

N° d'ordre :



جامعة محمد بوضياف - المسيلة
Université Mohamed Boudiaf - M'sila
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الإلكترونيك
Département d'Electronique



MEMOIRE DE MASTER

Présenté par : bouslah oualid

DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : ELECTRONIQUE

OPTION : système télécommunication numérique

Thème

**Estimation de la direction d'arrivée par une
méthode à haute résolution pour un réseau
d'antennes**

Soutenue le : 8 Juin 2015 devant le jury composé de :

BENMEDDOUR Fadila	M.C.B - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
KENANE El Hadi	M.C.B - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Encadreur
DJOUANE Lotfi	M.C.A - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur
GAREH Messaoud	M.C.B - Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur

Promotion : Juin 2015

Dédicaces

*A mes parents qui m'ont toujours soutenu et m'ont permis d'arriver là où je suis aujourd'hui. Aucun mot n'est assez fort pour vous témoigner toute ma reconnaissance, alors simplement **MERCI POUR TOUT**, mais je suis sûr qu'au fond de vos cœurs vous savez combien je vous aime.*

*A mes sœur, **lamia, wafa, chahera, donia**, mes frères **,Assad, nabil**, vous êtes la joie de notre famille, merci pour l'ensemble des moments que nous passons ensemble.*

A ma grande famille : mes grands parents, mes oncles, mes tantes, mes cousins, mes cousines et leurs familles,

*A mes amis, **nasero, Raouf, Rafik, Khaled , Salah eddine, Ossama, fofo, zahera hined, sara, ileham**,*

*,
merci pour votre amitié précieuse.*

Aux étudiants du Electronique et toute la promotion 2015.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches, amis et collègues, qui m'ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire. A tous ceux que je ne puis citer ici mais qui savent combien d'avoir croisé leur route m'a apporté.

Remerciements

Au terme de ce travail, nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre encadreur **Mr: kenane El hadi**, pour nous avoir permis de bénéficier de son grand savoir dans la matière, pour sa pédagogie, ses compétences, sa modestie et son aide précieuse tout au long de ce projet même pendant les moments les plus difficiles. **Vraiment merci pour une qualité d'encadrement si sérieuse et si consistante**

Nous remercions toutes les personnes qui nous ont soutenus, d'une façon ou d'une autre, nous éprouvons incessamment leur estime et amabilité, nous saluons réellement cette très haute bienveillance que vous portez à notre égard et qui restera pour toujours une vraie image dans notre mémoire.

Je termine ces remerciements en saluant vivement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger ce travail.

Que la paix de Dieu soit toujours avec vous !

bousslah Walid

Sommaire

Introduction générale.....	2
Chapitre I. Etude des réseaux d'antennes intelligents.....	4
I.1. Introduction	4
I.2. Historique.....	4
I.3. Modèle du signal reçu	6
I.3.1. Modèle de propagation	6
I.4. Les réseaux circulaires	8
I.5. Les réseaux rectangulaires	9
I.6. Les réseaux linéaires	9
I.7. Modèle à bande étroite.....	11
I.8. Les antennes intelligentes	13
I.8.1. Structure d'une antenne intelligente	14
I.8.2 Linconvénion des antennes intelligentes.....	15
I.8.3 Avantages des antennes intelligentes	15
Conclusion.....	15
Chapitre .II. Estimation de la direction d'arrivée.....	17
II.1. Introduction.....	17
II.2. Aperçu sur les méthodes d'estimation existantes.....	17
II.3. Méthode de Capon	18
II.4. Méthode de Pisarenko	19
II.5. Méthodes sous-espace	19
II.5.1 MUSIC.....	20
II.5.2 ROOT-MUSIC	22
Conclusion	24
Chapitre III.La méthode ESPRIT.....	26
III.1 Introduction	26
III.2 ESPRIT	26
III.3 Méthode QR-TLS ESPRIT	30
III.3.1 Estimation de la fréquence	31
III.3.2 Estimation de l'angle	32

SOMMAIRE

III.4 Méthode ESPRIT LU-TLS	32
III.4.1 Estimation de la fréquence	32
III.4.1 Estimation de l'angle.....	32
III.6 Unitary ESPRIT	34
Conclusion	35
Chapitre IV. Résultats et simulation	38
IV.1. Introduction	38
IV.2. Estimation de deux sources (un signal utile et une interférence).....	38
IV.2.1. l'effet de nombre d'éléments sur la précision d'estimation	38
IV.2.1.1 Cas de 5 éléments	39
IV.2.1.2. Cas de 8 éléments	39
IV.2.1.3. Cas de 12 éléments	41
IV.2.1.4. Cas de 15 éléments	42
IV.2.1.5. Cas de 18 éléments	43
IV.2.1.6. C as de 20 éléments	44
IV.3. Estimation de trois sources (un signal utile et deux interférences).....	46
IV.3.1. Cas de 5 éléments.....	47
IV.3.2. Cas de 8 éléments.....	47
IV.3.3. Cas de 12 éléments	49
IV.3.4. Cas de 15 éléments	51
IV.3.5. Cas de 18 éléments.....	52
IV.3.6. Cas de 20 éléments	53
IV.4. Estimation de deux sources (un signal utile et un seul interférences)	56
IV.4.1. L'effet de la valeur du SNR sur la précision d'estimation.....	56
IV.4.1.1.Cas $SNR=10$	56
IV.4.1.2.Cas $SNR=12$	57
IV.4.1.3 Cas $SNR=15$	58
IV.4.1.4. Cas $SNR=18$	60
IV.4.1.5. Cas $SNR=20$	61
Conclusion.....	64
Conclusion générale	64
Référence	66

Table des figures

Figure I.1. Schéma de principe du système Bellini-Tosi	4
Figure I.2. Evolution du champ reçu en fonction de l'angle d'incidence du signal.....	5
Figure I.3. Le principe de l'interférométrie.....	6
Figure I.4. Incidence d'une onde plane sur un réseau d'antennes.....	7
Figure I.5. Système de coordonnées du réseau d'antennes.....	8
Figure I.6. Exemple de réseau circulaire.....	8
Figure I.7. Schéma représentatif d'un réseau linéaire.....	10
Figure I.8. Illustration de 2 ondes planes illuminant un réseau linéaire sous incidence 135° et 225°	11
Figure I.9. Direction d'arrivée d'une onde plane émise par une source sur un réseau linéaire uniforme à M capteurs.....	11
Figure I.10 Schéma représentatif d'une antenne adaptative.....	14
Figure II.1. Comparaison entre MUSIC et Root-MUSIC.....	24
Figure III.1. Exemples des structures à invariance de translation: a) Les sous-réseaux sont distincts b) et c) Sous-réseaux obtenus à partir d'un réseau ULA.....	27
Figure IV.1 Diagramme de rayonnement d'un réseau à 5 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	39
Figure IV.2. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 5 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	39
Figure IV.03. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 8 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	40
Figure IV.4. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 8 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	40
Figure IV.5. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 12 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	41

Figure IV.6. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 12 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	41
Figure IV.7. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 15 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	42
Figure IV.8. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 15 éléments du réseau, pour un SNR=10dB.....	43
Figure IV.9. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 18 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	44
Figure IV.10. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 18 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	44
Figure IV.11. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.	45
Figure IV.12. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 20 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	45
Figure IV.13. Montre l'erreur d'estimation de la DOA en fonction du nombre de élément.....	46
Figure IV.15. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 5 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.	47
Figure IV.16. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 5 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	47
Figure IV.17. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 8 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	48
Figure IV.18. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 8 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	49

Figure IV.19. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 12 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	50
Figure IV.20. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 12 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	50
Figure IV.21. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 15 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	51
Figure IV.22. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 15 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	51
Figure IV.23. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 18 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	52
Figure IV.24. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 18 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	53
Figure IV.25. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$,et $\theta_1 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	54
Figure IV.26. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 20 éléments du réseau, pour un SNR=10dB	54
Figure IV.27. l'erreur d'estimation de la DOA en trois source et deux source en fonction du nombre de élément.....	55
Figure IV.28. Diagramme de rayonnement d'un SNR=10dB éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$,le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	56
Figure IV.30. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas SNR=10dB	57
Figure IV.31. Diagramme de rayonnement d'un SNR=12dB éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$,le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	58

Figure IV.32. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas SNR=12dB.....	58
Figure IV.33. Diagramme de rayonnement d'un SNR=15dB éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$,le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	59
Figure IV. 34. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas SNR=15dB	59
Figure IV.35. Diagramme de rayonnement d'un SNR=18dB éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$,le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	60
Figure IV.36. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas SNR=18dB	61
Figure IV.37. Diagramme de rayonnement d'un SNR=20dB éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$,le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.....	62
Figure IV.38. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas SNR=20dB.....	62
Figure IV.39. L'erreur d'estimation de la DOA en fonction SNR.....	63

Liste des tableaux

Table IV.1. Les poids estimé pour $N=5$ et $SNR=10$	39
Table IV.2. Les poids estimé pour $N=8$ et $SNR=10$	40
Table IV. 3. Les poids estimé pour $N=12$ et $SNR=10$	42
Table IV. 4. Les poids estimé pour $N=15$ et $SNR=10$	43
Table IV. 5. Les poids estimé pour $N=18$ et $SNR=10$	44
Table IV. 6. Les poids estimé pour $N=20$ et $SNR=10$	46
Table IV.7. Les poids estimé pour $N=05$ et $SNR=10$	48
Table IV.8. Les poids estimé pour $N=08$ et $SNR=10$	49
Table IV.9. Les poids estimé pour $N=12$ et $SNR=10$	50
Table IV.10. Les poids estimé pour $N=15$ et $SNR=10$	52
Table IV.11. Les poids estimé pour $N=18$ et $SNR=10$	53
Table IV.12. Les poids estimé pour $N=20$ et $SNR=10$	54
Table IV.13. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=10$	57
Table IV.14. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=12$	58
Table IV.15. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=15$	60
Table IV.16. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=18$	61
Table IV.17. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=20$	62

Notations et abréviations

Abréviations

AIC : Akaike Information Criteria

DDA : Direction d'arrivée

DOA : Directions of arrival

dB : décibels

ESPRIT : Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques

HR : Haute Résolution

MDL : Minimum Description Length

MLE : Maximum Likelihood Estimator

MUSIC : MUltiple Signal Classification

SNR : Signal to Noise Ratio

SSP : Signal Subspace Processing

SVD : Singular Value Decomposition

Notations

Symbole	Signification
P	Le nombre de sources
θ	Direction d'arrivée
Θ	Vecteur des Directions D'arrivée
M	Nombre de capteurs de l'antenne
K	Nombre d'échantillons
$s_i(K)$	L'enveloppe complexe du $i^{ème}$ signal
$(.)^T$	Transposé
$(.)^H$	Transposé Hermitienne
$(.)^{-1}$	Inversion
$a(\theta)$	Vecteur source
$A(\Theta)$	Matrice source
σ^2	Variance du bruit
σ_i^2	Puissance de la $i^{ème}$ source
I	Matrice Identité
$\hat{\cdot}$	Estimée
λ_0	Longueur d'onde
C	la célérité de l'onde reçue
λ_i	Valeur propre
$\xi(p)$	Fonction de décision
$\Psi(\theta)$	Fonction de Localisation
$arg(\cdot)$	Argument d'un nombre complexe
$\ \cdot\ $	Norme
$ \cdot $	Valeur absolue
\mathbb{C}	Ensemble des nombres complexes
\mathbb{R}	Ensemble des nombres réels
$\Phi(w)$	Fonction coût
$\Re(\cdot)$	Partie réel de l'argument

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, les télécommunications sont devenues une priorité incontournable dans la vie quotidienne. Les développements rapides de la recherche et de l'industrialisation ont permis à un large public d'accéder aux moyens modernes de communication. Les applications civiles telles que les télécommunications par satellites, les téléphonies mobiles, l'automobile avec les radars anticollisions, les transmissions de données connaissent un essor rapide grâce à la maîtrise des techniques mises en œuvre.

Pour faire l'optimisation d'un système de télécommunications, trois caractéristiques principales doivent être prises en considération. Ces caractéristiques sont la qualité de service, la capacité et la couverture ou bien la disponibilité, ce qui implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes, d'augmenter leurs capacités spectrales et de répondre au besoin des utilisateurs dans des différents endroits.[1]

Afin de satisfaire les demandes des utilisateurs, des techniques de multiplexages sont utilisées pour augmenter la capacité, tels que TDMA, CDMA, FDMA et des autres combinaisons entre ces techniques tels que TFDMA en réseau GSM. Par ailleurs, pour faire face à l'augmentation prévisible du nombre des utilisateurs d'une part et à l'augmentation des débits de transmission d'autre part, les futurs réseaux de communications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées. Plusieurs approches sont possibles et l'une d'entre elles consiste à combiner les signaux reçus par les éléments d'une antenne réseau. Cette méthode de traitement de l'information fait référence aux systèmes utilisant des antennes intelligentes. Un des principaux avantages de ces systèmes réside dans l'augmentation potentielle du nombre d'utilisateurs et de réduire la pollution électromagnétique de l'environnement. [1]

L'objectif de notre travail est de voir l'effet des paramètres d'un réseau d'antennes intelligent à la capacité du système d'estimer des directions d'arrivée des signaux et la synthèse des diagrammes de rayonnement convenables à ces directions (des interférences et utilisateurs).

A cause de son rôle primordial dans l'augmentation de la couverture du réseau et d'éviter les interférences, la détermination des directions d'arrivée (DOA) des sources commence quasiment en même temps que la découverte des ondes électromagnétiques. Parmi les méthodes les plus utilisées, on peut citer certaines méthodes à haute résolution telles que SAGE [2], MUSIC [3] et ESPRIT[4].

Dans notre travail, on va utiliser la méthode ESPRIT dans l'estimation de la direction d'arrivée à cause de sa grande précision et sa rapidité de traitement ce qui rend le réseau d'antennes plus adapté à son environnement.

Notre travail s'échelonne sur quatre chapitres :

INTRODUCTION GENERALE

Dans le premier chapitre, nous allons jugé un état de l'art sur les réseaux d'antennes intelligents, en rappelant leurs différentes techniques d'alimentation, leurs applications, leurs méthodes d'analyses et citer leurs Avantages, inconvénients.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes méthodes d'estimation de la direction d'arrivées les plus utilisées avec ses modèles mathématiques.

Dans la troisième chapitre, nous présente une étude mathématique de la méthode d'estimation ESPRIT avec ses différents types.

Le quatrième chapitre nous présente les différents résultats de simulation concernant l'estimation de la direction d'arrivée pour un réseau d'antennes linéaire.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale. On détaillera les différentes phases importantes de ce manuscrit. Pour aider le lecteur à bien s'en servir de ce travail, et une liste de références bibliographiques seront incluses à la fin de ce manuscrit.

I.1. Introduction

L'estimation des paramètres du canal de propagation joue un rôle majeur dans les systèmes de communications et de localisation actuels. Historiquement les études menées dans les domaines militaire et maritime, se sont focalisées sur l'estimation des directions d'incidence des signaux .

I.2. Historique

La recherche des méthodes de détermination des directions d'arrivée (DOA) des sources commence quasiment en même temps que la découverte des ondes électromagnétiques. La découverte de la directivité des antennes par Hertz en 1888 a conduit au développement d'un système de détermination de la direction d'incidence des ondes électromagnétiques brevetée par Scheller en 1906[5].

Les dispositifs d'origine, constitués des dipôles électriques ou magnétiques montés sur un support rotatif, étaient orientés afin d'aligner l'axe du dipôle avec la direction d'incidence du champ, la direction de propagation de l'onde correspondant à la direction du vecteur d'onde ainsi mesurée.

Le premier système non-rotatif exploitant l'amplitude, intitulé "Bellini-Tosi Medium Frequency Direction Finder", a été développé et breveté par Estienne Bellini et Alexandro Tosien 1910. La méthode, dont le principe du système est illustré dans la Figure I.1, est basée sur l'utilisation des deux antennes en boucle et un goniomètre[5].

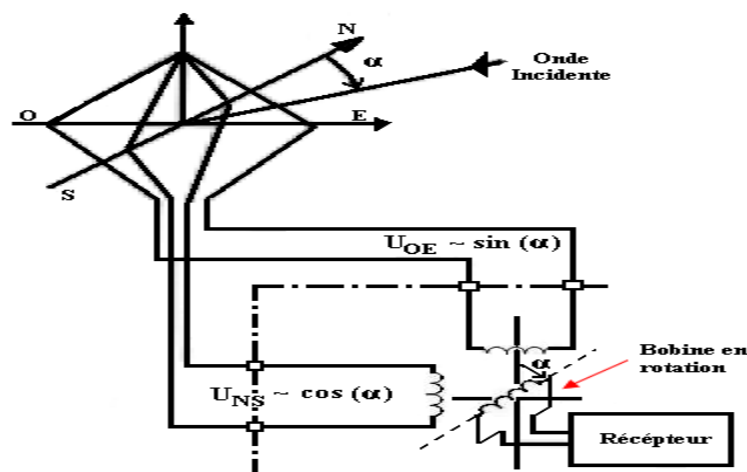


Figure I.1. Schéma de principe du système Bellini-Tosi [5].

L'orientation de ces deux antennes, placées habituellement au niveau d'un récepteur terrestre, dans le plan vertical et selon la direction Nord-Sud et respectivement Est-Ouest, permet de capter la composante H du front d'onde incident en supposant une polarisation verticale. L'amplitude du champ reçu varie en fonction de l'angle d'incidence " α " de l'onde, comme il est montré dans la Figure I.2.

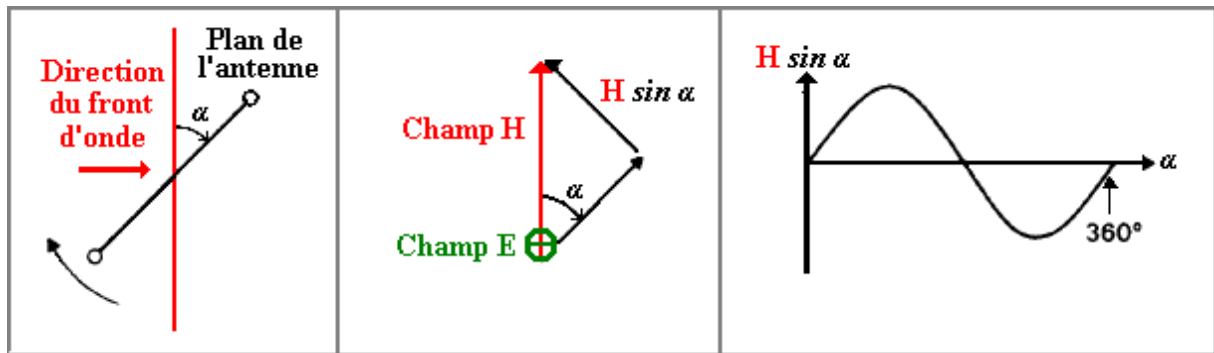


Figure I.2. Evolution du champ reçu en fonction de l'angle d'incidence du signal

Le premier système RADAR pour la détection des avions a été développé et breveté en 1935 par Watson-Watt dans le cadre de son travail au sein du “*British National Physical Laboratory*”. Un système similaire a été développé en Allemagne par Rudolf Kuhnold à Telehnken en 1938. Le développement de ce système a été arrêté et repris seulement en 1943, date à partir de laquelle les vaisseaux britanniques ont été équipés de systèmes de détection de la direction de cible suivant la technique Watson-Watt[6].

A partir des années 1970, des techniques numériques ont été introduites dans les procédés de localisation et les techniques d'interférométrie et les méthodes de haute résolution sont apparues.

Généralement, deux principes sont employés dans l'estimation de la direction d'incidence des signaux: la mesure de la direction du vecteur champ électrique et/ou magnétique (estimateurs de la direction en exploitant la polarisation) ou la mesure de l'orientation des surfaces équiphase (estimateurs de la direction en exploitant la phase) [6].

Les estimateurs de la direction en exploitant la polarisation sont réalisés à l'aide des dipôles linéaires ou circulaires. La méthode classique du dipôle tournant, mentionnée auparavant, appartient à cette catégorie: si la direction de l'onde est perpendiculaire à l'axe du dipôle, le niveau du signal reçu est minimal. L'estimation est faite selon le principe Watson-Watt.

Les estimateurs actuels de la direction d'incidence (DOA) basés sur l'exploitation de la phase déterminent l'information à partir de l'orientation spatiale des lignes (azimut) ou surfaces (azimut, élévation) équiphase et utilisent les signaux obtenus en sortie des réseaux d'antennes. Les techniques d'interférométrie font partie de cette catégorie. Pour illustrer ce point, prenons l'exemple décrit dans la Figure I.3.

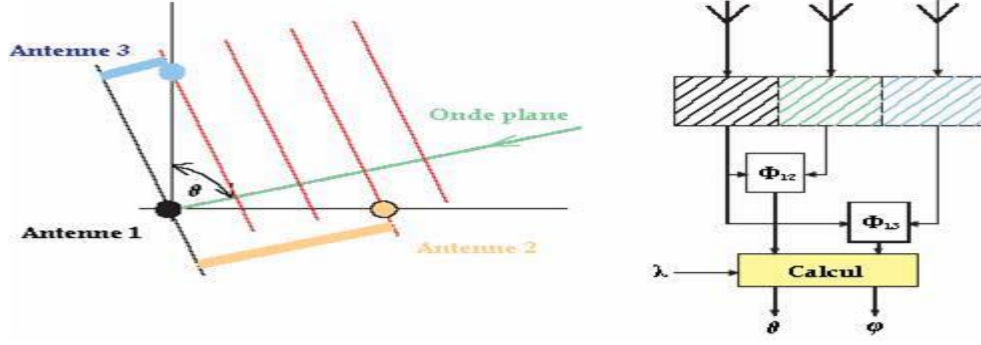


Figure I.3. Le principe de l'interférométrie

Dans la figure à gauche, trois antennes forment un réseau en « L », l'angle d'azimut θ est l'angle formé par la direction d'incidence de l'onde plane par rapport à la droite de référence passant par les antennes 1 et 3, l'angle d'élévation ϕ est référencé par rapport à la droite passant par les antennes 1 et 2. Si Φ_{12} , Φ_{13} représentent les phases des signaux mesurées en sortie des antennes 2 et 3, respectivement, par rapport à l'antenne 1, l'angle d'azimut peut être calculé en utilisant l'expression suivante

$$\hat{\theta} = \text{Arctan}\left(\frac{\Phi_{12}}{\Phi_{13}}\right) \quad (\text{I.1})$$

et l'angle d'élévation est donnée par

$$\hat{\phi} = \left(\frac{\sqrt{\Phi_{12}^2 + \Phi_{13}^2}}{2\pi\theta/\lambda} \right) \quad (\text{I.2})$$

Les algorithmes utilisés dans la suite de cette étude exploitent la différence de phase entre les signaux reçus par les différents éléments du réseau à partir d'une onde ou plusieurs ondes planes[6].

I.3. Modèle du signal reçu

I.3.1. Modèle de propagation

Les réseaux utilisés comportent M éléments (capteurs) qui vont fournir une information échantillonnée, sous forme d'amplitude complexe (module et phase). L'hypothèse bande étroite est satisfaite si les signaux incidents ou les éléments du réseau présentent une bande passante faible par rapport à la fréquence du travail. Dans le cas des signaux large bande, si la réponse fréquentielle du réseau est relativement plate dans la bande des signaux et le temps de propagation le long du réseau est faible par rapport à l'inverse de la bande, l'hypothèse est également respectée.

Si le réseau d'antennes est à une distance de l'antenne d'émission supérieure à 10λ , l'hypothèse de champ lointain est respectée et l'onde incidente peut ainsi être considérée comme plane. Dans les

conditions d'un réseau composé de capteurs identiques, omnidirectionnels, chaque élément du réseau reçoit une version décalée, dans l'espace et dans le temps, de l'onde plane de longueur d'onde λ .

En prenant l'exemple de deux éléments du réseau séparés par une distance d , situés aux distances d_1 et d_2 d'une source ponctuelle isotrope, l'expression du champ reçu à un instant t au niveau de chaque élément, est donnée par

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \\ I_2 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Où I_1 et I_2 représentent les courants d'excitation induits par l'onde incidente au niveau des éléments du réseau, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ représente le nombre d'onde et ω la pulsation. Dans l'hypothèse d'onde plane l'utilisation de capteurs avec des caractéristiques identiques et le fait de négliger $i_1 \cong I_2 = I_1$. le bruit de réception nous permettent d'écrire

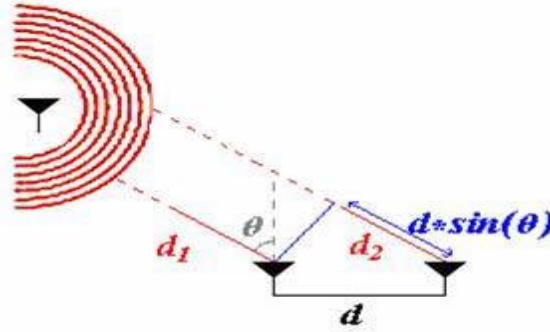


Figure I.4. Incidence d'une onde plane sur un réseau d'antennes.

Pour une onde plane de direction d'incidence θ mesurée par rapport à la normale du réseau, on a la relation

$$d_2 = d_1 + d \sin(\theta) \quad (I.4)$$

On peut considérer que $d \sin(\theta) \ll d_1$ et ainsi au niveau du dénominateur $i \cong d_2 = d_s$. cette différence est importante en termes de phase et ne pourra pas être négligée dans l'exponentielle ainsi on obtient

$$E = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} \\ I_2 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \end{bmatrix} = I e^{j\omega t} \frac{e^{-jkd_s}}{d_s} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-jkd \sin \theta} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Le terme $I \frac{e^{-jkd_s}}{d_s}$ est constant pour une distance radiale donnée et pourra être ignoré ainsi que la dépendance temporelle $e^{j\omega t}$, seul le déphasage engendré par la position des antennes restant présent dans la relation. Ainsi, l'effet de propagation d'un élément du réseau à un autre, peut être modélisé par

un retard pur (déphasage linéaire). Un élément du réseau (une extrémité ou l'élément central du réseau) est considéré habituellement comme référence qui va servir à définir la relation de propagation du front d'onde le long du réseau. Une pratique moins courante consiste à prendre une référence externe par rapport à laquelle le déphasage engendré au niveau de chaque capteur sera défini.

L'ensemble des déphasages mesurés par rapport à l'antenne de référence le long du réseau d'antennes et induit par un signal d'azimut θ et d'élévation φ , représenté dans la Figure I.5, est connu sous le nom de "vecteur réponse" du réseau d'antennes ou "vecteur directeur" [7].

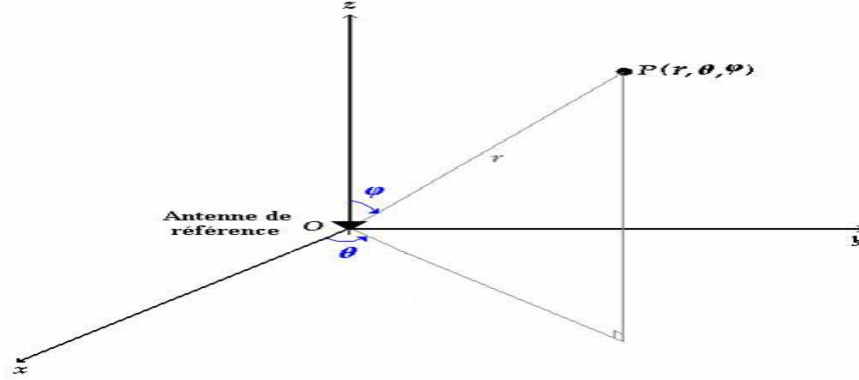


Figure I.5. Système de coordonnées du réseau d'antennes.

I.4. Les réseaux circulaires

Nous allons considérer un réseau circulaire constitué de M capteurs placés de manière équidistante sur un cercle de rayon r . La référence de phase est prise dans le centre du cercle et l'angle d'incidence est mesuré par rapport à l'axe qui réunit le centre du cercle avec l'antenne de référence. Avec ces suppositions, le vecteur directeur d'une onde plane incidente sur le réseau d'une direction θ se met sous la forme

$$a_r(\theta) = \left[e^{jkr \cos(\theta)}, e^{jkr \cos(\theta - \frac{2\pi}{p})}, \dots, e^{jkr \cos(\theta - \frac{2(p-1)\pi}{p})} \right]^T \quad (\text{I.6})$$

La Figure I.6 ci-dessous montre un exemple de réseau circulaire composé de huit éléments.

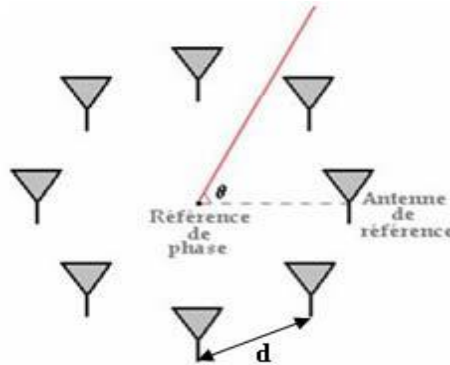


Figure I.6. Exemple de réseau circulaire.

Pour respecter la condition d'échantillonnage pour ce type de réseau $d \leq \frac{\lambda}{2}$, le nombre de capteurs du réseau disposés sur l'arc de cercle de rayon R doit respecter la règle [7]

$$M \geq 2 \left(\frac{2\pi R}{\lambda} \right) + 1 \quad (\text{I.7})$$

I.5. Les réseaux rectangulaires

Les réseaux présentés auparavant permettent de résoudre seulement la composante azimutale des directions d'arrivée. Un autre type de réseau, largement utilisé en pratique, permettant d'estimer les deux composantes des directions d'arrivée est le réseau de type rectangulaire (*URA*). Si ce réseau comporte un nombre de $M_x \times M_y$ capteurs situés dans le plan xOy avec des espacements respectifs d_x et d_y entre les éléments, un élément de la matrice équivalente à un vecteur directeur des réseaux linéaires s'écrit

$$(m_x, m_y) = e^{j[(m_x-1)\Psi_x + (m_y-1)\Psi_y]} \quad (\text{I.8})$$

Où $\Psi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi)$ et $\Psi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda} \cos(\theta) \sin(\varphi)$. les contraintes d'échantillonnage spatiale sont identiques à celle d'un réseau uniforme linéaire : $d_x \leq \frac{\lambda}{2}$ et $d_y \leq \frac{\lambda}{2}$. Dans le cas de réseaux rectangulaires, afin de faciliter les calculs numériques mais aussi pour des raisons de visualisation, la matrice équivalente peut être réorganisée sous forme unidimensionnelle avec un nombre d'éléments égal à $M = M_x M_y$ [7].

I.6. Les réseaux linéaires

Un réseau linéaire comporte un nombre de M capteurs orientés le long d'un axe du système des coordonnées local. En fonction de l'espacement entre les capteurs, on distingue des réseaux linéaires uniformes si l'espacement entre deux éléments successifs du réseau est constant ou non uniforme si l'espacement est différent entre les éléments du réseau. Le capteur de référence peut être placé à une des extrémités du réseau ou au centre du réseau.

Le déphasage entre deux éléments consécutifs pour un réseau linéaire orienté le long de l'axe O_x , est donné par $e^{-jk_x x}$, k_x représentant la composante de vecteur d'onde selon l'axe O_x , $k_x = \frac{\omega}{c} \sin\theta = \frac{2\pi}{\lambda} \sin\theta$. pour ce type de réseau, en prenant la référence de phase à une extrémité, au niveau du m -ième capteur le déphasage est exprimée sous la forme $e^{-j(m-1)d_k}$. La Figure I.7 ci-dessous montre un exemple de réseau linéaire.

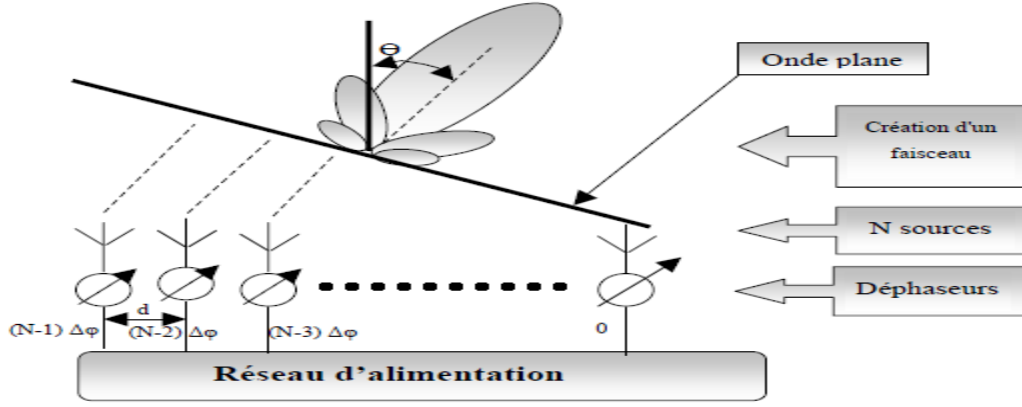


Figure I.7. Schéma représentatif d'un réseau linéaire

La forme générale des vecteurs est de type vandermonde

$$a(\theta) = \left[1, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi (M-1) \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)} \right]^T = [1, \delta, \delta^2, \dots, \delta^{M-1}]^T \quad (\text{I.9})$$

Si la référence de phase est prise au centre du réseau, le vecteur directeur est symétrique par rapport au centre et il a la forme

$$a(\theta) = \left[e^{-j2\pi \frac{(M-1)d}{2\lambda} \sin(\theta)}, \dots, 1, \dots, e^{j2\pi \frac{(M-1)d}{2\lambda} \sin(\theta)} \right]^T \quad (\text{I.10})$$

Pour un nombre impair d'éléments est

$$a(\theta) = \left[e^{-j2\pi \frac{(M-1)d}{2\lambda} \sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}, e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}, \dots, e^{j2\pi \frac{(M-1)d}{2\lambda} \sin(\theta)} \right]^T \quad (\text{I.11})$$

Pour un nombre pair d'éléments, ce type de vecteurs directeurs est appelé centro-symétriques, les emplacements des éléments étant symétriques par rapport au centre du réseau et les valeurs des éléments pris par paires par rapport au centre étant complexes conjuguées. L'échantillonnage réalisé à l'aide d'un réseau linéaire d'antennes est équivalent à un échantillonnage temporel effectué dans l'analyse spectrale[7].

Pour éviter les effets de repliement du spectre, la fréquence d'échantillonnage spatial étant l'inverse de la distance entre les capteurs du réseau $\frac{1}{d}$, elle doit être supérieure ou égale à deux fois la fréquence spatiale $\frac{1}{\lambda}$ de l'onde incidente, d'où on obtient la condition pour l'espacement entre les éléments du réseau $d \leq \frac{\lambda}{2}$. Comme le sinus est confiné dans l'intervalle $[-1, +1]$, le vecteur d'onde k normalisé par rapport à $\frac{\lambda}{2}$ se trouve dans l'intervalle $[-\pi, +\pi]$. L'utilisation des réseaux linéaires implique une analyse dans un domaine de visibilité limité à un seul plan du réseau (devant ou derrière), ce type

de réseau étant capable de distinguer sans ambiguïté seulement les signaux avec un angle d'incidence compris entre $[-90^\circ, +90^\circ]$ par rapport à la normale sur le réseau. Ainsi qu'il est indiqué sur la Figure I.8.

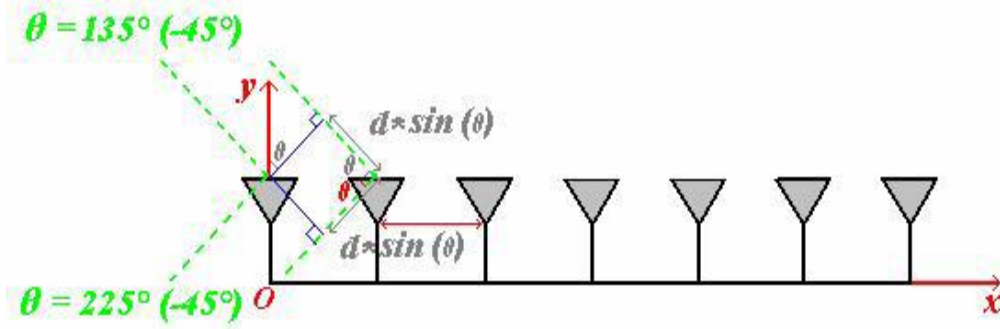


Figure I.8. Illustration de 2 ondes planes illuminant un réseau linéaire sous incidence 135° et 225° [7].

I.7. Modèle à bande étroite

Nous allons présenter dans cette section le modèle connu par le nom de modèle à bande étroite, qui décrit les composantes en bande de base d'une onde de fréquence centrale f modulée par un signal $s_p(t)$ de bande étroite [8].

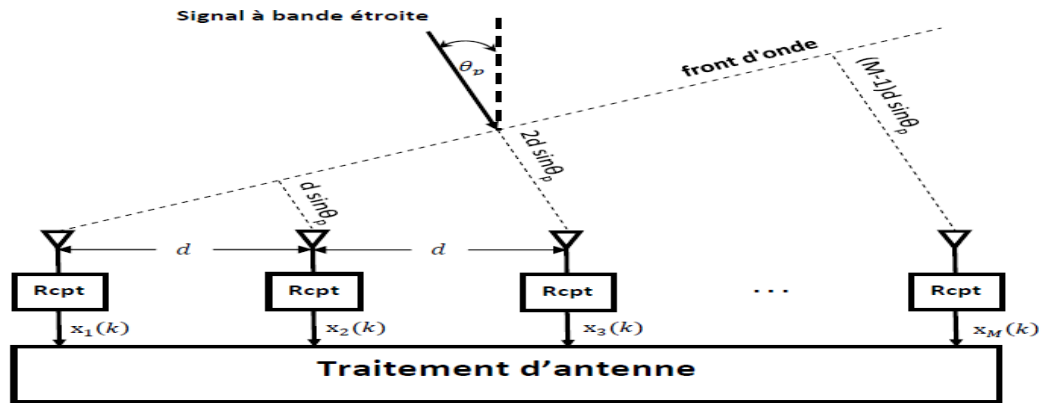


Figure I.9. Direction d'arrivée d'une onde plane émise par une source sur un réseau linéaire uniforme à M capteurs
Ce signal peut s'écrire, en fonction complexe

$$\tilde{r}_k^p(t_u) = \tilde{s}_p(t_u) e^{j2\pi f(k-1)t_p}, \quad n = 1, \dots, N \quad (\text{I.12})$$

Où $\tilde{s}_p(t)$ est un signal complexe qui regroupe les composantes en bande de basse de $s_p(l)$ autour de la fréquence centrale f . Le signal reçu par l'antenne (version bruitée de la superposition de tous les signaux source) est

$$r_k(t_n) = \sum_{p=1}^P \tilde{r}_k^p(t_n) + \tilde{w}_k(t_n) = \sum_{p=1}^P \tilde{s}_p(t_n) e^{-j2\pi f(k-3)t_p} + \tilde{w}_k(t_3), \quad n = 3, \dots, N \quad (\text{I.13})$$

Ou $\tilde{w}_k(t_n)$ est la représentation complexes en bande de basse du bruit d'observation. Si nous considérons le vecteur de signaux (complexes) reçue sur tous les capteurs à l'instant t_n nous $K \times P$ pouvons noter, en notation matricielle

$$\tilde{r}(l_n) = H(\theta_1, \dots, \theta_p) \tilde{s}(l_n) + \tilde{w}(l_n), \quad n = 1, \dots, N \quad (\text{I.14})$$

Ou nous avons défini la matrice complexe de dimension

$$H(\theta_1, \dots, \theta_p) \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ z_1 & \dots & z_1 \\ z_1^2 & \dots & z_p^2 \\ \vdots & \dots & \vdots \\ z_1^{(K-1)} & \dots & z_p^{(K-1)} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\tilde{r}(t_n) = [\tilde{r}_1(t_n) \dots \tilde{r}_K(t_n)]^T \text{ vecteur complexe de dimension } K$$

$$\tilde{s}(t_n) = [\tilde{s}_1(t_n) \dots \tilde{s}_P(t_n)]^T \text{ vecteur complexe de dimension } P$$

$$\tilde{w}(t_n) = [\tilde{w}_1(t_n) \dots \tilde{w}_K(t_n)]^T \text{ vecteur complexe de dimension } K$$

Le signal (complexe) reçue sur l'antenne a donc une structure algébrique similaire au modèle étudié dans la section . la complexité P du modèle est ici égale au nombre de sources présentes, les directions des sources jouent le rôle des paramètre w, et les échantillons des signaux de source $\tilde{s}(t_n)$ ce lui paramètres θ , notez que maintenant ce vecteur dépend de n (de l'instant auquel nous ponnons les échantillons des capteurs de l'antenne)[8].

Dans l'équation (I.9) les constantes complexes $z_p, p = 1, \dots, P$ sont définies par

$$z_p = e^{-j2\pi f t_p} = e^{\frac{j2\pi f \Delta \sin \theta_p}{\lambda}} \quad (\text{I.16})$$

La matrice $\Pi(\theta)$ dans l'équation (I.15) possède une structure particulière : ses colonnes sont les puissances croissantes (le même type de modèle est obtenu pour l'interpolation polynomiale d'un signal) $H_{ij} = z_j^{i-1}, i = 1, \dots, K; j = 1, \dots, P$.

Une matrice avec cette structure est connue par le nom de matrice de Vandermonde. Ces matrices jouent un rôle important dans l'étude des systèmes linéaires, et sont intimement liées aux problèmes d'échantillonnage régulier. Il est possible de démontrer que les matrices de Vandermonde ont un rang complet si et seulement si les constantes z_p sont toutes distinctes : $p \neq q \Rightarrow z_p \neq z_q$.

Dans le contexte du traitement d'antenne, cette condition implique que les directions des sources soient toutes distinctes : $p \neq q \Rightarrow \theta_p \neq \theta_q$.

Le déterminant des matrices de Vandermonde (pour $K \times P$) est donné par $\det(V(\theta)) = \prod_{i>j} (z_i - z_j)$.

L'équation (I.7) montre que la composante en bande base du signal reçue sur une antenne discret (un signal complexe) en présence de sources multiples a la forme d'un modèle linéaire

$$\tilde{r}(t_n) = H(\theta)\tilde{s}(t_n) + \tilde{w}(t_n), \quad n = 1, \dots, N \quad (\text{I.17})$$

Où nous avons regroupé dans le vecteur θ (de dimension P) les directions d'arrivée de toutes les P sources, et N est le nombre d'échantillons temporels des K capteurs de l'antenne (snapshots dans la littérature anglo-saxonne). Par rapport au modèle que nous avons étudié dans les sections précédentes, nous devons noter les différences suivantes

- ❖ Les observations sont complexes.
- ❖ Le nombre d'inconnues par rapport auxquelles le modèle est 'linéaire' (les vecteurs $\tilde{s}(t_n)$) augmentent proportionnellement au nombre d'échantillons.
- ❖ La première observation va nous obliger à introduire une nouvelle famille de densités de probabilité, capables de modéliser des vecteurs aléatoires complexes.

La deuxième implique l'impossibilité d'obtenir des estimateurs consistants des signaux émis par les sources [8].

I.8. Les antennes intelligentes

Les systèmes à antennes adaptatives ou intelligentes (*smart antennas*) entrent dans un domaine technologique multidisciplinaire dont la croissance a été très importante dans le courant de ces dernières décennies. Ils bénéficient des interactions croissantes entre l'électromagnétisme et le traitement de signal. L'intérêt de ces systèmes est leur capacité à réagir automatiquement, en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Ils permettent de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile. Habituellement, ces systèmes reposent sur des antennes réseau et sur un processeur récepteur adaptatif temps réel qui attribue des poids aux éléments de l'antenne réseau afin d'optimiser le signal de sortie selon des algorithmes de contrôle prédéfinis. Une antenne réseau adaptative peut donc être définie comme un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement, sa réponse fréquentielle et d'autres paramètres grâce à une boucle à retour de décision interne pendant le fonctionnement de l'antenne [9].

Dans les systèmes d'antennes traditionnels, chaque émetteur envoie son signal de façon très large principalement à cause du fait que la position du récepteur est inconnue. Ce type de transmission pollue l'environnement électromagnétique en augmentant le niveau d'interférence global par une

émission de puissance dans des directions inutiles. A contrario, les systèmes à antennes intelligentes déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées.

I.8.1. Structure d'une antenne intelligente

La structure d'une antenne intelligente est illustrée par la Figure I.6. Elle est constituée d'un réseau de M antennes élémentaires dont les sorties sont pondérées par un terme complexe w avant d'être sommées entre elles. L'unité de contrôle des pondérations permet de mettre en forme un diagramme de rayonnement par l'ajustement "intelligent" de l'amplitude et /ou de la phase avec laquelle se combinent les signaux reçus (ou émis) sur les différents éléments [10].

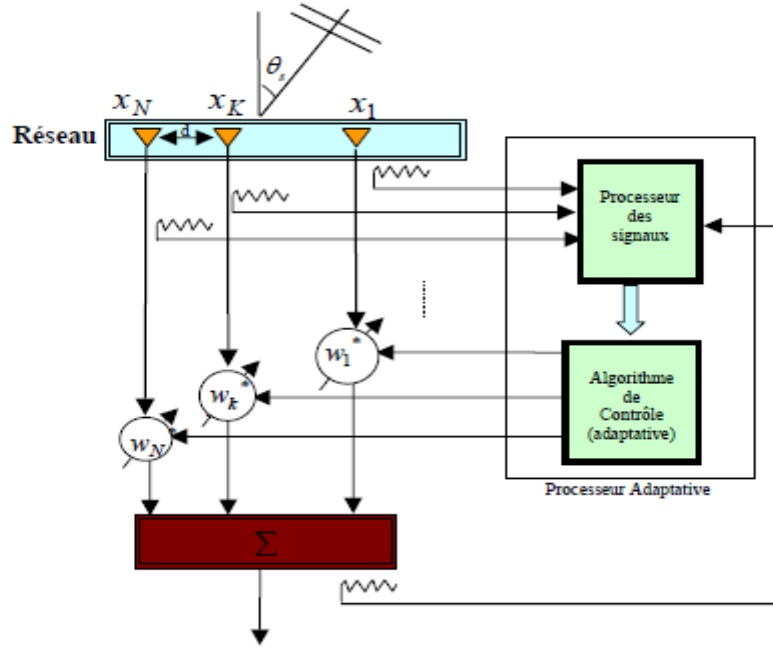


Figure I.10 Schéma représentatif d'une antenne adaptative.

La sortie du réseau s'écrit

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad (I.18)$$

Où w^H dénote le conjugué de la transposée complexe de pondération du vecteur de poids. Où désigne $x_1(t)$ le signal reçu par la i -ème antenne. Si nous supposons que le premier élément du réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au n ième élément est

$$\phi_n = [2\pi d(n-1)/\lambda] \sin \theta_s \quad (I.19)$$

Nous désignons par θ_s la direction du signal incident et e le diagramme élémentaire. Alors le signal sur le n ème élément est

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \phi_n) \quad (\text{I.19})$$

Des équations I.2, I.3 et I.4 nous obtenons

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \exp j[(\omega t + (2\pi d(n-1)/\lambda))] \quad (\text{I.20})$$

La structure de l'unité de contrôle dépend de l'information que l'on connaît a priori ou que l'on peut estimer au niveau de la station de base. Cette information inclut le type de modulation, le nombre de trajets séparables et leurs angles d'arrivée, la présence ou non d'une séquence d'apprentissage et la complexité de l'environnement de propagation.

I.8.2 L'inconvénient des antennes intelligentes

- Les données peuvent être piratées. Un pirate peut intercepter les données en l'air et faire augmenter la facture d'un tiers puis baisser la sienne.
- L'abonné n'aura plus aucune vie privée car le moindre geste sera enregistré chez l'opérateur. Les heures précises à la seconde près où telle ou telle pièce s'allume ou s'éteint. La fréquence d'utilisation des appareils ménagers avec précision d'horaire, de jour, etc: Le nombre des écrans PC, le nombre d'ordinateurs, de postes TV, les chaînes observées, etc.

I.8.3 Avantages des antennes intelligentes

La caractéristique principale des antennes intelligentes est le pouvoir d'élimination des interférences pour les applications radio- mobiles ce qui donne un meilleur rapport signal sur bruit, donc une augmentation de la capacité en nombre d'utilisateurs [10].

Conclusion

Dans ce chapitre on a vu quelques notions de base sur les réseaux d'antennes intelligentes. Dans le chapitre suivant, on va citer les différentes méthodes à haute résolution pour l'estimation des directions d'arrivée.

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, On présente quelques algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée des signaux à bande étroite. Ce qui permet d'avoir, au lecteur, un aperçu sur les notions de base de ces techniques et de mettre en évidence certaines difficultés qui rencontrent ces méthodes afin de choisir l'algorithme le plus adapté au notre problème.

II.2. Aperçu sur les méthodes d'estimation existantes

Dans le domaine de la détection des sources et l'estimation de leurs paramètres, Schmidt et Franks ont montré que le nombre de sources peut être estimé à partir de la matrice de covariance P des données observées. En réalité ceci est obtenu à partir de la multiplicité de la plus petite valeur propre correspondante exactement à la variance du bruit. D'où l'idée de diviser l'espace d'observation en deux sous-espaces, l'un décrivant l'espace bruit et l'autre décrivant l'espace signal. Ainsi nous pouvons écrire

$$\lambda_1 = \lambda_1^s + \sigma^2 \geq \lambda_2 = \lambda_2^s + \sigma^2 \geq \dots \geq \lambda_p = \lambda_p^s + \sigma^2 \geq \lambda_{p+1} = \dots \lambda_M = \sigma^2 \quad (\text{II.1})$$

Où $\lambda_i, i = 1, 2, \dots, M$, sont les valeurs propres de R $\lambda_i^s, i = 1, 2, \dots, P$ sont les valeurs propres de $A(\Theta)R_s A^H(\Theta)$ de là, le nombre de sources (signaux incidents) est égale à $\hat{P} = M - N$ où N est la multiplicité de la plus petite valeur propre de R . En pratique, le nombre des échantillons est fini. La matrice de covariance n'est pas alors calculée exactement mais estimée à partir des échantillons collectés au niveau des capteurs [8].

Donc, les plus petites valeurs propres de cette matrice ne seront pas égales. Ceci impose le choix subjectif d'un seuil de décision qui permet de séparer les plus petites valeurs propres correspondant au sous-espace signal. Pour éviter toutes considérations subjectives dans le choix du seuil de décision, Wax et Kailath ont utilisé les critères MDL (Minimum Description Length) et AIC (Akaike Information Criteria). Ces critères sont basés sur la théorie de l'information (Information Theorie Criteria). Une fonction de décision $\mathfrak{H}(p)$ a été donc formulée par l'estimateur de vraisemblance (Maximum Likelihood Estimator, MLE) des valeurs propres de la matrice de covariance R telle que

$$\mathfrak{H}(p) = K(M - p) \log \left[\frac{\zeta(p)}{\gamma(p)} \right] + q(p, k) \quad (\text{II.2})$$

où $\zeta(p)$ et $\gamma(p)$ sont respectivement, les moyennes arithmétiques et géométriques des premières $(M - p)$ petites valeurs propres de R . $q(p, k)$ est une fonction de pénalité [8].

Le nombre de sources est la valeur de p pour laquelle la fonction de décision $\mathfrak{H}(p)$ est minimale. La performance des estimateurs utilisés pour l'estimation des directions d'arrivée joue un rôle très important dans la détermination de l'efficacité d'un système de surveillance. A cet effet, plusieurs techniques ont été proposées. L'une des techniques les plus célèbres pour l'estimation des paramètres est la méthode du maximum de vraisemblance ou MLE.

Le principe du maximum de vraisemblance est une méthode générale d'estimation de paramètres. Il fournit des estimateurs asymptotiquement efficaces et sans biais. Alors, il est souvent plus sollicité que les autres techniques d'estimation surtout lorsqu'il possède une solution analytique simple. Cette méthode a été utilisée par Ziskind et Wax pour l'estimation de paramètres déterministes. Dans [8], Boheme a appliqué MLE pour la localisation de p sources et il a montré que cet estimateur est largement non biaisé [8].

Le principe de la méthode MLE dans l'estimation des directions d'arrivée des sources lointaines est de déterminer soit:

- ❖ la fonction de vraisemblance (like lihood function) $f(x/\Theta)$, ou
- ❖ le logarithme de la fonction de vraisemblance $L(\Theta) = \log f(x/\Theta)$

où x est le vecteur de données tel que $x(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_M(k)]^T$. avec $x_m(k)$, $m = 1, 2, \dots, M$, représentant les valeurs correspondant aux M observations de la variable aléatoire X . Puis, nous prenons la dérivée de $L(\Theta)$

$$\frac{\partial L(\Theta)}{\partial \theta_p} = \frac{\partial \log(f(x/\Theta))}{\partial \theta_p} \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (\text{II.3})$$

Pour un nombre modéré d'échantillons, le MLE est un bon estimateur

II.3. Méthode de Capon

Une autre approche parmi les méthodes dites des sous-espaces «*Signal Subspace Processing, SSP*» s'appuyant sur une décomposition de l'espace en un espace bruit et un espace signal. Ceci est obtenu par la recherche des valeurs propres. Plusieurs travaux ont été effectués à partir de cette approche. Néanmoins, toutes ces études ont été menées sur la base de la méthode de Capon (souvent appelée dans la littérature la méthode de maximum de vraisemblance) [11].

La première méthode de localisation, en traitements d'antennes, est la formation de voies. Elle consiste à tourner l'antenne dans une direction privilégiée pour conclure sur la présence ou non d'un signal en provenance de cette direction, en estimant la puissance reçue. Afin d'améliorer cette méthode, Capon a développé une version plus performante que la formation de voies

classique. A partir de cette méthode, un bon nombre d'algorithmes de localisation de sources rayonnantes ont été développés. L'estimateur de Capon consiste à estimer la puissance du signal par construction d'un filtre adapté à la direction visée. Ce filtre minimise la contribution des autres sources, tout en gardant un gain unitaire dans la direction visée. La méthode d'estimation de Capon comprend les étapes suivantes

- ❖ Construire la matrice \hat{R} à partir des enregistrements observés par les capteurs.
- ❖ Obtenir la formule du critère de cap $\frac{1}{a^H(\theta)\hat{R}^{-1}a(\theta)}$.
- ❖ Cette fonction est maximale pour θ correspondant à l'angle de la source[11].

II.4. Méthode de Pisarenko

Pisarenko a eu l'idée en 1973 de faire une décomposition en valeur singulière (Singular Value Décomposition, SVD) sur la matrice d'auto-corrélation du signal. Ainsi, il montra que la plus petite valeur propre correspondait au bruit, ce qui permettait de faire une décomposition de l'espace et de déduire les angles. La méthode de Pisarenko consiste à

- ❖ Construire la matrice \hat{R}
- ❖ Déterminer le vecteur propre \hat{u} de \hat{R} associé à la plus petite valeur propre
- ❖ Les DDA sont déterminées à partir des pics de la fonction coût suivante

$$\frac{1}{a^H(\theta)\hat{u}\hat{u}^H a(\theta)} \quad [12].$$

II.5. Méthodes sous-espace

Les méthodes de Capon et de Pisarenko constituent les plus anciennes méthodes à haute résolution (HR). Mais elles s'avèrent peu robustes en pratique, c'est pourquoi les méthodes de type sous-espace, proposées plus récemment, leur sont généralement préférées. Dans le même esprit que la méthode de Pisarenko, les méthodes HR modernes reposent sur une décomposition de la matrice R [13].

II.5.1 MUSIC

L'algorithme MUSIC (*Multiple Signal Classification*) introduit dans [3], est basé sur l'exploitation de la structure de la matrice de covariance en utilisant le modèle de superposition des signaux en présence du bruit additif, conformément au modèle donné par

$$X_k = \begin{pmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \\ \dots \\ x_{Mk} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & \dots & a \\ a & \dots & a \\ \vdots & \dots & \vdots \\ a & \dots & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_{1k} \\ s_{2k} \\ \dots \\ s_{Dk} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_{1k} \\ n_{2k} \\ \dots \\ n_{Mk} \end{pmatrix} \quad (II.4)$$

Un “*snapshot*” X_k de la matrice d’observations représente un vecteur de dimension $M \times 1$ appartenant à l’espace \mathbb{C}^M . Les vecteurs directeurs caractérisant les signaux incidents peuvent être décrits de la même manière. Le vecteur X_k est une combinaison linéaire de vecteurs directeurs caractéristiques aux directions d’incidence des signaux, les coefficients de la combinaison étant les amplitudes complexes des signaux incidents. Pour D sources incidentes, en ignorant le bruit, le produit AS est un vecteur appartenant à un sous-espace de dimension D de \mathbb{C}^M défini par les D colonnes de la matrice A. D’un point de vue géométrique, le problème consiste à trouver les intersections entre les vecteurs $a(\theta)$ appartenant au domaine de visibilité du réseau et l’espace engendré par les colonnes de la matrice A, obtenue à partir de la matrice d’observations [3].

Afin de pouvoir retrouver les D vecteurs directeurs appartenant au domaine de visibilité du réseau, représentatifs des signaux incidents, et par conséquent leurs directions d’incidence, les hypothèses suivantes sont posées

- ❖ le nombre D des signaux est supposé connu ou estimé dans une étape préliminaire.
- ❖ le nombre de sources est inférieur au nombre d’antennes du réseau ($D < M$).
- ❖ les sources sont supposées indépendantes: $E\{s_i, s_j\} = 0, \forall i, j$ avec $i \neq j$.
- ❖ le canal est supposé stationnaire pendant la durée d’observation.
- ❖ les vecteurs directeurs caractérisant les sources sont supposés linéairement indépendants (domaine de visibilité non-ambigu).
- ❖ les statistiques du bruit contenues dans la matrice R_{nn} sont supposées connues. Généralement il est supposé que le bruit est un bruit blanc gaussien et de puissance σ^2 , ainsi on peut écrire $R_{nn} = \sigma^2 I$.

Si ces hypothèses sont respectées, le rang de la matrice de A est maximal et égal au nombre de signaux incidents D . Ainsi le rang du produit APA^H doit être égal, en l’absence du bruit, au nombre de sources indépendantes représenté par le rang de la matrice P.

Dans le cas où les sources sont corrélées, typiquement cette configuration se rencontre dans des environnements à trajets multiples dans lesquels une même source peut avoir plusieurs directions d’arrivée, la matrice P n’est plus de rang plein car un des signaux représente une combinaison linéaire des autres. Dans ce cas, les résultats de l’algorithme sont erronés et des méthodes de lissage spatial ou la moyenne directe-inverse doivent être appliquées dans une étape préliminaire. Si on suppose connue la matrice de covariance du bruit R_{nn} l’idée pour retrouver A est d’effectuer une décomposition en valeurs propres de R_{xx} .

La matrice de covariance aura un nombre D de valeurs propres dominantes égal au nombre de sources et proportionnelles à la puissance des signaux incidents. Les $M - D$ valeurs propres restantes

seront proportionnelles à la puissance du bruit, elles seront égales à σ^2 , dans le cas du bruit spatialement blanc [3]

A partir de cette analyse, les vecteurs propres sont séparés en deux espaces en fonction des valeurs propres correspondantes. Ceux qui correspondent aux valeurs propres dominantes représentent l'espace signal, les autres forment l'espace bruit. La matrice de covariance peut être exprimée sous la forme:

$$R_{XX} = A P A^H + R_{BB} = \sum_{i=1}^M \lambda_i e_i e_i^H = E \Lambda E^H = E_s \Lambda_s E_s^H + E_N \Lambda_N E_N^H \quad (\text{II.5})$$

Avec E_N et E_s les matrices contenant les vecteurs propres respectivement de l'espace bruit et de l'espace signal.

L'idée fondamentale de l'algorithme consiste à exploiter la propriété d'orthogonalité entre l'espace signal et l'espace bruit. On recherche alors tous les vecteurs directeurs $a(\theta)$ appartenant au domaine de visibilité du réseau et orthogonaux à l'espace bruit E_N . Le spectre MUSIC est calculé comme l'inverse du carré de la distance Euclidienne entre les vecteurs directeurs représentants du domaine de visibilité du réseau et l'espace bruit. L'expression du spectre spatial est donnée par

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a^H(\theta) E_N E_N^H a(\theta)} \quad (\text{II.6})$$

Les maxima de cette fonction spectrale caractérisent les estimations des directions d'incidence. Les directions ainsi obtenues permettent de déduire, par une démarche inverse, les puissances et la corrélation entre les signaux, contenues dans la matrice P

$$P = (A^H A)^{-1} A^H (R_{XX} - R_{nn}) A (A^H A)^{-1} \quad (\text{II.7})$$

Les étapes de l'algorithme MUSIC, en incluant l'estimation du nombre de signaux incidents, peuvent être résumées ainsi calcul de la matrice de covariance R_{XX} à partir de la matrice d'observations $R_{XX} = \frac{XX^H}{N}$. décomposition de la matrice de covariance en valeurs et vecteurs propres $(R_{XX} - \lambda I)X = 0$ ou décomposition généralisée $(R_{XX} - \lambda R_{nn})X = 0$ dans le cas des statistiques du bruit connues

- ❖ estimation de D , le nombre de sources, par l'analyse des valeurs propres de la matrice de covariance.
- ❖ séparation en sous espaces de dimension D et $M - D$ de la matrice des vecteurs propres.
- ❖ calcul du spectre $P_{MUSIC}(\theta)$ sur le domaine de visibilité du réseau.
- ❖ estimation des angles d'incidence θ correspondant aux maxima obtenus dans le spectre $P_{MUSIC}(\theta)$.
- ❖ on forme la matrice A .

❖ calcul des puissances et de la corrélation entre les signaux à partir des directions estimées et de la matrice connue de covariance du bruit ou son estimation $R_{nn} = \sigma^2 I$.dans le cas de l'hypothèse du bruit spatialement blanc, avec $\sigma = E_{I=M-D}^M \{\lambda_I\}$

MUSIC doit sa popularité en partie grâce à son utilisation très générale. Sans restriction, il peut être utilisé pour des réseaux avec une géométrie arbitraire connue pour estimer des paramètres de sources multiples que ce soit en termes de retard, angle, etc. En théorie, si toutes les hypothèses sont respectées, MUSIC permet une estimation des paramètres asymptotiquement non biaisée, l'erreur d'estimation tend vers zéro si le nombre d'observations tend vers l'infini . En pratique, nous verrons par la suite que le nombre d'antennes est un paramètre important dont les performances vont dépendre [14].

II.5.2 ROOT-MUSIC

Malgré la popularité de l'algorithme MUSIC à cause de sa simplicité d'utilisation et sa précision assez fine de son estimation, mais il reste un aspect non résolu dans MUSIC et que l'on retrouve pratiquement dans les canaux à étudier, qui concerne les sources corrélés.

Notons qu'à l'époque où MUSIC a été développé, les techniques de lissage spatial n'étaient pas encore publiées. Plusieurs versions de l'algorithme ont été développées pour répondre à ce défi. La version Root-MUSIC présente une approche polynomiale équivalente basée sur la méthode de Pisarenko qui suppose le nombre de signaux connu et impose un nombre de $D + 1$ capteurs du réseau[15]. Cette version peut être utilisée uniquement avec des réseaux d'antennes pour lesquelles les vecteurs directeurs possèdent une structure de type Vandermonde, comme dans le cas des réseaux uniformes linéaires, est donné par l'équation

$$a(\theta) = \left[1, e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}, \dots, e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)} \right]^T = [1, \delta, \delta^2, \dots, \delta^{M-1}]^T \quad (\text{II.8})$$

Si dans le spectre MUSIC, donné par l'équation (II.6), on note par $R_{EN} = E_N E_N^H$.

La matrice de corrélation de l'espace bruit E_N , le dénominateur du spectre MUSIC, $P_{\text{MUSIC}}(\theta)$ de (II.6) peut être écrit sous la forme

$$D(\theta) + \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^M e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)} R_{EN}^{(m,n)} e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)} = \sum_{i=-(M-1)}^{M-1} a_1 e^{-j2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)} \quad (\text{II.9})$$

$$r_1 = \sum_{m-n=l} R_{EN}^{(m,n)} \quad (\text{II.10})$$

Où représente la somme des valeurs se trouvant sur la diagonale d'indice l de la matrice R_{EN} .

En posant $z = e^{j2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(\theta)}$, (II.9) devient $D(z) = \sum_{i=-(M-1)}^{M-1} a_i z^{-i}$. les racines de ce $\frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta)$ polynôme sont sur le cercle unitaire, et leur argument $\arg(z)$ permet de trouver les directions d'incidence. Il a été montré dans [15] que les performances de la version Root-MUSIC dépassent celles de la version spectrale [15].

En présence de deux signaux très proches, de puissance approximativement égale, l'analyse des vecteurs et valeurs propres ne permet d'estimer qu'un seul signal. La valeur propre dominante et le vecteur propre correspondant sont proportionnels à la somme des deux vecteurs propres correspondant aux directions d'incidence des signaux. La version spectrale MUSIC permet d'estimer dans ce cas un seul signal. Les résultats de la version Root-MUSIC dépendent du nombre de signaux estimé. Si on suppose qu'il existe un seul signal incident, une direction d'incidence moyenne correspondant au barycentre des deux directions sera estimée. Si le nombre de signaux est correctement estimé (2 dans ce cas), leurs paramètres sont estimés correctement. Cette observation peut être étendue à un nombre quelconque de sources, quand leur nombre n'est pas correctement estimé, les racines du polynôme correspondent en partie à des valeurs réelles et en partie aux valeurs moyennes des clusters d'émetteurs très proches. La Figure II.1 ci-dessous montre les résultats des simulations d'une étude comparative entre l'algorithme MUSIC et l'algorithme Root-MUSIC. Les erreurs d'estimation entre les directions réelles et les directions estimées sont représentées en fonction de la séparation angulaire des signaux.

Deux signaux d'amplitude unitaire, en présence du bruit additif Gaussien avec un SNR de 10 dB, sont considérés incidents sur un réseau composé de 10 antennes. Le nombre de snapshots a été fixé à 100. La séparation entre les signaux varie entre 4° et 10° avec un pas de 0.5° . Pour chaque valeur de la séparation angulaire, 1000 réalisations ont été effectuées. Pour chaque réalisation la valeur moyenne des deux directions d'arrivée est tirée dans une loi uniforme dans le domaine $[-70^\circ ; 70^\circ]$. Sur l'ensemble de 10 antennes, un traitement par lissage spatial sur 5 éléments a été effectué afin de décorréliser les sources. Le vrai nombre de signaux est supposé connu.

Les résultats montrent que, pour des valeurs de la séparation angulaire inférieures à 5.5° , l'algorithme MUSIC permet d'estimer un seul signal. Même si la dimension de l'espace bruit est fixée à 2, un seul pic est trouvé dans le spectre P_{MUSIC} . Pour ces valeurs, l'erreur de MUSIC pour un seul signal est inférieure aux erreurs obtenues avec Root-MUSIC. A partir d'erreurs d'estimation de l'algorithme Root-MUSIC sont, à partir de cette valeur de la séparation angulaire, inférieures à celles de la méthode spectrale.

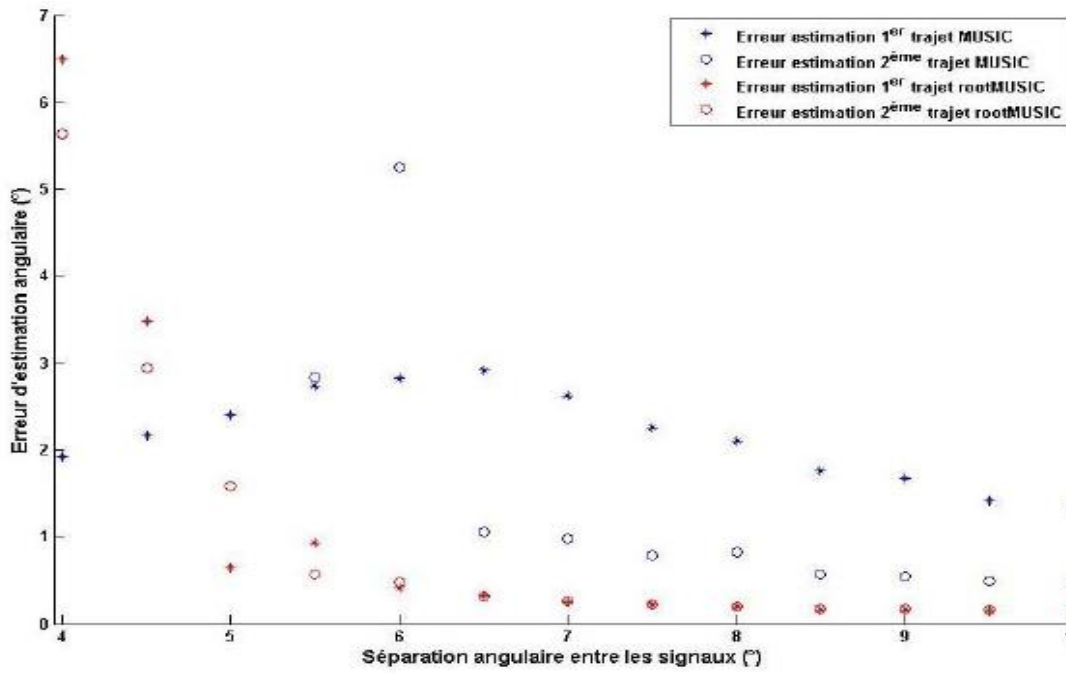


Figure II.1. Comparaison entre MUSIC et Root-MUSIC.

Un inconvénient de cette méthode est lié à la restriction sur le type de réseau à employer qui doit avoir une structure de type Vandermonde des vecteurs directeurs correspondant aux directions possibles d'incidence des signaux. Pour contourner ce problème on propose de construire une fonction rationnelle $S(\theta)$ qui présente des zéros et des pôles entrelacés construit à partir de la matrice E_N [15].

Conclusion

Dans ce chapitre, on a donné une vue globale sur les méthodes d'estimation des paramètres, leurs évolutions et leurs performances. Les méthodes classiques d'estimation, basées sur l'utilisation des antennes directive, permettaient de retrouver un seul paramètre par source tel que la direction d'incidence des signaux. Les inconvénients de ces méthodes, liés à leurs domaines de visibilité restreints à la largeur du lobe principal de l'antenne, qui engendre une faible probabilité de détection dans le cas des signaux de courte durée, ont motivé des nouvelles recherches à la future.

III.1 Introduction

La méthode ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*), exploite l'invariance rotationnelle du sous-espace signal et l'invariance translationnelle de la structure du réseau de capteurs. Elle effectue l'estimation de la DOA à partir du calcul des valeurs propres de la matrice de covariance du signal reçu [16].

III.2 ESPRIT

L'algorithme ESPRIT, est une méthode rapide, efficace et robuste pour l'estimation des paramètres, pouvant servir à la détermination des directions d'incidence des sources multiples au niveau d'un réseau d'antennes. Grâce à sa simplicité et à ses performances, ESPRIT est devenu une méthode très populaire. L'algorithme exploite le même modèle du signal que l'algorithme MUSIC, mais il a l'avantage de réduire de façon considérable la puissance de calcul et la mémoire nécessaire pour le stockage [4].

Ceci vient du fait que l'on impose au niveau du réseau d'antennes une structure d'invariance de translation (i.e. des capteurs organisés par paires présentant une séparation identique), qui peut être obtenue facilement en pratique. Prenons l'exemple où le réseau global comporte deux sous-réseaux. Chaque sous réseau comporte M_{sr} capteurs. Les capteurs de même indice dans chaque sous-réseau constituent une paire. Les capteurs de chaque paire doivent présenter des caractéristiques (diagrammes de rayonnement) identiques, et ils sont séparés d'une distance constante connue D_{sr} .

La Figure (III.1) ci-dessous montre trois exemples de configurations exploitables avec ESPRIT. Dans le premier cas, le réseau comporte deux sous-réseaux ULA non colinéaires de 5 éléments chacun. On peut ainsi former 5 paires de capteurs dont la distance entre les capteurs au sein d'une paire est égale à D_{sr} . Les éléments encadrés dénotent des paires du réseau. Dans le deuxième exemple, à partir d'un réseau ULA composé de 8 antennes, on forme deux sous-réseaux en sélectionnant les 4 éléments d'ordre impair et les 4 éléments d'ordre pair. Dans le troisième cas, les deux sous réseaux sont obtenus en sélectionnant les 7 premiers et les 7 derniers éléments du réseau ULA.

Dans ces deux derniers cas, les sous réseaux sont colinéaires, D_{sr} est égal à d . Dans le dernier exemple, les capteurs du milieu se trouvent dans les deux sous-réseaux simultanément, le nombre de capteurs communs est maximum.

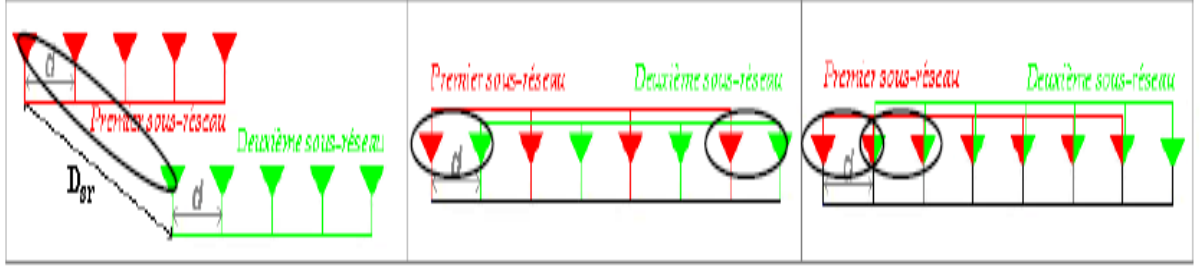


Figure III.1. Exemples des structures à invariance de translation: a) Les sous-réseaux sont distincts b) et c) Sous-réseaux obtenus à partir d'un réseau ULA

Le modèle du signal reçu au niveau de chacun des sous réseaux est le même que celui donné dans l'équation (II.2). Si on dénote par X_1 et X_2 les matrices d'observations pour les deux sous-réseaux, l'effet de l'invariance de translation est illustré en exprimant le signal reçu au niveau d'une paire d'indice m des capteurs dont les signaux reçus sont

$$x_{1,mk} = \sum_{d=1}^D s_{dk} a_m(\theta_d) + n_{x_{1,mk}}$$

$$x_{1,mk} = \sum_{d=1}^D s_{dk} e^{j2\pi f \frac{D_{sr}}{\lambda} \sin(\theta_d)} a_m(\theta_d + n_{x_{1,mk}}) \quad (\text{III.1})$$

Cet effet se traduit par un déphasage proportionnel à la distance qui sépare les deux sous réseaux et à l'angle d'incidence de chaque signal. Ainsi, le modèle du signal reçu pour le

$$X = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1(\theta) \\ A_2(\theta) \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} n_{x1} \\ n_{x2} \end{bmatrix} = AS + N \quad (\text{III.2})$$

Où $A_1(\theta)$ et $A_2(\theta) \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times D}$ sont les vecteurs directeurs de chaque sous-réseau et $n_{x1}, n_{x2} \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times 1}$ représente le bruit présent au niveau de chaque sous réseau. En pratique, afin de faciliter les calculs matriciels, on constitue des matrices dites de sélection permettant d'exprimer une relation entre le réseau global et les sous-réseaux [17].

Cette relation est valable pour les matrices d'observations, les matrices des vecteurs directeurs, les matrices du bruit et les espaces signal et bruit. Ces matrices, notées

$$J_1 = [I_{M_{sr}} : 0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})}], \quad J_2 = [0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})} : I_{M_{sr}}] \quad (\text{III.3})$$

où $I_{M_{sr}}$ est la matrice identité de taille $M_{sr} \times M_{sr}$ et $0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})}$ est une matrice contenant des zéros. Ainsi on peut écrire la relation entre la matrice du réseau global et la matrice d'observation du premier sous-réseau comme $X_1 = J_1 X$. En supposant que les mêmes signaux sont présents au niveau de chaque sous réseau, on peut remarquer que la relation entre les matrices des vecteurs directeurs des deux sous réseaux est donnée par $A_1(\theta) = A_2(\theta)\Phi$, où Φ est une matrice diagonale

unitaire de taille $D \times D$ dont l'élément d'indice d sur sa diagonale est exprimé comme

$$\varphi_d = e^{j2\pi f \frac{D_{sr}}{\lambda} \sin(\theta_d)}.$$

Par la suite, on cherche à trouver les termes de cette matrice et déduire ainsi les directions d'incidence des signaux au niveau du réseau d'antennes. Sachant que le nombre de sources incidentes est supposé inférieur ou égal au nombre de capteurs du sous réseau ($D \leq M_{sr}$), le rang des matrices $A_i(\theta)$ est plein. Ce rang correspond à D , la plus petite dimension des matrices $A_i(\theta)$, car les vecteurs directeurs sont supposés indépendants.

La matrice de covariance R_{XX} est obtenue à partir de la matrice d'observation $X \in \mathbb{C}^{2M_{sr} \times N}$ du réseau global, créée en empilant les matrices d'observation des deux sous réseaux (équation .II.10). La même démarche que dans le cas de l'algorithme MUSIC (équation. II.11) est utilisée afin de séparer ses vecteurs propres en deux sous-espaces, l'espace signal E_S et l'espace bruit E_N . ESPRIT exploite non pas l'espace bruit, comme dans le cas de MUSIC, mais l'espace signal. Comme l'espace engendré par les colonnes de la matrice E_S est le même que celui engendré par les colonnes de la matrice A et $D < M$, il doit exister une matrice T non-singulière tel que $E_S = AT$. En exploitant la structure d'invariance du réseau, E_S peut être décomposé en E_{S1} et E_{S2} telle que

$$E_S = \begin{bmatrix} J_1 E_S \\ J_2 E_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{S1} \\ E_{S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 T \\ A_1 \Phi T \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

qui permet de remarquer que l'espace engendré par les colonnes de la matrice E_{S1} est identique à l'espace engendré par les colonnes de la matrice E_{S2} mais aussi à celui engendré par les colonnes de la matrice A . Un échantillonnage simultané au niveau des deux sous réseaux va conduire à deux sous ensembles de vecteurs E_{S1} et E_{S2} qui engendrent le même sous-espace signal, idéalement (en absence du bruit) celui qui est engendré par les colonnes de la matrice A [4].

On cherche à exprimer Φ , la matrice contenant les informations sur les directions d'incidence, indépendamment de la forme de la matrice des vecteurs directeurs relative à la structure du réseau.

La matrice T étant non-singulière, on peut extraire $A_1 = E_{S1} T^{-1}$ introduisant ce terme dans la deuxième équation on obtient $E_{S2} = E_{S1} T^{-1} \Phi T = E_{S1} \Psi$. Un critère utilisé dans des problèmes de nature similaire pour obtenir une estimation convenable la matrice Ψ , qui lie les deux sous espaces, est le critère des moindres carrés.

Le critère standard appliqué au modèle $E_{S1} \Psi = E_{S2}$ afin d'obtenir une estimation de Ψ suppose E_{S1} connu et attribue les erreurs à E_{S2} . Le système d'équation étant supra-déterminé et en sachant que les colonnes de E_{S1} sont linéairement indépendantes et que le bruit présent dans E_{S2} est de moyenne nulle, la solution au sens des moindres carrés est donnée par

$$\hat{\Psi} = [E_{s1}^H E_{s1}]^{-1} E_{s1}^H E_{s2} \quad (\text{III.6})$$

Le problème dans le cas pratique, où seulement un nombre fini d'observations est disponible, est que l'espace signal estimé n'est pas un sous espace de l'ensemble des vecteurs directeurs du domaine de visibilité. De plus, en fonction du choix des sous réseaux à invariance de translation, les deux sous espaces signal estimés E_{s1} et E_{s2} peuvent être différents et il devient impossible de trouver une matrice Ψ telle que $E_{s2} = E_{s1} \Psi$. Comme les estimations des deux sous espaces sont également bruitées, le critère des moindres carrés n'est pas approprié pour trouver une solution.

Le critère des moindres carrés totaux est plus approprié aux cas réels. Comme E_{s1} et E_{s2} partagent un espace colonne commun, le rang de la matrice des sous espaces signal composée $E_{s1s2} = [E_{s1} | E_{s2}] \in \mathbb{C}^{M_{sr} \times 2D}$, obtenue en concaténant les sous espaces signal des sous-réseaux, doit être égal à D car les mêmes signaux sont présents dans les deux sous-espaces et il doit exister une matrice $F \in \mathbb{C}^{2D \times D}$ de rang D qui engendre l'espace nul de cette matrice composée. Ainsi on peut écrire

$$0 = [E_{s1} | E_{s2}] F = E_{s1} F_1 + E_{s2} F_2 = A_1 T F_1 + A_1 \Phi T F_2 \quad (\text{III.7})$$

La solution de cette équation nous conduit à définir une matrice $\Psi = -F_1 [F_2]^{-1}$. Ainsi l'équation (III.3) peut être écrite sous la forme $A_1 T \Psi = A_1 \Phi T$ d'où on obtient $A_1 T \Psi T^{-1} A_1 \Phi$. Si la supposition que A_1 est de rang plein est respectée, on obtient $\Phi = T \Psi T^{-1}$ et, par voie de conséquence, les valeurs propres de la matrice Ψ doivent être égales aux termes se trouvant sur la diagonale de la matrice Φ et les colonnes de la matrice T représentent ses vecteurs propres.

Les paramètres du signal sont des fonctions non linéaires des valeurs propres de l'opérateur Ψ qui transforme (effectue une rotation) un ensemble de vecteurs E_{s1} , engendrant un sous espace signal de dimension M_{sr} , en un autre sous espace signal E_{s2} . Ayant à disposition les deux sous espaces estimés E_{s1} et E_{s2} , on doit trouver l'opérateur Ψ qui lie les sous espaces. L'estimation des valeurs propres de la matrice Ψ va nous conduire à trouver les termes de la matrice Φ et, implicitement, les paramètres des signaux incidents.

Si on impose à F définie précédemment d'être unitaire ($F^H F = I$) afin d'éliminer la solution nulle, une solution pour F au sens des moindres carrés totaux, obtenue en appliquant la technique des multiplicateurs de Lagrange est donnée par les vecteurs propres correspondant aux D valeurs propres les plus faibles de la décomposition de $E_{s1s2}^H E_{s1s2}$. La calibration du réseau afin de connaître la structure des vecteurs directeurs pour tout angle d'incidence possible n'est pas nécessaire, ESPRIT exploite uniquement la propriété d'invariance de translation pour déduire les directions

d'incidence. La seule restriction est liée à la configuration géométrique du réseau d'antennes avec un espacement fixe D_{sr} , entre les éléments de chaque paire [17].

Comme la méthode n'est pas basée sur le calcul d'une fonction de coût et une recherche spectrale associée, le temps de calcul de la solution est inférieur à celui des autres algorithmes. Le cout payé en revanche pour sa généralité est donné par la restriction de la géométrie des réseaux et la difficulté de réaliser des capteurs avec des caractéristiques très proches.

Pour résumer, les étapes de l'algorithme ESPRIT permettant d'obtenir l'estimation des directions d'incidence sur le réseau d'antennes avec la méthode des moindres carrés totaux sont données par

- ❖ Le calcul de la matrice de covariance R_{XX} , à partir de la matrice d'observations X du réseau entier.
- ❖ La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance ou en valeurs et vecteurs singuliers de la matrice d'observations.
- ❖ L'estimation du nombre de sources à l'aide d'une méthode de détection comme le critère AIC
- ❖ La sélection de l'espace signal E_s à partir de la matrice des vecteurs propres.
- ❖ La séparation en sous réseaux à invariance de translation de l'espace signal équation (III.2)
- ❖ La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice $E_{s_1 s_2}^H E_{s_1 s_2} = \begin{bmatrix} E_{s_1}^H \\ E_{s_2}^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{s_1} & E_{s_2} \end{bmatrix}$ afin de trouver les composantes de la matrice \mathbf{F} (équation. III.3).
- ❖ Division de la matrice U des vecteurs propres de $E_{s_1 s_2}^H E_{s_1 s_2}$ en 4 sous matrice de taille $D \times D$ tel que $U = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix}$, les éléments se trouvant à droite correspondant aux valeurs propres les plus faibles. Ainsi $F_1 = U_{12}$ et $F_2 = U_{22}$.
- ❖ Décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice $\Psi = -F_1 F_2^{-1}$.
- ❖ Extraction des estimations des directions d'incidence θ_K à partir des valeurs propres φ_K de la matrice Ψ : $\theta_K = \sin^{-1} \left(\arg \left(\varphi_K \frac{\lambda}{2\pi f D_r} \right) \right)$.
- ❖ Estimation de l'amplitude des signaux.

III.3 Méthode QR-TLS ESPRIT

La méthode proposée dans [18] est basée sur la décomposition sous-espace. La méthode exploite le fait que le signal nécessaire sous-espace et le bruit d'un signal sous-espace est inhérente à la matrice d'observation 'W' qui peut être extraite en appliquant la méthode de décomposition QR], [19].

Dans le paragraphe suivant, nous décrivons brièvement les étapes de la méthode d'QRTLS ESPRIT. LA méthode est utilisée pour d'estimer les fréquence et les angles de l'incident de plusieurs sources.

III.3.1 Estimation de la fréquence

la matrice de rotation $\Psi(f)$ qui contient les informations sur les fréquences de l'incident de multiples sources peuvent être trouvés en appliquant la méthode des moindres carrés de (LS) .ce pendant, dans des cas des mesures raites, le LS peut devenir une méthode inappropriée de s'appliquer. Dans de tels cas, $\Psi(f)$ peuvent être résolus à l'aide de la méthode TLS [21].

Les étapes suivantes sont prises afin d'estimer les multiples fréquences de source d'incident.

❖ Dans la première étape, la matrice de données W est décomposé en $2(N + 1) \times 2(N + 1)$ Matrices orthogonales Q et $2(N + 1) \times 2(N + 1)$ Matrice triangulaire supérieure R en utilisent la Factorisation QR.

$$w = QR \quad (III.8)$$

❖ Le signal d'espace de la matrice de données W est obtenu en sélectionnant la première K Colonnes de la matrice Q qui constitue un repère orthonormé base pour le signal sous-espace de W [22]. Où $q(i)$ indique le i^{ime} colonne dans Q .

❖ Afin d'estimer les fréquences de source, la matrice de rotation $\Psi(f)$ est déterminé par le partitionnement de la $2(N + 1) \times k$ matrice Q en deux sous-matrices Q_{s1} et Q_{s2} où chaque sous-matrice est de dimension $(N + 1) \times k$.

$$Q_s = \begin{bmatrix} Q_{s1} \\ Q_{s2} \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

❖ Le $\Psi(f)$ matrice est déterminée par l'application des solutions à moindres carrés Total (TLS) comme suit

❖ Appliquer la décomposition factorisation QR sur la matrice formée comme

$$[U, V] = qr(Q_s^H Q_s^H) = qr\left(\begin{bmatrix} Q_{s1}^H \\ Q_{s2}^H \end{bmatrix} [Q_{s1} \ Q_{s2}]\right) \quad (III.10)$$

Où U , V correspond à Q et R de la RQ factoriser résultats respectivement.

❖ D »composer U en sous-matrices $K \times K$ telles que

$$U = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

❖ Calculer les valeurs propres (λ 's) de la matrice Ψ étant donné par

$$\Psi = -U_{12}U_{22}^{-1} \quad (III.12)$$

- ❖ Estimer les fréquences des sources à partir des valeurs propre obtenus dans l'étape .

$$\hat{f}_k = \frac{\angle \lambda_k}{2\pi t} \quad (\text{III.13})$$

Où \hat{f}_k est la fréquence estimée de la k^{ime} source pour $k = 1, 2, \dots, K$.

III.3.2 Estimation de l'angle

Afin d'estimer les angles des signaux l'incident, on va construire deux sous-matrices de \mathcal{Q}_{s1} avec un décalage de phase comme suit

$$\mathcal{Q}_1 = \mathcal{Q}_{s1} (1 : N - 1, :) \quad (\text{III.14})$$

$$\mathcal{Q}_2 = \mathcal{Q}_{s1} (1 : N - 1, :) \quad (\text{III.15})$$

Les angles des source sont estimées à partir de la matrice de retard en phase Φ , qui peut être déterminée par l'application de TLS comme suit

- ❖ Appliquer la décomposition QR sur la matrice formée comme

$$[U_1, V_1] = qr(\mathcal{Q}_{s1}^H \mathcal{Q}_{s1}) = \left(\begin{bmatrix} \mathcal{Q}_1^H \\ \mathcal{Q}_2^H \end{bmatrix} [\mathcal{Q}_1 \mathcal{Q}_2] \right) \quad (\text{III.16})$$

Où U_1 et V_1 correspondent à Q et R de la factorisation RQ respectivement.

$$U_1 = \begin{bmatrix} U_{1,11} & U_{1,12} \\ U_{1,21} & U_{1,22} \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

- ❖ Calculer les valeurs propres (λ 's) de la matrice Φ donné par

$$\Phi = -U_{1,11} U_{1,12}^{-1} \quad (\text{III.18})$$

- ❖ Estimer l'angle d'élévation des sources à partir de (λ 's) obtenus au cours de la dernière étape et la valeurs de estimée en utilisant l'expression suivante

$$\hat{\theta}_k = \sin^{-1} \left(\frac{\angle \lambda_k}{2\pi d \hat{f}_k} \right) \quad (\text{III.19})$$

Où $\hat{\theta}_k$ est la durée estimée de la DOA de la k^{ime} source pour $k = 1, 2, \dots, K$.

III.4 Méthode ESPRIT LU-TLS

Une autre méthode différente de QR-TLS ESPRIT est appelée ESPRIT TLS-LU elle est présenté dans cette section. Décomposition LU est une technique utile pour résoudre des équations linéaires. Fondamentalement il est basé sur l'élimination gaussienne utilisé ici pour se décomposer sous-espaces vectoriels de signal et de bruit. Le reste de la méthode suit une procédure analogue

comme on en a discuté plus tôt pour les angles et fréquences d'estimation de l'incident de plusieurs sources.

III.4.1 Estimation de la fréquence

❖ Dans la première étape, la matrice de données W est décomposé en $2(N + 1) \times 2(N + 1)$ Matrices orthogonales Q et $2(N + 1) \times 2(N + 1)$ Matrice triangulaire supérieure R en utilisant la Factorisation QR.

$$w = LU \quad (III.20)$$

❖ La première K colonnes de la matrice de données W sont sélectionnés qui correspondent au signal source de w .

$$L_s = [l(1), l(2), \dots, l(k)] \quad (III.21)$$

Où $l(i)$ désigne la j^{ime} colonne de L .

❖ la matrice de rotation $\Psi(f)$ est déterminée par le partitionnement de la $2(N + 1) \times k$ matrice L_s en deux sous-matrices L_{s1} et L_{s2} où chaque sous-matrice $(N + 1) \times k$ est de dimension.

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{s1} \\ L_{s2} \end{bmatrix} \quad (III.22)$$

Les estimations des fréquences du signal source de l'incident sont obtenues à partir de la matrice de rotation $\Psi(f)$ en suivant la même procédure comme indiqué précédemment dans la méthode QR-TLS.

III.4.2 Estimation de l'angle

❖ Afin d'estimer les angles des signaux incidents source signaux, on va construire deux sous-matrices à partir de L_{s1} avec un décalage de phase comme suit

$$L_1 = L_{s1} (1 : N - 1, :) \quad (III.23)$$

$$L_2 = L_{s1} (2 : N, :) \quad (III.24)$$

➤ Le reste des étapes pour estimer les angles de l'incident de la matrice d'angles de signal Φ suivent la même procédure que celle décrite plus tôt dans la section III.3.2 [21].

III.6 Unitary ESPRIT

Unitary-ESPRIT est une version de l'algorithme ESPRIT appliquée à des configurations de réseaux d'antennes pour lesquelles les vecteurs directeurs des signaux incidents peuvent être exprimés

sous forme centro-symétrique, tel qu'il est indiqué dans l'exemple pour un réseau ULA donné dans I.10. Ainsi, dans le cas où la référence de phase est prise au centre du réseau, on peut écrire pour la matrice des vecteurs directeurs des signaux incidents [22].

$$\Pi_M \bar{A} = A \quad (\text{III.25})$$

Où $\Pi_M \in \mathbb{R}^{M \times M}$ est la matrice permutation symétrique (ou la matrice identité anti-diagonale) et A la version conjuguée de la matrice A . La relation III.24 constitue la définition d'une matrice Π -réelle gauche.

Comme montré par la suite, l'utilisation d'un réseau centro-symétrique, combinée avec l'augmentation du nombre d'observations disponibles de la matrice d'observations X par la méthode de la moyenne directe-inverse, permet d'obtenir une matrice d'observation étendue ou une matrice de covariance centro-Hermitienne. qu'il est possible de transformer une matrice centro-Hermitienne en une matrice équivalente contenant des valeurs réelles. L'utilisation de cette matrice à la place de la matrice de covariance initiale permet de simplifier les calculs de la décomposition en valeurs et vecteurs propres ou de la décomposition en valeurs et vecteurs singuliers et du calcul de la solution ESPRIT par la méthode des moindres carrés totaux. De plus, le fait de doubler le nombre d'observations disponibles de la matrice X par la méthode de la moyenne directe-inverse, permet d'améliorer les performances par rapport à la version classique, surtout dans le cas des signaux corrélés. La matrice d'observations augmentée Z , obtenue à partir de la matrice d'observations X par la méthode de la moyenne directe-inverse, est de la forme

$$Z = [X | \Pi_M \bar{X} \Pi_N] = [AS | \Pi_M \bar{A} \bar{S} \Pi_N] + [N | \Pi_M \bar{N} \Pi_N] \in \mathbb{C}^{M \times 2N} \quad (\text{III.26})$$

où X est la version conjuguée de la matrice d'observations. On peut remarquer que cette matrice est centro- M , il existe une fonction

$$\varphi: M \rightarrow Q_m^{-1} M Q \quad (\text{III.27})$$

permettant de transformer cette matrice en une matrice réelle de même taille, où Q_m et Q_n dénotent des matrices de type Π -réelle gauche non-singulières.

La décomposition de la matrice réelle $\varphi(M) = Q_m^H M Q_n$ en valeurs et vecteurs singuliers est donnée par $\varphi(M) = U \Sigma V^H$. La décomposition en vecteurs et valeurs singulières d'une matrice complexe étant unique à une matrice unitaire diagonale près si les valeurs singulières sont distinctes, une décomposition de la matrice M est donnée par $M (Q_m U) \Sigma (V^H Q_n^H)$. Ainsi le théorème exprimé dans l'équation III.26 peut être utilisé afin d'effectuer cette décomposition d'une manière rapide et efficace, en travaillant avec une matrice réelle. On peut également remarquer que la matrice de covariance obtenue par la méthode de la moyenne directe-inverse [22].

$$R_{XX}^{fb} = \frac{ZZ^H}{2N} = \frac{1}{2} [R_{XX} + \Pi_M \bar{R}_{XX} \Pi_M] \quad (\text{III.28})$$

est aussi centro-Hermitienne. Si on considère les D vecteurs dominants de la décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance R_{XX}^{fb} ou de la décomposition en valeurs et vecteurs singuliers de la matrice d'observations étendue Z on obtient une estimation de l'espace signal $E_s \in \mathbb{R}^{M \times D}$. l'équation d'invariance complexe $J_1 E_s \Psi = J_1 E_s$ caractéristique à ESPRIT peut être remplacée par l'équation d'invariance réelle $K_1 E_s Y K_2 E_s$ où les matrices de sélection transformées K_1 et K_2 sont définies comme

$$\begin{aligned} K_1 &= Q_{M_{sr}}^H (J_1 + J_2) Q_M = 2\Re\{Q_{M_{sr}}^H J_2 Q_M\} \\ K_2 &= Q_{M_{sr}}^H j(J_1 - J_2) Q_M = 2\Im\{Q_{M_{sr}}^H J_2 Q_M\} \end{aligned} \quad (\text{III.29})$$

Où M_{sr} Q est une matrice Π -réelle gauche de taille $M_{sr} \times M_{sr}$, M_{sr} représentant le nombre d'éléments du sous réseau sélectionné. Cette égalité est obtenue en exploitant la définition des matrices Π -réelles gauches et le fait que les matrices de sélection exprimées dans l'équation. III.29 sont centro-symétriques une par rapport à l'autre $J_2 = \Pi_{M_{sr}} J_1 \Pi_M$ [23].

Les solutions au sens des moindres carrés totaux de l'équation d'invariance de la version classique d'ESPRIT (Ψ) et de la version *Unitary*-ESPRIT (Y) sont liées par une transformation bilinéaire $\Psi_{TLS} = f(Y_{TLS})$ où $f(x) = -\frac{x-j}{x+j}$, pour $x \neq -j$. la relation entre E_{s_1} et E_{s_2} est donnée par

$$\Pi_m \hat{E}_{s_1} = \Pi_m J_1 \bar{Q}_M E_s = J_2 Q_M E_s = E_{s_2} \quad (\text{III.30})$$

En multipliant le couple $[E_{s_1} \ E_{s_2}]$ par une matrice de transformation unitaire, on obtient une matrice centro-Hermitienne présentant la même structure que la matrice d'observations étendue Z

$$[E_{s_1} \ E_{s_2}] \begin{bmatrix} I_D \\ \Pi_D \end{bmatrix} = [E_{s_1} \ \Pi_m \bar{E}_{s_1} \ \Pi_D] \quad (\text{III.31})$$

Ainsi, le problème des moindres carrés totaux peut être résolu via une décomposition en valeurs singulières de la matrice réelle

$$T(E_{s_1}) = Q_{M_m}^H [E_{s_1} \ \Pi_m \bar{E}_{s_1}] \begin{bmatrix} I_D \\ \Pi_D \end{bmatrix} Q_{2D}^{(s)} \quad (\text{III.32})$$

suivie par une transformation appropriée des vecteurs singuliers droits. T représente la transformation d'une matrice centro-Hermitienne en une matrice réelle de même taille et (s) dénote une matrice creuse. Cette transformation peut être exprimée directement en fonction de K_1 , K_2 et E_s .

$$T(E_{s_1}) = Q_{M_m}^H [J_1 Q_M E_s J_2 Q_M E_s] \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_D & jI_D \\ I_D & -jI_D \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} [K_1 E_s K_2 E_s] \quad (\text{III.33})$$

Si on sépare les vecteurs singuliers droits de la matrice réelle $T(E_{s_1})$, rangés en ordre croissant de gauche à droite, en sous-matrices de taille $D \times D$

$$W = \begin{bmatrix} W_{11} & W_{12} \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2D \times 2D} \quad (\text{III.34})$$

les vecteurs singuliers droits du couple $[E_{s_1} E_{s_2}]$ sont donnés par

$$\begin{bmatrix} V_{11} & V_{12} \\ V_{21} & V_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_D & \\ & \Pi_D \end{bmatrix} Q_{2D}^{(s)} V = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_D & jI_D \\ I_D & -jI_D \end{bmatrix} W \quad (\text{III.35})$$

La solution au sens des moindres carrés totaux est donnée par

$$\begin{aligned} \Psi_{TLS} &= -(W_{12} + jW_{22})(W_{12} - W_{22})^{-1} = \\ &= -((W_{12} - W_{22})^{-1} - jI_D)((W_{12} + W_{22})^{-1}) \\ &= f(Y_{TLS}) \end{aligned} \quad (\text{III.36})$$

Où

$$f(Y_{TLS}) = (W_{12} + W_{22})^{-1} = T\Omega T^{-1} \quad (\text{III.37})$$

Y représente la solution au sens des moindres carrés de l'équation d'invariance réelle et $f(x)$ est la transformation bilinéaire définie auparavant [23].

Les estimations des directions d'incidence sont obtenues à partir des valeurs propres de la matrice Ψ_{TLS} contenues dans la matrice

$$\Theta_k = e^{-2j\pi d \sin(\theta_k)} \quad (\text{III.38})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, on a vu quelques notions de base sur les différents types de l'algorithme ESPRIT. Le chapitre suivant présentera les différents résultats de simulation concernant l'estimation (DOA) pour un réseau d'antenne linéaire en utilisant un algorithme Esprit standard.

IV.1. Introduction

Dans le réseau d'antennes intelligent, le diagramme de rayonnement est ajusté automatiquement suivant les besoin de l'environnement ou d'une autre manière suivant les signaux reçus au réseau d'antennes. Le lobe principal va être orienté vers le signal désiré et l'un des zéros sera orienté vers des interférences (co-canal ou canal adjacent). Dans cette partie, des résultats d'une simulation sous Matlab est présenté pour voir le comportement d'un réseau intelligent avec ce type d'interférence à la lumière de la direction d'arrivée qui déjà estimée en utilisant la méthode ESPRIT. Les résultats trouvés ont été analysés, en fonction des paramètres tels le nombre des éléments du réseau d'antennes linéaire (*ULA*), le rapport signal à bruit (*SNR*) et le nombre de source. En agissant sur les poids d'alimentation pour un espacement inter-éléments fixé à $\frac{\lambda}{2}$ où λ est la longueur d'onde de la fréquence de résonance.

IV.2. Estimation de deux sources (un signal utile et une interférence)

Dans ce cas, la direction du signal désiré est fixée à $\theta_0 = -30^\circ$ et la seule interférence à la direction $\theta_1 = 20^\circ$. Le rapport signal à bruit est fixé à la valeur $SNR=10dB$. Le nombre des échantillons du signal reçu est donné par $ech.=5000$. La variance de bruit est fixée à la valeur 0.01.

IV.2.1. l'effet de nombre d'éléments sur la précision d'estimation

Pour voir l'effet de nombre d'éléments sur la précision d'estimation on va citer quelques exemples pour différents nombre d'éléments pour

IV.2.1.1 Cas de 5 éléments

Comme illustré dans la figure IV.1, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de -59dB. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.1, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.2 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimes sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

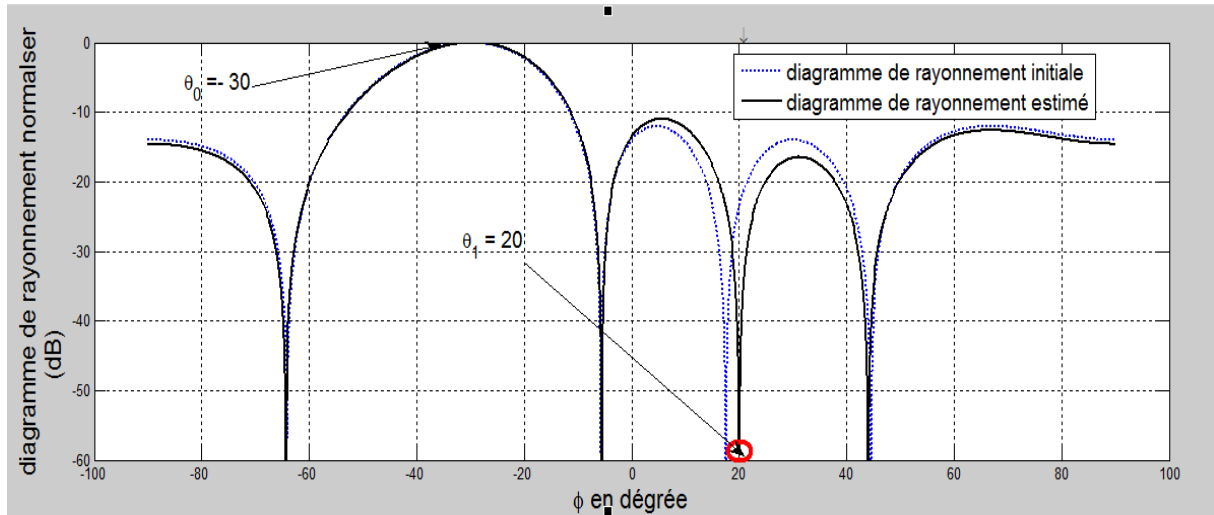


Figure IV.1 Diagramme de rayonnement d'un réseau à 5 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.

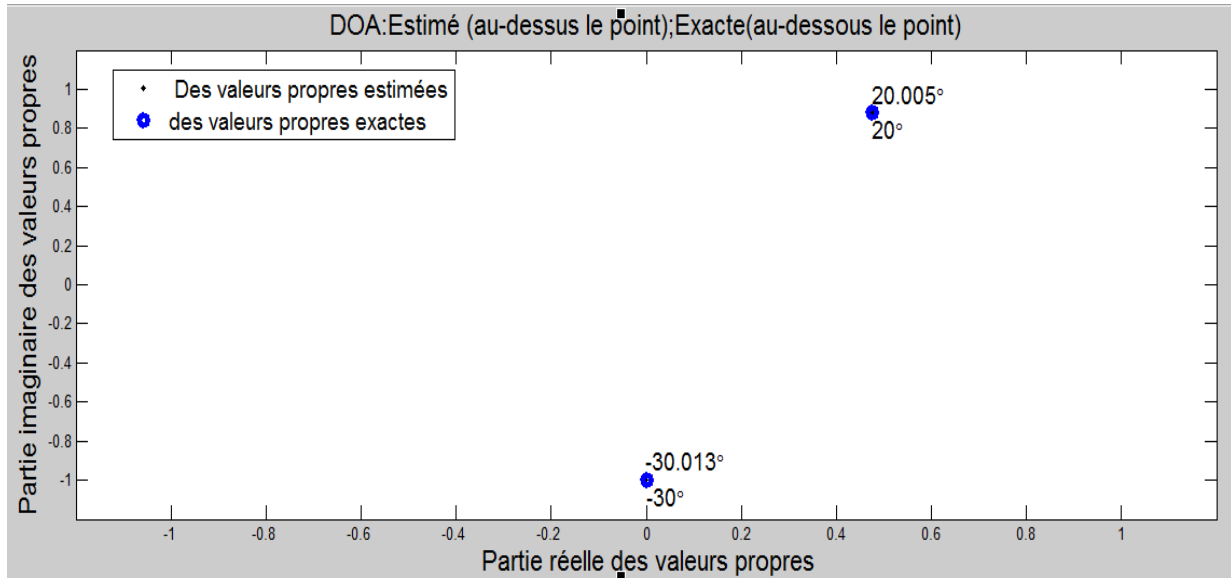


Figure IV.2. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 5 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.1. Les poids estimé pour $N=5$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.6385 + 0.5551i$	4	$0.3219 - 10.5822i$
2	$0.3136 + 10.5825i$	5	$9.6389 - 0.5475i$
3	$-9.3375 - 0.0037i$		

IV.2.1.2. Cas de 8 éléments

Comme illustré dans la figure IV.3, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de $-59.5dB$. Ce nouveau

balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.2, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.4 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

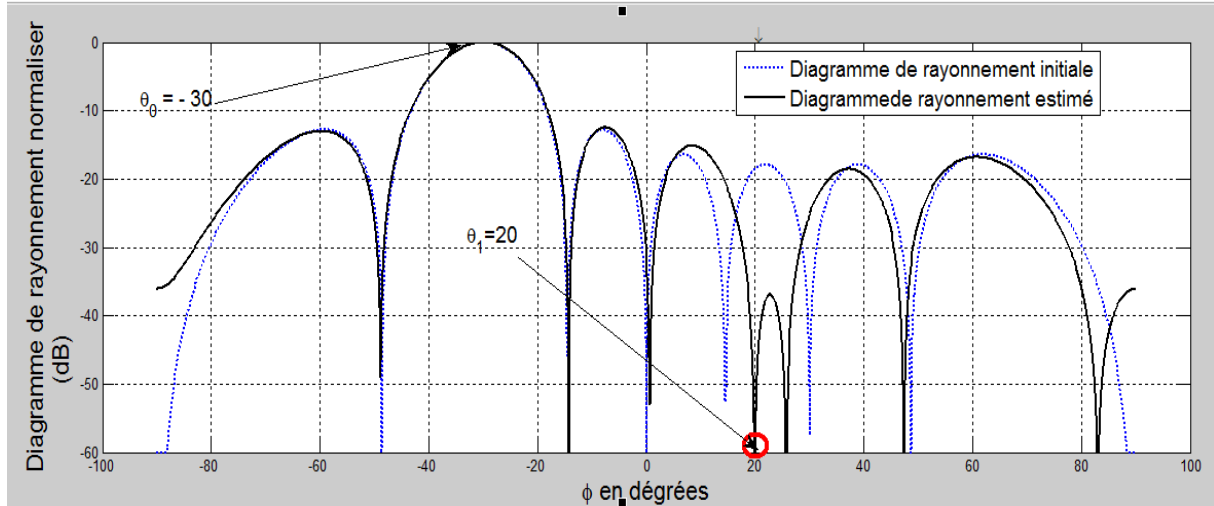


Figure IV.03. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 8 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

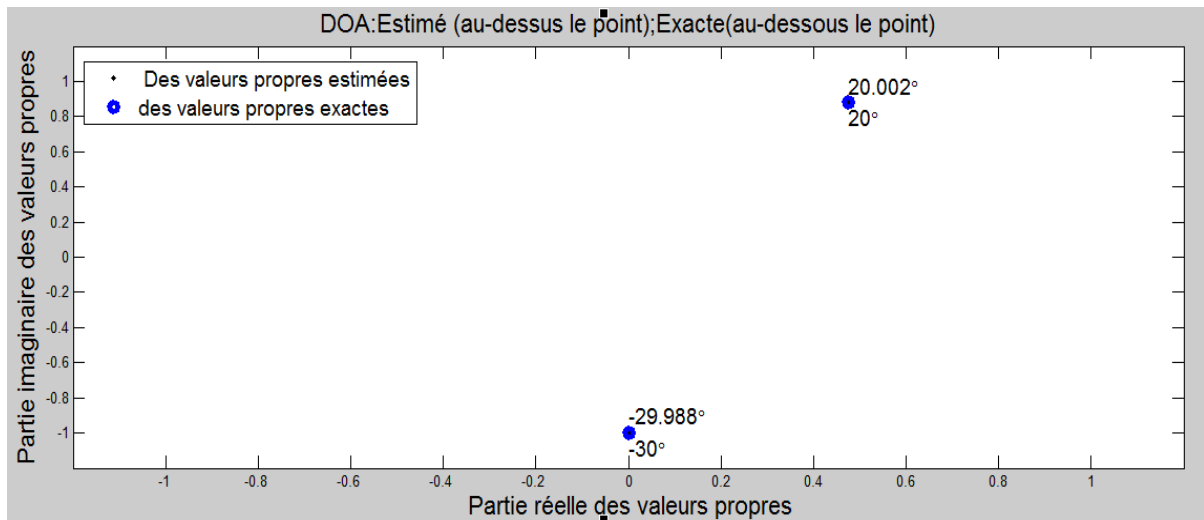


Figure IV.4. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 8 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.2. Les poids estimés pour $N=8$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$8.8386 + 0.1953i$	5	$10.2885 - 1.1490i$
2	$-0.3794 + 11.1143i$	6	$-0.8577 + 9.2027i$
3	$-9.2016 + 0.8693i$	7	$-11.1138 + 0.3935i$
4	$1.1360 - 10.2899i$	8	$-0.2065 - 8.8384i$

IV.2.1.3. Cas de 12 éléments

Comme illustré dans la figure IV.5, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de -59.9dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.3, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.6 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

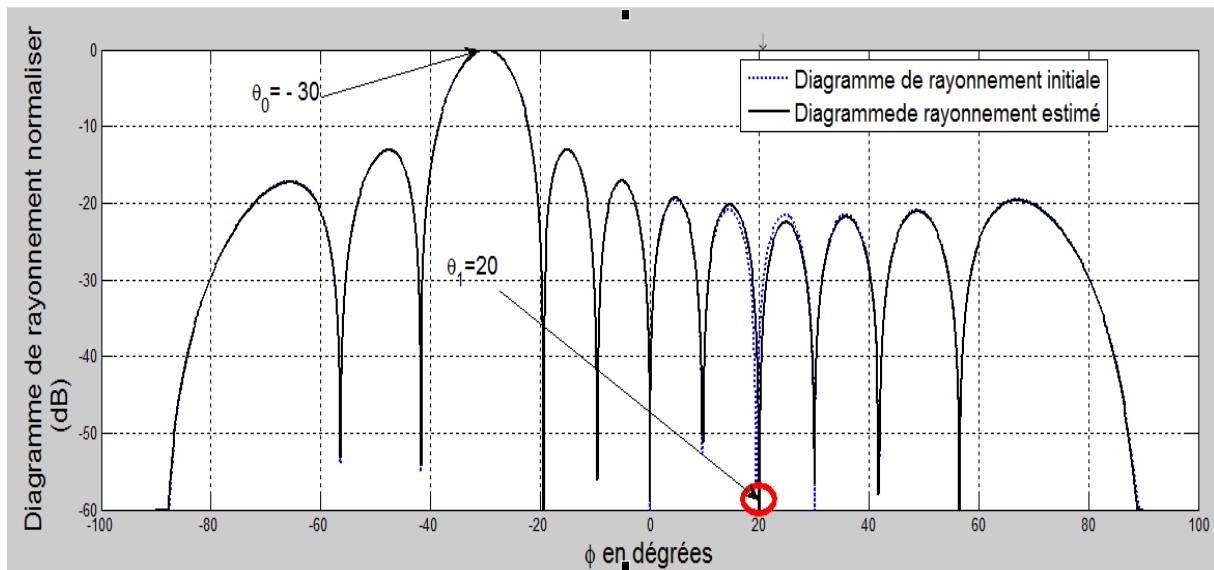


Figure IV.5. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 12 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

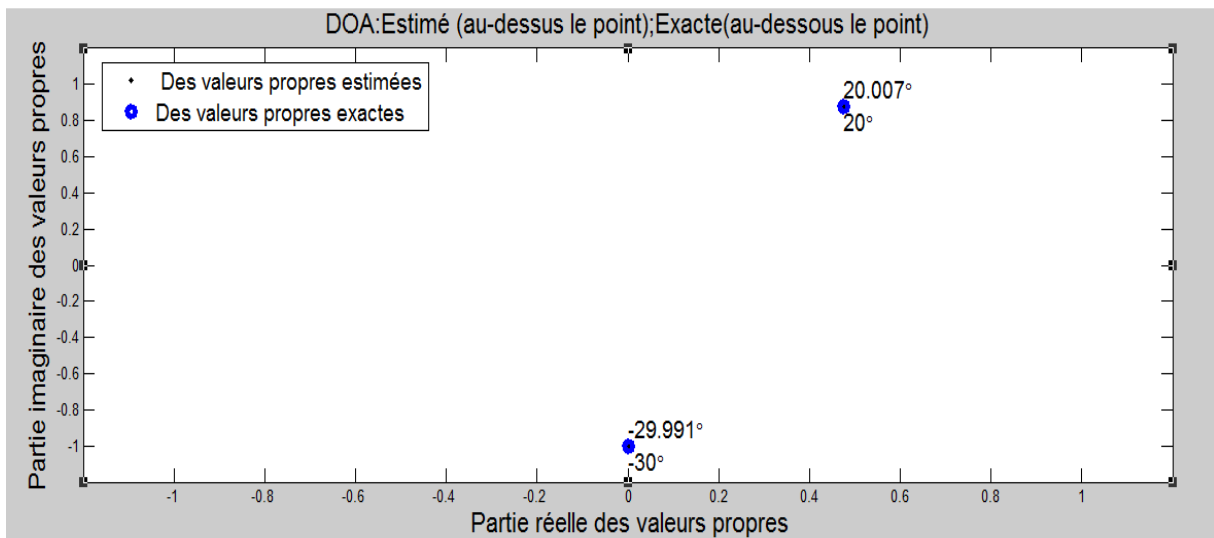


Figure IV.6. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 12 éléments du réseau, pour un $SNR=10\text{dB}$

Table IV. 3. Les poids estimé pour $N=12$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.9436 + 0.1285i$	5	$9.9050 - 0.1024i$	9	$10.1327 - 0.0439i$
2	$0.0859 + 10.1108i$	6	$-0.1371 + 10.0344i$	10	$0.0212 + 9.8616i$
3	$-9.8616 - 0.0234i$	7	$-10.0345 + 0.1348i$	11	$-10.1108 - 0.0882i$
4	$9.9050 - 0.1024i$	8	$0.1047 - 9.9050i$	12	$-0.1262 - 9.9436i$

IV.2.1.4. Cas de 15 éléments

Comme illustré dans la figure IV.7, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de -59.7dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.4, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.8 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

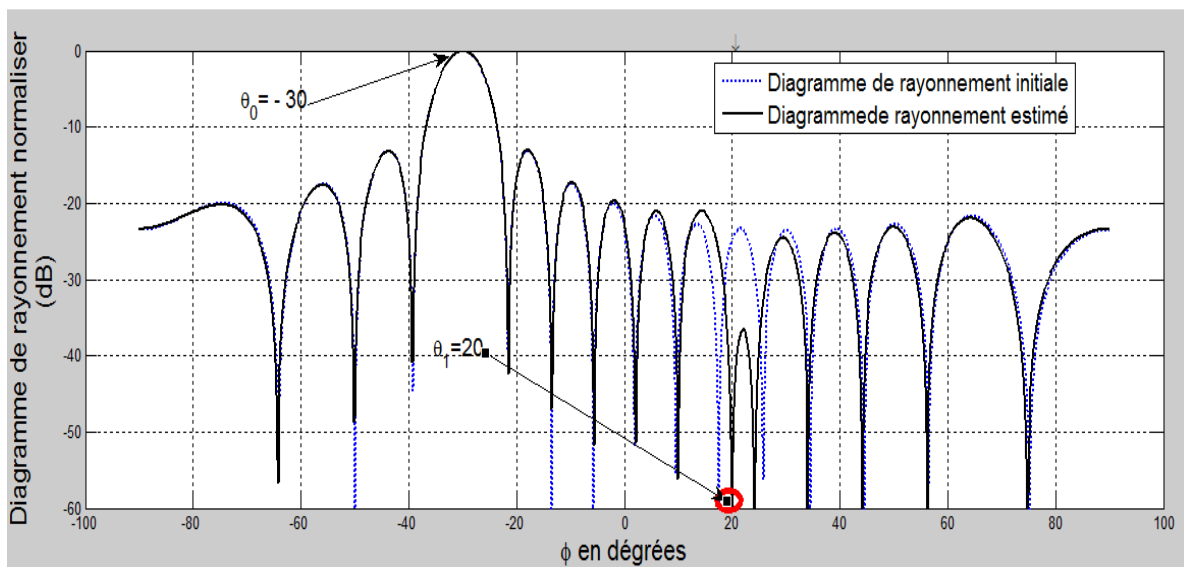


Figure IV.7. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 15 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.

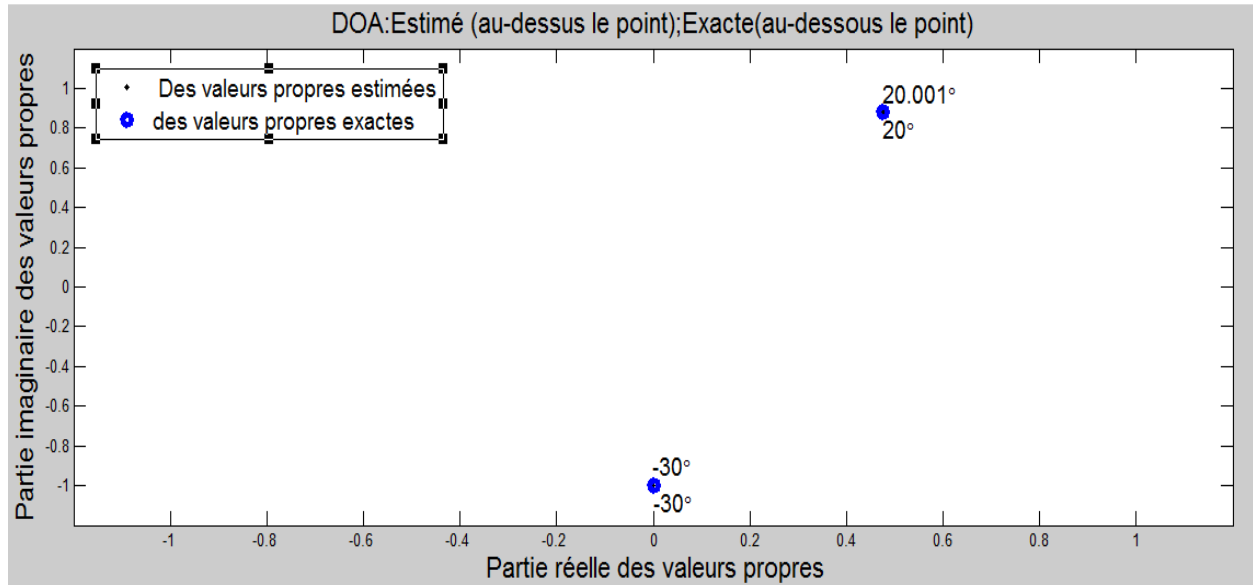


Figure IV.8. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 15 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.4. Les poids estimés pour $N=15$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés		Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.4585 + 0.1878i$	6	$-0.4790 + 9.6870i$	11	$-10.0467 - 0.5689i$
2	$-0.0926 + 10.5656i$	7	$-10.5039 + 0.2745i$	12	$-0.5271 - 10.2310i$
3	$-9.5469 + 0.3515i$	8	$-0.0016 - 9.4268i$	13	$9.5470 + 0.3483i$
4	$0.5238 - 10.2312i$	9	$10.5040 + 0.2710i$	14	$0.0961 + 10.5656i$
5	$10.0465 - 0.5722i$	10	$0.4822 + 9.6868i$	15	$-9.4584 + 0.1909i$

IV.2.1.5. Cas de 18 éléments

Comme illustré dans la figure IV.9, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de $-60dB$. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.5, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.10 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

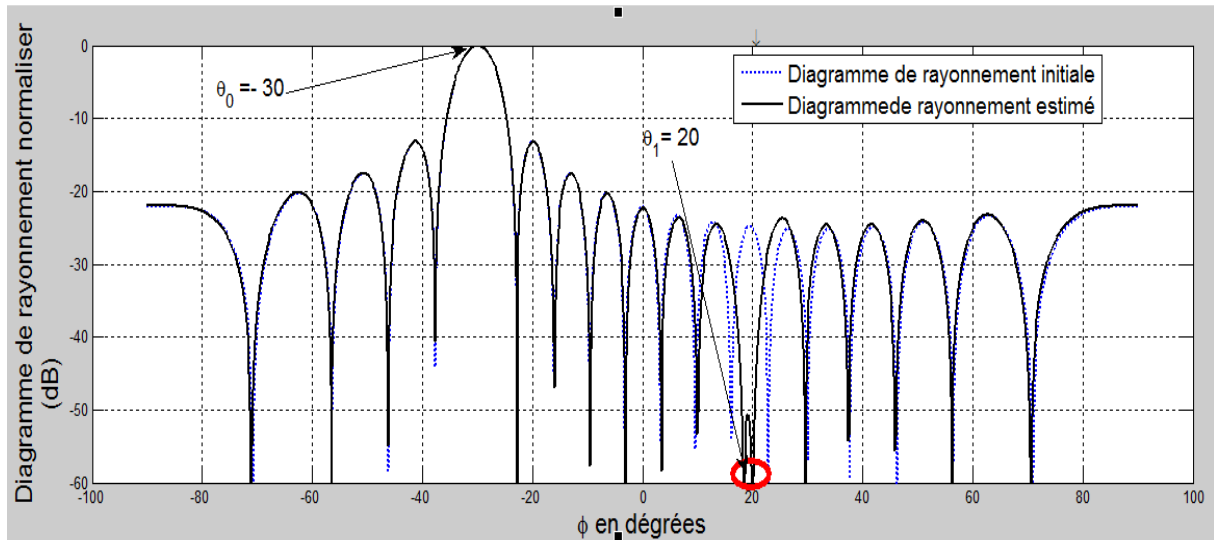


Figure IV.9. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 18 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.

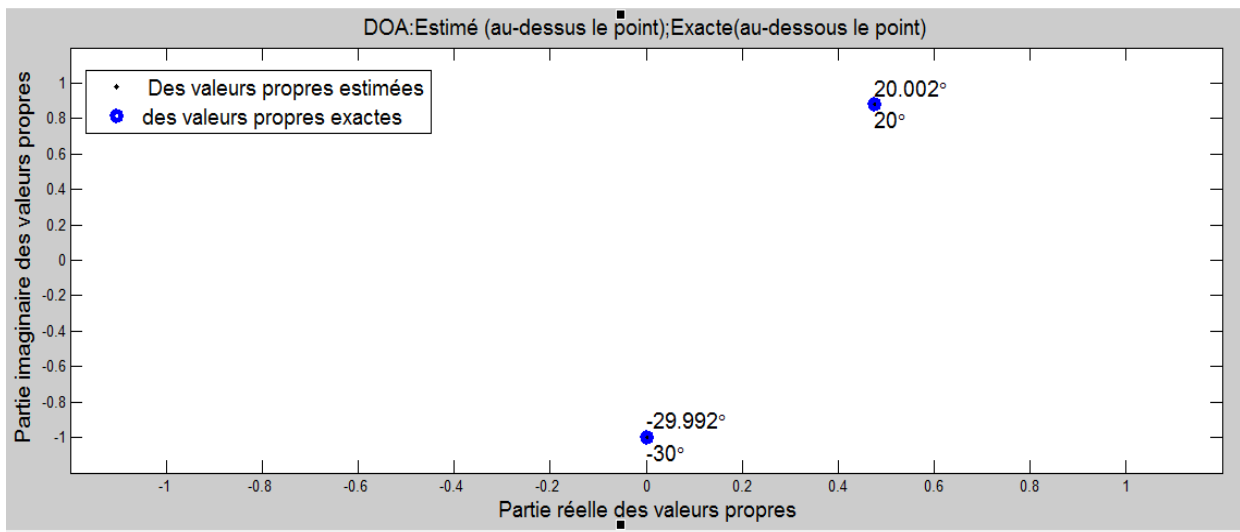


Figure IV.10. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 18 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV. 5. Les poids estimés pour $N=18$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	9.5107 - 0.2622i	7	-10.5255 - 0.1630i	13	9.4523 - 0.1222i
2	-0.4609 + 10.3054i	8	-0.4259 - 9.6230i	14	-0.3061 + 10.4384i
3	-9.9521 + 0.5583i	9	10.1375 + 0.5167i	15	-9.7764 + 0.5450i
4	0.5012 - 9.7788i	10	0.5621 + 10.1351i	16	0.5137 - 9.9545i
5	10.4369 - 0.3529i	11	-9.6248 - 0.3827i	17	10.3032 - 0.5070i
6	-0.0798 + 9.4528i	12	-0.2101 - 10.5246i	18	-0.2196 + 9.5118i

IV.2.1.6. C as de 20 éléments

Comme illustré dans la figure IV.11, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) avec une profondeur moins de -60dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.6, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.12 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

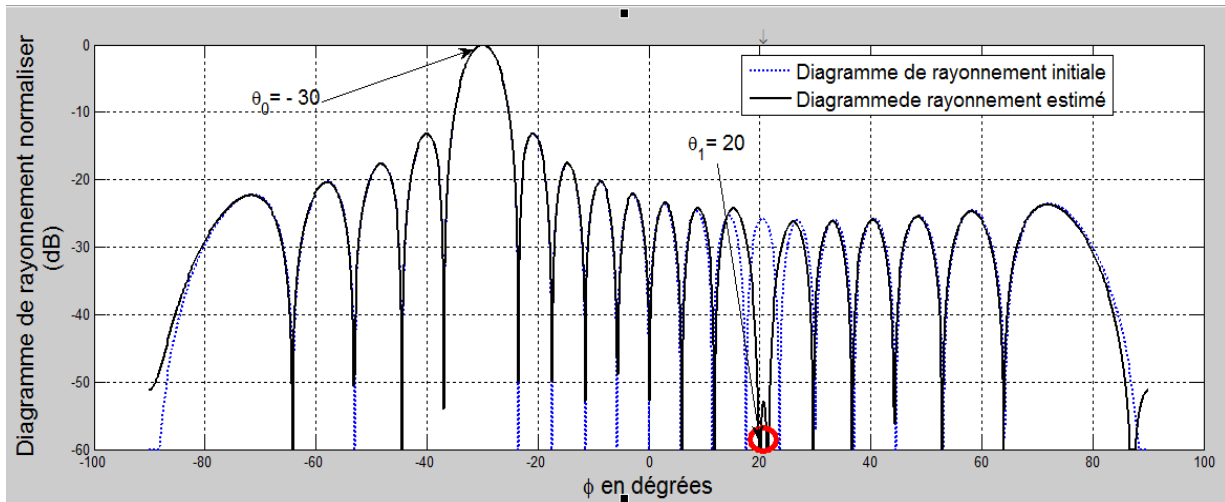


Figure IV.11. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

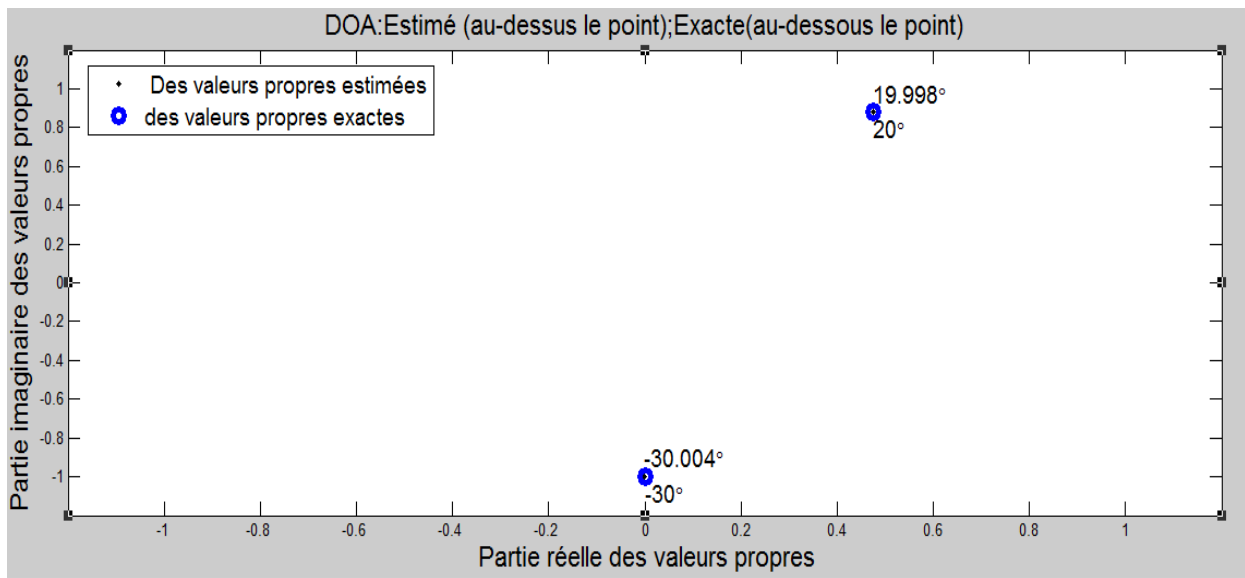


Figure IV.12. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 20 éléments du réseau, pour un $SNR=10\text{dB}$

Table IV.6. Les poids estimé pour $N=20$ et $SNR=10$

m	Les poids estimes	m	Les poids estimes	m	Les poids estimes
1	9.5005 - 0.0019i	8	-0.1551 - 9.5279i	15	-9.6058 + 0.2908i
2	-0.2404 + 10.4384i	9	10.3377 + 0.3771i	16	0.4743 - 10.2009i
3	-9.7282 + 0.4168i	10	0.4741 + 9.8780i	17	10.0408 - 0.4797i
4	0.5013 - 10.0398i	11	-9.8769 - 0.4954i	18	-0.4377 + 9.7273i
5	10.2019 - 0.4523i	12	-0.3548 - 10.3385i	19	-10.4389 + 0.2179i
6	-0.3115 + 9.6051i	13	9.5275 + 0.1756i	20	0.0224 - 9.5005i
7	-10.4928 + 0.0744i	14	-0.0970 + 10.4926i		

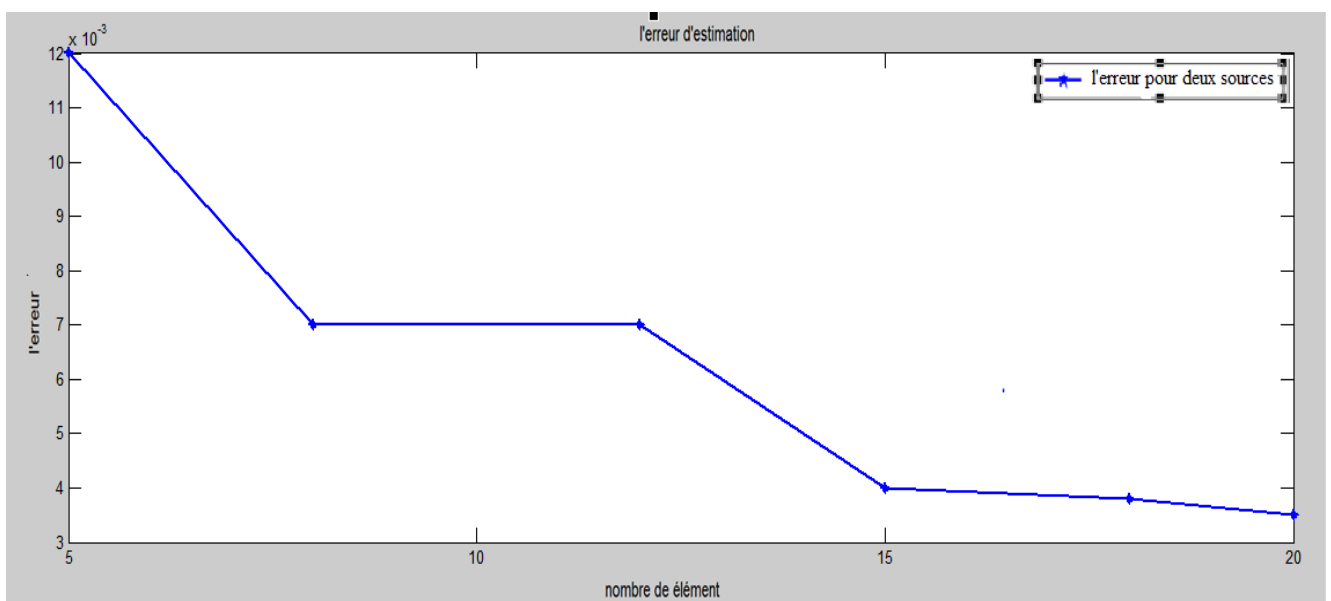


Figure IV.13. Montre l'erreur d'estimation de la DOA en fonction du nombre de élément

la figure IV.13 montre que l'erreur d'estimation de la direction d'arrivée diminue avec l'augmentation du nombre d'antennes.

IV.3. Estimation de trois sources (un signal utile et deux interférences)

Dans ce cas, la direction du signal désiré est fixée à $\theta_0 = -30^\circ$ et les deux interférences à deux directions $\theta_1 = 20^\circ$ et $\theta_2 = 15^\circ$. Le rapport signal à bruit est fixé à la valeur $SNR=10dB$. Le nombre des échantillons du signal reçu est donné par $ech.=5000$. La variance de bruit est fixée à la valeur 0.01.

Pour voir l'effet du nombre des éléments dans le réseau pour estimer trois sources, on va citer quelques exemples pour différents nombres d'éléments.

IV.3.1. Cas de 5 éléments

Comme illustré dans la figure IV.15, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de -60dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.7, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.16 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

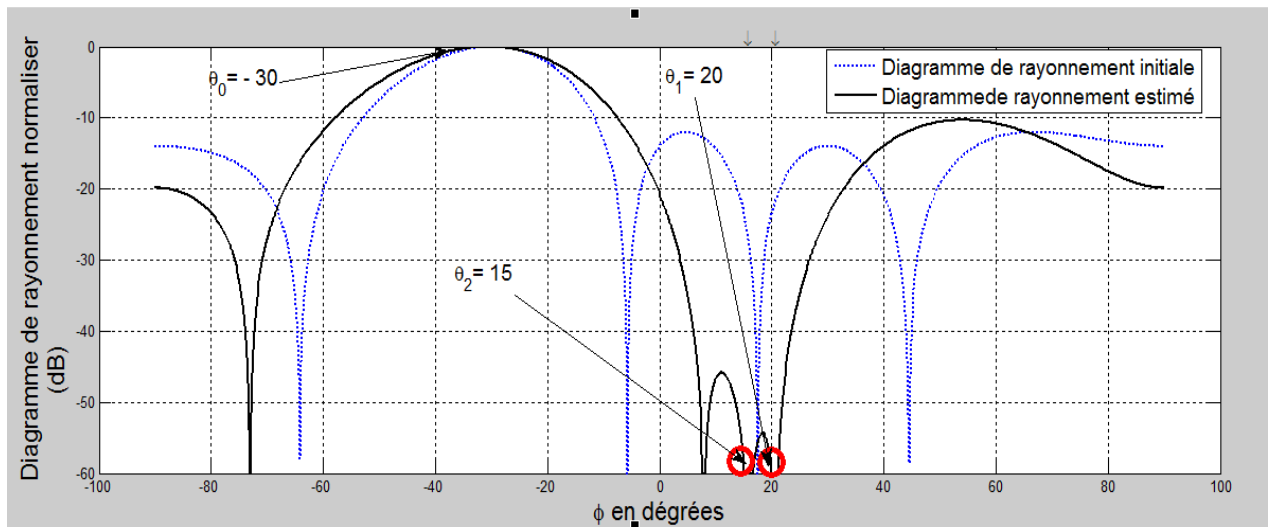


Figure IV.15. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 5 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$ et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

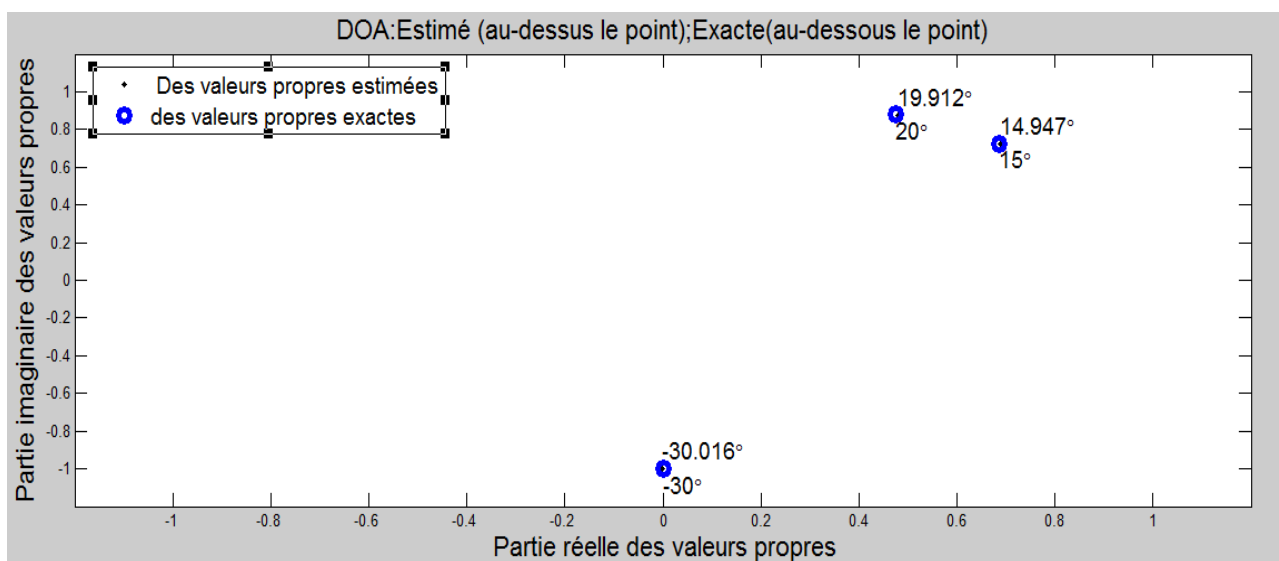


Figure IV.16. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 5 éléments du réseau, pour un $\text{SNR} = 10\text{dB}$

Table IV.7. Les poids estimé pour $N=05$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$5.1114 - 1.6154i$	3	$-10.0036 - 0.0129i$	5	$5.1072 + 1.6286i$
2	$-2.1133 + 11.5173i$	4	$-2.0835 - 11.5227i$	6	

IV.3.2. Cas de 8 éléments

Comme illustré dans la figure IV.17, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de -60dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.8, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.19 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

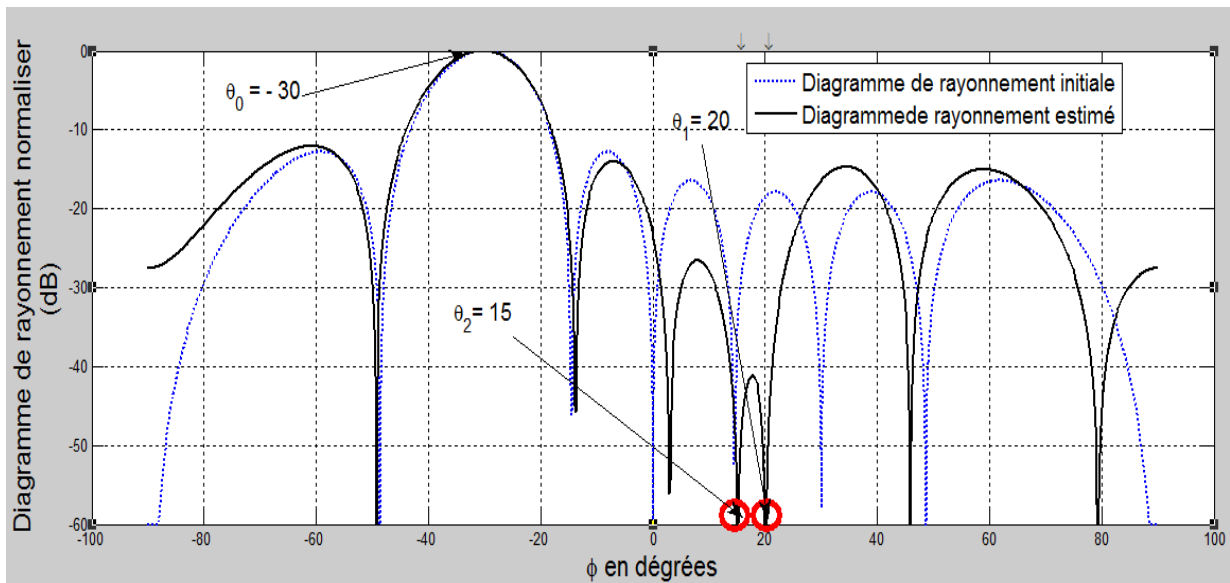


Figure IV.17. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 8 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

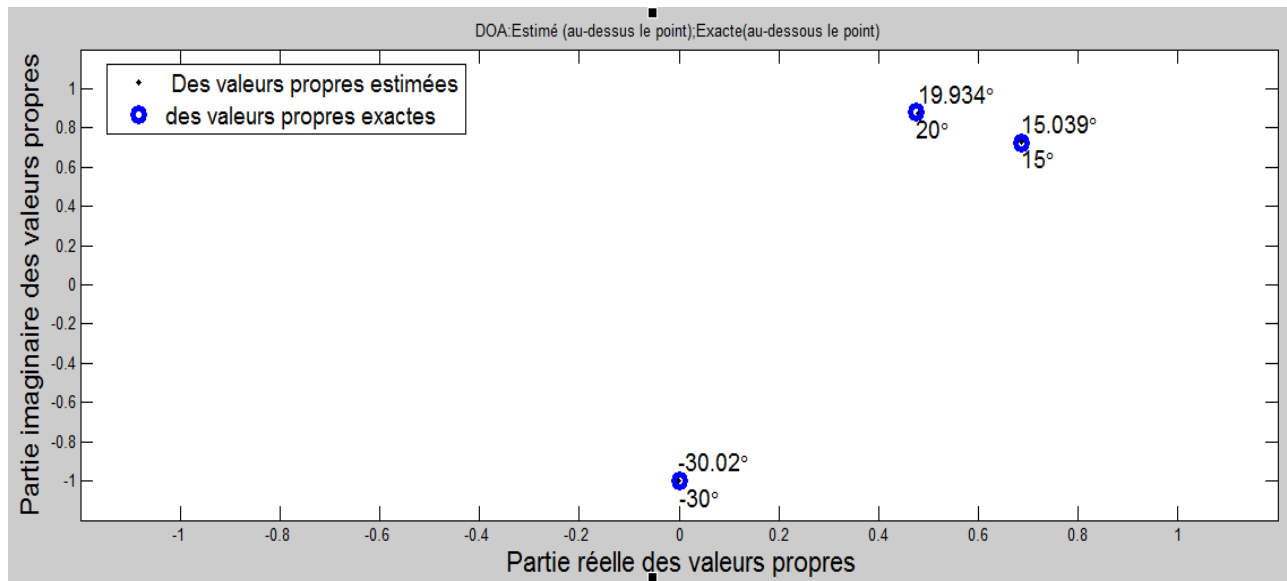


Figure IV.18. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 8 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.8. Les poids estimé pour $N=8$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$7.9324 - 1.7513i$	4	$0.8158 - 9.8541i$	7	$-10.6863 + 1.9006i$
2	$-1.9139 + 10.6839i$	5	$9.8551 - 0.8035i$	8	$1.7612 - 7.9302i$
3	$-10.1064 + 1.3534i$	6	$-1.3660 + 10.1047i$		

IV.3.3. Cas de 12 éléments

Comme illustré dans la figure IV.19, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de $-59.8dB$. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.9, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.20 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants

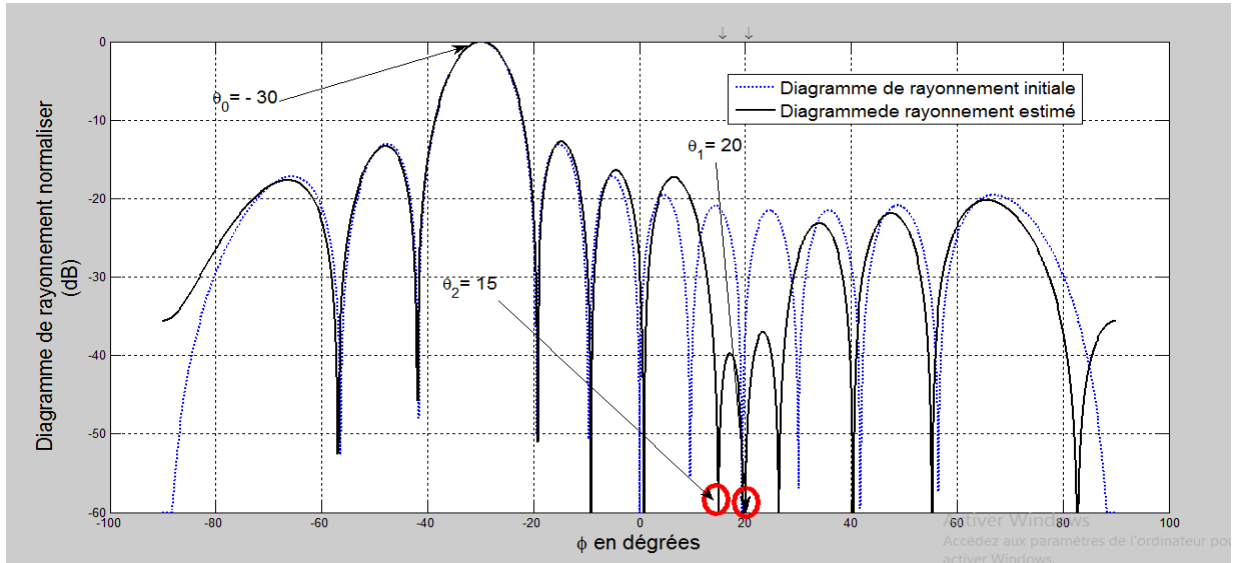


Figure IV.19. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 12 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

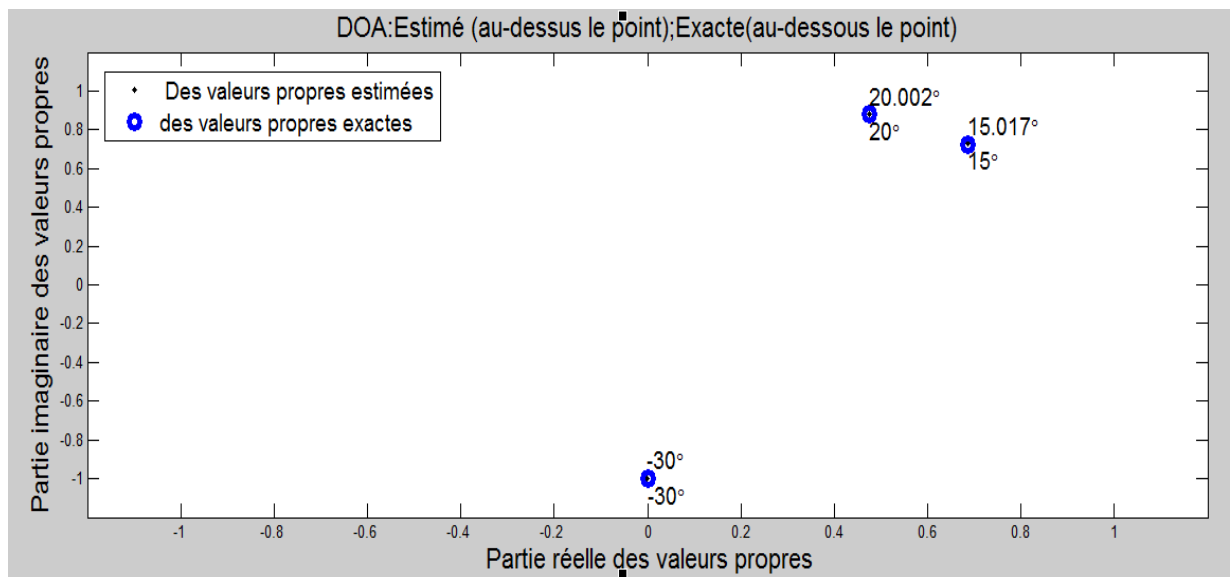


Figure IV.20. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 12 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.9. Les poids estimés pour $N=12$ et $SNR=10$.

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$8.1400 + 0.2268i$	5	$10.6812 - 0.1661i$	9	$9.5680 - 0.8758i$
2	$-0.8524 + 11.3527i$	6	$0.3619 + 9.6871i$	10	$-1.2642 + 9.6078i$
3	$-9.6114 + 1.2363i$	7	$-9.6860 - 0.3900i$	11	$-11.3551 + 0.8194i$
4	$0.9036 - 9.5654i$	8	$0.1971 - 10.6807i$	12	$-0.2031 - 8.1406i$

IV.3.4. Cas de 15 éléments

Comme illustré dans la figure IV.21, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de -59.8dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.10, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.22 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

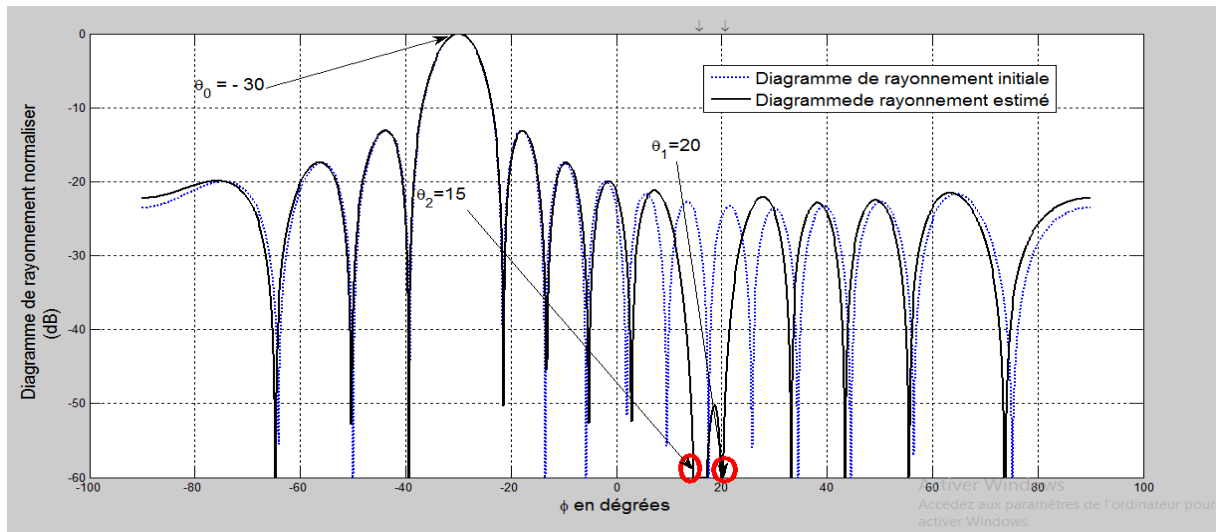


Figure IV.21. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 15 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

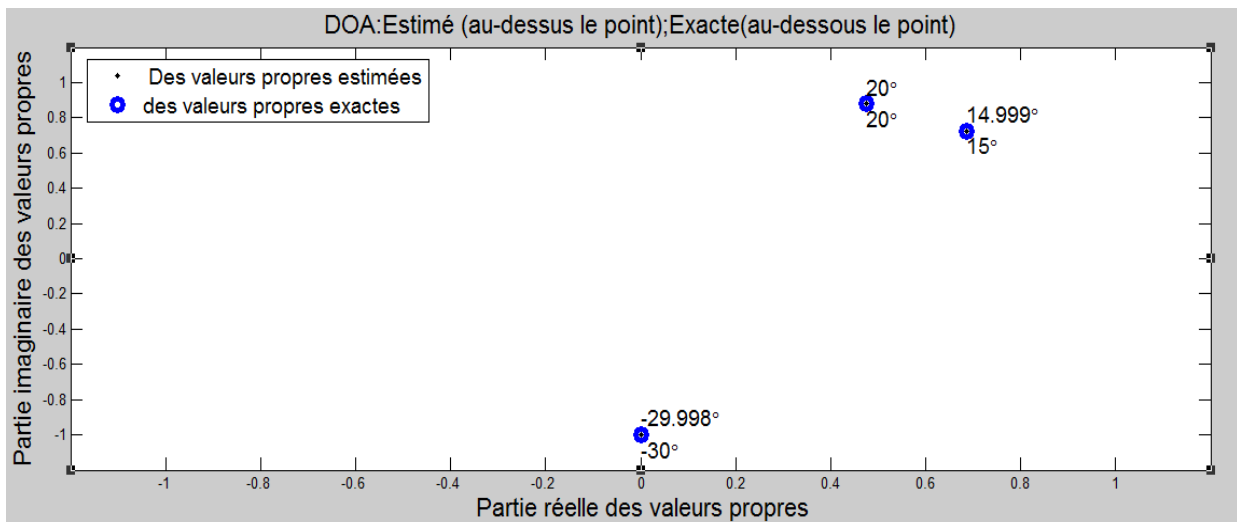


Figure IV.22. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 15 éléments du réseau, pour un $SNR=10\text{dB}$

Table IV.10. Les poids estimé pour $N=15$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	8.3444 - 0.5616i	6	0.1908 + 9.4619i	11	-10.8060 - 0.2415i
2	-1.2715 +10.8995i	7	-10.1592 - 0.2365i	12	-0.8869 - 9.3395i
3	-10.0176 + 1.3420i	8	-0.0036 -10.0118i	13	10.0186 + 1.3348i
4	0.8802 - 9.3401i	9	10.1591 - 0.2438i	14	1.2794 +10.8986i
5	10.8058 - 0.2492i	10	-0.1840 + 9.4620i	15	-8.3448 - 0.5556i

IV.3.5. Cas de 18 éléments

Comme illustré dans la figure IV.23, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de -60dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.11, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.24 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

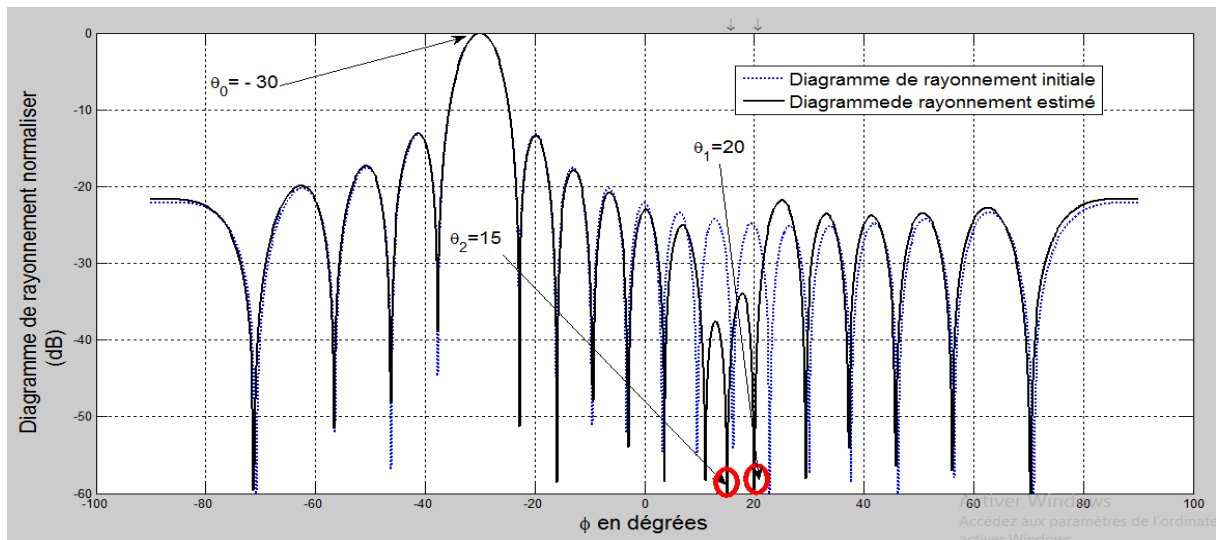


Figure IV.23. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 18 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

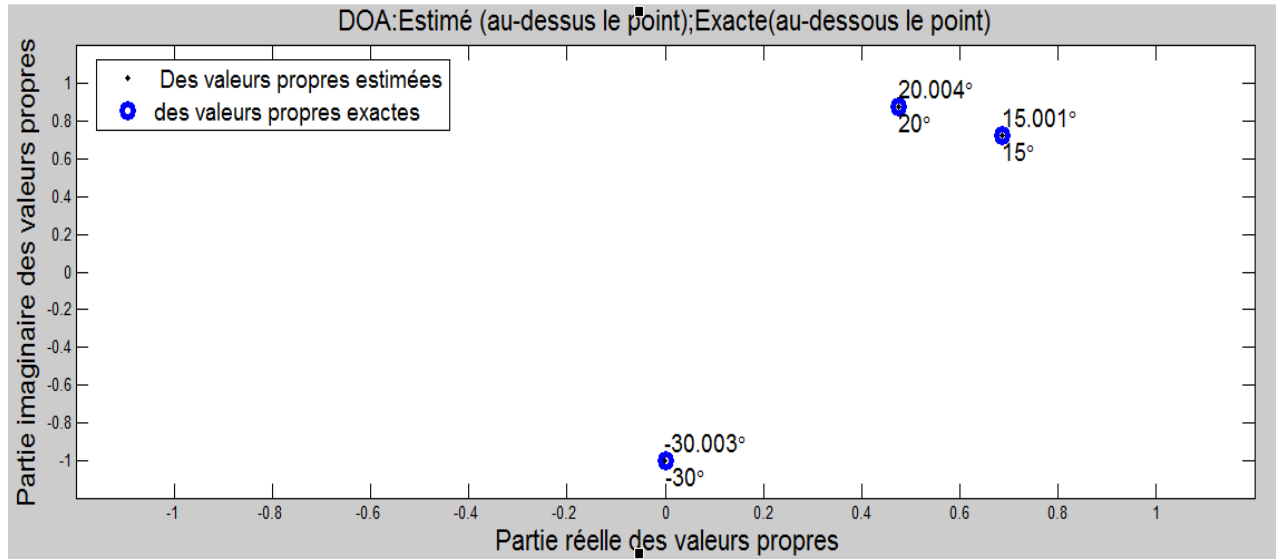


Figure IV.24. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 18 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table IV.11. Les poids estimé pour $N=18$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	9.2910 - 0.8495i	7	-10.1801 - 0.3895i	13	9.5432 + 0.3291i
2	-1.0226 + 10.0979i	8	-0.3118 - 9.9897i	14	0.0783 + 10.6988i
3	-10.4474 + 0.8214i	9	9.9825 + 0.1978i	15	-9.2700 + 0.3967i
4	0.3800 - 9.2707i	10	0.2157 + 9.9821i	16	0.8026 - 10.4488i
5	10.6989 + 0.0590i	11	-9.9903 - 0.2938i	17	0.8026 - 10.4488i
6	0.3463 + 9.5426i	12	-0.4078 - 10.1794i	18	-0.8327 + 9.2925i

IV.3.6. Cas de 20 éléments

Comme illustré dans la figure IV.25, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (-30°) et le zéro est placé dans sa position voulue (20°) et (15°) avec une profondeur moins de $-59.8dB$. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.12, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.26 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

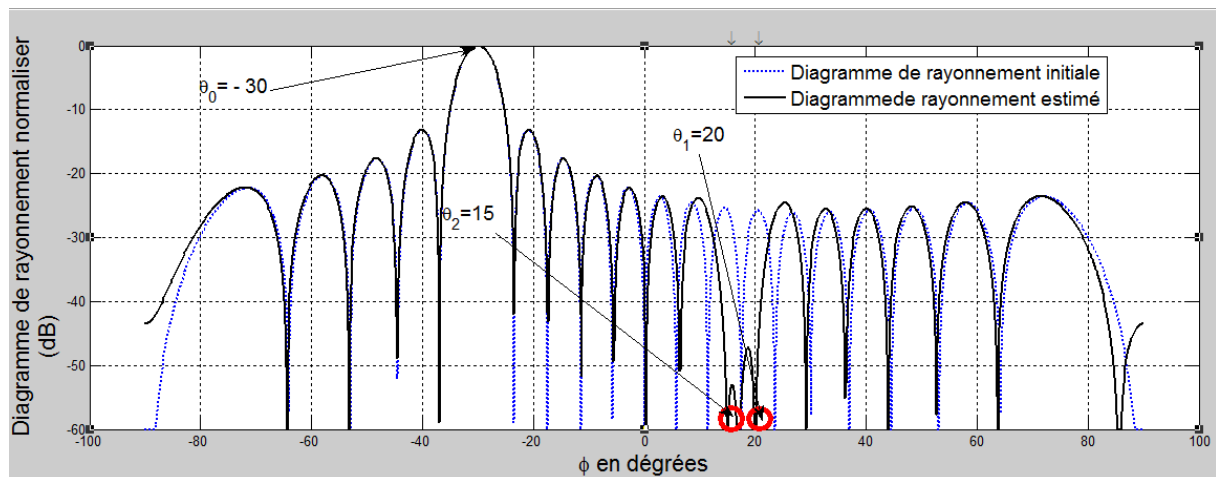


Figure IV.25. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 20 éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = -30^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = 20^\circ$, et $\theta_2 = 15^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

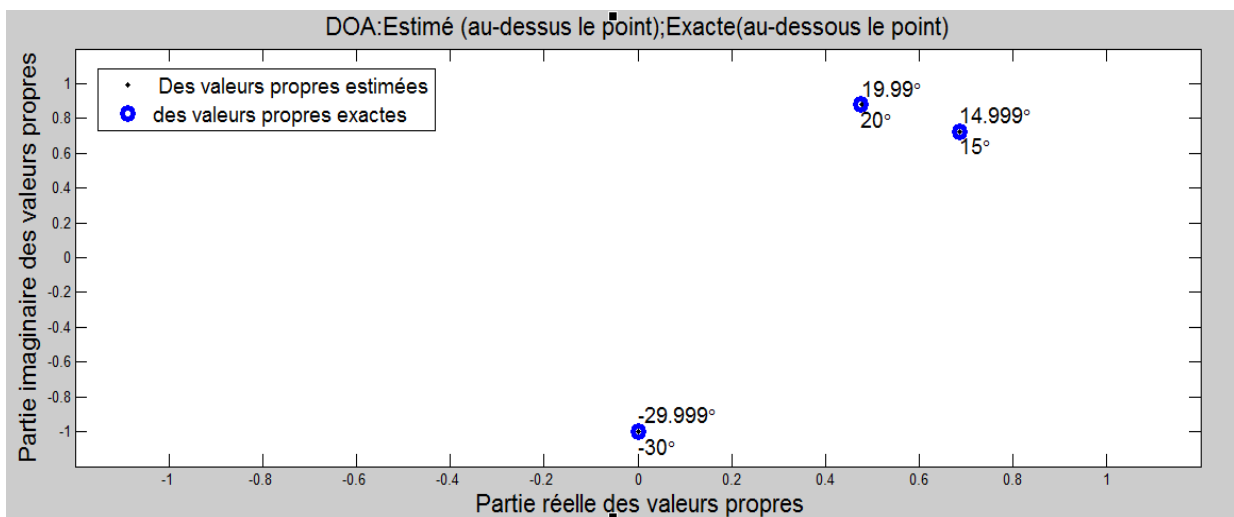


Figure IV.26. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas de 20 éléments du réseau, pour un $SNR=10dB$

Table.VI.12. Les poids estimé pour $N=20$ et $SNR=10$.

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	8.8745 - 0.3855i	8	-0.4222 - 10.0150i	15	-9.3423 - 0.1969i
2	-0.9195 + 10.6474i	9	9.8438 + 0.1683i	16	0.1969 - 10.7937i
3	-10.0176 + 1.0496i	10	0.0347 + 10.0828i	17	9.4274 - 0.7934i
4	0.7461 - 9.4313i	11	-10.0828 + 0.0158i	18	-0.9994 + 10.0227i
5	10.7926 - 0.2510i	12	-0.2177 - 9.8429i	19	-10.6427 + 0.9729i
6	0.2437 + 9.3412i	13	10.0170 + 0.3719i	20	0.3409 - 8.8763i
7	-10.3141 - 0.4425i	14	0.4942 + 10.3118i		

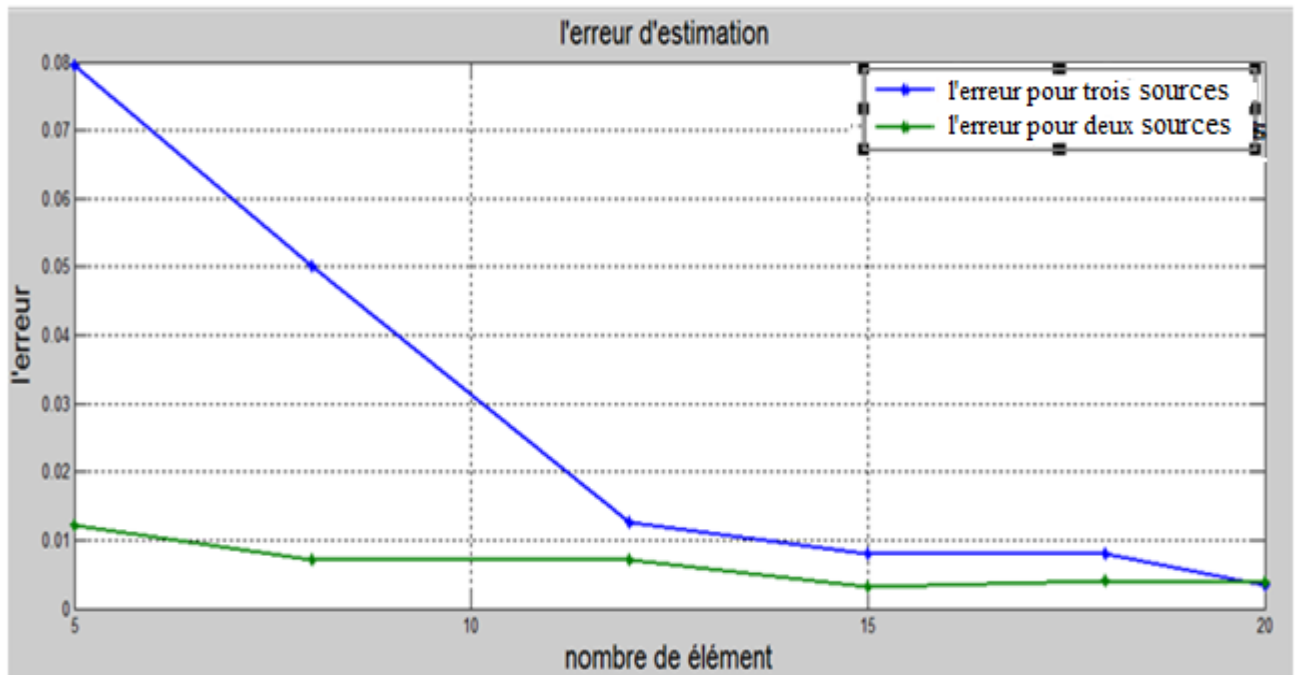


Figure IV.27. l'erreur d'estimation de la DOA en trois source et deux source en fonction du nombre de élément

De même que celle précédent, la figure. IV.28 montre que la précision d'estimation et augmenter par l'augmentation de nombre des antenne dans le réseau cet a dire la précision et proportionnelle au nombre de élément réseau d'antenne. De plus, on voit que la dégradation de l'erreur pour l'estimation de trois signaux est très grande par rapport a seul de deux signaux

IV.4. Estimation de deux sources (un signal utile et un seul interférences)

Dans ce cas, la direction du signal désiré est fixée à $\theta_0 = 20^\circ$ et la deux interférence à la direction $\theta_1 = -10^\circ$. le nombre de réseau d'antenne est fixé à $N=10$. Le nombre des échantillons du signal reçu est donné par $\text{ech.}=5000$. La variance de bruit est fixée à la valeur 0.01.

IV.4.1. L'effet de la valeur du SNR sur la précision d'estimation

On va varier la valeur du rapport signal à bruit (SNR) pour voir l'effet de ce paramètre sur l'erreur commise entre la valeur réelle et celle estimée, on va citer quelques exemples pour différents valeur de (SNR)

IV.4.1.1. Cas $SNR=10$

Comme illustré dans la figure IV.29, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (20°) et le zéro est placé dans sa position voulue (-10°) et avec une profondeur moins de -59.5dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.13, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.30 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

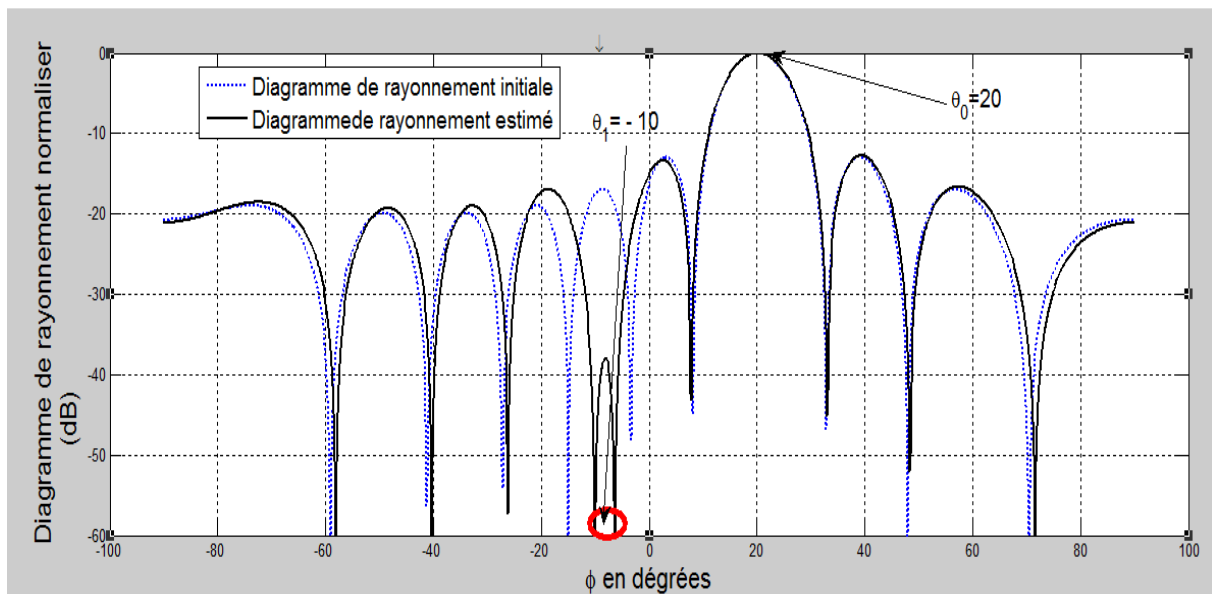


Figure IV.28. Diagramme de rayonnement d'un $SNR=10\text{dB}$ éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

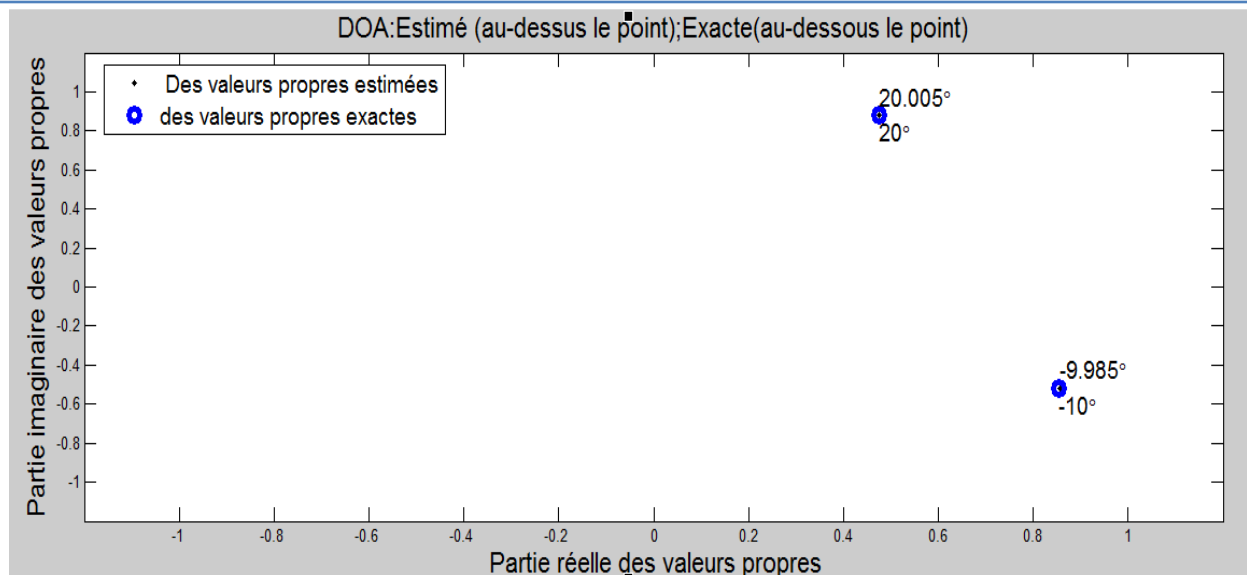


Figure IV.30. La direction d'arrivée estimée est indiqué en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas $SNR=10dB$

Table IV.13. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=10$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.2847 + 1.1299i$	5	$-4.5417 + 7.9196i$	9	$-5.4513 - 7.0854i$
2	$3.5641 - 8.1986i$	6	$6.3316 + 6.5770i$	10	$8.7310 + 3.3544i$
3	$-6.7977 - 8.4872i$	7	$10.7228 - 2.6576i$		
4	$-11.0472 + 0.0304i$	8	$4.5291 - 9.8858i$		

IV.4.1.2.Cas $SNR=12$

Comme illustré dans la figure IV.31, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (20°) et le zéro est placé dans sa position voulue (-10°) avec une profondeur moins de $-59.5dB$. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.14, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.32 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

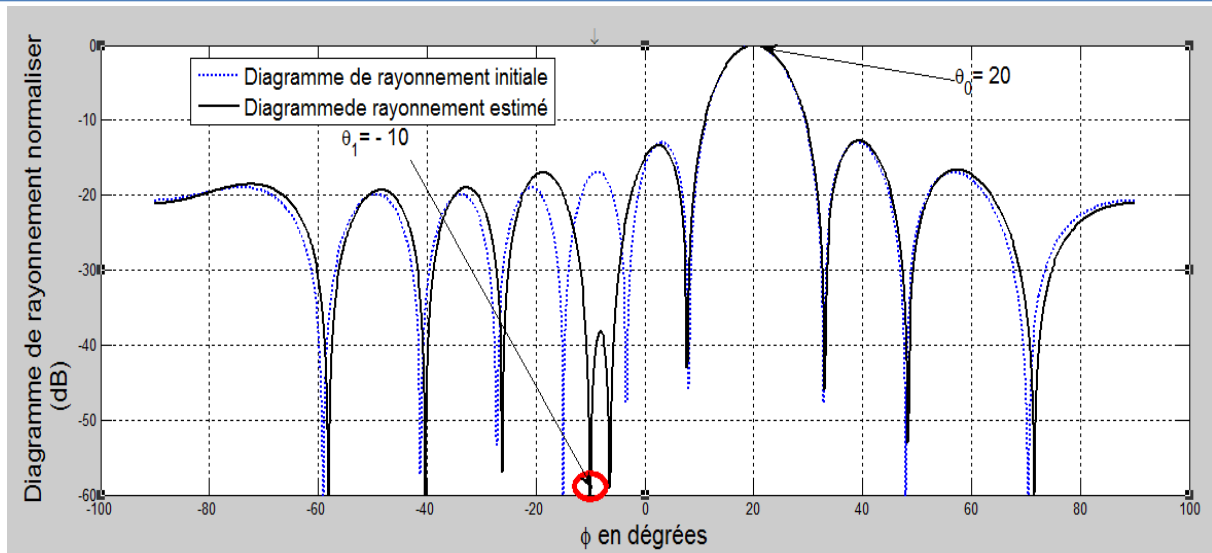


Figure IV.31. Diagramme de rayonnement d'un $SNR=12dB$ éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

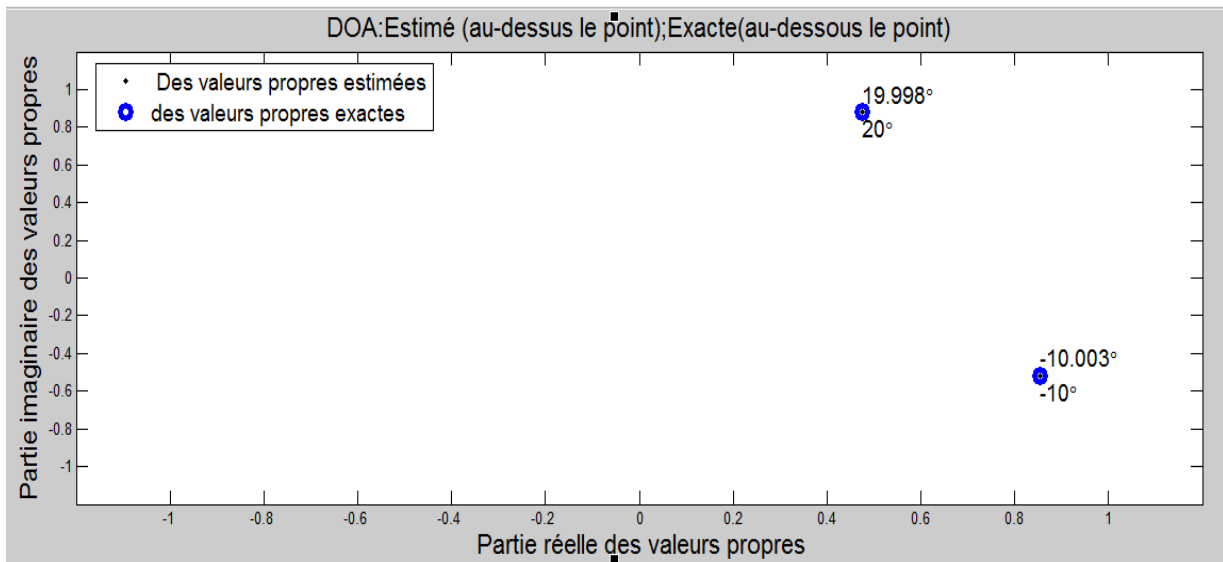


Figure IV.32. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas $SNR=12dB$

Table IV.14. Les poids estimés pour $N=10$ et $SNR=12$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.2873 + 1.1304i$	5	$-4.5330 + 7.9254i$	9	$-5.4678 - 7.0720i$
2	$3.5635 - 8.1983i$	6	$6.3406 + 6.5694i$	10	$-8.7252 + 3.3767i$
3	$-6.8014 - 8.4821i$	7	$10.7185 - 2.6737i$		
4	$-11.0469 + 0.0406i$	8	$4.5100 - 9.8927i$		

IV.4.1.3 Cas $SNR=15$

Comme illustré dans la figure IV.33, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (20°) et le zéro est placé dans sa position voulue (-10°) avec une profondeur moins de -60dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.15, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.34 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

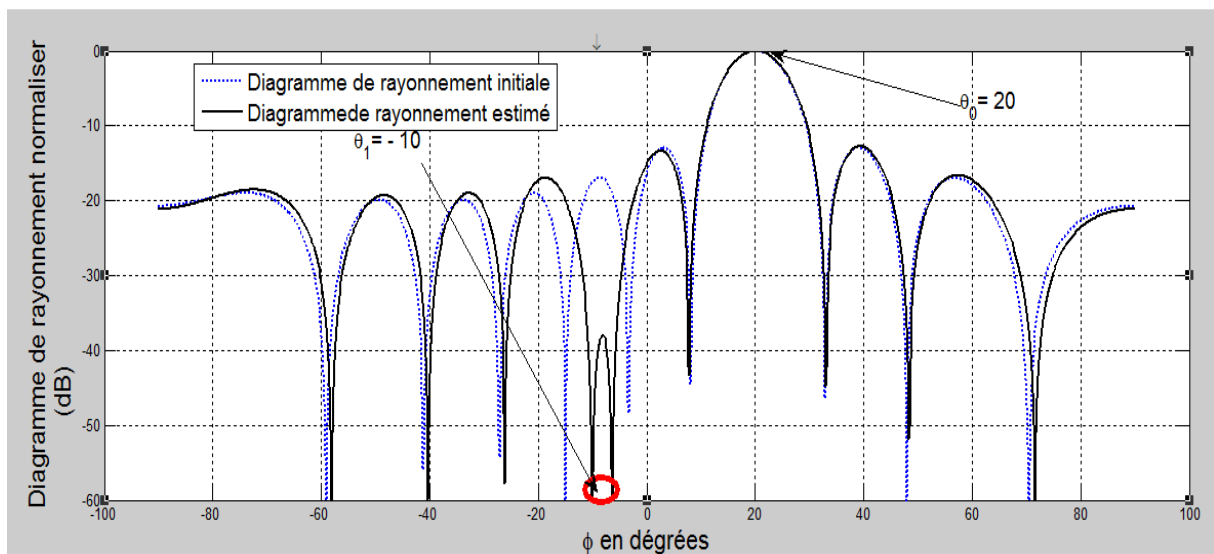


Figure IV.33. Diagramme de rayonnement d'un $SNR=15\text{dB}$ éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initial en bleu discontinue.

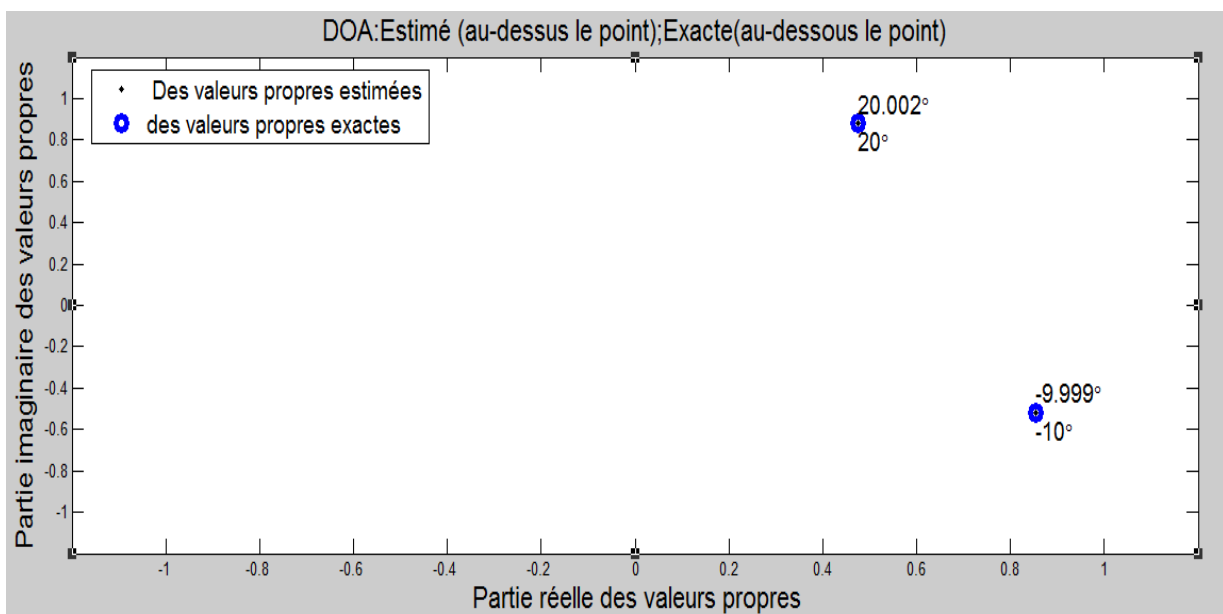


Figure IV. 34. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas $SNR=15\text{dB}$

Table IV.15. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=15$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.2892 + 1.1308i$	5	$-4.5438 + 7.9199i$	9	$-5.4493 - 7.0859i$
2	$3.5676 - 8.1961i$	6	$6.3294 + 6.5811i$	10	$-8.7374 + 3.3504i$
3	$-6.7950 - 8.4858i$	7	$10.7240 - 2.6506i$		
4	$-11.0467 + 0.0301i$	8	$4.5335 - 9.8807i$		

IV.4.1.4. Cas $SNR=18$

Comme illustré dans la figure IV.35, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (20°) et le zéro est placé dans sa position voulue (-10°) avec une profondeur moins de -59.5dB . Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.16, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.36 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

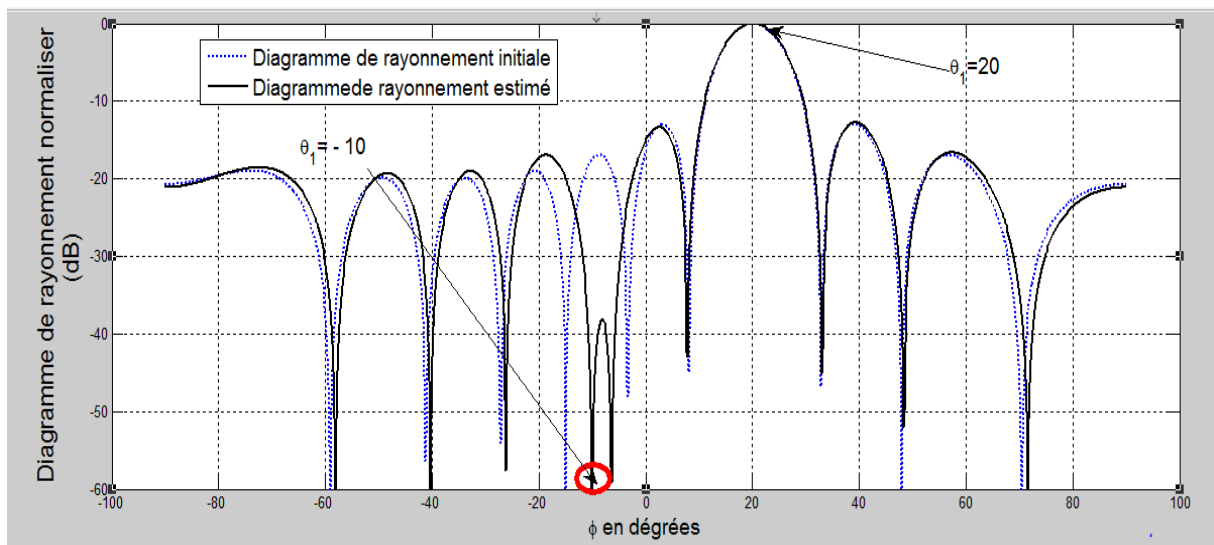


Figure IV.35. Diagramme de rayonnement d'un $SNR=18\text{dB}$ éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.

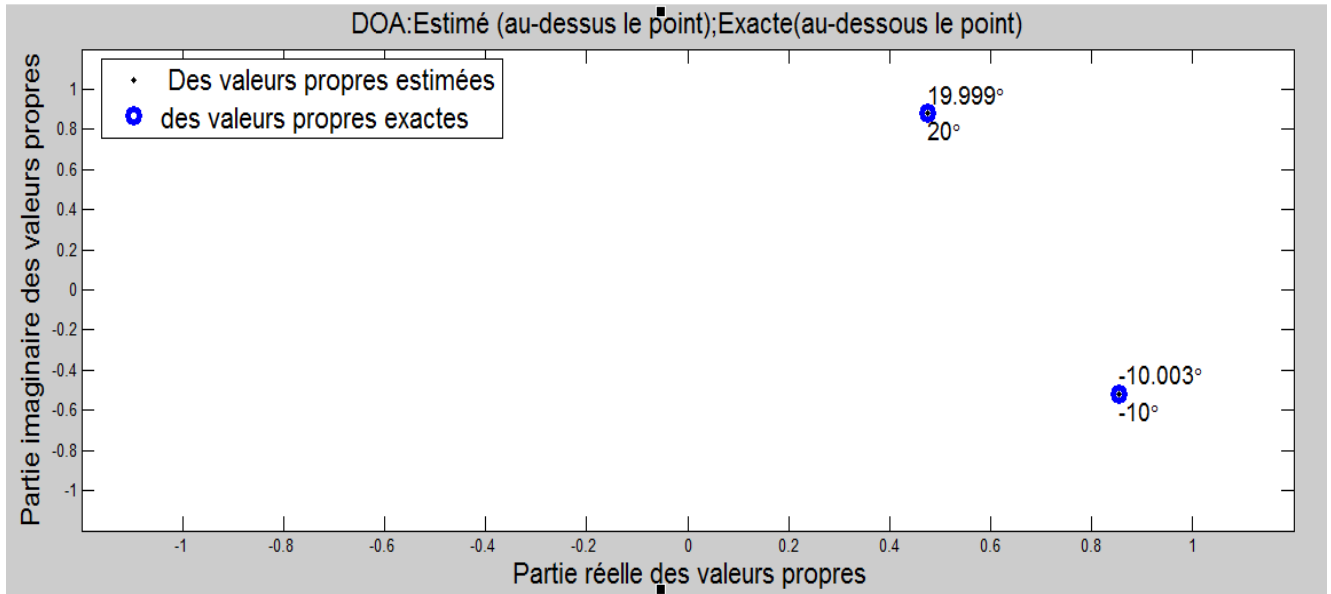


Figure IV.36. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas $SNR=18dB$

Table IV.16. Les poids estimé pour $N=10$ et $SNR=18$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.2837 + 1.1297i$	5	$-4.5460 + 7.9168i$	9	$-5.4431 - 7.0920i$
2	$3.5645 - 8.1987i$	6	$6.3272 + 6.5809i$	10	$-8.7341 + 3.3434i$
3	$-6.7958 - 8.4896i$	7	$10.7249 - 2.6495i$		
4	$-11.0473 + 0.0255i$	8	$4.5386 - 9.8822i$		

IV.4.1.5. Cas $SNR=20$

Comme illustré dans la figure IV.35, le lobe principal est orienté vers la direction désirée (20°) et le zéro est placé dans sa position voulue (-10°) avec une profondeur moins de $-59.5dB$. Ce nouveau balayage dans le lobe principal et dans la position de zéro, fait un changement dans la pondération d'excitations des éléments comme sera montré dans le tableau IV.17, les poids d'excitations optimales sont illustrés sous la forme complexe (réelle+ imaginaire). La figure IV.36 montre les valeurs propres estimées (point noir) en comparaison avec celle des valeurs réelle (cercle bleu), comme on a déjà vu, les points noirs estimés sont placés aux centres des cercles bleu correspondants.

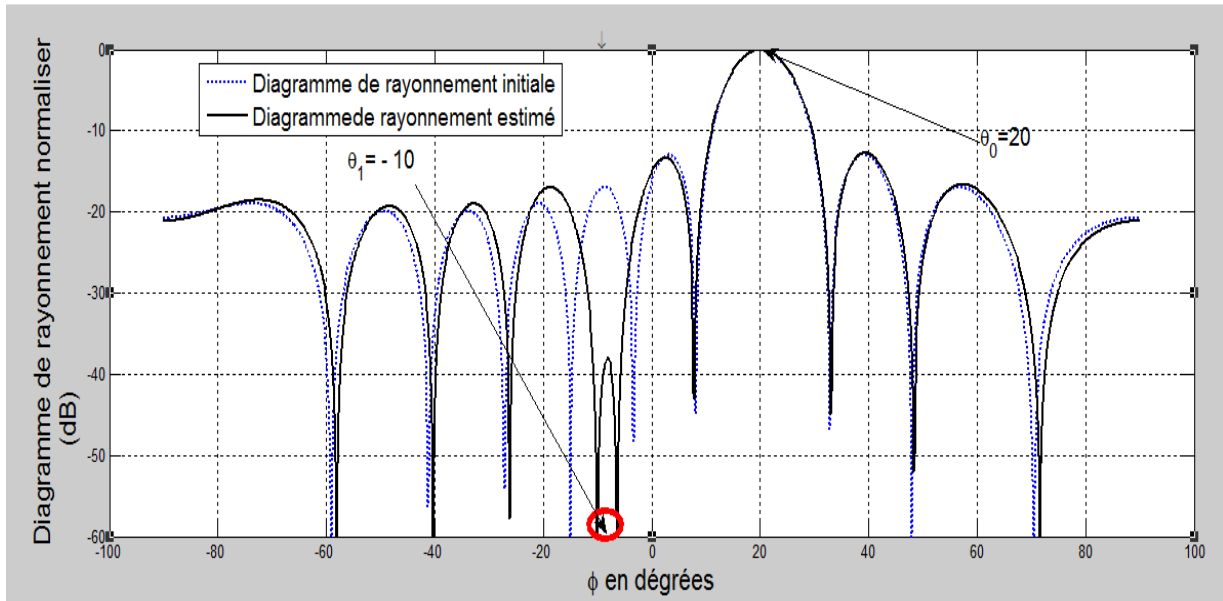


Figure IV.37. Diagramme de rayonnement d'un $SNR=20dB$ éléments avec la direction désirée vers $\theta_0 = 20^\circ$, l'interférence vers $\theta_1 = -10^\circ$, le diagramme estimé en noir continue et le diagramme initiale en bleu discontinue.

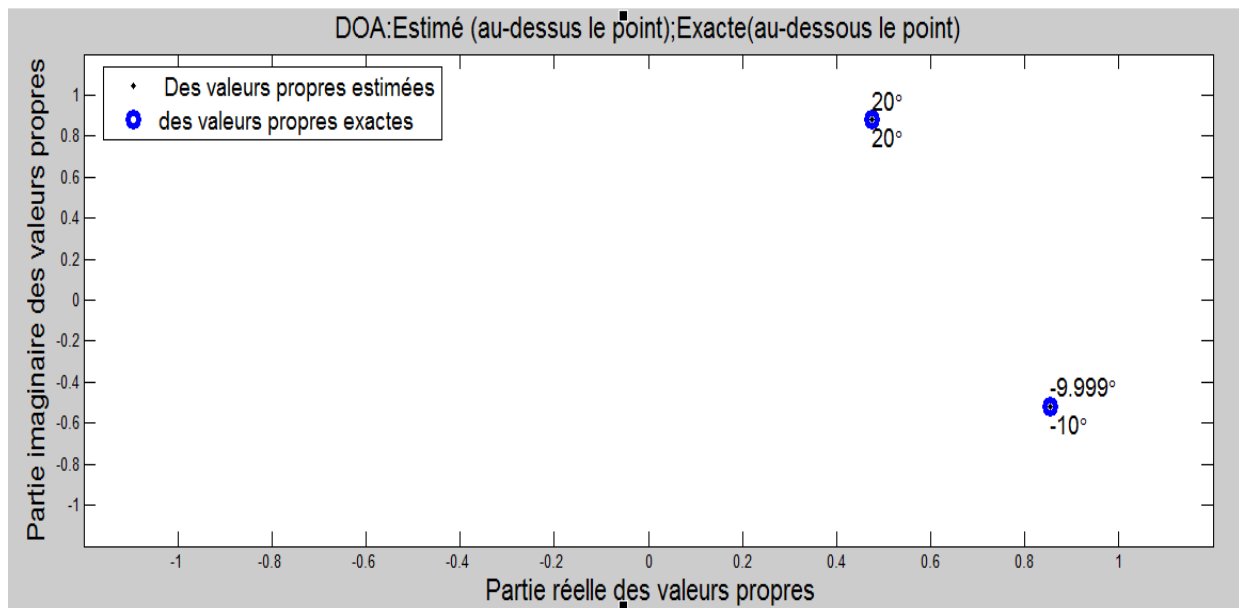


Figure IV.38. La direction d'arrivée estimée est indiquée en point noir, et le cercle bleu montre la DOA exacte pour le cas $SNR=20dB$

Table IV.17. Les poids estimés pour $N=10$ et $SNR=20$

m	Les poids estimés	m	Les poids estimés	m	Les poids estimés
1	$9.2858 + 1.1301i$	5	$-4.5446 + 7.9183i$	9	$-5.4465 - 7.0889i$
2	$3.5655 - 8.1978i$	6	$6.3286 + 6.5804i$	10	$-8.7348 + 3.3475i$
3	$-6.7958 - 8.4879i$	7	$10.7243 - 2.6510i$		
4	$-11.0471 + 0.0278i$	8	$4.5354 - 9.8822i$		

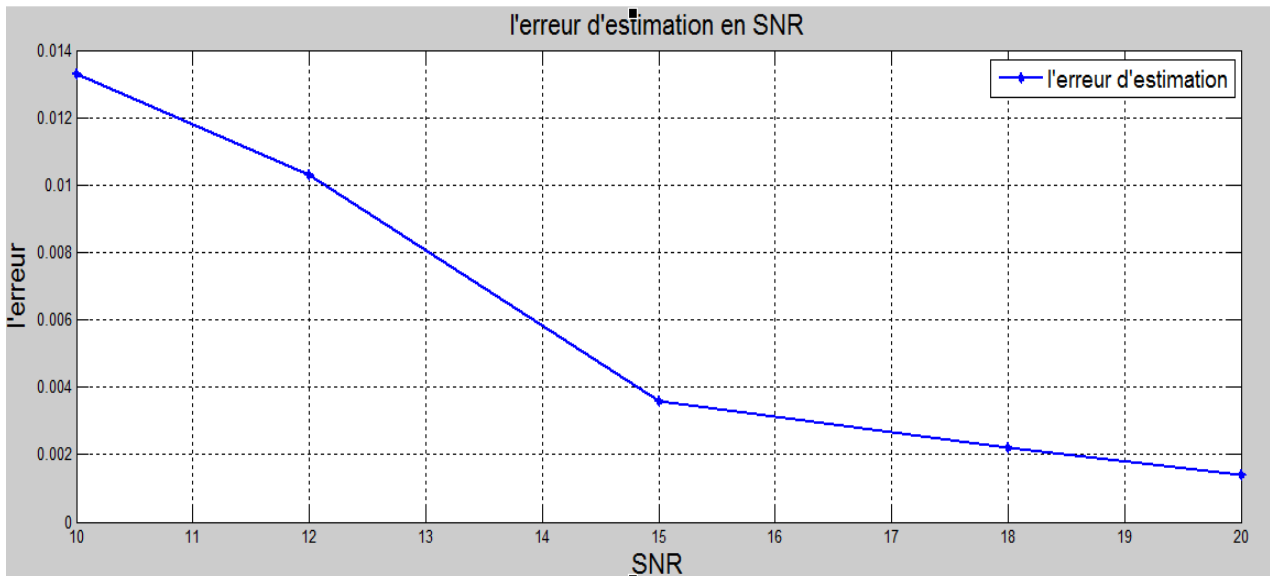


Figure IV.39. L'erreur d'estimation de la DOA en fonction SNR

la figure IV.39 montre que l'erreur d'estimation de la direction d'arrivée démunie par l'augmentation de valeur de SNR .

Conclusion

Dans ce chapitre, on a fait l'estimation de la direction d'arrivée des signaux reçus au réseau d'antennes linéaire. Les résultats trouvés sous la forme d'un diagramme de rayonnement avec un lobe principal vers la direction du signal utile et un ou deux zéros placés dans les directions des interférences. En plus, on a vu l'effet du nombre des éléments et la valeur du rapport SNR sur la précision de la valeur estimée. plusieurs exemples ont été illustrés.

Conclusion générale

Dans ce travail, l'estimation de la direction d'arrivée était faite avec une méthode à haute résolution présentée dans la technique ESPRIT. La conception des diagrammes de rayonnement avec des zéros vers des directions des interférences et lobe principal vers la direction du signal utile en utilisant les valeurs des directions estimées ont été mises en œuvre. L'interférence utilisée est de type Co-canal où deux exemples ont été implémentés, le premier a deux direction une pour le signal utile et l'autre pour l'interférence. Le deuxième exemple prend un signal utile et deux interférences. Le diagramme de rayonnement conçu pour un réseau d'antennes linéaire demande une grande précision dans son système d'alimentation afin d'éviter les interférences Co-canaux.

Pour les techniques ESPRIT, une étude analytique était faite avec les avantages et les inconvénients de chaque technique.

Dans tous les exemples cités dans ce manuscrit, on a vu l'effet de la valeur du SNR et les paramètres de réseau d'antennes tels que le nombre des éléments sur l'erreur commise dans la valeur de la direction estimée. Les résultats trouvés sont illustrés sous la forme des diagrammes de rayonnement d'un réseau d'antennes linéaire avec des lobes principales visés vers la direction du signal utile et des zéros approfondis vers les directions des interférences. Ces diagrammes de rayonnement sont atteints à partir des poids d'alimentations complexe c.-à-d., en agissant sur l'amplitude et la phase d'alimentation de chaque élément dans le réseau d'antennes.

Plusieurs perspectives peuvent être avancées à l'issue de cette étude, telles que :

- Faire une étude comparative entre les méthodes à haute résolution telles que Music et Sage.
- L'estimation des autres paramètres des signaux reçus au réseau d'antennes telle que la fréquence.
- L'implémentation de la méthode d'estimation en utilisant les circuits FPGA afin de rendre estimateur faisable en temps réel.

References

- [1] Sco, Chris Braithwaite and Mike. Design and Implementation of the 3G CDMA Infrastructure . Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP 200 Wheeler Road, Burlington, MA 01803 : s.n., 2004.
- [2] Jeffrey Fessler, Alfred Hero - "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 42, Nr. 10, October 1994
- [3] Ralph Otto Schmidt - "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", PhD thesis, Stanford University, Stanford, California, USA, November 1981
- [4] R. Roy, T. Kaillath - "ESPRIT: estimation of signal parameters via rotational invariance techniques", IEEE Transactions on Acoustics and Speech Signal Processing, Vol. 37, pp. 984–995, 1989
- [5] Arthur Bauer - "HF/DF An Allied Weapon against German U-Boats 1939-1945. A paper on the technology and practice of the HF/DF systems used by the Royal Navy against U-Boats in World War II", 1997
- [6] Rohde & Schwarz - "Introduction into theory of direction finding", Radiomonitoring and Radiolocation Catalog (2000/2001)
- [7] Paul, STEFANUT. Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné. s.l. : Université des Sciences et Technologies de Lille, 2010.
- [8] Hichem, SEMIRA. Nouvelle approche pour l'estimation des directions d'arrivée: application aux traitements d'antenne. s.l. : UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2009.
- [9] FADLALLAH, Najib. Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage. s.l. : UNIVERSITE DE LIMOGES, 2005.
- [10] Bruno Pattan and Prentice Hallsd, "Robust Modulation Methods and Smart Antennas in Wireless Communications", Prentice Hall PTR, 31 August, 1999.
- [11] Capon., J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. s.l. : Proc.IEEE, Vol. 57, pp. 1408-1418, 1969.
- [12] Pisarenko, V. F. The retrieval of harmonics from a covariance function. s.l. : Geophysical Journal International, 1973.
- [13] Jaafar, Insaf. Localisation de sources diffuses dans un contexte radio_mobile s.l. : UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2007.
- [14] Ralph Otto Schmidt - "A signal subspace approach to multiple emitter location and spectral estimation", PhD thesis, Stanford University, Stanford, California, USA, Novembre 1981

REFERENCE

- [15] Arthur Barabell - "Improving the resolution performance of Eigenstructure-based Direction Finding Algorithms", IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 8, April 1983.
- [16] DAHO, Fatna BEN AHMED. Détection des Angles en 2-D. s.l. : université de limoges, 2008.
- [17] Richard Vaccaro - "An approach to Solving a Partially Structured TLS Problem in Array Signal Processing", Proceedings of the 2nd International Workshop on Recent advances in total least squares techniques and errors-in-variables modeling, Leuven, Belgium, pp. 239 – 246, 1997
- [18] N. Tayem and M. Omer, "QR-TLS ESPRIT for Source Localization and Frequency Estimations," in Asilomar Conference on Signals and Systems, 2013.
- [19] N. Tayem, M. Omer, S. Raza, and M. Lakkis, "Parallel TSQR-TLS and QR-TLS factorization for Joint Time Delay and Frequency Estimation," in Asilomar Conference on Signals and Systems, 2013.
- [20] G. H. Golub and C. F. van Loan, "An Analysis of the Total Least Squares Problem," SIAM Journal on Numerical Analysis, vol. 17, no. 6, pp. 883–893, Dec. 1980.
- [21] Nizar Tayem, Muhammad Omer, Hiren Gami, Syed Ahmed Raza, Jamal Nayfeh, and Mohammed AL-Lakkis. Joint Frequency and Angle Estimation Algorithms. s.l. : Prince Mohammad Bin Fahd University, Al-Khobar, Saudi Arabia , 2013.
- [22] Martin Haardt - "Efficient One, Two, and Multidimensional High-Resolution Array Signal Processing", PhD. Dissertation, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Technischen Universität München zur Erlangung, Shaker Verlag 1997
- [23] jeffrey foutz, andreas spanias, mahesh K. banavar. narrowband direction of arrival estimation for antenna arrays. s.l. : mourgan and claypool publisher

المخلص

في هذا العمل؛ قمنا بدراسة معمقة حول تأثير عدد الهوائيات في الشبكة على دقة تقدير الاتجاهات للإشارات المرغوبة وغير المرغوبة، مما يسمح بتوجيه الإشعاع الأساسي نحو الإشارة المرغوبة وتصغير اتجاهات الضوضاء والإشارات غير المرغوبة.

الطريقة المتبعة في تحديد الاتجاهات تتمثل أساسا في طريقة تقدير المعاملات بتقنية التباين الدائري (ESPRIT) وهذا راجع لدقتها العالية وسرعتها في المعالجة، مما يجعلها أكثر مواءمة في الواقع.

Abstract

The aim of our work is to see the effect of the parameters of a network of smart antennas to the capability of the system to estimate the directions of arrival of signals and synthesis of suitable radiation patterns to these directions (and interference users). Because of its vital role in increasing network coverage and avoid interference, determining directions of arrival (DOA) sources begins almost simultaneously with the discovery of electromagnetic waves. Among the most used methods include some high resolution methods such as SAGE MUSIC and ESPRIT .

In our work, we will use the ESPRIT method in estimating the direction of arrival due to its high accuracy and processing speed which makes the antenna array most suited to its environment.

Résumé

L'objectif de notre travail est de voir l'effet des paramètres d'un réseau d'antennes intelligent à la capacité du système estimer des directions d'arrivées des signaux et la synthèse des diagrammes de rayonnement convenables à ces directions (des interférences et utilisateurs)

A cause de son rôle primordial dans l'augmentation de la couverture du réseau et d'éviter les interférences, la détermination des directions d'arrivée (DOA) des sources commence quasiment en même temps que la découverte des ondes électromagnétiques. Parmi les méthodes les plus utilisées, on peut citer certaines méthodes à hautes résolutions telles que SAGE , MUSIC et ESPRIT Dans notre travail, on va utiliser la méthode ESPRIT dans l'estimation de la direction d'arrivée à cause de sa grande précision et sa rapidité de traitement ce qui rend le réseau d'antennes plus adapté à son environnement.