

UNIVERSITÉ DE NANTES
Ecole polytechnique de l'université de Nantes

ÉCOLE DOCTORALE
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION
ET MATHÉMATIQUES

Année 2011

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

EXPLOITATION DES PROPRIÉTÉS DES SIGNAUX DANS LES SYSTÈMES RADAR MIMO POUR LA DÉTECTION ET LA LOCALISATION

THÈSE DE DOCTORAT

Discipline : Electronique

Spécialité : Electronique

*Présentée
et soutenue publiquement par*

Mohamed Laïd BENCHEIKH

le 4 juillet 2011, devant le jury ci-dessous

Président	Pascal LARZABAL, Professeur, SATIE, ENS Cachan
Rapporteurs	Karim ABED-MERAIM, Maître de Conférences/HDR, ENST, Paris Salah BOURENNANE, Professeur, Ecole Centrale de Marseille
Examineurs	Pascal CHARGE, Professeur, IREENA, Polytech'Nantes Stéphane MERIC, Maître de Conférences, IETR, INSA Rennes Yide WANG, Professeur, IREENA, Polytech'Nantes

*Directeur de thèse : Yide WANG
Laboratoire IREENA EA1770*

ED 503-132

A mes parents et ma grande mère,
que Dieu les protège,
A ma femme,
le soutien absolu,
A mes enfants, Ayoub, Yaakoub, Rihab
les autres étoiles de ma vie,
A la grande famille,
Et à tous mes amis.

Remerciements

D'abord, je tiens à remercier très vivement M. Joseph SAILLARD, Professeur des universités, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire IREENA.

Les plus vifs remerciements et toutes mes sincères reconnaissances s'adressent à mon directeur de thèse, Monsieur Yide WANG, Professeur des universités à l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes, pour sa disponibilité malgré ses lourdes charges, son encadrement efficace et ses précieux conseils au cours de cette thèse.

Je tiens également à remercier M. Salah BOURENNANE, Professeur des universités à l'Institut Fresnel de Marseille, et M. Karim ABEDMERAÏM, Maître de Conférences à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, pour avoir accepté de rapporter cette thèse.

Je remercie aussi très vivement M. Pascal LARZABAL, Professeur à l'ENS Cachan, M. Pascal CHARGE, Professeur, à Polytech'Nantes, et M. Stéphane MERIC, Maître de Conférences, l'INSA Rennes, pour avoir accepté d'examiner ce travail de thèse.

Je tiens à remercier aussi l'ensemble du personnel du laboratoire IREENA pour leur gentillesse et leur aide qui fût précieuse et qui m'a permis de résoudre les difficultés administratives et logistiques que j'ai pu rencontrer durant cette thèse.

J'exprime mes sincères reconnaissances à mes amis Mohammad KOUALI, Ammar CHABAANI et Dr Hongyang HE (Charles), qui ont été toujours présents lorsque j'en ai eu besoin.

Mes très sincères remerciements s'adressent aussi à tous les doctorants et collègues avec qui j'ai partagé une salle, un café, ou des activités pendant ces trois années : Atef, Ahmad, Ding, Feng ...

Résumé :

Le concept MIMO (Multiple Input/Multiple Output) a fait beaucoup de succès en télécommunication. Il est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et plusieurs antennes à la réception, ce qui a permis au système de télécommunications d'augmenter de façon importante ses performances. Ce concept MIMO est bien adapté aux radars qui utilisent déjà multiple antennes en réception et en émission. Les radars MIMO peuvent être classés en deux catégories principales selon la disposition de ses éléments rayonnants et de ses éléments récepteurs. La première classe est le radar dite *radar statistique* dont les éléments sont largement espacés. La seconde est le radar constitué de multiple antennes d'émission co-localisées et multiple antennes de réception aussi co-localisées.

En se basant sur cette dernière configuration, qui apparaît comme une configuration d'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 de sources à haute résolution, nous proposons quelques approches de localisation conjointe des directions d'arrivée et des directions de départ de cibles. Ces approches décomposent la recherche bidimensionnelle des directions en double recherche unidimensionnelle, ce qui réduit de manière significative la complexité de calcul.

En seconde étape, nous proposons d'autres approches pour l'estimation conjointe de DDA-DDD en exploitant la propriété de non-circularité des signaux, pour le radar MIMO bistatique. Le signal radar est souvent modulé en phase binaire ce qui nous a motivé de prendre en considération cette propriété de non-circularité. En effet, cette propriété permet d'offrir un autre degré de diversité en plus de celles fournies par le concept MIMO.

Dans la troisième partie, nous proposons des nouvelles approches, qui exploitent la diversité de polarisation en réception dans le radar MIMO bistatique cohérent, dans le but toujours d'améliorer l'estimation conjointe des directions. Cette diversité de polarisation est justifiée par le fait qu'en radar, lorsqu'une cible est illuminée par une onde électromagnétique polarisée, la polarisation de l'onde réfléchie est généralement différente de celle de l'onde incidente.

Table des matières

1	Introduction Générale	1
1.1	Préambule	1
1.2	Introduction	1
1.3	Motivation	3
1.4	Organisation de la thèse	3
1.5	Publications	4
1.5.1	Revue internationale	4
1.5.2	Conférences internationales	5
2	Radar MIMO : Concepts et Modèle du Signal	7
2.1	Introduction	7
2.2	Historique	8
2.3	Equation radar	9
2.4	Fluctuation de cibles	10
2.4.1	Modèles de Swerling	11
2.4.2	Modèle Gaussien	11
2.5	Signal radar	11
2.5.1	Impulsion à fréquence constante	12
2.5.2	Compression d'impulsion	12
2.6	Configurations du radar	13
2.7	Concept MIMO en radar	15
2.7.1	Types du radar MIMO	16
2.7.2	Avantages du radar MIMO	17
2.7.3	Modèle du signal du radar MIMO bistatique	18
2.8	Conclusion	22
3	Localisation de Cibles en Radar MIMO Bistatique	23
3.1	Introduction	23
3.2	Matrice de covariance	25
3.3	Borne de Cramér-Rao BCR	26
3.3.1	Discussions sur BCR	27
3.4	Approche basée ESPRIT	32
3.4.1	Résultats de simulation	36
3.4.2	Conclusion	38
3.5	Approche basée MUSIC	39
3.5.1	Résultats de simulation	42

3.5.2	Conclusion	45
3.6	Combinaison ESPRIT-RootMUSIC	46
3.6.1	Résultats de simulation	48
3.7	Complexité de calcul	49
3.8	Influence de l'effet Doppler	50
3.9	Conclusion	54
4	Signaux Non-Circulaires en Radar MIMO Bistatique	57
4.1	Introduction	57
4.2	Non-circularité	58
4.3	Modèle du signal étendu	59
4.4	Non-Circulaire ESPRIT-2D	61
4.4.1	Résultats de Simulation	64
4.5	Non-Circulaire ESPRIT-RootMUSIC	66
4.5.1	Résultats de Simulation	71
4.6	Conclusion	72
5	Localisation de Cibles en Radar Polarimétrique MIMO Bistatique	75
5.1	Introduction	75
5.2	Polarisation d'une onde	76
5.3	Modèle du signal	78
5.4	ESPRIT-2D Polarimétrique	80
5.4.1	Résultats de Simulation	83
5.5	ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrique	83
5.5.1	Résultats de Simulation	87
5.6	Conclusion	89
6	Conclusion et Perspectives	91
6.1	Conclusion	91
6.2	Perspectives	92
A	Annexe A	95
A.1	Déterminant $D(z_t)$ de l'équation (3.41)	95
	Bibliographie	97

Table des figures

2.1	Configuration du radar monostatique	14
2.2	Configuration du radar bistatique	15
2.3	Configuration du radar multistatique	15
2.4	Radar MIMO	17
2.5	Le radar MIMO bistatique	18
3.1	Effet de l'angle d'arrivée sur l'erreur d'estimation	28
3.2	Effet de l'angle de départ sur l'erreur d'estimation	29
3.3	Effet de cibles adjacentes sur l'estimation de DDA	30
3.4	Effet de cibles adjacentes sur l'estimation de DDD	30
3.5	Effet du nombre de cibles sur l'estimation de DDA	31
3.6	Effet du nombre de cibles sur l'estimation de DDD	31
3.7	Radar MIMO bistatique cohérent et réseau virtuel	33
3.8	ESPRIT-2D : Partition du réseau virtuel en sous-reseaux par rapport à DDA (a) et par rapport à DDD (b)	33
3.9	ESPRIT-2D : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR	37
3.10	ESPRIT-2D : EQM dans l'estimation de DDD comparée à la BCR	37
3.11	ESPRIT-2D, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$	38
3.12	Pseudo spectre MUSIC-2D	43
3.13	Pseudo spectre MUSIC-1D relatif à DDD	44
3.14	Pseudo spectre MUSIC-1D relatif à DDA	45
3.15	Double RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR	46
3.16	Double RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDD comparée à la BCR	47
3.17	Double RootMUSIC, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$	48
3.18	ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR	49
3.19	ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDD comparée à la BCR	50
3.20	ESPRIT-RootMUSIC, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$	51
3.21	MATLAB CPU TIME en fonction N	51
3.22	EQM relative à la DDA en fonction de D_s cas de Swerling I	52
3.23	EQM relative à la DDD en fonction de D_s cas de Swerling I	53
3.24	EQM relative à la DDA en fonction de D_s cas de Swerling II	53
3.25	EQM relative à la DDD en fonction de D_s cas de Swerling II	54

4.1	EQM dans l'estimation de DDA par NC-ESPRIT-2D et par ESPRIT-2D	65
4.2	EQM dans l'estimation de DDD par NC-ESPRIT-2D et par ESPRIT-2D	66
4.3	NC-ESPRIT-2D, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$	67
4.4	EQM dans l'estimation de DDA par NC-ESPRIT-RootMUSIC et par ESPRIT-RootMUSIC	72
4.5	EQM dans l'estimation de DDD par NC-ESPRIT-RootMUSIC et par ESPRIT-RootMUSIC	73
4.6	NC-ESPRIT-RootMUSIC, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$	74
5.1	Ellipse de polarisation	77
5.2	Réseau de réception en dual polarisation	79
5.3	EQM dans l'estimation de DDA par ESPRIT-2D polarimétrique et par ESPRIT-2D	84
5.4	EQM dans l'estimation de DDD par ESPRIT-2D polarimétrique et par ESPRIT-2D	85
5.5	ESPRIT-2D polarimétrique, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$	86
5.6	EQM dans l'estimation de DDA par ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique et par ESPRIT-RootMUSIC	88
5.7	EQM dans l'estimation de DDD par ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique et par ESPRIT-RootMUSIC	89
5.8	ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$	90

Introduction Générale

Sommaire

1.1	Préambule	1
1.2	Introduction	1
1.3	Motivation	3
1.4	Organisation de la thèse	3
1.5	Publications	4
1.5.1	Revue internationale	4
1.5.2	Conférences internationales	5

1.1 Préambule

Les travaux de recherche relatifs à cette thèse, intitulée "Exploitation des propriétés des signaux dans les systèmes radar MIMO pour améliorer la détection et la localisation", sont effectués au sein de l'équipe Systèmes Embarqués Communicants (SEC) du laboratoire IREENA. Les axes de recherche de cette équipe portent sur la modélisation des systèmes embarqués, modélisation RADAR des signatures électromagnétiques, sécurité des données, traitement d'antennes pour les systèmes de communications mobiles et Radar, approches multi-couches des systèmes de communication.

1.2 Introduction

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 plusieurs antennes à la réception, ce qui a permis aux systèmes de télécommunications d'augmenter de façon importante leurs performances.

Ce concept MIMO est bien adapté aux radars qui utilisent déjà de multiples antennes en réception et en émission.

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 statistique" dont les éléments sont largement espacés. La seconde est le radar constitué de multiples antennes d'émission co-localisées et multiples antennes de réception aussi co-localisées.

Dans la littérature relative au radar MIMO, nous distinguons quatre grands axes de recherche

- **Radar MIMO statistique** [24], [25], [26], [48], [36] : C'est le radar où les antennes d'émission, et de réception, sont largement espacées. 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 radar MIMO statistique en termes de détection de cibles grâce à la multitude des angles de vision de ces radars.
- **Application des systèmes radar MIMO** [24], [4], [48] : Nombreux travaux se sont focalisés sur l'aspect de l'application du concept radar MIMO. La première expérimentation du radar MIMO a été pour les systèmes de surveillance aérienne. D'autres ont présenté les radars MIMO pour la réduction du fouillis (clutter). Les performances de ces radars MIMO ont été aussi étudiées pour des applications aéroportées.
- **Optimisation de forme d'onde** [47], [59], [70], [6], [28], [27], [49], [17], [41], [48], [5], [29] : Cet aspect a pris beaucoup de considérations. L'optimisation de la forme d'onde pour le radar MIMO dépend des objectifs attendus (ou l'application). Dans le but d'améliorer la détection, des travaux ont utilisé cette optimisation dans le sens de maximiser l'énergie totale réfléchiée par la cible. D'autres techniques d'optimisation ont été proposées, basées sur l'adaptation du rayonnement, pour contrôler l'énergie spatiale dans les directions de cibles et minimiser l'inter-corrélation entre les signaux sondés dans ces directions.
- **Radar MIMO cohérent** [7], [43], [31], [67], [66], [23], [40], [22], [39], [18], [68] : Ce type de radar utilise des éléments d'émission, et de réception, étroitement espacés. Les degrés de liberté qu'offre ce type de radar MIMO, l'interprétation du réseau virtuel et les performances en termes de détection et localisation, ont fait l'objet de plusieurs publications. L'utilisation des techniques de localisation

telles que MUSIC, Capon, ESPRIT, dans un espace unidimensionnel, a été présentée pour le radar MIMO avec des éléments émetteurs largement espacés. Par ailleurs, la localisation conjointe direction de départ - direction d'arrivée (DDD-DDA) bidimensionnelle a été aussi l'objet de plusieurs travaux publiés.

1.3 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.

En outre, 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.

D'autre part, la grande majorité des techniques de localisation de cibles reposent sur des hypothèses pour la statistique de signaux traités qui consistent à les supposer gaussiens, stationnaires et circulaires [15], [14], [3], [38]. Cependant, ces signaux de télécommunication sont bien souvent non-circulaires et/ou non-stationnaires.

Par ailleurs, le coefficient de réflexion de la cible est très sensible à l'angle d'incidence et à l'angle de vision du radar [26], [36]. En plus, lorsqu'une cible est illuminée par une onde électromagnétique, la polarisation de l'onde diffusée est généralement différente de celle émise [74], [32], [20].

Dans cet esprit, notre étude se situe dans l'exploitation de la propriété non-circulaire des signaux utilisés dans le système radar MIMO et de la diversité en polarisation introduite par la cible dans le but de l'amélioration de la localisation des cibles.

1.4 Organisation de la thèse

Le manuscrit de la thèse sera organisé comme suit :

Dans le second chapitre, nous présentons brièvement un rappel sur le radar et ses configurations, le concept MIMO en radar, ainsi que le modèle de signal adopté.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation et à la discussion des approches que nous avons proposées pour la localisation conjointe de Direction D'Arrivé (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 bi-dimensionnelle (2-D) des directions conjointes DDD-DDA en double recherche unidimensionnelle (1-D). En application, nous utilisons un algorithme basé sur la recherche des racines de polynômes. Par la suite, et en se basant toujours sur cette décomposition, la deuxième section sera consacrée sur l'utilisation d'une méthode combinée ESPRIT-Root-MUSIC pour l'estimation conjointe de DDA-DDD. Une conclusion résumant les techniques proposées et leurs performances ainsi qu'une motivation pour le chapitre suivant, clôture ce chapitre.

Dans le quatrième chapitre, nous étendons notre étude au cas des signaux non-circulaires utilisés dans le radar afin d'explorer cette caractéristique statistique pour améliorer les performances du radar MIMO bistatique.

Dans le cinquième chapitre, nous proposons l'exploitation de la diversité de polarisation afin d'améliorer les performances en termes d'estimation conjointe de DDA-DDD pour le radar MIMO bistatique cohérent.

Enfin, nous achevons la thèse par une conclusion générale dans laquelle un bilan des travaux et les perspectives de recherche seront présentés.

1.5 Publications

1.5.1 Revues internationales

1. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Hongyang He, Polynomial Root Finding Technique for Joint DOA DOD Estimation in Bistatic MIMO Radar, Signal Processing, Ed. Elsevier, vol. 90, Iss. 9, Sept 2010, pp. 2723-2730.
2. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Joint DOD-DOA Estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO Radar, IET Electronics Letters, 22 July 2010.
3. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Combined ESPRIT-RootMUSIC for DOA-DOD estimation in polarimetric bistatic MIMO radar, Progress In Electromagnetics Research (PIER) Letters, n.22, pp. 109-117, 2011.

1.5.2 Conférences internationales

1. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Hongyang He, A Subspace-Based Technique for Joint DOA-DOD Estimation in Bistatic MIMO Radar , IRS'2010, 14-18 June 2010, Vilnius, Lithuania.
2. Boualem Magaz, **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Numerical analysis of MIMO radar detection performance under WEIBULL distributed clutter, IRS'2010, 14-18 June 2010, Vilnius, Lithuania.
3. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Non circular ESPRIT-RootMUSIC joint DOA-DOD estimation in bistatic mimo radar. The 7th International Workshop on Systems, Signal Processing and their Applications (WOSSPA '2011 IEEE-EURASIP conf), 9-11 mai 2011, Corne d'Or, Tipaza, Algérie.
4. **Mohamed Laid Bencheikh**, Yide Wang, Joint DOA-DOD Estimation in a Polarimetric Bistatic MIMO Radar, the 9th IEEE International NEWCAS Conference, 26-29 juin 2011, Bordeaux, France.

Radar MIMO : Concepts et Modèle du Signal

Sommaire

2.1	Introduction	7
2.2	Historique	8
2.3	Equation radar	9
2.4	Fluctuation de cibles	10
2.4.1	Modèles de Swerling	11
2.4.2	Modèle Gaussien	11
2.5	Signal radar	11
2.5.1	Impulsion à fréquence constante	12
2.5.2	Compression d'impulsion	12
2.6	Configurations du radar	13
2.7	Concept MIMO en radar	15
2.7.1	Types du radar MIMO	16
2.7.2	Avantages du radar MIMO	17
2.7.3	Modèle du signal du radar MIMO bistatique	18
2.8	Conclusion	22

2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation du concept radar MIMO, des architectures et des modèles du signal. Après un bref historique, nous présentons l'équation radar, les configurations du radar et par la suite nous donnons un aperçu général sur le concept MIMO en radar. A la fin de ce chapitre, nous présentons la configuration du radar MIMO adoptée ainsi que le modèle du signal associé.

2.2 Historique

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

Les expériences faites par la marine américaine en 1920 (interception 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 spécialistes à orienter leurs recherches dans ce sens [58].

En 1933, aux États-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 de 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.

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.

Donc, 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 États-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 continué à être développés. Mais, l'apparition du radar à ouverture synthétique, qui est devenu un secteur actif de recherche pendant les années 1950 [58], a marqué un changement significatif dans le concept d'origine du radar.

Dans les années 1960, le développement d'antennes à réseau 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 applica-

tions 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.

2.3 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 réseau d'antennes) dans une direction donnée. Chaque fois que ces ondes rencontrent un obstacle, une partie ou la totalité de l'énergie électromagnétique est réfléchiée [58].

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. Pour le cas d'un radar bistatique cette équation s'écrit [58] :

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_r^2 R_t^2 L_{tc} L_{cr} L_i} \quad (2.1)$$

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 réfléchie dans une direction donnée par la cible illuminée par une onde plane incidente suivant une direction donnée, elle est définie par [58] :

$$\sigma = \frac{P^{ref}}{P^{inc}} \quad (2.2)$$

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 :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E^{ref}|^2}{|E^{inc}|^2} \quad (2.3)$$

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.

2.4 Fluctuation de cibles

Le comportement complexe de la cible nous mène à la description statistique de ce coefficient [58]. 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 points brillants dominants sont valables pour des cibles à faibles

dimensions par rapport à la longueur d'onde du signal radar.

2.4.1 Modèles de Swerling

Les modèles proposés par Swerling [58] sont souvent 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.

- **Swerling I** : le coefficient de rétrodiffusion est quasiment constant d'une impulsion à autre, mais varie indépendamment d'un scan à un autre. La variation du coefficient de rétrodiffusion suit la loi de probabilité de Rayleigh.
- **Swerling II** : il varie d'une impulsion à une autre selon la même loi que celle de Swerling I ;
- **Swerling III** : comme Swerling I, il varie d'un scan à un autre, mais selon la loi exponentielle ;
- **Swerling IV** : il varie d'une impulsion à une autre selon la loi exponentielle ;
- **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 $[0, 2\pi]$.

2.4.2 Modèle Gaussien

Un 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 [58].

2.5 Signal radar

L'équation radar (2.1) ne spécifie pas la nature du signal émis qui peut être onde continue, modulé en amplitude ou en fréquence, ou impulsion. Le radar à impulsion est le type le plus connu [58].

Deux catégories générales du signal radar à impulsion sont les plus fréquentes, l'impulsion à fréquence constante et l'impulsion à modulation (compression d'impulsion).

2.5.1 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 décomprimée 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 :

$$r(t) = u(t)e^{(2j\pi f_c t + \phi)} \quad (2.4)$$

– $u(t)$ enveloppe complexe du signal émis

$$u(t) = \begin{cases} A & \text{si } 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.5)$$

– 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).

2.5.2 Compression d'impulsion

La compression d'impulsion est une technique de traitement du signal utilisée en radar, sonar, sismiques, et autres systèmes. Dans le context 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.

2.5.2.1 Modulation de fréquence

L'approche la plus simple pour ce type de modulation de fréquence est la modulation de fréquence linéaire (FML). La fréquence porteuse varie linéairement, dans un intervalle Δf , durant l'impulsion T , ce qui élargit le spectre du signal émis. La contrainte majeure de la compression d'impulsion est l'apparition de lobes secon-

naires dans le signal compressé qui peuvent dégrader la résolution du radar. Des techniques pour réduire les lobes secondaires sont utilisées en radar, telles que la pondération ou le filtrage.

2.5.2.2 Codage de phase

Une des premières méthodes de compression d'impulsion est le codage de phase [44]. L'impulsion de durée T , est divisée en L intervalles de durées identiques, et chaque intervalle est assigné à une valeur de phase.

L'enveloppe complexe de l'impulsion codée en phase est donnée par [44] :

$$r(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \sum_{l=1}^L r_l \text{rect} \left[\frac{t - (l-1)t_p}{t_p} \right] \quad (2.6)$$

où $r_l = e^{j\psi_l}$ et le système de L phases ψ_1, \dots, ψ_L est le code de phase associé à $r(t)$; $t_p = T/L$.

La recherche d'une séquence de L phases (ou codes) pour différentes applications radar a occupé les radaristes depuis très longtemps. Il existe un nombre illimité de possibilités de générer une séquence de phases de longueur L [44].

Les critères de choix d'un code spécifique sont la forme de la fonction d'ambiguïté, le spectre de fréquence et la simplicité d'implantation. Plusieurs codes ont été développés tels que le code de Barker, le code Emboîté (Nested), ...etc [44].

2.6 Configurations 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 le 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 oeuvre de duplexeurs en 1936, les systèmes monostatiques se sont très vite imposés par leur moindre coût [58].

Dans le radar monostatique (figure 2.1), l'émetteur et le récepteur partagent une électronique et une antenne commune. Cependant le radar bistatique (la figure 2.2), ou même de configuration multistatique (figure 2.3), l'émetteur(s) et le récep-

teur(s) sont séparés. L'une et l'autre configuration présentent des avantages et des inconvénients.

Dans une configuration monostatique, le partage de l'électronique et de l'antenne 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 monostatiques. En contrepartie, seul le signal rétrodiffusé par la cible dans une direction est reçu par le radar.

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 la 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.

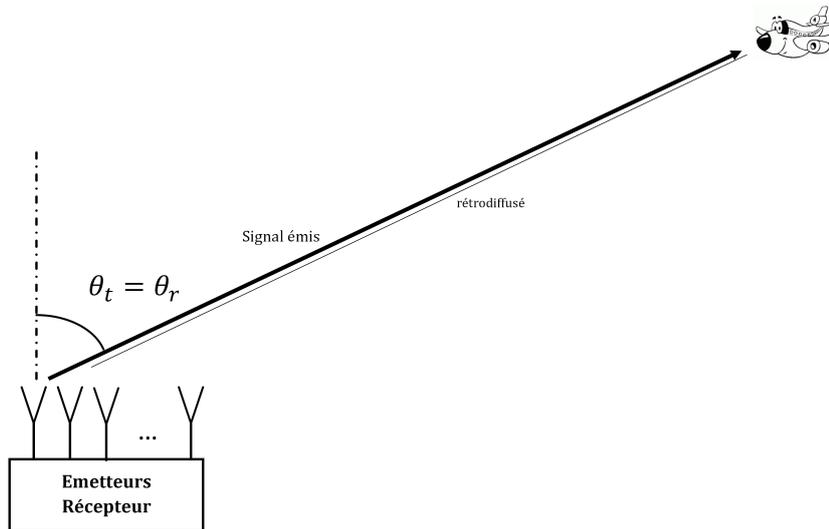


FIGURE 2.1 – Configuration du radar monostatique

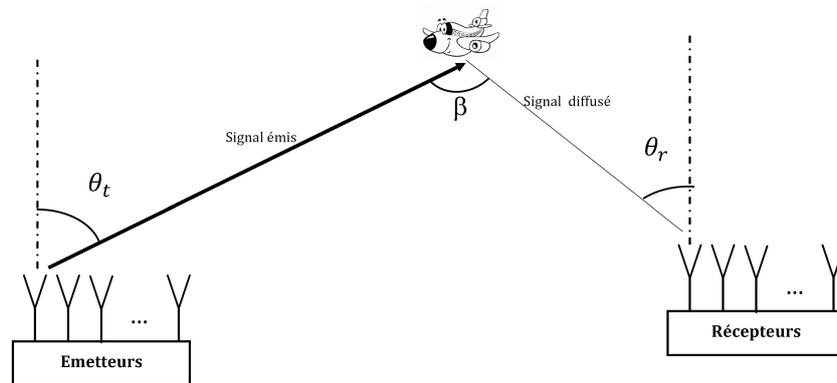


FIGURE 2.2 – Configuration du radar bistatique

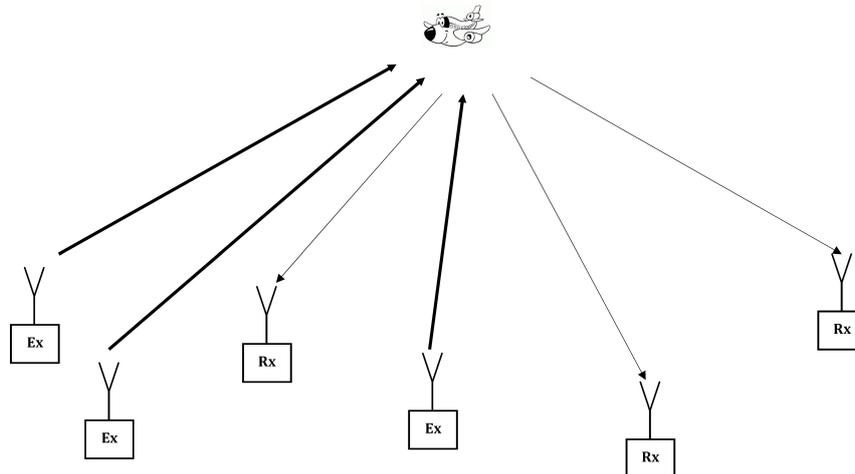


FIGURE 2.3 – Configuration du radar multistatique

2.7 Concept MIMO en radar

Le concept Multiple Input Multiple Output (MIMO) a montré son efficacité dans le domaine des télécommunications. Le concept MIMO permet d'envoyer plusieurs signaux différents sur des antennes différentes pour augmenter les performances du système de transmission. Sa particularité passe donc par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes, émettrices et réceptrices. Ce concept est tout à fait adaptable au système radar présenté ci-dessus.

Le radar MIMO peut être défini simplement comme un radar avec de multiple

rayonnements et de multiple sites de réception [24] et les informations reçues sont traitées ensemble. 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. Par exemple, on peut considérer le radar à ouverture synthétique (SAR) comme une forme de radar MIMO [48].

De même, le radar polarimétrique, c'est-à-dire un radar qui mesure les deux composantes de polarisation pour chaque polarisation émise, est un exemple de radar MIMO [48].

Dans nombreux travaux existants, 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.

2.7.1 Types du radar MIMO

Dans [24] et [26], il a été montré que la distance relative, entre les antennes d'émission (et les antennes de réception) par rapport à la distance émetteur-cible (cible-récepteur) et la dimension de la cible, définissent le degré de corrélation entre les coefficients de réflexion et par conséquent, deux cas se présentent (figure 2.4) :

- Cas 1 : Radar MIMO statistique

$$d_e^a > d_e \lambda / d_e^c \quad \text{et} \quad d_r^a > d_r \lambda / d_r^c \quad (2.7)$$

- Cas 2 : Radar MIMO cohérent

$$d_e^a < d_e \lambda / d_e^c \quad \text{et} \quad d_r^a < d_r \lambda / d_r^c \quad (2.8)$$

où λ est la longueur d'onde.

En général, deux configurations de base sont les plus considérées pour le radar MIMO. Dans la première configuration, les antennes d'émission sont largement espacées (même pour les antennes de réception) et par conséquent, les signaux captés à la réception sont indépendants. Ce radar MIMO est appelé "le radar MIMO statistique". Dans la deuxième configuration, les éléments d'émission (ainsi que les

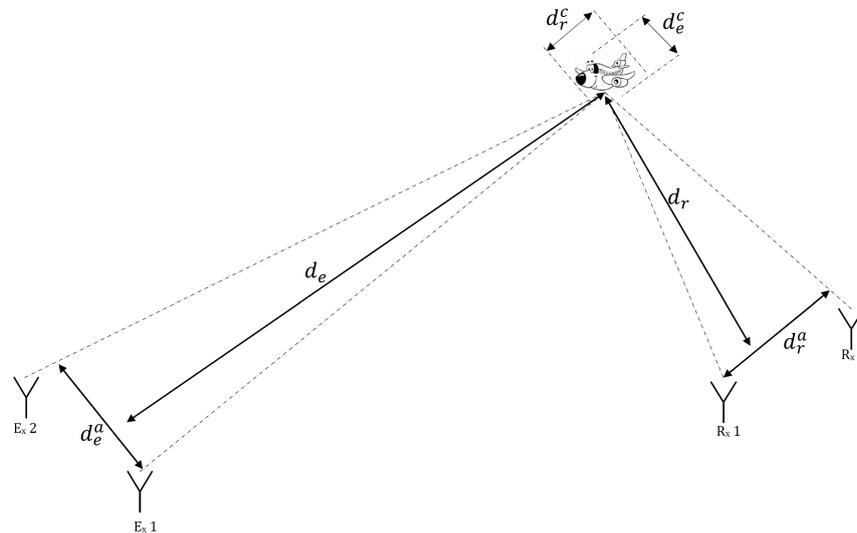


FIGURE 2.4 – Radar MIMO

éléments de réception) sont étroitement espacés pour que la cible soit dans le champ lointain par rapport à ces réseaux, cette configuration est appelée "le radar MIMO cohérent".

2.7.2 Avantages du 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 d'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 adopté pour le reste de la thèse est le radar MIMO cohérent bistatique tel qu'il est présenté dans la figure 2.5.

2.7.3 Modèle du 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 supposé 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 [26] :

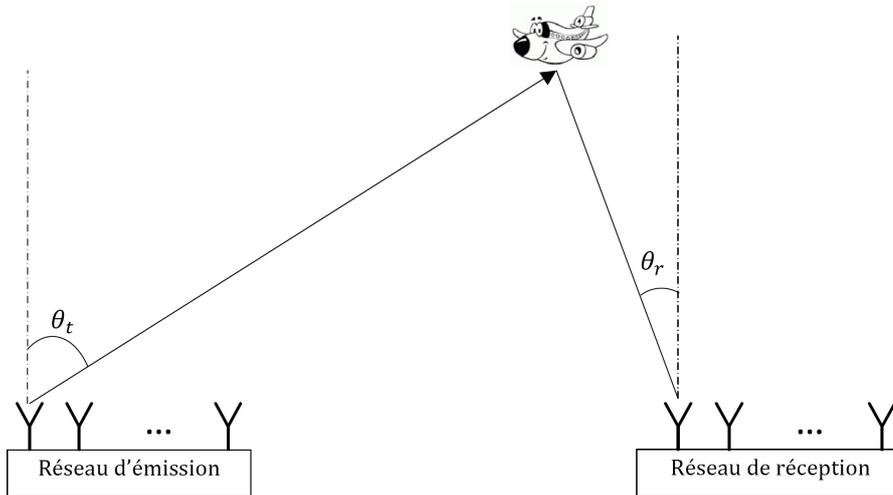


FIGURE 2.5 – Le radar MIMO bistatique

$$\mathbf{x}(l, t) = \sqrt{\frac{E}{M}} \text{diag}(\mathbf{a}(x_0, y_0)) \mathbf{H} \text{diag}(\mathbf{b}(x_0, y_0)) \mathbf{s}(l - \tau, t) + \mathbf{w}(l, t) \quad (2.9)$$

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 ; $\mathbf{s}(l, t) = [s_1(l, t), s_2(l, t), \dots, s_M(l, t)]^T$ 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) ; 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 aussi étroitement espacées. En raison de simplification, les deux réseaux d'antennes sont considérés Linéaire et Uniformes (RLU) et chaque antenne est omnidirectionnelle. L'espace 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 celui de réception (les éléments de la matrice \mathbf{H} sont totalement corrélés et donnés par $\alpha \mathbf{1}_{MN}$ où $\mathbf{1}_{MN}$ est 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) (où 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)"), et en exploitant la forme linéaire et uniforme du réseau d'émission et du réseau de réception, l'expression (2.9) du signal reçu peut être réécrite comme suit [69], [39], [11] :

$$\mathbf{x}(l, t) = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) \mathbf{b}^T(\theta_t) \begin{bmatrix} s_1(l, t) \\ \vdots \\ s_M(l, t) \end{bmatrix} + \mathbf{w}(l, t) \quad (2.10)$$

où

- $\mathbf{a}(\theta_r) = \left[1 \ e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(N-1) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}} \right]^T \in C^{N \times 1}$ est le vecteur de transfert (de direction) par rapport au récepteur ;
- $\mathbf{b}(\theta_t) = \left[1 \ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t)}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(M-1) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t)}{\lambda}} \right]^T \in C^{M \times 1}$ est 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 supposés indépendants, complexes, à moyenne nulle et de distribution normale ;
- l représente le temps à l'intérieur de l'impulsion (temps rapide) ;
- t représente l'indexe des impulsions radar (temps lent).

Pour une meilleure séparation de signaux émis à la réception, des signaux orthogonaux sont souvent émis c-à-d ($\langle \mathbf{s}_i(l, t), \mathbf{s}_j(l, t) \rangle = 0$ 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 [69], [39], [11] :

$$\mathbf{y}_m(t) = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) \mathbf{b}^T(\theta_t) \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ r(t) \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} + \mathbf{w}_m(t) \quad (2.11)$$

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 :

$$\mathbf{y}_m(t) = \alpha(t) \mathbf{a}(\theta_r) b_m(\theta_t) r(t) + \mathbf{w}_m(t) \quad (2.12)$$

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

$$\mathbf{z}(t) = \left[\mathbf{y}_1(t)^T, \dots, \mathbf{y}_M(t)^T \right]^T \quad (2.13)$$

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

$$\mathbf{z}(t) = [b_1(\theta_t), \dots, b_M(\theta_t)]^T \otimes \mathbf{a}(\theta_r) \alpha(t)r(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.14)$$

d'où,

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{c}(\theta_r, \theta_t) s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.15)$$

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 ; $s(t) = \alpha(t)r(t)$.

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

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}s(t) + \mathbf{n}(t) \quad (2.16)$$

avec la matrice de transfert donnée par

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}(\theta_r^1, \theta_t^1), \dots, \mathbf{c}(\theta_r^P, \theta_t^P)]_{MN \times P} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{c}(\theta_r^p, \theta_t^p) = \mathbf{b}(\theta_t^p) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^p) \quad (2.18)$$

et,

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t)r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_P(t)r_P(t) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

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 :

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1 r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_P r_P(t) \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Cas du modèle Swerling II : les coefficients de rétrodiffusion changent d'une

impulsion à une autre :

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t)r_1(t) \\ \vdots \\ \alpha_P(t)r_P(t) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

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

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le système radar et ses configurations de base. Ces dernières sont parfaitement adaptées au concept MIMO qui a montré ses performances en télécommunication.

Afin de bénéficier des avantages qu'offre le concept MIMO en radar, la configuration du radar MIMO multistatique généralisé, où chaque récepteur et chaque émetteur sont un réseau d'antenne, est la plus appropriée. Néanmoins, cette configuration est très complexe et sa mise en oeuvre pratique est difficile.

Le radar MIMO bistatique apparaît comme une configuration d'excellent compromis entre la complexité et les gains qu'offrent la diversité. En plus, cette configuration bistatique cohérente du radar est déjà employée dans plusieurs applications radar.

A la fin, nous avons présenté le modèle du signal pour le radar MIMO bistatique cohérent qui est le modèle adopté pour toute la thèse pour la localisation conjointe de cible, par rapport à l'émetteur et par rapport au récepteur, qui est l'objet du chapitre suivant dans le cas des signaux circulaires.

Localisation de Cibles en Radar MIMO Bistatique

Sommaire

3.1	Introduction	23
3.2	Matrice de covariance	25
3.3	Borne de Cramèr-Rao BCR	26
3.3.1	Discussions sur BCR	27
3.4	Approche basée ESPRIT	32
3.4.1	Résultats de simulation	36
3.4.2	Conclusion	38
3.5	Approche basée MUSIC	39
3.5.1	Résultats de simulation	42
3.5.2	Conclusion	45
3.6	Combinaison ESPRIT-RootMUSIC	46
3.6.1	Résultats de simulation	48
3.7	Complexité de calcul	49
3.8	Influence de l'effet Doppler	50
3.9	Conclusion	54

3.1 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 [48].

Plusieurs travaux dans la littérature ont traité le problème de la localisation pour le radar MIMO [16], [48], [71].

Comme il a été évoqué dans le chapitre précédent, 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 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 [48].

Basée sur la première configuration, Bekkerman et al. [7] ont proposé une technique de localisation multi-cible en utilisant l'algorithme de MUSIC (MUltiple SIgnal Classification). Dans [66], [65], [68], 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 [69] 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 [39] 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 [69].

Toujours pour le radar MIMO bistatique cohérent, une autre méthode basée-ESPRIT est proposée dans [23] 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 pour l'appairage a été proposée.

Un autre travail pour résoudre le problème d'appairage est développé dans [40]. 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 [39].

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 [60]. Elles sont plus adaptées aux signaux à bande étroite ce qui est le cas de la majorité des signaux radars.

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

En premier lieu, nous discutons la borne inférieure de Cramèr-Rao en fonction de la position des cibles. Ensuite, nous présentons la méthode de localisation basée sous-espace dite "ESPRIT-2D" proposée dans [23] avant de présenter les approches qui ont été développées lors de cette thèse. Ces techniques sont également basées sur les méthodes à sous-espace MUSIC et ESPRIT [11], [9], [12].

3.2 Matrice de covariance

La plupart des méthodes de traitement d'antenne à haute résolution exploitent les propriétés de la matrice de covariance des signaux reçus pour minimiser l'influence du bruit [37].

Le modèle du signal considéré est celui donné par l'expression (2.16) :

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.1)$$

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

$$\mathbf{R} = E [\mathbf{z}(t)\mathbf{z}^H(t)] \quad (3.2)$$

où l'opérateur $E[\cdot]$ représente l'espérance mathématique.

Substituant l'expression (3.1) du modèle du signal adopté dans l'équation ci-dessus on obtient

$$\mathbf{R} = \mathbf{C}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{C}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{MN} \quad (3.3)$$

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

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathbf{z}(t) \mathbf{z}^H(t) \quad (3.4)$$

avec T le nombre d'échantillons (impulsions).

3.3 Borne de Cramèr-Rao BCR

En statistique, la borne de Cramèr-Rao (appelée aussi inégalité de Cramèr-Rao) donne une borne inférieure sur l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) d'un estimateur non biaisé.

En radar MIMO, la BCR a été l'objet de quelques publications. Dans [36], [31], elle 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 calculée et discutée en termes de localisation [7], [5], [43], [69], [39].

Par ailleurs, cette limite de Cramèr-Rao a été aussi discutée pour l'optimisation de la forme d'onde en radar MIMO dans [49].

La BCR est définie comme l'inverse de la Matrice d'Information de Fisher (MIF) :

$$BCR(\boldsymbol{\eta}) = \text{diag}(\mathbf{J}^{-1}(\boldsymbol{\eta})) \quad (3.5)$$

où $\boldsymbol{\eta} = [\boldsymbol{\theta}_r^T, \boldsymbol{\theta}_t^T, \boldsymbol{\sigma}_\alpha, \sigma]$ et $\boldsymbol{\sigma}_\alpha = [\sigma_{\alpha_1}, \dots, \sigma_{\alpha_P}]$ est le vecteur des inconnus qui paramètre la matrice de covariance des coefficients de réflexion.

Pour notre cas de figure, radar MIMO bistatique cohérent dont le modèle du signal est donné par (3.1), la MIF peut être calculée comme suit [69] :

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\eta}) = \frac{1}{2} \text{tr} \left[\mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\eta}) \frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \boldsymbol{\eta}} \mathbf{R}^{-1}(\boldsymbol{\eta}) \frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \boldsymbol{\eta}} \right] = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\theta}_r} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\theta}_t} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \sigma} \\ \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\theta}_t}^T & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_t} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \sigma} \\ \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\sigma}_\alpha}^T & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\sigma}_\alpha}^T & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\sigma}_\alpha, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\sigma}_\alpha, \sigma} \\ \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \sigma}^T & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \sigma}^T & \mathbf{J}_{\boldsymbol{\sigma}_\alpha, \sigma}^T & \mathbf{J}_{\sigma, \sigma} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

où les expressions des sous-matrices avec leurs éléments sont :

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\theta}_r} &= \{J_{\theta_r^{(p1)}, \theta_r^{(p2)}}\}_{P \times P}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\theta}_t} = \{J_{\theta_r^{(p1)}, \theta_t^{(p2)}}\}_{P \times P}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\theta}_t} = \{J_{\theta_t^{(p1)}, \theta_t^{(p2)}}\}_{P \times P}, \\ \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} &= \{J_{\theta_r^{(p1)}, \sigma_{\alpha p2}}\}_{P \times P}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} = \{J_{\theta_t^{(p1)}, \sigma_{\alpha p2}}\}_{P \times P}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\sigma}_\alpha, \boldsymbol{\sigma}_\alpha} = \{J_{\sigma_{\alpha p1}, \sigma_{\alpha p2}}\}_{P \times P}, \\ \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_r, \sigma} &= \{J_{\theta_r^{(p1)}, \sigma}\}_{P \times 1}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}_t, \sigma} = \{J_{\theta_t^{(p1)}, \sigma}\}_{P \times 1}, \quad \mathbf{J}_{\boldsymbol{\sigma}_\alpha, \sigma} = \{J_{\sigma_{\alpha p1}, \sigma}\}_{P \times 1}, \quad \mathbf{J}_{\sigma, \sigma} = \{J_{\sigma, \sigma}\}_{1 \times 1}, \end{aligned}$$

pour $p1, p2 = 1, \dots, P$.

Les dérivées peuvent être calculées comme suit :

$$\frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \theta_r^{(p)}} = \frac{1}{2} \sigma_{\alpha p}^2 \frac{\partial \mathbf{c}(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)}) \mathbf{c}^H(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)})}{\partial \theta_r^{(p)}} \quad (3.7)$$

$$\frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \theta_t^{(p)}} = \frac{1}{2} \sigma_{\alpha p}^2 \frac{\partial \mathbf{c}(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)}) \mathbf{c}^H(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)})}{\partial \theta_t^{(p)}} \quad (3.8)$$

$$\frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \sigma_{\alpha p}} = 2 \sigma_{\alpha p} \mathbf{c}(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)}) \mathbf{c}^H(\theta_r^{(p)}, \theta_t^{(p)}) \quad (3.9)$$

$$\frac{\partial \mathbf{R}(\boldsymbol{\eta})}{\partial \sigma} = 2 \sigma \mathbf{I}_{MN} \quad (3.10)$$

Par conséquent, les BCR relatives à l'estimation de la DDA sont les P premiers éléments $BCR(\boldsymbol{\eta})$ et les BCR relatives à l'estimation de la DDD sont les P éléments suivants.

3.3.1 Discussions sur BCR

Nous examinons dans cette simulation le comportement de la BCR relative à la direction de la cible, à la résolution et au nombre de cibles à localiser.

Le radar MIMO bistatique cohérent considéré est constitué de deux réseaux

linéaires et uniformes, le premier est composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d'une demie longueur d'onde et le second de $N = 4$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est fixé à $T = 256$ et le nombre d'itérations de Monte-Carlo à $K = 200$.

3.3.1.1 Effet de la position de la cible

Figures 3.1 et 3.2 montrent la BCR en fonction du rapport signal sur bruit pour différentes positions de la cible.

Ces positions de la cible prennent les valeurs $(\theta_r, \theta_t) = (0^\circ, 0^\circ), (40^\circ, 40^\circ), (60^\circ, 60^\circ), (80^\circ, 80^\circ)$. On peut observer que l'erreur augmente avec l'éloignement de la cible par rapport à zéro.

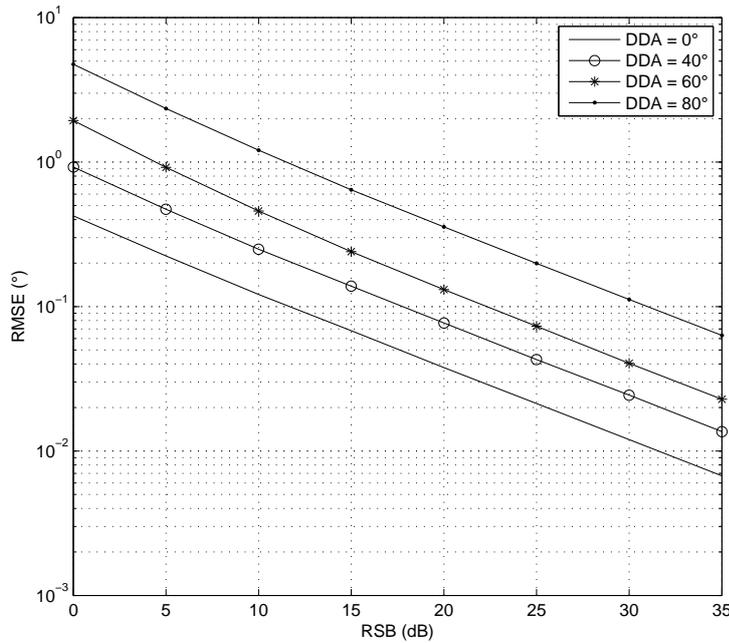


FIGURE 3.1 – Effet de l'angle d'arrivée sur l'erreur d'estimation

3.3.1.2 Effet de cibles proches

Trois cibles $P = 3$ sont considérées dans ce cas, la première se trouve à $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (30^\circ, 30^\circ)$, la deuxième à $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (30^\circ + \Delta\theta, 30^\circ + \Delta\theta)$ et la troisième se trouve à la position $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (10^\circ, 10^\circ)$. Le rapport signal sur bruit est fixé à $RSB = 12dB$.

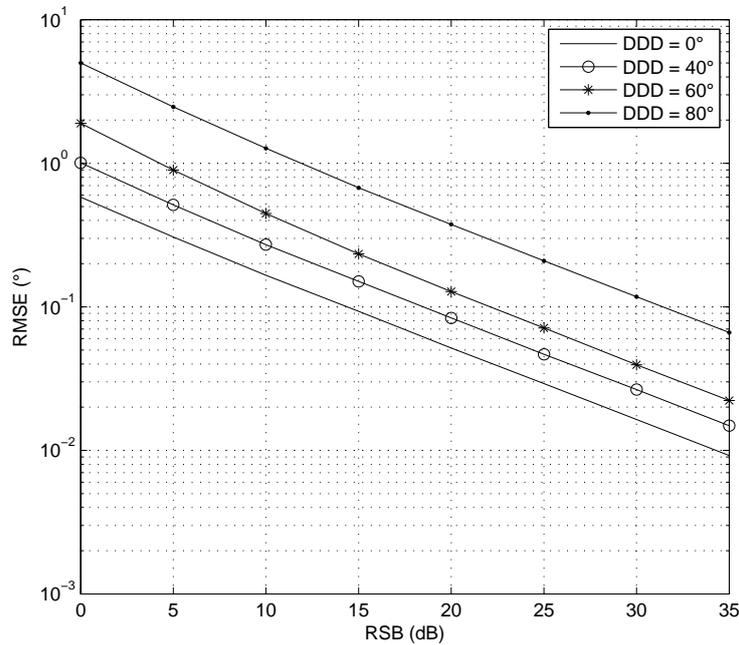


FIGURE 3.2 – Effet de l’angle de départ sur l’erreur d’estimation

Figures 3.3 et 3.4 montrent la BCR en fonction de $\Delta\theta$ pour l’estimation de DDA et DDD, respectivement. Nous remarquons que l’erreur de l’estimation est inversement proportionnelle à l’écart entre les cibles et que l’estimation de la troisième cible n’est pas affectée.

3.3.1.3 Effet du nombre de cibles

Afin de montrer l’effet du nombre de cibles sur l’estimation conjointe de DDA-DDD, nous considérons deux cas $P = 2$ et $P = 4$. On trace la BCR pour les deux cibles qui ont les mêmes positions dans les deux cas (c-à-d la première cible et la deuxième cible). Les quatre cibles se trouvent dans les directions : $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$; $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$; $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 30^\circ)$; $(\theta_r^{(4)}, \theta_t^{(4)}) = (60^\circ, 40^\circ)$;

Figures 3.5 et 3.6 montrent la BCR en fonction du RSB pour l’estimation de DDA et DDD des deux premières cibles, respectivement. Nous remarquons que l’erreur de l’estimation augmente lorsque le nombre de cibles augmente.

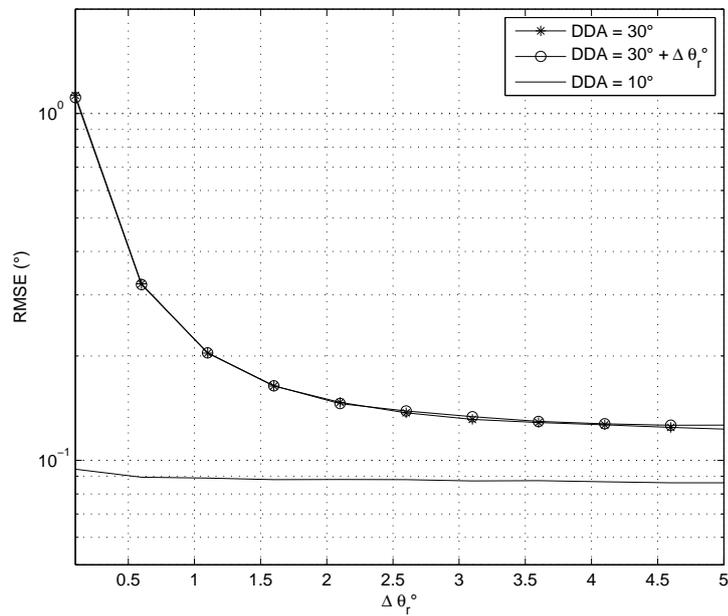


FIGURE 3.3 – Effet de cibles adjacentes sur l'estimation de DDA

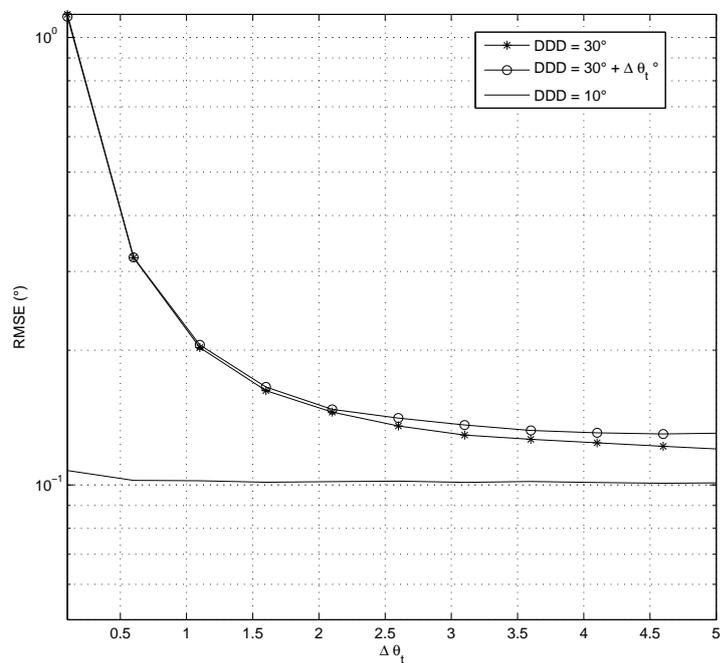


FIGURE 3.4 – Effet de cibles adjacentes sur l'estimation de DDD

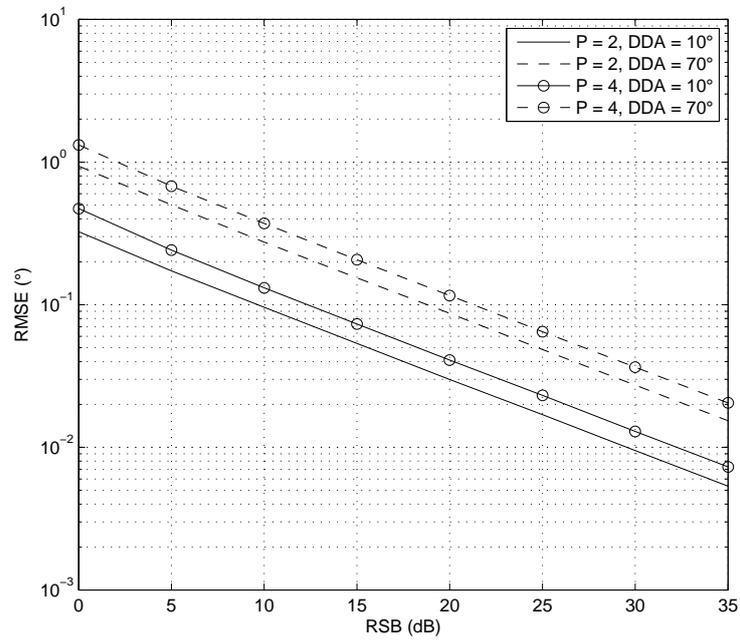


FIGURE 3.5 – Effet du nombre de cibles sur l'estimation de DDA

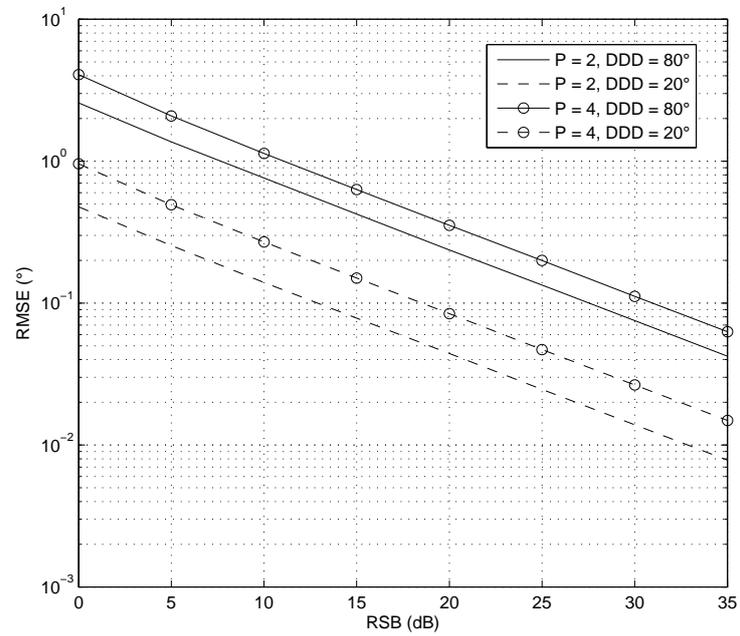


FIGURE 3.6 – Effet du nombre de cibles sur l'estimation de DDD

3.4 Approche 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 [54], [53].

Cette technique exploite la structure équi-espacée en déphasage du vecteur directionnel. Selon cette propriété, le réseau linéaire de 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 [23].

Pour le modèle du signal du radar MIMO bistatique donné par l'expression (3.1), 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 3.8).

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

$$\mathbf{C}_{r1} = \left[\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (3.11)$$

$$\mathbf{C}_{r2} = \left[\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (3.12)$$

avec

$$\mathbf{a}_1(\theta_r^{(p)}) = \left[1 \quad e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-2) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (3.13)$$

$$\mathbf{a}_2(\theta_r^{(p)}) = \left[e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \quad \dots \quad e^{j2\pi(N-1) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (3.14)$$

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

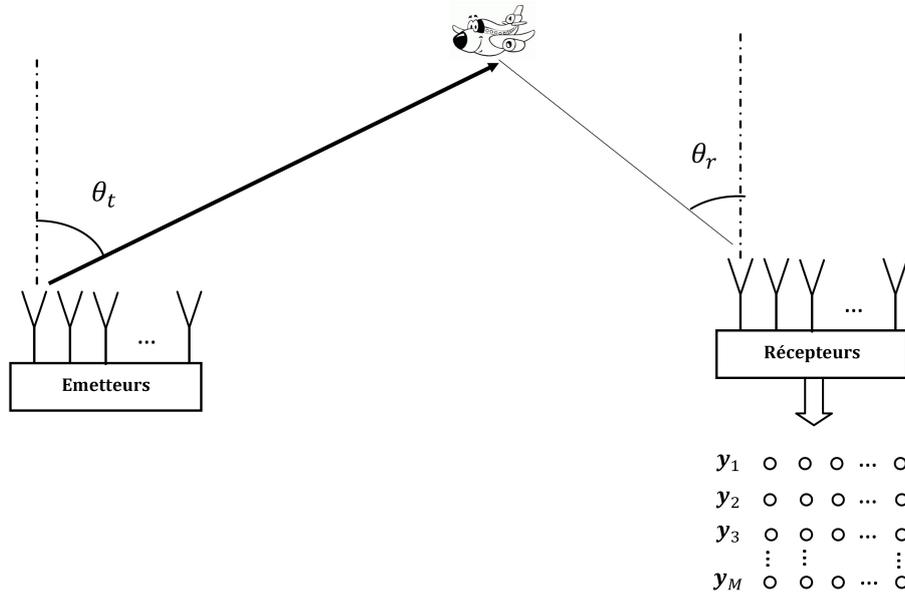


FIGURE 3.7 – Radar MIMO bistatique cohérent et réseau virtuel

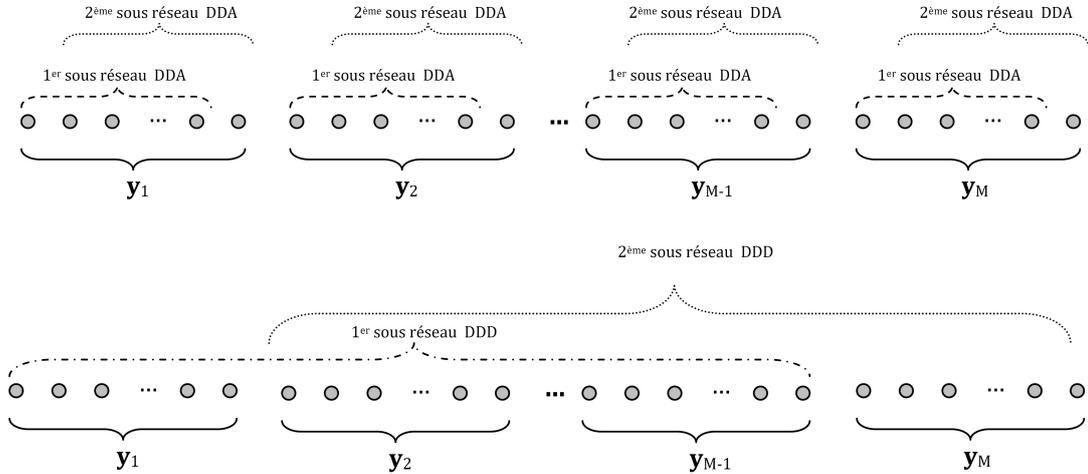


FIGURE 3.8 – ESPRIT-2D : Partition du réseau virtuel en sous-reseaux par rapport à DDA (a) et par rapport à DDD (b)

$$\mathbf{C}_{t1} = \left[\mathbf{b}_1 \left(\theta_t^{(1)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\theta_r^{(1)} \right), \dots, \mathbf{b}_1 \left(\theta_t^{(P)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\theta_r^{(P)} \right) \right] \quad (3.15)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = \left[\mathbf{b}_2 \left(\theta_t^{(1)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\theta_r^{(1)} \right), \dots, \mathbf{b}_2 \left(\theta_t^{(P)} \right) \otimes \mathbf{a} \left(\theta_r^{(P)} \right) \right] \quad (3.16)$$

avec

$$\mathbf{b}_1 \left(\theta_t^{(p)} \right) = \left[1 \ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(M-2) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (3.17)$$

$$\mathbf{b}_2 \left(\theta_t^{(p)} \right) = \left[e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(M-1) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (3.18)$$

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 contre-partie comme suit :

$$\mathbf{C}_{r2} = \mathbf{C}_{r1} \Phi_r \quad (3.19)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = \mathbf{C}_{t1} \Phi_t \quad (3.20)$$

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 $\rho_{tp} = e^{\frac{j2\pi \Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}}$ 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 :

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Gamma}_n \mathbf{U}_n^H \quad (3.21)$$

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 :

$$\mathbf{C}\mathbf{T} = \mathbf{U}_s \quad (3.22)$$

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 (3.19), (3.20) et (3.22), on obtient les équations suivantes

$$\mathbf{U}_{s,r2} = \mathbf{U}_{s,r1}\mathbf{\Omega}_r \quad (3.23)$$

Et

$$\mathbf{U}_{s,t2} = \mathbf{U}_{s,t1}\mathbf{\Omega}_t \quad (3.24)$$

avec

$$\mathbf{\Omega}_r = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Phi}_r\mathbf{T} \quad (3.25)$$

$$\mathbf{\Omega}_t = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Phi}_t\mathbf{T} \quad (3.26)$$

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 :

$$\mathbf{\Omega}_r = (\mathbf{U}_{s,r1}^H \mathbf{U}_{s,r1})^{-1} \mathbf{U}_{s,r1}^H \mathbf{U}_{s,r2} \quad (3.27)$$

$$\mathbf{\Omega}_t = (\mathbf{U}_{s,t1}^H \mathbf{U}_{s,t1})^{-1} \mathbf{U}_{s,t1}^H \mathbf{U}_{s,t2} \quad (3.28)$$

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 :

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_r} \arg(\omega_r^{(p)}) \right) \quad (3.29)$$

$$\hat{\theta}_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\omega_t^{(p)}) \right) \quad (3.30)$$

où $\omega_r^{(p)}$ et $\omega_t^{(p)}$ 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 appairage automatique entre les directions d'arrivée et les directions de départ des cibles. Dans [23], une opération d'appairage en plus a été proposée.

Cette opération d'appairage est basée sur la comparaison du produit des valeurs propres $\omega_r^{(p)}$ et $\omega_t^{(p)}$ avec les valeurs propres $\omega_{rt}^{(p)}$ 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 $\omega_t^{(p_2)}$ de $\mathbf{\Omega}_t$ correspondant à la valeur propre $\omega_r^{(p_1)}$ de $\mathbf{\Omega}_r$ est l'élément de l'ensemble $\{\omega_t^{(p_2)}, p_2 = 1, 2, \dots, P\}$ qui minimise l'expression suivante :

$$\left\{ \left| \omega_r^{(p_1)} \omega_t^{(p_2)} - \omega_{rt}^{(p_3)} \right|, p_3 = 1, 2, \dots, P \right\} \quad (3.31)$$

3.4.1 Résultats de simulation

3.4.1.1 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 dont les éléments sont espacés d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'échantillons (nombre d'impulsions dans un intervalle cohérent (CPI)) est fixé à $T = 256$ et $K = 200$ est le nombre d'itérations exécutées.

Les figures 3.9 et 3.10 illustrent l'EQM de cette approche comparée à la BCR pour deux cibles se trouvent aux positions angulaires (θ_r, θ_t)

- Cible 1 : $(10^\circ, 80^\circ)$;
- Cible 2 : $(70^\circ, 20^\circ)$;

On remarque que les courbes de l'EQM relative à l'approche ESPRIT-2D sont très proches de celles de la BCR, ce qui implique les bonnes performances de cette approche en termes de l'erreur quadratique moyenne.

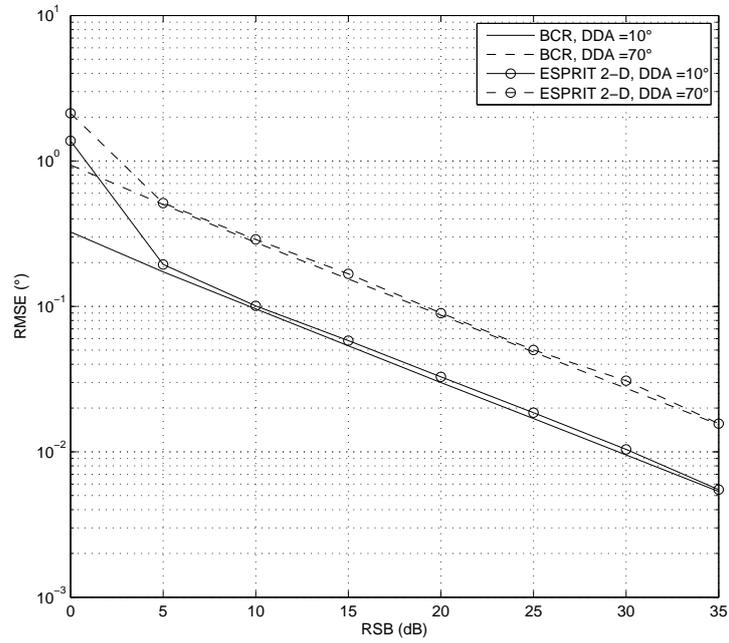


FIGURE 3.9 – ESPRIT-2D : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR

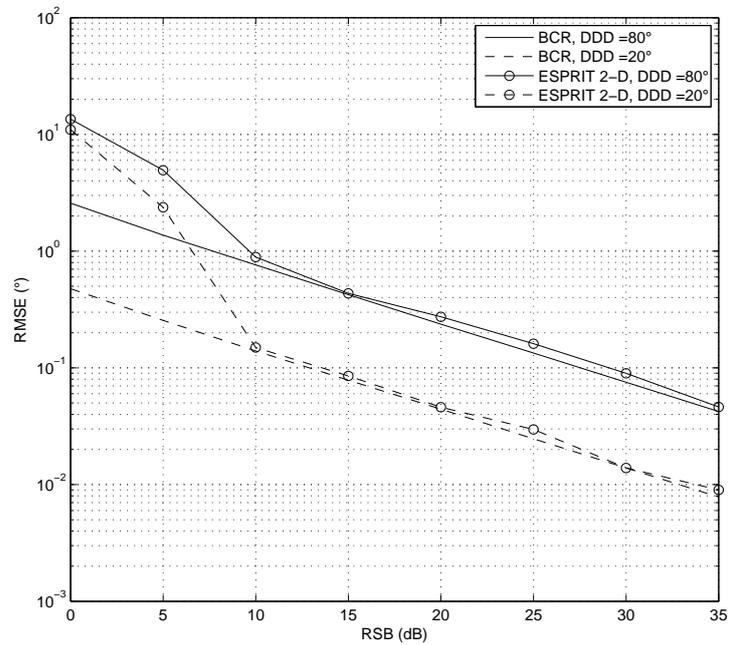


FIGURE 3.10 – ESPRIT-2D : EQM dans l'estimation de DDD comparée à la BCR

3.4.1.2 Nombre 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 demie longueur d'onde et l'autre de $N = 3$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est toujours fixé à $T = 256$, le nombre d'itérations Monte-Carlo à $K = 200$. Le rapport signal sur bruit est fixé à $RSB = 25dB$.

La figure 3.11 montre bien que cette approche est capable de localiser $P = 6$ cibles qui correspond à la valeur théorique pour un radar MIMO bistatique de $M = N = 3$.

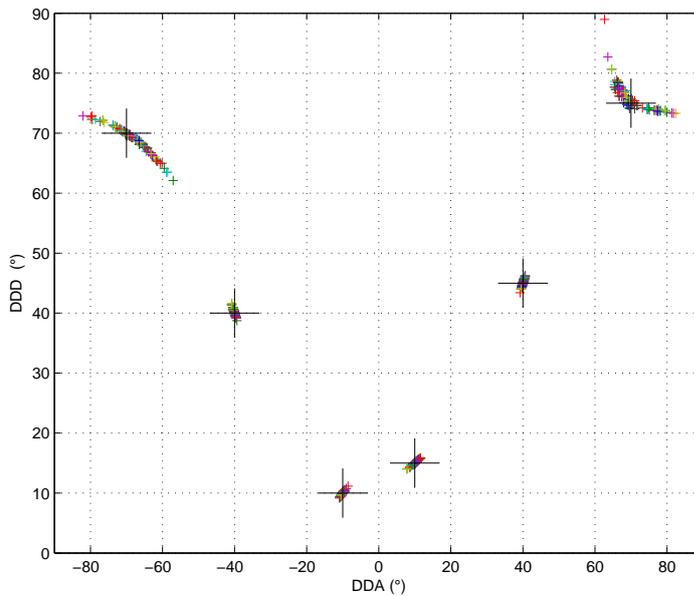


FIGURE 3.11 – ESPRIT-2D, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$

3.4.2 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté la méthode proposée dans [23]. Cette méthode basée sous-espace exploite l'invariance dans les 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 obtenu, ce qui nécessite une autre opération d'appairage en plus. Pour palier à ce problème, nous proposons des approches basées MUSIC.

3.5 Approche basée MUSIC

La technique MUSIC (Multiple Signal Classification) est inventée par Schmidt [55], [56],[13]. 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 [60].

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 :

$$P(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{c}^H(\theta_r, \theta_t) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{c}(\theta_r, \theta_t) = 0 \quad (3.32)$$

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

$$P_{Music}(\theta_r, \theta_t) = \frac{1}{P(\theta_r, \theta_t)} = \frac{1}{\mathbf{c}^H(\theta_r, \theta_t) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{c}(\theta_r, \theta_t)} \quad (3.33)$$

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

Nous proposons [11] l'utilisation de la version polynômiale (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 des 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 3.32 devient une équation polynômiale à deux inconnus

et s'écrit :

$$\mathbf{c}^T(z_r^{-1}, z_t^{-1}) \mathbf{\Pi}_n \mathbf{c}(z_r, z_t) = 0 \quad (3.34)$$

avec

$$\mathbf{\Pi}_n = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (3.35)$$

et

$$\mathbf{c}(z_r, z_t) = \left[\mathbf{a}(z_r)^T, z_t \mathbf{a}(z_r)^T, z_t^2 \mathbf{a}(z_r)^T, \dots, z_t^{M-1} \mathbf{a}(z_r)^T \right]^T \quad (3.36)$$

$$\mathbf{a}(z_r) = [1, z_r, z_r^2, \dots, z_r^{N-1}]^T \quad (3.37)$$

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

$$\mathbf{\Pi}_n = \begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{11} & \dots & \mathbf{\Pi}_{1M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{\Pi}_{M1} & \dots & \mathbf{\Pi}_{MM} \end{bmatrix} \quad \text{avec } \mathbf{\Pi}_{m_1 m_2} \in \mathcal{C}^{N \times N} \quad (3.38)$$

Remplaçant l'expression (3.38) dans (3.34), nous obtenons l'expression suivante :

$$\mathbf{a}(z_r^{-1})^T \left[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2 - m_1} \mathbf{\Pi}_{m_1 m_2} \right] \mathbf{a}(z_r) = 0 \quad (3.39)$$

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 (3.39).

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

$$\text{Rank}(\mathbf{\Pi}_n) = MN - P \geq N \Rightarrow P \leq N(M - 1), \quad (3.40)$$

la matrice $\left[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2 - m_1} \mathbf{\Pi}_{m_1 m_2} \right]$ est inversible et son déterminant est non nul.

Par conséquent, pour résoudre le système polynômial donné par l'expression (3.39), on peut premièrement, chercher les racines z_t qui satisfont

$$D(z_t) = \det \left[\sum_{m_1, m_2=1}^M z_t^{m_2 - m_1} \mathbf{\Pi}_{m_1 m_2} \right] = 0 \quad (3.41)$$

L'expression de ce dernier polynôme est donnée dans l'annexe A.

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

$$\theta_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\hat{z}_t^{(p)}) \right) \quad (3.42)$$

Substituant les racines trouvées $\hat{z}_t^{(p)}$ dans la fonction polynomiale globale dans (3.39), nous obtenons les polynômes à résoudre suivants :

$$\mathbf{a}(z_r^{-1})^T \hat{\mathbf{\Pi}}^{(p)} \mathbf{a}(z_r) = 0 \Big|_{p=1, \dots, P} \quad (3.43)$$

où

$$\hat{\mathbf{\Pi}}^{(p)} = \sum_{m_1, m_2=1}^M \left(\hat{z}_t^{(p)} \right)^{m_2 - m_1} \mathbf{\Pi}_{m_1 m_2}, \quad \text{pour } p = 1, \dots, P \quad (3.44)$$

Pour déterminer la DDA dans (3.43), on peut utiliser encore la technique de la recherche des racines. D'après le principe de MUSIC, on sait que (3.43) 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 (3.43) de degré $2N - 2$ a \dot{P} racines à l'intérieur et proches du cercle unité (où \dot{P} est le nombre de cibles qui ont la même DDD).

A condition que $\hat{z}_r^{(p)} \neq \hat{z}_r^{(\dot{p})}, p \neq \dot{p} = 1, \dots, \dot{P}$, la racine $\hat{z}_r^{(p)}$, du polynôme (3.43), à l'intérieur et proches du cercle unité détermine les directions d'arrivée :

$$\theta_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_r} \arg(\hat{z}_r^{(p)}) \right) \quad (3.45)$$

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 (3.43);
2. Pour chaque racine obtenue $\hat{z}_t^{(p)}$ correspondante à une direction de départ :
 - Substituer la dans la fonction (3.44);
 - Estimer les DDA à partir de résolution des polynômes (3.43).

3.5.0.1 Remarque

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

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

$$\mathbf{c}(\theta_r, \theta_t) = [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] \mathbf{a}(\theta_r) \quad (3.46)$$

où \mathbf{I}_N est une matrice d'identité de dimension $N \times N$.

En utilisant les formules (3.32), (3.33), l'estimation des directions de départ des cibles (DDD) est équivalente à la détermination des θ_t qui annulent le déterminant suivant :

$$\det \left[[\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] \right] = 0 \quad (3.47)$$

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

$$P_{Music}(\theta_t) = \frac{1}{\det \left[[\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] \right]} \quad (3.48)$$

Pour chaque cible, nous constituons le vecteur de transfert relatif à la direction DDD estimée $\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)})$ et le remplacer dans l'expression (3.32).

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

$$P_{Music}^{(p)}(\theta_r) = \frac{1}{\left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r) \right]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r) \right]} \quad (3.49)$$

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.

3.5.1 Résultats de simulation

Les simulations présentées dans cette section ont pour objet de montrer les performances des méthodes basées MUSIC. Il s'agit de trois approches Pseudo Spectre

MUSIC 2-D (3.32), Double Spectre MUSIC (3.48), (3.49), et Double RootMUSIC (3.43), (3.43).

3.5.1.1 Pseudo Spectre MUSIC

Pour un radar MIMO bistatique composé de $M = 3$ antennes d'émission et $N = 4$ antennes de réception, $RSB = 20dB$, $T = 256$ impulsions dans un CPI, la figure 3.12 présente le résultat du pseudo spectre MUSIC-2D donnée par l'expression (3.33), de quatre $P = 4$ cibles se trouvant aux directions $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (5^\circ, 10^\circ)$, $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (20^\circ, 30^\circ)$, $(\theta_r^{(3)}, \theta_t^{(3)}) = (50^\circ, 55^\circ)$, $(\theta_r^{(4)}, \theta_t^{(4)}) = (80^\circ, 75^\circ)$.

Dans les mêmes conditions, les figures 3.13 et 3.14 illustrent les pseudo spectres MUSIC-1D dans l'espace DDD et DDA, respectivement.

Nous constatons que ces approches localisent bien les cibles. Néanmoins, elles requièrent une recherche exhaustive dans l'espace DDA-DDD qui est coûteuse en temps de calcul.

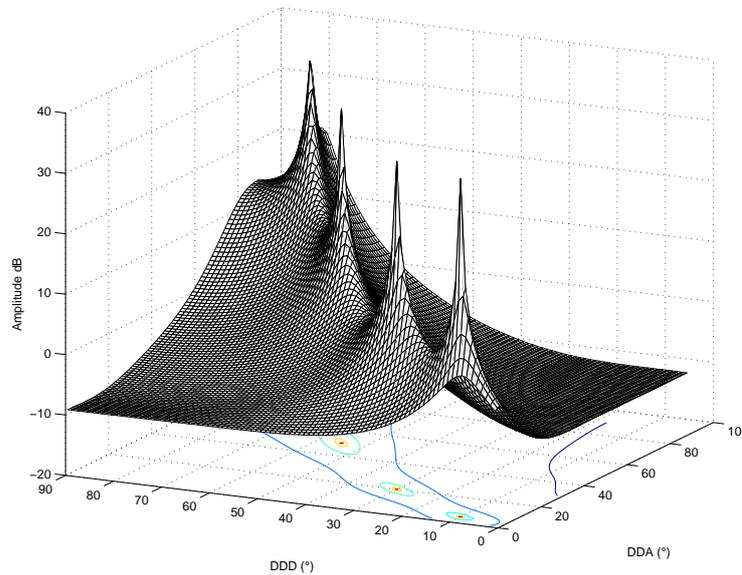


FIGURE 3.12 – Pseudo spectre MUSIC-2D

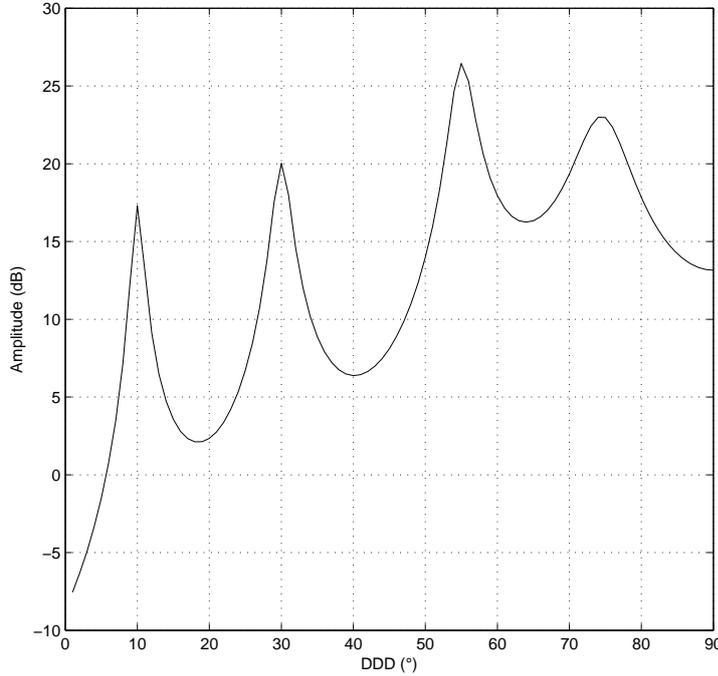


FIGURE 3.13 – Pseudo spectre MUSIC-1D relatif à DDD

3.5.1.2 Double RootMUSIC

Nous comparons, dans cette simulation, l'erreur moyenne quadratique de l'estimation conjointe de DDA-DDD par l'approche Double RootMUSIC à la borne de Cramèr-Rao (BCR).

Nous considérons les mêmes paramètres de simulations que la section précédente ($M = 3$, $N = 4$, $T = 256$, $K = 200$ et $P = 2$ se trouvent à $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$, $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$).

Les figures 3.15 et 3.16 illustrent l'EQM de cette approche comparée à la BCR. On remarque que la courbe de l'EQM relative à l'approche RootMUSIC présente approximativement les mêmes performances en termes de l'EQM que l'approche ESPRIT-2D.

Nombre de cibles localisables Théoriquement comme l'approche ESPRIT-2D, l'approche Double RootMUSIC peut localiser $(N(M - 1))$ cibles. Nous considérons le même radar MIMO bistatique avec $M = 3$ antennes émettrices et $N = 3$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'im-

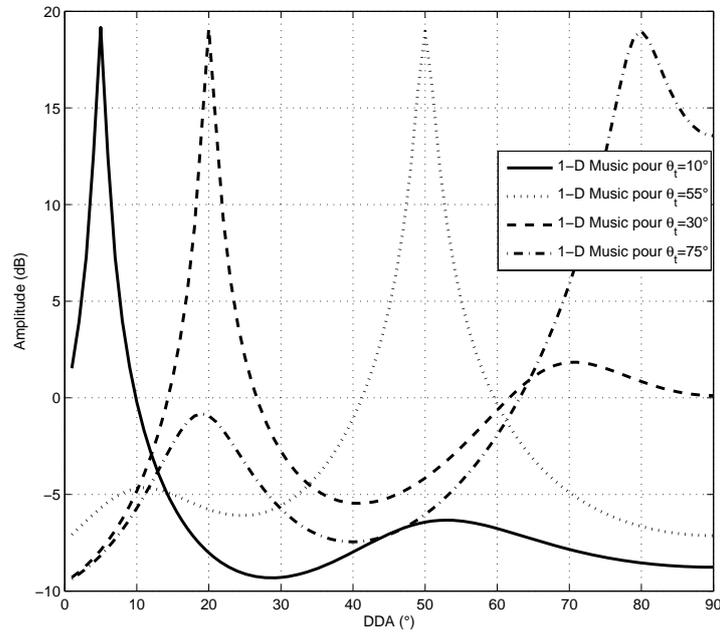


FIGURE 3.14 – Pseudo spectre MUSIC-1D relatif à DDA

pulsions est fixé à $T = 256$, le nombre d'itérations Monte-Carlo à $K = 200$ et le rapport signal sur bruit à $RSB = 25dB$.

La figure 3.17 montre bien que cette approche est capable de localiser $P = 6$ cibles exactement comme l'approche ESPRIT-2D.

3.5.2 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.

Dans l'expression (3.39), le nombre maximum de cibles localisables par cette approche, basée sur la recherche des racines des polynômes, est limité par la condition (3.40). Ce nombre maximal de cibles dépend aussi de la manière de constitution du vecteur d'observation $\mathbf{z}(t)$ à partir des vecteurs virtuels.

Les coefficients du polynôme dans l'expression (3.43) 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

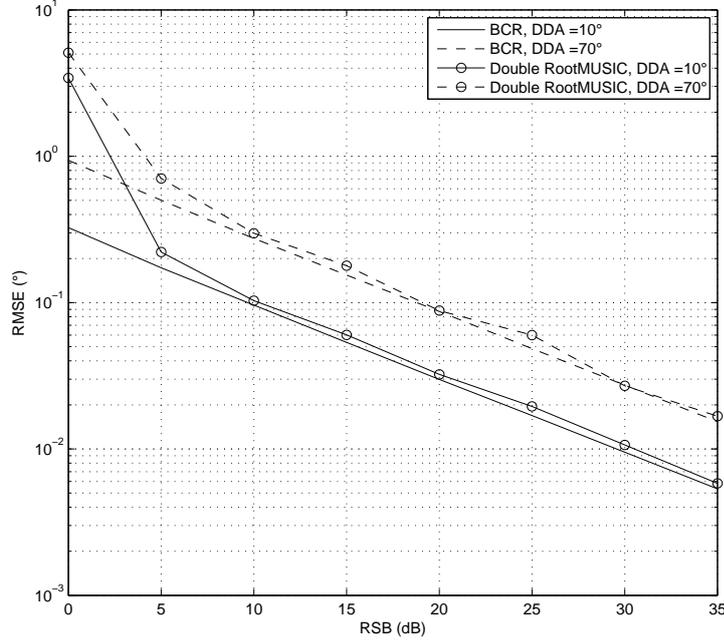


FIGURE 3.15 – Double RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR

[9].

3.6 Combinaison ESPRIT-RootMUSIC

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 que la direction de départ de cibles par cette approche basée ESPRIT en utilisant les expressions (3.24), (3.26), (3.28) et (3.30) et pour chaque DDD estimée, nous constituons le vecteur de transfert $\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)})$ correspondant et le remplacer dans l'équation suivante :

$$\hat{\mathbf{\Pi}}^{(p)} = \left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{I}_N \right]^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \left[\mathbf{b}(\hat{\theta}_t^{(p)}) \otimes \mathbf{I}_N \right]_{p=1, \dots, P} \quad (3.50)$$

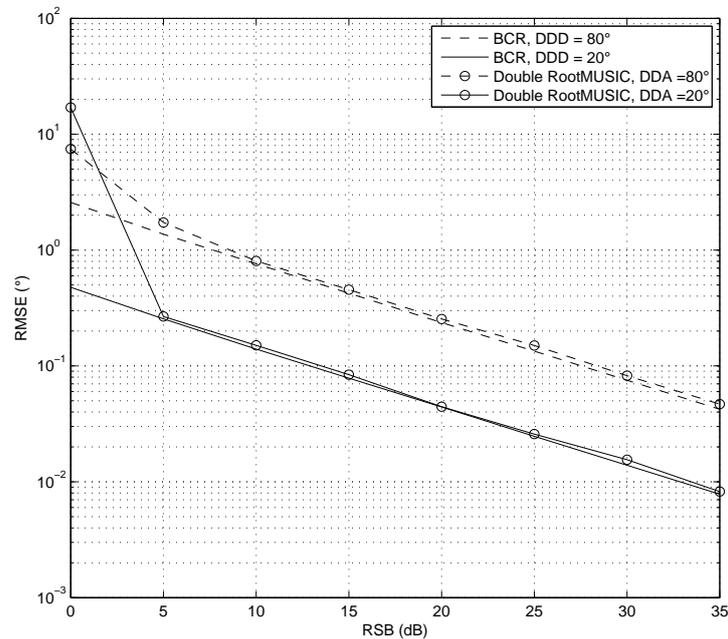


FIGURE 3.16 – Double RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDD comparée à la BCR

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 polynomiale donnée par la substitution de (3.50) dans (3.43). 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'appairage rencontré dans la méthode ESPRIT-2D ;
- réduit de manière significative la complexité de calcul par rapport à l'approche double RootMUSIC où le calcul de déterminant se complique quand le nombre d'antennes devient important.

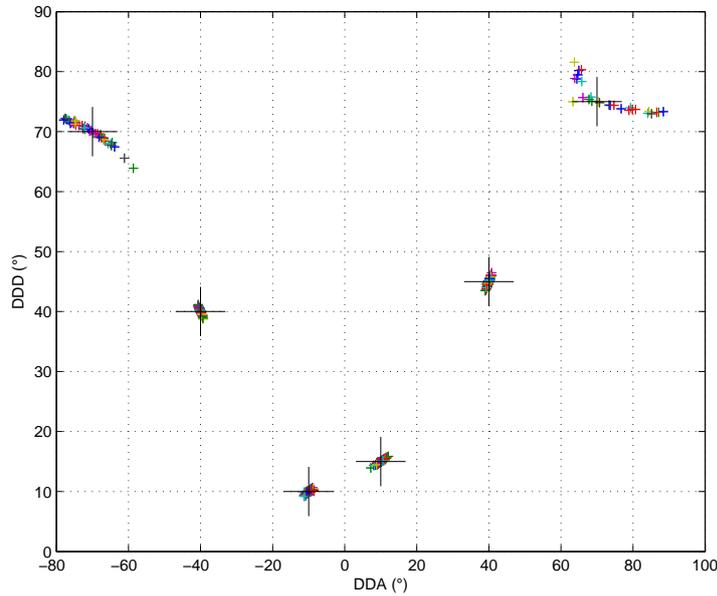


FIGURE 3.17 – Double RootMUSIC, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$

3.6.1 Résultats de simulation

De manière similaire aux approches citées précédemment, dans cette simulation, nous examinons les performances de cette dernière approche proposée. Les paramètres considérés sont aussi les mêmes.

3.6.1.1 Performances en localisation

Nous comparons l'erreur moyenne quadratique de l'estimation conjointe de DDA-DDD par l'approche ESPRIT-RootMUSIC à la borne de Cramér-Rao (BCR). Les figures 3.18 et 3.19 montrent la courbe de l'EQM de l'estimation conjointe de DDA-DDD par cette approche avec celle de BCR.

On remarque que cette approche a approximativement les mêmes performances que les approches ESPRIT-2D et Double RootMUSIC.

3.6.1.2 Nombre de cibles localisables

Théoriquement comme les approche ESPRIT-2D et Double RootMUSIC, la combinaison ESPRIT-RootMUSIC peut localiser $N(M - 1)$ cibles comme le montre la

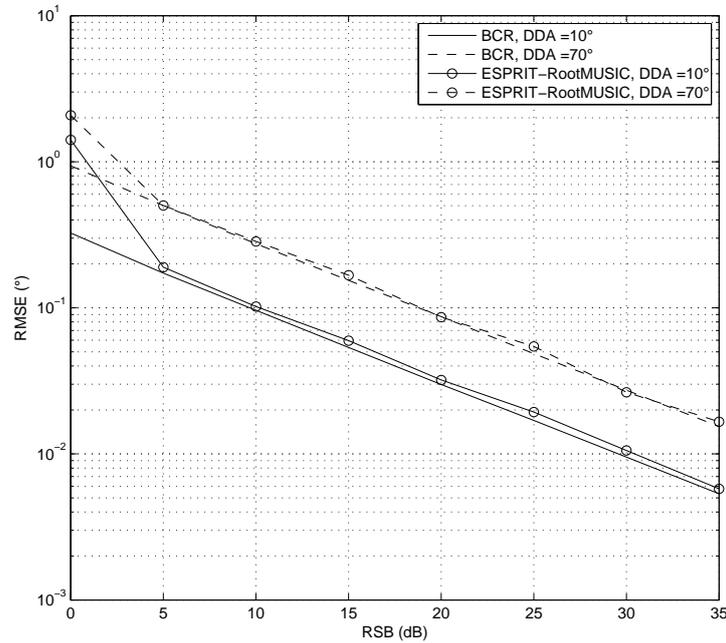


FIGURE 3.18 – ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l'estimation de DDA comparée à la BCR

figure 3.20.

3.7 Complexité de calcul

Dans cette section, nous comparons tous les algorithmes cités dans ce chapitre en termes de complexité de calcul par l'utilisation de la fonction MATLAB "CPU-TIME" qui permet de calculer le temps que fait le CPU pour exécuter une des approches.

La figure 3.21 présente la moyenne du temps de calcul CPU en fonction du nombre d'antennes. Pour faciliter la présentation, on prend $M = N$.

Nous fixons le rapport signal sur bruit à $RSB = 15dB$, le nombre de cibles à $P = 4$, le nombre d'échantillons à $T = 256$, et le nombre d'itérations à $K = 50$.

Pour les méthodes spectrales MUSIC-2D et double MUSIC-1D, nous avons fixé l'intervalle $[-90^\circ, 90^\circ]$ comme espace angulaire de recherche avec un pas de résolution de $0,5^\circ$.

A partir de la figure 3.21, nous pouvons tirer les remarques suivantes :

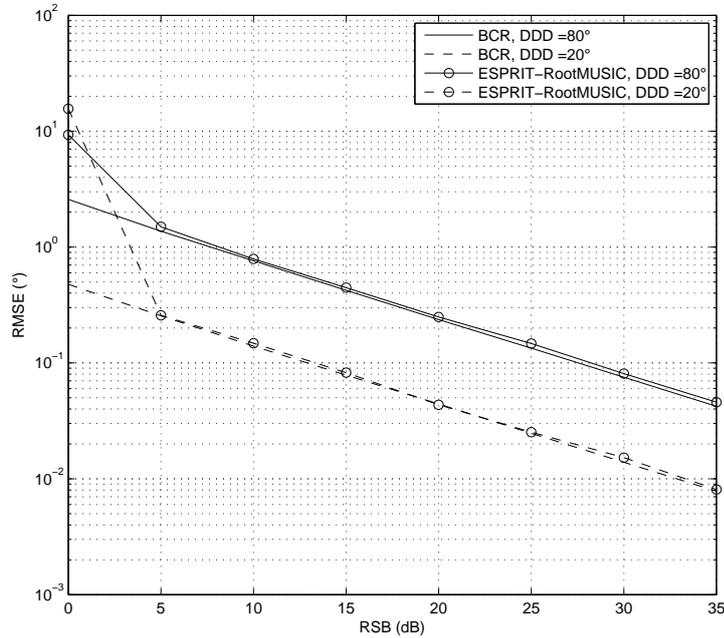


FIGURE 3.19 – ESPRIT-RootMUSIC : EQM dans l’estimation de DDD comparée à la BCR

- La décomposition de la recherche bidimensionnelle en double recherche unidimensionnelle permet de gagner un facteur de $20dB$ en temps de calcul entre pseudo spectre MUSIC-2D et double pseudo spectre MUSIC ;
- Les algorithmes ESPRIT-2D, ESPRIT-RootMUSIC et Double RootMUSIC restent moins gourmands en temps de calcul comparativement aux approches spectrales malgré que le pas de résolution de ces dernières est incomparable à la résolution infinie des autres approches ;
- Les approches ESPRIT-2D et ESPRIT-RootMUSIC ont presque le même temps d’exécution qui est inférieur à celui de Double RootMUSIC.

3.8 Influence de l’effet Doppler

Dans le modèle du signal (3.1), les signaux, provenant des cibles se trouvant dans la même case distance, se diffèrent par leurs fréquences Doppler et/ou leurs coefficients de réflexion selon le modèle de fluctuation considéré.

Pour évaluer l’influence de l’effet Doppler, nous considérons premièrement le

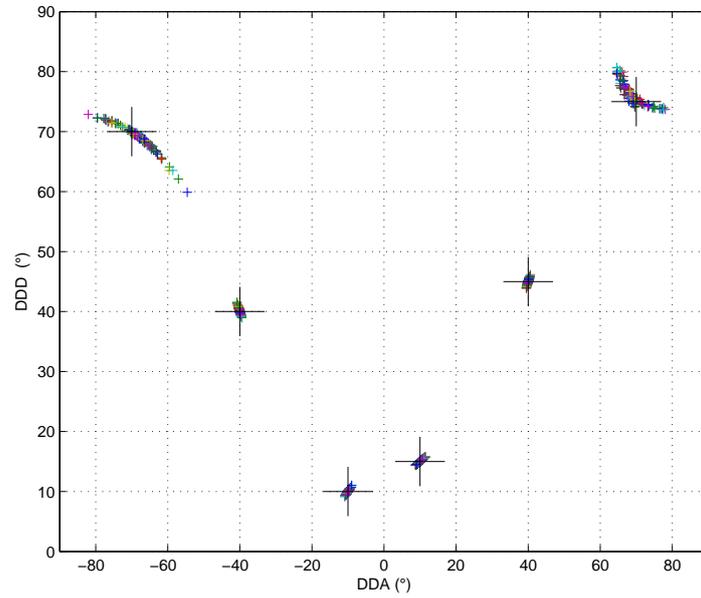


FIGURE 3.20 – ESPRIT-RootMUSIC, pour $P = 6$, $M = 3$ et $N = 3$

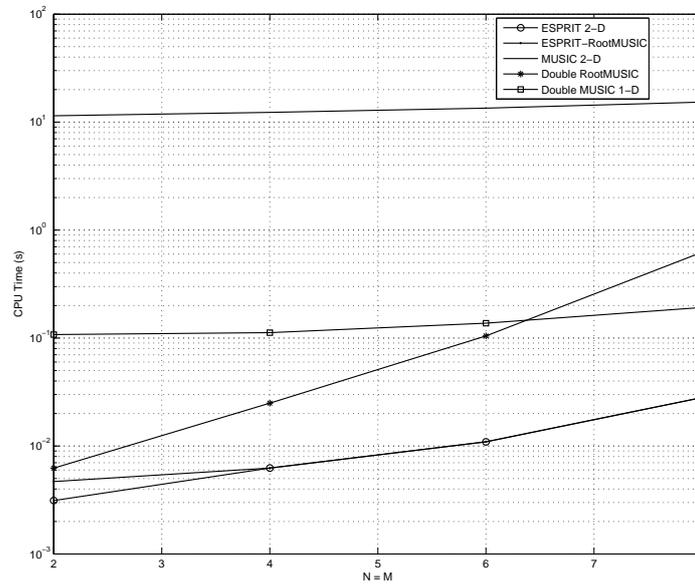


FIGURE 3.21 – MATLAB CPU TIME en fonction N

modèle Swerling I du signal radar c-à-d le coefficient de réflexion constant durant la durée d'observation. Par conséquent, seul l'effet Doppler différencie les cibles dans

une case distance.

Considérons maintenant deux cibles localisées à un écart angulaire égal dans l'espace DDA-DDD $(\theta_r, \theta_t) = (30^\circ, 30^\circ), (50^\circ, 50^\circ)$ et notons Ds comme l'écart en fréquence Doppler normalisée entre les deux cibles.

Les figures 3.22 et 3.23 montrent l'effet de Ds sur l'EQM dans l'estimation de la DDA et de la DDD, respectivement, pour les approches Double RootMUSIC, ESPRIT-RootMUSIC et ESPRIT-2D. On remarque bien, que pour ce modèle de signal (Swerling I), l'estimation des directions se dégrade lorsque l'écart en fréquence Doppler Ds diminue pour toutes les approches.

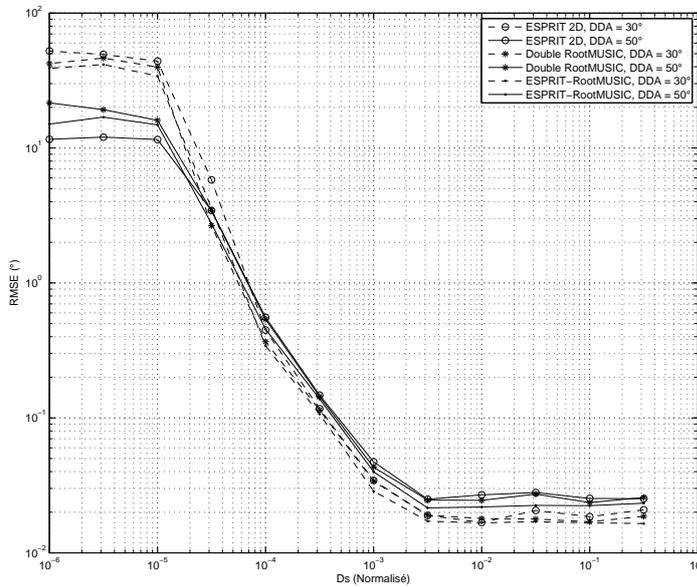


FIGURE 3.22 – EQM relative à la DDA en fonction de Ds cas de Swerling I

Dans les figures 3.24 et 3.25, la même simulation est rééditée mais avec le modèle du signal Swerling II c-à-d le coefficient de réflexion change d'une impulsion à une autre.

Nous remarquons que l'effet du Doppler a beaucoup diminué par rapport à la simulation précédente.

A partir de ces figures, on constate aussi que les approches double Root-MUSIC et ESPRIT-RootMUSIC présentent une légère supériorité comparativement à l'approche ESPRIT-2D.

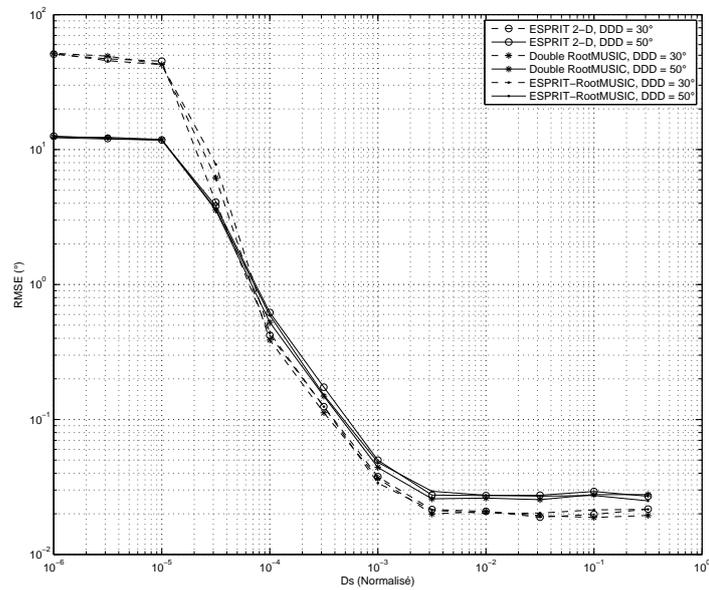


FIGURE 3.23 – EQM relative à la DDD en fonction de D_s cas de Swerling I

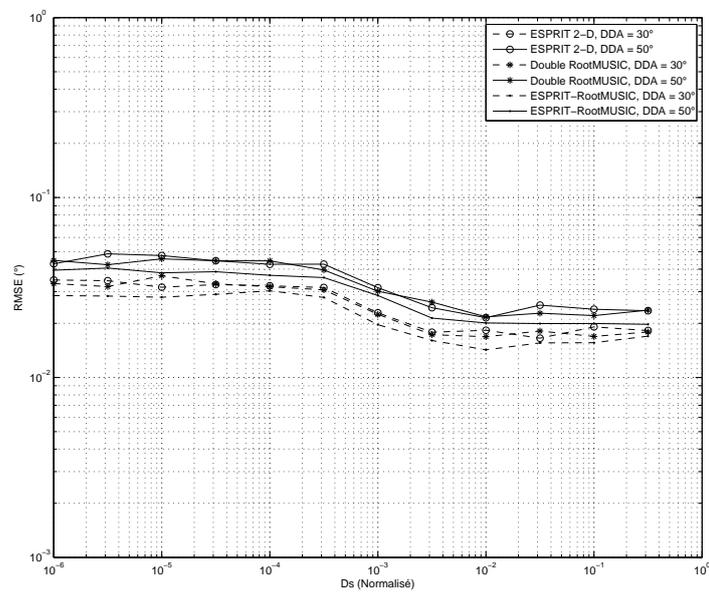


FIGURE 3.24 – EQM relative à la DDA en fonction de D_s cas de Swerling II

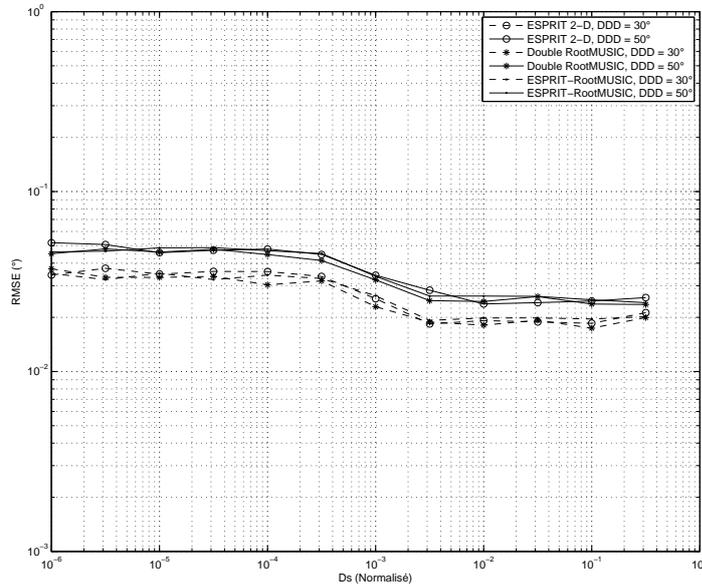


FIGURE 3.25 – EQM relative à la DDD en fonction de D_s cas de Swerling II

3.9 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, Double Root-MUSIC et 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.

En simulation, nous avons examiné les performances de chacune de ces approches. A travers l'analyse des simulations relatives aux trois approches ESPRIT-2D, double Root-MUSIC 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 les approches Double RootMUSIC et ESPRIT-RootMUSIC ;
- En termes de complexité de calcul, les deux approches ESPRIT-2D et ESPRIT-RootMUSIC présentent presque la même complexité de calcul qui est inférieure

- à celle de Double RootMUSIC;
- Les approches basées MUSIC et l'approche combinée fournissent un appairage automatique contrairement à l'approche ESPRIT-2D.

L'étude effectuée dans ce chapitre, sur l'estimation conjointe de DDA-DDD en radar MIMO bistatique cohérent, suppose que le signal radar est stationnaire et ergodique. Cependant, comme il était indiqué dans le chapitre 2, le signal radar est souvent modulé en phase binaire soit en compression d'impulsions ou en impulsions à fréquence constante. Cette modulation rend le signal non-circulaire ce qui motive de prendre en considération cette propriété du signal dans la suite de cette étude.

Signaux Non-Circulaires en Radar

MIMO Bistatique

Sommaire

4.1	Introduction	57
4.2	Non-circularité	58
4.3	Modèle du signal étendu	59
4.4	Non-Circulaire ESPRIT-2D	61
4.4.1	Résultats de Simulation	64
4.5	Non-Circulaire ESPRIT-RootMUSIC	66
4.5.1	Résultats de Simulation	71
4.6	Conclusion	72

4.1 Introduction

La propriété de non-circularité des signaux est liée directement à la modulation de ces signaux [61].

Grâce au potentiel d'amélioration des performances, l'exploitation de la non-circularité dans l'estimation des directions d'arrivée a pris beaucoup d'attention, et le domaine de traitement d'antenne exploitant cette propriété a rapidement développé après l'apparition de NC-MUSIC [34]. Dans cet esprit, les méthodes NC-RootMUSIC [15] et NC-ESPRIT [2] ont été proposées.

Récemment, Liu et *al.* [50] ont proposé 2q-MUSIC pour pousser plus loin les performances d'estimation des directions d'arrivée dans le cas d'un signal non-gaussien non-circulaire. Dans [3], Abeida et Delmas ont examiné les performances asymptotiques de l'algorithme du type MUSIC pour l'estimation des directions d'arrivée

des sources non-circulaires. Par ailleurs, Delmas et Abeida [21] ont analysé la borne inférieure de Cramèr-Rao dans l'estimation de DDA pour un signal non-circulaire et un bruit additif non gaussien. L'algorithme MUSIC, pour la localisation des sources non-circulaires avec un couplage mutuel, a fait l'objet d'une récente publication [38]. Toujours avec l'algorithme NC-MUSIC, dans [1] les auteurs ont étendu cette approche à un réseau d'antennes rectangulaire.

Néanmoins, à notre connaissance il n'y a pas de travaux qui ont exploité cette propriété dans l'estimation conjointe de DDA-DDD en radar MIMO bistatique cohérent malgré que la majorité des signaux radar soient des signaux non-circulaires. En effet, nous proposons l'exploitation de cette propriété pour l'amélioration des performances en termes de la localisation conjointe de DDA-DDD en radar MIMO bistatique cohérent.

4.2 Non-circularité

L'objet de cette section est de rappeler (brièvement) les principales caractéristiques des signaux non circulaires que nous utilisons par la suite. On se limite dans ce travail aux définitions et propriétés de non-circularité d'ordre 2.

Soit un vecteur aléatoire \mathbf{z} , considérons ses moments jusqu'à d'ordre deux, qui sont sa moyenne $E[\mathbf{z}]$, sa matrice de covariance $E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]$ et sa matrice de relation $E[\mathbf{z}\mathbf{z}^T]$ aussi appelée matrice de covariance elliptique. Le vecteur aléatoire \mathbf{z} est circulaire à l'ordre deux si sa moyenne et sa matrice de relation sont nulles. Les propriétés statistiques d'un vecteur aléatoire circulaire au second ordre se résument dans sa matrice de covariance.

En traitement d'antenne, la circularité est une propriété qui apparaît naturellement dans l'analyse de signaux à bande étroite, signaux qui comportent souvent une phase aléatoire équirépartie entre 0 et 2π .

Elle n'est pas pour autant universelle et l'on trouve de nombreux signaux non circulaires (modulation d'amplitude, modulation binaire de phase, ...). Un vecteur aléatoire est considéré *non-circulaire* à l'ordre deux si sa matrice de relation (appelée aussi la matrice elliptique) est non nulle. Pour illustrer notre propos, nous prenons un signal aléatoire scalaire non circulaire $z(t)$ tel que le moment $E[z(t)z(t)]$ soit non nul. En supposant que le module et l'argument du signal soient indépendants, on peut écrire :

$$E[z(t)z(t)] = E[|z(t)|^2]E[e^{j2\arg(z(t))}] \quad (4.1)$$

L'argument de $z(t)$, étant un signal aléatoire stationnaire, l'équation (4.1) s'écrit aussi comme suit :

$$E[z(t)z(t)] = E[z(t)z(t)^*]\mu e^{j\psi} \quad (4.2)$$

où μ et ψ sont des nombres constants.

En supposant maintenant que le signal aléatoire $z(t)$ est l'expression en bande de base d'un signal modulé en phase de façon binaire. L'argument de $z(t)$ s'écrit alors :

$$\arg z(t) = \rho + \phi \quad (4.3)$$

où ϕ est la phase propre de la porteuse du signal et ρ est une variable aléatoire prenant les valeurs 0 ou π de façon équiprobable. Dans ce cas l'espérance mathématique $E[e^{j2\arg(z(t))}] = e^{j2\phi}$, et l'égalité (4.3) est vérifiée pour $\mu = 1$ et $\psi = 2\phi$.

L'équation (4.3) peut être généralisée au cas multidimensionnel. Le vecteur \mathbf{z} est un vecteur aléatoire dont les composants sont des signaux non-circulaires. En supposant que ces signaux soient non corrélés entre eux et de moyenne nulle, la matrice de covariance et la matrice de relation du vecteur \mathbf{z} sont alors diagonales et elles sont liées par :

$$E[\mathbf{z}\mathbf{z}^T] = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]F\Psi \quad (4.4)$$

où F et Ψ sont aussi des matrices diagonales.

Dans le cas de signaux radar codés en phase binaire (BPSK), la matrice F est égale à la matrice identité, et l'expression précédente (4.4) devient :

$$E[\mathbf{z}\mathbf{z}^T] = E[\mathbf{z}\mathbf{z}^H]\Psi \quad (4.5)$$

4.3 Modèle du signal étendu

Comme il était présenté dans le chapitre 2, la modulation en phase binaire dans les systèmes radar est souvent utilisée, soit dans le cas de compression d'impulsions ou non. Dans ce chapitre, et sans perte de généralité, nous considérons que le signal en bande de base $r(t)$ émis par les antennes d'émission est un signal de modulation

de phase binaire.

Dans l'expression du modèle du signal (3.1) du radar MIMO bistatique cohérent, les cibles, dans la même case distance, sont considérées fluctuantes selon le modèle Swerling II, et par conséquent, elles se différencient par les amplitudes du coefficient de réflexion $\alpha_p(t)|_{p=1,\dots,P}$.

$$\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (4.6)$$

avec,

$$\mathbf{s}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t)r(t) \\ \vdots \\ \alpha_P(t)r(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Pour simplifier sans perte de généralité, les émetteurs émettent le même signal en bande de base $r(t)$ supposé issu d'un codage de phase binaire.

Afin d'exploiter la propriété de non-circularité de ce signal, nous utilisons le modèle étendu du signal [10] donné par :

$$\mathbf{z}_{nc}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{z}(t) \\ \mathbf{z}^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}(t) \\ \mathbf{s}^*(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}(t) \\ \mathbf{n}^*(t) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Sa matrice de covariance elliptique peut être écrite de la manière suivante :

$$\mathbf{E} [\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^T(t)] = \mathbf{E} [\mathbf{s}(t)\mathbf{s}^H(t)] \mathbf{\Psi} = \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{\Psi} \quad (4.9)$$

où $\mathbf{\Psi} = \text{diag}\{e^{j\psi_1}, \dots, e^{j\psi_P}\}$, sont liées à des phases initiales de modulation.

Puisque le bruit additif et le signal utile sont non-corrélés, nous pouvons écrire :

$$\mathbf{R}_{nc} = \mathbf{E} [\mathbf{z}_{nc}(t)\mathbf{z}_{nc}^H(t)] = \mathbf{E} [\mathbf{s}_{nc}(t)\mathbf{s}_{nc}^H(t)] + \mathbf{E} [\mathbf{n}_{nc}(t)\mathbf{n}_{nc}^H(t)] \quad (4.10)$$

Ce bruit additif étant circulaire $\mathbf{E} [\mathbf{n}(t)\mathbf{n}^T(t)] = 0$, par conséquent sa matrice de covariance étendue est égale à $\sigma^2\mathbf{I}$, et la matrice de covariance du signal reçu étendue s'écrit :

$$\mathbf{R}_{nc} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^*\mathbf{\Psi}^* \end{bmatrix} \mathbf{R}_s \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^*\mathbf{\Psi}^* \end{bmatrix}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (4.11)$$

La décomposition en valeurs propres de cette matrice de covariance \mathbf{R}_{nc} permet

d'écrire

$$\mathbf{R}_{nc} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Gamma}_s \mathbf{U}_s^H + \sigma^2 \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \quad (4.12)$$

On pose,

$$\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1} \\ \mathbf{U}_{s2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

4.4 Non-Circulaire ESPRIT-2D

Dans cette section, nous présentons une nouvelle approche basée sur ESPRIT-2D présentée dans le chapitre précédent en exploitant la propriété de non-circularité du signal.

Selon le principe d'ESPRIT, la matrice directionnelle étendue $\mathbf{C}_{nc} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^* \mathbf{\Psi}^* \end{bmatrix}$ appartient au sous-espace généré par \mathbf{U}_s :

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{C}_{nc} \mathbf{T} \quad (4.14)$$

d'où,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1} \\ \mathbf{U}_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{C}^* \mathbf{\Psi}^* \end{bmatrix} \mathbf{T} \quad (4.15)$$

En exploitant la géométrie invariante du réseau d'antenne de réception, nous définissons les sous-matrices $\mathbf{C}_{r1} \in C^{(MN-N) \times P}$ and $\mathbf{C}_{r2} \in C^{(MN-N) \times P}$, liées aux directions d'arrivée, comme suit :

$$\mathbf{C}_{r1} = [\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(P)})] \quad (4.16)$$

$$\mathbf{C}_{r2} = [\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(P)})] \quad (4.17)$$

avec

$$\mathbf{a}_1(\theta_r^{(p)}) = \left[1 \ e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(N-2) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (4.18)$$

$$\mathbf{a}_2(\theta_r^{(p)}) = \left[e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(N-1) \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (4.19)$$

D'une manière similaire, l'exploitation de la géométrie invariante du réseau d'émission permet de définir les sous-matrices $\mathbf{C}_{t1} \in C^{(MN-M) \times P}$ and $\mathbf{C}_{t2} \in C^{(MN-M) \times P}$, qui sont liées aux directions de départ, de la façon suivante :

$$\mathbf{C}_{t1} = [\mathbf{b}_1(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_1(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \quad (4.20)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = [\mathbf{b}_2(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_2(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \quad (4.21)$$

avec

$$\mathbf{b}_1(\theta_t^{(p)}) = \left[1 \ e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(M-2) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (4.22)$$

$$\mathbf{b}_2(\theta_t^{(p)}) = \left[e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \ \dots \ e^{j2\pi(M-1) \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}} \right]^T \quad (4.23)$$

Alors, ces sous-matrices sont liées entre elles par les matrices diagonales Φ_r et Φ_t selon les expressions suivantes

$$\mathbf{C}_{r2} = \mathbf{C}_{r1} \Phi_r \quad (4.24)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = \mathbf{C}_{t1} \Phi_t \quad (4.25)$$

Les éléments de ces matrices diagonales sont, respectivement, $\rho_{rp} = e^{\frac{j2\pi \Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}}$ et $\rho_{tp} = e^{\frac{j2\pi \Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}}$ pour $p = 1, \dots, P$.

Les expressions (4.24) et (4.25) expriment le fait que les colonnes de \mathbf{C}_{r2} et \mathbf{C}_{r1} (\mathbf{C}_{t2} et \mathbf{C}_{t1}) sont les mêmes avec une rotation près Φ_r (Φ_t).

D'autre part, par l'exploitation de cette invariance offerte par la configuration linéaire et uniforme des réseaux d'émission et de réception, nous pouvons écrire aussi :

$$\mathbf{J}\mathbf{C}^* = \mathbf{C} \left((\Phi_t^*)^{M-1} (\Phi_r^*)^{N-1} \right) \quad (4.26)$$

où $\mathbf{J}_{MN \times MN} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$ est la matrice d'identité retournée.

Comme,

$$\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{C}\mathbf{T} \quad (4.27)$$

$$\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{C}^*\mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \quad (4.28)$$

il vient donc :

$$\check{\mathbf{U}}_{s2} = \mathbf{J}\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{C} \left((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1} (\mathbf{\Phi}_r^*)^{N-1} \right) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \quad (4.29)$$

Nous formons les sous-matrice $\mathbf{U}_{s1,r2}$ et $\check{\mathbf{U}}_{s2,r2}$ ainsi que $\mathbf{U}_{s1,t2}$ et $\check{\mathbf{U}}_{s2,t2}$ à partir des matrices \mathbf{U}_{s1} et $\check{\mathbf{U}}_{s2}$ de la même façon que les sous-matrices \mathbf{C}_{r2} (\mathbf{C}_{t2}) ont été formées de la matrice \mathbf{C} . De manière similaire, nous refaisons l'opération pour les sous-matrices $\mathbf{U}_{s1,r1}$, $\check{\mathbf{U}}_{s2,r1}$, $\mathbf{U}_{s1,t1}$ et $\check{\mathbf{U}}_{s2,t1}$.

Ces sous-matrices sont liées par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{U}}_{s2,r1} &= \mathbf{C}_{r1} \left((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1} (\mathbf{\Phi}_r^*)^{N-1} \right) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r2} &= \mathbf{C}_{r2} \left((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1} (\mathbf{\Phi}_r^*)^{N-1} \right) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} &= \mathbf{C}_{t1} \left((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1} (\mathbf{\Phi}_r^*)^{N-1} \right) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t2} &= \mathbf{C}_{t2} \left((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1} (\mathbf{\Phi}_r^*)^{N-1} \right) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \end{aligned} \quad (4.31)$$

Donc, les éléments diagonaux des matrices $\mathbf{\Phi}_r$ et $\mathbf{\Phi}_t$ sont respectivement les valeurs propres $\omega_r^{(p)} \Big|_{p=1,\dots,P}$ ($\omega_t^{(p)} \Big|_{p=1,\dots,P}$) des matrices uniques $\mathbf{\Omega}_r = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Phi}_r\mathbf{T}$ et $\mathbf{\Omega}_t = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{\Phi}_t\mathbf{T}$, respectivement. Ces dernières matrices satisfont les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r1} \end{bmatrix} \mathbf{\Omega}_r \quad (4.32)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix} \mathbf{\Omega}_t \quad (4.33)$$

Ces matrices Ω_r et Ω_t peuvent être estimées à partir de la solution au sens des moindres carrés donnée par :

$$\Omega_r = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r1} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,r2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,r2} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\Omega_t = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t2} \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Et par conséquent

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_r} \arg(\omega_r^{(p)}) \right) \quad (4.36)$$

$$\hat{\theta}_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\omega_t^{(p)}) \right) \quad (4.37)$$

Dans cette approche, l'appariage n'est pas automatiquement obtenu. Nous utilisons la même procédure que celle présentée dans le chapitre précédent.

4.4.1 Résultats de Simulation

Dans cette simulation, nous montrons les performances de l'approche NC-ESPRIT-2D.

4.4.1.1 Performance en termes de l'EQM

Le système radar MIMO bistatique considéré est constitué de deux réseaux linéaires et uniformes, le premier est composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d'une demie longueur d'onde et le deuxième est de $N = 4$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est fixé à $T = 256$ et le nombre d'itérations Monte-Carlo à $K = 200$.

Les figures 4.1 4.2 illustrent l'EQM de cette approche comparée à l'approche ESPRIT-2D, pour deux cibles se trouvant aux positions angulaires (θ_r, θ_t)

- Cible 1 : $(10^\circ, 80^\circ)$;
- Cible 2 : $(70^\circ, 20^\circ)$;

On remarque que les performances de l'approche NC-ESPRIT-2D sont bien meilleures que celle de l'approche ESPRIT-2D.

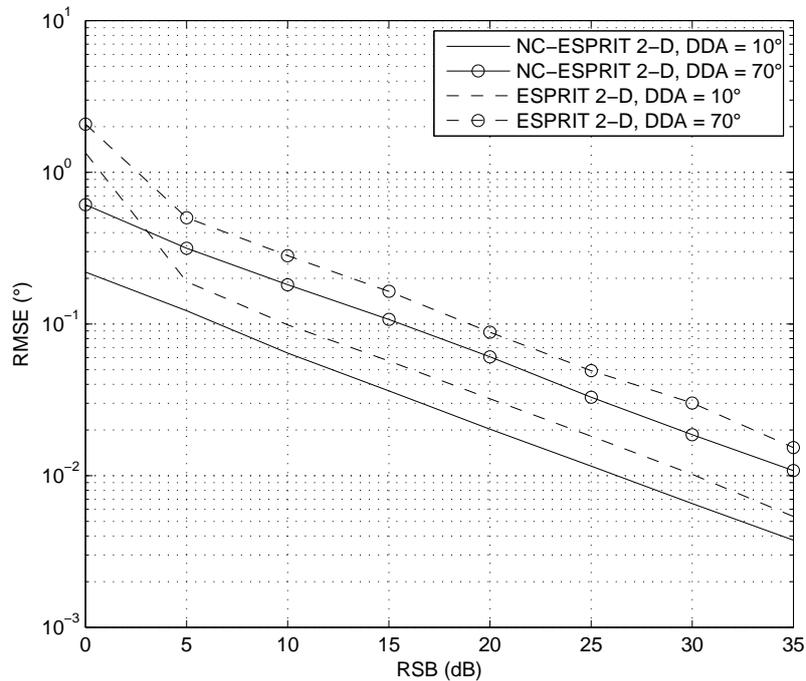


FIGURE 4.1 – EQM dans l’estimation de DDA par NC-ESPRIT-2D et par ESPRIT-2D

4.4.1.2 Nombre de cibles localisables

En deuxième lieu, nous examinons le nombre maximal de cibles localisables par cette approche. Nous considérons un radar MIMO bistatique de deux réseaux linéaires et uniformes, le premier est composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d’une demie longueur d’onde et le deuxième est de $N = 2$ antennes réceptrices espacées aussi d’une demie longueur d’onde. Le nombre d’impulsions est fixé à $T = 256$, le nombre d’itérations Monte-Carlo à $K = 200$ et le rapport signal sur bruit à $RSB = 25dB$.

La figure 4.3 montre bien que cette approche est capable de localiser $P = 2 \times N(M - 1) = 8$ cibles.

L’exploitation de la propriété de non-circularité a permis d’augmenter la dimension du vecteur virtuel d’observation de NM à $2NM$. Cette extension du vecteur d’observation justifie l’amélioration des performances en termes de l’EQM et en termes du nombre de cibles localisables.

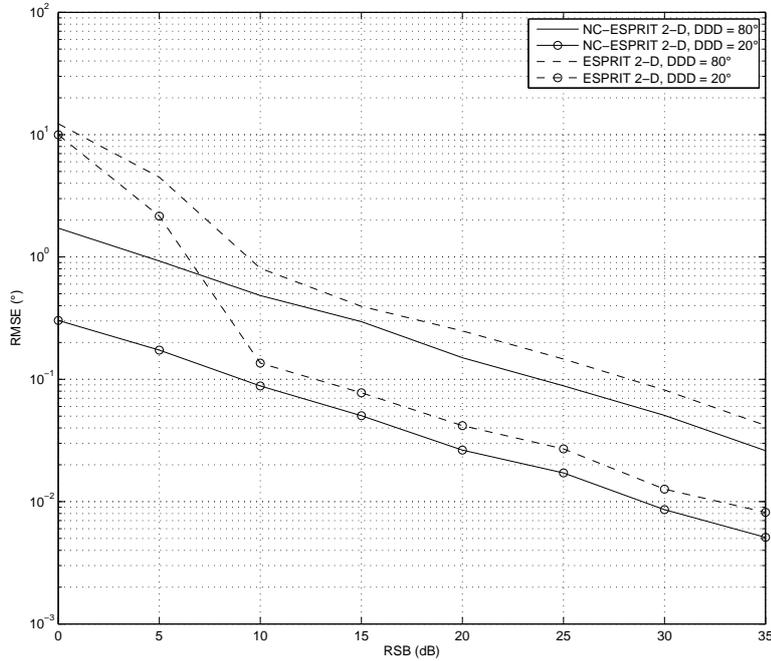


FIGURE 4.2 – EQM dans l’estimation de DDD par NC-ESPRIT-2D et par ESPRIT-2D

4.5 Non-Circulaire ESPRIT-RootMUSIC

Comme il était montré dans le chapitre précédent, l’approche ESPRIT-RootMUSIC combinée permet de remédier au problème d’appairage et présente des performances similaires à l’approche ESPRIT-2D. Dans cette section, nous exploitons la propriété des signaux non-circulaires dans l’approche ESPRIT-RootMUSIC [10].

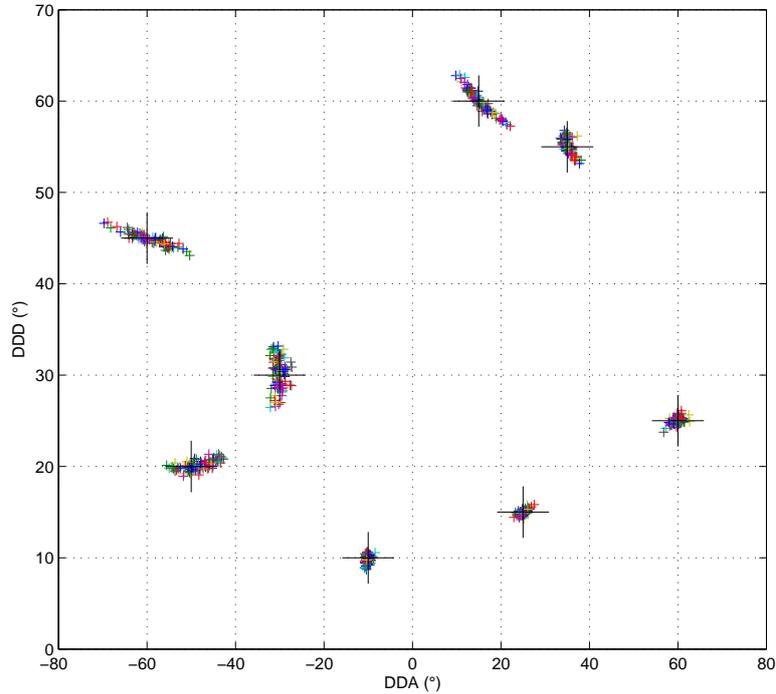
En tenant compte de l’expression (3.46), nous pouvons écrire :

$$\mathbf{c}_{nc}(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{B}_{nc}(\theta_t) \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \\ \mathbf{a}^*(\theta_r)\Psi^* \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

avec

$$\mathbf{B}_{nc}(\theta_t) = \begin{bmatrix} [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N]^* \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

En se basant sur le principe de la méthode MUSIC, c-à-d, le vecteur directionnel \mathbf{c}_{nc} est orthogonal au sous-espace bruit (4.12), donc :

FIGURE 4.3 – NC-ESPRIT-2D, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \\ \mathbf{a}^*(\theta_r)\Psi^* \end{bmatrix}^H \mathbf{B}_{nc}(\theta_t)^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{B}_{nc}(\theta_t) \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \\ \mathbf{a}^*(\theta_r)\Psi^* \end{bmatrix} = 0, \quad \left. \begin{array}{l} \theta_r = \theta_r^{(p)} \\ \theta_t = \theta_t^{(p)} \end{array} \right|_{p=1, \dots, P} \quad (4.40)$$

Cette expression permet d'estimer les directions de départ séparément des directions d'arrivée. Cette nouvelle approche, comme elle était présentée dans le chapitre précédant, consiste en deux étapes. Dans la première étape, nous déterminons les directions de départ DDD des cibles. Pour chaque DDD de cible estimée, la seconde étape consiste à remplacer la matrice $\mathbf{B}(\hat{\theta}_t)$ dans (4.40) et à utiliser la technique RootMUSIC pour estimer la DDA correspondante.

Puisque la matrice directionnelle appartient au sous-espace signal, on peut écrire :

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{C}_{nc} \mathbf{T} \quad (4.41)$$

où \mathbf{T} est une matrice non singulière unique.

Cette expression peut être réécrite autrement :

$$\mathbf{U}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1} \\ \mathbf{U}_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}\mathbf{T} \\ \mathbf{C}^*\mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

où \mathbf{U}_{s1} et \mathbf{U}_{s2} sont les $MN \times P$ sous-matrices de \mathbf{U}_s constituées des premières et des dernières MN lignes, respectivement.

De façon similaire à l'approche présentée dans la section précédente, en exploitant la géométrie invariante du réseau d'émission, les sous-matrices $\mathbf{C}_{t1} \in C^{(MN-M) \times P}$ et $\mathbf{C}_{t2} \in C^{(MN-M) \times P}$, liées aux directions de départ, sont définies par :

$$\mathbf{C}_{t1} = [\mathbf{b}_1(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_1(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \quad (4.43)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = [\mathbf{b}_2(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_2(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)})] \quad (4.44)$$

avec $\mathbf{b}_1(\theta_t^{(p)})$ et $\mathbf{b}_2(\theta_t^{(p)})$ les premiers et les derniers $M - 1$ éléments de $\mathbf{b}(\theta_t^{(p)})$.

Alors,

$$\mathbf{C}_{t2} = \mathbf{C}_{t1} \mathbf{\Phi}_t \quad (4.45)$$

où $\mathbf{\Phi}_t$ est une matrice diagonale avec les éléments $\rho_t^{(p)} = e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}}$, $p = 1, \dots, P$.

Pour un réseau d'antennes émettrices linéaire et uniforme, nous pouvons écrire :

$$\mathbf{J}\mathbf{C}^* = \mathbf{C}((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1}) \quad (4.46)$$

où $\mathbf{J} \in C^{MN \times MN}$ est une matrice de permutation, définie par :

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_N & \cdot & \cdot & \mathbf{0}_N & \mathbf{I}_N \\ \cdot & \cdot & \cdot & \mathbf{I}_N & \mathbf{0}_N \\ \cdot & \cdot & \cdot & \mathbf{0}_N & \cdot \\ \mathbf{0}_N & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \mathbf{I}_N & \mathbf{0}_N & \cdot & \cdot & \mathbf{0}_N \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

avec \mathbf{I}_N la matrice d'identité de $N \times N$ et $\mathbf{0}_N$ la matrice de zéros de $N \times N$.

Comme $\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{C}^*\mathbf{\Psi}^*\mathbf{T}$, on peut écrire :

$$\check{\mathbf{U}}_{s2} = \mathbf{J}\mathbf{U}_{s2} = \mathbf{C}((\mathbf{\Phi}_t^*)^{M-1}) \mathbf{\Psi}^*\mathbf{T} \quad (4.48)$$

De la même manière que nous avons formé les matrices \mathbf{C}_{t1} et \mathbf{C}_{t2} à partir de la matrice \mathbf{C} , nous formons les matrices $\mathbf{U}_{s1,t1}$, $\mathbf{U}_{s1,t2}$, $\check{\mathbf{U}}_{s2,t1}$ et $\check{\mathbf{U}}_{s2,t2}$ des matrices \mathbf{U}_{s1} et $\check{\mathbf{U}}_{s2}$, respectivement. Donc, on peut écrire :

$$\begin{aligned}\check{\mathbf{U}}_{s2,t1} &= \mathbf{C}_{t1} ((\Phi_t^*)^{M-1}) \Psi^* \mathbf{T} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t2} &= \mathbf{C}_{t2} ((\Phi_t^*)^{M-1}) \Psi^* \mathbf{T}\end{aligned}\quad (4.49)$$

D'où, les éléments diagonaux de Φ_t sont les valeurs propres $\omega_{p=1,\dots,P}$ de la matrice unique $\Omega_t = \mathbf{T}^{-1} \Phi_t \mathbf{T}$ qui satisfait :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1-t2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2-t2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1-t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2-t1} \end{bmatrix} \Omega_t \quad (4.50)$$

Cette matrice Ω_t peut être estimée à partir de la solution au sens des moindres carrés donnée par :

$$\Omega_t = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t1} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t1} \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1,t2} \\ \check{\mathbf{U}}_{s2,t2} \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Donc,

$$\hat{\theta}_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\omega_p) \right) \quad (4.52)$$

En se basant sur le principe de l'algorithme MUSIC, pour chaque DDD de cible obtenue $\hat{\theta}_t^{(p)}$, si θ_r est la DDA correspondante à la cible réelle, le vecteur directionnel est orthogonal au sous-espace bruit, et par conséquent, nous pouvons écrire :

$$\dot{\mathbf{g}}^H \mathbf{A}^T(1/z_r) \begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} \mathbf{A}(z_r) \dot{\mathbf{g}} = 0 \quad (4.53)$$

avec

$$\dot{\mathbf{g}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\psi} \end{bmatrix}, \quad z_r = e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}}$$

$$\mathbf{A}(z_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(z_r) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}^*(z_r) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} = \mathbf{B}_{nc}(\hat{\theta}_t)^H \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{B}_{nc}(\hat{\theta}_t)$$

Le système polynômial (4.53) peut être résolu par la recherche des racines du polynôme suivant :

$$\det \left(\mathbf{A}^T(1/z_r) \begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} \mathbf{A}(z_r) \right) = 0 \quad (4.54)$$

qui s'écrit aussi de la manière suivante :

$$\sum_{k=1}^{4N-3} q_k z^{k-1-2(N-1)} = 0 \quad (4.55)$$

avec q_k calculés par [14] :

$$q_k = \sum_{i=\max[1, k-2N+2]}^{\min[2N-1, k]} \mathbf{Q}(i, k-i+1) \quad (4.56)$$

et \mathbf{Q} donnée par

$$\mathbf{Q} = \mathbf{v}_{11} \mathbf{v}_{22}^T - \mathbf{v}_{12} \mathbf{v}_{21}^H \quad (4.57)$$

où les éléments du vecteur \mathbf{v}_{ij} sont :

$$\mathbf{v}_{ij}(k) = \sum_{l=\max[1, 1-k]}^{\min[N, N-k]} [\mathbf{\Pi}_{nij}]_{l, k+l} \Big|_{k=-(N-1), \dots, (N-1)} \quad (4.58)$$

L'estimation de l'angle θ_r , qui minimise la projection du vecteur directionnel sur le sous-espace bruit, est équivalente à la recherche des racines du polynôme (4.54), pour chaque $\hat{\theta}_t$ donnée.

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\hat{z}_r) \right) \quad (4.59)$$

On constate, comme dans le cas classique, que cette approche permet d'obtenir un appairage automatique entre les directions de départ et les directions d'arrivée d'une cible. En plus, cette approche, qui exploite la non-circularité du signal dans le radar MIMO bistatique, est capable de localiser un nombre de cibles plus important que celui de l'approche classique. Le nombre maximum de cibles localisables par cette méthode est $2N(M - 1)$.

4.5.1 Résultats de Simulation

Cette simulation a pour objectif de montrer les performances de l'approche NC-ESPRIT-RootMUSIC par rapport à ESPRIT-RootMUSIC.

4.5.1.1 Performance en termes de l'EQM

Considérons les mêmes paramètres de simulations que dans la section précédente $M = 3$, $N = 4$, $T = 256$, $K = 200$ et $P = 2$ cibles se trouvant à $(\theta_r^{(1)}, \theta_t^{(1)}) = (10^\circ, 80^\circ)$ et $(\theta_r^{(2)}, \theta_t^{(2)}) = (70^\circ, 20^\circ)$.

Les figures 4.4 et 4.5 illustrent l'EQM de cette approche comparée à l'approche ESPRIT-RootMUSIC, pour les deux cibles.

On remarque que les performances de l'approche NC-ESPRIT-RootMUSIC sont bien meilleures que celles de l'approche ESPRIT-RootMUSIC.

4.5.1.2 Nombre de cibles localisables

Pour montrer par simulation le nombre maximal de cibles localisables par cette approche, on considère un radar MIMO composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d'une demie longueur d'onde et de $N = 2$ antennes réceptrices espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est fixé à $T = 256$, le nombre d'itérations Monte-Carlo à $K = 200$ et le rapport signal sur bruit à $RSB = 25dB$.

La figure 4.6 montre bien que cette approche est capable de localiser $P = 8$ cibles.

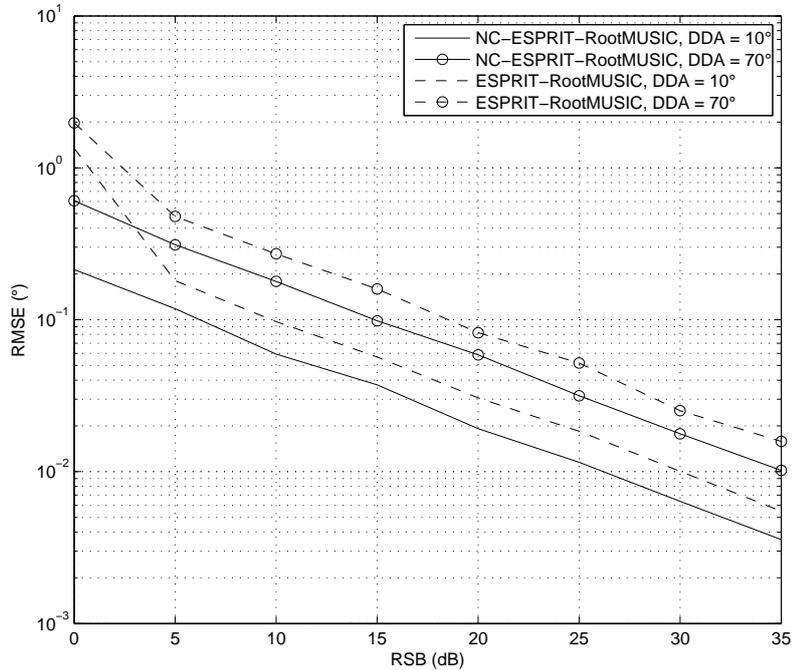


FIGURE 4.4 – EQM dans l’estimation de DDA par NC-ESPRIT-RootMUSIC et par ESPRIT-RootMUSIC

4.6 Conclusion

Le but de ce chapitre est d’exploiter la propriété statistique de non-circularité des signaux radar pour l’amélioration de performances en termes de la localisation.

Un modèle du signal étendu a été employé pour deux approches basées sur les méthodes à haute résolution. Cette exploitation de la propriété de non-circularité, a permis d’améliorer de manière significative les performances en termes de l’erreur quadratique moyenne ainsi qu’en termes du nombre de cibles localisables.

Le concept MIMO a permis d’avoir $M \times N$ antennes de réception virtuelles et l’exploitation de la propriété de la non-circularité a doublé ce nombre d’antennes virtuelles ($2 \times N \times M$).

Dans cet esprit, nous proposons, dans le chapitre suivant, la localisation conjointe de DDA-DDD en radar MIMO bistatique cohérent avec un récepteur de polarisation croisée.

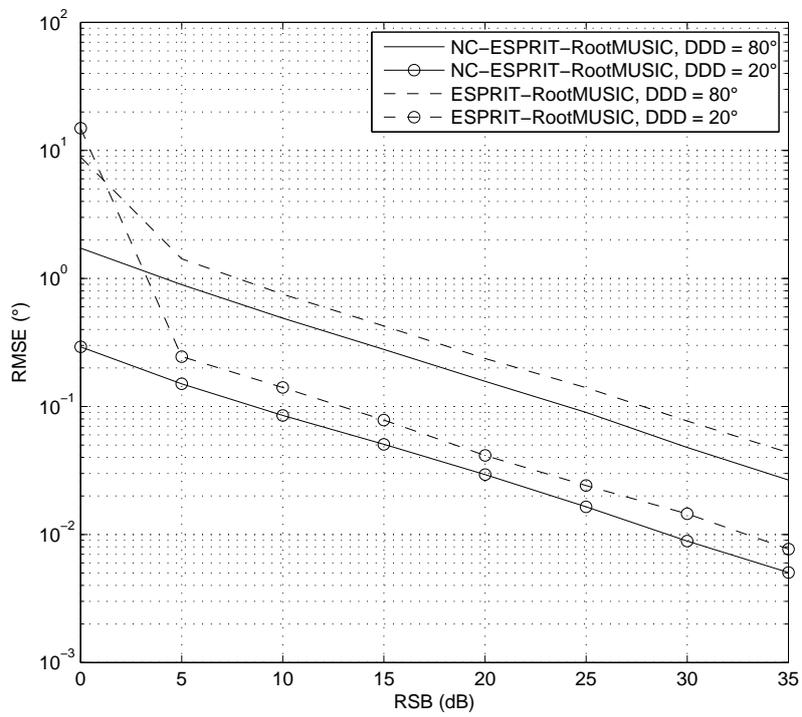


FIGURE 4.5 – EQM dans l'estimation de DDD par NC-ESPRIT-RootMUSIC et par ESPRIT-RootMUSIC

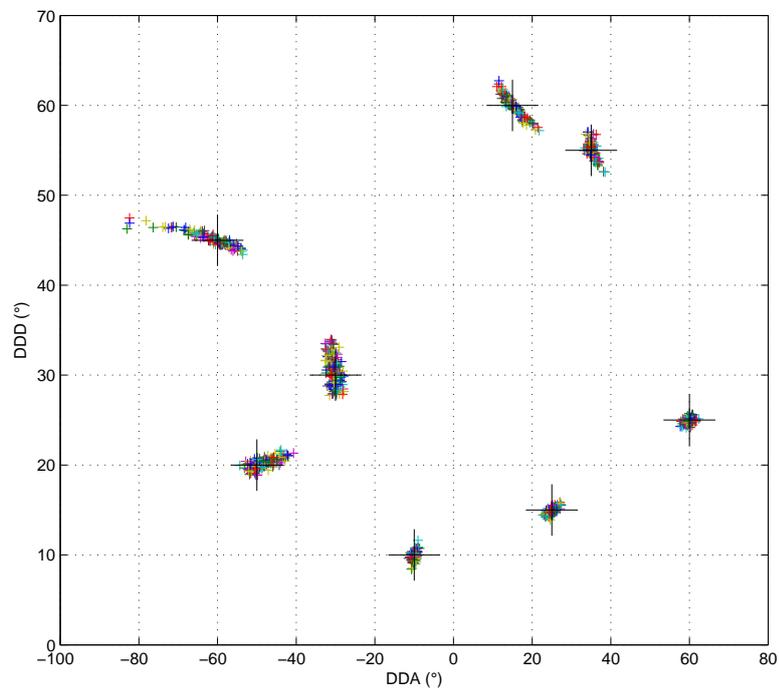


FIGURE 4.6 – NC-ESPRIT-RootMUSIC, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$

Localisation de Cibles en Radar Polarimétrique MIMO Bistatique

Sommaire

5.1	Introduction	75
5.2	Polarisation d'une onde	76
5.3	Modèle du signal	78
5.4	ESPRIT-2D Polarimétrique	80
5.4.1	Résultats de Simulation	83
5.5	ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrique	83
5.5.1	Résultats de Simulation	87
5.6	Conclusion	89

5.1 Introduction

En traitement d'antenne, et en particulier dans l'estimation des angles d'arrivée d'ondes planes à l'aide d'un réseau de capteurs, il existe plusieurs méthodes à haute résolution qui exploitent la diversité de polarisation des ondes reçues [45], [46], [62], [51], [61].

Ces méthodes montrent que la prise en compte de la diversité de polarisation améliore effectivement la performance par rapport aux méthodes qui ne tiennent pas compte de l'aspect de la diversité de polarisation des ondes reçues.

L'exploitation de cette diversité de polarisation en traitement d'antenne est un domaine de recherche très actif [63], [57], [52], [64], [73].

En radar, il a été montré par G. Sinclair [35] que la polarisation de l'onde diffusée par une cible est modifiée par rapport à la polarisation de l'onde incidente suivant la géométrie et les propriétés électromagnétiques de la cible.

Cette propriété a été largement employée dans la télédétection et dans les applications du radar à ouverture synthétique (SAR) [42], [72].

En radar MIMO statistique, une analyse a été proposée dans [32], [33] qui quantifie l'amélioration en termes de détection apportée par la prise en compte de la diversité de polarisation.

Pour la configuration du radar MIMO bistatique cohérent, il a été proposé, dans [20], l'estimation conjointe de DDA-DDD et des paramètres de polarisation en radar MIMO bistatique avec un réseau rectangulaire de réception de polarisation croisée.

Dans ce chapitre, nous présentons quelques approches permettant l'exploitation de la diversité de polarisation, par l'emploi d'un réseau d'antennes de réception de polarisation croisée dans le système radar MIMO bistatique cohérent, en termes de localisation en utilisant les méthodes ESPRIT-2D et ESPRIT-RootMUSIC [8].

5.2 Polarisation d'une onde

La polarisation est une propriété de l'onde électromagnétique qui décrit l'orientation de son champ électrique, dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation.

L'onde émise est habituellement polarisée avec un état de polarisation donné (par exemple, horizontal ou vertical).

La polarisation de l'onde reflète le comportement vectoriel du champs électrique \mathbf{E} en un point donné. Les deux composantes E_x et E_y de ce champs électrique de l'onde sont liées entre elles par l'équation suivante [30], [42]. :

$$\left(\frac{E_x}{E_{0x}}\right)^2 - 2\frac{E_x E_y}{E_{0x} E_{0y}} \cos \delta + \left(\frac{E_y}{E_{0y}}\right)^2 = \sin^2 \delta \quad (5.1)$$

avec

$$\delta = \delta_y - \delta_x \quad (5.2)$$

où δ_x et δ_y sont les phases des deux composantes du champs électrique \mathbf{E} à l'origine du temps et de l'espace (phases absolues).

La trajectoire décrite au cours du temps par la projection, sur le plan équiphasé $z = z_0$, de l'extrémité du vecteur champ électrique, est une ellipse, dont l'équation est donnée par la relation 5.1. La polarisation d'une onde plane progressive monochromatique peut se représenter graphiquement par la figure 5.1

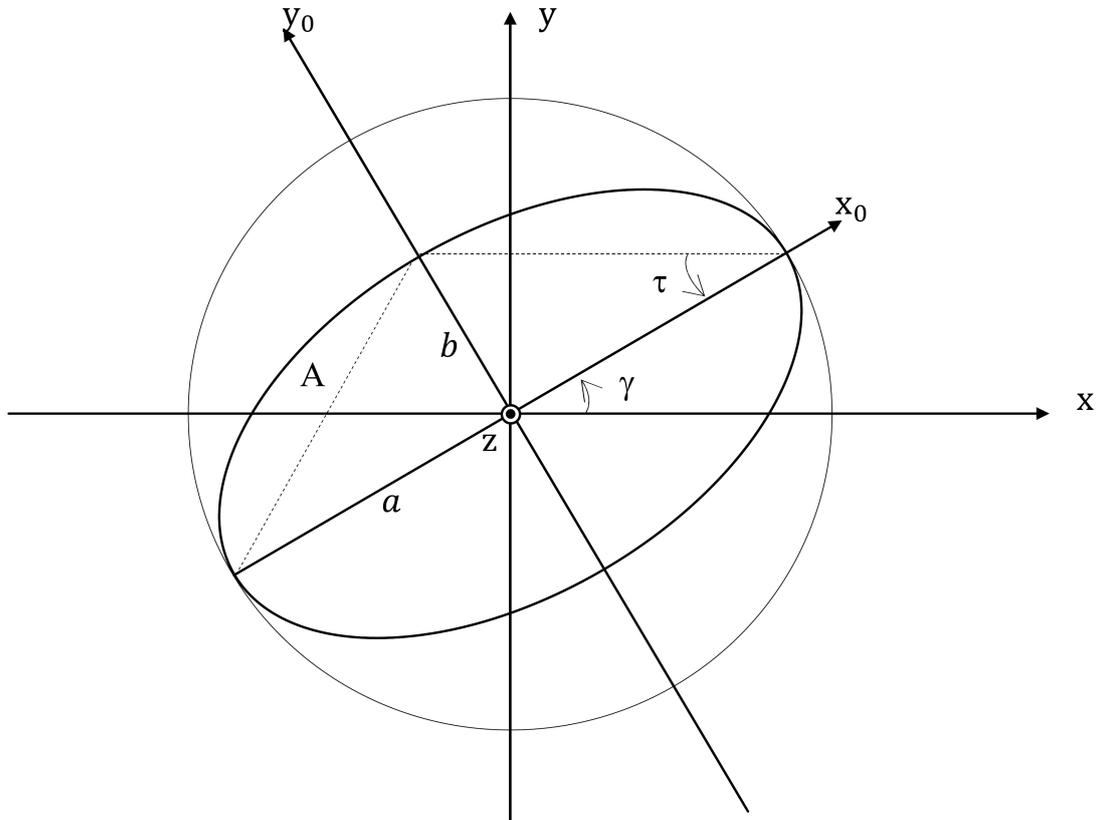


FIGURE 5.1 – Ellipse de polarisation

La forme de cette ellipse évolue du segment de droite (polarisation linéaire) au cercle (polarisation circulaire) suivant l'état de polarisation associé [30].

L'état de polarisation elliptique d'une onde est entièrement spécifié par les paramètres géométriques décrivant l'ellipse de polarisation qui sont définis comme suit [30] :

- l'angle γ représente l'orientation de l'ellipse, cet angle est repéré par le grand axe de l'ellipse et l'axe (Ox). Le domaine de définition de cet angle est $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$;
- l'angle τ définit l'ellipticité représentant l'angle d'ouverture de l'ellipse. Le domaine de définition de τ est $[-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}]$;
- le sens de polarisation est déterminé par le sens de rotation de l'ellipse le long de l'axe de propagation. La polarisation est dite elliptique droite si l'ellipse est parcourue dans le sens horaire lorsque l'évolution de l'onde a lieu dans le

- sens de propagation. Lorsque l'ellipse est parcourue dans le sens inverse alors la polarisation est dite elliptique gauche ;
- l'amplitude A de l'ellipse lie la longueur du grand axe à celle du petit axe de la façon suivante : $A = \sqrt{a^2 + b^2}$.

5.3 Modèle du signal

En radar, lorsqu'une cible est illuminée par une onde électromagnétique polarisée, la polarisation de l'onde réfléchie est généralement différente de celle de l'onde incidente. Ce changement d'état de polarisation dépend de la géométrie et des propriétés physiques de la cible, mais également de l'angle d'observation et de la fréquence utilisée [30], [19].

Dans ce travail, nous considérons que les antennes de réception sont de polarisation croisée et les antennes d'émission ont une seule polarisation et que la cible se trouve dans le champ lointain (c-à-d onde plane).

Pour simplification et sans perte de généralité, on suppose que la cible se trouve dans le plan $X - Y$ ($\beta = 90^\circ$), alors que le réseau d'antenne de réception est localisé dans le plan $Y - Z$, (figure 5.2).

Considérant un radar MIMO bistatique cohérent constitué de M antennes émettrices et de N antennes réceptrices de polarisation croisée, le modèle du signal étendu peut être écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{po}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{z}^{(v)}(t) \\ \mathbf{z}^{(h)}(t) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{C}^{(v)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}^{(h)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}^{(v)}(t) \\ \mathbf{s}^{(h)}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{(v)}(t) \\ \mathbf{n}^{(h)}(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.3)$$

où

$$\mathbf{s}^{(v)} = \begin{bmatrix} s_1(t)\cos(\gamma_1) \\ \vdots \\ s_P(t)\cos(\gamma_P) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{s}^{(h)} = \begin{bmatrix} s_1(t)\sin(\gamma_1)e^{j\xi_1} \\ \vdots \\ s_P(t)\sin(\gamma_P)e^{j\xi_P} \end{bmatrix}$$

sont les signaux à la sortie du banc des filtres adaptés de la voie verticale et de la voie horizontale, respectivement, mesurés à la réception, et où γ est l'angle de polarisation et ξ est la différence de phase de l'onde polarisée [73].

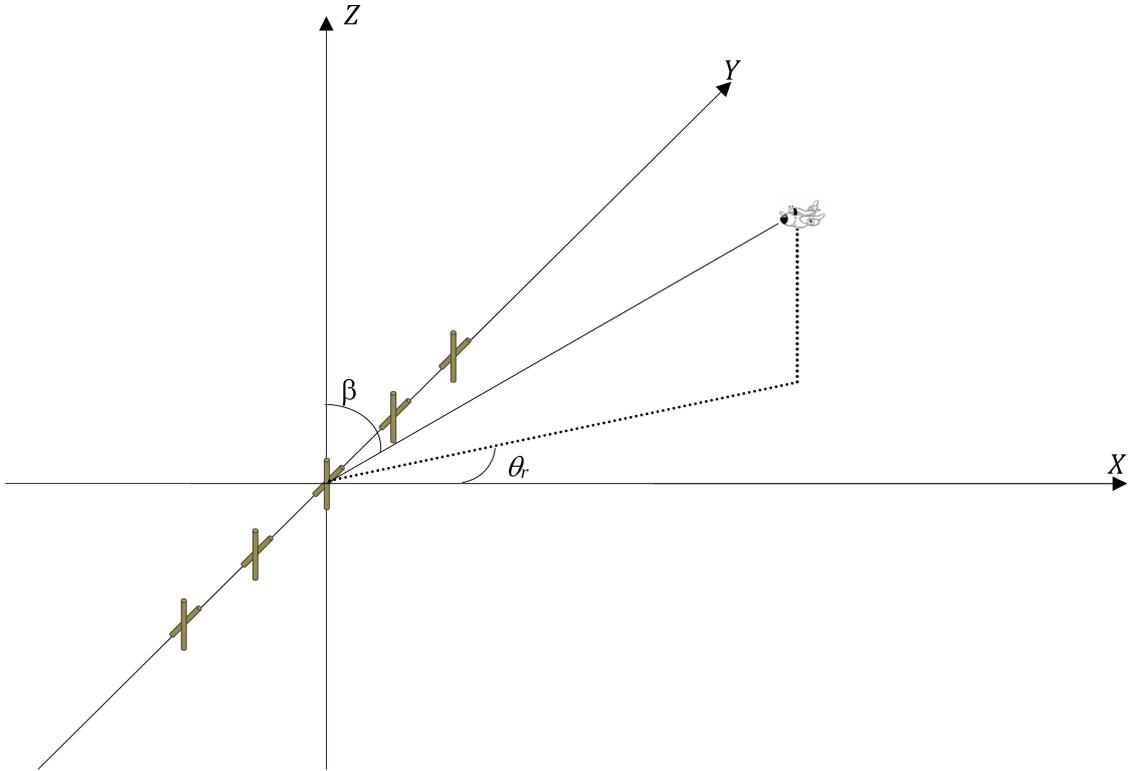


FIGURE 5.2 – Réseau de réception en duel polarisation

En supposant que la matrice de transfert est indépendante de la polarisation, c-à-d, $\mathbf{C}^{(v)}(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{C}^{(h)}(\theta_r, \theta_t)$, le modèle du signal étendu peut être réécrit de la manière suivante :

$$\mathbf{z}_{po}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix} \mathbf{s}(t) + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{(v)}(t) \\ \mathbf{n}^{(h)}(t) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

où $\mathbf{G}^{(v)}$ et $\mathbf{G}^{(h)}$ sont des matrices diagonales dont les éléments diagonaux sont les vecteurs $\mathbf{g}^{(v)}$ et $\mathbf{g}^{(h)}$ donnés par :

$$\begin{aligned} \mathbf{g}^{(v)} &= \left[\cos(\gamma_1), \dots, \cos(\gamma_P) \right] \\ \mathbf{g}^{(h)} &= \left[\sin(\gamma_1)e^{j\xi_1}, \dots, \sin(\gamma_P)e^{j\xi_P} \right] \end{aligned} \quad (5.5)$$

La matrice de covariance du vecteur d'observation étendu peut être exprimée comme suit :

$$\mathbf{R}_{po} = \mathbf{F}\mathbf{\Gamma}_s\mathbf{F}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (5.6)$$

où

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix}$$

Pour le cas d'une seule cible, le vecteur directionnel \mathbf{f} est donné par ;

$$\mathbf{f}(\theta_r, \theta_t) = \begin{bmatrix} \mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{a}(\theta_r)\cos(\gamma) \\ \mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{a}(\theta_r)\sin(\gamma)e^{j\xi} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Le bruit additif est supposé indépendant, complexe et de distribution Gaussienne.

5.4 ESPRIT-2D Polarimétrique

Dans cette section, l'algorithme ESPRIT-2D est étendu afin de prendre en compte la polarisation de l'onde.

Considérons le modèle du signal polarimétrique donné ci-dessus (5.4). La décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance, \mathbf{R}_{po} (5.6), est donnée par :

$$\mathbf{R}_{po} = \mathbf{U}_{sp}\mathbf{\Gamma}_{sp}\mathbf{U}_{sp}^H + \sigma^2\mathbf{U}_{np}\mathbf{U}_{np}^H \quad (5.8)$$

Puisque les vecteurs de la matrice \mathbf{F} appartiennent au sous-espace de signal, alors il existe une matrice de transformation \mathbf{T} non singulière unique qui satisfait la relation suivante :

$$\mathbf{U}_{sp} = \mathbf{F}\mathbf{T} \quad (5.9)$$

Selon le principe de la technique ESPRIT, on définit les sous-matrices $\mathbf{C}_{r1} \in C^{(MN-N) \times P}$ et $\mathbf{C}_{r2} \in C^{(MN-N) \times P}$, liées aux directions d'arrivée, comme suit :

$$\mathbf{C}_{r1} = \left[\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_1(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (5.10)$$

$$\mathbf{C}_{r2} = \left[\mathbf{b}(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}_2(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (5.11)$$

où $\mathbf{a}_1(\theta_r^{(p)})$ et $\mathbf{a}_2(\theta_r^{(p)})$ sont les $N - 1$ premiers éléments et les $N - 1$ derniers éléments de $\mathbf{a}(\theta_r^{(p)})$, respectivement.

Les sous-matrices $\mathbf{C}_{t1} \in C^{(MN-M) \times P}$ et $\mathbf{C}_{t2} \in C^{(MN-M) \times P}$, liées aux directions de départ, sont définies similairement comme suit :

$$\mathbf{C}_{t1} = \left[\mathbf{b}_1(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_1(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (5.12)$$

$$\mathbf{C}_{t2} = \left[\mathbf{b}_2(\theta_t^{(1)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(1)}), \dots, \mathbf{b}_2(\theta_t^{(P)}) \otimes \mathbf{a}(\theta_r^{(P)}) \right] \quad (5.13)$$

où $\mathbf{b}_1(\theta_t^{(p)})$ et $\mathbf{b}_2(\theta_t^{(p)})$ sont les $M - 1$ premiers éléments et les $M - 1$ derniers éléments de $\mathbf{b}(\theta_t^{(p)})$, respectivement.

Les réseaux d'antennes de l'émetteur et du récepteur étant uniformes et linéaires, il apparaît :

$$\mathbf{F}_{r2} = \mathbf{F}_{r1} \Phi_r \quad (5.14)$$

où

$$\mathbf{F}_{r2} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{r2} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{C}_{r2} \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{F}_{r1} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{r1} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{C}_{r1} \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{F}_{t2} = \mathbf{F}_{t1} \Phi_t \quad (5.15)$$

où

$$\mathbf{F}_{t2} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{t2} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{C}_{t2} \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix}, \mathbf{F}_{t1} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{t1} \mathbf{G}^{(v)} \\ \mathbf{C}_{t1} \mathbf{G}^{(h)} \end{bmatrix}$$

et Φ_r et Φ_t sont des matrices diagonales dont les éléments diagonaux sont $\rho_r^{(p)} = e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r^{(p)})}{\lambda}}$ et $\rho_t^{(p)} = e^{j2\pi \frac{\Delta_t \sin(\theta_t^{(p)})}{\lambda}}$ pour $p = 1, \dots, P$, respectivement.

D'autre part, nous formons les sous-matrices $\mathbf{U}_{sp_{r1}}$ et $\mathbf{U}_{sp_{r2}}$ ainsi que les sous-matrices $\mathbf{U}_{sp_{t1}}$ et $\mathbf{U}_{sp_{t2}}$ à partir de la matrice \mathbf{U}_{sp} d'une manière similaire que les sous-matrices \mathbf{C}_{r1} , \mathbf{C}_{r2} , \mathbf{C}_{t1} et \mathbf{C}_{t2} sont formées à partir de la matrice \mathbf{C} .

Comme pour l'expression (5.9), les relations suivantes peuvent être établies :

$$\mathbf{U}_{sp_{r1}} = \mathbf{F}_{r1} \mathbf{T} \quad (5.16)$$

$$\mathbf{U}_{sp_{r2}} = \mathbf{F}_{r2} \mathbf{T} \quad (5.17)$$

et,

$$\mathbf{U}_{sp_{t1}} = \mathbf{F}_{t1} \mathbf{T} \quad (5.18)$$

$$\mathbf{U}_{sp_{t2}} = \mathbf{F}_{t2} \mathbf{T} \quad (5.19)$$

Finalement, les éléments diagonaux de la matrice Φ_r sont les valeurs propres $\omega_r|_{p=1,\dots,P}$ de la matrice $\Omega_r = \mathbf{T}^{-1} \Phi_r \mathbf{T}$ qui satisfait

$$\mathbf{U}_{sp_{r2}} = \mathbf{U}_{sp_{r1}} \Omega_r \quad (5.20)$$

La matrice Ω_r peut être estimée à partir de la solution au sens des moindres carrés, donnée par :

$$\Omega_r = (\mathbf{U}_{sp_{r1}}^H \mathbf{U}_{sp_{r1}})^{-1} \mathbf{U}_{sp_{r1}}^H \mathbf{U}_{sp_{r2}} \quad (5.21)$$

Donc, la direction d'arrivée (DDA) est donnée par

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi \Delta_r} \arg(\omega_r^{(p)}) \right) \quad (5.22)$$

Et même chose pour la direction de départ, les éléments diagonaux de la matrice Φ_t sont les valeurs propres $\omega_t|_{p=1,\dots,P}$ de la matrice $\Omega_t = \mathbf{T}^{-1} \Phi_t \mathbf{T}$ qui satisfait :

$$\mathbf{U}_{sp_{t2}} = \mathbf{U}_{sp_{t1}} \Omega_t \quad (5.23)$$

De manière similaire, la matrice Ω_t peut être estimée à partir de la solution au sens des moindres carrés, donnée par :

$$\Omega_t = (\mathbf{U}_{sp_{t1}}^H \mathbf{U}_{sp_{t1}})^{-1} \mathbf{U}_{sp_{t1}}^H \mathbf{U}_{sp_{t2}} \quad (5.24)$$

$$\hat{\theta}_t^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi \Delta_t} \arg(\omega_t^{(p)}) \right) \quad (5.25)$$

Pour l'appairage entre les DDAs et DDDs, la même procédure d'appairage présentée dans le chapitre 3, peut être utilisée.

5.4.1 Résultats de Simulation

Cette simulation a pour but de monter les performances de l'approche ESPRIT-2D Polarimétrie proposée en termes de l'erreur quadratique moyenne.

5.4.1.1 Performance en termes de l'EQM

Le système radar MIMO bistatique considéré est constitué de deux réseaux linéaires et uniformes, le premier est composé de $M = 3$ antennes émettrices espacées d'une demie longueur d'onde et le deuxième est de $N = 4$ antennes réceptrices de polarisation croisée espacées aussi d'une demie longueur d'onde. Le nombre d'impulsions est fixé à $T = 256$, le nombre d'itérations Monte-Carlo à $K = 200$ et $P = 2$ cibles se trouvant aux positions angulaires (θ_r, θ_t)

- Cible 1 : $(10^\circ, 80^\circ)$;
- Cible 2 : $(70^\circ, 20^\circ)$;

Les figures 5.3 et 5.4 illustrent l'EQM de l'approche ESPRIT-2D Polarimétrie comparée à celle de l'approche ESPRIT-2D.

Nous constatons que l'approche ESPRIT-2D polarimétrie présente de meilleures performances comparativement à l'approche ESPRIT-2D.

5.4.1.2 Nombre de cibles localisables

Maintenant, nous considérons un radar MIMO bistatique polarimétrie cohérent avec $M = 3$ antennes émettrices et $N = 2$ antennes réceptrices de polarisation croisée. Le nombre de d'impulsions est fixé à $T = 256$, le nombre d'itérations à $K = 200$ et le rapport signal sur bruit à $RSB = 25dB$.

D'après la figure 5.5, on remarque que cette approche permet de localiser $P = 8$ cibles c-à-d $2N(M - 1)$.

5.5 ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrie

Dans cette section, nous proposons l'extension de l'approche ESPRIT-RootMUSIC par la prise en compte de la diversité de polarisation à la réception pour un radar MIMO bistatique.

Réécrivons l'expression (5.7) de la façon suivante :

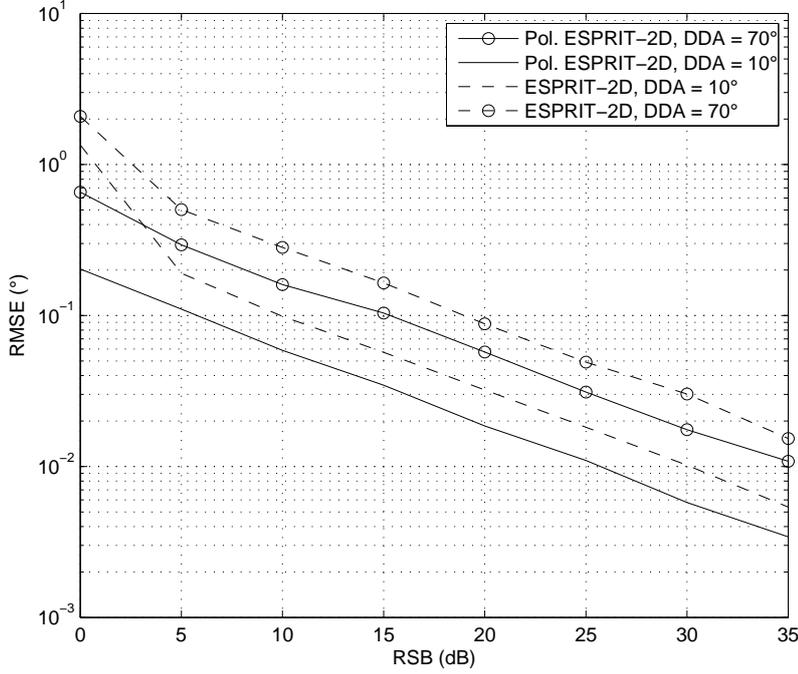


FIGURE 5.3 – EQM dans l'estimation de DDA par ESPRIT-2D polarimétrique et par ESPRIT-2D

$$\mathbf{f}(\theta_r, \theta_t) = \mathbf{B}(\theta_t) \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \cos(\gamma) \\ \mathbf{a}(\theta_r) \sin(\gamma) e^{j\xi} \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

où

$$\mathbf{B}(\theta_t) = \begin{bmatrix} [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & [\mathbf{b}(\theta_t) \otimes \mathbf{I}_N] \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

Selon le principe de la méthode MUSIC, le vecteur directionnel $\mathbf{f}(\theta_r, \theta_t)$ est orthogonal au sous-espace bruit :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \cos(\gamma) \\ \mathbf{a}(\theta_r) \sin(\gamma) e^{j\xi} \end{bmatrix}^H \mathbf{B}(\theta_t)^H \mathbf{U}_{np} \mathbf{U}_{np}^H \mathbf{B}(\theta_t) \begin{bmatrix} \mathbf{a}(\theta_r) \cos(\gamma) \\ \mathbf{a}(\theta_r) \sin(\gamma) e^{j\xi} \end{bmatrix} = 0, \quad \begin{matrix} \theta_r = \theta_r^{(p)} \\ \theta_t = \theta_t^{(p)} \end{matrix} \Bigg|_{p=1, \dots, P} \quad (5.28)$$

Cette expression permet d'estimer les directions de départ séparément des directions d'arrivée. Par conséquent, les étapes de cette approche sont les suivantes :

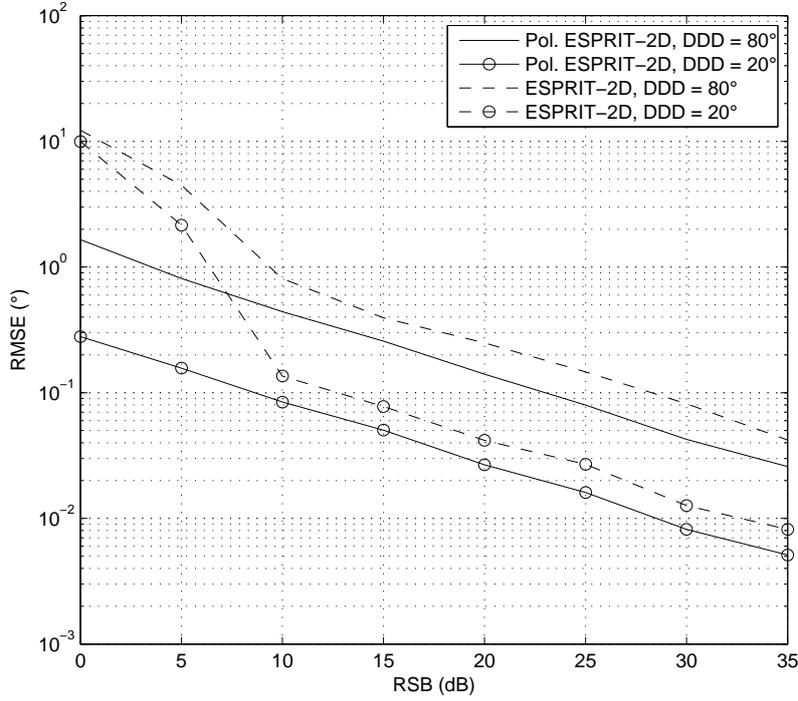


FIGURE 5.4 – EQM dans l'estimation de DDD par ESPRIT-2D polarimétrique et par ESPRIT-2D

- la première étape consiste à déterminer les angles de départ en utilisant les expressions, relatives aux directions de départ, de l'approche basée ESPRIT présentée dans la section précédente ;
- la seconde étape consiste à remplacer, pour chaque cible, le vecteur directionnel $\mathbf{b}(\hat{\theta}_t)$ estimé dans l'équation (5.26) puis à utiliser la technique RootMUSIC pour l'estimation des directions d'arrivée.

Par conséquent, pour un angle de départ estimé $\hat{\theta}_t^{(p)}$ d'une cible p , si θ_r correspond à la direction d'arrivée de cette cible, nous pouvons écrire :

$$\dot{\mathbf{g}}^H \mathbf{A}^T(1/z_r) \begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} \mathbf{A}(z_r) \dot{\mathbf{g}} = 0 \quad (5.29)$$

avec

$$\mathbf{A}(z_r) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}(z_r) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{a}(z_r) \end{bmatrix}, \quad (5.30)$$

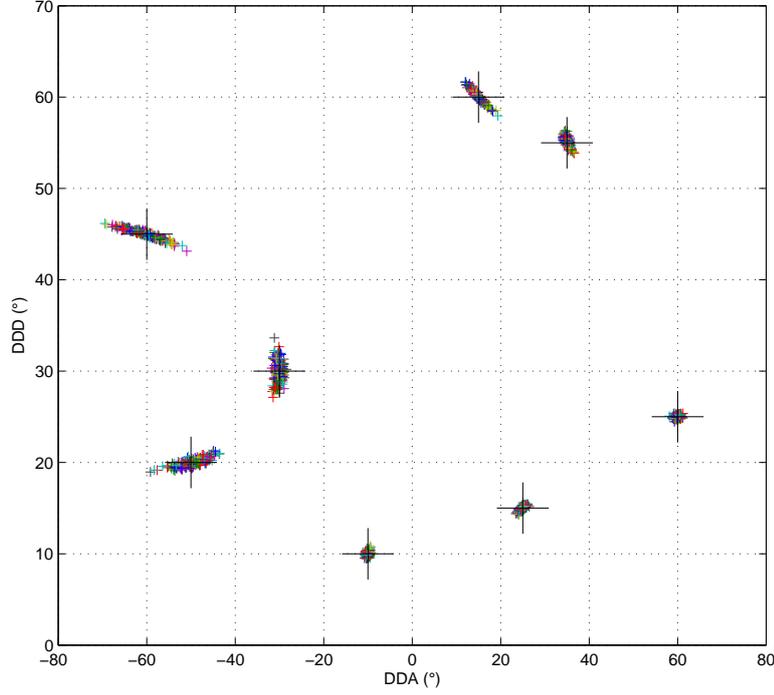


FIGURE 5.5 – ESPRIT-2D polarimétrique, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$

et

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} = \mathbf{B}(\hat{\theta}_t)^H \mathbf{U}_{np} \mathbf{U}_{np}^H \mathbf{B}(\hat{\theta}_t), \quad (5.31)$$

$$\dot{\mathbf{g}} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) \\ \sin(\gamma)e^{j\xi} \end{bmatrix} \text{ et, } z_r = e^{j2\pi \frac{\Delta_r \sin(\theta_r)}{\lambda}}$$

Le système polynôme (5.29) peut être résolu par la recherche des racines du polynôme suivant :

$$\det \left(\mathbf{A}^T(1/z_r) \begin{bmatrix} \mathbf{\Pi}_{n11} & \mathbf{\Pi}_{n12} \\ \mathbf{\Pi}_{n21} & \mathbf{\Pi}_{n22} \end{bmatrix} \mathbf{A}(z_r) \right) = 0 \quad (5.32)$$

qui peut être réécrit sous la forme suivante :

$$\sum_{k=1}^{4N-3} q_k z^{k-1-2(N-1)} = 0 \quad (5.33)$$

où, les coefficients q_k de ce polynôme sont donnés par :

$$q_k = \sum_{i=\max[1, k-2N+2]}^{\min[2N-1, k]} \mathbf{Q}(i, k-i+1) \quad (5.34)$$

avec

$$\mathbf{Q} = \mathbf{v}_{11}\mathbf{v}_{22}^T - \mathbf{v}_{12}\mathbf{v}_{21}^T \quad (5.35)$$

et, les éléments du vecteur \mathbf{v}_{ij} :

$$\mathbf{v}_{ij} = \sum_{l=\max[1, 1-k]}^{\min[N, N-k]} [\mathbf{\Pi}_{nij}]_{l, k+l} \Big|_{k=-(N-1), \dots, (N-1)} \quad (5.36)$$

Les racines de ce polynôme qui sont à l'intérieur et proches du cercle unité donnent une estimation des directions d'arrivée selon la relation suivante :

$$\hat{\theta}_r^{(p)} = \arcsin \left(\frac{\lambda}{2\pi\Delta_t} \arg(\hat{z}_r) \right) \quad (5.37)$$

Comme dans le cas des signaux non-circulaires, on remarque que cette approche permet l'extension du vecteur d'observation de MN à $2MN$. Par contre, dans cette approche, il n'y a pas d'opération de rotation (4.29) comme dans le cas non-circulaire.

5.5.1 Résultats de Simulation

Cette section sert à montrer, par simulation, les performances de l'approche ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrie.

5.5.1.1 Performance en termes de l'EQM

Considérons les mêmes paramètres que la section précédente. On compare l'approche ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrie à l'approche ESPRIT-RootMUSIC en termes de l'EQM.

Les figures 5.6 et 5.7 présentent les courbes de l'EQM relatives aux directions d'arrivée et aux directions de départ, respectivement.

On observe que l'approche ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrie présente de bien meilleures performances comparativement à l'approche ESPRIT-RootMUSIC classique. Cette amélioration des performances est justifiée par l'extension de la dimen-

sion du vecteur d'observation de MN à $2MN$.

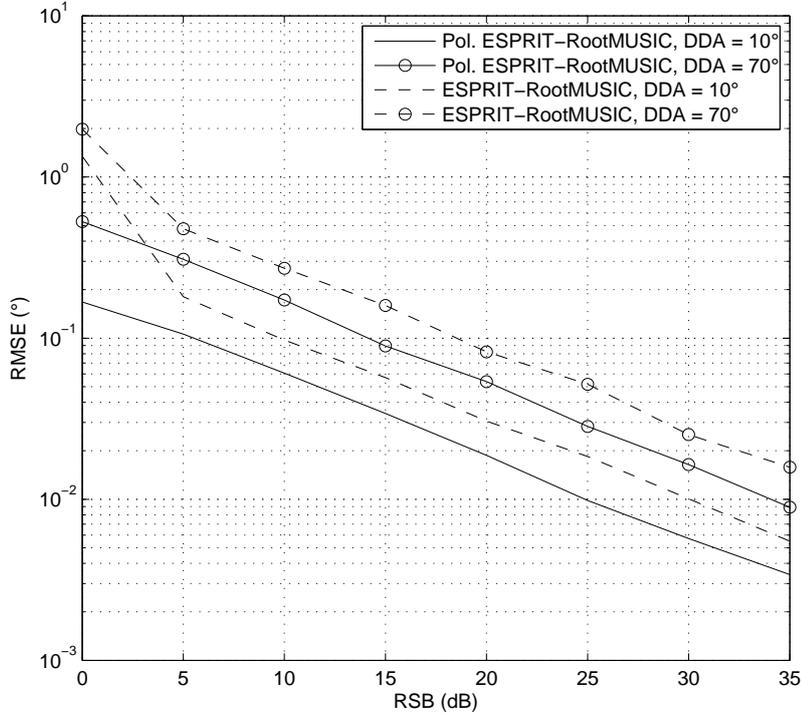


FIGURE 5.6 – EQM dans l’estimation de DDA par ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique et par ESPRIT-RootMUSIC

5.5.1.2 Nombre de cibles localisables

Considérons maintenant un radar MIMO polarimétrique bistatique cohérent avec $M = 3$, $N = 2$ antennes réceptrices de polarisation croisée, $T = 256$, $K = 200$ et $RSB = 25dB$. Théoriquement, ce radar est capable de localiser $2N(M - 1) = 8$ cibles.

En effet, la figure 5.8 montre que l’exploitation de la diversité de polarisation à la réception permet effectivement de doubler le nombre de cibles localisables par rapport à l’approche classique.

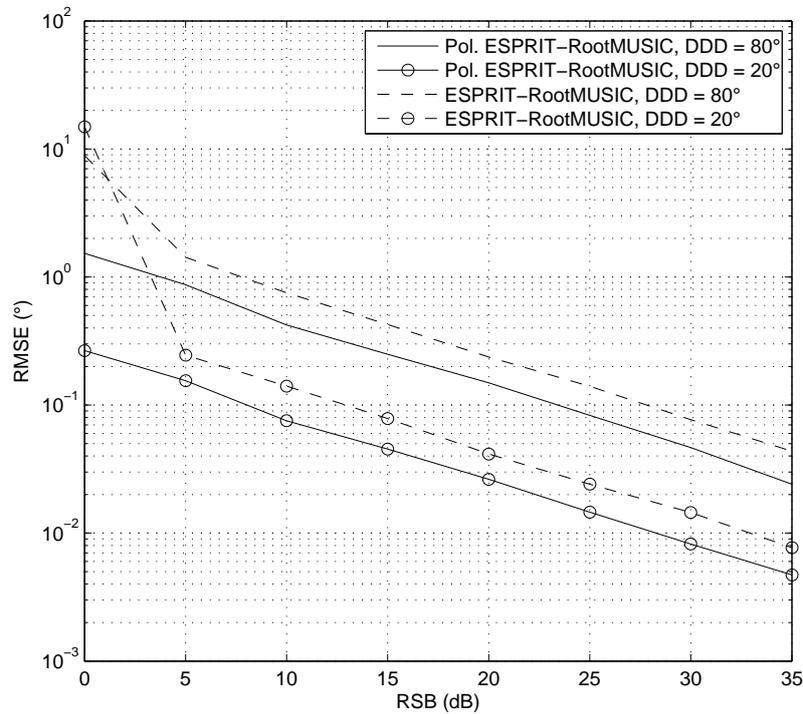


FIGURE 5.7 – EQM dans l'estimation de DDD par ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique et par ESPRIT-RootMUSIC

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, deux nouvelles approches ont été proposées pour un radar MIMO bistatique cohérent, en tenant compte de la polarisation de l'onde reçue par l'emploi d'un réseau d'antennes de polarisation croisée en réception. Ces deux approches, ESPRIT-2D Polarimétrique et ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrique, offrent une amélioration significative des performances en termes de l'erreur quadratique moyenne ainsi qu'en termes du nombre de cibles localisables.

C'est dans l'esprit de "plus de diversités plus de performances" que le concept MIMO a déjà prouvé son efficacité.

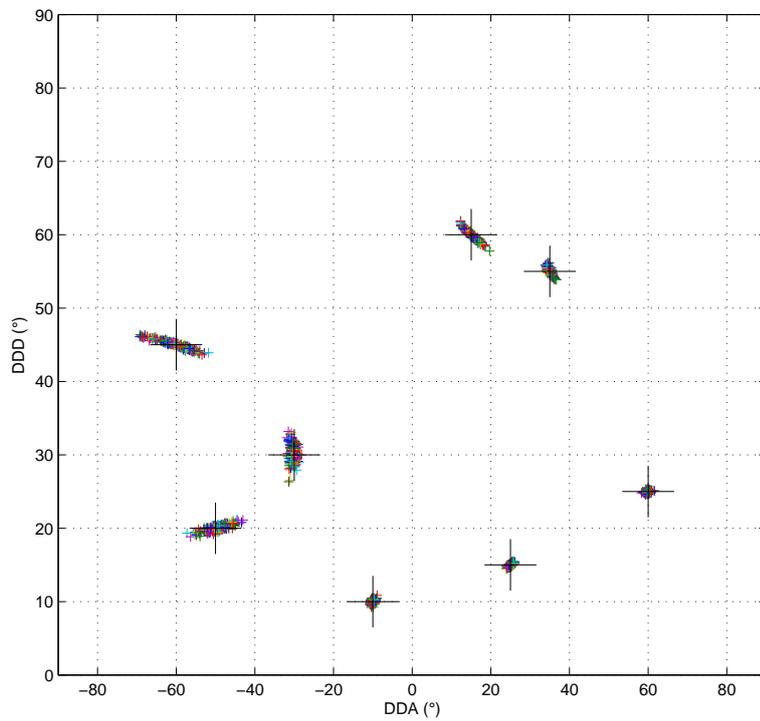


FIGURE 5.8 – ESPRIT-RootMUSIC polarimétrique, pour $P = 8$, $M = 3$ et $N = 2$

Conclusion et Perspectives

6.1 Conclusion

L'objectif principal, à travers les travaux élaborés dans le cadre de cette thèse, est d'améliorer les performances du système MIMO radar en termes de localisation par l'exploitation des propriétés des signaux radar.

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 la version polynômiale de 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 terme d'erreur quadratique moyenne proches de la limite inférieure de Cramér-Rao. En termes de complexité, la version combinée ESPRIT-RootMUSIC présente un temps d'exécution bien inférieur à celui de Double Root-MUSIC.

Dans une seconde étape, nous avons proposé deux méthodes NC-ESPRIT-2D et NC-ESPRIT-RootMUSIC pour l'estimation conjointe de DDA-DDD en exploitant la propriété de non-circularité des signaux, pour le radar MIMO bistatique. Le signal radar est souvent modulé en phase binaire ce qui nous a motivé de prendre en

considération cette propriété de non-circularité. En effet, cette propriété a permis d'offrir un autre degré de diversité en plus de ceux fournis par le concept MIMO. Les simulations ont montré que les performances en termes de localisation sont significativement améliorées en tenant compte de cette propriété par rapport aux méthodes classiques qui ne prennent pas en compte la non-circularité des signaux.

Dans la littérature, il est montré qu'une cible est un modificateur de l'état de polarisation. Dans le dernier chapitre, nous avons exploité ce changement d'état de polarisation de l'onde émise, par la mise en oeuvre d'un réseau d'antenne à la réception à double polarisation. Deux approches ont été proposées ESPRIT-2D Polarimétrique et ESPRIT-RootMUSIC Polarimétrique pour l'estimation conjointe de DDA-DDD pour un radar MIMO polarimétrique bistatique. Les simulations ont montré l'amélioration des performances en termes de localisation apportée par cette diversité de polarisation.

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. En outre, l'extension du modèle du signal par l'exploitation de la propriété de non-circularité (ou de la diversité en polarisation) a permis de doubler ce nombre virtuel d'antennes, et par conséquent, une amélioration considérable dans les performances et une augmentation du nombre de cibles localisables.

6.2 Perspectives

A l'issue de ce travail, plusieurs orientations peuvent être envisagées en perspectives.

La suite la plus directe de ce travail est 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 outre, l'analyse de la fonction d'ambiguïté, dans l'optimisation de la forme d'onde pour le radar MIMO bistatique cohérent, semble prometteuse en tenant compte de ces propriétés.

En utilisant l'approche de décomposition de recherche bidimensionnelle en double recherche unidimensionnelle que nous avons proposée, des antennes de grandes capacités de diversités [51] peuvent être utilisées en radar polarimétrique MIMO bi-

statique, 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.

Par ailleurs, l'analyse Temps-Fréquence peut être bénéfique soit par l'utilisation de la Distribution Temps-Fréquence Spatiale (DTFS), au lieu de la matrice de covariance, qui a prouvé sa robustesse face au bruit dans le domaine de traitement d'antenne, soit par son exploitation dans le traitement des signaux radar large bande (application radar passif).

Annexe A

A.1 Déterminant $D(z_t)$ de l'équation (3.41)

La matrice de sous-espace bruit $\mathbf{\Pi}_n$ peut être écrite de la façon suivante :

$$\mathbf{\Pi}_n = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \dots & \alpha_{1,N} & \alpha_{1,N+1} & \dots & \alpha_{1,NM} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{N,1} & \dots & \alpha_{N,N} & \alpha_{N,N+1} & \dots & \alpha_{N,NM} \\ \alpha_{N+1,1} & \dots & \alpha_{N+1,N} & \alpha_{N+1,N+1} & \dots & \alpha_{N,NM} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{NM,1} & \dots & \alpha_{NM,N} & \alpha_{NM,N+1} & \dots & \alpha_{NM,NM} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

On réécrit le déterminant $D(z_t)$ comme :

$$\det \left[\sum_{j,i=1}^M z_t^{j-i} \mathbf{\Pi}_{ij} \right] = \begin{vmatrix} \sum_{j,i=1}^M z_t^{j-i} \alpha_{[(i-1)N+1,(j-1)N+1]} & \dots & \sum_{j,i=1}^M z_t^{j-i} \alpha_{[(i-1)N+1,jN]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \sum_{j,i=1}^M z_t^{j-i} \alpha_{[iN,(j-1)N+1]} & \dots & \sum_{j,i=1}^M z_t^{j-i} \alpha_{[iN,jN]} \end{vmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Par l'utilisation de la formule générale de calcul des déterminants, on a :

$$D(z_t) = \sum_{j_1, i_1=1}^M \dots \sum_{j_N, i_N=1}^M \begin{vmatrix} z_t^{j_1-i_1} \alpha_{[(i_1-1)N+1,(j_1-1)N+1]} & \dots & z_t^{j_1-i_1} \alpha_{[(i_1-1)N+1,j_1N]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_t^{j_N-i_N} \alpha_{[i_N N,(j_N-1)N+1]} & \dots & z_t^{j_N-i_N} \alpha_{[i_N N,j_N N]} \end{vmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Alors le polynôme dans l'expression (3.41) sera sous la forme

$$D(z_t) = \sum_{j_1, i_1=1}^M \dots \sum_{j_N, i_N=1}^M \sum_{k_1, \dots, k_N}^N (-1)^{f(k_1, k_2, \dots, k_N)} \prod_{l=1}^N z_t^{j_l - i_l} \alpha_{[(i_1-1)N+l, (j_1-1)N+k_1]} \quad (\text{A.4})$$

où la dernière somme est calculée sur toutes les permutations des nombres $1, 2, \dots, N$, et $f(k_1, k_2, \dots, k_N)$ est le nombre de permutations que redonne ce jeu entier.

Bibliographie

- [1] The non-circular MUSIC method for uniform rectangular arrays. In *Proceeding of the International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010*, Chengdu. (Cité en page 58.)
- [2] Non circular sources localization with ESPRIT. In *6th European Conference on Wireless Technology, 2003*, Munich, Germany. (Cité en page 57.)
- [3] 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.)
- [4] Y. I Abramovich and G. J Frazer. Theoretical assessment of MIMO radar performance in the presence of discrete and distributed clutter. In *Signals, Systems and Computers, 2008 42nd Asilomar Conference on*, pages 629–633, 2009. (Cité en page 2.)
- [5] 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.)
- [6] Geoffrey San Antonio, Daniel R. Fuhrmann, and Frank C. Robey. MIMO radar ambiguity functions. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 1(1) :167–177, 2007. (Cité en page 2.)
- [7] 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.)
- [8] M. L Bencheikh and Y. Wang. Combined Esprit-Rootmusic for DOA-DOD estimation in polarimetric bistatic MIMO radar. *Progress In Electromagnetics Research*, 22 :109–117, 2011. (Cité en page 76.)
- [9] Mohamed Laid Bencheikh and Yide Wang. Joint DOD-DOA estimation using combined ESPRIT-MUSIC approach in MIMO radar. *Electronics Letters*, 46(15) :1081–1083, July 2010. (Cité en pages 25 et 46.)

-
- [10] Mohamed Laid Bencheikh and Yide Wang. Non circular ESPRIT-RootMUSIC for joint DOA-DOD estimation in bistatic MIMO radar. Tipaza, Algeria, 2011. (Cité en pages 60 et 66.)
- [11] 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.)
- [12] Mohamed Laid Bencheikh, Yide Wang, and Hongyang He. A subspace-based technique for joint DOA-DOD estimation in bistatic MIMO radar. pages 1–4, Vilnius, Lithuania, 2010. (Cité en page 25.)
- [13] G. Bienvenu and L. Kopp. Optimality of high resolution array processing using the eigensystem approach. *IEEE Transaction on ASSP*, 31(5) :1235–1248, Oct.1983. (Cité en page 39.)
- [14] Pascal Chargé. *Traitement d’antenne pour les télécommunications : Localisation de sources et Autocalibration*. PhD thesis, Université de Nantes, Nantes, December 2001. (Cité en pages 3 et 70.)
- [15] Pascal Chargé, Yide Wang, and Joseph Saillard. A non-circular sources direction finding method using polynomial rooting. *Signal Processing*, 81(8) :1765–1770, August 2001. (Cité en pages 3 et 57.)
- [16] 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.)
- [17] Chun-Yang Chen and P.P. Vaidyanathan. MIMO radar Space-Time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 56(2) :623–635, February 2008. (Cité en page 2.)
- [18] Jinli Chen, Hong Gu, and Weimin Su. A new method for joint DOD and DOA estimation in bistatic MIMO radar. *Signal Processing*, 90(2) :714–718, February 2010. (Cité en page 2.)
- [19] Frank Daout. *Etude de la Dépolarisation des Ondes Centimétrique Par une Surface Rugeuse -Application au Domaine Maritime*. PhD thesis, Université de Nantes, Nantes, November 1996. (Cité en page 78.)

- [20] Hong Jiang De-Fa and Wang Chang Liu. Estimation of DOD and 2D-DOA and polarizations for bistatic MIMO radar. pages 1–5, Shanghai, May 2010. (Cité en pages 3 et 76.)
- [21] Jean Pierre Delmas and Habti Abeida. Asymptotic distribution of circularity coefficients estimate of complex random variables. *Signal Processing*, 89(12) :2670–2675, December 2009. (Cité en page 58.)
- [22] Zhi Dong, Zheng Jian, Yun Zhang, Peng Ma Chun, and Sheng Liu. Angle estimation with automatic pairing for bistatic MIMO radar. pages 1–5, Tianjin, October 2009. (Cité en page 2.)
- [23] 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.)
- [24] 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.)
- [25] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, R. Cimini, D. Chizhik, and R. Valenzuela. Performance of MIMO radar systems : Advantages of angular diversity. In *Signals, Systems and Computers, 2004. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on*, volume 1, pages 305–309, 2005. (Cité en page 2.)
- [26] 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.)
- [27] G. J Frazer, Y. I Abramovich, and B. A. Johnson. Spatially waveform diverse radar : Perspectives for high frequency OTHR. In *Radar Conference, 2007 IEEE*, pages 385–390, 2007. (Cité en page 2.)
- [28] G.J. Frazer, B.A. Johnson, and Y.I. Abramovich. Orthogonal waveform support in MIMO HF OTH radars. pages 423–427, June 2007. (Cité en page 2.)
- [29] D.R. Fuhrmann, J.P. Browning, and M. Rangaswamy. Signaling strategies for the hybrid MIMO Phased-Array radar. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, 4(1) :66–78, February 2010. (Cité en page 2.)
- [30] Anne-Laure Germond. *Théorie de la Polarimétrie Radar en Bistatique*. PhD thesis, Université de Nantes, Nantes, January 1999. (Cité en pages 76, 77 et 78.)

-
- [31] H. Godrich, A. M Haimovich, and R. S Blum. Target localization techniques and tools for MIMO radar. In *Radar Conference, 2008. RADAR'08. IEEE*, pages 1–6, 2008. (Cité en pages 2 et 26.)
- [32] S. Gogineni and A. Nehorai. Polarimetric MIMO radar with distributed antennas for target detection. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 58(3) :1689–1697, March 2010. (Cité en pages 3 et 76.)
- [33] S. Gogineni and A. Nehorai. Polarimetric mimo radar with distributed antennas for target detection. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 58(3) :1689–1697, 2010. (Cité en page 76.)
- [34] P. Gounon, C. Adnet, and J. Galy. Localisation angulaire de signaux non circulaire. *Traitement du Signal*, 15((1)) :17–23, 1998. (Cité en page 57.)
- [35] Stéphane Guillaso. *Complémentarité Polarimétrie/Interferométrie pour la détection et la caractérisation de cibles*. PhD thesis, Université de Rennes, November 2003. (Cité en page 75.)
- [36] A. M. Haimovich, R. S. Blum, and L. J. Cimini. MIMO radar with widely separated antennas. *Signal Processing Magazine, IEEE*, 25(1) :116–129, 2007. (Cité en pages 2, 3 et 26.)
- [37] 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.)
- [38] Z.T. Huang, Z.M. Liu, J. Liu, and Y.Y. Zhou. Performance analysis of MUSIC for non-circular signals in the presence of mutual coupling. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 4(5) :703, 2010. (Cité en pages 3 et 58.)
- [39] 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.)
- [40] 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.)
- [41] Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, and Alberto Moreira. Multidimensional waveform encoding : A new digital beamforming technique for synthetic aperture radar remote sensing. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 46(1) :31–46, 2008. (Cité en page 2.)

-
- [42] Jong-Sen Lee and Eric Pottier. *Polarimetric Radar Imaging : From Basics to Applications*. CRC Press, 2009. (Cité en page 76.)
- [43] N. H Lehmann, A. M Haimovich, R. S Blum, and L. Cimini. High resolution capabilities of MIMO radar. In *Signals, Systems and Computers, 2006. ACSSC'06. Fortieth Asilomar Conference on*, pages 25–30, 2007. (Cité en pages 2 et 26.)
- [44] Nadav Levanon and Eli Mozeson. *Radar signals*. John Wiley & Sons, Inc., 2004. (Cité en page 13.)
- [45] J. Li and R.T. Compton. Angle and polarization estimation using esprit with polarization sensitive array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39(9) :1376–1383, 1991. (Cité en page 75.)
- [46] J. Li and R.T. Compton. Angle estimation using a polarization sensitive array. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 39(10) :1539–1543, 1991. (Cité en page 75.)
- [47] Jian Li and Petre Stoica. MIMO radar with colocated antennas. *IEEE Signal Processing Magazine*, 24(5) :106–114, 2007. (Cité en page 2.)
- [48] Jian Li and Petre Stoica. *MIMO radar signal processing*. John Wiley & Sons, Inc., 2010. (Cité en pages 2, 16, 23 et 24.)
- [49] Jian Li, Luzhou Xu, Petre Stoica, Keith W. Forsythe, and Daniel W. Bliss. Range compression and waveform optimization for MIMO radar : A Cramèr-Rao bound based study. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 56(1) :218–232, 2008. (Cité en pages 2 et 26.)
- [50] J. Liu, Z. Huang, and Y. Zhou. Extended 2q-MUSIC algorithm for noncircular signals. *Signal Processing*, 88(6) :1327–1339, 2008. (Cité en page 57.)
- [51] Sylvie Marcos. *Les méthodes à haute résolution, traitement d'antenne et analyse spectrale*. HERMES, 1998. (Cité en pages 75 et 92.)
- [52] D. Rahamim, J. Tabrikian, and R. Shavit. Source localization using vector sensor array in a multipath environment. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(11) :3096–3103, 2004. (Cité en page 75.)
- [53] 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.)

- [54] 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. MILCOM 1986. IEEE*, volume 3, pages 41–6, 1987. (Cité en page 32.)
- [55] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. In *RADC Spectrum Estimation Workshop, Griffits AFB*, volume 34, pages 243–258, 1979. (Cité en page 39.)
- [56] 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.)
- [57] A. Sheikhi and A. Zamani. Characterization of scattering centers of radar target with polarization diversity using polynomial rooting. In *ICASSP 2001, Salt Lake City, Utah, USA*, pages 302–307, 2007. (Cité en page 75.)
- [58] Merrill I. Skolnik. *Radar Handbook*. McGraw-Hill Publishing Co., 1989. (Cité en pages 8, 9, 10, 11 et 13.)
- [59] P. Stoica, Jian Li, and Yao Xie. On probing signal design for MIMO radar. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 55(8) :4151–4161, 2007. (Cité en page 2.)
- [60] Harry L. Van Trees. *Optimum Array Processing*. John Wiley & Sons, Inc., 2002. (Cité en pages 25 et 39.)
- [61] Yide Wang. *Contribution aux méthodes de traitement, de caractérisation et de modélisation pour les systèmes de télécommunication et le radar*. HDR rapport, Université de Nantes, Nantes, December 2002. (Cité en pages 57 et 75.)
- [62] A.J. Weiss and B. Friedlander. Direction finding for diversely polarized signals using polynomial rooting. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 41(5) :1893–1905, 1993. (Cité en page 75.)
- [63] K. T Wong and M. D Zoltowski. Closed-form direction finding and polarization estimation with arbitrarily spaced electromagnetic vector-sensors at unknown locations. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 48(5) :671–681, 2000. (Cité en page 75.)
- [64] K.T. Wong, Linshan Li, and M.D. Zoltowski. Root-MUSIC-based direction-finding and polarization estimation using diversely polarized possibly collocated antennas. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3(8) :129–132, 2004. (Cité en page 75.)

- [65] 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.)
- [66] 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.)
- [67] W. Xia, Z. He, and Y. Liao. Subspace-based method for multiple-target localization using MIMO radars. In *Signal Processing and Information Technology, 2007 IEEE International Symposium on*, pages 715–720, 2008. (Cité en page 2.)
- [68] 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.)
- [69] 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.)
- [70] Y. Yang and R. S Blum. MIMO radar waveform design based on mutual information and minimum mean-square error estimation. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, 43(1) :330–343, 2007. (Cité en page 2.)
- [71] C. Yunhe. Joint estimation of angle and doppler frequency for bistatic MIMO radar. *Electronics Letters*, 46(2) :170–172, 2010. (Cité en page 24.)
- [72] B.G. Zakeri and A.Ghorbani. A new method to extract the polarimetric parameters in imaging radars. *Progress In Electromagnetics Research*, 87 :167–182, 2008. (Cité en page 76.)
- [73] Y. Zhang, B. Obeidat, and M. Amin. Spatial polarimetric time-frequency distributions for direction-of-arrival estimations. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 54(4) :1327–1340, 2006. (Cité en pages 75 et 78.)
- [74] M. D Zoltowski and C. P Mathews. Closed-form 2D angle estimation with uniform circular array via phase mode excitation and ESPRIT. In *Signals, Systems and Computers, 1993. 1993 Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on*, pages 169–173, 2002. (Cité en page 3.)

Résumé : L'objectif de cette thèse est d'exploiter les propriétés des signaux de télécommunication utilisés dans le système MIMO radar pour améliorer les performances en termes de localisation. 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 a réduit de manière significative la complexité de calcul. Nous avons aussi proposé l'extension de ces approches en exploitent la non-circularité des signaux radar afin d'améliorer les performances en termes d'estimation conjointe des directions d'arrivée et des directions de départ et en terme du nombre de cibles localisables. Par ailleurs, nous avons proposé des approches, qui exploitent la diversité de polarisation en réception dans le radar MIMO bistatique cohérent, dans le but toujours d'améliorer l'estimation conjointe des directions.

Mots-clés : Bistatique, Localisation, MIMO, Non-circularité, Polarisation, Radar.

Exploitation of signals properties in MIMO radar systems to improve detection and localization performances

Abstract : The main objective of this thesis is to exploit the properties of the signals used in MIMO radar systems to improve the localisation performances. The coherent bistatic MIMO radar configuration present a good trade-off between the complexity, the diversity gains and the coherence gains. For this configuration, several new approaches based on the high resolution techniques, which decompose the two dimensional joint estimation in double one dimensional estimation, have been proposed. By exploitation of the non-circularity property of radar signals, approaches have been developed to improve the performances and to handle more targets than the classical proposed approaches. In same sens, we have proposed some approaches which exploit the polarization diversity in the receiver array antennas in bistatic MIMO radar.

Key Words : Bistatic, Localization, MIMO, Non-circularity, Polarization, Radar.
