une méthode parmi MUSIC-2D, ESPRIT-2D et ESPRIT-RootMUSIC;
 - Le bouton LOCALISER qui permet de localiser les cibles.

- **Les résultats**
 - Affichage des DOAs et DODs sur des figures;

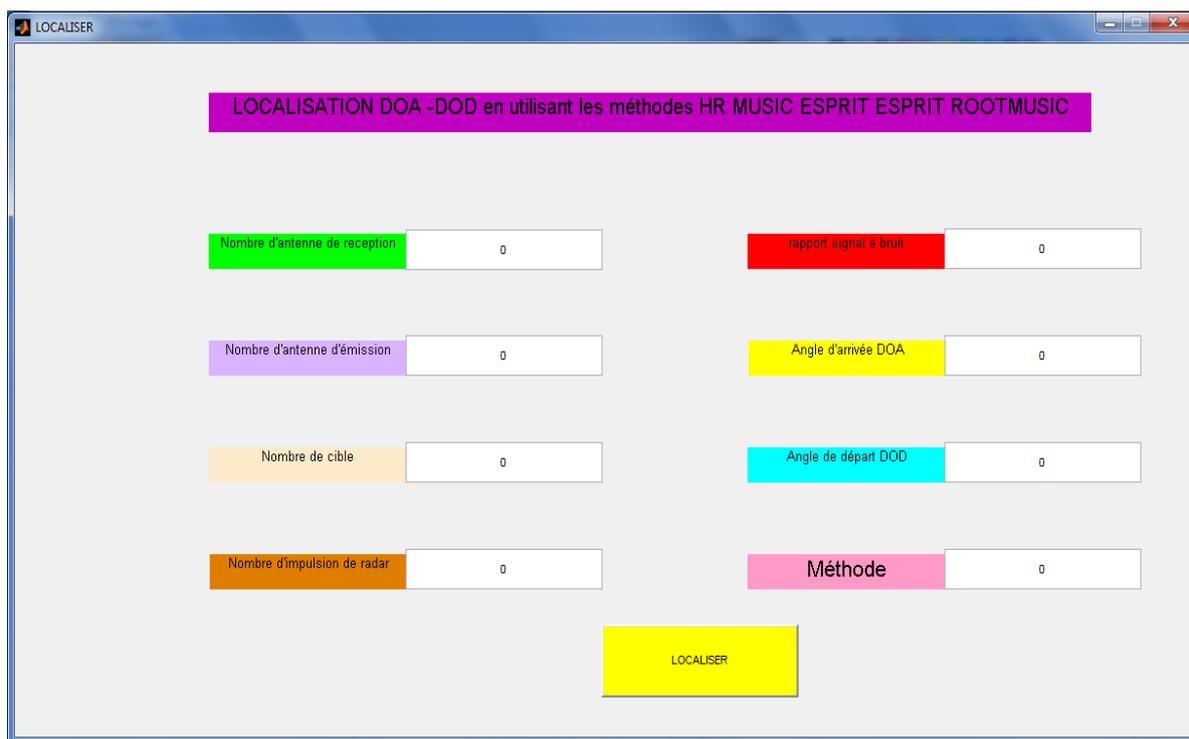


Figure 5.1: l'interface pour la localisation DOA-DOD des cibles.

3. L'organigramme

L'organigramme du fonctionnement de l'interface est illustré dans la figure 5.2.

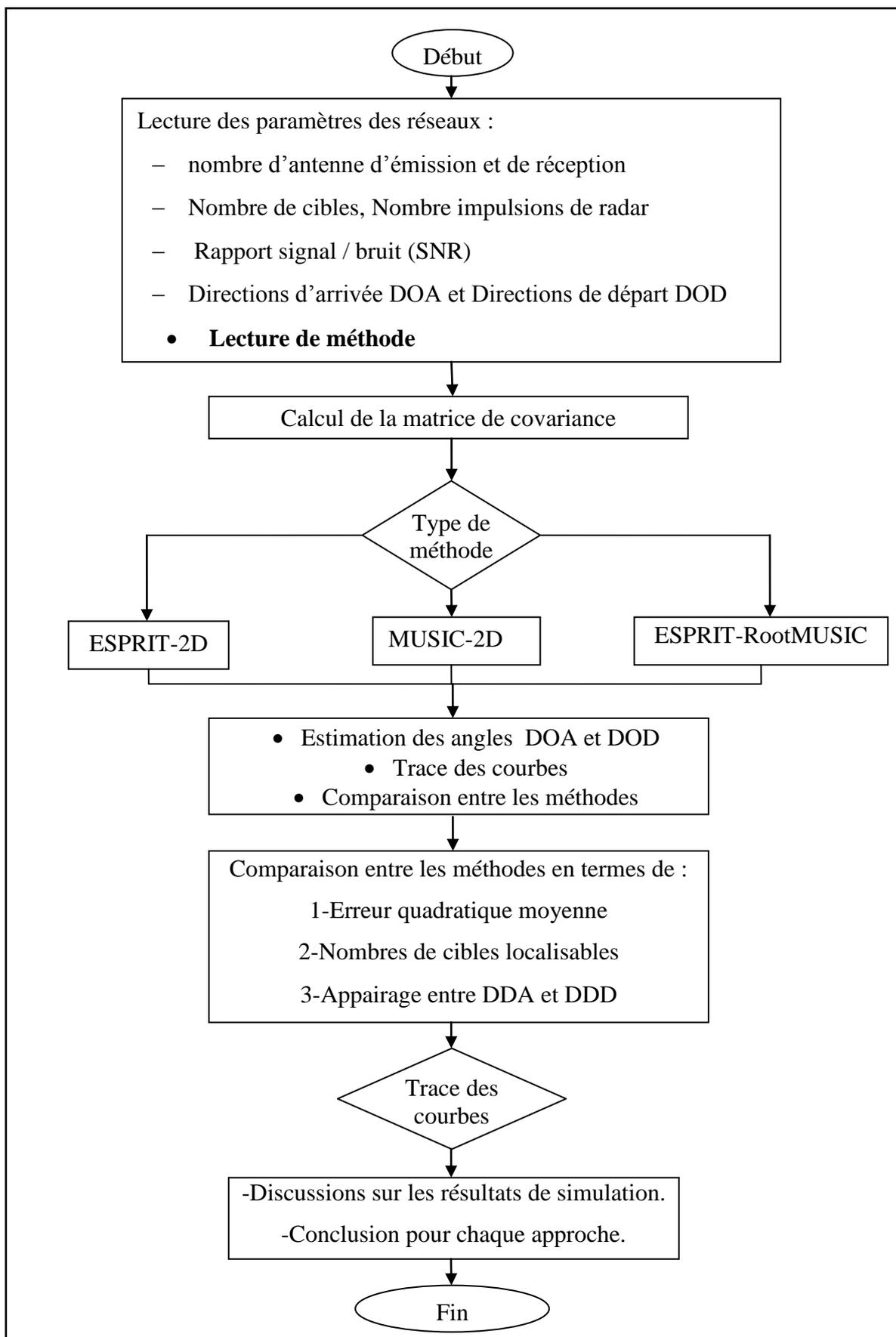


Figure 5.2 : L'organigramme de différentes simulations.

4. Approche basée ESPRIT

4.1. Résultats de simulations

a. Performances en termes de l'EQM

Nous considérons un radar MIMO bistatique cohérent constitué d'un réseau émetteur de $M=3$ antennes et un réseau récepteur de $N=4$ antennes. Les deux réseaux sont linéaires et uniformes, ayant des éléments espacés d'une demi-longueur d'onde. Le nombre d'échantillons (nombre d'impulsions dans un intervalle cohérent (CPI)) est fixé à $T = 256$ avec $K = 200$ le nombre d'itérations exécutées.

Les figures 5.3 et 5.4 illustrent l'EQM pour deux cibles se trouvant dans les positions angulaires (θ_r, θ_t) suivantes :

- ♣ Cible1 ($10^\circ, 80^\circ$);
- ♣ Cible2 ($70^\circ, 20^\circ$).

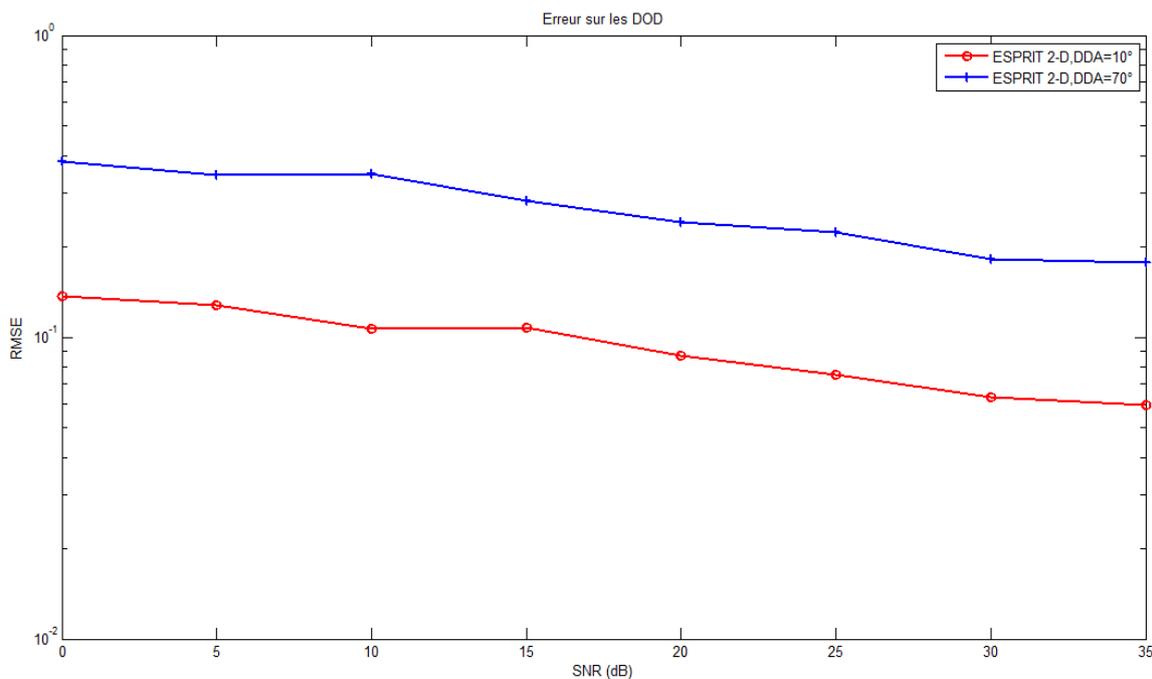


Figure 5.3 : EQM dans l'estimation de DDA pour ESPRIT-2D.

Ces deux courbes montrent l'effet de l'angle DDA sur l'EQM en utilisant la méthode ESPRIT-2D : On remarque que l'augmentation de l'angle DDA induit à une augmentation dans l'erreur quadratique moyenne. Ainsi, plus l'angle DDA s'éloigne du zéro l'erreur quadratique moyenne accroit.

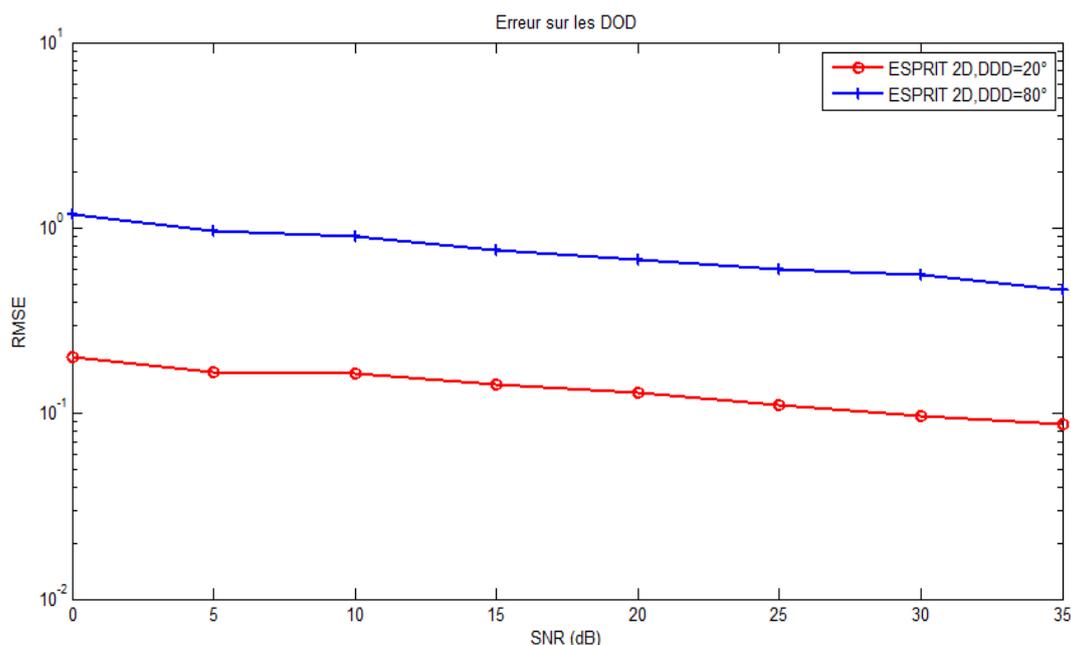


Figure 5.4 : EQM dans l'estimation de DDD pour ESPRIT-2D.

Les deux courbes ci-dessus montrent l'effet de l'angle DDD sur l'EQM en utilisant la méthode ESPRIT-2D : On remarque que l'augmentation de l'angle DDD induit à une augmentation dans l'erreur quadratique moyenne. Ainsi, plus l'angle DDD s'éloigne du zéro l'erreur quadratique moyenne accroît.

Il a été montré dans d'autres travaux que les courbes de l'EQM relative résultantes de l'approche ESPRIT-2D sont proches de celles de la BCR, ce qui expose les bonnes performances de cette approche en termes d'erreur quadratique moyenne.

b. Nombre de cibles localisables

Durant la deuxième étape de nos simulations, nous examinons le nombre maximal de cibles localisables théorique ($N(M-1)$).

Dans ce sens, nous considérons un radar MIMO bistatique de deux réseaux linéaires et uniformes, le premier est composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d'une demi-longueur d'onde et l'autre de $N = 3$ antennes réceptrices également espacées d'une demi-longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est toujours fixé à $T = 256$. Le rapport signal sur bruit est fixé à $RSB = 70$ dB.

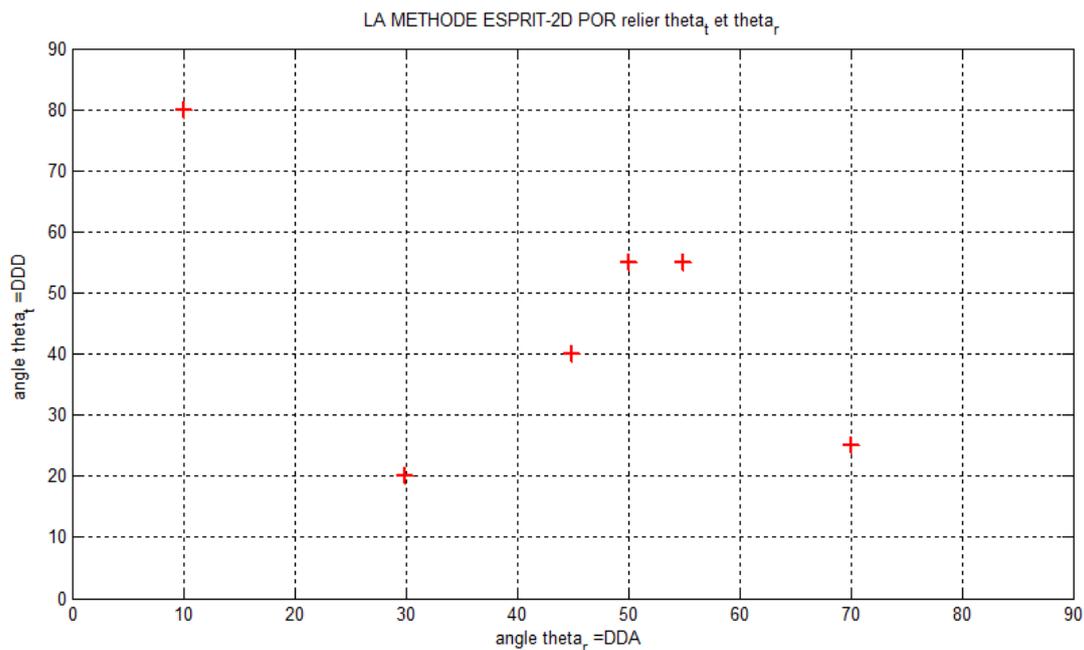


Figure 5.5 : ESPRIT-2D pour $P=6$, $M=3$, $N=3$

La figure 5.5 montre bien que cette approche est capable de localiser $P = 6$ cibles qui correspondent à la valeur théorique pour un radar MIMO bistatique de $M=N=3$.

c. Appairage DDA-DDD

Pour cette simulation nous prenons le nombre de récepteurs $N = 9$, le nombre d'émetteurs $M = 5$, le nombre de cibles $P = 5$ et le nombre d'échantillons $T = 100$ avec la valeur du rapport signal sur bruit $SNR = 70$. Les cinq cibles se trouvent dans les directions :

- $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$;
- $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$;
- $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 40^\circ)$;
- $(\theta_r^{(4)}, \theta_t^{(4)}) = (-55^\circ, 55^\circ)$;
- $(\theta_r^{(5)}, \theta_t^{(5)}) = (30^\circ, -25^\circ)$.

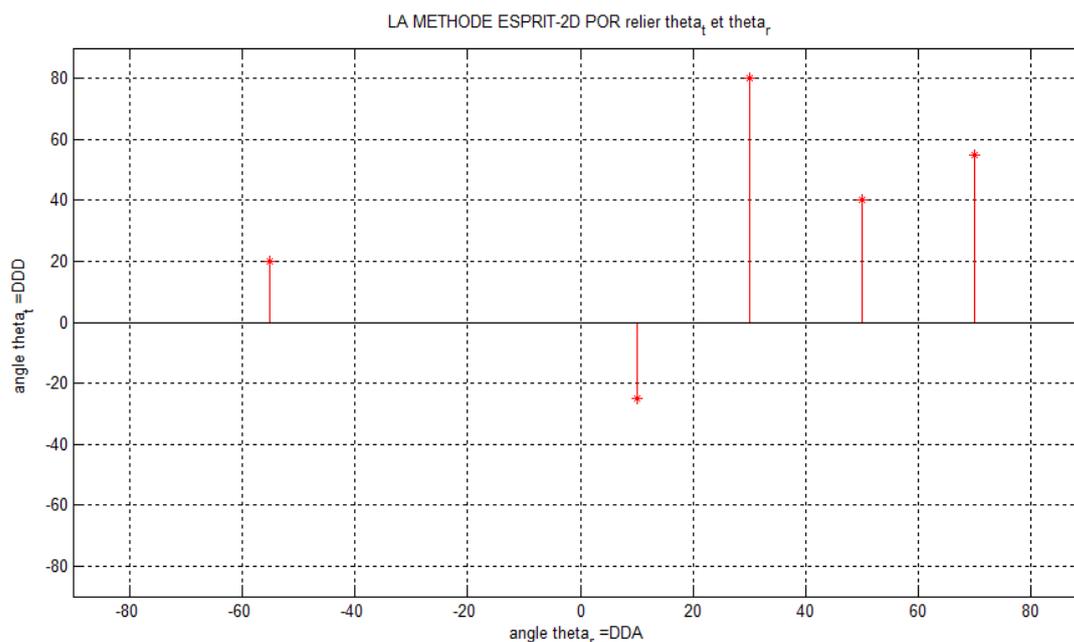


Figure 5.6: La méthode ESPRIT-2D pour localiser 5 cibles.

On remarque qu'ESPRIT-2D ne permet pas de faire un appairage automatique entre (DDA, DDD)

A titre d'exemple on peut constater que la DDA de la première cible est égale à 10° , tandis que la DDD correspondante dans le graphe est égale à -25° qui correspond à celle de la cinquième cible.

4.2. Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté la méthode proposée dans [18]. Cette méthode basée sous-espace exploite l'invariance dans les deux réseaux d'émission et de réception dans le radar MIMO bistatique cohérent pour estimer conjointement DDD-DDA.

Cette méthode haute résolution basée ESPRIT présente de bonnes performances de localisation dans l'espace DDA-DDD. Néanmoins, l'appairage entre les directions d'arrivée et les directions de départ n'est pas automatiquement obtenue, ce qui nécessite une autre opération d'appairage en plus. Pour pallier à ce problème, nous proposons des approches basées MUSIC.

5. Approche basée MUSIC

5.1. Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section ont pour objet de montrer les performances des méthodes basées MUSIC.

a. Pseudo spectre MUSIC

Pour un radar MIMO bistatique composé de $M = 3$ antennes d'émission et $N = 3$ antennes de réception, $RSB = 70$ dB, $T = 256$ impulsions dans un CPI, la figure 5.7 présente le résultat du pseudo spectre MUSIC-2D donnée par l'expression (4.27), avec $P = 3$ cibles se trouvant aux directions:

- $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$;
- $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$;
- $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 40^\circ)$.

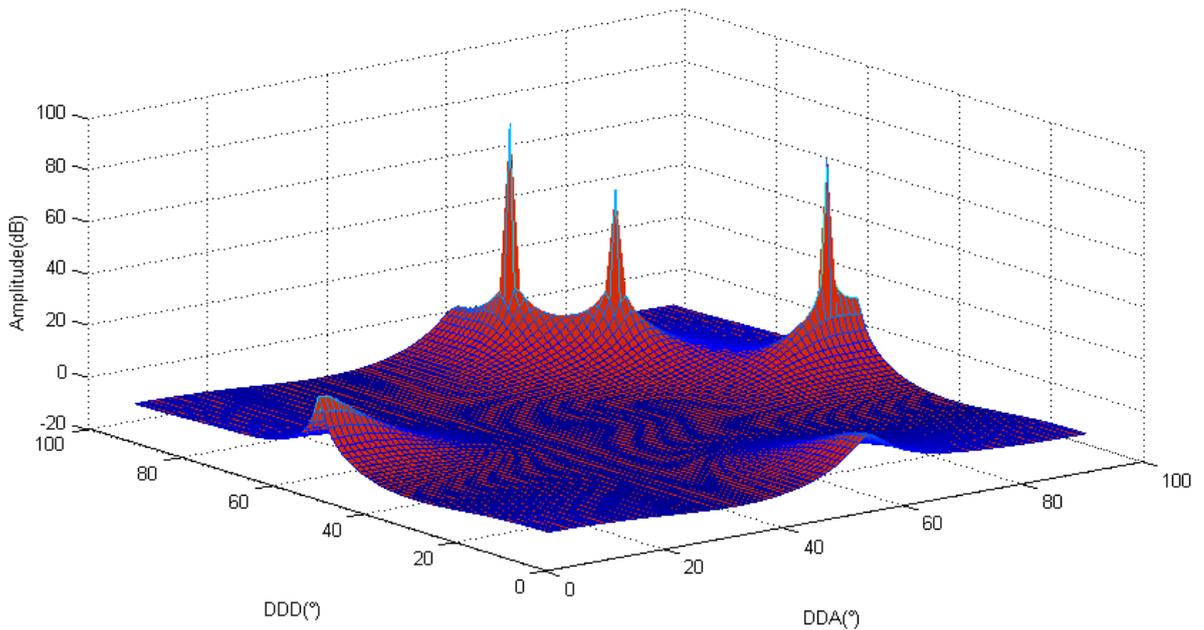


Figure 5.7: Pseudo spectre MUSIC-2D pour localiser 3 cibles.

Nous constatons que ces approches offrent une bonne localisation de cibles. Néanmoins, elles requièrent une recherche exhaustive dans l'espace DDA-DDD qui est couteuse en temps de calcul.

b. Appairage DDA-DDD

Pour cette simulation nous prenons le nombre de récepteurs $N = 9$, le nombre d'émetteurs $M = 5$, le nombre de cibles $P = 5$ et le nombre d'échantillons $T = 100$ avec la valeur de rapport signal sur bruit $SNR = 70$. Les cinq cibles se trouvent dans les directions suivantes:

- $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$;
- $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$;

- $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 40^\circ)$;
- $(\theta_r^{(4)}, \theta_t^{(4)}) = (-55^\circ, 55^\circ)$;
- $(\theta_r^{(5)}, \theta_t^{(5)}) = (30^\circ, -25^\circ)$.

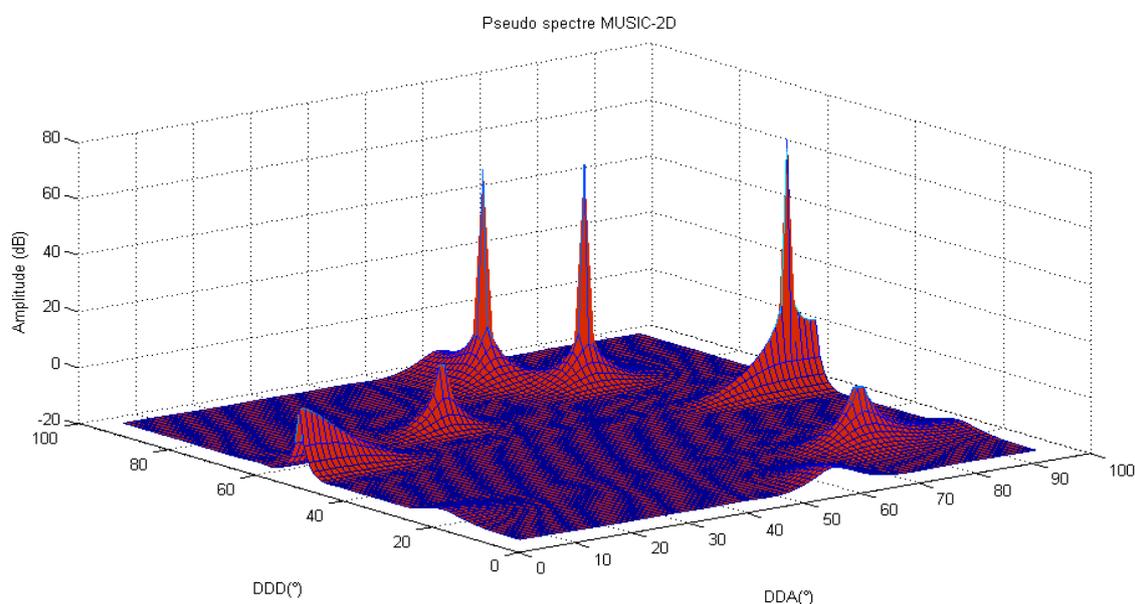


Figure 5.8 : Pseudo spectre MUSIC-2D pour localiser 5 cibles.

5.2. Conclusion

La première remarque sur ces approches basées MUSIC est que l'appariage entre la DDD et la DDA de cibles est automatiquement obtenu, ce qui permet d'éviter le problème classique d'appariage dans le radar bistatique, en plus de son aptitude à localiser NM-1 cibles.

Les coefficients du polynôme dans l'expression (4.37) deviennent très complexes à déterminer lorsque le nombre d'antennes est important. Pour cette raison, nous proposons une combinaison entre l'approche basée ESPRIT et celle basée MUSIC.

6. Combinaison ESPRIT-RootMUSIC

6.1. Résultats de simulation

De manière similaire aux approches citées précédemment, dans cette simulation, nous examinons les performances de l'approche ESPRIT-RootMUSIC proposée. Les paramètres de simulation considérés sont aussi les mêmes. $M = N = 3$, $T = 256$, $RSB = 70$ dB.

a. Performances en localisation

Nous comparons l'erreur moyenne quadratique de l'estimation conjointe de DDA-DDD par l'approche ESPRIT-RootMUSIC. Les figures 5.9 et 5.10 montrent la courbe de l'EQM de l'estimation conjointe de DDA-DDD.

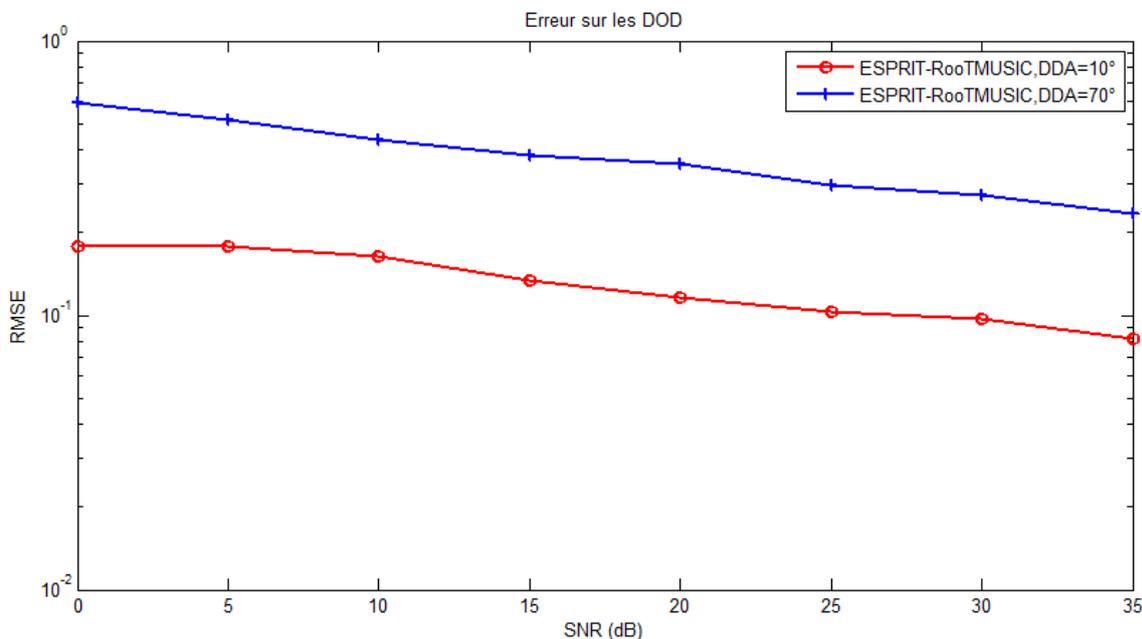


Figure 5.9 : EQM dans l'estimation de DDA pour ESPRIT-RootMUSIC.

Ces deux courbes (Figure 5.9) montrent l'effet de l'angle DDA sur l'EQM en utilisant la méthode ESPRIT-RootMUSIC : On remarque que l'erreur quadratique moyenne augmente proportionnellement avec l'augmentation de l'angle DDA. Ainsi, plus l'angle DDA s'éloigne du zéro l'erreur quadratique moyenne accroît.

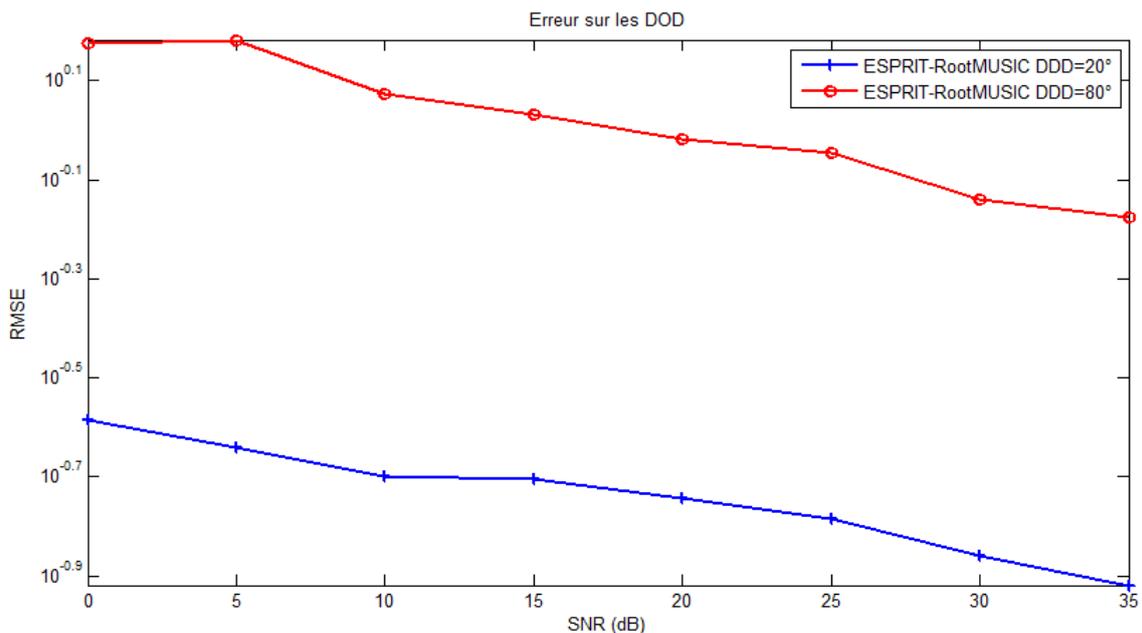


Figure 5.10 : EQM dans l'estimation de DDD pour ESPRIT-RootMUSIC.

Ces deux courbes (Figure 5.10) montrent l'effet de l'angle DDD sur l'EQM en utilisant la méthode ESPRIT-RootMUSIC : On remarque que l'erreur quadratique moyenne augmente proportionnellement avec l'augmentation de l'angle DDD. Ainsi, plus l'angle DDD s'éloigne du zéro l'erreur quadratique moyenne accroît.

On remarque que cette approche a approximativement les mêmes performances que celles de l'approche ESPRIT-2D.

b. Nombres de cibles localisables

En deuxième étape, nous examinons le nombre maximal de cibles localisables théorique ($N (M-1)$).

Dans ce sens, nous considérons un radar MIMO bistatique de deux réseaux linéaires et uniformes, le premier est composé de $M=3$ antennes émettrices espacées d'une demi-longueur d'onde et l'autre de $N=3$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demi-longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est toujours fixé à $T=256$. Le rapport signal sur bruit est fixé à $RSB=70\text{dB}$.

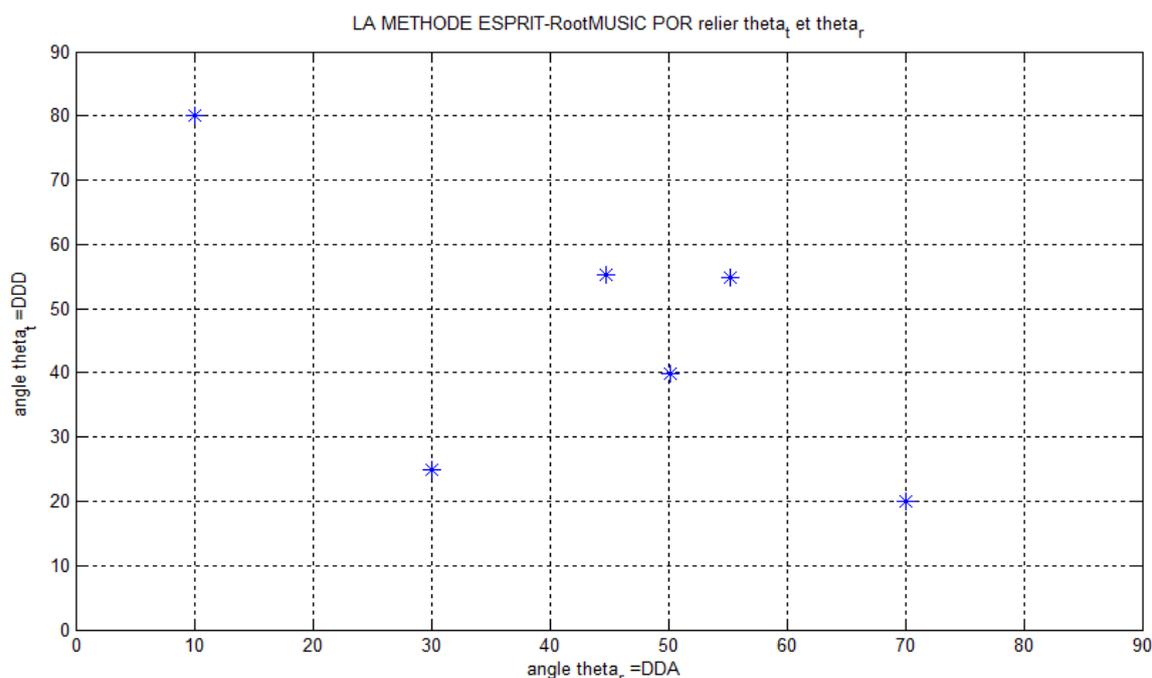


Figure 5.11 : ESPRIT-RootMUSIC pour $P=6$, $M=3$, $N=3$.

La combinaison ESPRIT-RootMUSIC peut localiser $N (M-1)$ cibles comme la méthode ESPRIT-2D voir résultat au-dessus dans la montre la figure 5.12 montre bien que cette approche est capable de localiser $P=6$ cibles qui correspond à la valeur théorique pour un radar MIMO bistatique de $M=N=3$.

On remarque que cette approche a approximativement les mêmes performances que l'approche ESPRIT-2D.

c. Appairage DDA-DDD

Pour cette simulation nous prenons le nombre de récepteurs $N = 9$, le nombre d'émetteurs $M = 5$, le nombre de cibles $P = 5$ et le nombre d'échantillons $T = 100$ avec la valeur du rapport signal sur bruit $SNR = 70$ dB. Les cinq cibles se trouvent dans les directions :

- $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$;
- $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$;
- $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 40^\circ)$;
- $(\theta_r^{(4)}, \theta_t^{(4)}) = (-55^\circ, 55^\circ)$;
- $(\theta_r^{(5)}, \theta_t^{(5)}) = (30^\circ, -25^\circ)$.

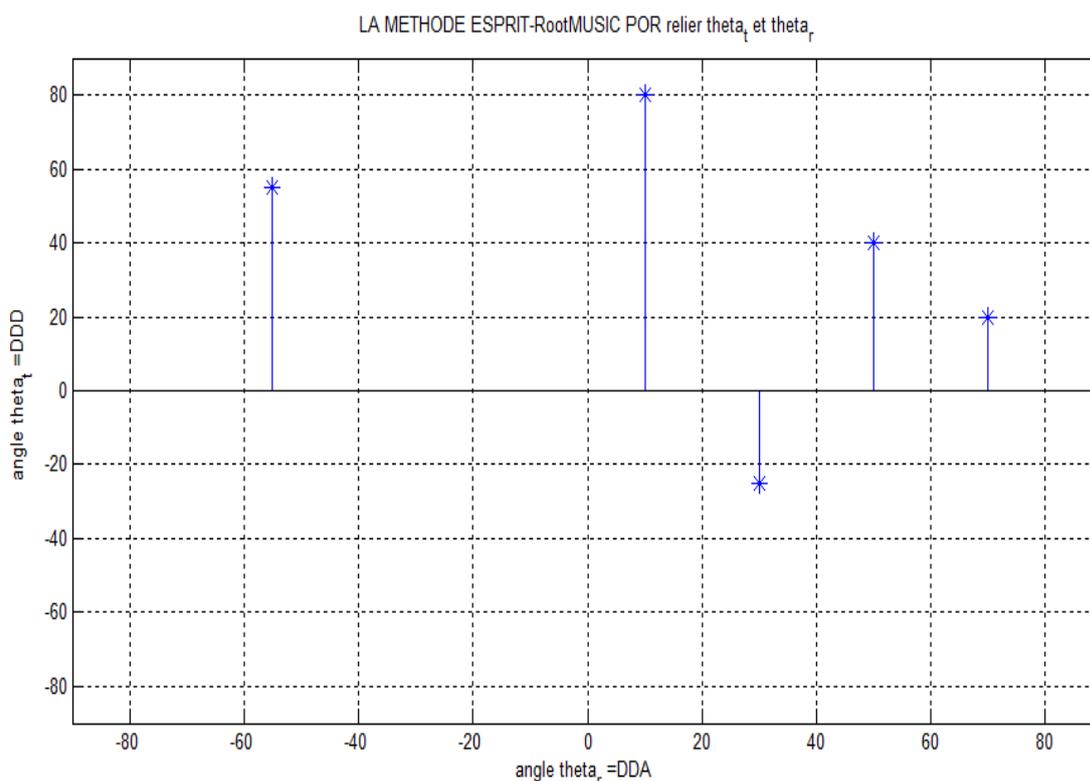


Figure 5.12 : La méthode ESPRIT-RootMUSIC pour localiser 5 cibles.

On remarque qu'ESPRIT-RootMUSIC permet de faire un appairage automatique entre (DDA, DDD).

7. Comparaison entre ESPRIT et ESPRIT-RootMUSIC :

7.1. Comparaison entre ESPRIT et ESPRIT-RootMUSIC en fonction de L'EQM

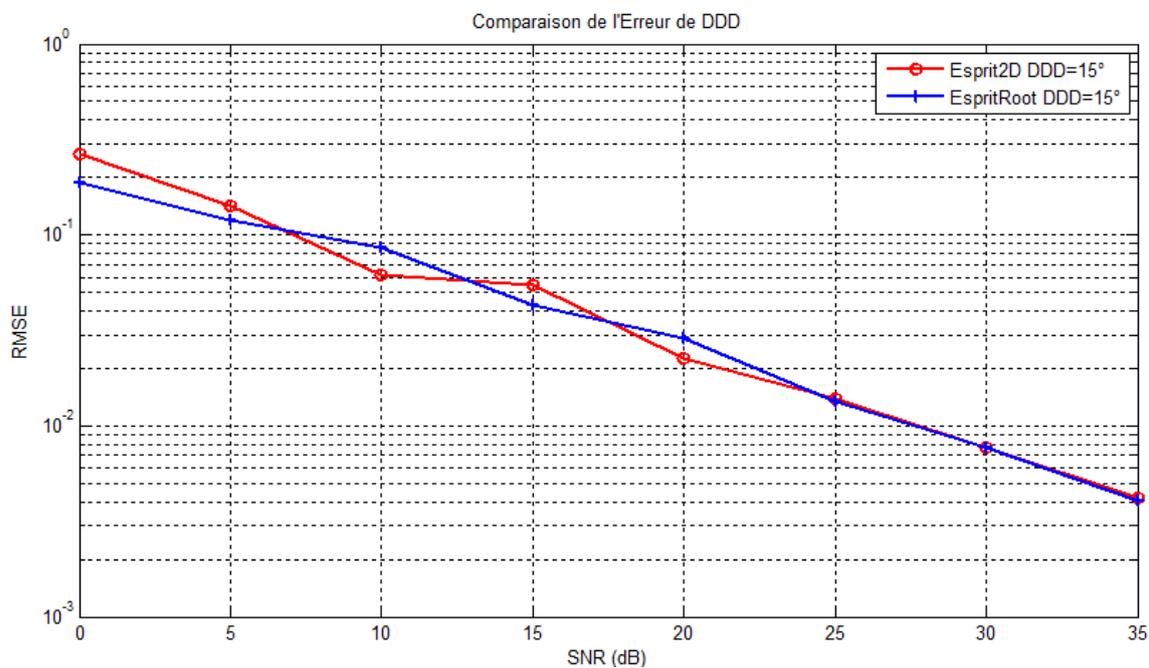


Figure 5.13 : Comparaison des deux méthodes en calculant EQM avec DDD=15°.

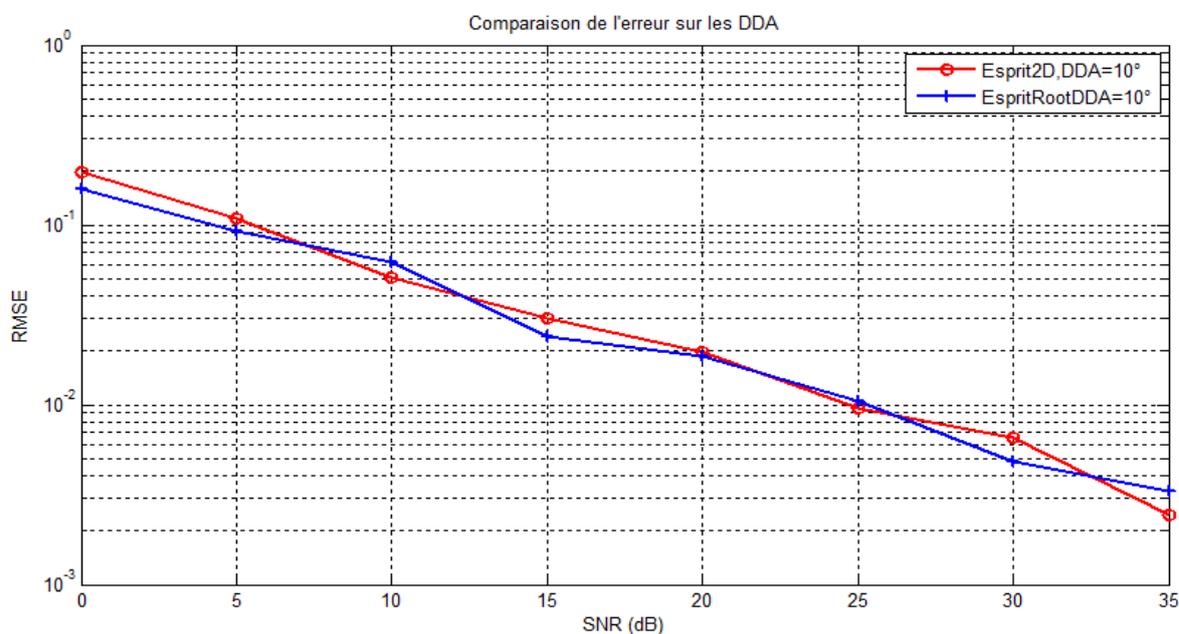


Figure 5.14 : Comparaison des deux méthodes en calculant EQM avec DDA=10°.

D'après les deux figures nous constatons qu'ESPRIT-2D et ESPRIT-RootMUSIC présentent des performances similaires en termes de l'erreur quadratique moyenne.

8. Conclusion

A travers l'analyse des simulations relatives aux trois approches ESPRIT-2D, MUSIC 2D et ESPRIT-RootMUSIC, nous pouvons tirer les conclusions suivantes :

- Ces trois approches ont approximativement les mêmes performances en termes de l'erreur quadratique moyenne, avec un léger avantage pour l'approche ESPRIT-RootMUSIC.
- Les approches basées MUSIC et l'approche combinée fournissent un appairage automatique contrairement à l'approche ESPRIT-2D.
- Le nombre de cibles localisables par MUSIC est $(NM-1)$.
- Le nombre de cibles localisables par ESPRIT-2D est similaire à celui de l'approche ESPRIT-RootMUSIC et il est égal à $(N(M-1))$.

Conclusion Générale

L'objectif principal, à travers les travaux élaborés dans le cadre de ce mémoire est d'améliorer les performances du système MIMO radar en termes de localisation.

Dès le début de ces travaux, nous avons opté pour la configuration bistatique cohérente du radar MIMO pour bénéficier des gains liés à la cohérence et ceux liés au concept MIMO. La configuration bistatique apparaît comme une configuration d'un excellent compromis entre la complexité, les gains liés à la cohérence et les gains liés à la diversité spatiale. En outre, elle est déjà employée en pratique.

En premier lieu, nous avons proposé des approches de localisation conjointe de DDA-DDD basées sur la décomposition de la recherche bidimensionnelle en double recherche unidimensionnelle. Cette décomposition nous a permis de proposer deux méthodes, la première est basée sur l'algorithme MUSIC et la deuxième utilise une combinaison entre les algorithmes ESPRIT et RootMUSIC.

Cette dernière approche est avantagée par le fait qu'elle exploite les deux sous-espaces engendrés à partir de la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance à savoir le sous-espace signal et le sous-espace bruit.

L'analyse des performances de ces approches par simulation a montré qu'elles ont des performances en termes d'erreur quadratique moyenne proches de la limite inférieure de Cramer-Rao.

D'une manière générale, l'exploitation du concept MIMO en radar nous a permis d'augmenter virtuellement le réseau d'antenne de N antennes à $M \times N$ antennes ce qui a amélioré considérablement les performances par rapport au système radar classique.

Des actions en perspectives peuvent être accomplies pour compléter notre travail, en l'occurrence :

- La suite la plus directe est d'exploiter la Centro-symétrie ainsi que de continuer dans le sens d'exploitation des degrés de diversités qu'offre la prise en compte des propriétés des signaux radar telles que la cyclostationnarité et/ou la non-circularité.
- En utilisant l'approche de décomposition de recherche bidimensionnelle en double recherche unidimensionnelle que nous avons proposée, des antennes de grandes capacités de diversités peuvent être utilisées en radar polarimétrique MIMO bistatique, telles que les trois dipôles orthogonaux ou bien les réseaux d'antennes rectangulaires à polarisation croisée pour l'estimation des directions, selon l'application du système radar.

Références bibliographique

- [1] Roehr, S., Gulden, P., Vossiek, M., "Precise Distance and Velocity Measurement for Real Time Locating in Multipath Environments Using a Frequency-Modulated Continuous-Wave Secondary Radar Approach", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Vol. 56, No. 10, pp. 2329 - 2339, oct. 2008..
- [2] Skolnik, M.I. 2001. Third edition, Introduction to Radar Systems, New York : Mc Graw Hill. 772 p.
- [3] Merrill I. Skolnik. Radar Handbook. McGraw-Hill Publishing, pp.8-13., Co., 1989.
- [4] H. Abeida and J.-P. Delmas. MUSIC-like estimation of direction of arrival for noncircular sources. IEEE Transactions on Signal Processing, 54(7) : 2678-2690, 2006. (Cité en pages 3 et 57.)
- [5] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, and R. Valenzuela. MIMO radar : An idea whose time has come. In Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE, pages 71-78, 2004. (Cité en pages 2 et 16.)
- [6] Jian Li and Petre Stoica. MIMO radar signal processing. John Wiley & Sons, Inc., 2010. (Cité en pages 2, 16, 23 et 24.)
- [7] E. Fishler, A. Haimovich, R.S. Blum, L.J. Cimini, D. Chizhik, and R.A. Valenzuela. Spatial diversity in radars - models and detection performance. IEEE Transactions on Signal Processing, 54(3) :823-838, 2006. (Cité en pages 2, 3, 16 et 18.)
- [8] H. Yan, J. Li, and G. Liao. Multitarget identification and localization using bistatic MIMO radar systems. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2008 :1-8, 2008. (Cité en pages 19, 20, 24, 26 et 27.)
- [9] M. Jin, G. Liao, and J. Li. Joint DOD and DOA estimation for bistatic MIMO radar. Signal Processing, 89(2) :244-251, 2009. (Cité en pages 2, 19, 20, 24, 25 et 26.)
- [10] Mohamed Laid Bencheikh, Yide Wang, and Hongyang He. Polynomial root finding technique for joint DOA-DOD estimation in bistatic MIMO radar. Signal Processing, 90(9) :2723-2730, September 2010. (Cité en pages 19, 20, 25 et 39.)
- [11] " Array Signal Processing". C & P Technologies, Inc.317 Harrington Ave, Suite 9Closter NJ 07624, www.cptnj.com.
- [12] C. Y Chen. MIMO radar ambiguity optimization using Frequency-Hopping waveforms. In Signals, Systems and Computers, 2007. ACSSC 2007. Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on, pages 192-196, 2008. (Cité en page 24.)
- [13] C. Yunhe. Joint estimation of angle and doppler frequency for bistatic MIMO radar.

Electronics Letters, 46(2) :170-172, 2010. (Cité en page 24.)

- [14] I. Bekkerman and J. Tabrikian. Target detection and localization using MIMO radars and sonars. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(10) : 3873-3883, 2006. (Cité en pages 2, 24 et 26.)
- [15] W. Xia and Z. He. Multiple-target localization and estimation of MIMO radars with unknown transmitted signals. In *Circuits and Systems, 2008. ISCAS 2008. IEEE International Symposium on*, pages 3009-3012, 2008. (Cité en pages 2 et 24.)
- [16] W. Xia and Z. He. Multiple-target localization and estimation of MIMO radars using capon and APES techniques. In *Radar Conference, 2008. RADAR'08. IEEE*, pages 1-6, 2008. (Cité en page 24.)
- [17] Rong Xie, Zheng Liu, and Zi jing Zhang. DOA estimation for monostatic MIMO radar using polynomial rooting. *Signal Processing*, 90(12) : 3284-3288, December 2010. (Cité en pages 2 et 24.)
- [18] C. Duofang, C. Baixiao, and Q. Guodong. Angle estimation using ESPRIT in mimo radar. *Electronics Letters*, 44(12) :770-771, 2008. (Cité en pages 2, 24, 25, 32, 36 et 38.)
- [19] C. Jinli, G. Hong, and S. Weimin. Angle estimation using ESPRIT without pairing in MIMO radar. *Electronics Letters*, 44(24) :1422, 2008. (Cité en pages 2 et 25.)
- [20] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing*. John Wiley & Sons, Inc., 2002. (Cité en pages 25 et 39.)
- [21] Hongyang He. *Traitement d'Antennes pour la Localisation de sources en champ proche*. PhD thesis, Polytechnique de l'université de Nantes, Laboratoire IREENA, France, January 2010. (Cité en page 25.)
- [22] N. H Lehmann, A. M Haimovich, R. S Blum, and L. Cimini. High resolution capabilities of MIMO radar. In *Signaux, Systems and Computers, 2006. ACSSC'06. Fortieth Asilomar Conference on*, pages 25-30, 2007. (Cité en pages 2 et 26.)
- [23] Yuri I. Abramovich, Gordon J. Frazer, and Ben A. Johnson. Iterative adaptive kronecker MIMO radar beamformer : Description and convergence analysis. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(7) : 3681-3691, 2010. (Cité en pages 2 et 26.)
- [24] Jian Li, Luzhou Xu, Petre Stoica, Keith W. Forsythe, and Daniel W. Bliss. Range compression and waveform optimization for MIMO radar : A CramèrRao bound based study. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(1) :218232, 2008. (Cité en pages 2 et 26.)
- [25] R. Roy, A. Paulraj, and T. Kailath. Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques-ESPRIT. In *Military Communications Conference Communications-Computers : Teamed for the 90's*, 1986. MIL COM 1986. IEEE, volume 3, pages 41-6, 1987. (Cité en page 32.)
- [26] R. Roy and T. Kailath. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational

invariance techniques. *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, 37(7) :984-995, 1989. (Cité en page 32.)

- [27] C. Duofang, C. Baixiao, and Q. Guodong. Angle estimation using ESPRIT in mimo radar. *Electronics Letters*, 44(12) :770-771, 2008. (Cité en pages 2, 24, 25, 32, 36 et 38.)
- [28] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. In *RADC Spectrum Estimation Workshop, Griffths AFB*, volume 34, pages 243–258, 1979. (Cité en page 39.)
- [29] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 34(3) : 276-280, March 1986. (Cité en page 39.)

• ملخص

العمل المقدم في هذه الورقة يشير إلى موقع DOA-DOD يستهدف متماسكة الازدواجية رادار MIMO ، وذلك باستخدام أساليب عالية الدقة مثل MUSIC-2D ، 2D-ESPRIT ، ESPRIT-RootMusic. استنادا إلى MIMO متماسكة التكوين الرادار الازدواجية، الذي يظهر على شكل نمط يشكل حلا وسطا بين التعقيد والاتساق وتحقيق مكاسب من التنوع المكاني المكاسب، وطرق تحديد دقة عالية. اقترحنا بعض المناهج إلى موقع مشترك من الاتجاهات وصوله والاتجاهات المغادرة. هذه النهج تتحلل اتجاهات البحوث ثنائية الأبعاد في ضعف البحث unidimensionnelle، مما يقلل بشكل كبير من التعقيد الحسابي..

• **Résumé**

Le travail présenté dans ce mémoire se rapporte à faire une localisation DOA-DOD de cibles en radar MIMO bistatique cohérent, en utilisant les méthodes à haute résolution tel que MUSIC-2D, ESPRIT-2D, ESPRIT-RootMUSIC.

En se basant sur la configuration radar MIMO bistatique cohérent, qui apparaît comme une configuration d'un excellent compromis entre la complexité, les gains liés à la cohérence et les gains liés à la diversité spatiale, et sur les méthodes de localisation à haute résolution.

Nous avons proposé quelques approches de localisation conjointe des directions d'arrivée et des directions de départ. Ces approches décomposent la recherche bidimensionnelle des directions en double recherche unidimensionnelle, ce qui réduit de manière significative la complexité de calcul.

• **Abstract**

The work presented in this paper refers to a DOA-DOD targets location in coherent bistatic MIMO radar, using high-resolution methods such as MUSIC-2D, 2D-ESPRIT, ESPRIT-RootMusic.

Based on MIMO coherent bistatic radar configuration, which appears as a configuration of an excellent compromise between complexity, gains related to the consistency and gains related to the spatial diversity, and on methods of locating high resolution.

We have proposed some approaches to joint location of directions of arrival and directions of departure. These approaches decompose two-dimensional research directions in double unidimensional search, which significantly reduces the computational complexity.