

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département Electronique et Télécommunications



Mémoire

Présenté pour obtenir le diplôme de Magister en Télécommunications

OPTION: Télécommunications

Par:

MEKHANCHA Sarra

Thème

**Contribution à l'étude et à la synthèse d'antennes intelligentes
Applications aux communications mobiles**

Devant le Jury :

Président	Pr. BOUKROUCHE Abdelhani	U.Guelma
Rapporteur	Dr. BOUALLEG Ahcene	U.Guelma
Examineurs	Dr. HAMDI Rachid	U.Guelma
	Dr. MOUSSAOUI Abdelkarim	U.Guelma
Invité	Dr. TABBA Mohamed Tahar	U.Guelma

SESSION 2012



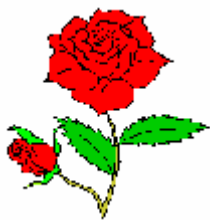
Remerciements

Au terme de ce travail, nous voudrions adresser nos vifs remerciements à tous nos enseignants et personnels de laboratoire des télécommunications qui ont contribué à notre formation.

*Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadreur monsieur **Boualleg Ahcen** pour l'intéressante documentation qui'il a mise à notre disposition, pour ses conseils précieux et pour toutes les commodités et aisances qu'il nous a apportées durant notre étude et réalisation de ce projet.*

Je remercie Dr. Tabba Mohamed tahar, et Dr. Bouchelkha A.elhafid pour leurs aides et leurs judicieux conseils

Mes remerciements s'adressent également à monsieur le président de jury et les membres du jury pour l'honneur d'avoir assister à notre soutenance et juger ce travail.



Résumé :

Les communications sans fil voient une évolution rapide avec une vitesse exponentielle mais, victimes à ses succès, elles arriveront à saturation d'ici quelques années à cause de la limitation du spectre radio. Jusqu'à présent, les techniques employées pour accroître la capacité du système étaient l'accès multiple en temps et fréquence et le découpage en cellules.

Pour répondre à l'explosion des applications multimédia, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit, avec différentes qualités de services, tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration du marché, ce qui implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacités spectrales. Ces nouveaux systèmes mettront en œuvre des réseaux d'antennes adaptatives. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce mémoire qui porte sur l'étude et la synthèse d'une antenne intelligente, dont on l'habitude de la représentée par une antenne qui est associée à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement vers la direction du récepteur.

Après avoir effectué une étude approfondie sur les performances des méthodes de détection de directions d'arrivée des signaux pour l'estimation des paramètres nécessaires à la localisation, elle permet de déterminer les ressources nécessaires pour l'estimation des paramètres angulaires avec des précisions compatibles avec des applications de localisation. Les algorithmes de localisation ont été testés et validés dans différentes configurations, on a arrivé à un résultat qui permet de choisir la méthode ESPRIT qui est la méthode la plus performante.

Enfin, nous avons développé une technique de formation de faisceaux pour deux lobes, C'est un défi important pour appliquer la technologie d'antenne intelligente aux communications sans fil, pour cette raison, l'utilisation de réseau d'antennes intelligentes est proposée pour les futurs systèmes de télécommunications mobiles.

Mots clés:

Réseaux d'antennes linéaires et planaires, antennes intelligentes, traitement d'antenne, détection des angles d'arrivée, méthodes à haute résolution

Contribution to the study and synthesis of smart antennas Applications to mobile communications

Abstract: Wireless communications are rapidly changing with an exponential rate, but victims to its success; they will reach saturation in a few years because of the limited radio spectrum. So far, the techniques used to increase the capacity of the system were multiple access time and frequency and the division into cells.

In response to the explosion of multimedia applications, the next generation of wireless networks will be able to transmit high-speed signals with different qualities of services, while allowing for rapid deployment and high market penetration, which implies the need to improve system performance and increase their capacity spectrum. These new systems will implement adaptive antenna arrays. It is in this context that this paper which focuses on the design and synthesis of smart antenna, which is represented by an antenna that is associated with a complete system for detecting the angle of arrival and the formation of the radiation pattern in the direction of the receiver.

After making a thorough study on the performance of methods to detect directions of arrival of signals for the estimation of parameters necessary for the location, it was determined the resources needed for the estimation of angular parameters compatible with details with applications of location. The location algorithms have been tested and validated in different configurations; we have reached a result which allowed choosing the method ESPRIT, which is the most efficient.

Finally, we have developed a technique of Beamforming for two lobes, is a major challenge to apply smart antenna technology to wireless communications, for this reason, the use of smart antenna arrays is proposed for future mobile telecommunication systems.

المساهمة في دراسة وتحليل الهوائيات الذكية تطبيقات الاتصالات المتنقلة

ملخص:

الاتصالات اللاسلكية تتغير بسرعة مع معدل الأسي، ولكن ضحايا لنجاحها، أنها سوف تصبح مزدحمة في السنوات القليلة القادمة نظرا لمحدودية الطيف الترددي. وحتى الآن، التقنيات المستخدمة لزيادة قدرة النظام كانت متعددة الوصول في الوقت والتردد والانقسام في الخلايا. ردا على انفجار تطبيقات الوسائط المتعددة، الجيل التالي من شبكات الاتصالات اللاسلكية يكون قادرا على نقل إشارات عالية السرعة، مع نوعيات مختلفة من الخدمات، في حين تمكن النشر السريع والنفاد إلى الأسواق مرتفعة، وهو ما يعني الحاجة إلى تحسين أداء النظام وزيادة قدرتها الطيفية. هذه النظم الجديدة ستنفذ صفائف هوائي على التكيف من هذا السياق أن هذه الورقة تركز على دراسة وتحليل هوائي ذكي، وقد مثلت إلى الهوائي الذي يرتبط مع جهاز كامل للكشف عن زاوية الوصول وتشكيل نمط إشعاع نحو المتلقي. بعد إجراء دراسة وافية حول أداء وسائل الكشف عن اتجاهات وصول الإشارات لتقدير المعلمات اللازمة لتحديد المكان، تعرفت على الموارد اللازمة لتقدير المعلمات الزاوية مع دقة بما يتفق مع تطبيقات الموقع. وقد تم اختبار خوارزميات الموقع والتحقق من صحتها في أشكال مختلفة، وقد وصلنا إلى النتيجة التي سمحت باختيار طريقة ESPRIT وهي الطريقة المثلى. أخيرا، قمنا بتطوير تقنية تشكيل الحزم لفصين، هذا يشكل تحديا كبيرا لتنفيذ تقنية الهوائي الذكي للاتصالات اللاسلكية، لهذا السبب يقترح استخدام مجموعة الهوائيات الذكية لأنظمة الاتصالات المتنقلة المستقبلية.

SOMMAIRE

- ❖ Remerciement
- ❖ Résumé
- ❖ Sommaire
- ❖ Liste des figures
- ❖ Introduction Générale.....2

Chapitre I : Généralités sur les systèmes radio communication

- I.1-Introduction5**
- I.2- Etat de l’art des réseaux de télécommunications sans fil5**
 - I.2.1- Les réseaux personnels sans fil ou WPAN (Wireless Personal Area Network).....6
 - I.2.2- Les réseaux locaux sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network).....6
 - I.2.3- Les réseaux métropolitains ou WMAN (Wireless Metropolitan Area Network).....6
 - I.2.4- Les réseaux de téléphonie mobile ou WWAN (Wireless Wide Area Network).....7
- I.3- Les réseaux de téléphonie sans fil7**
 - I.3.1-GSM (Global System for Mobile communications).....7
 - I.3.2-GPRS (General Packet Radio Services).....8
 - I.3.3-EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution).....9
 - I.3.4- UMTS (Universal Mobile Telecommunications System).....9
- I.4-La liaison sans fil10**
- I.5-Types des systèmes de communication mobile10**
- I.6-Techniques d'accès multiple et réutilisation de fréquence10**
 - I.6.1-Capacité d'un canal11
 - I.6.2-Les techniques d'accès11
 - I.6.2.1- Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA)11
 - I.6.2.2- Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA)12
 - I.6.3- Stratégies de réutilisation de fréquence13
 - I.6.3.1-Réutilisation cellulaire de fréquence13
 - I.6.3.2-L'accès multiple par répartition dans le code (CDMA)14
 - I.6.3.3-Accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA)14
- I.7- Étude du canal radio mobile15**
 - I.7.1-Le canal de propagation15
 - I.7.2-Les phénomènes de propagation16
 - I.7.2.1-Influence des obstacles sur les signaux16
 - I.7.2.2- Les trajets multiples (multipath propagation)17
 - I.7.2.3- Interférences des signaux20
- I.8-Conclusion21**
- Bibliographie de chapitre-1-.....22**

Chapitre II : Systèmes d'antennes intelligentes utilisés dans les réseaux de communications sans fil

- II.1-Introduction :.....24**
- II.2- Révolution des antennes omnidirectionnelles et les antennes directionnelles vers les antennes intelligentes24**

II.2.1- Les antennes omnidirectionnelles	24
II.2.2-Les antennes directionnelles	25
II.3-Diversité d'antennes	26
II.4-Les antennes réseaux	28
II.4.1-Généralités	28
II.4.2-Les antennes à balayage électronique ou à balayage de faisceaux	29
II.5-Systèmes d'antennes intelligentes.....	30
II.5.1-Concept d'antennes intelligentes	30
II.5.2-Types d'antennes intelligentes	31
II.5.2.1-Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux	32
II.5.2.2-Les systèmes d'antennes adaptatives	34
II.5.3-Comparaison des systèmes de commutation de faisceaux et systèmes adaptatives.....	36
II.5.4-Autres niveaux d'intelligence.....	37
II.5.5-Evaluation de la technologie	37
II.5.6- Les éléments principaux des antennes intelligentes	38
II.5.6.1- Récepteur d'Antenne intelligente	38
II.5.6.2- L'émetteur d'Antenne intelligente.....	39
II.5.7-Les systèmes de formation de faisceau (Beamforming).....	39
II.5.7.1- Les techniques fixes de formation de faisceaux	40
II.5.7.1.1- La matrice de Butler	40
II.5.7.1.2-La lentille de Rotman (Rotman Lens)	41
II.5.7.2- Techniques de formation de voies	41
II.5.7.2.1- Formation de voies et annulation d'interférences (le formateur conventionnel)	42
II.5.7.2.2- Formation de voies optimales ou Les formateurs adaptatifs	43
II.5.7.2.2.1- Techniques basées sur la direction d'arrivée de la source utile	43
II.5.7.2.2.2- Le formateur par séquence de référence	43
II.5.7.2.2.3- Les algorithmes adaptatifs	44
II.5.8 -Les avantages des antennes intelligentes.....	44
II.6- Conclusion	45
Bibliographie de chapitre-2.....	46

<p><i>Chapitre III : Les différentes méthodes de détection des directions des angles d'arrivée</i></p>

III.1-Introduction	48
III.2-Mise en œuvre des techniques de mesure des DOAs des signaux RF	48
III.2.1-Détection de l'angle d'arrivée d'une porteuse sinusoïdale à l'aide d'un réseau à 2 éléments .	49
III.2.2-Détection de l'angle d'arrivée de deux porteuses sinusoïdales à l'aide d'un réseau à 2 éléments.....	50
III.3-Les méthodes de DOA.....	50
III.3.1-Historique	50
III.3.2-Classification des méthodes et algorithmes de traitement.....	51
III.3.2.1-Les Méthodes de formation de voies	51
III.3.2.2- Les Méthodes du maximum de vraisemblance	51
III.3.2.3- Méthodes basées sur la notion de sous-espace	52
III.3.2.4- Méthodes à réseaux de neurones.....	52
III.3.2.5- Algorithmes Génétiques	52
III.3.2.6- Méthodes dont les principes dépendent de structures ou de signaux particuliers.....	53
III.3.3-Méthodes à haute résolution utilisant la notion de sous-espace.....	53
III.3.3.1-Modèle de propagation	53
III.3.3.2- Géométries typiques des réseaux d'antennes	54
III.3.3.3- Procédure d'estimation des DOAs	55
III.3.3.3.1-Principe d'estimation de la matrice de corrélation	55
III.3.3.3.2-Propriétés des matrices hermitiennes	58

III.3.3.4- Algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification)	60
III.3.3.5- Algorithme ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques)	62
III.3.3.6- Exemples d'application de MUSIC	64
III.3.3.7- Exemples d'application d'ESPRIT	68
III.4-conclusion.....	71
Bibliographie de chapitre-3-.....	72

<p><i>Chapitre IV : Estimation des directions d'arrivée pour un réseau unidimensionnelle (1D)</i></p>
--

IV.1-Introduction	74
IV.2-Détection des angles d'arrivée en utilisant l'algorithme MUSIC et le Beamforming...74	74
IV.2.1-Influence des paramètres du réseau	74
IV.2.2-Résultats	84
IV.3-Détection des angles d'arrivée en utilisant l'algorithme ESPRIT et le Beamforming...84	84
IV.3.1-influence des paramètres du réseau.....	85
IV.3.2-Résultats	93
IV.4-Etude comparative des deux algorithmes MUSIC-1D et ESPRIT-1D	93
IV.4.1-Le rapport signal sur bruit	94
IV.4.2-Le pouvoir séparateur	95
IV.4.3-L'erreur quadratique moyenne (RMSE)	95
IV.4.4-La Résolution.....	96
IV.5-Conclusion	97

<p><i>Chapitre V : Estimation des directions d'arrivée pour un réseau bidimensionnelle (2D)</i></p>
--

V.1-Introduction.....	99
V.2-Estimation des directions d'arrivée dans le plan azimutal et le plan d'élévation	99
V.2.1-Modèle des signaux en réception.....	99
V.2.2-En utilisant l'algorithme MUSIC-2D	100
V.2.2.1-Description.....	101
V.2.2.2-Résultats de simulation de trois sources planaires décorrélés	101
V.2.2.3-Etude des performances de MUSIC 2-D	104
V.2.3-En utilisant l'algorithme ESPRIT-2D	106
V.2.3.1-Description.....	106
V.2.3.2-Les résultats de simulation de trois sources planaires décorrélés	107
V.2.3.3-Etude des performances d'ESPRIT-2D	110
V.3-La formation de faisceau pour deux pilotes.....	112
V.4-Conclusion	114
❖ Conclusion Générale.....	116
❖ Annexes.....	119

Liste des figures

Chapitre I : Généralités sur les systèmes radio communication

Figure I.1 : Les différents types de réseaux sans-fils.....	6
Figure I.2 : l'évolution du réseau téléphonique	7
Figure I.3 : Architecture d'un réseau GSM	8
Figure I.4 : Architecture d'un réseau GPRS	9
Figure I.5 : Architecture générale de l'UMTS.....	10
Figure I.6 : la liaison radio	10
Figure I.7 : type des systèmes de communications mobiles.....	10
Figure I.8 : Technique d'accès multiple par répartition dans : a) les fréquences (FDMA) b) le temps (TDMA) c) le code (CDMA).....	11
Figure I.9 : Technique d'accès FDMA	11
Figure I.10 : Technique d'accès TDMA	12
Figure I.11 : Canaux répétés qui utilisent la même fréquence, même code, le même intervalle de temps, mais sont séparées dans l'espace.....	12
Figure I.12 : Réutilisation de fréquence par le concept cellulaire	13
Figure I.13 : Technique d'accès CDMA	14
Figure I.14 : L'accès multiple par répartition dans l'espace	15
Figure I.15 : Utilisation de la séparation de l'espace avec les antennes adaptatives.....	15
Figure I.16 : Le canal de propagation et le canal de transmission	16
Figure I.17 : la réflexion	16
Figure I.18 : la diffraction	17
Figure I.19 : la dispersion	17
Figure I.20 : la réfraction.....	17
Figure I.21 : Propagation multi-trajets.....	17
Figure I.22 : Illustration du phénomène de dispersion des retards et ISI	19
Figure I.23 : Une représentation de phénomène du fading sur un signal d'utilisateur	19
Figure I.24 : Une représentation de zones d'évanouissements	19
Figure I.25 : illustration de l'effet Doppler.....	20

Chapitre II : Systèmes d'antennes intelligentes utilisés dans les réseaux de communications sans fil

Figure II.1 : Rayonnement omnidirectionnel de l'émetteur.....	24
Figure II.2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnel.....	25
Figure II.3 : Remplacement d'une cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°.....	25
Figure II.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive.....	26
Figure II.5 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes.....	26
Figure II.6 : Diversité d'espace.....	27
Figure II.7 : La couverture en utilisant deux éléments d'antennes.....	27
Figure II.8 : Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de polarisation.....	27
Figure II.9 : Diversité de diagramme.....	28
Figure II.10 : Schéma de principe d'une antenne réseau.....	29
Figure II.11 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire.....	29
Figure II.12 : Optimisation de la puissance rayonnée.....	30
Figure II.13 : Les deux types de base d'antennes intelligentes.....	31
Figure II.14 : Illustration du faisceau de rayonnement pour les deux stratégies.....	31
Figure II.15 : Modèle de la couverture de faisceau commutée.....	32
Figure II.16 : Formation de faisceau pour le système de faisceau commutée.....	32
Figure II.17 : Schéma fonctionnel du système à commutation de faisceaux.....	33
Figure II.18 : Formation de faisceau pour le système d'antennes adaptatives.....	34
Figure II.19 : Schéma fonctionnel du système d'antennes adaptatives.....	35
Figure II.20 : Schéma représentatif d'une antenne adaptative.....	35
Figure II.21 : Le récepteur d'antenne intelligente.....	38
Figure II.22 : L'émetteur d'antenne intelligente.....	39
Figure II.23 : Utilisation d'une matrice butler dans un système à faisceau commutée.....	40
Figure II.24 : Schématiques des matrices de butler 4x4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard.....	40
Figure II.25 : Première lentille de Rotman.....	41
Figure II.26 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies.....	42

Chapitre III : Les différentes méthodes de détection des directions des angles d'arrivée

Figure III.1 : Concentration de l'énergie rayonnée en direction du récepteur.....	48
Figure III.2 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par une onde plane en incidence oblique.....	49

Figure III.3 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par deux ondes planes en incidence oblique.....	50
Figure III.4 : Incidence d'une onde plane sur un réseau d'antennes.....	54
Figure III.5 : Réseau d'antennes linéaire uniforme accueillant k signaux incidents.....	55
Figure III.6 : Représentation des valeurs propres de R_{xx}	61
Figure III.7 : Représentation du réseau complet de M éléments, et des deux sous réseaux dont le second est obtenu par translation du premier.....	62
Figure III.8: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de φ	65
Figure III.9 : Représentation de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ	66
Figure III.10: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ	66
Figure III.11: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ	67
Figure III.12: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ	68

Chapitre IV : Estimation des directions d'arrivée pour un réseau unidimensionnelle (1D)

Figure IV.1 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC des trois signaux pour SNR=0dB	75
Figure IV.2 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC des trois signaux pour SNR=30dB	75
Figure IV.3 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC des trois signaux en fonction de SNR	76
Figure IV.4 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids en fonction de nombre d'itérations	76
Figure IV.5 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de nombre d'itérations.....	77
Figure IV.6 : Représentation de la distribution des phases pour chaque élément d'antennes.....	77
Figure IV.7 : Représentation de la distribution de l'amplitude normalisée pour chaque élément d'antennes.....	78
Figure IV.8 : Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour : $\theta_1 = 10^\circ$, signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ$ et $\theta_2 = 70^\circ$ comme interférents.....	78

Figure IV.9 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ$, signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ$ et $\theta_2 = 70^\circ$ comme interférents.....	79
Figure IV.10 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT des trois signaux pour SNR=1.....	85
Figure IV.11 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT des trois signaux pour SNR=1000.....	85
Figure IV.12 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT des trois signaux en fonction de SNR.....	86
Figure IV.13 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids en fonction de nombre d'itérations.....	86
Figure IV.14 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de nombre d'itérations.....	87
Figure IV.15 : Représentation de la distribution des phases pour chaque élément d'antennes.....	87
Figure IV.16 : Représentation de la distribution de l'amplitude normalisée pour chaque élément d'antennes.....	88
Figure IV.17 : Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour : $\theta_1 = 10^\circ, a_1 = 0.75$ signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ, a_2 = 1$ et $\theta_2 = 70^\circ, a_2 = 0.25$ comme interférents.....	88
Figure IV.18 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ, a_1 = 0.75$ signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ, a_2 = 1$ et $\theta_2 = 70^\circ, a_2 = 0.25$ comme interférents.....	89
Figure IV.19 : Résultats de simulation avec 2 sources incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 5dB	94
Figure IV.20: Résultats de simulation avec 2 sources incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 10dB	94
Figure IV.21: Résultats de simulation avec 2 sources proches incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 25dB	95
Figure IV.22: RMSE fonction du SNR. K = 1, M = 8.....	96
Figure IV.23: Résolution fonction du SNR, M = 8.....	96

Chapitre V : Estimation des directions d'arrivée pour un réseau bidimensionnelle (2D)

Figure V.1 : Réseau d'antenne planaire dans le plan (XoY).....	100
Figure V.2 : Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(70^\circ, 10^\circ), (55^\circ, 85^\circ), (20^\circ, 30^\circ)$ avec $\sigma^2 = 0$	101

Figure V.3 : Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(70^\circ, 10^\circ), (55^\circ, 85^\circ), (20^\circ, 30^\circ)$ avec $\sigma^2 = 1$	101
Figure V.4 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids.....	102
Figure V.5 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids avec $\sigma^2 = 1$	102
Figure V.6 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne (dB).....	102
Figure V.7 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne (dB) avec $\sigma^2 = 1$	102
Figure V.8 : Représentation de la distribution de la phase.....	102
Figure V.9: Représentation de la distribution de la phase avec $\sigma^2 = 1$	102
Figure V.10 : Représentation de la distribution d'amplitude.....	103
Figure V.11: Représentation de la distribution d'amplitude avec $\sigma^2 = 1$	103
Figure V.12 : La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote.....	103
Figure V.13 : La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$	103
Figure V.14 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote....	103
Figure V.15 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$	103
Figure V.16 : L'influence du SNR sur la résolution en élévation.....	104
Figure V.17 : L'influence du SNR sur la résolution en azimuth.....	105
Figure V.18: L'erreur quadratique moyenne de MUSIC 2-D en fonction du SNR	106
Figure V.19: Formations des sous-réseaux.....	106
Figure V.20: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(10^\circ, 25^\circ), (35^\circ, 45^\circ)$ et $(66^\circ, 77^\circ)$ avec $\sigma^2 = 0$	107
Figure V.21: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(10^\circ, 25^\circ), (35^\circ, 45^\circ)$ et $(66^\circ, 77^\circ)$ avec $\sigma^2 = 1$	108
Figure V.22: Représentation de l'erreur d'estimation des poids.....	108
Figure V.23: Représentation de l'erreur d'estimation des poids avec $\sigma^2 = 1$	108
Figure V.24: Représentation de l'erreur quadratique moyenne (dB).....	108
Figure V.25: Représentation de l'erreur quadratique moyenne (dB) avec $\sigma^2 = 1$	108
Figure V.26: Représentation de la distribution de phase.....	108
Figure V.27: Représentation de la distribution de phase avec $\sigma^2 = 1$	108
Figure V.28: Représentation de la distribution d'amplitude.....	109
Figure V.29: Représentation de la distribution d'amplitude avec $\sigma^2 = 1$	109

Figure V.30: La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote.....	109
Figure V.31: La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$	109
Figure V.32: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote.....	109
Figure V.33: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$	109
Figure V.34: L'influence du SNR sur la résolution en azimuth.....	110
Figure V.35: L'influence du SNR sur la résolution en azimuth.....	111
Figure V.36: L'erreur quadratique moyenne de ESPRIT 2-D en fonction du SNR.....	112
Figure V.37: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $\theta_1 = 10^\circ, \theta_2 = 20^\circ, \theta_3 = 30^\circ$	113
Figure V.38: Formation du diagramme de rayonnement cartésien : $\theta_1 = 10^\circ$ pilote1, $\theta_2 = 30^\circ$ pilote2, $\theta_3 = 20^\circ$ interférent.....	113
Figure V.39: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ$ pilote1, $\theta_2 = 30^\circ$ pilote2, $\theta_3 = 20^\circ$ interférent.....	113
Figure V.40: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles : $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ et $(80^\circ, 90^\circ)$	113
Figure V.41: Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ deux signaux pilotes, $(80^\circ, 90^\circ)$ interférent.....	113
Figure V.42: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ deux signaux pilotes, $(80^\circ, 90^\circ)$ interférent.....	113

INTRODUCTION GENERALE

La croissance très rapide du nombre d'abonnés et la diversification des services proposés nécessitent l'emploi de modulations et de techniques d'accès sans cesse plus efficaces pour partager les ressources spectrales disponibles. Mais il apparaît que ces seules améliorations ne seront probablement pas suffisantes pour satisfaire toute la demande : le facteur principal qui limite les performances et la capacité d'un système radio-mobile cellulaire est l'interférence entre les utilisateurs qui utilisent la même bande de fréquences dans la même cellule ou dans des cellules voisines. Ce phénomène est clairement observable dans le cas d'un système CDMA, où tous les utilisateurs utilisent la même bande de fréquences. Dans ce contexte, l'utilisation de techniques de traitement d'antennes intelligentes vise à introduire un traitement complémentaire des signaux, dans le domaine spatial, en associant à chaque utilisateur, ou groupe d'utilisateurs, un faisceau radioélectrique focalisé sur une zone d'espace.

Cette approche peut être vue comme une extension du principe des cellules en radio-mobiles, les cellules étant rendues dynamiques, par le traitement d'antennes.

Les antennes intelligentes sont en plein développement ces dernières années, car elles peuvent apporter une solution efficace aux problèmes de saturation rencontrés avec les réseaux mobiles cellulaires. Le concept d'employer les antennes multiples et du traitement des signaux pour servir les systèmes de communications sans fil plus intelligemment a existé pendant beaucoup d'années. En fait, des degrés variables de système d'antennes futés relativement coûteux ont été déjà appliqués dans des systèmes de la défense.

Le travail présenté dans ce manuscrit consiste à approfondir tant les méthodes et les algorithmes (MUSIC et ESPRIT) de détection de direction d'arrivée (DOA) que les méthodes de formation de faisceau qui répondent aux spécifications imposées par le système intelligent, en ayant pour objectif la conception d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil, visant à améliorer la couverture.

Ce mémoire sera composé de cinq chapitres décrivant les étapes et les points clés de l'étude et la synthèse des antennes intelligentes :

- *Le premier chapitre* contient un état de l'art des systèmes de communication sans fil et les problèmes rencontrés sont présentés, notamment les différents phénomènes agissant sur les réseaux sans fil, les phénomènes de propagation responsable de dégradation des ondes émises sont introduits. Celui-ci aura pour objectif de mettre en évidence la diversité des réseaux actuellement utilisés et donc des antennes nécessaires à leur développement.
- *Le deuxième chapitre* présente l'étude théorique de l'antenne intelligente qui est le contexte de notre étude ainsi que leurs notions fondamentales.

Après avoir présenté le principe de fonctionnement et les performances que l'on peut attendre de ces antennes, on va décrire brièvement les principaux concepts liés à notre étude. Deux catégories d'antennes intelligentes existent : les antennes à commutation de faisceaux et les antennes adaptatives. Nous proposerons alors l'étude de deux types d'antennes pour station de base, dont les avantages seront mis en évidence. Afin de bien comprendre le fonctionnement de cette antenne, une présentation des propriétés et de leurs différentes applications sera proposée. Par la suite, un survol sur les différentes techniques utilisées dans le domaine de formation de voies sera présenté.

- *Le troisième chapitre* sera entièrement consacré à l'estimation des directions d'arrivée des signaux RF. Les différentes méthodes de détection des directions d'arrivée sont détaillées, ainsi leurs évolutions et leurs performances, et plus particulièrement ceux qui sont basés sur la notion de sous-espace nous permettant de déterminer la DoA des signaux RF à l'aide d'un réseau d'antennes linéaire. Ensuite, nous décrivons les principaux algorithmes tels que MUSIC, ESPRIT, en expliquant le procédé mathématique utilisé pour le cas simple d'estimation d'un seul paramètre du canal, le cas bidimensionnel est abordé au chapitre V. Donc, le principe de fonctionnement des systèmes d'antennes intelligentes étant de détecter la position angulaire des sources et de former le faisceau du réseau utilisé dans les directions privilégiées.

Introduction Générale

- L'objectif du *quatrième chapitre* sera donc la description du procédé de localisation et l'élaboration des deux algorithmes qui y sont associés, permettant de déterminer les paramètres d'alimentation du réseau. Des simulations ont été réalisés afin de valider le principe de détection de direction d'arrivée et de formation de faisceau.
Les résultats des études sur la sensibilité des algorithmes d'estimation des paramètres face à certaines contraintes liées aux caractéristiques du réseau sont décrits. Plus particulièrement, on s'attache à étudier leur robustesse face au rapport signal sur bruit, au nombre d'antennes utilisées dans les réseaux. Aussi, nous comparons les performances des deux algorithmes.
- Finalement, *le cinquième chapitre* de ce mémoire est consacré au développement des méthodes principales existantes et leurs évolutions à partir du cas unidimensionnel (1D) au cas multidimensionnels (2D), permettant d'estimer conjointement deux paramètres d'intérêt, leurs complexités mathématiques deviennent importantes dès lors qu'il s'agit d'estimation conjointe de plusieurs paramètres. Ce dernier chapitre quant à lui nous délivrera les résultats de ces méthodes lors des différentes simulations.

Ce manuscrit se terminera par un ensemble de conclusions notées au cours des simulations.

Chapitre I

Généralités sur les systèmes radio communication

1.1-Introduction :

L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années **1880** [I.1], quand *Hertz* démontra que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel. En **1892**, les travaux publiés par l'anglais *Sir Williams Crookes* prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables. Par la suite, l'italien *Marconi* démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée. En effet, en **1895**, pour la première fois, disposant d'une antenne émettrice et d'une antenne réceptrice très élevées, il arriva à établir un lien radio sur une portée de 29km. Cette grande première est le début de la radiocommunication. Par ailleurs, les fréquences et les débits de transmission des données n'ont cessé de croître. La portée des communications sans fil est liée au débit fourni.

Un réseau sans fils (*wireless network*) est comme son nom l'indique, un réseau qui permet de faire communiquer des équipements distants sans liaisons filaires. Ces réseaux sans fils sont basés sur des liaisons utilisent des ondes radioélectriques (radios et infrarouges) au lieu de placer des câbles habituels. Outre la mobilité qui est introduite, l'autre avantage de ce type de réseau est principalement la mise en œuvre par rapport à des installations filaires qui demandent des aménagements dits « lourds », ce qui a valu un développement rapide de ce type de technologie.

En contrepartie, les réseaux sans fils présentent aussi des inconvénients, les transmissions radioélectriques servent à beaucoup d'applications dans divers domaines, et sont sensibles à des interférences, d'où la nécessité d'une réglementation pour pouvoir utiliser ces ondes, il existe une réglementation internationale, et une réglementation dans chaque pays, en fonction des plages de fréquences utilisées. de plus, apparaît le problème de la sécurité lié à la transmission par ondes hertziennes, il est donc nécessaire de mettre en place les dispositions nécessaires de telle manière à assurer une confidentialité des données circulant sur les réseaux sans fils.

Victime de leur succès, les communications sans-fil arriveront à saturation d'ici quelques années à cause de la limitation du spectre radio. Pour faire face à cette explosion du marché des télécommunications sans-fil et à la demande des services multimédia permettant de transmettre images et vidéo ainsi qu'une connexion à Internet, la prochaine génération des réseaux de communication sans fil devra être en mesure de transmettre des signaux très haut débit, avec différentes qualités de services [I.2], tout en permettant un déploiement rapide et une forte pénétration du marché.

Ceci implique la nécessité d'améliorer les performances des systèmes et d'augmenter leurs capacités spectrales tout en incluant évidemment, l'aspect faible coût. La réduction des coûts passe par l'optimisation de l'usage de la ressource, le partage d'infrastructure ou l'utilisation de nouvelles générations de réseaux économes en ressources spectrales.

Cette amélioration de la qualité et l'augmentation du nombre d'utilisateurs, et des services sont des atouts pour les nouvelles générations des systèmes de communication sans fil.

1.2- Etat de l'art des réseaux de télécommunications sans fil :

L'environnement dans lequel évolueront les systèmes d'antennes intelligentes est extrêmement vaste et complexe. Les opérateurs et les industriels sont amenés constamment à proposer des nouvelles normes ou des nouveaux standard pour pouvoir offrir des services multimédia haut débit avec une meilleure qualité (même dans les zones les plus reculées) afin de satisfaire les utilisateurs de plus en plus exigeants en termes de mobilité. A l'heure actuelle, nous recensons quatre grandes familles de réseaux de communications sans fil (**figure I.1**), qui sont généralement classifiés en fonction de la taille de la zone de couverture [I.2] :

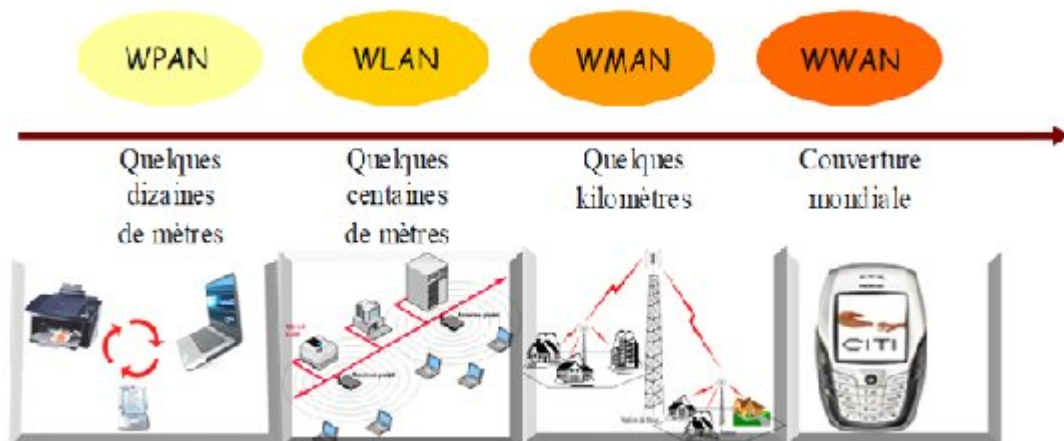


Figure I.1: Les différents types de réseaux sans-fils

I.2.1- Les réseaux personnels sans fil ou WPAN (Wireless Personal Area Network):

Ils ont une faible portée, de l'ordre de quelques dizaines de mètres autour de l'utilisateur. Les réseaux personnels ou réseaux domotiques sans fil interconnectent sur quelques mètres à quelques dizaines de mètres des périphériques et des équipements personnels (micro-ordinateur, portables, assistant personnel, oreillette, appareils domotiques, ...) entre eux.

Les technologies utilisées sur ces réseaux obéissent aux critères fixés par le comité de normalisation **IEEE 802.15** [I.1]. Parmi ces normes : la technologie *Bluetooth* (2,45 GHz) a été utilisée pour la première fois en **1994** par la société Ericsson et propose un débit théorique de 1Mbits.

Les liaisons infrarouges qui permettent de créer des liaisons de quelques mètres avec des débits pouvant atteindre quelques mégabits par seconde.

I.2.2- Les réseaux locaux sans fil ou WLAN (Wireless Local Area Network):

Les réseaux locaux sans fil complètent localement un réseau filaire. Ils sont utilisés pour relier des équipements informatiques à un réseau local. Leur débit est de l'ordre de la dizaine de mégabits par seconde dans un rayon de couverture d'une centaine de mètres en environnement dégagé (sans obstacle).

Les réseaux locaux sans fil connaissent actuellement d'importants développements du fait de la flexibilité de leur interface [I.2], qui permettent à un utilisateur de se déplacer dans son entreprise tout en restant connecté. Ils sont répartis en plusieurs technologies parmi lesquels *HiperLAN* (*High Performance Radio LAN*) et en particulier la technologie *WiFi* (*Wireless Fidelity*), la plus répandue. Cette technologie a pour but de fournir une connectivité sans fil à des stations fixes ou mobiles qui demande un déploiement rapide au sein d'une zone locale en utilisant la bande de fréquence de 2,4 GHz. Ce standard a évolué et continue d'évoluer, donnant ainsi naissance à l'ensemble des normes de la famille **IEEE.802.11** [I.3].

Les normes **WLAN** diffèrent par leurs fréquences centrales, leurs largeurs de bande, le débit théorique maximal et le type de modulation.

I.2.3- Les réseaux métropolitains ou WMAN (Wireless Metropolitan Area Network):

Les réseaux métropolitains, plus connus sous le nom Boucle Local Radio (**BLR**) permet de connecter des entreprises ou des particuliers, à l'échelle d'une métropole sur un réseau haut débit.

La **BLR** est un système qui remplace la liaison filaire traditionnelle, elle définit un moyen de communication entre une entreprise ou un particulier et un opérateur de télécommunication par une connexion hertzienne. Les bandes des fréquences sont affectées par les organismes nationaux et internationaux d'attribution des bandes du spectre hertzien.

Les réseaux métropolitains sans fil obéissent aux spécifications des normes **802.16**. Ces normes ont la particularité de fonctionner sur une gamme de fréquences très large qui va de 2GHz à 66GHz. La norme *WiMax* mobile n'est autre qu'une extension du concept de base du *label WiFi* (plus de la mobilité) à un réseau métropolitain, il offre un débit de l'ordre de 72 Mbits/s et couvre un rayon de 50 km [I.1].

I.2.4-Les réseaux de téléphonie mobile ou WWAN (Wireless Wide Area Network):

Les réseaux **WAN** sont principalement les réseaux cellulaires mobiles, utilisés par les opérateurs de téléphonie, à l'échelle mondiale.

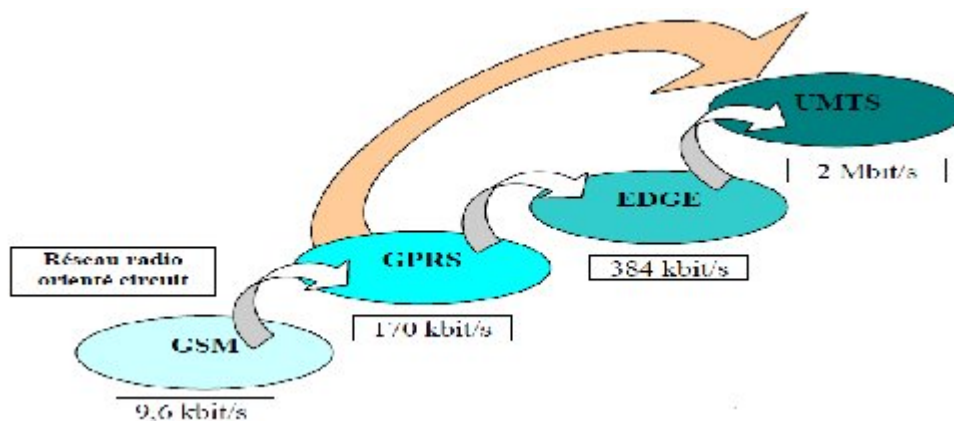
Depuis le début des années **1990** [I.4], les services de communication cellulaires connaissent un développement sans précédent, rendu possible par l'existence de technologies numériques dites de 2ème génération, tels que le *GSM (Global System for Mobile communication)*.

A fin de permettre une compatibilité et la création de nouveaux services de type multimédia et d'offrir aux usagers une itinérance à l'échelle mondiale, il était devenu nécessaire d'effectuer un saut technologique et de franchir le pas vers les réseaux cellulaires de 3ème génération.

I.3- Les réseaux de téléphonie sans fil :

Le premier réseau a vu le jour en **1956**, mais c'est en **1992** qu'a commencé le véritable essor de la téléphonie mobile avec l'ouverture du premier réseau **GSM**.

Nous allons étudier globalement le fonctionnement d'un réseau **GSM (2G)** et ses différentes évolutions pour arriver au système **UMTS (3G)**.



I.3.1-GSM (Global System for Mobile communications):

Le **GSM** très largement utilisé est la première norme de téléphonie cellulaire qui soit pleinement numérique. C'est la référence mondiale pour les systèmes radio mobiles.

Avec plus de **400** millions d'utilisateurs à la fin de l'année **2000** dans le monde, soit la moitié du nombre total d'utilisateurs de téléphonie mobile [I.4], Le réseau **GSM** offre à ses abonnés des services qui permettent la communication de stations mobiles de bout en bout à travers le réseau. La téléphonie est le plus importante des services offerts. Ce réseau permet la communication entre deux postes mobiles où entre un poste mobile et un poste fixe. Les autres services Proposés sont la transmission de données à faibles débits et la transmission de messages **SMS** (short message service).

Le réseau **GSM** est divisé en trois parties :

- 📡 **BSS (Base Station Sub-system)** : assure les transmissions radioélectriques et gère la ressource radio, il comprend :
 - **MS (mobile station)** : les terminaux mobiles.
 - **BTS (Base Transceiver Station)** : est l'équipement de transmission radio du réseau **GSM**, elle effectue différentes opérations, dont le codage/décodage des informations transmises sur l'interface radio, la modulation/démodulation.
 - **BSC (base station Controller)** : est un équipement pouvant contrôler une ou plusieurs **BTS**, elle est l'organe intelligent du sous-système radio.
- 📡 **NSS (Network Switching Sub-system)** : est le réseau Cœur, il réalise les fonctions d'établissements des appels et de la mobilité.
- 📡 **OSS (opération and support system)**:il permet à l'exploitant d'administrer son réseau.

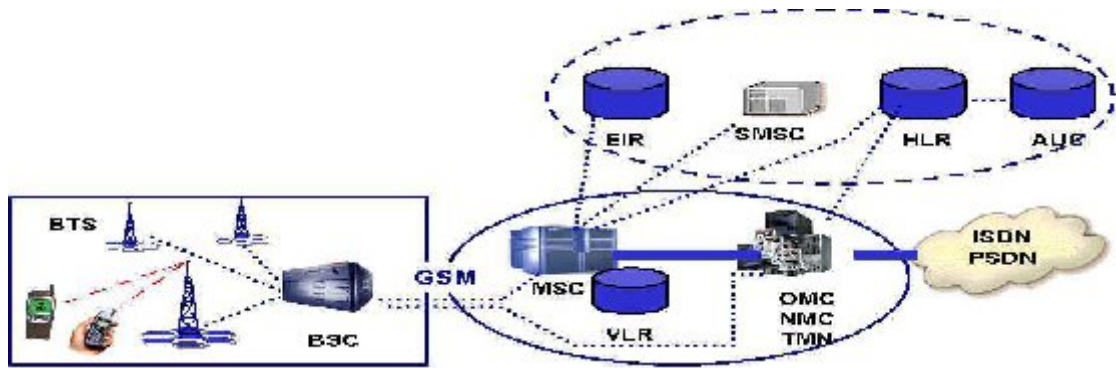


Figure I.3 : Architecture d'un réseau GSM

L'interface radioélectrique du GSM fonctionne dans deux bandes de fréquence: **900 MHz** pour le GSM, et **1800 MHz** pour le DCS. Pour établir un canal de communication, la BTS et le mobile se voient attribuer dynamiquement deux fréquences porteuses pour les liaisons montante et descendante (accès **FDMA**), et un intervalle de temps dans la trame temporelle portée par les deux fréquences (accès **TDMA**).

L'accroissement du nombre d'utilisateurs et le développement des services multimédia ont favorisé le développement de nouvelles normes dans le désir d'augmenter les capacités et les débits des transmissions mobiles. La première évolution du GSM fait partie de la génération 2,5G.

I.3.2-GPRS (General Packet Radio Services):

Le **GPRS** représente une évolution majeure du **GSM**. Par l'utilisation de la commutation de paquets et l'augmentation des débits, il ouvre la porte aux applications mobiles multimédias et permet la transition en douceur vers la troisième génération.

L'introduction du **GPRS** dans un réseau **GSM** nécessite une mise à jour logicielle des équipements BSS et la mise en place de nouveaux nœuds de service **SGSN** (*Serving GPRS Support Nodes*) et **GGSN** (*Gateway GPRS Support Nodes*). Grace à cette modification, les utilisateurs auront un accès internet permanent, dès lors, les opérateurs ne facturent plus le temps passé connecté, mais la quantité de données envoyées (**voir figure I.4**)

Ainsi, on peut espérer de **GPRS** une utilisation plus efficace des ressources radio pour les applications en mode paquet, il a la possibilité d'allouer 8 times slots d'une porteuse **GSM** à un instant donné à un utilisateur, ce qui lui permet d'afficher un débit crête de **171.2 kbit/s**, il est à noter que ce débit est purement théorique [I.4]. En pratique, le débit ne dépasse pas les **115 kbit/s**.

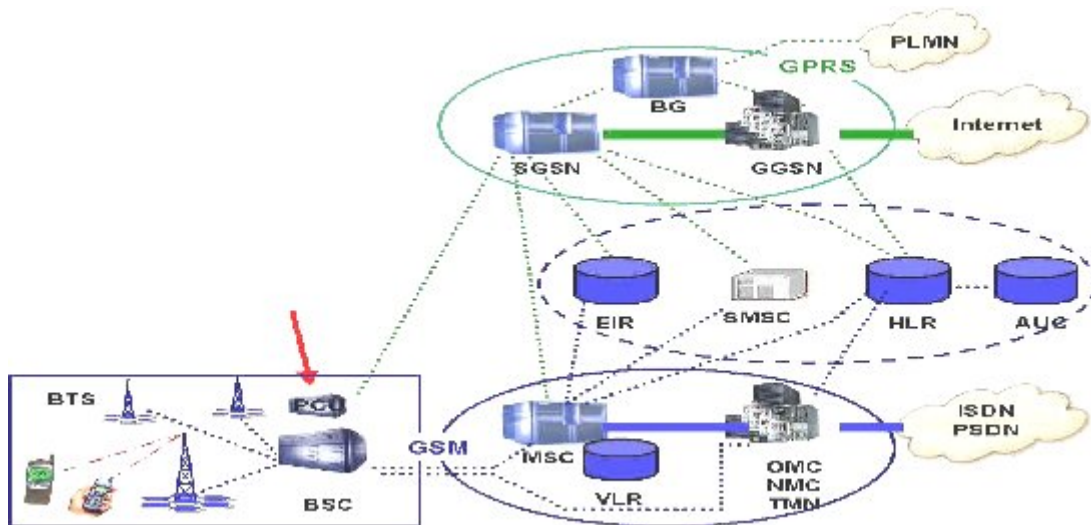


Figure I.4 : Architecture d'un réseau GPRS

I.3.3-EDGE (Enhanced Data rate for GSM Evolution):

Cette nouvelle solution permet des débits supérieurs allant de **384 à 473,6 kbit/s** avec une modulation de type **8PSK** (8 Phase Shift Keying) plus efficace, et de nouveaux schémas de codage tout en réutilisant les caractéristiques spectrales de la norme **GSM**.

L'introduction d'**EDGE** a un faible impact technique car cette technologie s'appuie entièrement sur le **GSM** et ne nécessite que des modifications logicielles et matérielles mineures. La structure du réseau reste la même et les opérateurs n'ont pas besoin d'investir dans de nouvelles licences.

Le **GPRS** et l'**EDGE** sont des techniques intermédiaires entre les systèmes 2 G (GSM,) et 3G (UMTS, ...), ils forment aussi la principale perspective vers la 3ème génération (3G).

I.3.4- UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) :

L'**UMTS** est la norme cellulaire pour les systèmes de communication mobile de 3ème génération Cette nouvelle norme a été développée pour la transmission vocale, texte, vidéo ou multimédia numérisée. C'est une évolution décisive par rapport au **GSM**, mais au contraire du GSM ce sera une norme internationale unifiée, basée sur une combinaison de services fixes et radio / mobiles. La téléphonie standard, l'accès à l'Internet, la téléphonie vidéo et des services spécialement adaptés tels que les actualités et les informations sur la bourse seront mis à disposition des utilisateurs sans interruption avec des débits beaucoup plus importants allant jusqu'à **2Mbit/s**.

La norme **UMTS** fonctionne dans la bande de fréquence : **1900 à 2200 MHz** afin d'éviter la saturation des bandes de fréquences déjà utilisées. Une des plus importantes nouveautés de l'**UMTS** est l'interface radio **UTRAN** (*UMTS Terrestrial Radio Access Network*). Une technique entièrement différente de modulation radio, de codage de l'information et de partage de la ressource radio est. Elle est basée sur le concept du **W-CDMA** (*Wideband Code Division Multiple Access*) qui permet l'accès au canal de transmission par l'attribution de codes spécifiques à chaque utilisateur.

Ce système, particulièrement sensible aux interférences, nécessite un mécanisme de contrôle de puissance très performant mais permet l'utilisation des mêmes fréquences porteuses dans des cellules voisines, ce qui facilite la planification cellulaire et les transferts d'appels intercellulaires.

Enfin, cette norme 3G est bien une avancée technologique mais sa mise en place a été relativement longue. Elle devrait progressivement remplacer les normes **GSM** dans les années à venir mais la transition sera progressive [I.5].

Deux évolutions de ces techniques ont été développées à partir de leur combinaison pour L'UMTS :

- le **W-CDMA** combine le CDMA et le FDMA.
- le **TD-CDMA** combine le TDMA, le CDMA et le FDMA.

Chacune de ces méthodes d'accès est associée à une technologie qui gère les ressources liées à l'émission et la réception de chaque utilisateur. Ces technologies (appelées modes de duplexage) sont:

- Le **FDD** (Frequency Duplex Division), qui est le mode de duplexage lié au W-CDMA,
- Le **TDD** (Time Duplex Division), qui est la méthode associée au TD-CDMA. ce dernier mode, dont le développement est moins avancé, étant plutôt destiné à des réseaux micro cellulaires.

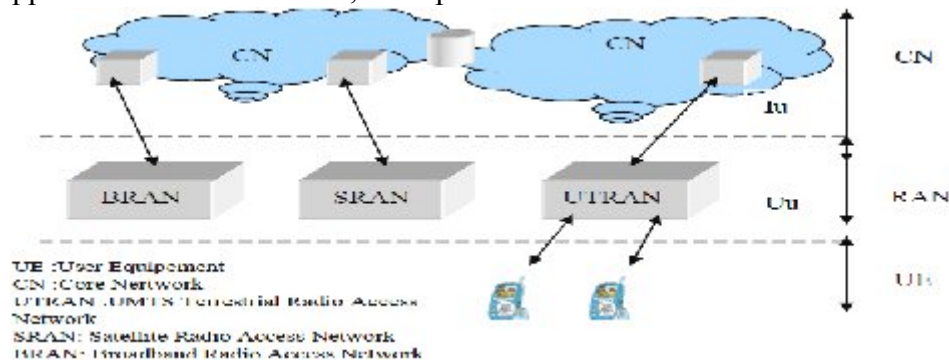


Figure I.5 : Architecture générale de l'UMTS

1.4-La liaison sans fil :

Une liaison radio est constituée d'un ensemble de trois éléments formés par l'émetteur, le milieu de propagation et le récepteur. Le canal de propagation est le support physique de transmission des signaux.

La chaîne de transmission est l'ensemble des moyens techniques [I.2] utilisés pour transmettre de l'information à distance tel que codage de source, codage canal, modulation.

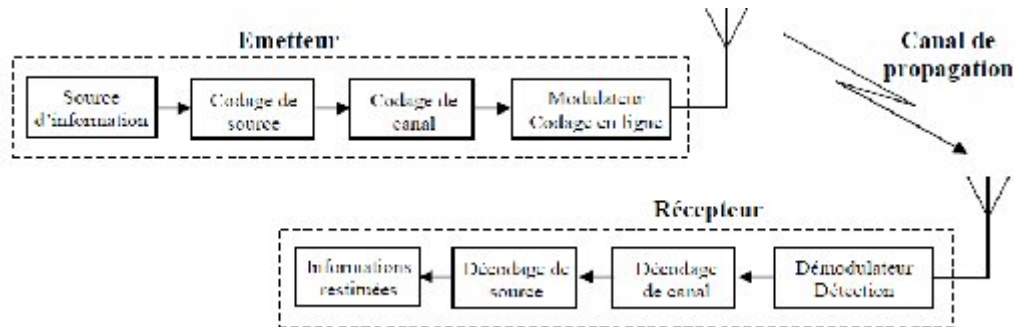


Figure I.6: La liaison radio

1.5-Types des systèmes de communication mobile :

Dans un système de communication mobile, au moins un des émetteurs récepteurs est mobile. Il peut être à bord d'un véhicule qui peut se déplacer aux vitesses élevées, ou ce peut être une unité mobile utilisée par un piéton. Les types de base de systèmes incluent base/mobile, pair à pair, répéteur, et systèmes satellites mobiles.

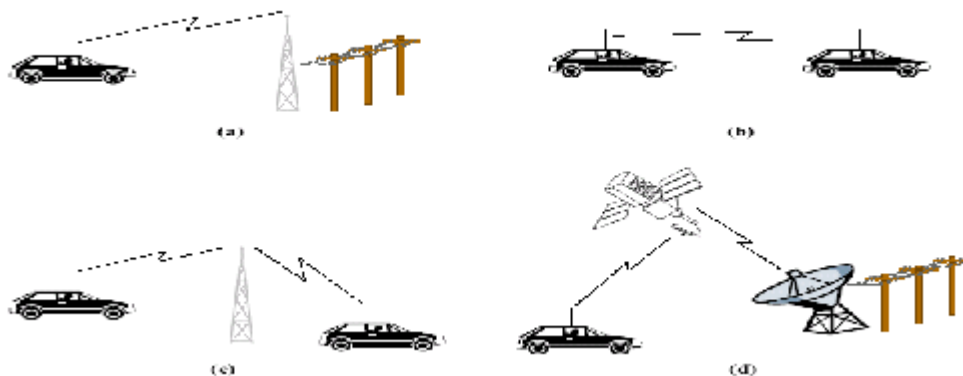


Figure I.7: Type des systèmes de communications mobiles

1.6-Techniques d'accès multiple et réutilisation de fréquence :

La limitation principale du système de communication sans fil est le spectre de fréquence. N'importe quelle ressource qui peut être employée pour créer les canaux physiques multiples qui occupent le même bloc fixe de spectre est désigné souvent sous le nom de la réutilisation. En revanche, l'accès multiple se rapporte à la subdivision efficace simple physique d'un canal cela occupe un bloc fixe de spectre dans plusieurs canaux de bas capacité.

Tandis que la réutilisation et l'accès multiple sont conceptuellement distincts, les termes sont employés légèrement l'un pour l'autre. En fait le rapport entre les deux est que la réutilisation de fréquence augmente la capacité et l'accès multiple est l'attribution de cette capacité aux utilisateurs multiples. La distinction est encore confondue dans la pratique parce que quelques systèmes, tels que CDMA cellulaire, emploient la même technologie pour faciliter la réutilisation de fréquence et l'accès multiple.

I.6.1-Capacité d'un canal :

Un point de départ utile pour cette discussion est la capacité théorique d'un canal à bande passante limitée avec le bruit gaussien blanc additif, qui a été définie par *Shannon* comme suit :

$$C = W \log_2(1 + S / N) \quad (\text{I.1})$$

Où :

- C est la capacité de canal en bits par secondes,
- W est la bande passante en hertz,
- S est la puissance moyenne de signal,
- N est la variance du signal de bruit.

L'expression ci-dessus nous donne la capacité maximale (débit max) possible peut supporter par le canal pour une bande passante et un rapport signal sur bruit donné. Cette capacité n'est pas réalisée dans la pratique.

I.6.2-Les techniques d'accès :

Pour tout système mobile, il est nécessaire de définir et d'optimiser la façon dont les ressources radio disponibles sont allouées entre plusieurs utilisateurs. C'est à dire, il faut définir la technologie d'accès qui permet une gestion plus efficace de l'interface radio. On définit trois méthodes d'accès classiques : le FDMA, le TDMA et le CDMA.

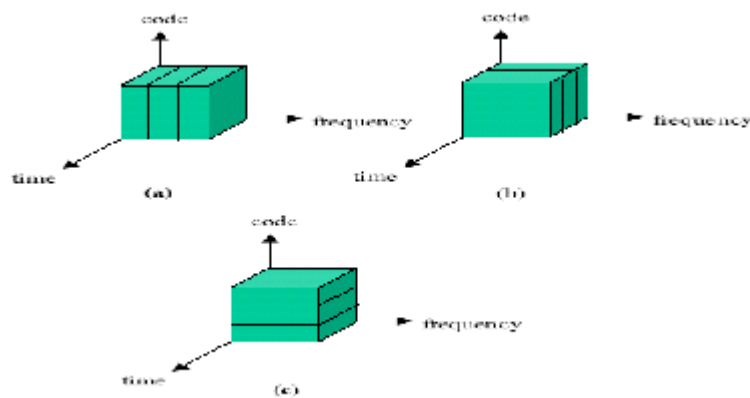


Figure I.8: Technique d'accès multiple par répartition dans :
a) les fréquences (FDMA) b) le temps (TDMA) c) le code (CDMA)

I.6.2.1- Accès multiple par répartition de fréquence (FDMA) :

Dans l'accès multiple de division de fréquence **FDMA**, le spectre disponible est subdivisé en bandes de fréquence plus étroites, dont chacune est employée comme canal.

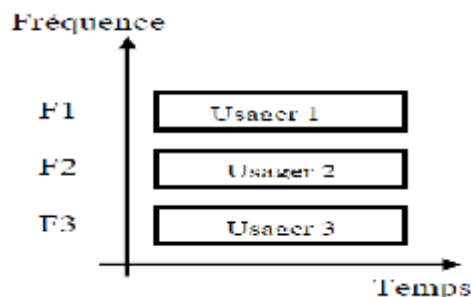


Figure I.9 : Technique d'accès FDMA

Pour le **FDMA** toute la largeur de bande est divisée parmi les M utilisateurs simultanés de tels que chaque utilisateur est assigné un canal avec une largeur de bande de W_{FDMA} en W/MHZ.

La capacité de chaque canal est :

$$C_{FDMA} = (W / M) \log_2(1 + S / N) = C / M \tag{I.2}$$

Pour un S/N (rapport signal à bruit) constant, la capacité de toute la largeur de bande est la même que dans l'équation précédente mais est divisée par les M utilisateurs [I.6].

Dans la pratique, chaque utilisateur occupe une largeur de bande légèrement plus étroite de sorte que l'interférence entre les canaux soit acceptable.

I.6.2.2- Accès multiple par répartition dans le temps (TDMA) :

Dans le cas de l'Accès Multiple à Répartition dans le Temps TDMA, chaque canal de type FDMA est encore subdivisé dans le temps, et l'on attribue aux utilisateurs de courts intervalles de temps pendant lesquels ils peuvent communiquer sur le canal. Par exemple le système GSM alloue successivement 8 intervalles de temps sur une même fréquence, correspondant à 8 communications simultanées par porteuse.

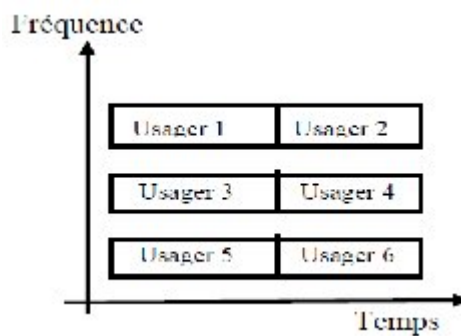


Figure I.10 : Technique d'accès TDMA

Pour le TDMA, la capacité théorique est donnée par :

$$C_{TDMA} = C / M \tag{I.3}$$

Dans des réalisations pratiques, cette capacité ne peut pas être atteinte parce que des intervalles de temps supplémentaires sont utilisés (pour la synchronisation) [I.7].

I.6.3- Stratégies de réutilisation de fréquence :

Dans un système de communication sans fil qui couvre une large zone ne peut pas prendre en charge tous les utilisateurs dans cette zone, si la largeur de bande disponible est utilisée une seule fois dans la zone de couverture.

Deux canaux distincts où plus peuvent exister dans la même bande de fréquence, si un certain mécanisme est utilisé pour réduire au minimum les interférences entre ces derniers. Ce concept est illustré dans la figure I.11. La Séparation, en général spatiale, dans la distance, dans l'angle, ou dans la polarisation est exploitée pour la réutilisation de fréquence.

Dans un tel système une capacité par unité surfacique doit être suffisante pour la densité des utilisateurs. La capacité par unité de zone de couverture peut être mesurée en bits/second/km.

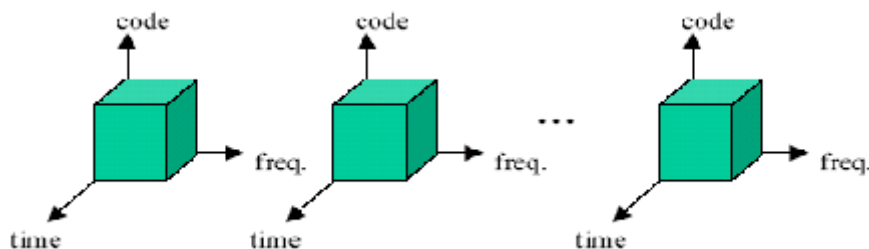


Figure I.11: Canaux répétés qui utilisent la même fréquence, même code, le même intervalle de temps, mais sont séparées dans l'espace.

I.6.3.1-Réutilisation cellulaire de fréquence :

La croissance de la demande de trafic est une donnée de base importante de la planification des réseaux. C'est seulement lorsque le système en arrive au stade de plusieurs milliers d'abonnés dans une même zone urbaine que le problème de réutilisation des fréquences se pose pour permettre d'augmenter la capacité du système.

La technique de réutilisation de fréquences permet de résoudre le problème de limitation du spectre. En effet, en utilisant cette méthode et en pratiquant une subdivision cellulaire on arrive à créer une capacité fréquentielle théoriquement illimitée [I.8].

Le principe fondamental de la conception des systèmes cellulaires est le schéma de réutilisation des fréquences. Celui-ci est défini comme l'emploi de canaux radio sur la même fréquence porteuse couvrant des zones géographiquement distinctes (cellules). Ces zones doivent être séparées l'une de l'autre d'une distance suffisante pour que l'interférence dans le même canal ou entre fréquences adjacentes pouvant survenir reste à un niveau tolérable.

Le principe consiste à :

- Partager une zone géographique en un certain nombre de sous zones appelées cellules, qui dépend en réalité de la topographie de la région qui est servie par l'antenne de la cellule. Pour plus de clarté, on peut les illustrer par des hexagones (**figure I.12**).
- Affecter une bande de fréquences à chacune des cellules.
- Réutiliser chaque bande de fréquences de façon à ce qu'elles soient suffisamment éloignées, Cet éloignement minimum se calcule en fonction du diamètre de chaque cellule.

Pour ne pas avoir d'interférences co-canal (des cellules qui utilisent la même fréquence), il faut les éloigner d'une distance **D**, qui s'appelle *distance de réutilisation*, cette distance dépend de la taille de motif, plus la taille est grand plus D est grande.

On appelle "*motif*" le plus petit groupe de cellules contenant l'ensemble des canaux une et une seule fois. On peut déduire une simple équation entre la distance de réutilisation D et la taille de motif :

$$D = \sqrt{3K} * R \quad (I.4)$$

Où K est la taille de motif et R est le rayon de la cellule

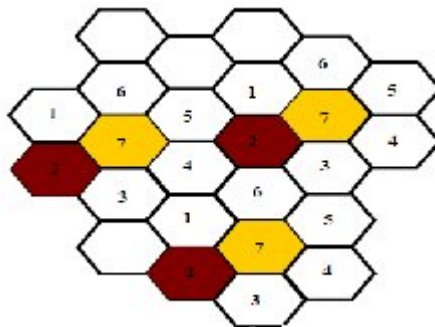


Figure I.12 : Réutilisation de fréquence par le concept cellulaire

Dès lors, le rapport Signal sur Bruit permet d'évaluer la qualité de la communication qui s'exprime ici comme un rapport $SINR = C / (I+N)$ (le rapport signal sur interférence plus bruit) où **I** est l'interférence et **N** le bruit (thermiques, ...).

Du fait de la réutilisation des fréquences : $N \ll I$, on parle couramment de rapport signal sur interférence : C/I

L'interférence la plus significative vient des six cellules de Co-canal les plus étroites, ainsi :

$$\frac{C}{I} = \frac{1}{6} \left[\frac{D}{R} \right]^\gamma \quad (I.5)$$

Où γ est un exposant d'affaiblissement de trajet empiriquement déterminé :

- Pour l'espace libre, $\gamma = 2$.

- Pour les zones suburbaines et urbaines γ peuvent être aussi plus que 5 ou 6, mais sont typiquement entre 3 et 4.

Si R diminue, cela va augmenter également la capacité par unité de surface, mais cette approche est très chère parce qu'il exige plus de stations de base. Comme le rayon R de cellules est diminué, l'exposant γ approche à 2, parce que la propagation dégagée est plus probable dans les plus petites cellules. Ainsi, si le rayon de cellules est diminué trop, K doit être augmenté pour maintenir SINR acceptable, et ceci réduit la capacité par unité de surface.

On a proposé des approches dont lesquelles on va utiliser les antennes adaptatives en réduisant l'interférence et permettant un plus petit K et augmentant la capacité.

I.6.3.2-L'accès multiple par répartition dans le code (CDMA) :

L'Accès Multiple à Répartition par les Codes **CDMA** est une technique radicalement différente des deux précédentes. Les usagers d'un système **CDMA** utilisent tous la même bande de fréquence au même instant, la séparation entre les différents usagers étant assurée par un code propre à chacun.

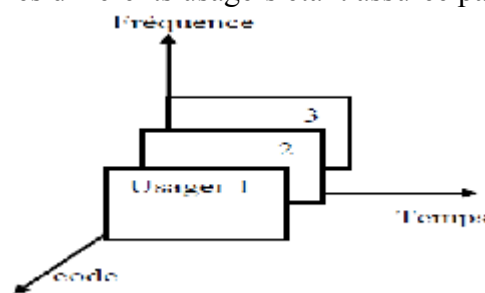


Figure I.13 : Technique d'accès CDMA

Le rapport **C/I** est donné par :
$$\frac{C}{I} = \frac{E_b}{I_0} \times \frac{R_b}{B} \tag{I.6}$$

Où :

- E_b est l'énergie par bit.
- I_0 est l'interférence totale par Hz.
- R_b est le débit binaire par bits /s.
- B est la bande passante de canal.
- $PG=B/R_b$ gain de traitement.

Le **CDMA** combine les aspects d'accès multiples et la réutilisation de fréquence, il est possible d'utiliser la même fréquence à chaque cellule, mais il ne faut pas que les codes soient réutilisés dans des cellules adjacentes. Puis, le nombre de M utilisateurs de **CDMA** qui peuvent servis simultanément en chaque cellule, peut être estimé à partir de la géométrie des cellules [I.6]. En supposant que toutes les cellules transmettent la même puissance, ceci est fait par la solution d'équation, pour M_{CDMA} :

$$C/I = \frac{R^{-\gamma}}{(M_{CDMA} - 1).R^{-\gamma} + M_{CDMA}(2.R^{-\gamma} + 3.(2.R)^{-\gamma} + 6(2.63.R)^{-\gamma})} \tag{I.7}$$

I.6.3.3-Accès multiple par répartition dans l'espace (SDMA) :

La **SDMA** est une technique suscitant un intérêt croissant depuis quelques années. Elle repose sur le partage de l'espace en plusieurs régions (par techniques de traitement de l'antenne) permettant d'obtenir un partage spatial du spectre. **SDMA** peut être utilisée avec toutes les méthodes d'accès conventionnelles (FDMA, TDMA et CDMA).

Des différentes stratégies multiples d'accès et de réutilisation de fréquence peuvent être employées en association pour permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal, temps, fréquence ou code à l'intérieur de la même cellule. La séparation des sources est réalisée par filtrage spatial ce qui est montrée dans la **figure I.14**.

Cette approche comporte les principaux avantages suivants :

- La séparation spatiale est employée pour la réutilisation de fréquence dans des systèmes de téléphone cellulaire. (Plus d'utilisateurs peuvent donc être desservis par la même bande de fréquences),
- les faisceaux étant dirigés vers l'utilisateur, la propagation par multi trajets est considérablement réduite et l'interférence entre canaux est également réduite,
- la consommation d'énergie est réduite si on la concentre vers l'utilisateur, avec une pollution électromagnétique réduite,
- La confidentialité des communications est augmentée par la directivité des faisceaux. Intercepter une communication ne devient possible que si l'on se trouve sur le faisceau.

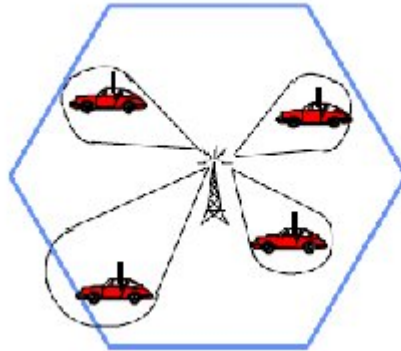


Figure I.14 : L'accès multiple par répartition dans l'espace

La capacité est :

$$C = N_{\text{SDMA}} * C \quad (\text{I.8})$$

Ce qui implique que la capacité va multiplier fois le nombre des faisceaux (ou nombre des canaux séparés).

Une station de base permet de réutiliser une fréquence pour communiquer avec deux mobiles ou plus si les mobiles sont suffisamment séparés, en utilisant des faisceaux fortement directifs formés par des antennes adaptatives où le gain d'antenne annule dans toutes les directions sauf pour la direction des mobiles désirés comme illustré dans la figure suivante :

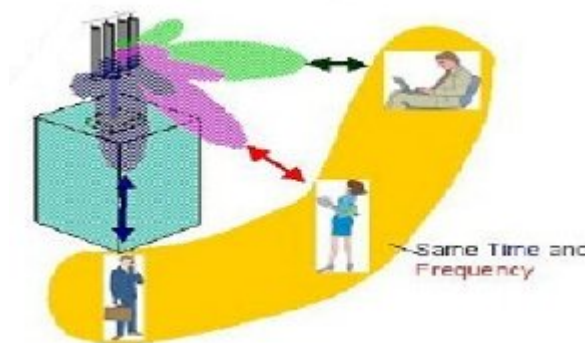


Figure I.15 : Utilisation de la séparation de l'espace avec les antennes adaptatives

1.7- Étude du canal radio mobile :

1.7.1-Le canal de propagation :

Les performances des systèmes de transmissions sont fortement dépendantes des perturbations engendrées par le canal de transmission [I.9]. Pour cela, une meilleure connaissance du canal de propagation est primordiale afin de garantir leurs performances en termes de taux d'erreur souhaités.

De plus, dans le cas des systèmes d'antennes intelligentes, la caractérisation du canal de propagation est importante pour la séparation spatiale des signaux reçus ou pour la conformation de faisceau rayonné par l'antenne en fonction de son environnement.

Dans le cas de transmissions radioélectriques, le canal peut être présenté sous la forme d'un modèle regroupant les principaux phénomènes qui vont contribuer à la dégradation de la qualité du signal lors de son transport sur l'interface radio entre l'émetteur et le récepteur.

On prendra soin de différencier le canal de propagation, qui ne tient compte que des différentes interactions subies par les ondes électromagnétiques dans l'environnement, du canal de transmission qui ajoute en plus les caractéristiques des diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception.

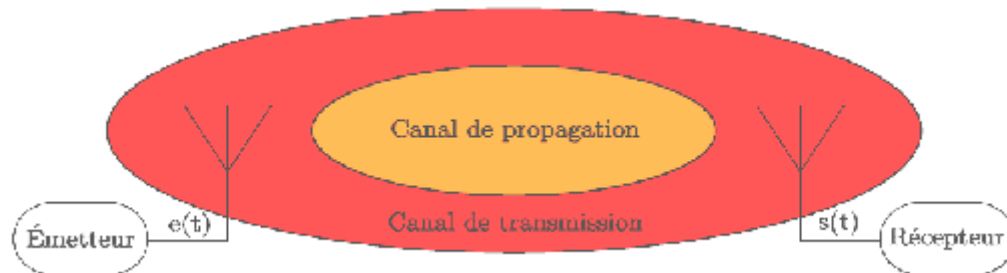


Figure II.16 : Le canal de propagation et le canal de transmission

I.7.2-Les phénomènes de propagation :

Dans la réalité [I.2], des obstacles naturels comme les arbres ou les bâtiments peuvent gêner le trajet de l'onde émise. Il en découle une multitude d'ondes retardées, atténuées et déphasées au niveau du récepteur.

Donc l'onde électromagnétique émise subie plusieurs phénomènes comme la réflexion, la réfraction, la diffraction ou la diffusion en fonction de la nature et de la taille de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde lors de son cheminement vers le récepteur.

I.7.2.1-Influence des obstacles sur les signaux :

❖ La réflexion :

La réflexion survient lorsqu'une onde électromagnétique frappe une surface lisse de très grandes dimensions comparées à sa longueur d'onde. Le sol, les bâtiments et les murs sont des sources de réflexion courantes.

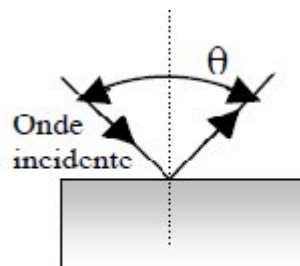


Figure I.17: la réflexion

❖ La diffraction:

La diffraction intervient lorsque le chemin de transmission entre l'émetteur et le récepteur est obstrué par un corps dense de dimension comparable à la longueur d'onde ou par une surface possédant des irrégularités pointues (arêtes, ...). Le phénomène de diffraction engendre une formation d'ondes secondaires derrière le corps obstruant. Les sommets des collines et les bâtiments sont souvent des obstacles diffracteurs.

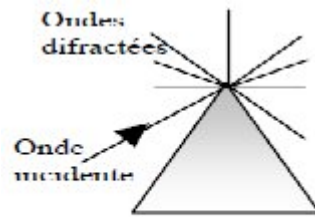


Figure I.18 : la diffraction

❖ **La dispersion :**

La diffusion apparaît lorsqu'une onde radio rencontre de grandes surfaces rugueuses ou de petits objets (de dimensions plus petites ou de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde). Elle peut également être produite par d'autres irrégularités dans le canal.

Le mécanisme de diffusion crée une dispersion d'énergie dans toutes les directions. Les fenêtres, le feuillage et les panneaux de signalisation sont des diffuseurs potentiels.

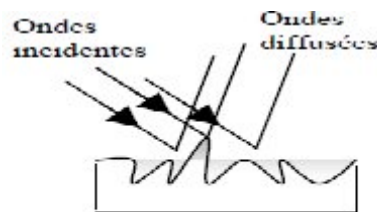


Figure I.19 : la dispersion

❖ **La réfraction :**

Le phénomène de transmission, encore appelé réfraction, traduit le passage d'une onde d'un milieu à un autre dont l'indice est différent. Dans le cas où le second milieu est d'épaisseur finie, l'onde est à nouveau réfractée dans le premier milieu et traverse ainsi l'obstacle.

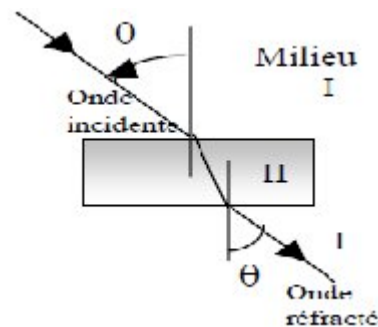


Figure I.20 : la réfraction

I.7.2.2- Les trajets multiples (multipath propagation) :

Comme nous l'avons présenté précédemment, le canal de propagation radioélectrique est caractérisé par l'existence de multi-trajets entre une station fixe et une station mobile. Les conditions de propagations sont variables et dépendent de l'environnement. Les différents obstacles qui constituent le milieu de propagation permettent à l'onde émise d'emprunter plusieurs voies ou chemins avant d'atteindre l'antenne de réception (**figure I.21**). Suivant le cas, le trajet direct entre l'émetteur et le récepteur peut exister ou non. Chaque trajet suit alors un chemin différent avant d'atteindre le récepteur avec un retard, un angle d'arrivée, une amplitude et une phase propre. L'onde reçue par le récepteur est la recombinaison de ces trajets multiples.

Le champ électromagnétique subit donc au cours de son parcours un certain nombre de variations qui dépendent de la nature et des dimensions des milieux traversés. Ceci a des effets néfastes sur la

communication : atténuation, retard, effet Doppler, effet de masque ou encore effet d'évanouissement (fading).

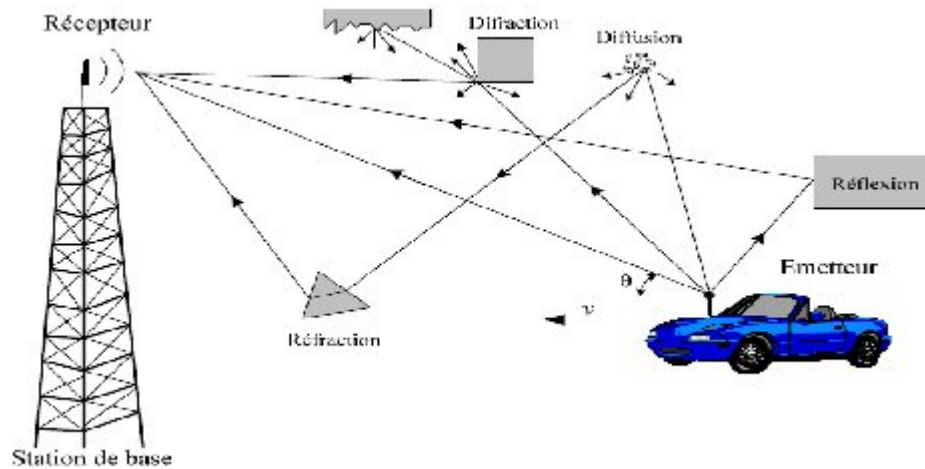


Figure I.21: Propagation multi-trajets

I.7.2.2.a- Aspect positif des multi- trajets :

Dans certains cas, les trajets multiples présentent un avantage. Comme dans le cas d'une liaison où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe [I.10], la diffraction et la diffusion prédomine et permet ainsi aux ondes de contourner les obstacles et donc d'assurer la continuité de la liaison radio.

I.7.2.2.b- Aspect négatif des trajets multiples :

Cette propagation par trajets multiples est à l'origine de plusieurs problèmes qui affectent les trois paramètres (amplitude, phase et fréquence) de l'onde émise de la façon suivante [I.2] :

- distorsion de phase par la dispersion des retards ou des temps de propagation
- distorsion d'amplitude par l'évanouissement ou le fading de Rayleigh
- décalage en fréquence par effet Doppler.

✚ La dispersion des retards (Delay Spread) :

La distorsion de phase est due à la différence des temps de propagation c'est-à-dire aux retards des différents trajets réfléchis arrivant au niveau de récepteur. Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct.

On appelle bande de cohérence, la bande de fréquence dans laquelle les comportements des signaux radiofréquences sont encore fortement corrélés. On dit que le canal est *sélectif en fréquence* (frequency selective fading) [I.11] quand la bande de cohérente B_C du canal est inférieure à la bande B_S occupé par le signal modulant ($B_C \leq B_S$). Dans ce cas, il y a distorsion [I.2].

Pour une transmission d'un signal numérique sans distorsion dont la bande passante est B_s et la fréquence Doppler f_d , il faudra assurer l'inégalité suivante :

$$f_d \prec B_s \prec B_C \quad (I.9)$$

Dans le cas d'une transmission numérique, en réception, le récepteur traite une superposition des symboles retardés par les trajets multiples. Les phénomènes de trajets multiples vont introduire de *l'interférence entre symboles* (IES) si le temps symbole T_S est petit par rapport à l'étalement des retards.

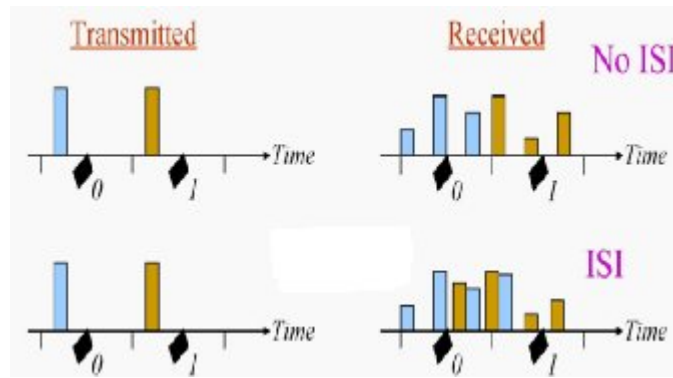


Figure I.22: Illustration du phénomène de dispersion des retards et ISI

📶 Evanouissements (ou Fading) de Rayleigh :

Entre l'émetteur et le récepteur, le signal subit des réflexions et diffraction sur des divers obstacles. L'onde reçue est la superposition des contributions sur la même fréquence des différents trajets, avec des amplitudes, des phases et des retards dépendant du chemin parcouru par les différentes ondes réfléchies. Cette recombinaison peut être constructive ou destructive en fonction de la phase de chaque trajet donnant naissance à des évanouissements (ou fading) régulièrement espacés [I.2].

Les fluctuations rapides du signal sur de petites périodes sont causées par les multiples versions du signal. Leurs combinaisons peuvent se faire de façons constructives (et apporter du gain) ou destructives. Lorsque les signaux se recombinaient de façon destructive à un instant, le signal résultant présente des évanouissements profonds, menant à l'effacement du niveau du signal reçu (**figure I.23**).

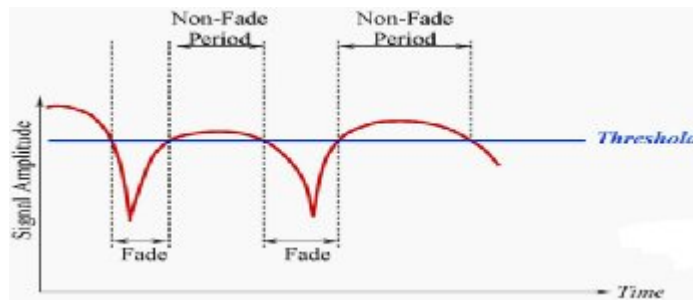


Figure I.23: Une représentation de phénomène du fading sur un signal d'utilisateur

Fading est un phénomène de 3 dimensions créer 'fade zones', ces zones sont habituellement petites, et elles tendent à atténuer périodiquement le signal reçu pendant que les utilisateurs traversent elles [I.12].

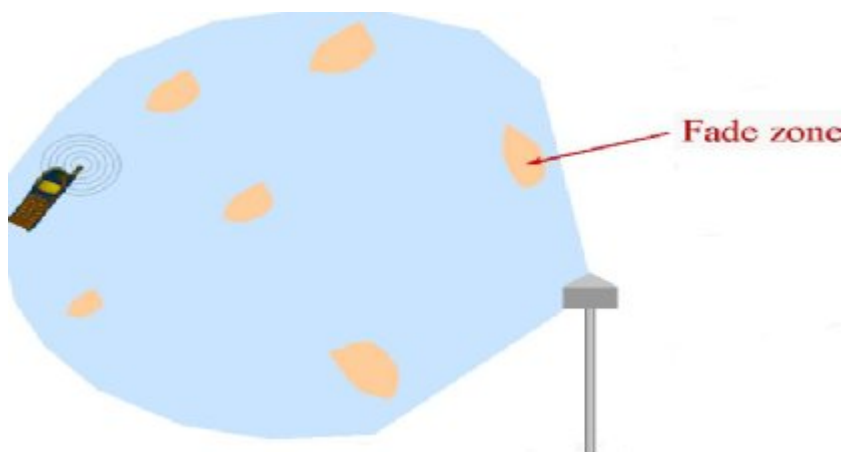


Figure I.24: Une représentation de zones d'évanouissements

En général les évanouissements sont subdivisés en deux grandes catégories [I.2] :

✓ **La variation à petite échelle :**

Si le temps de cohérence T_c est inférieur à la durée d'un symbole, les propriétés électriques du canal sont modifiées et une distorsion de ce signal en bande de base peut être observée. Il s'agit alors d'évanouissements rapides (**fast fading**) qui sont le résultat des phénomènes de propagation par trajets multiples et la variation dynamique des longueurs électriques des trajets (effet Doppler).

✓ **La variation à grande échelle :**

Lorsque le temps de cohérence du canal est supérieur à la durée du symbole, les propriétés électriques du canal sont invariantes pendant la transmission, il s'agit alors d'évanouissements lents (**slow fading**) qui sont traduits par des fluctuations de la puissance moyenne mesurées sur un intervalle de temps suffisamment grand. Les évanouissements lents sont dus aux effets de masque (shadowing), traduisant les pertes causées par les obstacles (collines, vallées, bâtiments, forêt, etc.) et aux phénomènes de la décroissance naturelle traduisant les pertes en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur [I.7].

✚ **Décalage en fréquence (Doppler Shift) :**

La **Figure I.25** présente un mobile se déplaçant à une vitesse constante dans un environnement multi-trajets avec un trajet direct. La direction de déplacement et la vitesse de récepteur par rapport à l'émetteur entraîne une variation de la fréquence du signal reçu. On parle alors de décalage Doppler (Doppler shift) ou étalement spectral du signal transmis. L'effet Doppler s'applique à une onde transmise ou reçue par un mobile en déplacement.

Si v est la vitesse relative du mobile et f la fréquence de la porteuse transmise, l'effet Doppler décale cette fréquence, à la réception d'une quantité :

$$f_{dn} = f \frac{v}{c} \cos \theta_n \quad (\text{I.10})$$

Où f_{dn} est la fréquence Doppler du n th trajet, c est la vitesse de la lumière et θ_n est l'angle formé par la direction du vecteur vitesse du mobile avec celle du vecteur de propagation de l'onde transmise. La fréquence Doppler maximale est donnée par :

$$f_d = f \frac{v}{c} \quad (\text{I.11})$$

Dans un canal multi-trajets, les angles d'arrivée des composantes sont différents, en général, chacune à un effet Doppler différent.

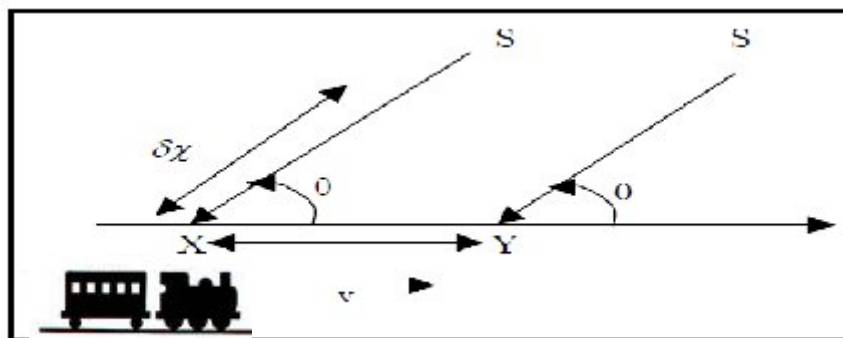


Figure I.25 : Illustration de l'effet Doppler

I.7.2.3- Interférences des signaux :

L'augmentation de la capacité du réseau cellulaire se traduit par une augmentation du taux de réutilisation de fréquences [I.8]. Ceci est à l'origine de l'augmentation du niveau d'interférence que ce soit Co-canal ou bien sur canal adjacent. Les communications radio mobiles sont affectées par trois types d'interférences :

- ❖ **L'interférence Co-canal** : ce type d'interférence aura lieu lorsque des émetteurs radio émettent sur la même fréquence que l'émetteur que l'on souhaite capter, et même s'ils sont éloignés, ils peuvent perturber la réception.
- ❖ **L'interférence sur canal adjacent** : cette interférence est causée par l'utilisation de canaux assez proches l'un de l'autre dans le spectre des fréquences présent sur des sites proches.
- ❖ **L'interférence Co-site** : ce type d'interférence est présent lorsque deux fréquences voisines sont utilisées dans le même site. Pour éviter cet effet d'interférence, il faut exiger dès le début de l'allocation des fréquences une séparation minimale des porteuses (typiquement les porteuses doivent être séparées de 400 KHz).

I.8-Conclusion :

Le réseau sans fil présente une véritable alternative, par sa souplesse et ses performances, Au cours de ces dernières années, les besoins en débits importants n'ont cessé d'augmenter. De nouvelles notions telles que la mobilité et le multimédia sont devenues importants voire indispensables dans notre vie professionnelle.

Dans un premier temps, un état de l'art de ces différents types de réseaux va être fait afin de mettre en évidence les caractéristiques de chacun des réseaux sans fil (GSM, GPRS, EDGE, UMTS). Nous verrons par la suite les différentes stratégies d'accès multiples et de réutilisation de fréquence qui peuvent être employées en association pour permettre à plusieurs utilisateurs d'exploiter le même canal fréquence, temps, ou code à l'intérieur de la même cellule (FDMA ,TDMA,CDMA) en utilisant une séparation spatiale (SDMA),

Dans un second temps, les phénomènes de propagation responsable de dégradation de la qualité du signal sont introduits tel que les trajets multiples et les interférences engendrées par le canal de transmission. Cela implique qu'une augmentation de la capacité par rapport aux systèmes actuels est nécessaire. Une solution envisagée, est de mettre en œuvre des antennes intelligentes. Celles-ci sont destinées à équiper les stations de base de réseaux de communication sans fil afin d'optimiser le bilan de liaison et améliorer les performances de ces systèmes.

BIBLIOGRAPHIE :

- [I.1] :Charles Tounou « *Contribution à l'étude de systèmes à diversité d'antennes sur terminaux compacts. Mesures de performances en environnement réel* » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Octobre 2008.
- [I.2] :Mouhamadou « *Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives Applications à des systèmes de communications sans fil haut débit: WiMax* » Thèse Pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Septembre 2007.
- [I.3] :<http://www.journaldunet.com>
- [I.4] :« *Evolution of UMTS Architecture for Service Development and Provisioning* » a report by Sami Tabbane ,Professor, Ecole Supérieure des Communications (Sup'Com), Tunisia 2005
- [I.5] :Laure Freytag « *Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour stations de base des réseaux de télécommunication sans fil* » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Novembre 2004.
- [I.6]:W. C. Y. Lee «*Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital*» McGraw-Hill, New York, 1995.
- [I.7]:<http://authors.phptr.com/rappaport/downloads.html>
- [I.8] :http://www.memoireonline.com/07/09/2367/m_Gestion-du-spectre-de-frequence-et-implementation-des-reseaux-de-telecommunications-cas-dun-res9.html
- [I.9]:Joseph C. Liberti, JR. Theodore S. Rappaport, “*Smart Antennas for Wireless Communications: IS 95 and Third Generation CDMA Applications*”, Prentice Hall, N.Y., USA, 12 April, 1999.
- [I.10]:Najib Fadlallah « *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* » Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Mai 2005.
- [I.11] :Olivier Berder « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de transmission multi-antennes* » présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'université de Bretagne occidentale décembre 2002
- [I.12]:Constantine A.Balanis« *antenna theory analysis and design*» third edition 2005

Chapitre II

Systèmes d'antennes intelligentes utilisés dans les réseaux de communications sans fil

II.1-Introduction :

Les récentes années nous ont montré un intérêt tout particulier des utilisateurs pour des notions comme facilité d'accès ou surtout mobilité. Pour répondre à ces attentes, c'est tout naturellement que les techniques de transmission radio ont pris leur essor pour connecter les utilisateurs professionnels ou particuliers. Ceci favorise l'émergence de nouveaux concepts technologiques dans l'exploitation des fréquences de plus en plus élevées du spectre électromagnétique [II.1]. De ce fait, la définition des futurs systèmes de radiocommunications et la mise en œuvre des technologies nouvelles associées mobilisent les efforts de nombreux centres de recherche dans le monde et apparaît donc comme une des clefs de la croissance du secteur des télécommunications. Les futurs systèmes sans fil généralement peuvent exiger des débits plus élevés avec une meilleure couverture pour une grande variété d'utilisateurs fonctionnant avec une grande variété de différents systèmes. Pour réaliser ces buts, les techniques *d'antennes intelligentes* sont nécessaires.

Jusqu' aux années récentes, les barrières de coût ont empêché leur utilisation dans les systèmes commerciaux. L'arrivée des processeurs peu coûteux puissants de signal numérique, comme innovatrice des techniques du traitement de signal ont rendu les systèmes intelligents d'antenne pratiques pour le déploiement dans les systèmes sans fil de télécommunications.

Aujourd'hui, quand spectralement les solutions efficaces sont de plus en plus un impératif d'affaires, ces systèmes fournissent un plus grand secteur de couverture, un rejet plus élevé d'interférence, et des améliorations substantielles de capacité. Ainsi l'avantage de maintenir une utilisation plus focalisée et plus efficace de l'attribution de la puissance et du spectre du système peut être significatif dans un déploiement de réseau de **WiMAX** [II.2].

II.2-Révolution des antennes omnidirectionnelles et les antennes directionnelles vers les antennes intelligentes :

Les systèmes de communications sans-fil traditionnels, sont couramment équipés avec des antennes classiques: soit omnidirectionnelles, soit tri-sectorisées. La répartition spatiale de l'énergie rayonnée par ces antennes est déterminée de telle sorte que la couverture soit optimale.

II.2.1-Les antennes omnidirectionnelles :

La plupart des systèmes de télécommunications mobiles établissent le lien entre émetteur et récepteur sans que chacun des deux ne connaisse rien de la position de l'autre. Dans ces conditions chaque système, lorsqu'il est en position d'émetteur, doit engendrer un rayonnement électromagnétique omnidirectionnel pour avoir l'assurance d'une transmission correcte des données vers le récepteur, voir la **Figure II.1**:

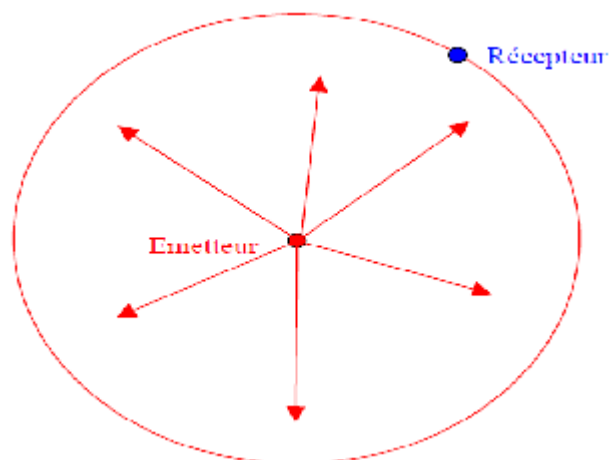


Figure II.1 : Rayonnement omnidirectionnel de l'émetteur

L'énergie rayonnée est équirépartie [II.3] dans l'espace (**Figure II.2**), il apparaît qu'une telle manière de procéder génère une dépense d'énergie inutile considérable puisque dans toutes les directions autres que celle du récepteur cette énergie est rayonnée en pure perte [II.4].

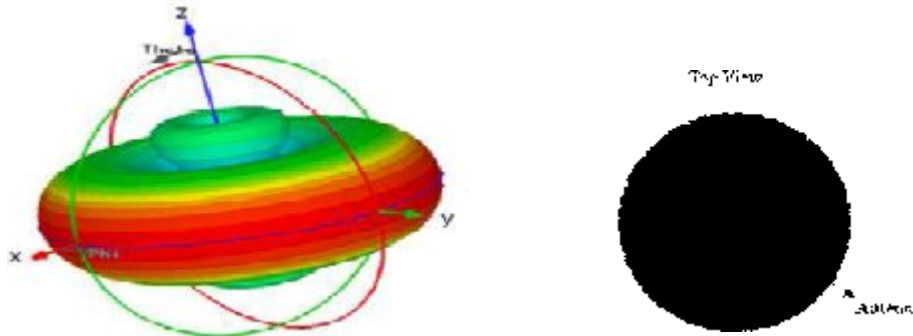


Figure II.2 : Diagramme de rayonnement d'une antenne omnidirectionnel

En particulier, lorsque des antennes omnidirectionnelles sont utilisées à la station de base, la transmission / réception du signal de chaque utilisateur devient une source de brouillage d'autres utilisateurs situés dans la même cellule, ce qui rend l'intervention globale du système limitée. Un moyen efficace de réduire ce type d'interférence est de diviser la cellule dans de multiples secteurs et utiliser des antennes sectorisées.

II.2.2-Les antennes directionnelles :

Ces antennes sont très utilisées dans les réseaux de télécommunications sans fil. Dans la plupart des cas, les applications dévolues à ces antennes sont, comme leur nom l'indique, la couverture d'une zone ou plus précisément d'un secteur donné. Elles sont donc souvent utilisées pour une station de base émettant en général vers un nombre élevé d'antennes. Ces dernières peuvent être soit fixes comme dans le cas d'un relais, ou mobiles comme dans le cas d'un déploiement **Wifi**, ou bien encore une antenne de station de base pour téléphonie mobile en zone urbaine.

Les systèmes sectorisés découpent la zone cellulaire traditionnelle en secteurs qui sont couverts en utilisant des antennes directionnelles placées dans la même cellule [II.5]. Chaque secteur est alors traité comme une cellule différente.

Pour ce type d'antenne, le paramètre principal va être dans la plupart des cas l'ouverture angulaire dans le plan horizontal, celle-ci déterminant directement la zone qui peut être couverte. Les secteurs couverts peuvent être variables, classiquement 60 ou 90°. L'utilisation de trois antennes d'ouverture 120° (déploiement tri-sectoriel) comme illustré dans la **Figure II.3** ou encore de six antennes d'ouverture 60° permet de retrouver une couverture omnidirectionnelle.



Figure II.3 : Remplacement d'une cellule omnidirectionnelle par trois secteurs de 120°

Leur diagramme de rayonnement concentre l'énergie dans une direction, ce qui induit un gain élevé, un exemple d'un rayonnement directif est présenté sur la **Figure II.4** :

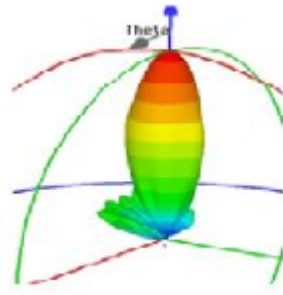


Figure II.4 : Diagramme de rayonnement d'une antenne directive

Tandis que les systèmes d'antennes sectoriels accroissent l'utilisation des canaux, il ne peut pas résoudre tous les inconvénients de l'antenne omnidirectionnelle standard telle que le filtrage des signaux d'interférence des cellules adjacentes [II.6].

II.3-Diversité d'antennes :

Pour lutter contre les effets des multi-trajets qui sont à la base des phénomènes d'évanouissements du signal émis et augmenter le rapport signal sur le bruit (SNR), il convient d'augmenter la puissance d'émission ou d'utiliser les techniques de diversité. La première solution étant soumise à des réglementations, les techniques de diversité sont très utilisées.

Les techniques de diversité sont basées sur le principe selon lequel, plusieurs versions statistiquement décorrélées du signal émis arrivent sur un récepteur, chacune portant en son sein la même information. Elles sont ensuite combinées de façon adéquate de façon à ce que le signal résultant soit moins évanouissant.

La structure de base de la diversité d'antennes est représentée sur la **Figure II.5** avec un système de deux antennes relativement proches (séparés de quelques longueurs d'onde) [II.5] au niveau de la station de base. Elle montre que les évanouissements profonds des signaux reçus par l'antenne 1 et l'antenne 2 sont moins importants sur le signal à la sortie du combineur. Ces systèmes permettent d'obtenir de la diversité sans toutefois compenser le problème des interférences.

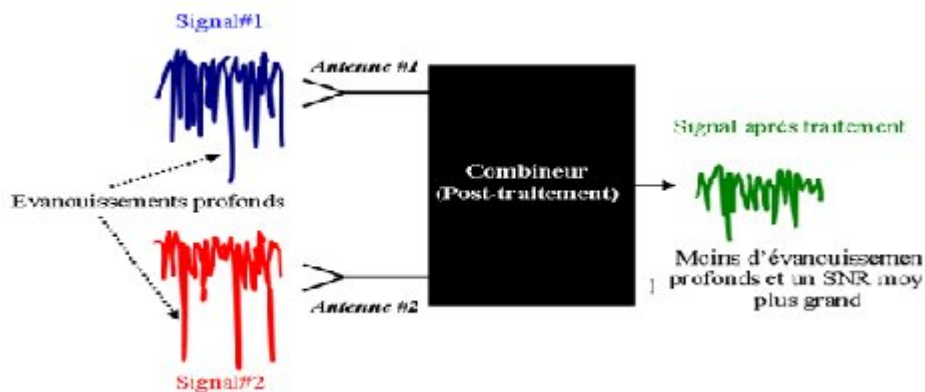


Figure II.5 : Schéma synoptique d'une structure de base de diversité d'antennes

Pour des applications de diversité, les diagrammes de rayonnement des antennes doivent être suffisamment différents en forme, en polarisation et/ou assez espacés pour que les signaux reçus soient les plus différents possibles. Il existe en général quatre grandes catégories de diversité d'antennes dont la réalité, elles sont souvent indissociables.

II.3.1-Diversité spatiale :

C'est la forme la plus simple de diversité d'antennes, elle est très utilisée sur les stations de base. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes possédant toutes le même gain. La différence entre ces antennes réside au niveau du facteur de phase introduit par la distance "D" qui les sépare

(confère **Figure II.6**). En effet, en disposant de deux antennes identiques à deux endroits différents, le décalage en phase qui en résulte permet aux signaux issus de chacune des deux antennes d'être décorrélés l'un de l'autre. Pour ce faire, un seuil spatial au-delà duquel les signaux peuvent être considérés comme décorrélés a été défini [II.1]. Ce seuil minimum est nommé "*Distance de cohérence*".

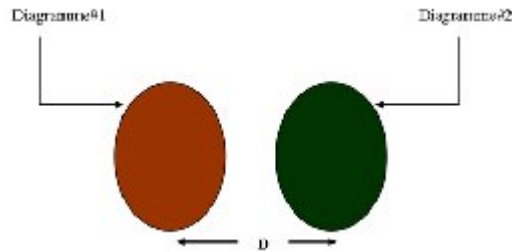


Figure II.6 : Diversité d'espace

L'utilisation de 2 antennes espacées permet de limiter les affaiblissements dus aux trajets multiples ce qui observée dans la figure suivante :

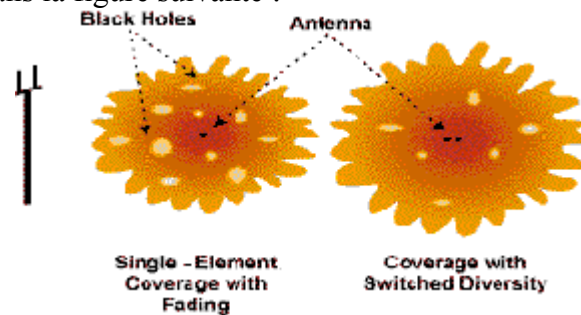


Figure II.7 : La couverture en utilisant deux éléments d'antennes

II.3.2-Diversité de polarisation :

Cette technique est basée sur le principe selon lequel, à cause des réflexions et des diffractions multiples, l'onde émise est souvent dépolarisée à son arrivée sur l'antenne de réception. Pour cette raison, la diversité peut-être implémentée en mettant à profit la polarisation des antennes.

Le premier pas dans ce domaine a été fait par **Lee et Yeh** [II.7] qui ont proposé l'utilisation d'une antenne à l'émission et de deux antennes à polarisations orthogonales à la réception. D'autres travaux ont permis de vérifier les bons résultats que la diversité de polarisation permet d'obtenir quand elle est localisée sur les stations de base et que ses performances ont été jugées comparables à celles de la diversité d'espace dans un même contexte. En plus, contrairement à la diversité spatiale qui est très encombrante (pollution visuelle), la diversité de polarisation peut utiliser deux antennes placées au même endroit [II.1] : on parle d'antennes Co-localisées (**Figure II.8**).

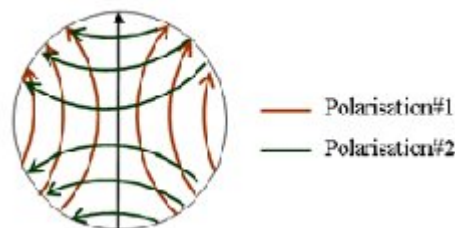


Figure II.8 : Illustration de deux polarisations différentes pour des applications de diversité de polarisation

La diversité de polarisation fournit seulement la diversité duelle, bien qu'elle puisse être employée en combinaison avec d'autres formes de diversité pour obtenir des ordres plus supérieurs de diversité.

II.3.3-Diversité de diagramme de rayonnement :

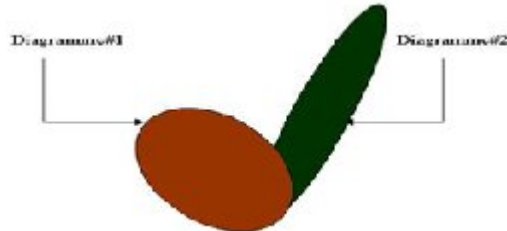


Figure II.9 : Diversité de diagramme

Pour illustrer ce type de diversité, considérons deux antennes. Pour qu'il y ait diversité de diagramme, il faut que les formes des diagrammes de rayonnement des antennes soient différentes (confère **Figure II.9**), chaque antenne captera donc un maximum de puissance dans des directions différentes. Étant donné que les évanouissements de signaux varient suivant la direction d'arrivée, la diversité de diagramme est facilement exploitable et elle est très intéressante.

Cette technique a été appliquée et comparée à la diversité d'espace sur les stations de base. Les résultats montrent que les deux types de diversité donnent des performances comparables en milieu urbain.

II.3.4-Diversité angulaire :

Cette technique est grandement reliée à la diversité spatiale, elle implique que lorsque les faisceaux émis par les antennes sont suffisamment séparés angulairement, il est possible que le niveau de corrélation soit assez bas pour profiter de niveau de diversité. Cette technique est surtout utilisée pour les réseaux Internet sans-fil domestique pour accroître la capacité en débit du réseau. Comme la diversité de polarisation, elle n'a pas d'exigences en ce qui concerne l'espacement des antennes.

II.4-Les antennes réseaux :

Une antenne rayonnant un diagramme à large ouverture peut être réalisée avec un seul élément rayonnant. Cette solution s'avère insuffisante pour accomplir des fonctions complexes comme le balayage électronique, la conformation en temps réel du diagramme de rayonnement ou encore le pointage électronique [II.8], de telles performances requièrent l'association en réseau des éléments rayonnants.

II.4.1-Généralités :

Pour que le diagramme de rayonnement d'une antenne puisse être contrôlable, celle-ci doit être nécessairement équipée de plusieurs sources élémentaires, un dispositif d'alimentation (répartiteur de faisceaux) permet la répartition de l'énergie vers les différentes sources en agissant sur leurs amplitudes et leurs phases relatives [II.5].

Grâce à cette commande des sources en amplitude et / ou phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées, par exemple par la création d'un lobe dans la direction du signal utile et un zéro dans la direction du signal interférent (antennes adaptatives) ou création de plusieurs lobes simultanément en direction de plusieurs utilisateurs (antennes à faisceaux conformés). On peut aussi agir sur la direction du faisceau rayonné en faisant varier les phases relatives des sources (antennes à balayage). Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries [II.9] : réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires.

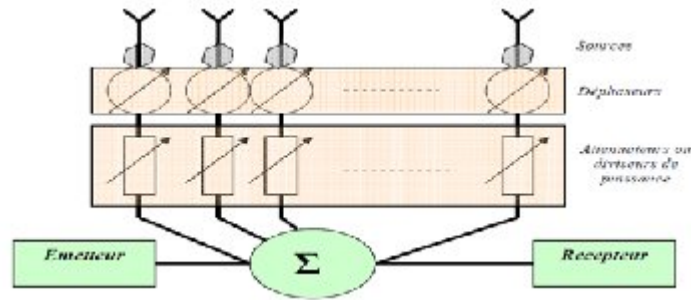


Figure II.10 : Schéma de principe d'une antenne réseau

L'importance stratégique pour les systèmes de communication cellulaires est de disposer de réseaux d'antennes combinés avec un simple système numérique pour la conformation de faisceaux pour le futur essor de la technologie des antennes intelligentes. Un volet de développement important est donc l'élaboration de réseau d'antennes performantes et ceci a émergé comme un nouveau défi.

Donc L'antenne réseau s'adapte bien aux techniques numériques de traitement du signal qui la rendent versatile et programmable, on peut appliquer conjointement le traitement multi-capteurs et la détection multi-utilisateurs dans le but d'obtenir une optimisation globale du système.

Les systèmes d'antennes intelligentes, basées sur des réseaux d'antennes promettent des gains de capacité très importants en autorisant la transmission, sur la même ressource radio (même fréquence, même intervalle de temps ou même code), de plusieurs communications à partir d'une même station de base. Grâce à une combinaison appropriée des signaux reçus sur les différentes antennes, il est possible d'isoler un signal utile d'un ensemble de signaux reçus dans la même bande de fréquence (filtrage spatial) [II.10]. De même, en émission, un système multi capteurs peut par pondération former un faisceau vers le mobile utile et le suivre tout au long de sa communication. Dans les deux cas, le niveau de brouillage est réduit et la portée accrue.

II.4.2-Les antennes à balayage électronique ou à balayage de faisceaux :

Aujourd'hui tout le monde s'accorde à souligner l'importance des antennes à balayage électronique qui offrent des capacités considérables envers les applications militaires et industrielles, terrestres et spatiales. Les antennes à commande de phase commençaient à connaître leur grand essor dans les années 1960 et 1970 [II.8]. Le but est alors de pouvoir couvrir un angle donné par le balayage d'un faisceau de gain élevé (au lieu d'un large faisceau faible gain).

Considérons n antennes isotropes alignées, à distance égale d les unes des autres, alimentées avec la même amplitude, dont les phases varient de φ d'une antenne à la suivante (Figure II.11) :

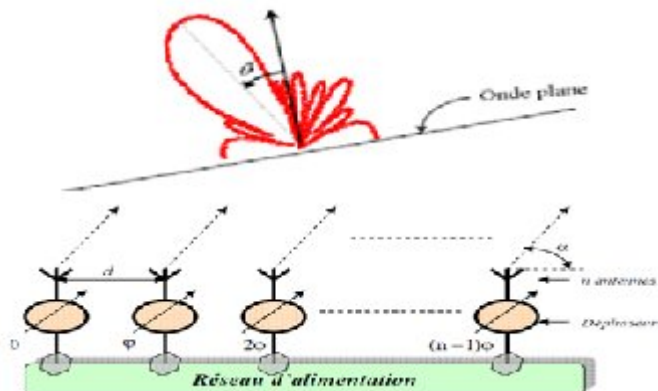


Figure II.11 : Schéma représentatif d'un réseau linéaire

Le champ total est la sommation de champ rayonné par chacune des sources :

$$E (p) = E (\theta) . \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn (kd \sin \theta + \varphi)} \tag{II.1}$$

Où $E(\theta)$ est le rayonnement d'un élément, $AF(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \sin \theta + \varphi)}$ est le facteur de réseau qui dépend uniquement de la loi d'excitation des éléments et de leurs dispositions $k=2\pi/\lambda$.

Le diagramme de rayonnement du facteur de réseau s'écrit donc:

$$AF(\theta) = \frac{1}{N} \frac{\sin(N \frac{kd \sin \theta + \varphi}{2})}{\frac{kd \sin \theta + \varphi}{2}} \tag{II.2}$$

Pour obtenir un maximum de rayonnement dans la direction du signal utile θ_0 , il est nécessaire que l'angle de pointage θ_0 vérifie la relation suivante [II.10]:

$$kd \sin \theta_0 + \varphi = 0 \tag{II.3}$$

La source à l'origine étant prise comme référence et si on désigne par φ le gradient de phase entre deux sources successives, la direction de pointage θ_0 du réseau sera donnée par la relation :

$$\sin \theta_0 = -\frac{\varphi}{kd} \tag{II.4}$$

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. En un mot, la variation du gradient de phase du réseau détermine celle du pointage. C'est à partir de ces remarques que les répartiteurs de faisceaux sont élaborés [II.9]. Le balayage de faisceaux est obtenu en faisant varier θ_0 sur la plage d'analyse, C'est le principe des antennes à balayage électronique.

II.5-Systèmes d'antennes intelligentes :

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 .ces diagrammes sont configurés à la fabrication et ne peuvent pas s'adapter aux conditions de propagation, donc 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 (*Smart Antennas Systems*) déterminent la localisation du mobile pour se focaliser et émettre l'énergie uniquement dans les directions souhaitées voir la **figure II.12**.

La formation du diagramme de rayonnement de l'antenne intelligente doit être adaptative pour prendre en compte la variabilité du canal de propagation, due pour l'essentiel aux déplacements des utilisateurs. Avec ces systèmes, il est possible de balayer une zone ou d'émettre vers différentes directions.

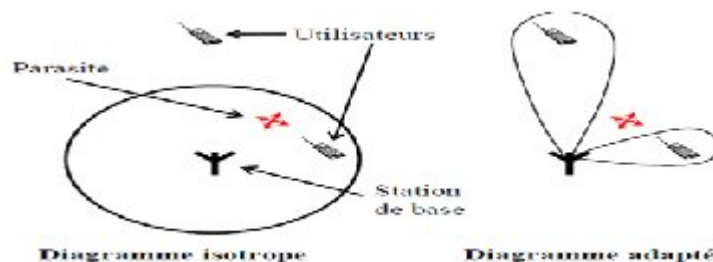


Figure II.12 : Optimisation de la puissance rayonnée

II.5.1-Concept d'antennes intelligentes :

Les deux systèmes d'antenne présentés précédemment (omnidirectionnelles et directionnelles) s'utilisent dans le cadre des systèmes mobile sol et ne sont pas adaptés au contexte satellite. Les systèmes à antennes intelligentes [II.5] 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'intelligence de ces antennes est traduite par :

1. Une électronique pilotée par un système radio logiciel performant associé à des antennes capables de ne pas arroser n'importe où et n'importe comment.
2. Un système qui repose sur la technique des antennes réseaux 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. Et comme elle se base sur la technique des antennes réseaux, elle rend possible la modification du diagramme de rayonnement.
3. Une technique qui permet de réduire les niveaux des lobes secondaires existants dans la direction de l'interférence, tout en maintenant le lobe principal en direction utile au lieu de diffuser dans toutes les directions.

Ces systèmes dits «intelligents» offrent une amélioration de la capacité, de la qualité de transmission, du rapport signal à bruit plus interférences. Elles constituent donc l'ultime solution qui permettra d'augmenter significativement les débits [II.11]. A ce jour, la technologie des antennes intelligentes est un gisement de performances encore largement inexploité ou mal exploité.

II.5.2-Types d'antennes intelligentes :

Il y a deux types de base d'antennes intelligentes [II.12]: Le premier type est l'antenne de faisceaux commutés (*switched Beam antennas SBA*) comme montré dans la **fig. II.13.a**, qui se compose d'un certain nombre de faisceaux fixes avec un seul faisceau (constitué par l'ajustement de phase seulement) qui est orienté vers le signal désiré.

L'autre type est l'antenne adaptative (*adaptive array antennas*) comme montré dans la **fig. II.13.b**, qui est une antenne d'éléments multiples, avec les signaux reçus pondérés et combinés pour maximiser le rapport de puissance du signal désiré à l'interférence plus le bruit basé sur des techniques de formation de faisceaux et de direction d'arrivée. Ceci essentiellement met un faisceau principal dans la direction du signal désiré et annule dans la direction de l'interférence.

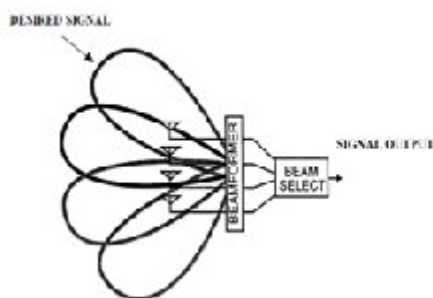


Fig a: Switched Beam Antennas

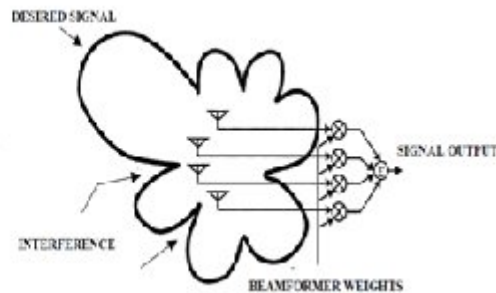


Fig b: Adaptive Array Antennas

Figure II.13: Les deux types de base d'antennes intelligentes

Une antenne intelligente est donc un faisceau commuté ou adaptative qui s'ajuste sur l'environnement. C'est-à-dire, pour l'antenne adaptative, le modèle de faisceau change comme le mouvement d'utilisateur désiré et d'interférence; et pour l'antenne à commutation de faisceau, le faisceau est orienté ou différents faisceaux sont choisis lorsque l'utilisateur désiré déplace (Voir illustration **Figure II.14**).



Figure II.14 : Illustration du faisceau de rayonnement pour les deux stratégies

Les deux systèmes essayent d'augmenter le gain selon l'endroit de l'utilisateur; cependant, seulement le système adaptatif fournit le gain optimal.

II.5.2.1-Les systèmes d'antennes à commutation de faisceaux :

L'antenne à faisceaux commutés utilise une rangée d'antenne qui rayonne plusieurs faisceaux fixes de recouvrement couvrant un secteur angulaire indiqué. Considérez un secteur cellulaire traditionnel représenté ci-dessous sur le **schéma II.15** qui est divisé en trois secteurs avec la largeur angulaire **120°**, avec chaque secteur servi par six faisceaux étroits directionnels. Un faisceau étroit (15 à 30° d'angle d'ouverture) [II.6], est moins sensible aux interférences et offre une meilleure directivité, c'est-à-dire une meilleure gestion des puissances qu'un faisceau sectorisé.

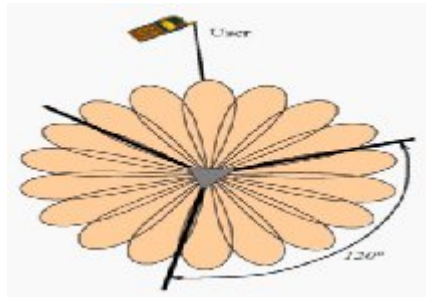


Figure II.15 : Modèle de la couverture de faisceau commuté

Les antennes **SBA** détectent le signal, choisissent un des faisceaux fixes prédéterminés et gèrent le passage d'un faisceau à l'autre quand le mobile se déplace à l'aide d'un mécanisme de commutation qui lui permet de choisir et puis commuter le bon faisceau qui donne la meilleure réception pour un utilisateur mobile . Le choix est habituellement basé sur la puissance reçue maximale pour cet utilisateur.

Cette méthode a besoin des mesures d'uplink à la station de base afin de déterminer le meilleur faisceau pour la transmission de downlink. Notez que le même faisceau peut être employé pour la communication d'uplink et de downlink.

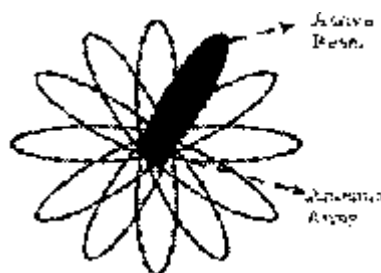


Figure II.16: Formation de faisceau pour le système de faisceau commuté

II.5.2.1.1-Principe:

Considérez un système de formation commuté représenté sur le **schéma II.17**. Il se compose d'un réseau de déphasage, qui permet de répartir la puissance d'alimentation sur les sources selon une loi d'amplitude et de phase servant à former les faisceaux multiples regardant dans certaines directions. Il peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant de reconfigurer les faisceaux.

Le commutateur **RF** enclenche le bon faisceau dans la direction désirée. Le choix du bon faisceau est fait par la commande logique. La commande logique est régie par un algorithme qui balaye tous les faisceaux et choisit celui recevant le signal le plus fort basé sur une mesure faite par le détecteur. Ainsi il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

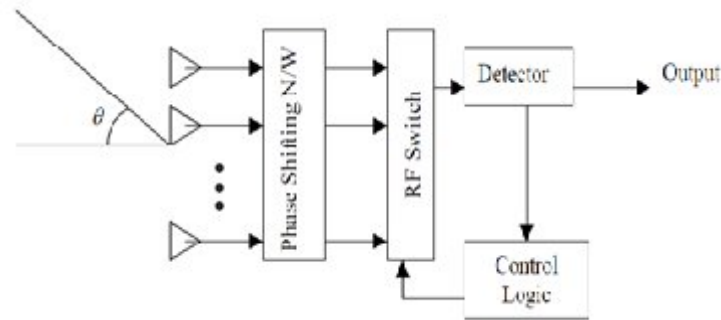


Figure II.17 : Schéma fonctionnel du système à commutation de faisceaux

Ce système est simple en fonctionnement mais n'est pas approprié aux secteurs d'interférence élevés. Considérons un scénario où l'utilisateur 1 qui est au côté-bord du faisceau par lequel il est servi. Si un deuxième utilisateur était à la direction de la nulle puis il n'y aurait aucune interférence, mais si le deuxième utilisateur entre dans le même secteur du faisceau que le premier utilisateur il pourrait causer une interférence au premier utilisateur.

Par conséquent les systèmes de faisceau commutés sont plus adaptés pour des environnements peu d'interférence ou nulle.

Aussi dans le cas des signaux trajets multiples, il y a une chance que le système commuterait le faisceau au chemin indirect de signal plutôt que le chemin direct de signal venant de l'utilisateur. Ceci mène à l'ambiguïté dans la perception de la direction du signal reçu, ainsi, des systèmes de faisceau commutés sont seulement employés pour la réception des signaux.

Puisque ces antennes ont un gain non-uniforme entre les faisceaux. L'utilisateur mobile quand éloigner du bord du faisceau est susceptible de souffrir d'une perte d'appel avant qu'il soit remis au prochain faisceau parce qu'il n'y a aucune portion de faisceau de ce secteur. En outre, ces systèmes mènent à des handover fréquents quand l'utilisateur mobile se déplace activement du secteur d'un faisceau à l'autre. Par conséquent ces handover intracellulaires doivent être contrôlés.

La limitation principale de ces systèmes vient du fait qu'ils utilisent des faisceaux prédéterminés car ils ne permettent pas de minimiser l'influence du signal interférent qui pourrait se trouver autour du centre du faisceau principal, on aura donc une dégradation des performances du système [II.10]. En dépit de tous ces inconvénients, l'approche de faisceau commutée est moins compliquée (comparée à l'approche entièrement adaptative) et fournit une prolongation significative de portée, l'augmentation de la capacité, et un rejet considérable d'interférence quand l'utilisateur désiré est au centre du faisceau. En outre, elle est moins chère et peut être facilement mis en application dans des systèmes plus anciens.

II.5.2.1.2-Intérêt des antennes multifaisceaux :

Dans le cas d'une couverture multifaisceaux, si les faisceaux sont disjoints et suffisamment séparés, on peut réutiliser les mêmes bandes de fréquence d'un faisceau à l'autre .en théorie et par combinaison des techniques de diversités de polarisation et de diversité spatiale, un satellite multifaisceaux à 10 faisceaux disjoints peut offrir 20 fois plus de capacité pour la même bande allouée mono faisceau travaillant sur une seule polarisation [II.8].

II.5.2.1.3-Domains d'utilisation :

Nous allons citer quelques exemples :

- Des antennes multifaisceaux peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunication afin d'élargir la zone de couverture.
- Certaines antennes de satellites de télécommunication sont capables de générer plusieurs faisceaux simultanément, chaque faisceau correspond à la couverture d'une zone précise de la surface terrestre.

- Les antennes pour radars sont utilisées dans le domaine militaire et civil. Elles peuvent par exemple, équiper un véhicule mobile chargé de détecter la position d'autres véhicules, effectuer du guidage de missile, effectuer des missions de surveillance, ou encore des cartographies de terrain.

II.5.2.2-Les systèmes d'antennes adaptatives :

À la différence des systèmes de faisceau commutés, les systèmes adaptatifs sont vraiment intelligents parce qu'ils s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Ils ont une multitude de modèles de rayonnement comparés aux modèles fixes dans les systèmes de faisceau commutés. Une antenne adaptative utilise des rangées d'antenne qui est commandée par des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée .

Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée, suit l'utilisateur mobile pendant qu'il se déplace, et réduit en même temps l'interférence résultant d'autres utilisateurs par la présentation nuls dans leurs directions. Ceci est illustré dans un diagramme simple représenté ci-dessous sur le **schéma II.18** :

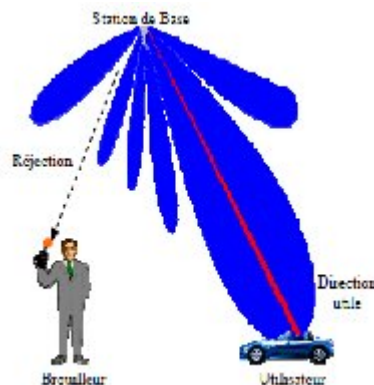


Figure II.18: Formation de faisceau pour le système d'antennes adaptatives

Les systèmes d'antennes adaptatives représentent le système le plus avancé des systèmes d'antennes intelligentes jusqu'ici, l'intelligence dans ces systèmes vient du processeur numérique intelligent cela est incorporé dans le système [II.13]. Le traitement est principalement régi par des algorithmes intensifs complexes.

II.5.2.2.1-Principe :

Un système d'antenne adaptative peut exécuter les fonctions suivantes: d'abord la direction de l'arrivée de tous les signaux entrants comprenant les signaux d'interférences et les signaux multi trajets sont estimés en utilisant des algorithmes de la direction d'arrivée (**DoA**). Ainsi, le signal désiré d'utilisateur est identifié et séparé du reste des signaux entrants non désirés et des autres signaux parasites. Finalement un faisceau est orienté sans interruption dans la direction du signal désiré tandis que le placement s'annule aux directions d'interférence de signal.

Comme discuté précédemment, il est tout à fait évident que la direction du rayonnement du faisceau principal dans une rangée dépend de la différence de phase entre les éléments de cette rangée. Le même concept forme la base dans les systèmes adaptatifs dans lesquels les signaux individuels sont multipliés par des nombres complexes appelés poids permettant d'ajuster aussi bien la phase que l'amplitude pour réaliser le rayonnement maximum dans la direction désirée. Ces poids complexes sont calculés par un algorithme adaptatif compliqué.

Pour avoir une meilleure compréhension de la façon dont les systèmes fonctionnent, nous considérons un réseau de formation de faisceau numérique adaptatif typique représenté ci-dessous sur le **schéma II.19**.

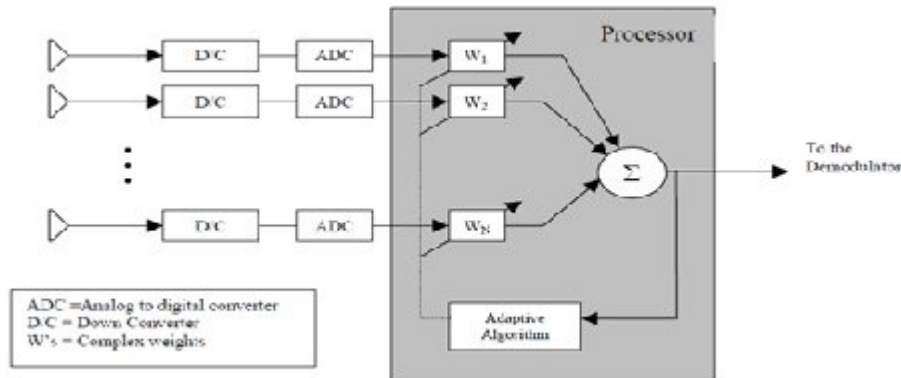


Figure II.19 : Schéma fonctionnel du système d'antennes adaptatives

Avant que les signaux entrants soient pondérés ils sont rapportés à la bande de base ou aux fréquences intermédiaires. Les récepteurs fournis à la sortie de chaque élément exécutent la conversion nécessaire de fréquence. On l'exige que le signal soit converti en format numérique avant qu'ils soient traités par les processeurs de signal numérique (DSP). Les convertisseurs Analogique-numérique (ADC) sont fournis à ce but.

Le processeur de signal numérique forme le cœur du système, qui accepte le signal dans le format numérique et le traitement des données numériques est conduit par le logiciel. Le processeur interprète l'information entrante de données, détermine les poids complexes et multiplie les poids à chaque élément de sortie pour optimiser le modèle de rangée. L'optimisation est basée sur un critère particulier [II.5], qui réduit au minimum la contribution du bruit et de l'interférence tout en produisant le gain maximum de faisceau à la direction désirée. Il y a plusieurs algorithmes basés sur différents critères pour mettre à jour et calculer les poids optimums.

II.5.2.2-Structure d'une antenne adaptative :

La structure d'une antenne adaptative [II.11] est illustrée par la **Figure II.20**. Elle est constituée d'un réseau de N 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.

Le terme antenne adaptative est utilisé pour le réseau quand les pondérations en gain et en phase sur les différentes branches de réception sont modifiées avant d'être combinées pour ajuster le gain et la directivité du réseau d'une façon dynamique.

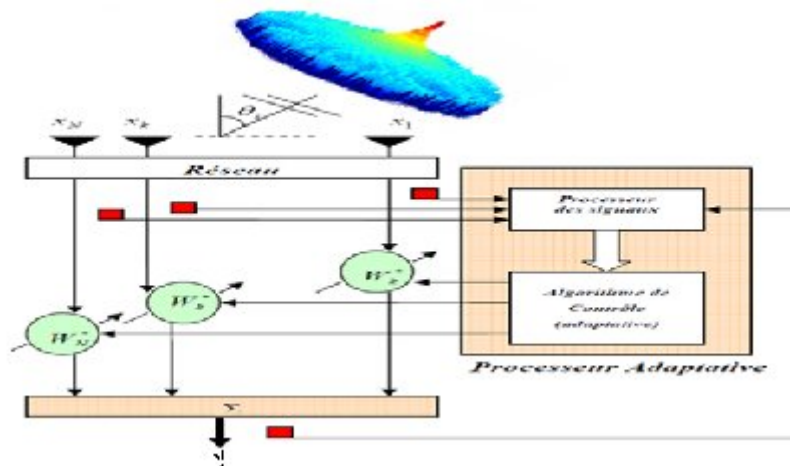


Figure II.20: Schéma représentatif d'une antenne adaptative

La sortie du réseau s'écrit :

$$y(t) = [w_1, w_2, \dots, w_N] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} = w^H(t)x(t) \quad (\text{II.5})$$

Ou $w^H(t)$: le conjugué de la transposée complexe du vecteur de pondération

Et $x_i(t)$: désigne le signal reçu par la i-ème antenne.

Si nous supposons que le premier élément de réseau est la référence de phase, le déphasage relatif du signal reçu au nième élément est :

$$\varphi_n = [2\pi d(n-1)/\lambda] \sin \theta_s \quad (\text{II.6})$$

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

$$x_n(t) = e \cdot \exp j(\omega t + \varphi_n) \quad (\text{II.7})$$

D'après les équations (II.5), (II.6) et (II.7) nous obtenons :

$$y(t) = \sum_{n=1}^N e \cdot w_n \cdot \exp j[(\omega t + (2\pi d(n-1)/\lambda) \sin \theta_s)] \quad (\text{II.8})$$

La structure du processeur adaptatif 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 [II.14].

II.5.2.2.3-Intérêt des antennes adaptatives :

L'intérêt de ce système est leur capacité à réagir automatiquement [II.15], en temps réel, à des modifications du canal de propagation. Grâce à sa capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal.

Une antenne adaptative évoque la possibilité de séparer des signaux (utile et interférence) et optimise le diagramme de rayonnement automatiquement en ajustant les pondérations appliquées jusqu'à ce que l'objectif prescrit soit atteint à l'aide d'un algorithme prédéfini.

II.5.2.2.4-Les applications des antennes adaptatives :

Initialement développées pour des applications en radar et sonar, les systèmes d'antennes adaptatives, ont fait leur apparition dans le domaine des radiocommunications grand public, Celles-ci peuvent s'appliquer à des réseaux locaux de proximités tels que le réseau de données sans fils Bluetooth grâce à l'évolution du marché, au développement des radiocommunications et aux avancés technologiques dans les domaines des hyperfréquences et de la microélectronique.

II.5.3-Comparaison des systèmes de commutation de faisceaux et systèmes adaptatives:

❖ *Système de faisceau commuté :*

- ✓ les déphasages exigés sont fournis par les réseaux fixes simples de déphasage.
- ✓ ils n'exigent pas des algorithmes complexes; des algorithmes simples sont employés pour le choix de faisceau.
- ✓ il exige seulement l'interaction modérée entre l'unité mobile et la station de base par rapport au système adaptatif.
- ✓ Puisque la basse technologie est employée, il a peu de coût et complexité.
- ✓ l'intégration dans le système cellulaire existant est facile et bon marché.
- ✓ il fournit l'augmentation significative de couverture et capacité comparés par des systèmes basés sur l'antenne conventionnelle.
- ✓ puisque des faisceaux étroits multiples sont employés, des handovers intracellulaires fréquents entre les faisceaux doivent être manipulés en tant que mouvements mobiles d'un faisceau à l'autre.

- ✓ il ne peut pas distinguer entre le signal direct et interférence et/ou les trajets multiples, ceci menant au perfectionnement peu désiré du signal d'interférence que le signal désiré.
- ✓ puisqu'il n'y a aucune direction nulle impliquée; les systèmes commutés de faisceau offre la suppression limitée d'interférence co-canal par rapport au système adaptatif.

❖ **Systeme adaptatif :**

- ✓ il exige l'exécution de la technologie de DSP.
- ✓ il exige des algorithmes adaptatifs compliqués pour orienter le faisceau et les zéros.
- ✓ il a de meilleures possibilités de rejet d'interférence comparées aux systèmes commutés de faisceau.
- ✓ il n'est pas facile de mettre en application dans le système existant, et cher.
- ✓ Puisque la direction continue du faisceau est exigée comme mouvements des mobiles; une interaction élevée entre l'unité mobile et la station de base est exigée.
- ✓ puisque le faisceau suit sans interruption l'utilisateur; handover intracellulaires sont moins.
- ✓ il fournit une meilleure couverture et une capacité accrue en raison du rejet d'interférence amélioré par rapport au système commuté de faisceau.
- ✓ il peut rejeter les composants multi trajets ou les ajouter en corrigeant les retards pour augmenter la qualité de signal.
- ✓ Les antennes adaptatives offrent un avantage certain en termes de fonctionnalités (multi service et transfert de données) par rapport aux antennes non adaptatives.
- ✓ le coût matériel (plus d'antennes, réseaux de pondération, processeurs de calcul...); et la complexité hardware et software.

II.5.4-Autres niveaux d'intelligence :

➤ **Antenne adaptative à traitement spatial :**

En faisant la formation des faisceaux digitalement (en appliquant des algorithmes) un faisceau mobile continu est établi, qui est orienté vers le composant de signal de plus fort puissance. C'est la généralisation du concept de lobes commutés et a un nombre de directions de faisceaux infini. Les performances des antennes à traitement spatial [II.6] sont meilleures que ceux à faisceaux commutés.

➤ **Les antennes MIMO :**

Le sigle **MIMO** veut dire multiple input multiple output. Ce type utilise de multiples antennes à la fois à l'émission et à la réception, ce qui permet la diversité, on peut exploiter cette dimension spatiale créée de différentes façons, on opte :

- soit pour la maximisation de la capacité du système en émettant des données indépendantes sur chaque antenne,
- soit pour la maximisation de la fiabilité du système, avec une capacité réduite, en exploitant la diversité du système via les techniques de codage spatio-temporel [II.15].

Or le critère le plus approprié et sans doute encore le plus utilisé à l'heure actuelle est le critère de la maximisation de la capacité.

Les systèmes à antennes multiples sont capables de fournir des débits d'autant plus élevés que les nombres d'antennes émettrices et réceptrices soient élevés.

II.5.5-Evaluation de la technologie :

La technologie d'antenne intelligente change sensiblement parmi des compagnies, et puisque plusieurs de ces compagnies sont multinationales, il est difficile de faire une évaluation comparative de la technologie parmi des régions. Presque toutes les compagnies ont la recherche significative dans des antennes intelligentes, ainsi globalement l'état actuel des régions dans des antennes intelligentes semble être au sujet de l'égalité. Cependant, l'emphasis de la recherche sur des faisceaux commutés ou adaptatives change par application. Spécifiquement, les compagnies japonaises soulignent **WCDMA** et fréquences plus élevées (**5 GHz et ci-dessus**) [II.12], Ainsi le centre principal de leur travail est sur

les faisceaux commutés qui sont également considérées pour les stations de base des macro-cellules, il y a travail d'employer très grandes faisceaux commutés sur des satellites.

D' autre part, les compagnies des États-Unis et d'Européen tendent à souligner de plus basses fréquences (**MHz 850 et 1900**), et des systèmes de **TDMA** (GSM, EDGE, ANSI-136) aussi bien que

WCDMA, et donc le foyer sur des antennes adaptatives en plus des faisceaux commutés. Puisque les antennes adaptatives sont étudiées pour les systèmes indoor, c.-à-d., systèmes avec large dispersion angulaire où les signaux reçus arrivent par l'intermédiaire des chemins largement séparés où un faisceau commuté ne peut pas être utile en réalisant le gain (voir le tableau suivant).

	U.S.	Japan	Europe
Smart Antennas Overall	*****	*****	*****
Phased Arrays	***	*****	***
Adaptive Arrays	*****	****	*****

De ces derniers, la recherche interdisciplinaire incorporant les antennes intelligentes a été considérée comme la clef aux plus grands gains, mais très peu de ce type de recherche actuellement est conduit en raison de la difficulté des interactions exigées.

II.5.6- Les éléments principaux des antennes intelligentes :

II.5.6.1- Récepteur d'Antenne intelligente :

Comme la **Figure II.21** montre, la partie réception d'antenne smart se compose: un réseau d'antenne contient N éléments, il aura souvent un nombre relativement petit d'éléments afin d'éviter la complexité dans le traitement des signaux.

Une unité radio qui se compose des chaînes de des convertisseurs analogique-numérique **ADC**. Il doit y avoir N convertisseurs, une pour chacun élément de réseau.

Une unité de formation des faisceaux pour le traitement des signaux, basé sur le signal reçu, calcule les poids complexes w_1, w_2, \dots, w_N dont le signal reçu de chacun des éléments sera multiplié par ces derniers. Les N signaux sont combinés en un signal, qui est l'entrée du reste du récepteur (décodage de canal, etc.).

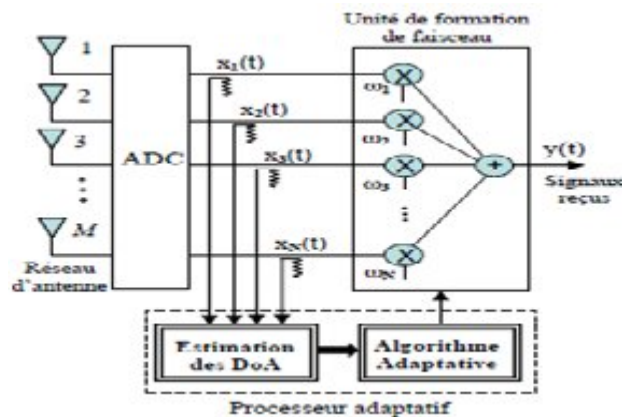


Figure II.21 : Le récepteur d'antenne intelligente

La méthode pour calculer les poids diffèrera selon le type de critère d'optimisation .Le système à commutation de faisceaux est basé sur la maximisation de signal reçu du l'utilisateur désiré, le récepteur examinera tous les vecteurs prédéfinis de poids (correspondants aux faisceaux réglés) et choisira celui donnant le niveau de signal reçu le plus fort. Tant que le système d'antennes adaptatives est basé sur la maximisation de rapport signal sur bruit en séparant le signal et l'interférence, il va diriger un faisceau de gain maximum vers le signal de plus fort puissance.

II.5.6.2- L'émetteur d'Antenne intelligente:

La partie émission de l'antenne intelligente est schématiquement très semblable à la partie de réception. L'unité radio est constituée par des convertisseurs DAC.

L'illustration est montrée dans la figure suivante. Le signal est coupé en N tranches, qui seront pondérées par les poids w_1, w_2, \dots, w_N dans l'unité de formation des faisceaux. La stratégie utilisée par la station de base est d'estimer le DoA de la direction (ou des directions) à partir de laquelle la partie principale de signal de l'utilisateur est reçu. Cette direction est utilisée pour le downlink en choisissant les poids w_1, w_2, \dots, w_N de sorte que le diagramme de rayonnement est un lobe ou des lobes orientés vers l'utilisateur désiré.

En outre, il est possible de placer des zéros dans la direction d'autres utilisateurs de sorte que l'interférence par ces utilisateurs est réduite au minimum.

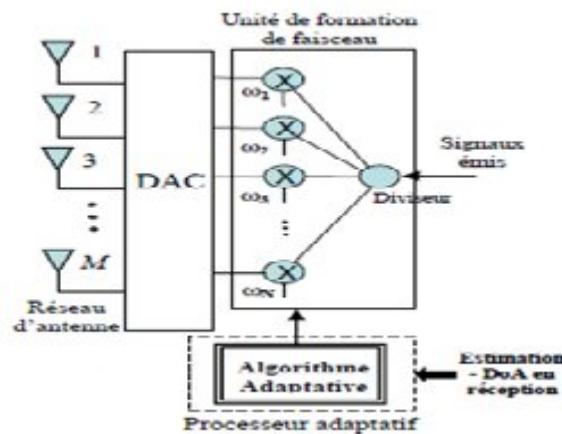


Figure II.22 : L'émetteur d'antenne intelligente

Dans un système duplex de division de temps (TDD) la station mobile et la station de base utilisent la même fréquence porteuse mais seulement séparée dans le temps. Dans ce cas, les poids calculés à l'uplink sont optimaux pour le downlink si le canal ne change pas pendant la période séparant l'émission et la réception.

Pour le système duplex à division de fréquence (FDD), l'uplink et le downlink ont des fréquences différents, dans ce cas, les poids optimaux généralement ne peuvent pas être les mêmes en raison de la dépendance de la réponse de canal de la fréquence.

II.5.7-Les systèmes de formation de faisceau (Beamforming):

Dans le cadre des systèmes «Smart Antenna», les antennes réseaux sont associées à un dispositif appelé réseau formateur de faisceaux (*Beamforming Network, BFN*). Pour le contrôle et la formation des diagrammes, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) correspondant aux critères fixes sur les éléments rayonnants [II.5].

Si les poids complexes sont sélectionnés parmi une bibliothèque de poids qui forment des faisceaux en particulier, des directions prédéterminées, le processus est appelé formation de faisceau de commutation. Ici, la station de base passe essentiellement entre les différents faisceaux en fonction des mesures intensité du signal reçu.

D'autre part, si les poids sont calculés de manière adaptative et mis à jour en temps réel, le processus est appelé formation de faisceau adaptative.

De nombreuses architectures [II.10] de systèmes de formation de faisceau ont été développées dans la littérature et sont classées généralement en deux catégories : les techniques fixes de formation de faisceaux qui sont la base des antennes à commutation de faisceaux et les techniques de formation de voies pilotées par un calculateur numérique ou par des algorithmes de formation de voies sur les quels sont basées les antennes adaptatives.

II.5.7.1- Les techniques fixes de formation de faisceaux :

Pour former des faisceaux multiples, un réseau d'antennes constitué de N éléments rayonnants est connecté à un répartiteur de faisceaux (**beamformer**) à N ports de faisceaux. Le répartiteur a la capacité d'agir sur les antennes pour contrôler le changement de phase et former les faisceaux dans des directions précises de l'espace. Dans le domaine des répartiteurs de faisceaux analogiques, deux classes coexistent, à savoirs :

- **les types optiques ou quasi-optiques**, entraînant un arrangement hybride, soit d'un réflecteur, soit d'un objectif de lentille (lentille de luneberg, lentille de **rotman**,..)
- **les types circuits en technologie microruban**, ligne suspendue (stripline) ou encore en guides d'onde (matrice de **blass**, matrice de **nolen**, matrice de **butler**,..).

II.5.7.1.1- La matrice de Butler :

🚩 Définition :

Elle permet une alimentation d'un réseau, avec N sorties connectées aux éléments de l'antenne, et N entrées reliées aux ports de faisceaux.

En reliant la matrice de Butler entre un réseau d'antenne et un commutateur RF comme illustré sur la **figure II.23**, un ensemble de faisceaux peut être réalisé en excitant simultanément deux ports ou plus par des signaux RF. Un signal présenté à un port d'entrée produira des excitations égales à tous les ports avec un déphasage progressif entre eux, ayant comme résultat un faisceau qui rayonne dans une certaine direction de l'espace. Un signal à un autre port d'entrée formera un faisceau dans une autre direction. Le nombre de faisceaux d'une matrice de Butler est égal au nombre de ports d'entrée N

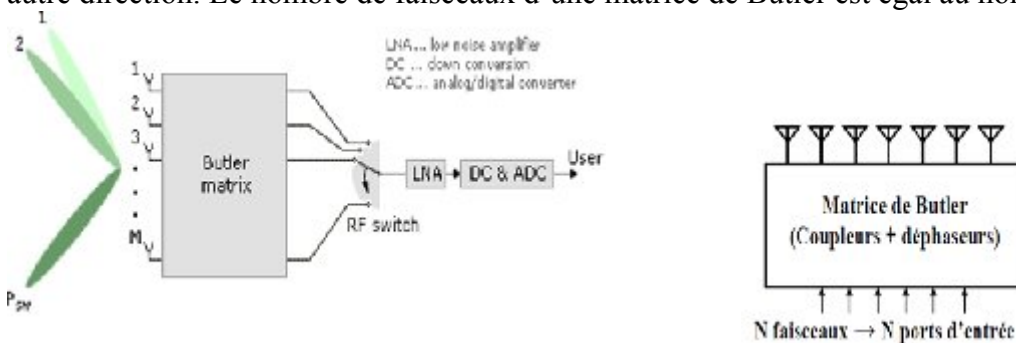


Figure II.23 : Utilisation d'une matrice butler dans un système à faisceau commuté

🚩 Familles de la matrice de Butler :

On distinguera alors deux types de matrices de Butler:

- *Les matrices standards*, employant des hybrides **90°**, dont les faisceaux générés sont situés de part et d'autres de la normale au plan contenant les éléments rayonnants,
- *les matrices non standards*, employant des hybrides **180°**, dont les faisceaux générés sont aussi situés de part et d'autres de la normale au plan contenant les éléments rayonnants. Mais elles possèdent deux faisceaux supplémentaires [II.8], l'un dans l'axe principal correspondant à la normale au réseau d'antennes et l'autre, un faisceau rasant qui pointe dans l'horizon.

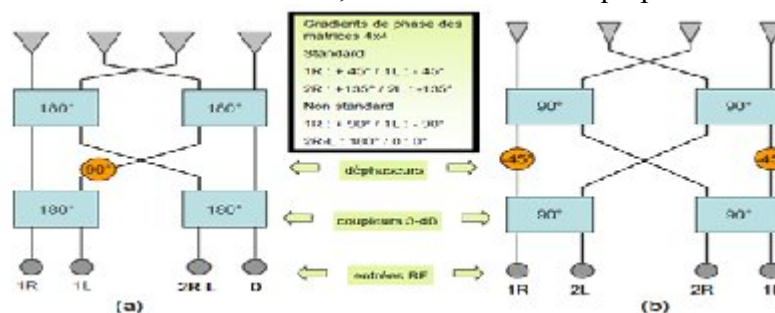


Figure II.24 : Schématiques des matrices de butler 4x4 : (a) matrice non standard, (b) matrice standard

✚ Avantages et inconvénients de la matrice de Butler :

La matrice de Butler possède de nombreux avantages :

- la matrice est sans perte, si l'on ne tient pas compte des pertes d'insertions des coupleurs et déphaseurs.
- elle possède le nombre minimum de composants et une longueur de chemin minimale parmi tous les réseaux de formation de faisceaux à excitation uniforme.

Malgré tout ceci, elle renferme de nombreux inconvénients :

- les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi.
- le nombre de composants devient vite considérable avec un nombre élevé de faisceaux souhaité.

II.5.7.1.2-La lentille de Rotman (Rotman Lens) :

✚ Principe de fonctionnement :

La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et un gradient de phase constant aux ports de sortie.

Le modèle expérimental utilisait alors un guide d'onde à plaques parallèles avec les ports d'entrées et les ports du réseau d'antennes distribués à la périphérie des contours opposés. Cette lentille, possède trois points (foyers) qui produisent un gradient de phase parfait sur le réseau [II.9]. En d'autres mots, les autres ports d'entrées subissent des petites aberrations de phase (perte du gradient de phase).



Figure II.25 : Première lentille de Rotman

Ainsi, chaque cornet d'entrée propage des ondes micro-ondes entre les plaques et illuminent les sondes placées sur le contour intérieur de la lentille qui transfèrent l'énergie aux câbles coaxiaux jusqu'à un second jeu de sondes agissant comme un réseau d'antennes linéaire de monopoles. La contrainte de longueur de chemins égaux jusqu'au front d'onde réel, assure que la direction des faisceaux émis reste invariable avec la fréquence.

✚ Avantages et inconvénients :

La lentille de Rotman est intéressante car elle bénéficie de l'obtention d'une quantité appréciable de faisceaux et elle dispose surtout d'un système stable en fréquence. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- le couplage mutuel entre chaque port d'entrée est réel et est difficile à maîtriser.
- le choix d'une direction précise du faisceau ne peut pas être réalisé en dehors des trois foyers car la lentille de Rotman peut seulement fournir une série distincte de faisceaux du fait de la disposition des ports d'entrées.

II.5.7.2- Techniques de formation de voies :

Les répartiteurs de faisceaux numériques participent à la formation du diagramme de rayonnement, ils révèlent des excellentes performances mais ils sont onéreux et enferment une difficulté tant numérique (convergence des algorithmes,...) qu'analogiques.

On distingue deux catégories d'algorithmes de formation de faisceaux suivant le calcul de la matrice des poids :

- ❖ la formation de faisceaux conventionnelle (FFconv), ou formation de voies permettant simplement de pointer le faisceau dans la direction voulue indépendamment du signal global reçu
- ❖ les formations de faisceaux adaptatives (FFA), permettant en plus de rejeter les interférences éventuelles en introduisant une dépendance vis à vis des données, le calcul de la pondération est fait en fonction des données permettant de satisfaire un critère choisi.

II.5.7.2.1- Formation de voies et annulation d'interférents (le formateur conventionnel) :

La Figure II.26 donne une configuration possible de ce type de traitement, un signal $s(t)$ est émis dans la direction (θ_0, φ_0) (angles d'élevation et d'azimut respectivement) ayant une antenne réseau à M éléments rayonnants. Le signal subit sur chaque élément d'antenne un déphasage et une atténuation, modélises par le vecteur \vec{a} M composantes $\vec{a}(\theta_0, \varphi_0)$.

Le vecteur des signaux reçus au niveau des différents capteurs d'antenne s'écrit alors :

$$\vec{x}(t) = \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) \times s(t) + \vec{b}(t) \tag{II.9}$$

$x_i(t)$ représente le signal reçu par l'élément i et $\vec{b}(t)$ désigne le vecteur bruit additif.

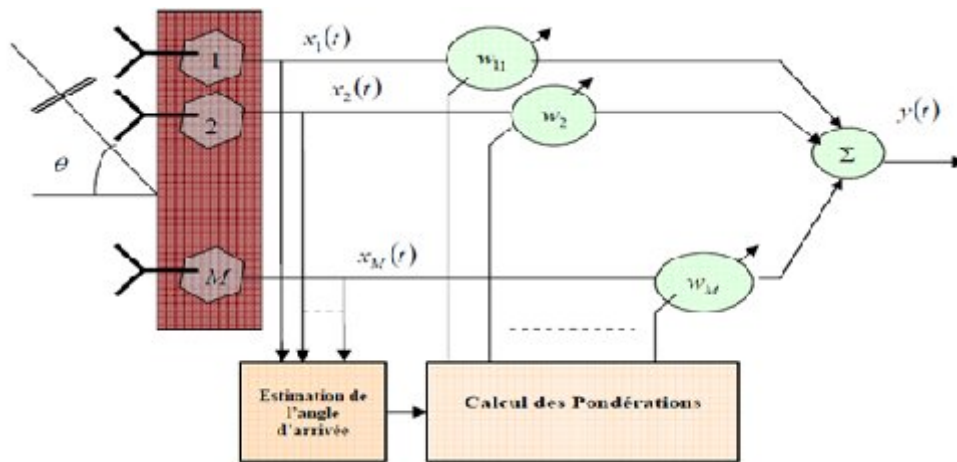


Figure II.26 : Configuration de l'antenne pour la formation de voies

Pour ce formateur, la pondération est choisie de façon à sommer en phase les signaux provenant d'une direction (θ_0, φ_0) donnée avant de sommer de façon cohérente les signaux ainsi obtenus. En choisissant la pondération :

$$\vec{w}_{FFconv} = \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) \tag{II.10}$$

Le réseau se focalise alors dans cette direction et une amplitude optimale est obtenue. Le signal en sortie de FF s'écrit :

$$y(t) = \vec{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \times \vec{x}(t) \tag{II.11}$$

Où $\vec{a}^H(\theta_0, \varphi_0)$ représente l'Hermitien (transposé conjugué) du vecteur directionnel de la direction visée et $\vec{x}(t)$ est le vecteur des signaux reçus au niveau du réseau d'antenne.

On a alors :

$$y(t) = \|\vec{a}(\theta_0, \varphi_0)\|^2 \times s(t) + \vec{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \times \vec{b}(t) \tag{II.12}$$

Supposons que le vecteur directionnel dans la direction (θ_0, φ_0) , $\vec{a}(\theta_0, \varphi_0)$ s'écrit :

$$\vec{a}(\theta_0, \varphi_0) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_0, \varphi_0) \exp^{j\nu_1(\theta_0, \varphi_0)} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_k(\theta_0, \varphi_0) \exp^{j\nu_k(\theta_0, \varphi_0)} \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Lorsqu'on applique la pondération $\vec{w} = \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)$ à un signal $v(t)$ émis dans une direction (θ_1, φ_1) différente de (θ_0, φ_0) , le signal en sortie du réseau peut s'écrire d'après (II.12) et (II.13) :

$$y(t) = v(t) \sum_{k=1}^K a_k(\theta_1, \varphi_1) a_k^*(\theta_0, \varphi_0) e^{j(v_k(\theta_1, \varphi_1) - v_k(\theta_0, \varphi_0))} + \vec{a}^H(\theta_0, \varphi_0) \times \vec{b}(t) \quad (\text{II.14})$$

Le signal $v(t)$ émis est alors multiplié par un facteur conduisant à une atténuation non maîtrisée en dehors du lobe principal. Ce dispositif réalise donc à la fois un pointage électronique de l'antenne dans la direction (θ_0, φ_0) et un filtrage spatial permettant d'atténuer les signaux arrivant de directions éloignées (lobes secondaires bas) de la direction principale. La technique de formation de voies et annulation d'interférents permet d'améliorer la qualité d'une liaison et de réduire les niveaux des signaux interférents en maximisant le rapport signal à interférent (**SIR**) .

En termes de complexité, ce formateur est simple à mettre en œuvre, seule la connaissance des vecteurs directionnels ainsi que les angles d'arrivée de la source utile et des interférents, sont requis pour son implémentation. la détection des directions d'arrivée des sources fera l'objet du **chapitre III**.

Cette technique de formation de voies est indépendante des informations portées par le signal donc indépendant du type d'application et elle est applicable aux systèmes de formation analogique et numérique de faisceaux. Néanmoins, cette méthode de FF dite sous-optimale, ne permet pas d'atténuer la contribution de brouilleurs éventuels qui peuvent perturber la communication (ne maximise pas le rapport signal à bruit) [II.5]. Cela nous conduit à l'étude du second type de formateur de faisceaux.

II.5.7.2.2- Formation de voies optimales ou Les formateurs adaptatifs :

La méthode de formation de voie vue précédemment ne tient pas compte de ce que contient vraiment le vecteur des signaux reçus $\vec{x}(t)$ en tant que la formation de voie adaptative tient compte des données et donc s'adapte à l'environnement. Cette technique optimise le rapport signal à bruit et elle n'est applicable qu'aux systèmes de formation numérique de faisceaux.

Les pondérations optimales sont calculées sur la base d'un critère de performance que l'on peut classer en trois catégories [II.10]. La première regroupe les critères basés sur la connaissance de la (des) direction(s) d'incidence de la source utile. Contrairement à la méthode de formation de voies classique, les **DOAs** des interférents ne sont pas nécessaires. La seconde catégorie suppose que le récepteur renvoie à l'unité de contrôle un signal corrélé avec le signal utile. Ce signal peut être une porteuse pure, une séquence d'apprentissage ou le code correspondant au signal utile en **CDMA**. Enfin, la troisième catégorie regroupe les techniques aveugles qui utilisent la structure du signal émis. Donc, différentes méthodes se basant sur le calcul et la mise à jour du vecteur des poids complexes \vec{w} sont utilisées pour maximiser la qualité du canal de communication.

Parmi ces nombreuses méthodes [II.5], les plus pertinentes dans le contexte de cette étude sont présentées ci-après :

II.5.7.2.2.1- Techniques basées sur la direction d'arrivée de la source utile :

La stratégie est de déterminer les pondérations de telle sorte que la combinaison des sorties soit optimale selon un critère à définir. Dans le cas des techniques basées sur les directions d'arrivée, on utilise classiquement trois critères : le critère du rapport signal sur interférent plus bruit (**RSIB**), le critère du maximum de vraisemblance (*Maximum Likelihood ML*) et le critère du minimum de variance (*Linearly Constrain Minimum Variance LCMV*) (**annexeII-1**). Ces trois critères conduisant à un même rapport signal à bruit plus interférence RSIB.

II.5.7.2.2.2- Le formateur par séquence de référence :

Dans cette méthode, on suppose qu'au moins une partie de la forme d'onde du signal à recevoir est connue du récepteur. Les poids complexes sont alors ajustés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $y(t) = w^H(t).x(t)$ et la forme d'onde du signal

attendu $s(t)$. En pratique, le récepteur ne connaît pas le signal émis sur toute la durée d'une communication mais seulement sur un laps de temps associé à une séquence d'apprentissage.

L'avantage de cette méthode de FF est que l'on n'a pas besoin de connaître les directions d'arrivée du signal utile contrairement aux méthodes précédentes. Par contre, la connaissance du signal utile est requise (**annexeII-2**).

En plus ce formateur est l'algorithme le plus intéressant à utiliser notamment dans le cas d'un environnement à brouilleurs. En utilisant une préformation de faisceaux et la corrélation passive pour resynchroniser le système, il apparaît que ce formateur est le plus compétitif.

II.5.7.2.2.3- Les algorithmes adaptatifs :

Cette technique, parce qu'elle prend en compte le signal total reçu par l'antenne dans l'évaluation du vecteur de pondération optimale, permet de déterminer un filtrage spatiale et de former un trou dans le diagramme de rayonnement vers l'interférence contrairement au formateur Conventionnel, cela est dû à la possibilité de rejeter les interférences grâce aux algorithmes adéquats.

Le choix de l'algorithme [II.11] qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés dans le cas du critère **EQM** (*Erreur Quadratique Moyenne*) sont (**annexeII-3**): algorithme du gradient stochastique (**LMS**), Inversion directe de la matrice de convergence (**DMI**), algorithme des moindres carrés récursifs (**RLS**), algorithme à module constant (**CMA**).

II.5.8 -Les avantages des antennes intelligentes :

II.5.8.1- Réduction d'interférence co-canal :

Les antennes intelligentes à une propriété du filtrage spatial pour focaliser l'énergie rayonnée sous forme de faisceaux étroits seulement dans la direction de l'utilisateur mobile désiré et d'aucune autre direction. En outre ils ont également des zéros dans leurs modèles de rayonnement dans la direction d'autres utilisateurs mobiles à proximité. Par conséquent il y a souvent interférence Co-canal négligeable.

II.5.8.2-Amélioration de portée:

L'augmentation du gain mène à l'augmentation de la portée et la couverture du système. La Prolongation de portée est mieux adaptée aux zones rurales, où la densité d'utilisateurs est faible et elle est souhaitable pour couvrir une grande surface avec les stations de base peu que possible.

II.5.8.3-Augmentation de la capacité:

La capacité est un mesure du nombre d'utilisateurs d'un système peut prendre en charge dans une zone donnée. Les antennes intelligentes permettent la réduction de l'interférence co-canal, qui mène à l'augmentation du facteur de réutilisation de fréquence. aussi elle permet à plus d'utilisateurs d'employer le même spectre de fréquence en même temps provoquant l'augmentation énorme de la capacité dans les zones urbaines.

II.5.8.4- Réduction de puissance transmise:

Des antennes ordinaires rayonnent l'énergie dans toutes les directions menant à un gaspillage de puissance. Comparativement Les antennes intelligentes rayonnent l'énergie seulement dans la direction désirée. Par conséquent moins de puissance est exigée pour le rayonnement à la station de base.

II.5.8.5-Réduction du handover :

Pour améliorer la capacité dans un réseau cellulaire, les cellules encombrées sont encore divisés en micro cellules pour permettre l'augmentation du facteur de réutilisation de fréquence. Ceci a comme conséquence les handovers fréquents, car la taille de cellules est plus petite. Utilisant les antennes intelligentes à la station de base, il n'y a aucun besoin de doubler les cellules puisque la capacité est augmentée en employant des faisceaux indépendants de tâche.

II.5.8.6-Réduction des effets des trajets multiples :

Les antennes intelligentes peuvent rejeter les composants multitrajets comme interférence, de ce fait atténuant ses effets en termes de fading ou ils peuvent employer les composants multi trajets et les ajouter de manière constructive pour augmenter l'exécution de système. D'une manière générale, les antennes intelligentes améliorent le rapport signal à bruit plus interférence [II.16]

II.5.8.7-Compatibilité :

➤ *Réduction de la taille du motif RTM (Reduced Cluster Size) :*

Pour augmenter la capacité en nombre d'utilisateurs, deux solutions sont envisageables : La première consiste, pour K fixé, à adapter la taille des cellules en fonction du trafic. Ainsi, dans les agglomérations, le rayon des cellules peut être aussi petit que **100 m** tandis qu'en milieu rural, il peut atteindre plusieurs km. L'inconvénient majeur de cette approche est de nécessiter un nombre important de **BTS**, ce qui se traduit par un coût d'investissement et d'entretien supplémentaire pour l'opérateur d'une part, et par un transfert intercellulaire plus fréquent d'autre part. La deuxième solution consiste, pour une taille de cellule donnée, à diminuer K , qui consiste à diminuer le nombre de cellules par motif, cette réduction est rendue possible grâce à l'annulation des interférences co-canal ce qui est réalisée via l'antenne adaptative.

➤ *Accès Multiple par Répartition Spatiale AMRS (Spatial Division Multiple Access) :*

En utilisant des faisceaux hautement directionnels, des mobiles multiples peuvent communiquer avec une seule base station sur la même fréquence et les différents utilisateurs sont séparés grâce aux diagrammes de rayonnement formés par l'antenne adaptative. Dans ce cas, la capacité est multipliée par le nombre de faisceaux N que peut former l'antenne.

II.6- Conclusion:

Ce deuxième chapitre nous a permis de présenter le contexte général dans lequel s'inscrivent les travaux effectués. Nous avons pu jeter un coup d'œil sur les différents types d'antennes suivant leurs types de rayonnement, et toutes les techniques de diversité en général seront définies. Par ailleurs, les futurs réseaux de communications devront mettre en œuvre des techniques de plus en plus évoluées, 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 références aux systèmes utilisant des antennes intelligentes.

Ensuite, nous nous sommes intéressés à la description des différents concepts et des traitements liés aux systèmes d'antennes intelligentes. Donc, un important état de l'art sur les différents types d'antennes intelligentes a été fait, mettant en avant leurs points forts et leurs points faibles.

Après une comparaison entre les deux approches, on constate que seul le système adaptatif propose un gain optimal tout en minimisant les signaux d'interférences. Par conséquent c'est un système plus onéreux et plus performant que le système passif des faisceaux commutables. Aussi nous avons désigné par antenne intelligente une antenne qui est associé à un dispositif complet permettant la détection de l'angle d'arrivée et la formation du diagramme de rayonnement en direction du

récepteur grâce à un outil numérique de synthèse apte à répondre aux spécifications désirées.

Actuellement, le traitement d'antenne est renforcé par suite de l'augmentation des moyens de calculs en rapidité et en volume. Il couvre des domaines aussi différents que la radio-astronomie, le sonar, le radar, la tomographie (l'imagerie médicale), la sismique, la physiologie.

Alors, une mise au point sur les différentes méthodes actuelles de traitement d'antennes intelligentes, nous avons adopté la technique de formation de voies et l'annulation d'interférents. Cette technique est un bon compromis entre le système à faisceaux commutés et le système adaptatif. Elle est simple à installer et permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

Enfin, nous avons montré que l'emploi des systèmes d'antennes adaptative constitue une approche prometteuse pour améliorer la qualité et la capacité des réseaux de communications sans fil

BIBLIOGRAPHIE :

- [II.1] :Khelifa Hettak ,Gilles Y. Delisle « *Conception et réalisation d'antennes intelligentes* »
Laboratoire de Radiocommunications et de Traitement du Signal Rapport annuel d'activités
1998-1999
- [II.2] :Guillaume De la Roche « *Estimation bande étroite des angles d'arrivée d'un signal radio-
mobile en environnement Indoor* » projet de fin d'études école supérieure de chimie physique
électronique de Lyon Aout 2003.
- [II.3] :Hassan Chreim « *Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles. Amélioration de la couverture
omnidirectionnelle en azimut* » thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges
2009.
- [II.4]:<http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr>
- [II.5] :http://www.tesa.prd.fr/docs/journalTESA/These_Garmy_Sow.pdf
- [II.6]:Najib Fadlallah «*Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une
antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage* » Thèse pour obtenir
le grade de docteur de l'université de limoges Mai 2005
- [II.7]:W.C.Y. Lee, Y.S. Yeh «*Polarization diversity for Mobile Radio*», IEEE trans. Commun. Vol.
COM-20, pp.912-923, may 1972.
- [II.8]:Majed koubeissi « *étude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice
de butler. Conception du dispositif de commande associé* » thèse pour obtenir le grade de
docteur de l'université de limoges octobre 2007.
- [II.9] :Christophe Dallomo « *Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en
millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler.* » Thèse
pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Novembre 2003.
- [II.10] :Moctar Mouhamadou « *Contribution au développement et à l'optimisation d'un
démonstrateur d'antennes adaptatives*» thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de
limoges Septembre 2007.
- [II.11] :Ridha Ghayoula « *Contribution à l'Optimisation de la Synthèse des Antennes Intelligentes
par les Réseaux de Neurones* » thèse présentée pour obtenir le titre de Docteur de la faculté
des sciences de Tunis décembre 2008.
- [II.12]:Jack H.Winters « *Smart Antenna Techniques and Their Application to Wireless Ad Hoc
Networks* » IEEE Wireless Communications, vol. 13, issue 4, pp. 77-83, Aug. 2006.
- [II.13]:S. Ravishankar ,H. V. Kumaraswamy,B. D. Satish «*Comparative Analysis of Direction Of
Arrival Estimation and Beamforming Techniques in Smart Antennas*» ObCom: Mobile,
Ubiquitous & Pervasive Computing 2006 Vellore Institute of Technology, Tamil Nadu
- [II.14]:Boualleg Ahcene , Mekhancha Sarra ,Bousaha Somia, Merabtine Nadjim « *Estimation des
angles d'arrivée et formation de faisceau pour un réseau d'antennes linéaire* »international
conference on systems and processing information, May 2011, Guelma
- [II.15] :Olivier Berder « *Optimisation et stratégies d'allocation de puissance des systèmes de
transmission multi-antennes* » présentée pour l'obtention du grade de Docteur de l'université
de Bretagne occidentale décembre 2002
- [II.16] :Constantine A.Balanis« *antenna theory analysis and design*» third edition 2005

Chapitre III

Les différentes méthodes de détection des directions des angles d'arrivée

III.1-Introduction :

Une antenne intelligente peut donc être définie comme étant un réseau capable de modifier son diagramme de rayonnement grâce à un outil numérique de synthèse. L'utilisation de techniques de traitement d'antennes vise à introduire un traitement complémentaire des signaux, dans le domaine spatial, en localisant la direction du récepteur, et canaliser l'essentiel de l'énergie rayonnée dans sa direction (**Figure III.1**).

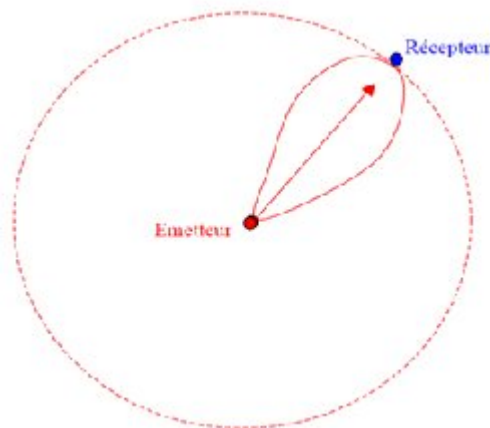


Figure III.1 : Concentration de l'énergie rayonnée en direction du récepteur

L'objectif du traitement d'antenne est de déterminer à partir des signaux reçus pendant un intervalle de temps de durée finie, sur un ensemble de capteurs constituant une antenne, des paramètres caractérisant les sources rayonnantes situées dans un milieu de propagation donné [III.1]. Ces paramètres sont:

- le nombre de sources (cibles).
- la direction d'arrivée du signal issue de chaque cible **DOA** (direction of arrival), par rapport à un repère fixe de l'antenne.
- l'intensité des signaux émis par ces cibles.

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

Nous allons nous intéresser essentiellement à quelques méthodes qui permettent de localiser l'émetteur.

III.2-Mise en œuvre des techniques de mesure des DOAs des signaux RF :

L'estimation des directions d'arrivée des signaux à l'aide d'un réseau d'antennes ont connu un véritable essor ces dernières années [III.2]. Elles représentent un intérêt de prime abord pour plusieurs études qui essaient d'apporter les améliorations et les innovations aux différentes méthodes d'estimation.

Afin de cerner à la fois les insuffisances et les difficultés inhérentes à chaque méthode, nous examinerons successivement des situations de complexité croissante, en commençant, dans un objectif pédagogique par des exemples basiques [III.3]. Toutes les méthodes présentées ci après traiteront des problèmes à une dimension où la détection est effectuée à l'aide d'un réseau plan linéaire.

III.2.1-Détection de l'angle d'arrivée d'une porteuse sinusoïdale à l'aide d'un réseau à 2 éléments :

Un réseau linéaire de 2 éléments reçoit une onde plane d'amplitude unité, dont la direction d'incidence fait un angle θ avec la normale au réseau. Les éléments du réseau sont espacés d'une distance d et sont numérotés 0 et 1.

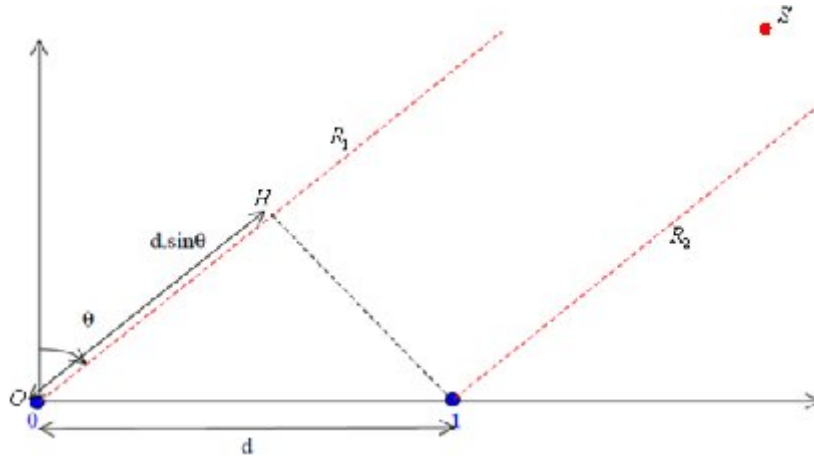


Figure III.2 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par une onde plane en incidence oblique

Chaque élément est supposé avoir un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et le signal collecté par le réseau est égal à la somme des signaux incidents sur chacun des éléments. Dans ces conditions, si on choisit l'origine des phases sur l'élément N^0 , les signaux $S_i(t)$ reçus sur chacune des antennes sont les suivants (ou k est le nombre d'onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$):

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

$$\begin{aligned} S_1(t) &= e^{j(\omega t - kR_2)} = e^{j\omega t - jk(R_1 - OH)} = e^{j(\omega t - kR_1)} \cdot e^{jkOH} \\ &= e^{j(\omega t - kR_1)} \cdot e^{jkd \sin \theta} \\ &= e^{j\omega t} \cdot e^{j\phi} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

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

$$S_0(t) \cdot \overline{S_1(t)} = e^{j\omega t} \cdot e^{-j(\omega t + \phi)} = e^{-j\phi} \quad (\text{III.3})$$

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

$$\phi = kd \sin \theta \quad (\text{III.4})$$

Sous ces hypothèses très simplificatrices, la détection de l'angle d'arrivée de l'onde constituée par une porteuse non modulée est donc particulièrement simple. Dans la réalité, les signaux reçus sont de faible amplitude et peuvent donc être accompagnés de bruit. Le produit (III.3) que l'on effectue à chaque instant t peut varier, et conduit à une fluctuation de l'angle détecté en fonction du temps.

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

III.2.2-Détection de l'angle d'arrivée de deux porteuses sinusoïdales à l'aide d'un réseau à 2 éléments :

Si on suppose que deux porteuses de fréquences légèrement différentes f_1 et f_2 arrivent sur chacun des capteurs avec un angle d'incidence θ_1 et θ_2 ,

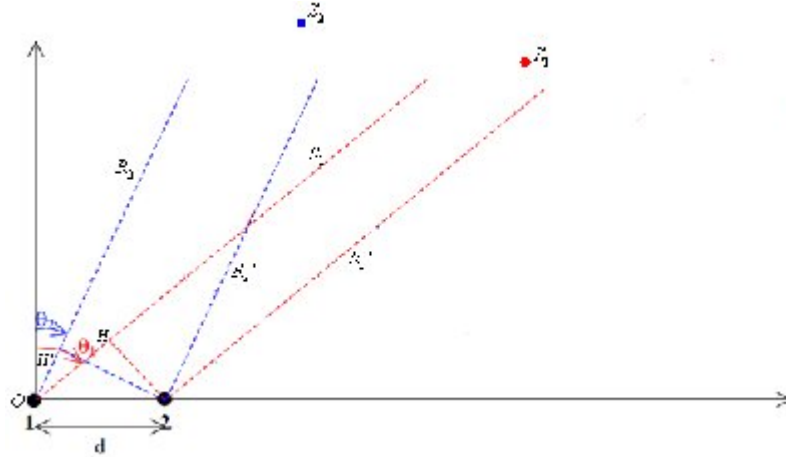


Figure III.3 : Représentation d'un réseau à 2 éléments illuminé par deux ondes planes en incidence oblique

Les signaux reçus sur chaque antenne sont de la forme suivante :

$$S_1(t) = A_1 e^{j\omega_1 t} + A_2 e^{j\omega_2 t} \quad (\text{III.5})$$

$$\begin{aligned} S_2 &= A_1 e^{j(\omega_1 t - k_1 R_1')} + A_2 e^{j(\omega_2 t - k_2 R_2')} = A_1 e^{j\omega_1 t - jk_1(R_1 - OH)} + A_2 e^{j\omega_2 t - jk_2(R_2 - OH')} \\ &= A_1 e^{j(\omega_1 t - k_1 R_1')} \cdot e^{jk_1 OH} + A_2 e^{j(\omega_2 t - k_2 R_2')} \cdot e^{jk_2 OH} \\ &= A_1 e^{j\omega_1 t} \cdot e^{jk_1 d \sin \theta_1} + A_2 e^{j\omega_2 t} \cdot e^{jk_2 d \sin \theta_2} = A_1 e^{j\omega_1 t} \cdot e^{j\phi_1} + A_2 e^{j\omega_2 t} \cdot e^{j\phi_2} \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

D'une façon générale, pour un nombre i d'éléments d'antennes et un nombre k des ondes incidentes on écrit :

$$X_i(t) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot e^{j\omega_k t} e^{(i-1)jk_k d \sin \theta_k} \quad (\text{III.7})$$

Le signal $X_2(t)$ qui arrive simultanément avec $X_1(t)$ perturbe la phase strictement relative à $X_1(t)$ sur chacun des capteurs, et empêche ainsi de remonter à l'information sur la direction de provenance de $X_1(t)$ par la méthode simple décrite précédemment.

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

III.3-Les méthodes de DOA :

Les études récentes projettent d'améliorer les méthodes d'estimation des DoAs et d'accroître à la fois la performance de calcul et la possibilité d'utilisation dans un système de télécommunication mobile de la façon la plus aisée.

III.3.1-Historique :

A partir des années 1970, des techniques numériques ont été introduites dans les procédés de localisation et les méthodes de haute résolution sont apparues. Globalement, deux principes [III.4] 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 exploitant la polarisation) ou la mesure de l'orientation des surfaces équiphasse (estimateurs de la direction exploitant la phase).

Les algorithmes utilisés dans la suite de cette étude exploitent la différence de phase entre les signaux reçus par les différents éléments du réseau illuminé par une onde ou plusieurs ondes planes.

Les méthodes de **DOA** étant diverses, nous présentons dans la partie suivante un bref aperçu des principales familles de ces méthodes.

III.3.2-Classification des méthodes et algorithmes de traitement:

De nombreuses méthodes existent et sont classées selon la technique utilisée, selon l'information qu'elles nécessitent et enfin selon le critère mis en œuvre [III.5] (méthodes conventionnelles, projection sur le sous-espace bruit ou sous-espace source, maximum de vraisemblance...). Ainsi, les méthodes les plus utilisées que nous allons présenter ici, ont de nombreuses similitudes avec les méthodes de formation de faisceau [III.6] :

III.3.2.1-Les Méthodes de formation de voies :

L'estimateur classique par formation de faisceau conventionnelle est considéré parmi les méthodes les plus anciennes pour l'estimation des angles d'arrivées. La première implémentation de cette approche, connue sous le nom de la méthode de Bartlett (ou "*Conventional Beamforming*") date de l'époque de la deuxième guerre mondiale et représente l'adaptation de l'analyse spectrale de Fourier appliquée à des échantillons spatio-temporels.

Elle consiste à effectuer une combinaison linéaire des vecteurs reçus de manière à former un faisceau dans une direction particulière et ensuite mesurer la puissance. L'estimateur des angles d'arrivées est :

$$P_{BF}(\theta) = \frac{a^H(\theta)Ra(\theta)}{a^H(\theta)a(\theta)} \quad (\text{III.8})$$

Les maxima de puissance obtenus dans le spectre correspondent à la direction d'arrivée pour laquelle l'énergie reçue atteint son maximum. Ainsi à chaque maximum observé, on détecte une source. Cette méthode est dite à faible résolution car sa résolution spatiale étant limitée par la largeur de son lobe principal ou, autrement dit, par le rapport entre la longueur d'onde et la longueur du réseau. La limite de Rayleigh [III.4] pour la résolution spécifie le fait que, pour être résolus, deux sources doivent être séparées d'une distance angulaire d'au moins $\frac{2\pi}{M}$, valeur représentant la largeur du lobe principal du réseau. C'est ce qui limite la formation de voies pour localiser des sources proches ou voisines.

Pour remédier à ce problème de faible résolution angulaire, il a fallu faire appel à des méthodes dites haute résolution. La première d'entre-elles est directement tirée du formateur de Capon.

III.3.2.2- Les Méthodes du maximum de vraisemblance :

Elles sont basées sur une estimation sans biais et à variance minimale, l'estimation est d'autant meilleure que le nombre de réalisations est important. La méthode la plus connue dans ce domaine a été développée par Capon, aussi connue sous le nom de la méthode de **MVDR** (*Minimum Variance Distortionless Response*) est une première approche de haute résolution spectrale.

La méthode de Capon et la méthode de formation de voies sont des méthodes classiques qui sont basées sur le même principe, cependant Capon ajoute une contrainte supplémentaire qui consiste à minimiser la puissance dans toutes les directions indésirables. Cela est équivalent à la maximisation du rapport signal à bruit plus interférences (**RSBI**) à la sortie du formateur de faisceaux (**annexeIII-1**).

L'expression de la puissance obtenue est de la forme suivante :

$$P_c = \frac{1}{a^H(\theta)R_{XX}^{-1}a(\theta)} \quad (\text{III.9})$$

Les directions d'arrivée correspondent aux pics présents dans le spectre de l'équation précédents. La méthode de capon offre une résolution meilleure que la technique de formation de voies. Elle reste cependant délicate à implémenter car elle nécessite la connaissance du bruit et des interférences indépendamment du signal utile. Ainsi le nombre de capteurs et le rapport signal sur bruit limitent encore la résolution [III.7].

III.3.2.3- Méthodes basées sur la notion de sous-espace :

Les méthodes **HR** présentent la caractéristique de fournir en termes de résolution, des performances asymptotiquement illimitées et indépendantes du rapport signal sur bruit. Les méthodes des sous espaces, font suite historiquement à la méthode de Capon, ces méthodes dites à haute résolution, nécessitent au préalable la connaissance du nombre de sources non corrélées [III.5] avant d'estimer leurs caractéristiques (position angulaire, puissance...).

L'idée de base de ces méthodes est la décomposition de l'espace d'observation en deux sous espaces complémentaires : le sous-espace signal et le sous-espace bruit. Contrairement à la méthode de formation de voies, ces méthodes utilisent la propriété d'orthogonalité [III.8] entre les deux sous espaces pour localiser les sources.

On distingue deux familles de méthodes basées sur la notion de sous-espace [III.2]:

- ✓ Méthodes à recherche spectrale.
- ✓ Méthodes sans recherche spectrale.

III.3.2.3.a-Méthodes à recherche spectrale:

Elles sont basées sur l'analyse du spectre obtenu par la projection orthogonale des vecteurs directionnels des sources sur le sous-espace bruit. Parmi ces méthodes on cite **MUSIC**. La performance de ces méthodes est limitée par la précision des extrémums recherchés pendant l'analyse spectrale.

III.3.2.3.b-Méthodes sans recherche spectrale:

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

De nombreux travaux ont contribué à perfectionner cet outil d'estimation en proposant le **LS-ESPRIT** qui utilise la méthode des moindres carrés, le **TLS-ESPRIT** qui utilise les moindres carrés totaux.

III.3.2.4- Méthodes à réseaux de neurones :

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

III.3.2.4.a- RBFNN (Radial Base Function for Neural Networks):

C'est une fonction radiale de base appliquée à un réseau de neurones artificiels, pour l'estimation de la direction d'arrivée, utilisable dans le cas de réseaux à très large bande, même en présence de couplage mutuel.

III.3.2.4.b- MRAN (Minimal Resource Allocation Network) :

Il s'agit d'un essai pour établir un algorithme d'apprentissage séquentiel pour l'estimation de la direction d'arrivée.

III.3.2.5- Algorithmes Génétiques :

Empruntés à la biologie et appliqués aux antennes et à la propagation électromagnétique, ces algorithmes donnent l'accès à tous les renseignements: rayonnement, synthèse du réseau, déphasage, modulation, temps d'arrivée, direction d'arrivée.

Bien qu'ils soient efficaces, les **AG** ne sont pas utilisées dans les télécommunications mobiles, d'une part car ils ne prennent pas en compte les couplages inter-capteurs, et d'autre part ils sont très coûteux en temps de calculs à cause de leurs complexités.

III.3.2.6- Méthodes dont les principes dépendent de structures ou de signaux particuliers:

Plusieurs travaux sont consacrés à la définition de nouvelles méthodes pour l'estimation de la **DOA**. Ces méthodes ont pour objectif d'être moins complexes en évitant le calcul de valeurs propres. En revanche, elles ne sont pas universelles, car elles ne s'appliquent qu'à des structures de réseaux ou des modèles de signaux particuliers.

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

III.3.3-Méthodes à haute résolution utilisant la notion de sous-espace :

Les méthodes à haute résolution modernes basées sur la notion de sous-espace, tel que **MUSIC**, **Root-MUSIC**, et **ESPRIT**, sont parmi les plus efficaces pour l'estimation des directions d'arrivées des signaux à l'aide d'antennes réseau. Ces méthodes reposent sur les propriétés particulières de la matrice de covariance du signal. Ils ont un haut pouvoir résolvant lorsque les sources sont non-corrélées ou faiblement corrélées.

Toutefois, ces méthodes doivent respecter certaines hypothèses classiques, à savoir :

1. le bruit est blanc de type gaussien et non-corrélé avec le signal ;
2. les fronts d'onde incidents sur le réseau sont plans ;
3. le nombre de sources est connu et est inférieur au nombre de capteurs ;
4. les sources sont décorrélés et spatialement cohérentes ;
5. les capteurs sont équidistants, identiques et indépendants ;
7. le traitement doit se faire en temps réel.

Dans le cas d'applications temps-réel, ces hypothèses s'avèrent particulièrement contraignantes. En effet, les hypothèses 2 et 5 ne sont pas toujours vérifiées et la non-validité de ces hypothèses provoque d'importantes dégradations de performances des méthodes d'estimation angulaire.

Dans un système réel comme dans le cas de propagation multi-trajets où les signaux peuvent être totalement corrélés, l'hypothèse 4 n'est généralement pas vérifiée. Dans ce cas, ces méthodes à haute résolution basées sur la notion de sous-espace ne sont plus valides ou du moins ne sont plus directement applicables. En effet la matrice d'autocorrelation n'est plus non singulière et les vecteurs directionnels recherchés ne sont plus théoriquement situés dans le sous-espace signal. Une solution à ce problème consistant en un prétraitement sur les échantillons ou sur la matrice d'autocorrelation a été envisagée par *Evans et al* (la diversité d'espace). Une amélioration de la technique proposée par *Evans et al* est ensuite proposée par *Grenier* dans le cas de sources fortement corrélées en présence d'un bruit important [III.5].

Dans la suite de ce travail, pour appliquer ces méthodes d'estimation des positions angulaires des sources **RF**, nous avons besoin de connaître le nombre de sources. Ce point ne sera pas abordé car on supposera connu le nombre de sources.

Les méthodes à haute résolution introduites dans la recherche des directions d'arrivées sont basées sur l'adéquation d'un modèle aux données que l'on observe. Donc, ces méthodes ne sont efficaces que dans un domaine d'application bien défini à elles [III.1]. Les différentes hypothèses qui justifient ce modèle seront explicitées par la suite.

III.3.3.1-Modèle de propagation :

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 .

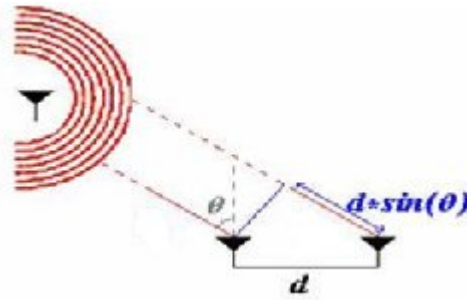


Figure III.4 : Incidence d'une onde plane sur un réseau d'antennes

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 φ et d'élévation θ , est connu sous le nom de "vecteur directeur".

III.3.3.2- Géométries typiques des réseaux d'antennes :

La géométrie du réseau peut prendre des formes diverses, en fonction de paramètres à extraire. On peut citer des configurations linéaires, permettant de résoudre une seule composante angulaire (élévation ou azimut), des configurations planaires et volumiques permettant de résoudre les deux composantes (élévation et azimut).

L'expression du vecteur directeur induit par une onde plane incidente sur le réseau d'antennes d'une direction (θ, φ) est dépendante de la configuration géométrique de ce dernier. Ce vecteur peut être déterminé analytiquement, en exploitant la géométrie connue du réseau d'antennes et l'hypothèse de capteurs identiques.

L'expression générale du vecteur directeur, pour un réseau de M antennes, chacune ayant des caractéristiques de rayonnement différentes est:

$$a(\theta, \varphi) = [a_1, a_2, \dots, a_M]^T = [G_1(\theta, \varphi)e^{-j\beta r_1} G_2(\theta, \varphi)e^{-j\beta r_2} \dots G_M(\theta, \varphi)e^{-j\beta r_M}]^T \quad (\text{III.10})$$

Où $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} [\sin \theta \cos \varphi, \sin \theta \sin \varphi, \cos \theta]$ représente le nombre d'onde exprimé en coordonnées cartésiennes, $r_m = [x_m, y_m, z_m]$ représente la position et $G_m(\theta, \varphi)$ est le gain du capteur m dans la direction (θ, φ) .

L'ensemble des vecteurs qui définissent toutes les directions d'incidence possibles représente le domaine de visibilité du réseau. Ce domaine est "non ambigu" si tous les vecteurs qui le caractérisent sont linéairement indépendants. Ceci dépend de la géométrie employée, pour certaines géométries des ambiguïtés existent et des précautions doivent être prises [III.4].

✚ Les réseaux linéaires :

Le déphasage entre deux éléments consécutifs pour un réseau linéaire comporte un nombre de M capteurs orientés le long de l'axe Ox , est donné par $e^{-jk_x x}$, k_x représente la composante du vecteur d'onde selon l'axe Ox , $k_x = \frac{w}{c} \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda} \sin \theta$.

Pour ce type de réseau, en prenant la référence de phase à une extrémité, au niveau du m -ième capteur le déphasage est exprimé sous la forme : $e^{-j(m-1)dk_x}$.

La forme générale des vecteurs directeurs est de type :

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

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.

🚩 Les réseaux rectangulaires :

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:

$$a(m_x, m_y) = e^{j[(m_x-1)\psi_x + (m_y-1)\psi_y]} \quad (\text{III.12})$$

Ou $\psi_x = \frac{2\pi d_x}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi$ et $\psi_y = \frac{2\pi d_y}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi$

III.3.3.3- Procédure d'estimation des DOAs :

Les méthodes basées sur la notion de sous-espace reposent sur la structure particulière de la matrice de corrélation du signal [III.9], qui contient des informations sur le modèle de propagation des signaux. Donc, la première étape pour la mise en œuvre de ces méthodes à haute résolution consiste en l'analyse propre de la matrice d'autocorrélation des vecteurs d'observation. Comme celle-ci n'est pas généralement connue, elle doit être estimée.

C'est pour cette raison que ce chapitre va commencer par le calcul de cette matrice.

III.3.3.3.1-Principe d'estimation de la matrice de corrélation :

III.3.3.3.1.1-Le modèle du signal reçu :

Considérons K signaux $S_1(t), S_2(t), \dots, S_k(t)$, arrivant avec des directions $\theta_k (k = 1, \dots, k)$ et reçus par un réseau linéaire de M éléments identiques ($M > K$) espacés de $d = \frac{\lambda}{2}$, dans un bruit additif supposé blanc. Ces signaux peuvent être totalement corrélés comme dans le cas de trajets multiples ou non corrélés comme dans le cas de plusieurs utilisateurs.

La **figure III.5** schématise la position des capteurs, et l'incidence plane des ondes porteuses d'amplitudes complexes :

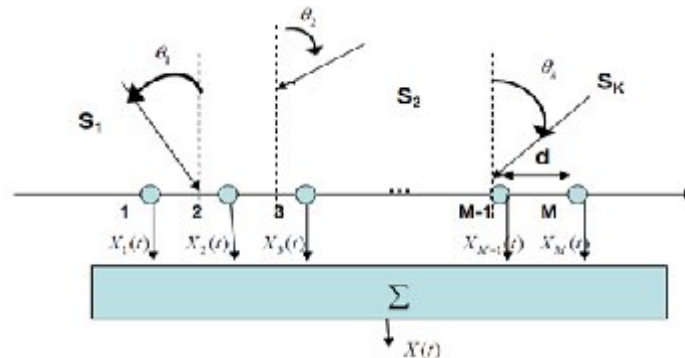


Figure III.5 : Réseau d'antennes linéaire uniforme accueillant k signaux incidents

On désigne par $S_i(t)$ l'amplitude complexe du signal reçu N° i , $n_i(t)$ le bruit blanc qui est capté par l'antenne N° i et par $X_i(t)$ le signal complexe reçu par l'antenne N° i .

Pour exprimer la forme des signaux détectés en sortie de chaque élément du réseau, nous devons affecter chaque capteur d'un état de phase qui lui est propre. Le signal mesuré au niveau de chaque capteur est modélisé comme une superposition de tous les fronts d'ondes présents et du bruit au niveau des capteurs. Ainsi le signal reçu à chaque élément du réseau peut se mettre sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 X_1(t) &= S_1(t)e^{-j\phi_{11}} + S_2(t)e^{-j\phi_{12}} + S_3(t)e^{-j\phi_{13}} + \dots + S_k(t)e^{-j\phi_{1k}} + n_1(t) \\
 X_2(t) &= S_1(t)e^{-j\phi_{21}} + S_2(t)e^{-j\phi_{22}} + S_3(t)e^{-j\phi_{23}} + \dots + S_k(t)e^{-j\phi_{2k}} + n_2(t) \\
 X_3(t) &= S_1(t)e^{-j\phi_{31}} + S_2(t)e^{-j\phi_{32}} + S_3(t)e^{-j\phi_{33}} + \dots + S_k(t)e^{-j\phi_{3k}} + n_3(t) \\
 &\dots\dots\dots \\
 X_M(t) &= S_1(t)e^{-j\phi_{M1}} + S_2(t)e^{-j\phi_{M2}} + S_3(t)e^{-j\phi_{M3}} + \dots + S_k(t)e^{-j\phi_{Mk}} + n_M(t)
 \end{aligned}
 \tag{III.13}$$

La matrice des signaux reçus est liée à la matrice des signaux incidents par la relation suivante :

$$X = AS + \eta
 \tag{III.14}$$

Avec :

$$X(t) = [X_1(t), X_2(t), \dots, X_M(t)]^T \text{ est le vecteur signal de réception de dimensions } (M \times 1)$$

Et :

$$S = [S_1(t), S_2(t), \dots, S_k(t)]^T, \eta = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T, A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_k)]$$

S est le vecteur des enveloppes complexes des signaux émis par les K sources de dimension $(K \times 1)$, η le vecteur des bruits reçus sur les M capteurs et A est une matrice de dimension $(M \times K)$ dite de mélange convolutif (la matrice réponse du réseau) formée par M vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$.

$$a(\theta_k) = [e^{-j\phi_{1k}}, e^{-j\phi_{2k}}, \dots, e^{-j\phi_{Mk}}]^T
 \tag{III.15}$$

ou $\phi_{m,k} = \frac{2\pi}{\lambda}(m-1)d \sin(\theta_k)$, $(m = 1, \dots, M)$ est le déphasage géométrique introduit par le m-ième élément du réseau à la k-ième source en fonction de l'angle d'incidence.

En utilisant la notation matricielle, la matrice des observations (équation (III.13)) peut être exprimée par :

$$\begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-jkd \sin \theta_1} & e^{-jkd \sin \theta_2} & \dots & e^{-jkd \sin \theta_k} \\ e^{-2jkd \sin \theta_1} & e^{-2jkd \sin \theta_2} & \dots & e^{-2jkd \sin \theta_k} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ e^{-(m-1)jkd \sin \theta_1} & e^{-(m-1)jkd \sin \theta_2} & \dots & e^{-(m-1)jkd \sin \theta_k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1(t) \\ S_2(t) \\ S_3(t) \\ \vdots \\ S_k(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \\ n_3(t) \\ \vdots \\ n_M(t) \end{bmatrix}
 \tag{III.16}$$

III.3.3.3.1.2-Construction de la matrice de covariance :

Les étapes de sa construction sont les suivantes :

- On muni l'espace des fonctions du produit scalaire hermitien suivant, que l'on nomme espérance E :

$$E(X_i \overline{X_j}) = \lim_{\Delta T \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta T} \int_0^{\Delta T} X_i(t) \overline{X_j(t)} dt
 \tag{III.17}$$

Cette définition est homogène à une énergie par unité de temps, c'est à dire à une puissance. Elle représente de la puissance moyenne de chaque signal détectée (pour $i = j$), et chacune des puissances moyennes d'interaction entre les signaux i et j (pour i différent de j).

- On applique à chaque terme de la matrice $([X][X]^H)$ (**annexe III.2**) la définition énergétique pour obtenir la matrice de corrélation qui rassemble l'ensemble des informations de puissance [III.3]. Elle est construite uniquement à partir des signaux délivrés et de la définition de puissance moyenne d'interaction (III-17) :

$$[R_{xx}] = E\{[X][X]^H\} = \begin{bmatrix} E\{X_1^2(t)\} & E\{X_1(t)\overline{X_2(t)}\} & E\{X_1(t)\overline{X_3(t)}\} & \dots & E\{X_1(t)\overline{X_M(t)}\} \\ E\{X_2(t)\overline{X_1(t)}\} & E\{X_2^2(t)\} & E\{X_2(t)\overline{X_3(t)}\} & \dots & E\{X_2(t)\overline{X_M(t)}\} \\ E\{X_3(t)\overline{X_1(t)}\} & E\{X_3(t)\overline{X_2(t)}\} & E\{X_3^2(t)\} & \dots & E\{X_3(t)\overline{X_M(t)}\} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ E\{X_M(t)\overline{X_1(t)}\} & E\{X_M(t)\overline{X_2(t)}\} & E\{X_M(t)\overline{X_3(t)}\} & \dots & E\{X_M^2(t)\} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

III.3.3.1.3-Relation entre la matrice d'autocorrélation et la matrice de mélange convolutif du réseau :

En pratique, la matrice de corrélation ou la covariance est estimée par une moyenne sur N par la relation :

$$\hat{R}_{xx} = \frac{X \cdot X^H}{N} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N X_k X_k^H \quad (\text{III.19})$$

où N représente le nombre d'échantillons ou le nombre de vecteurs d'observation et X étant la matrice des enveloppes complexes des K signaux de dimension $(M \times N)$.

Dès lors que la matrice de covariance R_{xx} est estimée qui est une donnée du problème, les méthodes à hautes résolution peuvent être utilisées pour l'estimation des directions d'arrivée des signaux **RF**. Cette information est contenue dans la matrice $[A]$ de mélange convolutif du réseau. Il peut donc être utile d'établir, lorsque les conditions le permettent, une relation entre ces deux matrices.

Si le nombre des sources K est inférieur aux nombres d'éléments M du réseau, c'est-à-dire que les K vecteurs directionnels sont linéairement indépendants et engendrent un sous-espace vectoriel de l'espace d'observation de dimension M et en supposant que les signaux et les bruits sont décorrélés, la matrice de corrélation ou de covariance des signaux reçus est donnée par :

$$R_{xx} = E\{XX^H\} = AR_{ss}A^H + R_{nn} \quad (\text{III.20})$$

Observation bruité = Espace signal + Espace bruit

Où R_{nn} est la matrice de corrélation du vecteur bruit $(M \times M)$, En supposons le bruit blanc de moyenne nulle et de variance σ^2 identique pour chaque élément du réseau, I est la matrice d'identité $(M \times M)$.

La matrice du bruit devient :

$$R_{nn} = \sigma^2 I_M \quad (\text{III.21})$$

Et R_{ss} est la matrice carrée $(K \times K)$ de covariance du vecteur signal donnée par :

$$R_{ss} = E\{SS^H\} \quad (\text{III.22})$$

Elle indique le niveau de corrélation et la puissance des sources et contient sur sa diagonale la puissance moyenne reçue par chaque capteur, les termes extra-diagonaux correspondant à la corrélation entre les signaux reçus sur les capteurs, elles sont nuls si les sources non corrélées.

Cependant, elle devient singulière lorsqu'au moins deux sources sont totalement corrélées [III.5], typiquement cette configuration se rencontre dans des environnements à trajets multiples dans lesquels une même source peut avoir plusieurs directions d'arrivée. Donc la matrice de corrélation du vecteur d'observation $X(t)$ peut s'écrire :

$$R_{xx} = AR_{ss}A^H + \sigma^2 I_M \quad (\text{III.23})$$

III.3.3.3.2-Propriétés des matrices hermitiennes :

Les techniques de détection des angles d'arrivée à haute résolution font largement appel aux propriétés de la matrice de covariance des signaux qui est une matrice hermitienne. Même sans voir une culture mathématique très étoffée dans ce domaine, il est important d'avoir à l'esprit quelques propriétés fondamentales de ces matrices.

D'un point de vue pédagogique, ces propriétés sont présentées sur des espaces vectoriels classiques, car il est plus simple de s'en faire une représentation imagée, par exemple dans un espace à trois dimensions. L'extension à la matrice d'autocorrélation sera effectuée en étendant ces propriétés aux espaces de fonctions munis des opérations et des propriétés convenablement définies par les mathématiciens.

III.3.3.3.2.1-Définition :

Soit un espace vectoriel E , de dimension fini M sur l'ensemble des nombres complexes C , et $[A] = (a_{ij})$ une matrice associée à l'application linéaire f sur une base B de E .

La matrice $[A]$ est hermitienne si la matrice conjuguée de $[A]$ est égale à la matrice transposée de $[A]$, ce qu'on écrit en notation abrégée :

$$\overline{[A]} = [A]^T \quad (\text{III.24})$$

L'application linéaire f associée à la matrice prend le nom de forme hermitienne.

On en déduit la propriété suivante pour chacun des termes de la matrice :

$$a_{ij} = \overline{a_{ji}} \quad (\text{III.25})$$

Sur la diagonale, cette dernière relation s'écrit :

$$a_{ii} = \overline{a_{ii}} \quad (\text{III.26})$$

Ce qui implique que les termes de la diagonale principale sont réels.

III.3.3.3.2.2-Vecteurs propres – valeurs propres :

\vec{V} est un vecteur propre si on peut trouver un nombre complexe λ tel que :

$$f(\vec{V}) = \lambda \vec{V} \quad (\text{III.27})$$

soit en écriture matricielle :

$$[A][V] = \lambda [V] \quad (\text{III.28})$$

$$([A] - \lambda [I])[V] = [0] \quad (\text{III.29})$$

où $[I]$ représente la matrice identité.

$[V]$ étant non nul, la matrice $([A] - \lambda [I])$ doit être singulière. Pour que l'équation (III.29) ait une solution non nulle, il faut nécessairement :

$$\det([A] - \lambda [I]) = 0 \quad (\text{III.30})$$

Ce déterminant est un polynôme de degré M , qui a donc M racines complexes. On montre que lorsque la matrice $[A]$ est hermitienne, ces racines sont réelles. Si de plus, la forme hermitienne est définie positive, comme ce sera le cas pour la matrice d'autocorrélation, alors toutes les racines sont réelles et positives.

A chaque valeur propre λ_i , on associe le vecteur propre correspondant \vec{V}_i dont les composantes forment une matrice colonne $[V_i]$.

$$[V_i] = \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \\ z_i \end{bmatrix} \quad (\text{III.31})$$

Pour déterminer les vecteurs propres, on est amené à résoudre :

$$([A] - \lambda_i [I])[V_i] = [0] \quad (\text{III.32})$$

III.3.3.2.3-Propriétés des vecteurs propres :

On définit le produit scalaire hermitien de deux vecteurs de la manière suivante :

$$\vec{V}_i \cdot \vec{V}_j = \overline{[V_i]}^T [V_j] = [V_i]^H [V_j] \quad (\text{III.33})$$

où l'indice H désigne la matrice conjuguée de la matrice transposée.

Propriété 1 :

Les vecteurs propres sont linéairement indépendants.

Propriété 2 :

Les vecteurs propres forment une famille de vecteurs orthogonaux : ils sont orthogonaux deux à deux.

Propriété 3 :

Des propriétés 1 et 2, on déduit qu'on peut toujours trouver une base orthonormée construite uniquement à partir des vecteurs propres. Cette base est obtenue de manière triviale en normant les vecteurs propres $[U_1, U_2, \dots, U_M]$.

Propriété 4 :

La matrice constituée par les vecteurs propres est unitaire : sa matrice inverse est égale à sa matrice transposée conjuguée, ce que l'on peut écrire sous l'une des formes suivantes :

$$[U]^{-1} = [U]^H \quad (\text{III.34})$$

$$[U] \cdot [U]^H = [I] \quad (\text{III.35})$$

Propriété 5 :

Toute matrice hermitienne $[A]$ peut être diagonalisée au moyen de la matrice des vecteurs propres normalisés de la manière suivante :

$$[U]^H [A] [U] = [D] \quad (\text{III.36})$$

où $[D]$ est la matrice diagonale constituée des valeurs propres.

Une écriture équivalente à la relation (III.36) est la suivante :

$$[U][D][U]^H = [A] \quad (\text{III.37})$$

L'ensemble des propriétés qui ont été illustrée ci-dessus, vont être appliquée à une matrice d'autocorrelation. Comme elle est hermitienne et définie positive, ses vecteurs propres sont orthogonaux et ses valeurs propres sont réelles et positives [III.3].

III.3.3.2.4-Décomposition d'un vecteur sur la base des vecteurs propres :

L'ensemble des vecteurs propres $[U_i]$ forme une base orthonormée de l'espace vectoriel E. Il s'ensuit que tout vecteur $[V]$ admet une décomposition sur cette base. Les coordonnées sur la base des vecteurs propres sont obtenues en effectuant le produit scalaire hermitien de chacun des vecteurs de la base par le vecteur $[V]$:

$$[V] = ([U_1]^H [V])[U_1] + ([U_2]^H [V])[U_2] + \dots + ([U_M]^H [V])[U_M] \quad (\text{III.38})$$

III.3.3.3.2.5-Décomposition en sous-espaces :

Toute partition de la base $[U_i]$ définit des sous espaces vectoriels de E. Considérons le sous espace vectoriel E_1 défini sur la base $[U_1]$ et $[U_2]$, et le sous espace vectoriel E_2 , défini sur la base $[U_3]$. Tout vecteur de E s'écrit comme combinaison linéaire de vecteurs appartenant à chacun des sous espaces E_1 et E_2 . Ces sous espaces sont orthogonaux : tout vecteur de E_1 est orthogonal à tout vecteur, de E_2 .

Soit une famille $[V(\theta)]$ de vecteurs de E définie à l'aide d'un paramètre θ , dont la norme reste constante lorsque θ varie. Nous devons projeter la famille $[V(\theta)]$ sur le sous espace E_1 . Il suffit pour cela de ne retenir dans la décomposition sur la base de vecteurs propres (III.38), que les composantes sur la base de E_1 , à savoir :

$$[V(\theta)]_{E_1} = ([U_1]^H [V(\theta)]) [U_1] + ([U_2]^H [V(\theta)]) [U_2] \quad (\text{III.39})$$

La norme au carrée du vecteur $[V(\theta)]_{E_1}$ est donnée par la relation (annexe III-3):

$$[V(\theta)]_{E_1}^2 = [V(\theta)]^H [U_1] [U_1]^H [V(\theta)] + [V(\theta)]^H [U_2] [U_2]^H [V(\theta)] \quad (\text{III.40})$$

On adopte la recherche d'une projection minimum sur le sous espace orthogonal E_1 défini par la base $([U_1], [U_2])$: c'est souvent la méthode qui est proposée dans l'un des algorithmes haute résolution intitulé MUSIC.

III.3.3.4- Algorithme MUSIC (Multiple Signal Classification) :

L'algorithme **MUSIC** sert de référence parmi les autres méthodes haute résolution, pour estimer les directions d'arrivées des signaux RF, de par ses performances et son ancienneté. **MUSIC** développé par *Schmidt* en 1979 et *Bienvenu* [III.5] est le plus répandu et le plus connu. Il exploite les propriétés de décomposition en éléments propres de la matrice de covariance du vecteur des observations. Cette décomposition permet de séparer l'espace des observations en deux sous-espaces vectoriels orthogonaux: le sous-espace signal et son complément orthogonal, le sous-espace bruit.

Sous réserve de vérifier la condition $M \geq K + 1$, la distribution d'amplitudes des valeurs propres de la matrice R_{xx} permet de faire la distinction entre un sous-espace signal et un sous-espace bruit [III.10]. On distingue $M - K$ valeurs propres égales à la variance du bruit, σ^2 , et K valeurs propres supérieures à σ^2 .

Les M valeurs propres de R_{xx} peuvent s'écrire sous la forme:

$$\begin{aligned} \lambda_k &= \mu_k + \sigma^2 & k &= 1, 2, \dots, K \\ \lambda_k &= \sigma^2 & k &= K + 1, K + 2, \dots, M \end{aligned}$$

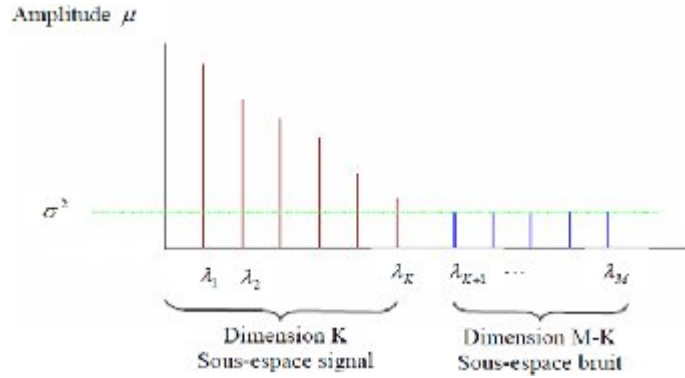


Figure III.6 : Représentation des valeurs propres de R_{xx}

Les M vecteurs propres associés aux M valeurs propres λ_k sont : $v_1, v_2, \dots, v_K, \dots, v_M$

La matrice de covariance R_{xx} est finalement obtenue comme suit:

$$R_{xx} = \sum_{k=1}^M \lambda_k \cdot v_k \cdot v_k^H = \sum_{k=1}^K (\mu_k + \sigma^2) v_k v_k^H + \sigma^2 \sum_{k=K+1}^M v_k v_k^H \tag{III.41}$$

$V = [v_1, v_2, \dots, v_K, v_{K+1}, \dots, v_M]$ peut être divisé en deux vecteurs :

- $E_s = [v_1, v_2, \dots, v_K]$ est le vecteur associé aux K valeurs propres les plus importantes, il contient les vecteurs propres associés au sous-espace signal.
- $E_n = [v_{K+1}, v_{K+2}, \dots, v_M]$ est le vecteur des vecteurs propres associés aux $M-K$ valeurs propres les plus faibles, il contient les vecteurs propres associés au sous-espace bruit.

Donc l'algorithme **MUSIC** est basé sur les propriétés du sous-espace signal et du sous-espace bruit:

- ❖ Les vecteurs issus de E_s engendrent un sous-espace signal colinéaire aux vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$
- ❖ Les vecteurs issus de E_n engendrent un sous-espace bruit orthogonal aux vecteurs directionnels des sources $a(\theta_k)$. il en résulte que : $E_n^H \cdot a(\theta_k) = 0$ pour $k = 1, \dots, K$

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 principe est de projeter tous les vecteurs directionnels possibles (moyennage sur plusieurs vecteurs) sur le sous-espace bruit et de ne retenir que ceux qui minimisent cette projection, ce qui donne une fonction discriminatrice $d^2 = a(\theta)^H E_n E_n^H a(\theta) = 0$ ($E_n = [e_1 e_2 \dots e_{M-K}]$) dont les zéros représentent les directions d'arrivée. $C = E_n E_n^H$ est la matrice de projection et $a(\theta)^H E_n E_n^H a(\theta)$ est la projection du vecteur $a(\theta)$ sur le sous-espace bruit.

L'estimation des directions d'arrivée des signaux revient à rechercher les valeurs maximales du pseudo-spectre **MUSIC** $P(\theta)$:

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H E_n E_n^H a(\theta)} \tag{III.42}$$

Les étapes de l'algorithme **MUSIC**, 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 $(R_{xx} - \lambda I)x = 0$

- séparation en sous espaces de dimension K et $M - K$ 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 $P_{MUSIC}(\theta)$

Les amplitudes des pics figurant dans le pseudo-spectre n'ont pas de lien quantitatif avec la puissance du signal, mais mesure uniquement l'orthogonalité entre les deux sous espaces vectoriels signal et bruit. En théorie, l'amplitude de $P(\theta)$ tend vers l'infini, car il y a orthogonalité parfaite entre les deux sous espaces. Qualitativement, si l'amplitude, donc le SNR est plus important, le pseudo-spectre sera moins perturbé, ce qui entraîne une valeur de pic plus élevée [III.5].

Enfin, pour appliquer cette méthode, il est primordial d'estimer correctement la taille du sous espace signal. De nombreux critères permettent d'évaluer le nombre de sources k . ainsi l'algorithme **MUSIC** permet de fournir de bons résultats lorsque les sources sont suffisamment décorrélés. En revanche, lorsque les sources sont totalement corrélées, la matrice de covariance des observations n'est plus de rang plein [III.9], et il devient théoriquement impossible de détecter tous les signaux [III.10].

L'algorithme **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 [III.4]. En revanche, **MUSIC** ne permet pas d'obtenir directement les directions d'arrivée des fronts d'onde. Pour connaître avec précision les angles d'arrivée des signaux, on fait une moyenne sur tous les vecteurs d'une base orthonormée de l'espace bruit, autrement dit, il faut calculer le pseudo-spectre sur l'étendue de l'espace des paramètres et rechercher les minima de cette fonction, ce qui limite sa performance en terme de rapidité et de ressources de calcul. Autres méthodes que **MUSIC** ont été proposées pour réduire sa complexité [III.5], accroître sa performance et son pouvoir de résolution. L'une d'entre elles est connue sous le nom d'**ESPRIT**.

III.3.3.5-Algorithmme ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) :

La méthode **ESPRIT** a été développée par Roy et Kailath en 1989 s'appuie sur la propriété d'invariance rotationnelle de l'espace signal pour réaliser une estimation directe des directions d'arrivée [III.4]. L'intérêt principal de cette méthode est qu'elle permet d'éviter la recherche lourde des maxima d'un pseudo-spectre ou d'une fonction coût (donc un gain de calcul) et la simplicité de son implantation.

ESPRIT exploite la propriété d'invariance translationnelle du réseau d'antenne en décomposant le réseau principal de M antennes en deux sous-réseaux d'antennes identiques 1 et 2 de dimension $M-1$ dont l'un peut être obtenu par translation de l'autre, ce qui peut être obtenue facilement en pratique.

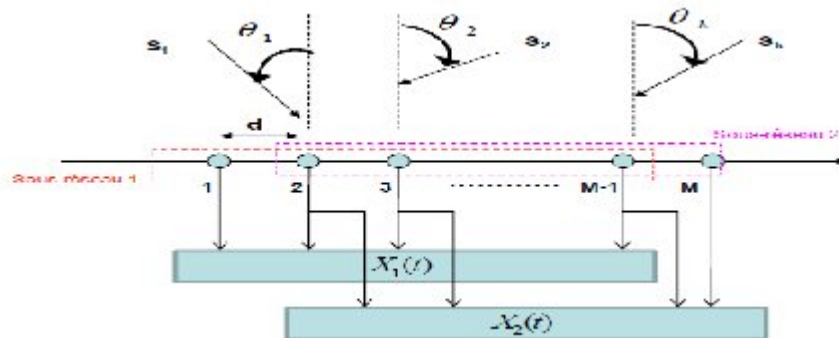


Figure III.7 : Représentation du réseau complet de M éléments, et des deux sous réseaux dont le second est obtenu par translation du premier.

En désignant respectivement par $x_1(t)$ et $x_2(t)$ les vecteurs d'observation en sortie du sous réseau 1 et du sous-réseau 2, l'effet de l'invariance de translation 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 réseau global s'écrit [III.2] :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \\ A\phi \end{bmatrix} \cdot S_k(t) + n(t) \quad (\text{III.43})$$

Avec

$$\phi = \text{diag} \left[e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_1}, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_2}, \dots, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d\sin\theta_K} \right] \quad (\text{III.44})$$

Où ϕ est une matrice diagonale unitaire de taille $K \times K$.

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 sans nécessiter la connaissance de l'expression de la matrice des vecteurs sources A . Cette particularité permet l'utilisation de l'algorithme **ESPRIT** à des antennes de géométrie mal connue ou inconnue [III.5].

La matrice de covariance R_{xx} est obtenue à partir de la matrice d'observation x du réseau complet, créée en empilant les matrices d'observation des deux sous réseaux est donnée par :

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} A \\ A\phi \end{bmatrix} R_{ss} \begin{bmatrix} A^H \\ \phi^H A^H \end{bmatrix} + \sigma^2 I \quad (\text{III.45})$$

Où $A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_k)]$ est une matrice de dimension $(M \times K)$ des vecteurs sources définie au niveau d'un sous-réseau et R_{ss} est la matrice spatiale des sources.

La même démarche que dans le cas de l'algorithme **MUSIC** est utilisée afin de séparer ses vecteurs propres en deux sous-espaces. **ESPRIT** exploite non pas l'espace bruit, comme dans le cas de **MUSIC**, mais l'espace signal. Le sous-espace signal E_s est une matrice de dimension $(M \times K)$ et est composé de K vecteurs propres. En exploitant la structure d'invariance du réseau, E_s peut être décomposé en E_1 et E_2 , ou E_1 et E_2 sont les matrices $(M-1) \times K$ dont les colonnes sont composées de K vecteurs propres correspondant aux K plus importantes valeurs propres des matrices de covariance des sous-réseaux 1 et 2.

Il est naturel de penser que les sous espaces E_1 et E_2 déduits de x_1 et x_2 ne sont pas indépendants, on peut montrer qu'il existe une matrice T qui établit leur relation de la manière suivante :

$$E_s = \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} AT \\ A\phi T \end{bmatrix} \quad (\text{III.46})$$

Avec $T = R_{21} \cdot R_{11}^{-1}$ ou $R_{21} = \frac{1}{N} X_2 \cdot X_1^H$, $R_{11} = \frac{1}{N} X_1 \cdot X_1^H$ sont les matrices de covariance entre les deux sous-réseaux d'antennes.

On cherche à exprimer ϕ , la matrice contenant les informations sur les directions d'incidence. La matrice T étant non-singulière, on peut extraire $A = E_1 T^{-1}$ et, en introduisant ce terme dans la deuxième équation on obtient :

$$E_2 = E_1 T^{-1} \phi T = E_1 \psi \quad (\text{III.47})$$

Où $\psi = T^{-1} \phi T$ de dimension $K \times K$ est la matrice de translation liant les deux sous-espaces E_1 et E_2 ,

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_1 , engendrant un sous espace signal, en un autre sous espace signal E_2 . Ayant à disposition les deux sous espaces estimés E_1 et E_2 , on doit trouver l'opérateur ψ qui lie les sous espaces, l'estimation de ses valeurs propres va nous conduire à trouver les termes de la matrice ϕ et, implicitement, les paramètres des signaux incidents.

Les valeurs propres de ϕ et ψ sont communes et s'expriment par $\lambda_i = e^{jkd \sin \theta_i}$ pour $i = 1, 2, \dots, K$. Donc les angles d'arrivées sont donnés par :

$$\theta_i = \sin^{-1} \left(\frac{\arg(\lambda_i)}{kd} \right) \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (\text{III.48})$$

Pour résumer, les étapes de l'algorithme **ESPRIT**:

- réaliser la décomposition en valeur singulière de la matrice de covariance des données $R_{xx} = \frac{1}{N} X.X^H$
- estimer la dimension du sous-espace signal complet;
- séparer les vecteurs propres correspondant au sous-espace signal et constituer les matrices des sous-réseaux E_1 et E_2 ;
- estimer l'opérateur de rotation ψ donné par l'équation (III.47) ;
- calculer les valeurs propres $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_K$ de la matrice ψ ;
- Enfin calculer les angles d'arrivées à partir des valeurs propres de la matrice ψ , donnés par l'équation (III.48) ;

La calibration du réseau afin de connaître la structure des vecteurs directeurs pour tout angle d'incidence possible n'est pas nécessaire. La seule restriction est liée à la configuration géométrique des réseaux d'antennes qui sont invariants par translation, il s'agit essentiellement de réseaux linéaires et régulièrement espacés. Ainsi la difficulté de réaliser des capteurs avec des caractéristiques très proches [III.4]. 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 problème dans le cas pratique, ou 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_1 et E_2 peuvent être différents et il devient impossible de trouver une matrice ψ qui doit vérifier la relation (III.47).

III.3.3.6- Exemples d'application de MUSIC :

➤ Exemple1 :

- On considère un réseau de trois antennes régulièrement espacées d'une distance égale à d et deux signaux sinusoïdaux incidents dans les directions θ_1 et θ_2 . Ces signaux ont pour fréquences respectives f_1 et f_2 .

La matrice d'autocorrelation du signal délivré R_{xx} par le réseau d'antennes en l'absence de bruit prend la forme suivante (**annexeIII.4**):

$$[R_{xx}] = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 2 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.49})$$

La recherche des valeurs propres est possible en utilisant une technique numérique, il est recommandé d'utiliser un logiciel de calcul « *Scientific Workplace* ». On obtient immédiatement les résultats suivants :

$$\lambda_1 = 4 \qquad \lambda_2 = 2 \qquad \lambda_3 = 0$$

Et les vecteurs propres correspondants sont :

$$[V_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad [V_2] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad [V_3] = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Les vecteurs $[V_1]$ et $[V_2]$ constituent une base du sous espace signal, tandis que le vecteur $[V_3]$ est une base du sous espace bruit.

Cette méthode s'adapte a priori à n'importe quelle structure de réseau. Des simplifications peuvent être apportées dans le cas de réseaux linéaires et régulièrement espacés, d'où le signal détecté attendu sur chaque élément du réseau est de la forme :

$$[V(\varphi)] = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ e^{-2j\varphi} \end{bmatrix}$$

Les vecteurs $[V(\varphi)]$ forment une famille de vecteurs dont les coordonnées dépendent de la direction d'arrivée par l'intermédiaire du paramètre φ .

On peut trouver les directions d'arrivée en projetant ces vecteurs sur le sous espace signal et en recherchant valeurs de φ qui maximisent la norme de la projection, ou en projetant ces vecteurs sur le sous espace bruit et en recherchant valeurs de φ qui minimisent la norme de la projection.

La solution la plus rapide est donnée par la base de projection qui contient le plus petit nombre de vecteurs, en l'occurrence sur cet exemple, il s'agit du sous espace bruit.

On projette donc ces vecteurs sur le sous espace bruit en utilisant la relation (II.40) qui permet d'obtenir la norme projetée au carré (l'indice SEB indique que la norme est calculée sur la projection dans le sous espace bruit) :

$$|V(\varphi)|_{SEB}^2 = ([V(\varphi)]^H [V_3]) ([V_3]^H [V(\varphi)])$$

Les valeurs de φ qui minimisent cette norme au carré sur l'intervalle $[0, 2\pi]$ (**annexe III.5**):

$$\varphi_1 = 0 \qquad \varphi_2 = \pi$$

Après le calcul de la norme au carrée, on trace l'inverse directement en utilisant le logiciel « *Scientific Workplace* », soit la quantité qu'on trouve sous l'appellation de pseudo-spectre MUSIC $P(\varphi)$:

$$P(\varphi) = \frac{1}{|V(\varphi)|_{SEB}^2} = \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_3]) ([V_3]^H [V(\varphi)])}$$

On repère très simplement les valeurs de φ qui correspondent à des maxima relatifs :

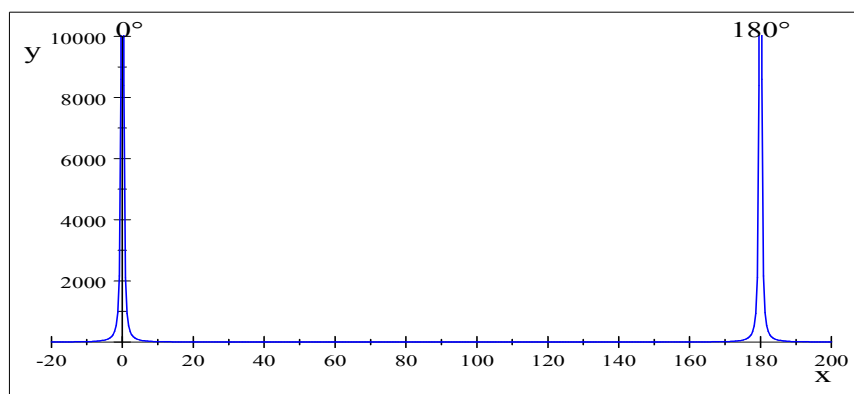


Figure III.8: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de φ

On en déduit les directions d'arrivée par les relations :

$$\varphi_1 = k_1 d \sin \theta_1 = 0$$

$$\varphi_2 = k_2 d \sin \theta_2 = \pi$$

Si la distance d entre éléments du réseau est telle que $k_2 d = 2\pi$, on obtient :

$$\theta_1 = 0^\circ$$

$$\theta_2 = 30^\circ$$

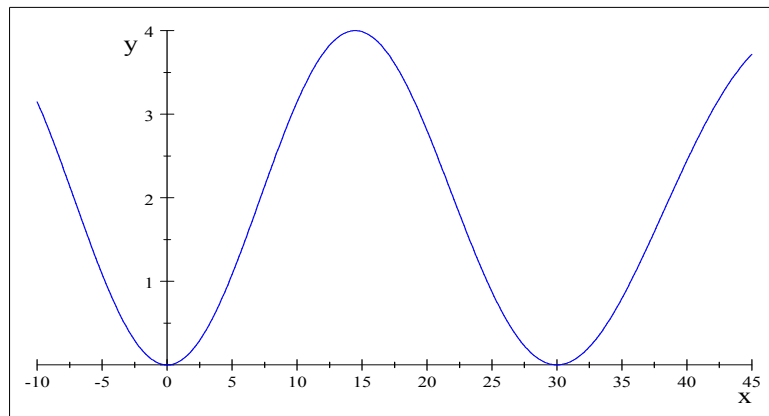


Figure III.9 : Représentation de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ

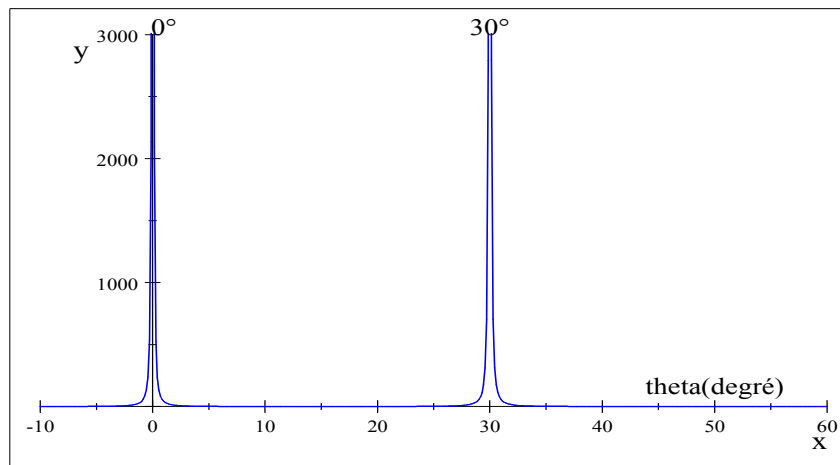


Figure III.10: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ

- Si on souhaite obtenir une matrice d'autocorrélation bruitée, de variance de bruit égale à 1, il suffit d'ajouter 1 à chacun des termes de la diagonale de la matrice non bruitée (III.49) :

$$[R_{xx}] = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 2 \\ 0 & 3 & 0 \\ 2 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

Les valeurs propres et les vecteurs propres correspondent en utilisant toujours le « *scientific workplace* »:

$$\lambda_1 = 5$$

$$\lambda_2 = 3$$

$$\lambda_3 = 1$$

$$[V_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [V_2] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad [V_3] = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

L'inverse de la norme au carré de la projection sur le sous espace bruit de la famille de vecteurs paramétrés par leur direction d'arrivée θ :

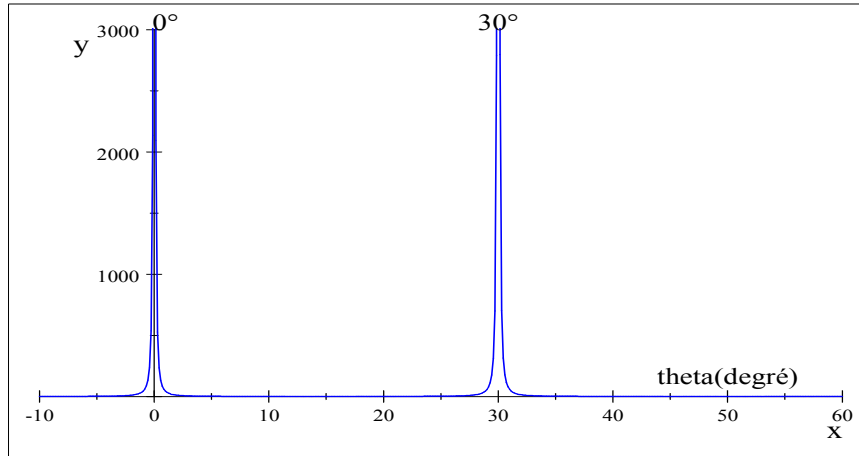


Figure III.11: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ

On note que l'introduction du bruit a une incidence sur chaque valeur propre qui a été augmentée de 1, mais que cela n'a changé en rien les vecteurs propres, ce qui était un résultat attendu puisque l'angle d'incidence des signaux n'a pas varié entre les deux simulations.

➤ **Exemple2:**

On prend un réseau linéaire de 16 antennes régulièrement espacées d'une distance égale à $d = \frac{\lambda}{2}$ et trois signaux sinusoïdaux incidents dans les directions d'incidences : 20° , 22° , 25° respectivement par rapport à la normale sur le réseau.

A partir de ces données, suivant la méthode précédente, on obtient la matrice d'autocorrelation du signal délivré R_{xx} par le réseau d'antennes en absence de bruit qui est une matrice de taille (16×16) (**annexe III.6**).

On détermine par le logiciel « *Scientific Workplace* » les 16 valeurs propres de cette matrice :

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 39.19 & \lambda_2 &= 8.62 & \lambda_3 &= 0.18 & \lambda_4 &= 2.38 \times 10^{-4} & \lambda_5 &= 1.71 \times 10^{-4} \\ \lambda_6 &= 1.6 \times 10^{-4} & \lambda_7 &= 1.01 \times 10^{-4} & \lambda_8 &= 7.14 \times 10^{-5} & \lambda_9 &= 4.34 \times 10^{-5} \\ \lambda_{10} &= 1.52 \times 10^{-5} & \lambda_{11} &= -3.1 \times 10^{-6} & \lambda_{12} &= -3.39 \times 10^{-5} & \lambda_{13} &= -6.36 \times 10^{-5} \\ \lambda_{14} &= -8.49 \times 10^{-5} & \lambda_{15} &= -9.17 \times 10^{-5} & \lambda_{16} &= -2.15 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

Les vecteurs $[V_1]$ et $[V_2]$ et $[V_3]$ constituent une base du sous espace signal, et l'ensemble des vecteurs $[[V_4], [V_5], [V_6], [V_7], [V_8], [V_9], [V_{10}], [V_{11}], [V_{12}], [V_{13}], [V_{14}], [V_{15}], [V_{16}]]$ est une base du sous espace bruit.

On trace l'inverse de la norme au carré de la projection de ces vecteurs sur le sous espace bruit (**annexe III.7**), et On déduit les directions d'arrivées obtenues par l'intermédiaire du paramètre φ qui correspondent à des maxima relatifs :

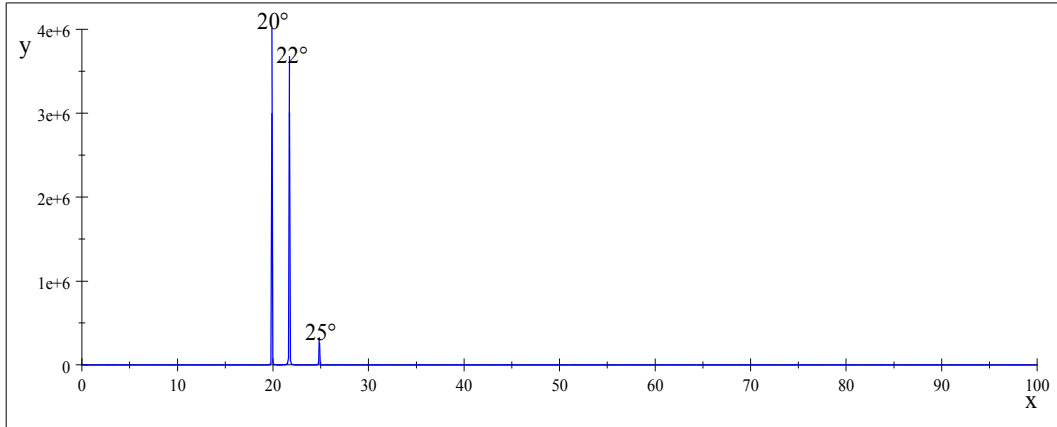


Figure III.12: Représentation de l'inverse de la norme au carré du vecteur projeté sur E_n en fonction de θ

La détection des angles d'arrivée est influencée par la taille du réseau. Plus le réseau est large, meilleure est la résolution et la capacité de détection des angles très proches s'améliore. Nous pouvons donc observer sur cette figure que les positions des signaux sont bien identifiées avec une très bonne précision par l'algorithme MUSIC.

III.3.3.7- Exemples d'application d'ESPRIT :

➤ *Exemple1 :*

Nous revenons à nouveau sur l'exemple examiné ci dessus, cet exemple concerne une structure de 3 capteurs, avec 2 signaux incidents. La matrice d'autocorrelation bruitée obtenue est la suivante :

$$[R_{xx}] = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 2 \\ 0 & 3 & 0 \\ 2 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

La recherche des valeurs propres et des vecteurs propres correspondants donne les résultats suivants :

$$\lambda_1 = 5 \qquad \lambda_2 = 3 \qquad \lambda_3 = 1$$

$$[V_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \qquad [V_2] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad [V_3] = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Les vecteurs $[V_1]$ et $[V_2]$ constituent une base du sous espace signal, tandis que le vecteur $[V_3]$ est une base du sous espace bruit.

Nous formons les sous espaces signaux E_1 et E_2 sur les bases $[E_1]$ et $[E_2]$ obtenues en amputant les vecteurs $[V_1]$ et $[V_2]$ respectivement de leur première ligne et de leur dernière ligne :

$$[E_1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[E_2] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Nous recherchons la matrice $[\psi]$ telle que $[E_2] = [E_1][\psi]$.

Le logiciel « *Scientific Workplace* » fournit les résultats suivants:

$$[\psi] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

dont ses valeurs propres sont :

$$\lambda_1 = 1 \quad \lambda_2 = -1$$

et ses vecteurs propres :

$$[U_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad [U_2] = \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Les arguments des valeurs propres λ_1 et λ_2 sont respectivement :

$$\varphi_1 = 0^\circ \quad \text{et} \quad \varphi_2 = 180^\circ$$

On en déduit les angles θ_1 et θ_2 d'arrivée par les relations :

$$\varphi_1 = -kd \sin \theta_1 \quad \text{et} \quad \varphi_2 = -kd \sin \theta_2$$

Si les éléments sont distants de λ , on a $kd = 2\pi$ et les directions d'arrivée sont les suivantes :

$$\theta_1 = 0^\circ \quad \text{et} \quad \theta_2 = 30^\circ$$

La matrice de passage $[T]$ est constituée par les vecteurs propres $[U_1]$ et $[U_2]$:

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

et permet la vérification des relations :

$$[T]^{-1} [\psi][T] = \begin{bmatrix} 1.0 & 0 \\ 0 & -1.0 \end{bmatrix} = [\phi]$$

➤ Exemple 2 :

On considère un réseau de cinq antennes et 4 signaux incidents sinusoïdaux, la matrice d'autocorrelation calculé est:

$$[R_{xx}] = \begin{bmatrix} 4 & -0.49261+0.61676i & 0.32841+0.18054i & 1.7024-0.34043i & 1.0036-1.5701i \\ -0.49261-0.61676i & 4.0 & -0.49261+0.61676i & 0.32841+0.18054i & 1.7024-0.34043i \\ 0.32841-0.18054i & -0.49261-0.61676i & 4.0 & -0.49261+0.61676i & 0.32841+0.18054i \\ 1.7024+0.34043i & 0.32841-0.18054i & -0.49261-0.61676i & 4.1 & -0.49261+0.61676i \\ 1.0036+1.5701i & 1.7024+0.34043i & 0.32841-0.18054i & -0.49261-0.61676i & 4.0 \end{bmatrix}$$

On détermine par le « *Scientific Workplace* » les 5 valeurs propres :

$$\lambda_1 = 6.34 \quad \lambda_2 = 5.76 \quad \lambda_3 = 4.4 \quad \lambda_4 = 3.56 \quad \lambda_5 = 1.76 \times 10^{-2}$$

Les vecteurs propres associés sont les suivants :

$$[V_1] = \begin{bmatrix} 0.64061 \\ 0.25869+0.15543i \\ 1.5642 \times 10^{-3} + 1.0080 \times 10^{-2}i \\ 0.32030+0.10209i \\ 0.39992+0.47486i \end{bmatrix} \quad [V_2] = \begin{bmatrix} 0.33716 \\ -0.44878-0.30912i \\ -8.5765 \times 10^{-2} + 0.35660i \\ 0.54506-9.3206 \times 10^{-2}i \\ -0.34483-0.17368i \end{bmatrix} \quad [V_3] = \begin{bmatrix} 0.29596 \\ -0.44489-0.10296i \\ 0.6089-0.22847i \\ -0.23791+0.37337i \\ 0.20186-0.21015i \end{bmatrix}$$

$$[V_4] = \begin{bmatrix} 0.31307 \\ -8.4376 \times 10^{-2} - 0.46235i \\ -0.27132-0.55489i \\ -0.30989-0.33927i \\ -0.18951+0.22919i \end{bmatrix} \quad [V_5] = \begin{bmatrix} 0.53883 \\ 0.26665+0.33383i \\ -0.12500+0.21278i \\ -0.41113-7.1009 \times 10^{-2}i \\ -0.26044-0.47362i \end{bmatrix}$$

Les vecteurs $[V_1]$ et $[V_2]$ et $[V_3]$ constituent une base du sous espace signal, tandis que les deux vecteurs $[V_4]$ et $[V_5]$ est une base du sous espace bruit.

Nous formons les sous espaces signaux E_1 et E_2 obtenues en amputant les vecteurs $[V_1]$, $[V_2]$ et $[V_3]$:

$$[E_1] = \begin{bmatrix} 0.64061 & 0.33716 & 0.29596 & 0.31307 \\ 0.25869+0.15543i & -0.44878-0.30912i & -0.44489-0.10296i & -8.4376 \times 10^{-2}-0.46235i \\ 1.5642 \times 10^{-3}+1.0080 \times 10^{-2}i & -8.5765 \times 10^{-2}+0.35660i & 0.6089-0.22847i & -0.27132-0.55489i \\ 0.32030+0.10209i & 0.54506-9.3206 \times 10^{-2}i & -0.23791+0.37337i & -0.30989-0.33927i \end{bmatrix}$$

$$[E_2] = \begin{bmatrix} 0.25869+0.15543i & -0.44878-0.30912i & -0.44489-0.10296i & -8.4376 \times 10^{-2}-0.46235i \\ 1.5642 \times 10^{-3}+1.0080 \times 10^{-2}i & -8.5765 \times 10^{-2}+0.35660i & 0.6089-0.22847i & -0.27132-0.55489i \\ 0.32030+0.10209i & 0.54506-9.3206 \times 10^{-2}i & -0.23791+0.37337i & -0.30989-0.33927i \\ 0.39992+0.47486i & -0.34483-0.17368i & 0.20186-0.21015i & -0.18951+0.22919i \end{bmatrix}$$

Le «*Scientific Workplace*» fournit la matrice $[\psi]$:

$$[\psi] = \begin{bmatrix} 3.1554 \times 10^{30} & 1.0-6.3109 \times 10^{30}i & 1.1833 \times 10^{29}-1.5777 \times 10^{29}i & 6.3109 \times 10^{30}+3.1554 \times 10^{29}i \\ -1.5777 \times 10^{29}+6.3109 \times 10^{30}i & 9.4663 \times 10^{30} & 1.0+2.6624 \times 10^{30}i & 2.2088 \times 10^{29}+1.2622 \times 10^{29}i \\ 2.5244 \times 10^{29}+3.1554 \times 10^{30}i & -2.3666 \times 10^{29}-3.1554 \times 10^{30}i & -3.2343 \times 10^{29}+6.3109 \times 10^{30}i & 1.0-6.3109 \times 10^{30}i \\ 0.48036+0.87352i & 0.77891+0.13469i & 0.23351-0.39233i & -0.48164-0.60321i \end{bmatrix}$$

dont les valeurs propres sont :

$$\lambda_1 = 1.0033+1.0822 \times 10^{-3}i$$

$$\lambda_2 = 4.2311 \times 10^{-3}-0.99636i$$

$$\lambda_3 = -0.58780+0.81239i$$

$$\lambda_4 = -0.90135-0.42031i$$

et les vecteurs propres :

$$[U_1] = \begin{bmatrix} 0.49755 \\ 0.49918+5.3847 \times 10^{-4}i \\ 0.50081+1.0805 \times 10^{-3}i \\ 0.50245+1.626 \times 10^{-3}i \end{bmatrix}$$

$$[U_2] = \begin{bmatrix} 0.50272 \\ 2.1271 \times 10^{-3}-0.50090i \\ -0.49907-4.2386 \times 10^{-3}i \\ -6.3348 \times 10^{-3}+0.49723i \end{bmatrix}$$

$$[U_3] = \begin{bmatrix} 0.49795 \\ -0.29269+0.40453i \\ -0.15659-0.47556i \\ 0.47838+0.15233i \end{bmatrix}$$

$$[U_4] = \begin{bmatrix} 0.50411 \\ -0.45438-0.21189i \\ 0.32050+0.38196i \\ -0.12833-0.47899i \end{bmatrix}$$

Les arguments des valeurs propres λ_1 et λ_2 sont respectivement :

$$\varphi_1 = 0^\circ, \varphi_2 = -89.79^\circ, \varphi_3 = 127.5^\circ \text{ et } \varphi_4 = -156^\circ$$

On en déduit les angles d'arrivée ($\theta_1, \theta_2, \theta_3$ et θ_4) par les relations :

$$\varphi_1 = -kd \sin \theta_1, \varphi_2 = -kd \sin \theta_2, \varphi_3 = -kd \sin \theta_3 \text{ et } \varphi_4 = -kd \sin \theta_4$$

Si les éléments sont distants de $\frac{\lambda}{2}$, les directions d'arrivée sont les suivantes :

$$\theta_1 = 0^\circ, \theta_2 = 30^\circ, \theta_3 = -45^\circ \text{ et } \theta_4 = 60^\circ$$

La matrice de passage $[T]$ est constituée par les vecteurs propres $[U_1]$ et $[U_2]$, $[U_3]$, $[U_4]$:

$$[T] = \begin{bmatrix} 0.49755 & 0.50272 & 0.49795 & 0.50411 \\ 0.49918+5.3847 \times 10^{-4}i & 2.1271 \times 10^{-3}-0.50090i & -0.29269+0.40453i & -0.45438-0.21189i \\ 0.50081+1.0805 \times 10^{-3}i & -0.49907-4.2386 \times 10^{-3}i & -0.15659-0.47556i & 0.32050+0.38196i \\ 0.50245+1.626 \times 10^{-3}i & -6.3348 \times 10^{-3}+0.49723i & 0.47838+0.15233i & -0.12833-0.47899i \end{bmatrix}$$

et permet la vérification des relations :

$$[T]^{-1}[\psi][T] = \begin{bmatrix} 1.0033+1.0822 \times 10^{-3} i & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 4.2311 \times 10^{-3}-0.99636 i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.58780+0.81239 i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.90135-0.42031 i \end{bmatrix} = [\phi]$$

III.4-Conclusion :

Les méthodes d'estimation des paramètres angulaires jouent un rôle central dans les applications de localisation. Ce chapitre a donné une vue globale sur les méthodes d'estimation des directions d'arrivée, leurs évolutions et leurs performances. Les méthodes initiales d'estimation des DOAs, basées sur l'utilisation des antennes directives. 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.

L'évolution des techniques numériques de traitement du signal et l'utilisation des réseaux d'antennes ont conduit au développement des premières approches de haute résolution dans l'estimation des directions d'arrivée. Leur introduction a conduit à une certaine amélioration par rapport aux méthodes traditionnelles, ce qui a permis de les qualifier de méthodes à haute résolution. Ces méthodes ont été présentées par ordre de pouvoir de résolution croissante, les méthodes à sous espaces offrent le meilleur pouvoir de résolution. Elles sont basées sur une approche algébrique exploitant la décomposition de la matrice de covariance d'observations en sous espaces, La plupart des algorithmes supposent connu le nombre de signaux incidents.

Nous avons aussi détaillé les méthodes initiales (*Music et Esprit*) nous permettant de déterminer les DoAs des signaux RF à l'aide d'un réseau d'antenne linéaire. On rappelle par la suite les principes de ces méthodes.

Ainsi, des exemples ont été effectués pour caractériser les performances de ces algorithmes pour des réseaux linéaires et mettre en évidence la contribution de perturbations et les imperfections du modèle. et cela en utilisant un logiciel de calcul qui est le « scientific workplace », qui donne des résultats compatibles avec les deux algorithmes.

Enfin ces tests nous ont permis de choisir de préférence la méthode ESPRIT qui présente quelques avantages au niveau de précision des résultats et de la simplicité de mise en œuvre puisqu'il n'est pas basé sur le calcul d'une fonction de coût et une recherche spectrale associée, et le temps de calcul de la solution est inférieur à celui de l'algorithme MUSIC spectral. Malgré la simplicité de ce logiciel et sa capacité de calcul, leur utilisation devient plus délicate pour des applications de localisations compliquées.

Finalement, nous nous sommes intéressés à déterminer les ressources nécessaires en termes de tailles et type de réseaux d'antennes, SNR, etc. pour obtenir des performances afin de choisir la technique la plus adaptée à notre contexte. Cette étude fait l'objet du prochain chapitre.

BIBLIOGRAPHIE :

- [III.1] :Mohamed Nabil Lokbani « *Performances et comparaison de méthodes haute résolution pour le traitement d'antenne* » Laboratoire des Signaux et Systèmes Université Paris Sud XI -ORSAY- Rapport de Stage 1990
- [III.2] : Fatna Ben Ahmed Daho «*Détection des angles en 2D* » Rapport de stage en vue du Master Recherche Circuits Systèmes Micro et Nano Technologies pour les Communications Hautes Fréquences et Optiques 2008
- [III.3] :<http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr>
- [III.4] :Stefanut Paul « *Application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné* » thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université des sciences et technologies de Lille 2010
- [III.5] :Moctar Mouhamadou« *Contribution au développement et à l'optimisation d'un démonstrateur d'antennes adaptatives*» thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges Septembre 2007
- [III.6] :<http://oatao.univ-toulouse.fr/3256/1/Vincent>
- [III.7] :Oussama Akhdar « *Conception d'une méthode de déconvolution pour l'estimation des angles d'arrivée sur une antenne Application au sondage spatio-temporel du canal de propagation*» thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de limoges 2009
- [III.8] :Zineb Saidi « *Détection et localisation d'objets enfouis dans le sédiment marin* » thèse pour obtenir le grade de docteur de l'école nationale supérieure d'arts et métiers septembre 2006
- [III.9] :www.setit.mu.tn/last-edition/setit2005/reseau
- [III.10] :Cédric Le Bastard « *Apport de techniques de traitement du signal super et haute résolution à l'amélioration des performances du radar –chaussée* » thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de Nantes novembre 2007.

Chapitre IV

Estimation des directions d'arrivée pour un réseau unidimensionnelle (1D)

IV.1-Introduction :

Dans ce chapitre, on va présenter les conditions de simulation des deux algorithmes d'estimation des angles d'arrivée **MUSIC** et **ESPRIT**, pour les adapter aux applications de localisation en tenant compte de nos contraintes. Nous allons essayer d'évaluer ces deux méthodes, tout d'abord en réalisant des tests sur des ondes planes théoriques que nous créons, et les traiterons avec le **système de formation de faisceaux** (*Beamforming*) pour un signal pilote et deux signaux interférents, pour essayer de faire un comparatif des deux algorithmes, en dégagant les caractéristiques principales de chacun. Cette étude fixe les bases pour l'estimation des paramètres nécessaires au procédé de localisation décrit par la suite.

Dans une première partie, nous distinguons l'estimation unidimensionnelle (1D) qui permet d'estimer un seul paramètre. Ainsi, une étude des performances pour un réseau linéaire uniforme pourrait être réalisée pour les deux algorithmes cités ci après prenant les influences des différents paramètres.

Dans une seconde partie, des estimations bidimensionnelles (2D) permettant une estimation conjointe de deux paramètres, ou nous aurons étudiées les mêmes performances pour un réseau planaire uniforme en utilisant des algorithmes multidimensionnels d'estimation conjointe des paramètres (à savoir dans le chapitre suivant).

Nous pourrons ensuite faire des simulations pour les deux cas.

IV.2-Détection des angles d'arrivée en utilisant l'algorithme MUSIC et le Beamforming:

Lorsqu'on désire établir une relation directionnelle entre l'émetteur et le récepteur, il est donc nécessaire d'affiner le lobe de rayonnement principal par augmentation des performances des méthodes d'estimation des directions d'arrivée. Le principe de base du procédé de localisation, décrit dans les paragraphes suivants est basé sur l'estimation la plus précise possible, des angles d'arrivée, les tests de performance présentés par la suite sont orientés vers cette application.

On peut citer parmi les facteurs qui influencent ces performances :le nombre de capteurs pour un réseau d'antennes (en pratique, nous verrons par la suite que le nombre d'antennes est un paramètre important dont les performances vont dépendre), le nombre d'observations, le nombre de signaux incidents, le rapport signal à bruit global, la corrélation entre les signaux, la corrélation du bruit, une mauvaise estimation du nombre de sources dans l'étape préliminaire à certains algorithmes, le type de réseau employé pour l'estimation des angles d'incidence (certains angles sont impossibles à détecter vers les extrémités d'un réseau linéaire, le couplage entre les capteurs du réseau, etc).

IV.2.1-Influence des paramètres du réseau :

L'analyse des performances des algorithmes en fonction des différents facteurs peut être effectuée dans un cas idéal pour trouver les limites théoriques que peuvent prendre les différents paramètres du modèle ou de manière statistique, en variant un ou plusieurs paramètres, le reste des paramètres prenant une valeur fixe. On présentera les résultats sous la forme de tableaux et de graphes et ceci pour trois source. L'ensemble de ses résultats sera suivi par des commentaires appropriés.

➤ Cas idéal :

$$N=8, \quad d=0.5 \lambda, \quad N_{\text{observation}} = 500$$

$$\theta_1 = -50^\circ,$$

$$\theta_2 = 10^\circ,$$

$$\theta_3 = 70^\circ,$$

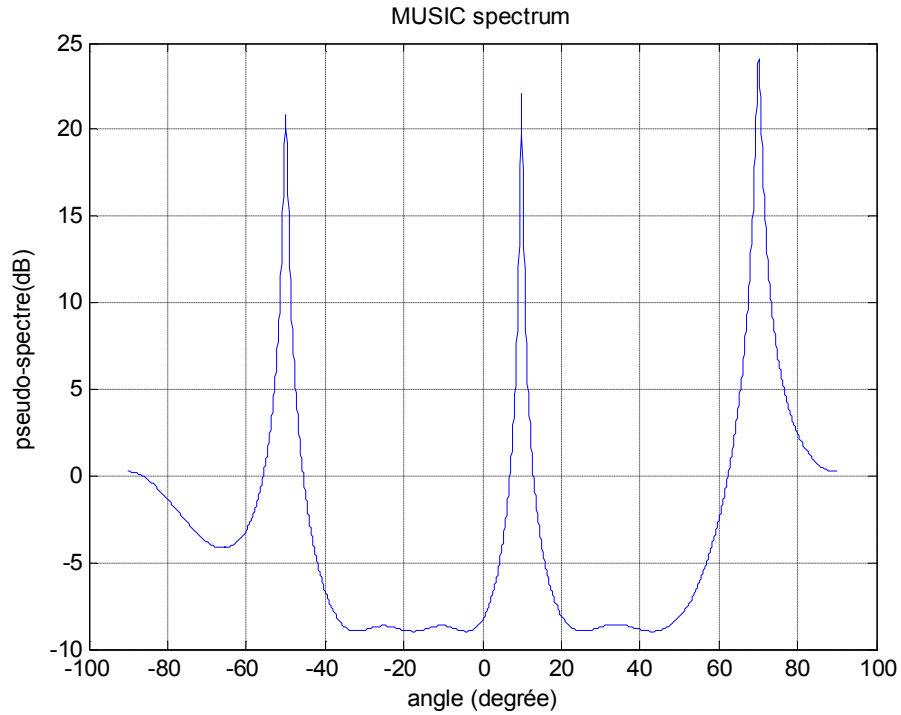


Figure IV.1 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC de trois signaux pour $SNR=0dB$

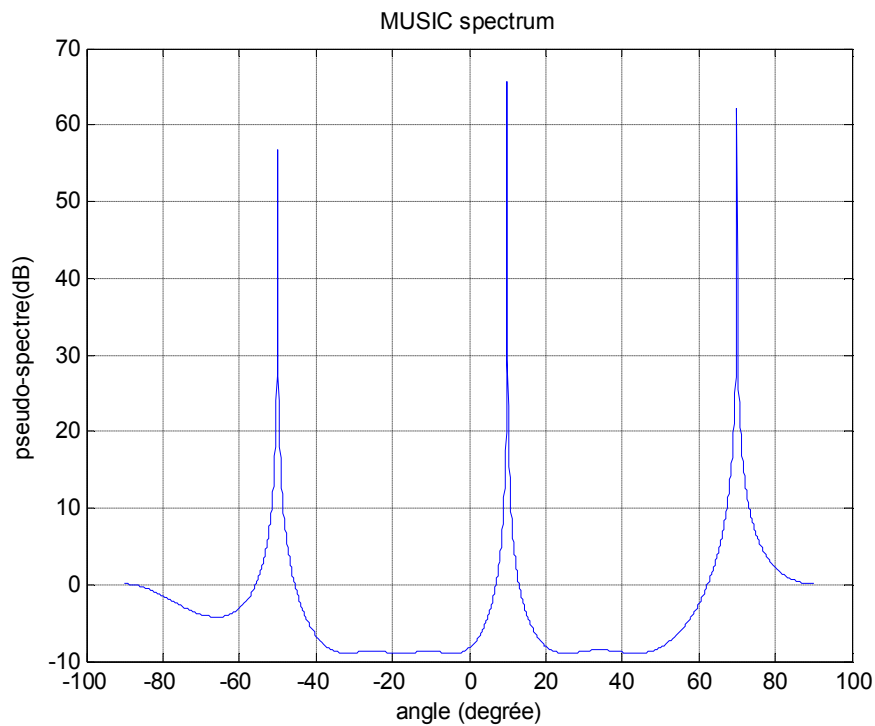


Figure IV.2 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC de trois signaux pour $SNR=30dB$

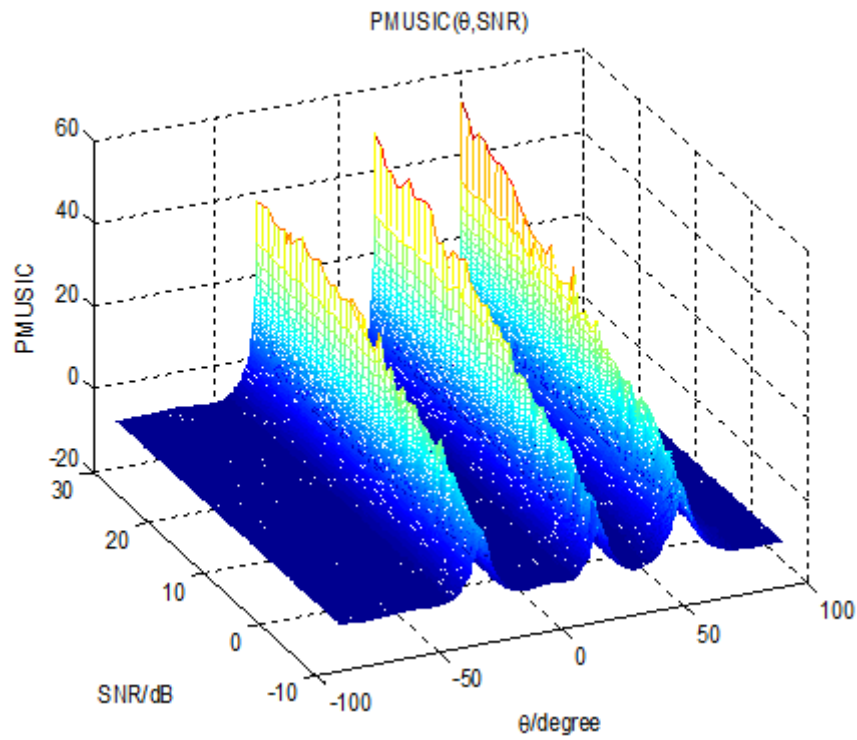


Figure IV.3 : L'estimation des angles d'arrivée par MUSIC de trois signaux en fonction de SNR

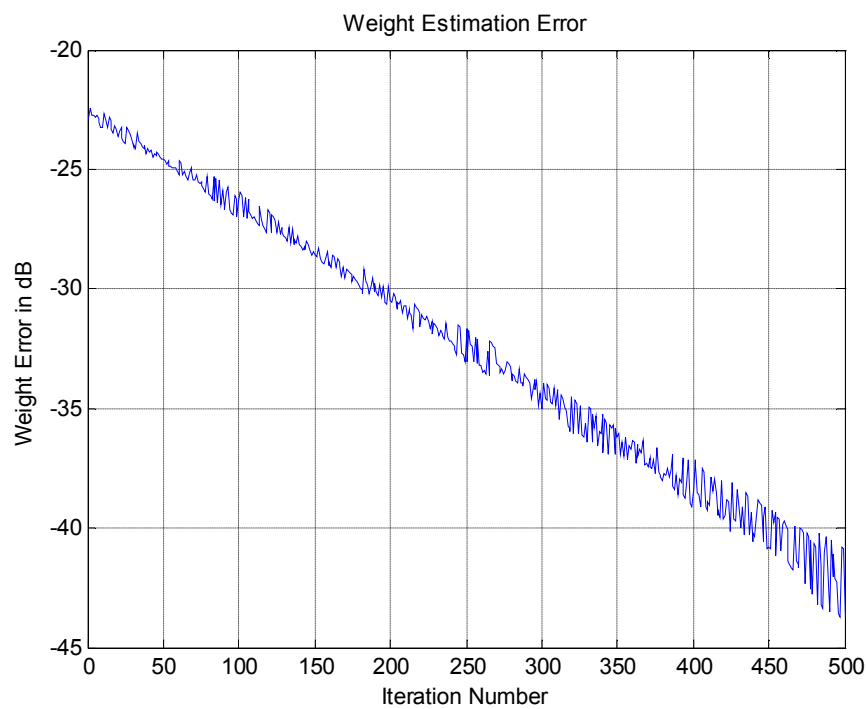


Figure IV.4 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids en fonction de nombre d'itérations

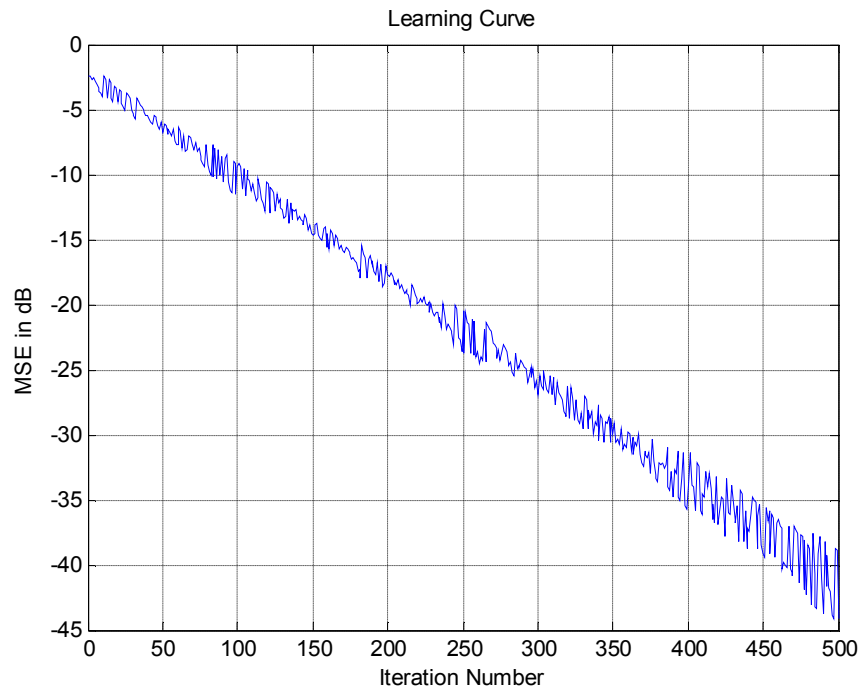


Figure IV.5 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de nombre d'itérations

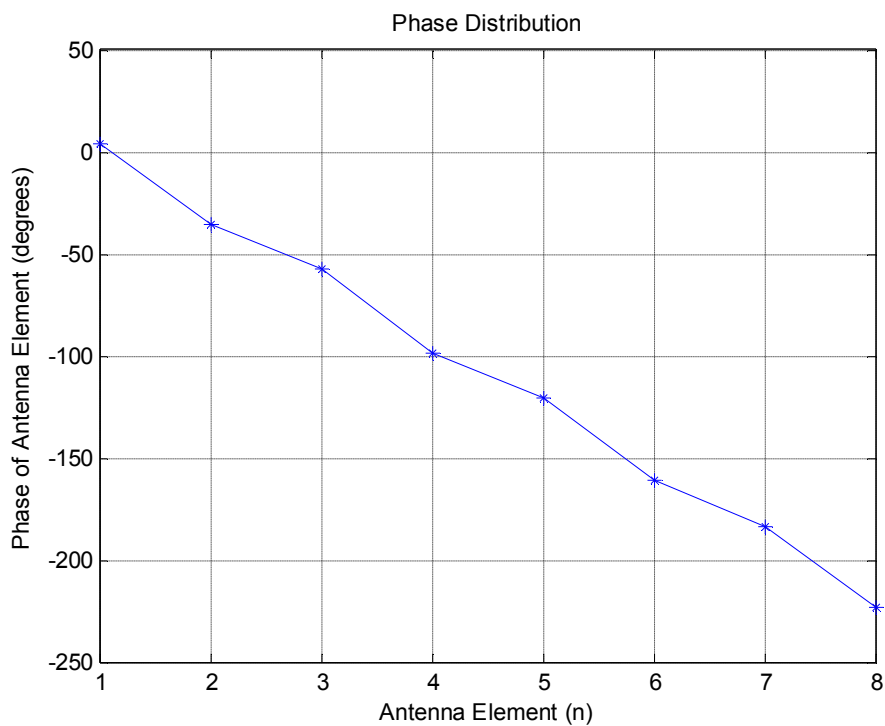


Figure IV.6 : Représentation de la distribution des phases pour chaque élément d'antenne

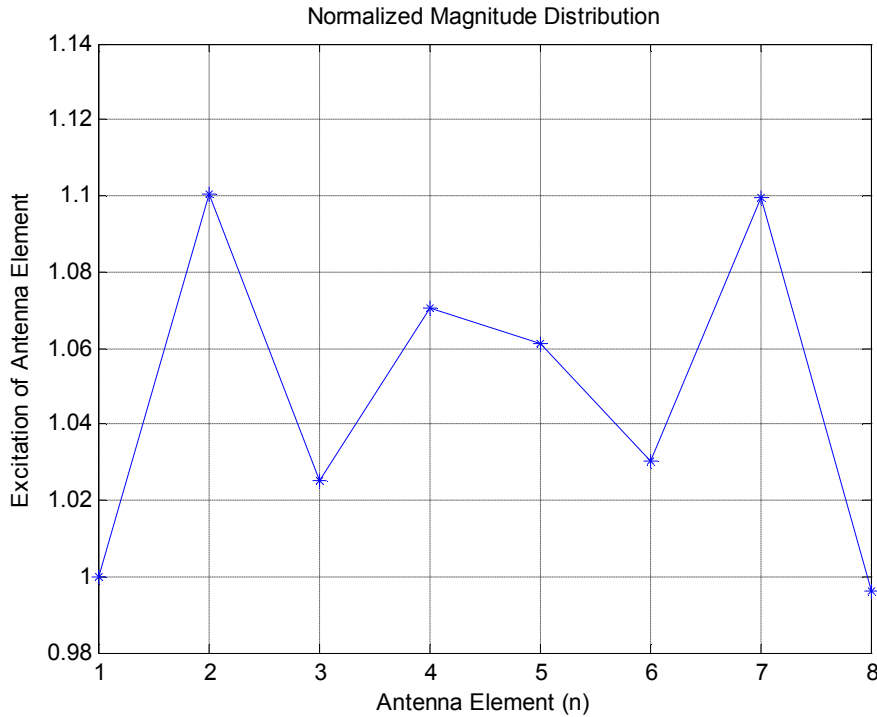


Figure IV.7 : Représentation de la distribution de l'amplitude normalisée pour chaque élément d'antenne

Après avoir présenté et validé le système de détection des DoAs des signaux RF , nous allons maintenant présenter le système de formation de faisceau en émission et les résultats de simulation obtenus :

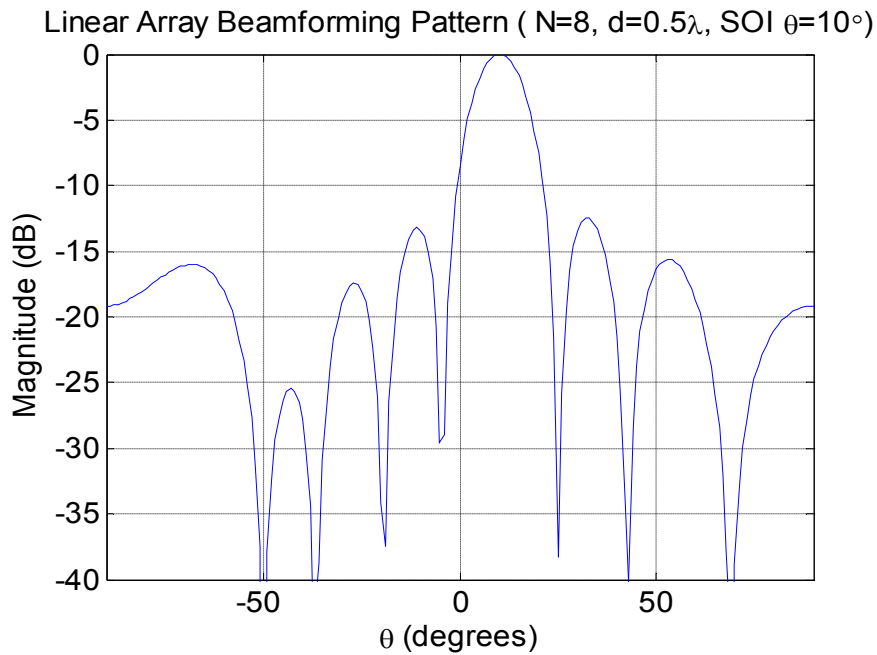


Figure IV.8 : Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour : $\theta_1 = 10^\circ$, signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ$ et $\theta_2 = 70^\circ$ comme interférents

Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI θ=10°)

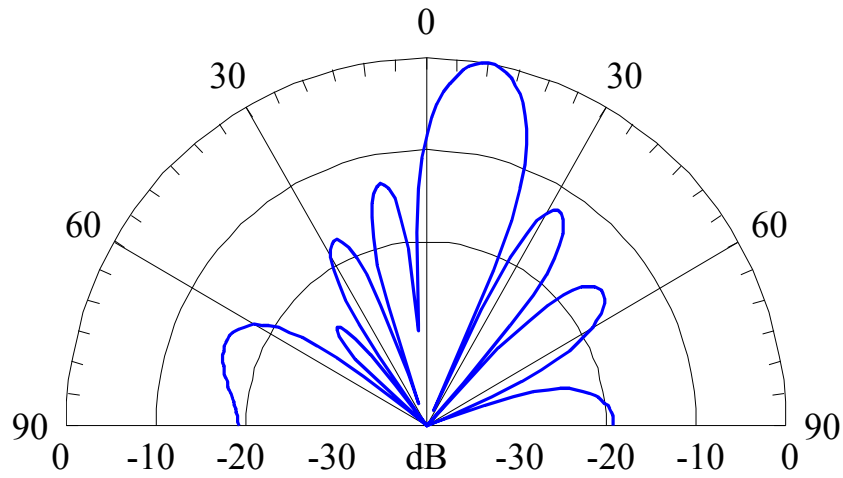
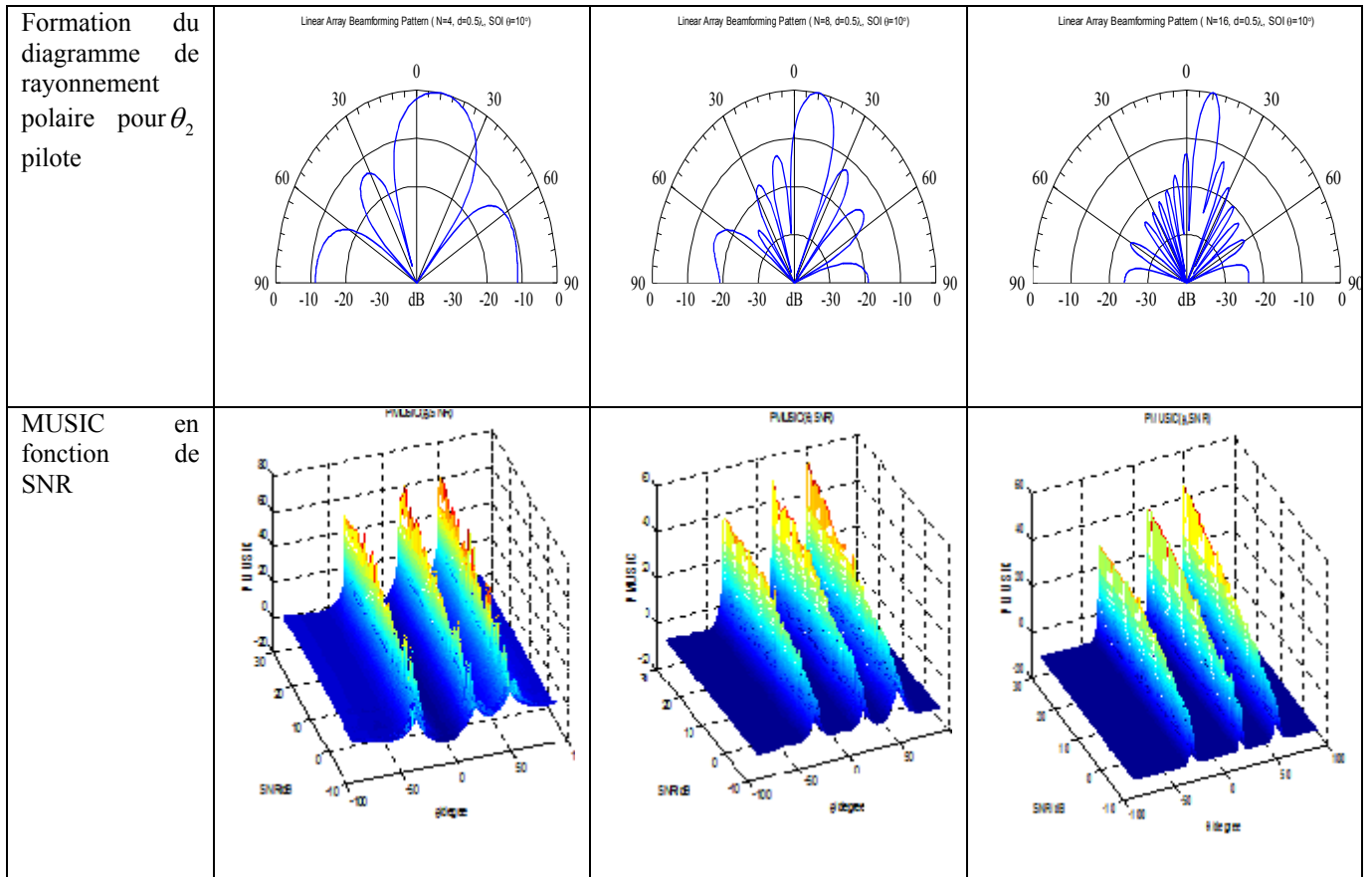


Figure IV.9 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ$, signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ$ et $\theta_2 = 70^\circ$ comme interférents

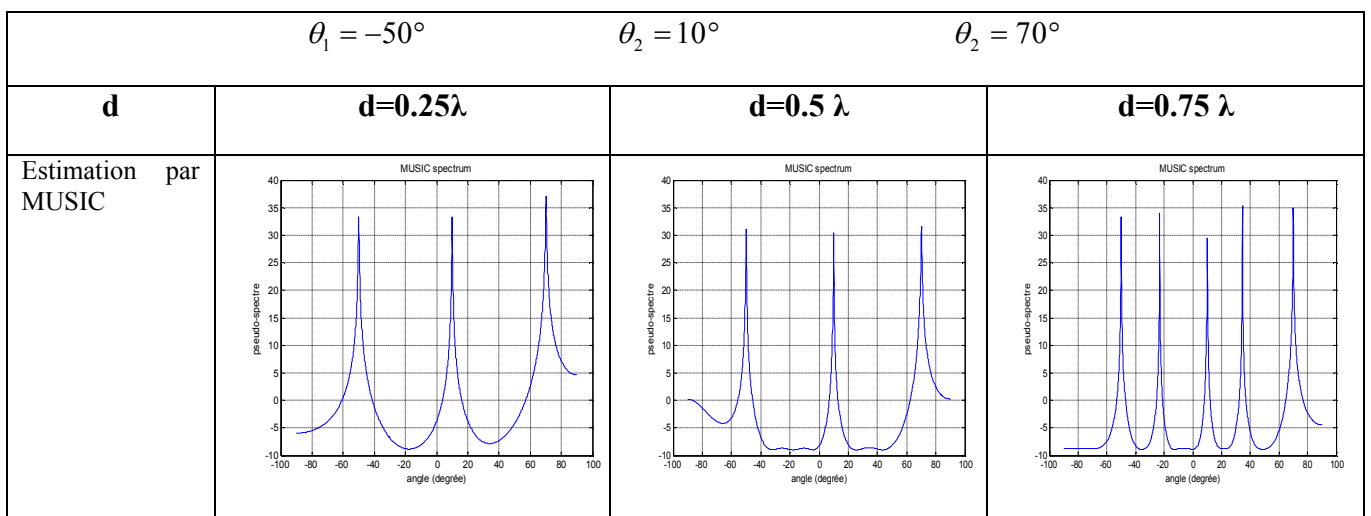
➤ Influence de nombre d'éléments ($d=0.5\lambda$, $SNR=10dB$, $N_{observation} = 500$) :

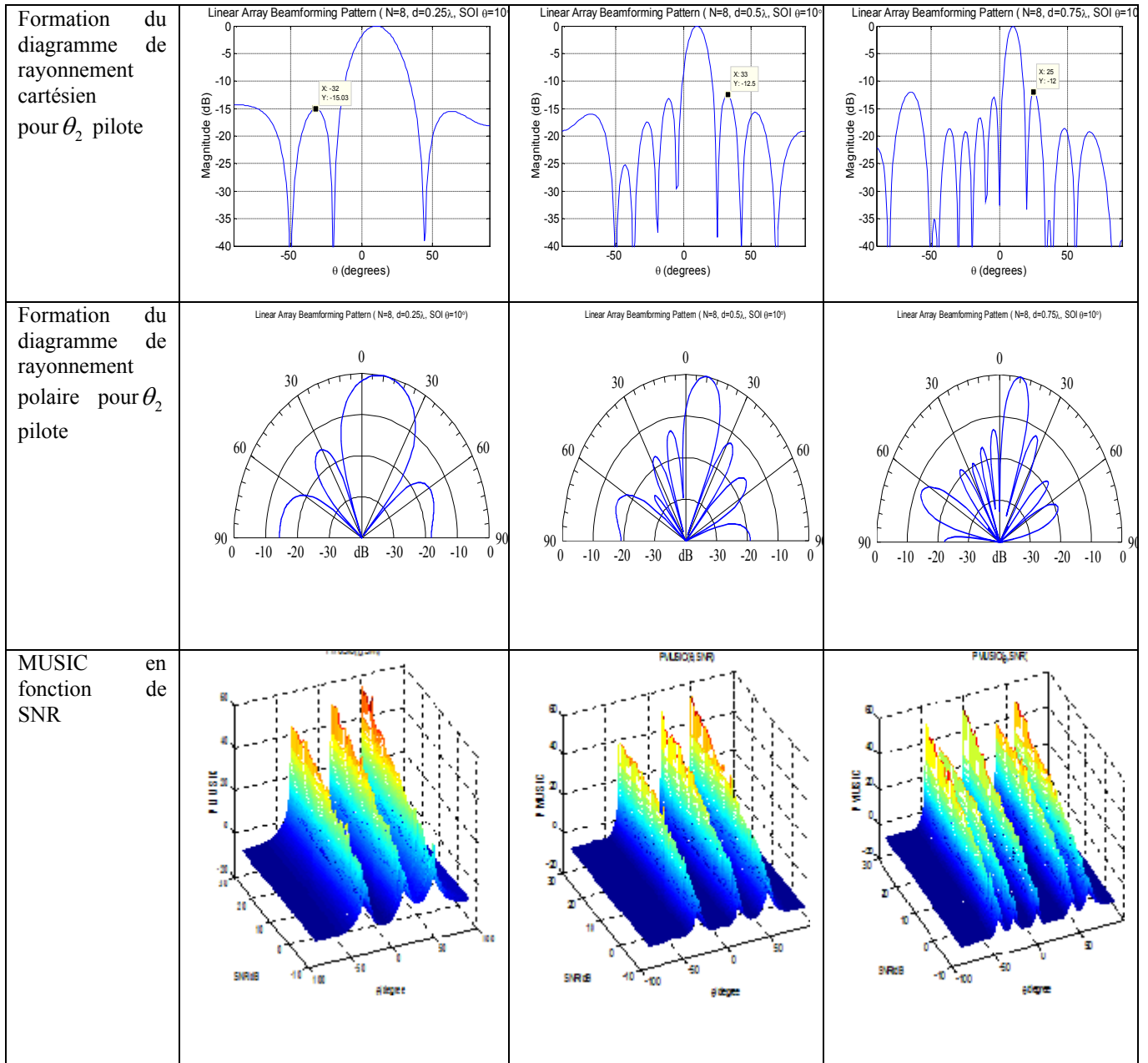
	$\theta_1 = -50^\circ$	$\theta_2 = 10^\circ$	$\theta_2 = 70^\circ$
N	N=4	N=8	N=16
Estimation par MUSIC			
Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour θ_2 pilote			



❖ D'après les figures, on constate que lorsqu'on augmente le nombre d'éléments du réseau, la largeur du spectre au niveau de l'estimation diminue, ainsi que la largeur du lobe principale au niveau de la formation du faisceau, on remarque aussi, une augmentation du nombre de lobes secondaires. Dans ce cas, le réseau est caractérisé par un lobe principal plus directif et des lobes secondaires réduits. Cela illustre donc le problème du dimensionnement qui est très important à prendre en compte, plus le nombre de capteurs sera élevé plus les chances d'avoir un résultat correct sont élevées.

➤ *Influence de la distance inter-éléments ($N=8, SNR=10dB, N_{observation}=500$) :*



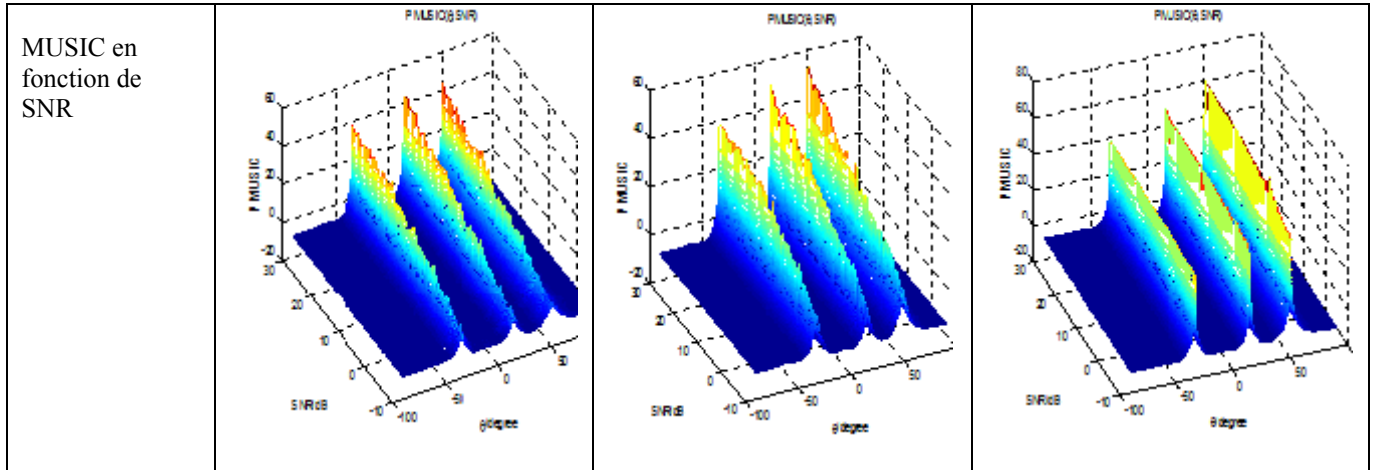


❖ Les mêmes résultats sont montrés pour d varié, d’où l’apparition des nouveaux angles se qui apparait sur le spectre de **MUSIC-1D** pour $d=0.75 \lambda$, on aura plusieurs lobes secondaires et une largeur de faisceau étroit. Le contraire lorsqu’on prend des petites valeurs de d.

L’étude montre que, dans la mesure où la contrainte d’échantillonnage spatial $d \leq \frac{\lambda}{2}$ est respectée, l’algorithme **MUSIC-1D** détecte avec succès un signal incident sans introduire des pics supplémentaires dans le spectre spatial. Si cette contrainte spatiale n’est pas respectée, le signal peut encore être estimé dans le cas où il n’arrive pas vers les extrémités du réseau $[-90^\circ ; +90^\circ]$. Dans le cas des signaux arrivant aux extrémités, l’algorithme **MUSIC-1D** est incapable de détecter les signaux.

➤ *Influence de nombre d'observations ($N=8, d=0.5\lambda, SNR=10dB$):*

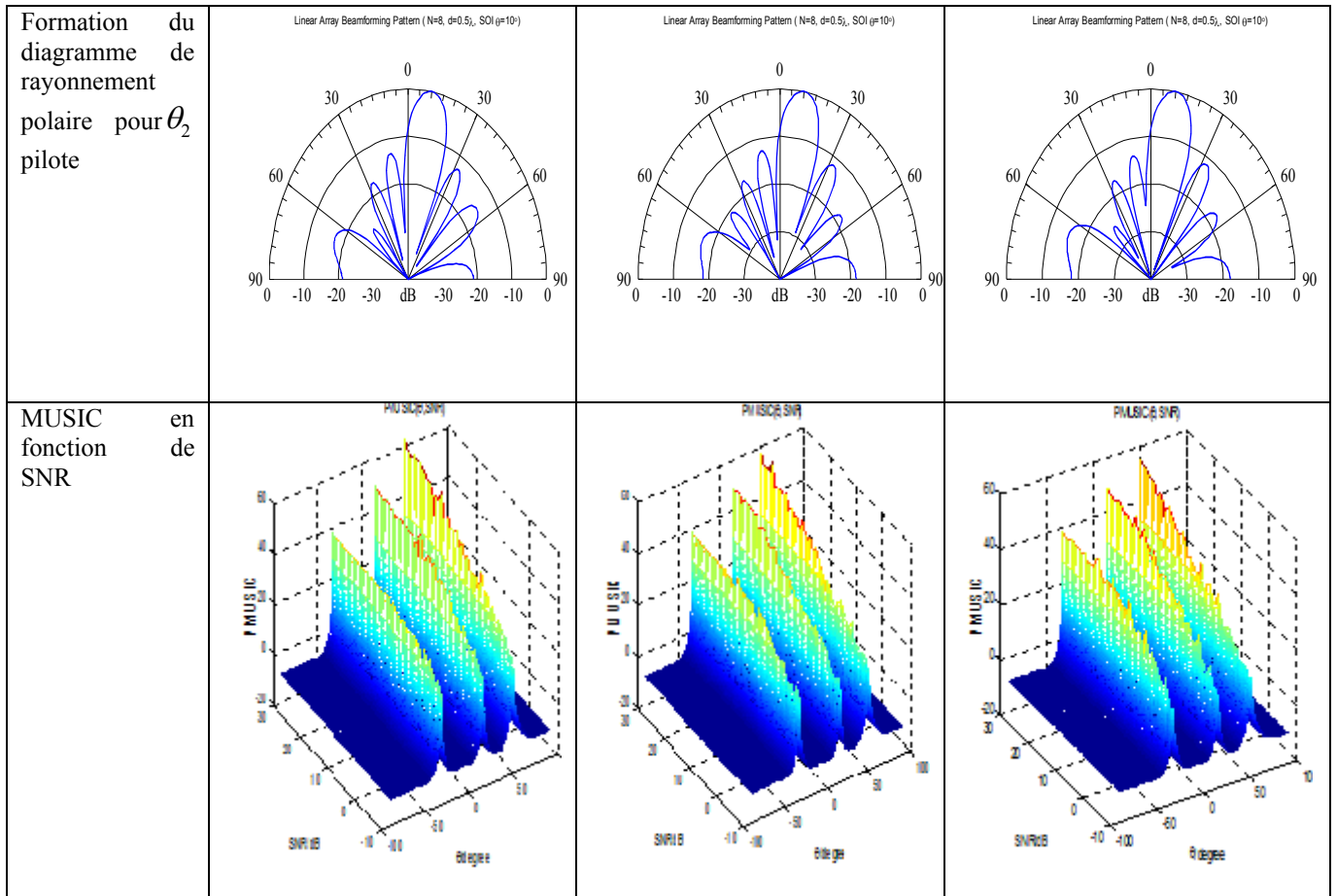
	$\theta_1 = -50^\circ$	$\theta_2 = 10^\circ$	$\theta_2 = 70^\circ$
$N_{\text{observation}}$	$N_{\text{observation}} = 100$	$N_{\text{observation}} = 500$	$N_{\text{observation}} = 10000$
Estimation par MUSIC			
Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour θ_2 pilote			
Formation du diagramme de rayonnement polaire pour θ_2 pilote			



❖ Nous avons montrés que l'augmentation du nombre d'observations a un effet positif sur les performances de l'algorithme: les erreurs d'estimation sont plus faibles (l'erreur d'estimation tend vers zéro si le nombre d'observations tend vers l'infini), les pics dans le spectre spatial de **MUSIC-1D** sont plus fins. Un inconvénient lié à l'augmentation d'observations est lié au temps de calcul important.

➤ **Influence du bruit** ($N=8, d=0.5\lambda, SNR=10dB, N_{observation} = 500$):

	$\theta_1 = -50^\circ$	$\theta_2 = 10^\circ$	$\theta_2 = 70^\circ$
σ^2	$\sigma^2 = 0$	$\sigma^2 = 0.5$	$\sigma^2 = 1$
Estimation par MUSIC			
Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour θ_2 pilote			



❖ Il a été également montré que l'augmentation de la variance du bruit élargit les pics estimés et l'erreur d'estimation s'augmente, ceci est particulièrement valable quand le SNR est faible. Si on considère une valeur grande de SNR de 25dB et plus, l'erreur devient imprévisible.

IV.2.2-Résultats:

Dans le cas où les conditions idéales ne sont pas respectées, les performances de l'algorithme d'estimation **MUSIC-1D** se dégradent, pouvant aller jusqu'à des résultats complètement erronés. Chacun des paramètres intervenant dans le modèle joue un rôle important et les déviations par rapport au cas idéal ont des conséquences sur le nombre de signaux détectés et les paramètres estimés. Donc la conclusion mentionne que, les paramètres ayant l'impact le plus important sur les performances des algorithmes d'estimation sont le nombre d'éléments du réseau et le rapport signal à bruit.

IV.3-Détection des angles d'arrivée en utilisant l'algorithme ESPRIT et le Beamforming:

Les méthodes paramétriques se basent sur une recherche simultanée des paramètres d'intérêt et donnent comme estimation des valeurs ponctuelles. Leurs complexités sont plus élevées mais les résultats obtenus sont plus précis. On s'est intéressé à leurs performances en matière de variance et de pourcentage de localisation, nombre d'antennes,...ceci dans plusieurs cas de simulations présentés dans les tableaux suivants, dont on remarque un même comportement pour l'algorithme **ESPRIT-1D**.

IV.3.1-influence des paramètres du réseau :

➤ **Cas idéal :**

$N=8, d=0.5 \lambda, N_{\text{observation}} = 500$

$\theta_1 = -50^\circ,$

$\theta_2 = 10^\circ,$

$\theta_3 = 70^\circ,$

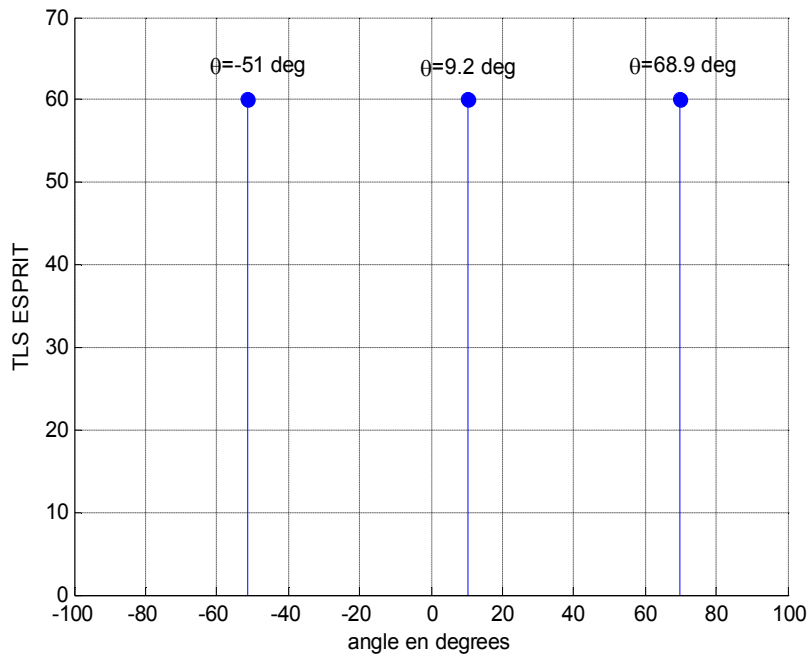


Figure IV.10 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT de trois signaux pour SNR=1

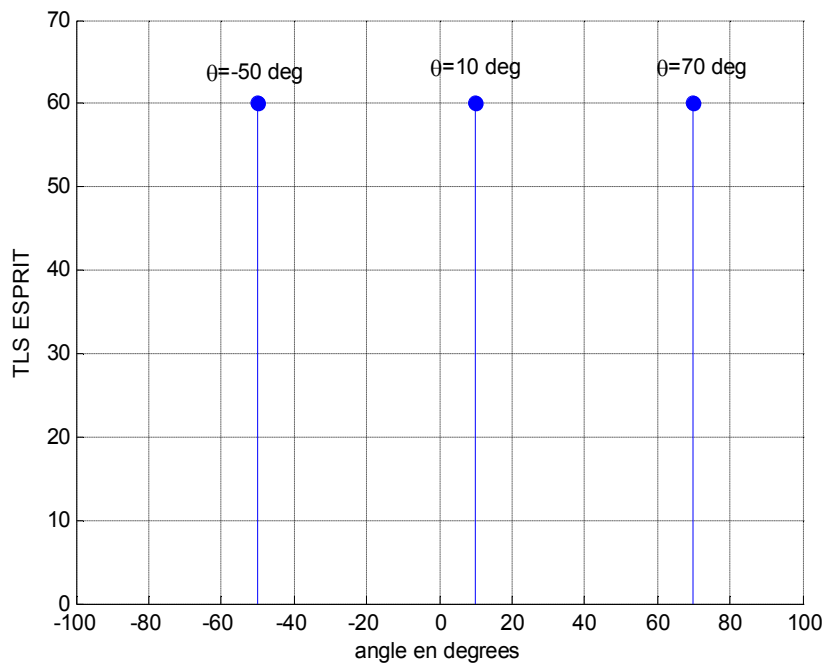


Figure IV.11 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT de trois signaux pour SNR=1000

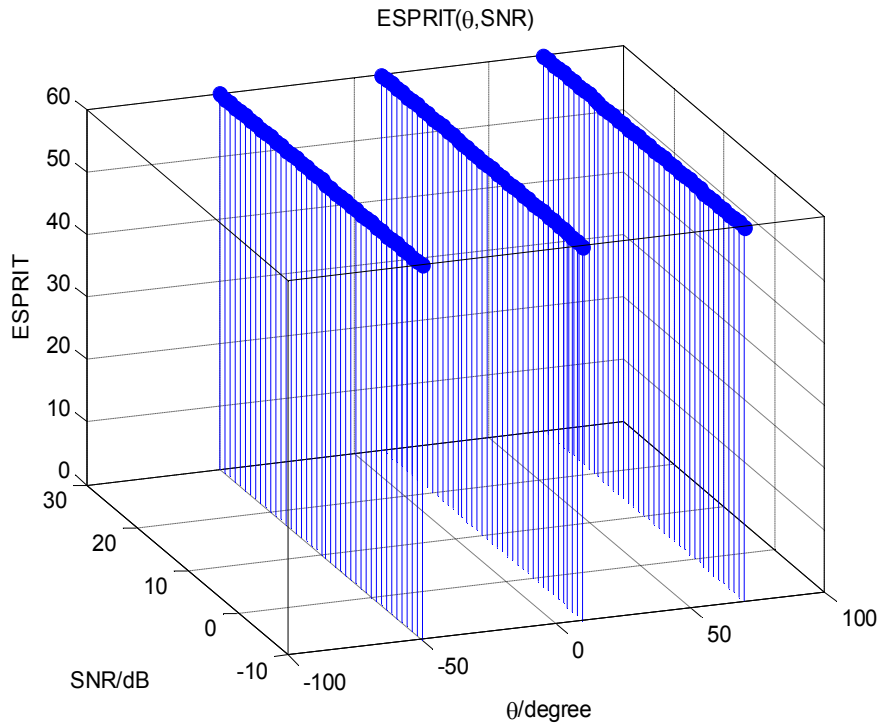


Figure IV.12 : L'estimation des angles d'arrivée par ESPRIT de trois signaux en fonction de SNR

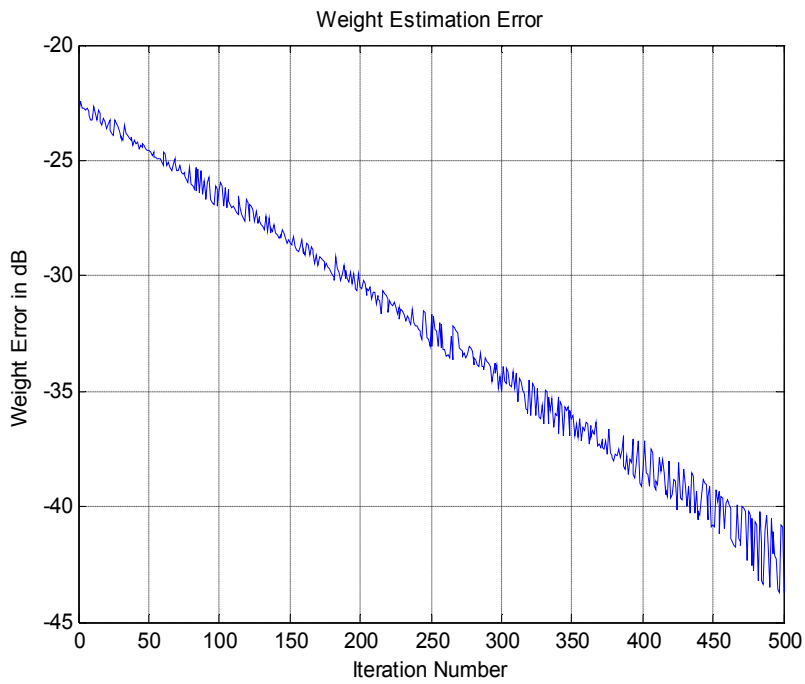


Figure IV.13 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids en fonction de nombre d'itérations

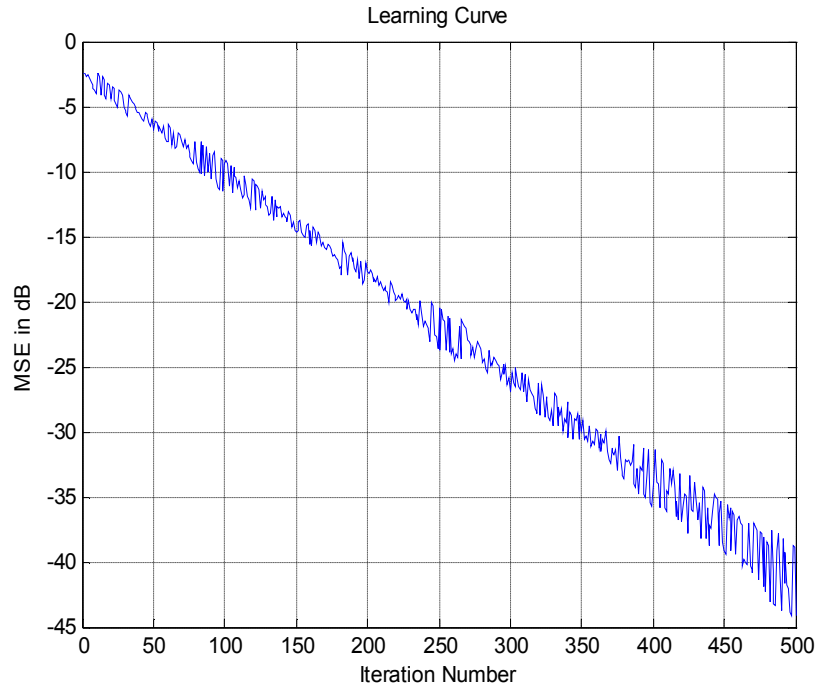


Figure IV.14 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de nombre d'itérations

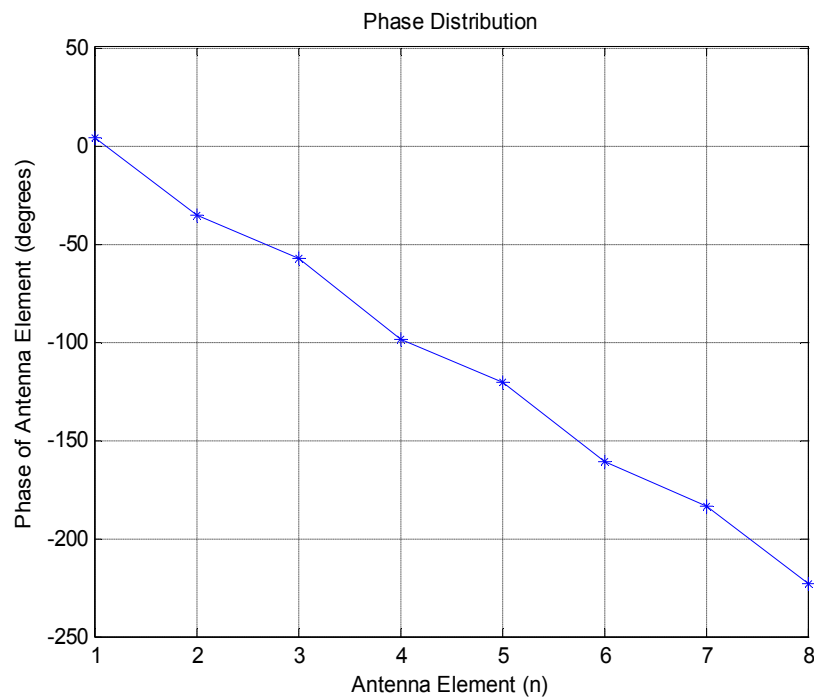


Figure IV.15 : Représentation de la distribution des phases pour chaque élément d'antenne

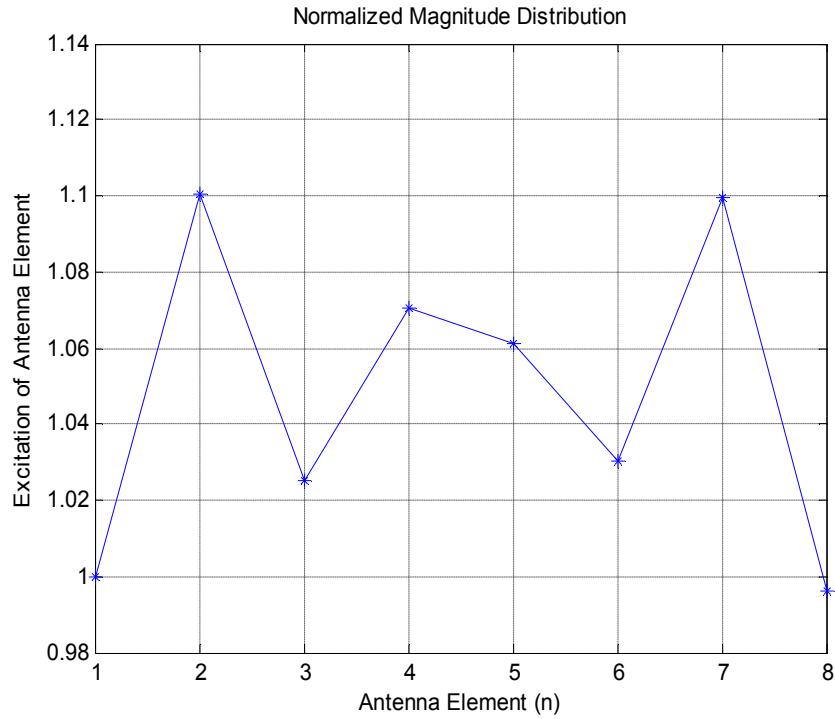


Figure IV.16 : Représentation de la distribution de l'amplitude normalisée pour chaque élément d'antenne

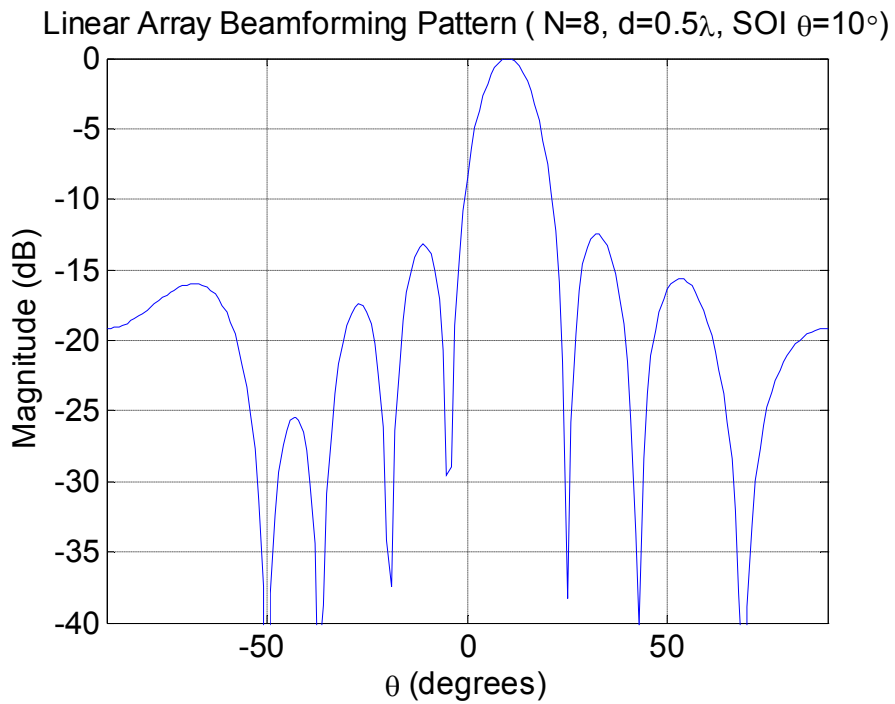


Figure IV.17 : Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour : $\theta_1 = 10^\circ, a_1 = 0.75$ signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ, a_2 = 1$ et $\theta_2 = 70^\circ, a_2 = 0.25$ comme interférents

Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI θ=10°)

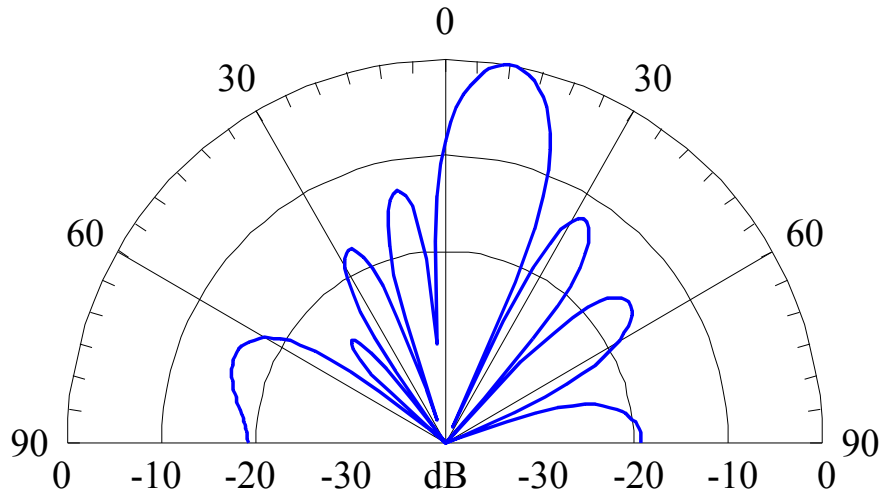
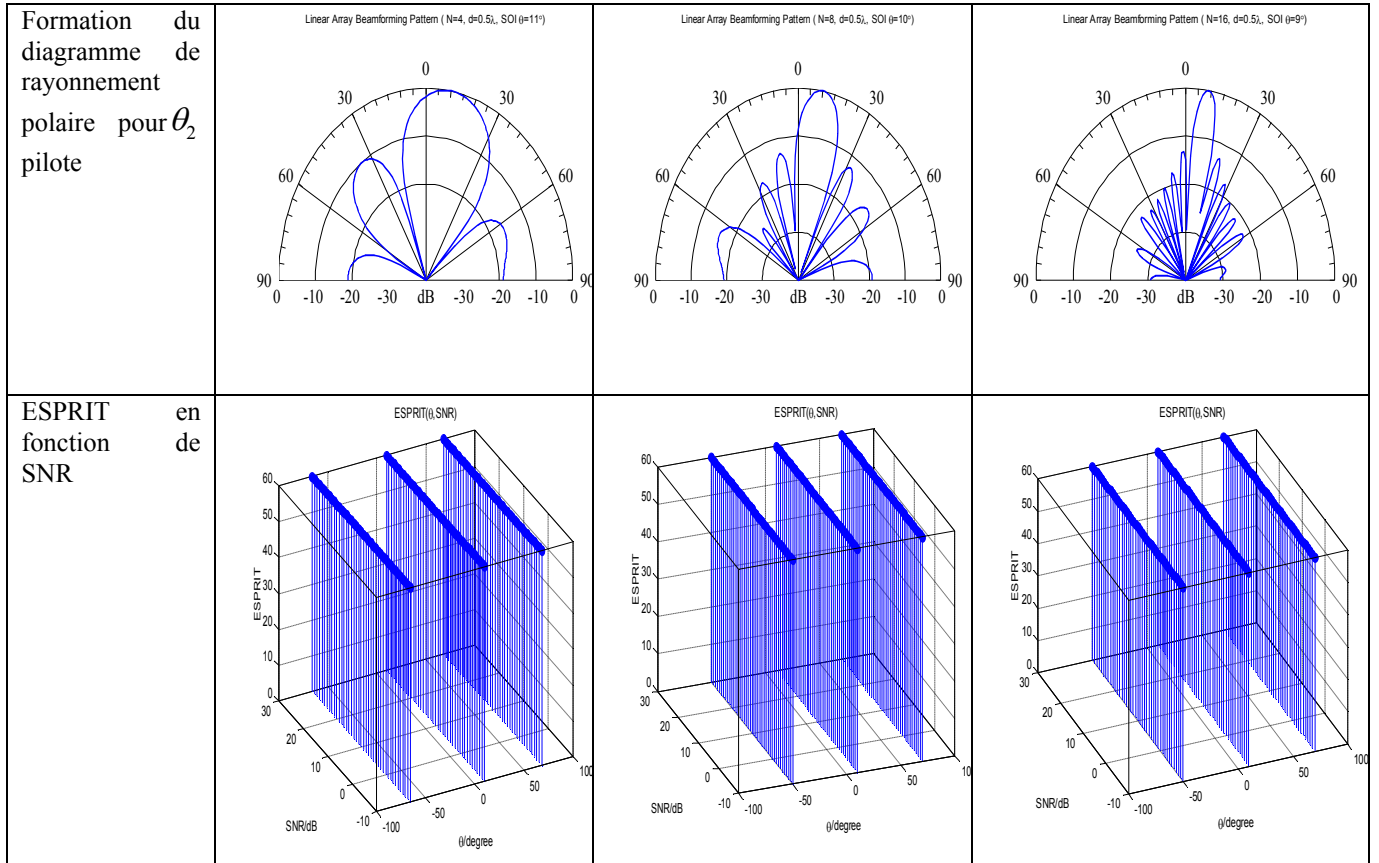


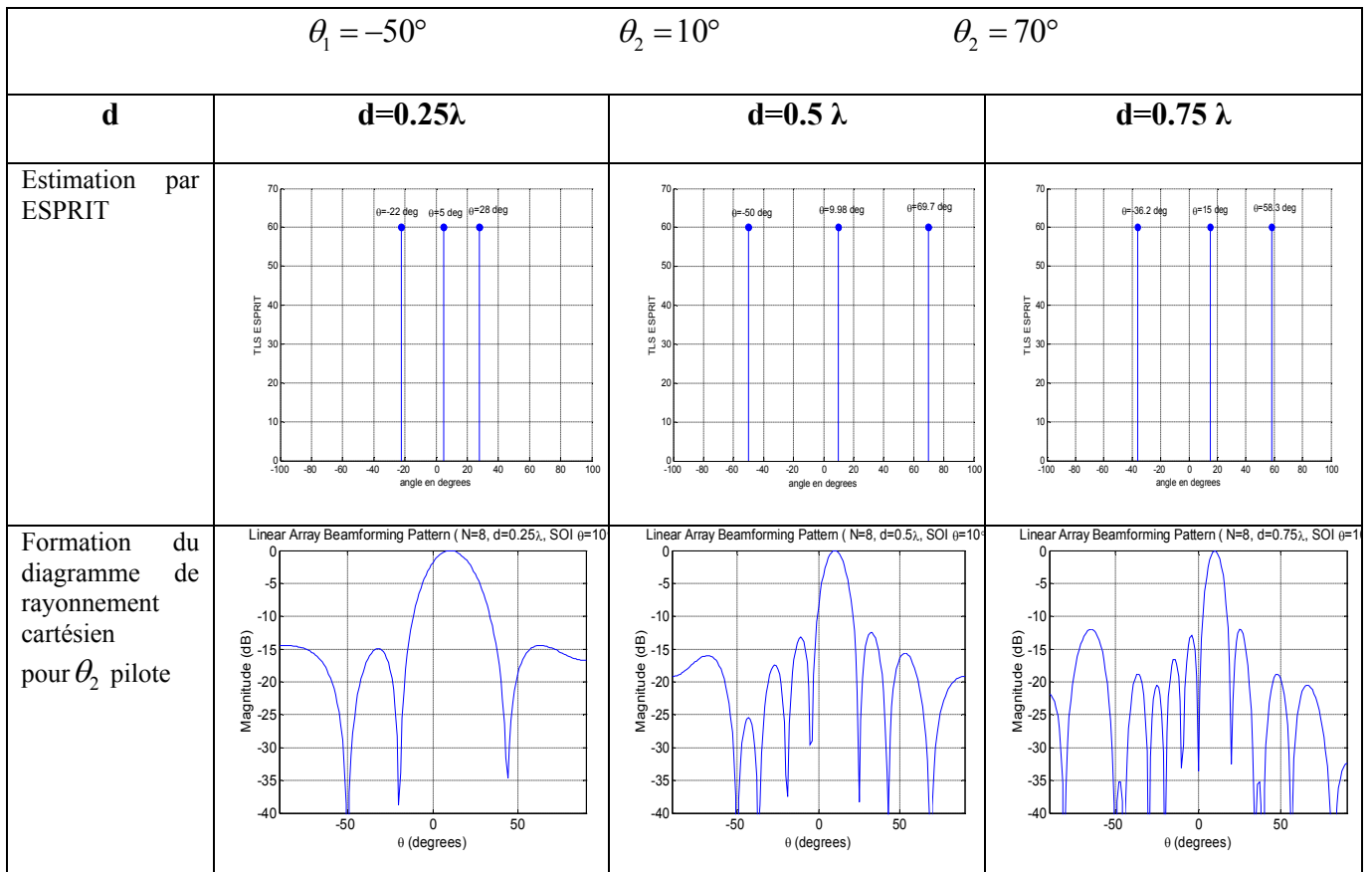
Figure IV.18 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ, a_1 = 0.75$ signal pilote et $\theta_2 = -50^\circ, a_2 = 1$ et $\theta_2 = 70^\circ, a_2 = 0.25$ comme interférents

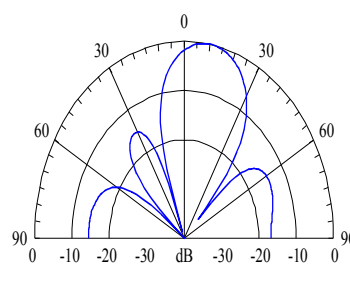
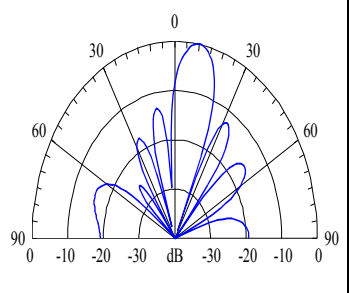
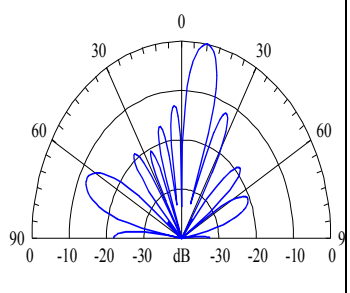
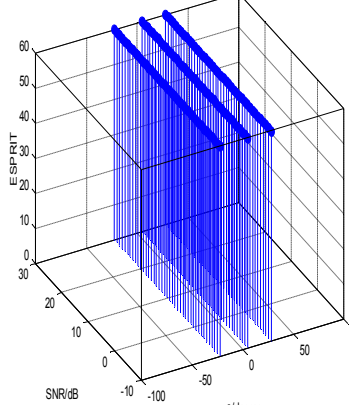
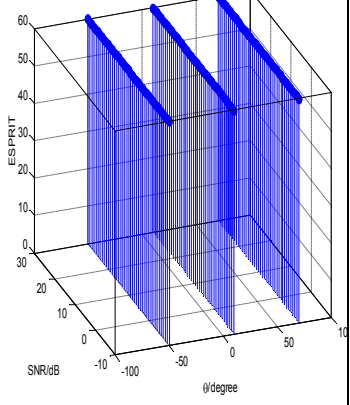
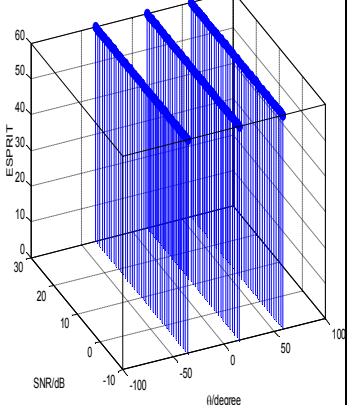
➤ Influence de nombre d'éléments ($d=0.5\lambda, SNR=10dB, N_{observation} = 500$) :

	$\theta_1 = -50^\circ$	$\theta_2 = 10^\circ$	$\theta_2 = 70^\circ$
N	N=4	N=8	N=16
Estimation par ESPRIT			
Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour θ_2 pilote			

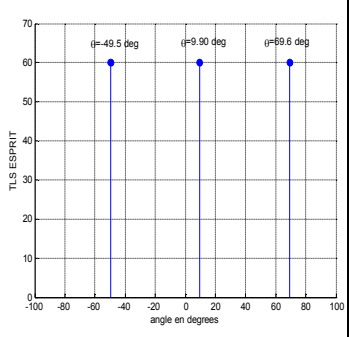
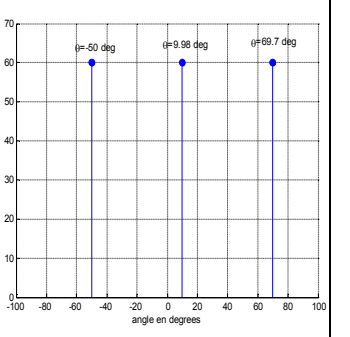
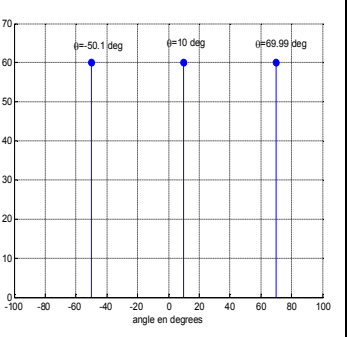
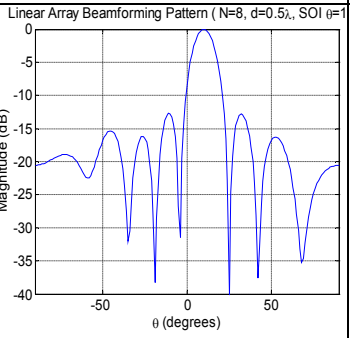
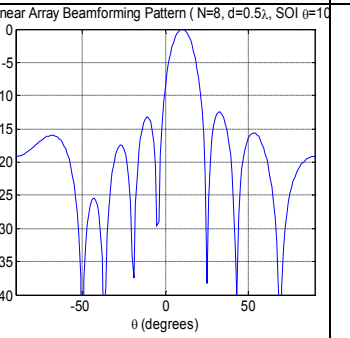
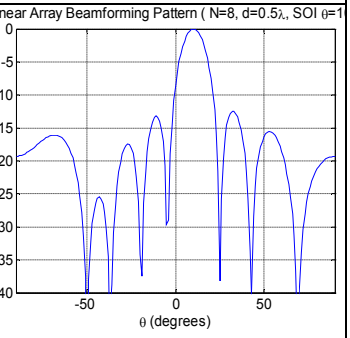


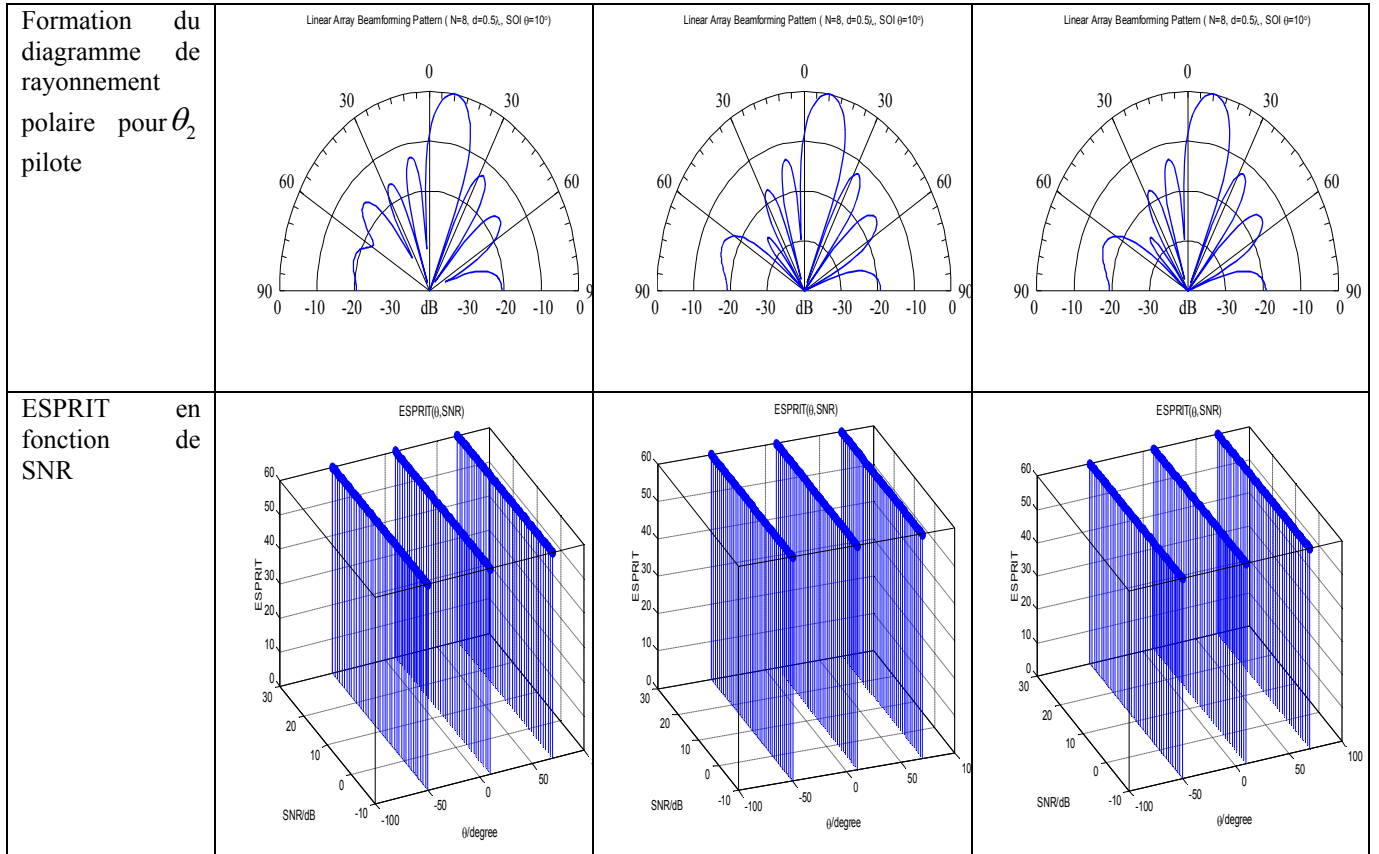
➤ Influence de la distance inter-éléments ($N=8$, $SNR=10dB$, $N_{observation} = 500$) :



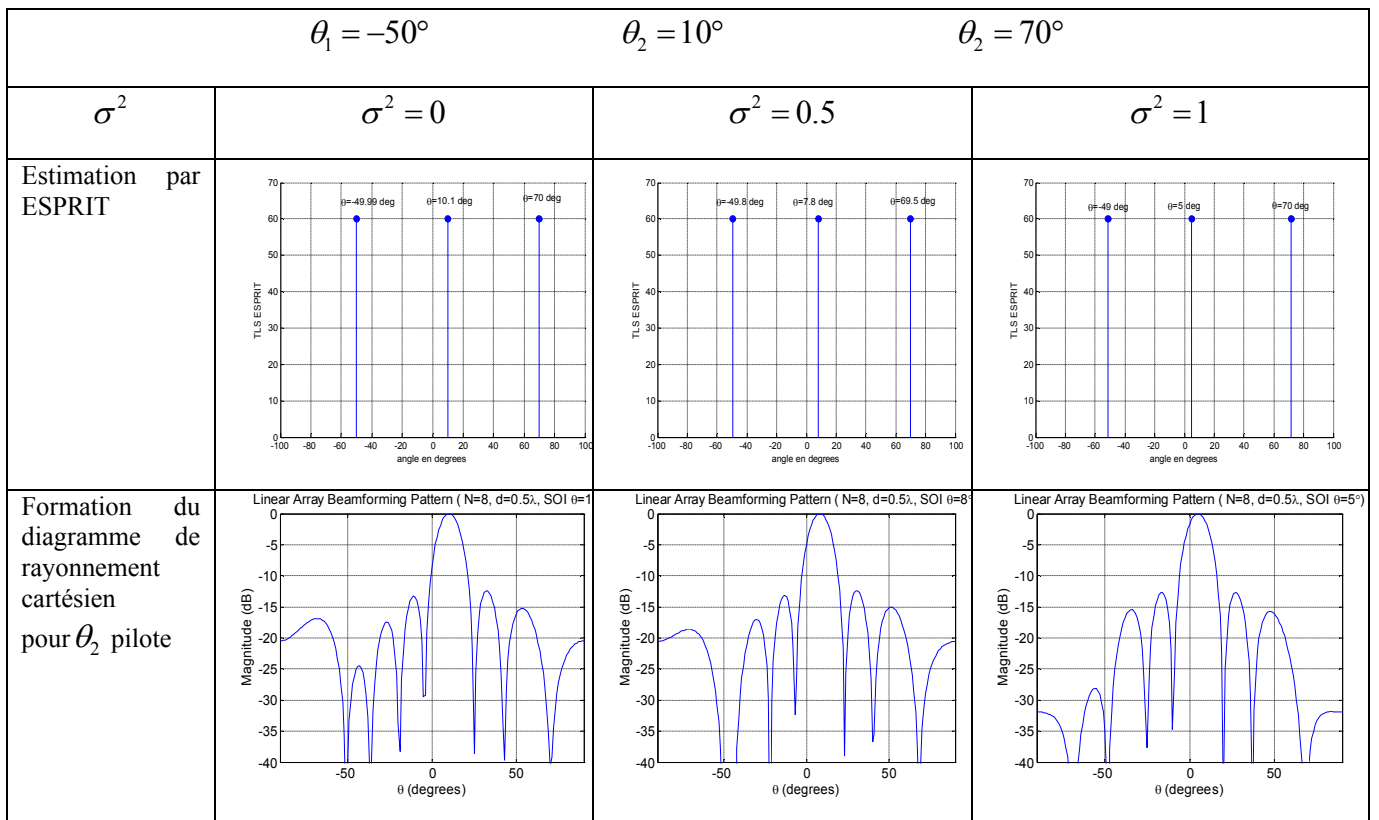
<p>Formation du diagramme de rayonnement polaire pour θ_2 pilote</p>	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.25λ, SOI (ϕ=10°))</p> 	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI (ϕ=10°))</p> 	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.75λ, SOI (ϕ=10°))</p> 
<p>ESPRIT en fonction de SNR</p>	<p>ESPRIT(ϕ, SNR)</p> 	<p>ESPRIT(ϕ, SNR)</p> 	<p>ESPRIT(ϕ, SNR)</p> 

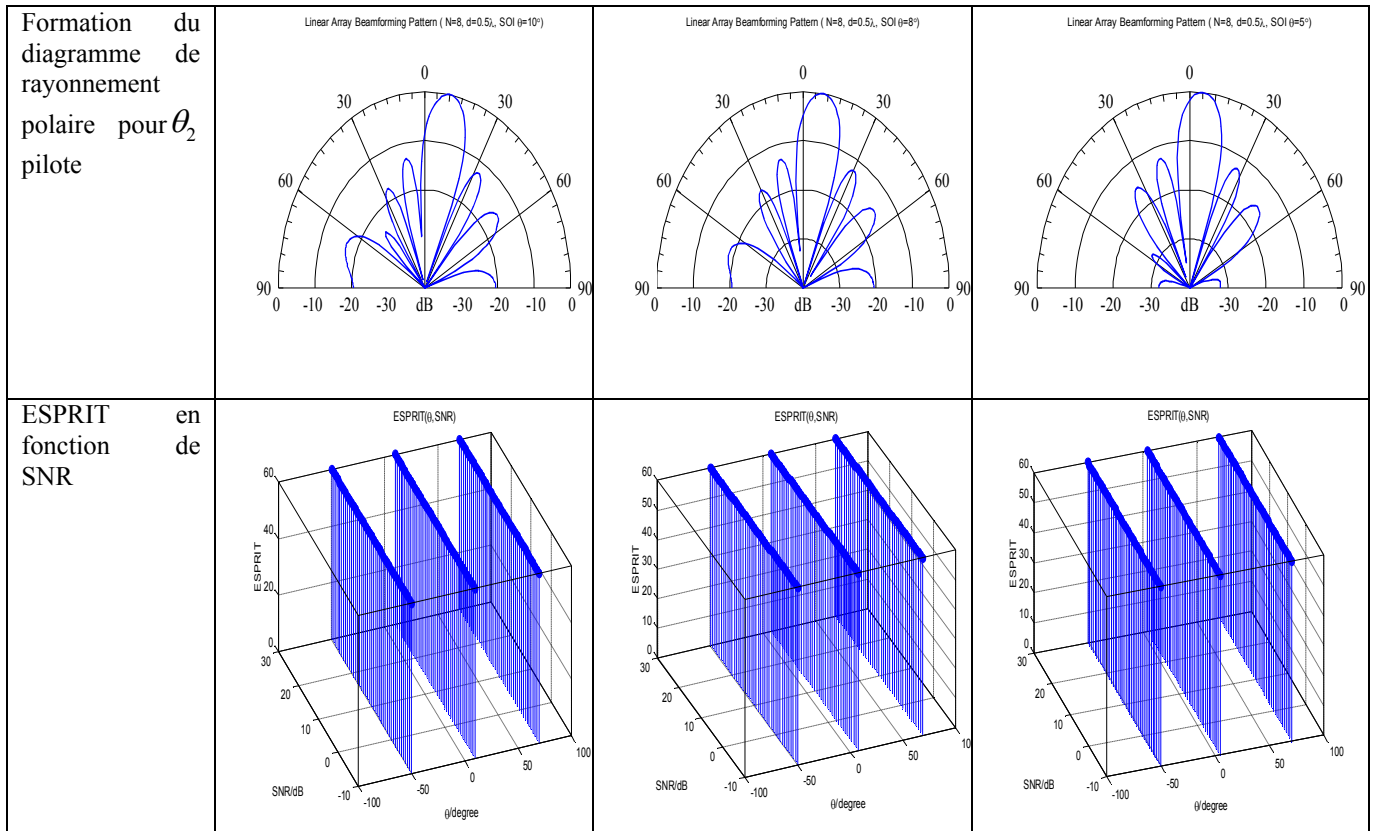
➤ Influence de nombre d'observations (N=8, d=0.5λ, SNR=10dB):

	$\theta_1 = -50^\circ$	$\theta_2 = 10^\circ$	$\theta_2 = 70^\circ$
$N_{observation}$	$N_{observation} = 100$	$N_{observation} = 500$	$N_{observation} = 10000$
Estimation par ESPRIT			
Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour θ_2 pilote	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI (ϕ=10°))</p> 	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI (ϕ=10°))</p> 	<p>Linear Array Beamforming Pattern (N=8, d=0.5λ, SOI (ϕ=10°))</p> 



➤ Influence du bruit ($N=8, d=0.5\lambda, SNR=10dB, N_{observation} = 500$):





IV.3.2-Résultats :

On voit sur ces figures que les trois signaux sont bien estimés par la méthode **ESPRIT-1D** qui donnent à peu près les mêmes résultats mais avec plus de précision. On a tout de même remarqué que le système n'arrive plus à estimer de façon aussi précise les directions d'arrivée des signaux, cela peut être expliqué par le fait que nous avons des contraintes à vérifier, il faut que la distance entre les capteurs soit inférieure à $\frac{\lambda}{2}$ c'est la condition de validité de ces algorithmes, et si la distance est supérieure, l'information contenue dans les déphasages ne permet pas de déduire les angles.

L'analyse en fonction du SNR montre que la contrainte d'avoir une erreur angulaire peut être contournée si le SNR augmente à plus de 15 dB. C'est d'ailleurs une des caractéristiques de l'algorithme **ESPRIT-1D** où plus on augmente la quantité de calculs, plus on tend vers la "vraie" valeur.

❖ On peut conclure que les deux méthodes étudiées atteignent des performances presque identiques et offrent les mêmes résultats de détection pour un SNR=10dB, les deux méthodes arrivent à bien mettre en évidence les positions angulaires des sources. Mais lorsque le bruit devient important celles-ci commencent à donner des erreurs dont la technique **ESPRIT-1D** donne des erreurs moins importantes que celles obtenues avec l'algorithme **MUSIC-1D**,

On peut conclure également qu'à fort SNR, l'influence de bruit sur la détection devient très faible, d'où la précision d'estimation est meilleure et les angles d'arrivée sont bien estimés en utilisant l'**ESPRIT-1D**. En revanche, à faible SNR, l'influence de bruit sur la détection devient très grande.

IV.4-Etude comparative des deux algorithmes MUSIC-1D et ESPRIT-1D :

Trop peu de simulations ont été réalisées pour pouvoir définitivement conclure sur la comparaison des méthodes **MUSIC-1D** et **ESPRIT-1D**. En particulier on s'est toujours placé dans des

conditions particulièrement favorables. Les points de comparaison seront la précision dans l'estimation de l'angle d'arrivée d'une source, et la capacité de détection de deux sources proches.

IV.4.1-Le rapport signal sur bruit :

Les figures ci-dessous montrent l'estimation par **MUSIC-1D** et **ESPRIT-1D** des DoAs de deux signaux décorrelés de la forme $S_k(t) = \sin(2\pi \cdot f_k \cdot t)$, $k = 1, 2$ et $f_1 \neq f_2$, d'incidences $\theta_1 = 10^\circ$, $\theta_2 = 45^\circ$. Ces DoAs sont simulées pour SNR = 5 et 10 dB. Le nombre total des antennes est $N = 8$, le nombre d'échantillon est fixé à 500. Les angles d'arrivée mesurés sont présentés sur les figures IV.19 et IV.20 :

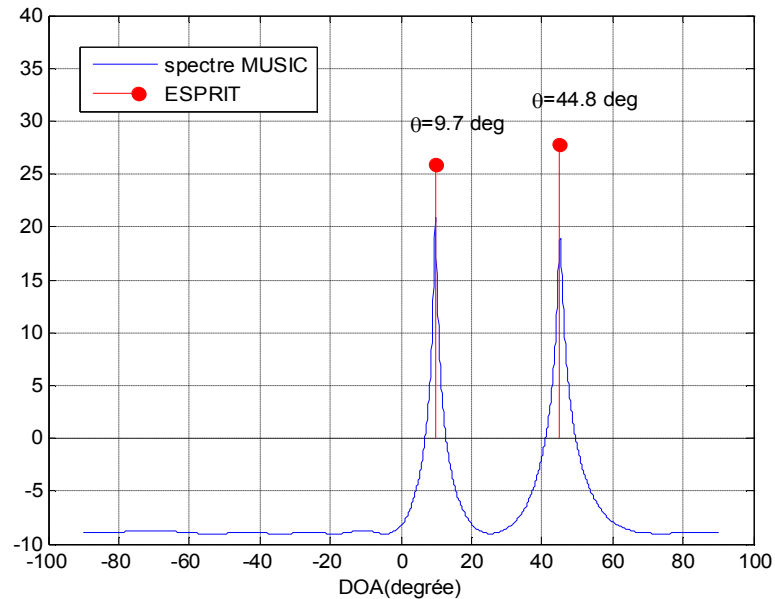


Figure IV.19 : Résultats de simulation avec 2 sources incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 5dB

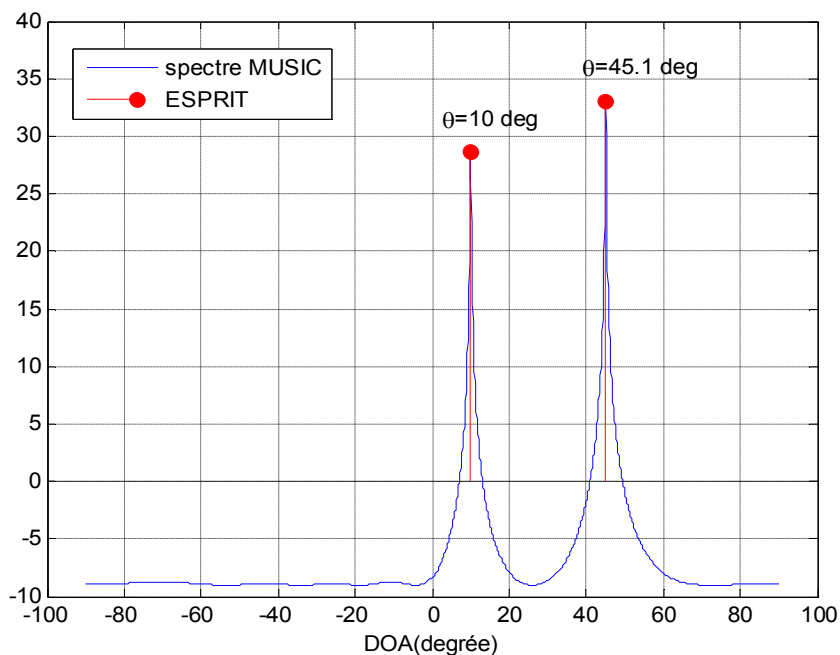


Figure IV.20: Résultats de simulation avec 2 sources incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 10dB

❖ On observe que les pics s'élargissent et s'atténuent pour les valeurs faibles de SNR, on observe aussi que la précision de l'estimation se dégrade aussi quand le bruit prédomine : l'erreur est de 0.1° pour SNR = 10 dB. Elle est de 0.3° à 0.4° pour SNR = 5dB, elle reste cependant acceptable.

IV.4.2-Le pouvoir séparateur :

Les figures ci-dessous montrent l'estimation par **MUSIC-1D** et **ESPRIT-1D** des DoAs de deux signaux décorrelés de la forme $S_k(t) = \sin(2\pi.f_k.t)$, $k = 1, 2$ et $f_1 \neq f_2$, d'incidences $\theta_1 = 20^\circ$, $\theta_2 = 21^\circ$. Ces DoAs sont simulées pour SNR = 25 dB. Le nombre total des antennes est $N = 8$, le nombre d'échantillon est fixé à 500.

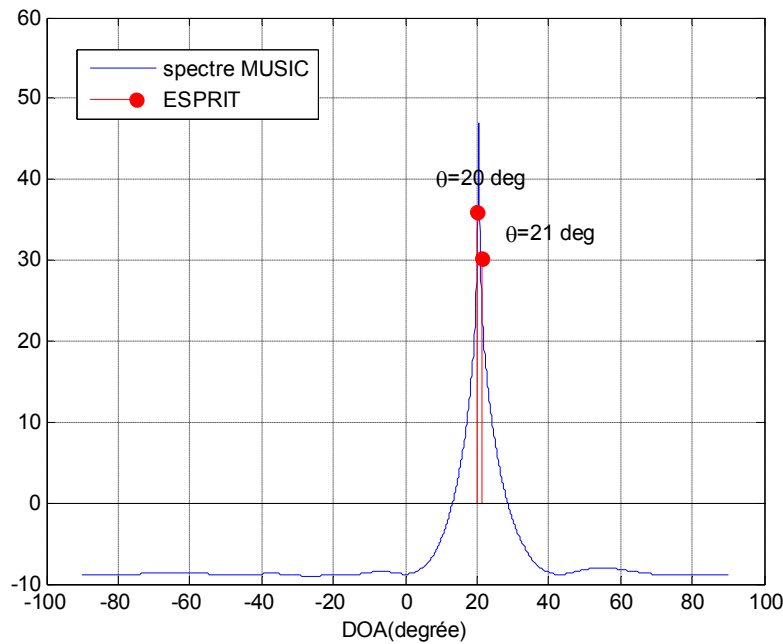


Figure IV.21: Résultats de simulation avec 2 sources proches incidentes sur un réseau de 8 capteurs pour SNR = 25dB

❖ Lorsque les cibles deviennent trop proches, La figure montre que la méthode **ESPRIT-1D** peut séparer les deux sources localisées à 20° et 21° alors que la méthode de **MUSIC-1D** n'est plus capable de le faire. L'analyse de la séparation entre les signaux montre que, pour des signaux plus espacés dans le domaine de visibilité du réseau, l'erreur d'estimation diminue avec l'algorithme **ESPRIT-1D**.

Comme conclusion la méthode **ESPRIT-1D** améliore le pouvoir de détection d'une seconde source, dans ce cas là, elle localise bien les deux sources quand le rapport signal à bruit est élevé.

IV.4.3-L'erreur quadratique moyenne (RMSE) :

La figure suivante montre l'évolution de l'erreur quadratique moyenne en fonction du SNR dans le cas d'une sinusoïde arrivant sur un réseau de taille $M=8$ avec l'angle d'incidence $\theta = 10^\circ$. Cette erreur est estimée par la quantité :

$$RMSE = \sqrt{(\hat{\theta}_k - \theta_k)^2}$$

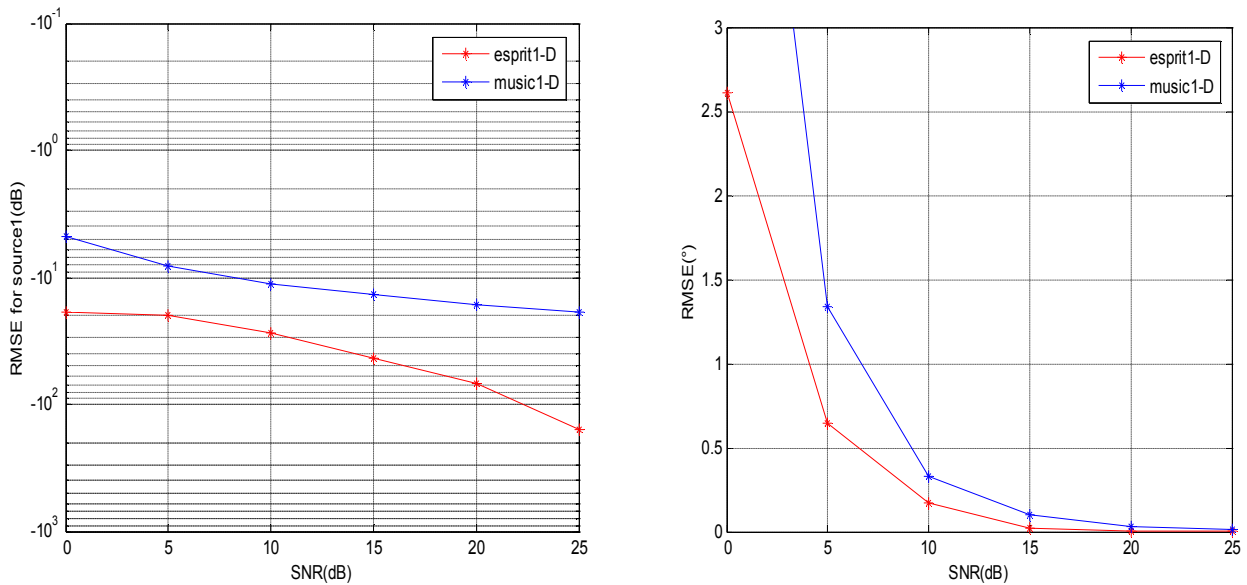


Figure IV.22: RMSE en fonction du SNR. $K = 1, M = 8$

❖ L'erreur d'estimation augmente quand le SNR diminue mais elle reste inférieure à 2° pour des niveaux moyens de bruit. L'erreur quadratique moyenne n'excède pas 1° pour les valeurs de SNR supérieures à 5 dB, valeur raisonnable pour les applications de localisation envisagées.

Concernant le rapport signal à bruit, quand ce dernier est fort, on obtient de meilleurs résultats avec l'**ESPRIT-1D** qu'avec la méthode **MUSIC-1D**.

IV.4.4-La Résolution:

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

❖ Pour un SNR de 0 dB, la résolution est de 6° pour **ESPRIT-1D**, cette valeur peut être considérée comme faible au regard de celle du **MUSIC-1D** qui atteint 8° .

La résolution s'améliore si le SNR augmente, on note que pour le réseau de 8 capteurs, la résolution est de 2° pour SNR=10 dB, qui serait un résultat très satisfaisant. d'après la figure ci-dessous, **MUSIC-1D** a une résolution moins bonne qu' **ESPRIT-1D**.

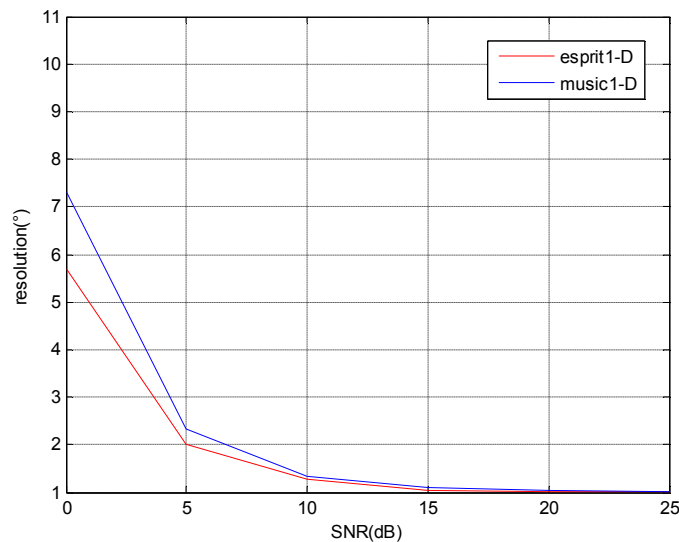


Figure IV.23: Résolution en fonction du SNR, $M = 8$

IV.5-Conclusion :

Si ces algorithmes nous semblent à première vue donner des résultats satisfaisants il doit y avoir certaines conditions à respecter pour que les résultats soient pertinents. Nous avons effectué plusieurs tests avec les deux méthodes pour évaluer l'erreur sur l'angle mesuré en fonction des différents paramètres.

Ensuite, on a présenté l'ensemble des résultats obtenus en faisant varier le nombre d'échantillons du signal, le nombre d'antennes et la distance entre eux , le rapport signal à bruit,...etc.

Nous avons également testé la sensibilité de notre système de mesure des DoAs au bruit ,et nous avons vérifié que ce dernier a une influence négligeable au grande valeur de SNR. En ce qui concerne le pouvoir séparateur, lorsque les sources sont trop proches l'une de l'autre , leurs positions sont indiquées uniquement par **ESPRIT-1D** .

Une brève comparaison montre qu'en présence de rapport signal à bruit fort, **ESPRIT-1D** devient sensiblement meilleur que **MUSIC-1D**, dont l'estimation est très précise à des valeurs de SNR optimales. L'étude similaire en fonction du SNR montre que l'erreur d'estimation des DOAs décroît avec l'augmentation du SNR, et la résolution devient très bonne.

Enfin, au vu des différents résultats, l'algorithme **ESPRIT** est le plus performant dans des conditions réalistes, et il est le plus intéressant à utiliser notamment dans le cas d'un environnement à brouilleurs, il apparait que cette algorithme est le plus compétitif.

Au suivant nous essayons de vérifier ces résultats dans le cas des réseaux planaires.

Chapitre V

Estimation des directions d'arrivée pour un réseau bidimensionnelle (2D)

V.1-Introduction:

Débutant dans le domaine de l'estimation des directions d'incidence, ces méthodes se sont graduellement améliorées, permettant à présent l'estimation conjointe des plusieurs paramètres angulaires. Les réseaux présentés auparavant permettent de résoudre seulement la composante d'élévation 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 ou les capteurs sont placés sur une grille carrée ou rectangulaire. Ce type de réseau présente un grand intérêt, il permet l'estimation conjointe de l'azimut et de l'élévation.

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

Comme nous avons déjà vu, on a vérifié que les deux méthodes **MUSIC** et **ESPRIT** choisies sont presque équivalentes au niveau de la précision des résultats obtenus, Il reste à voir si ces propriétés sont aussi vérifiées pour des estimateurs 2D qui sont présents dans la littérature dans un contexte spécifique à des applications de localisation.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des deux méthodes **MUSIC-2D** et **ESPRIT-2D** pour l'estimation des DoAs en deux dimensions, puis à l'étude de leurs performances, dont on a analysé l'influence des différents types de perturbations, modélisés dans le chapitre précédent, des meilleures performances sont attendues.

V.2-Estimation des directions d'arrivée dans le plan azimutal et le plan d'élévation :

L'adaptation des algorithmes à haute résolution à des cas multidimensionnels d'estimation conjointe des paramètres représente un problème difficile, qui a été résolu progressivement dans les dernières décennies. Le problème est simplifié pour des configurations des réseaux spécifiques, comme les réseaux uniformes rectangulaires pour lesquels l'estimation bidimensionnelle peut être décomposée en deux problèmes unidimensionnels indépendants.

Il est intéressant d'exploiter le plus de données possibles pour une meilleure précision des résultats, c'est pourquoi au lieu de nous limiter à des réseaux linéaires de M capteurs nous allons adapter les méthodes au cas $M*M$ capteurs, c'est-à-dire que nous allons simuler des réseaux carrés d'antennes. Cette évolution 2D permettra en plus de lever une indétermination due aux réseaux linéaires. l'étude a été étendue à des réseaux rectangulaires, permettant d'avoir un domaine de visibilité de 360° . Les algorithmes **MUSIC** et **ESPRIT** dans leur version 2D ont montrés des performances intéressantes dans l'estimation des paramètres angulaires.

A la suite de ce travail de recherche, il sera intéressant de prendre en compte les mêmes contraintes étudiés présentant de meilleures propriétés qui seraient alors plus adaptées à un cas réel. C'est particulièrement dans ces configurations de propagation que les performances d'estimation des algorithmes bidimensionnelles doivent être vérifiées afin de les comparer. Nous développons dans cette partie la mesure des DOAs dans les deux plans.

V.2.1-Modèle des signaux en réception:

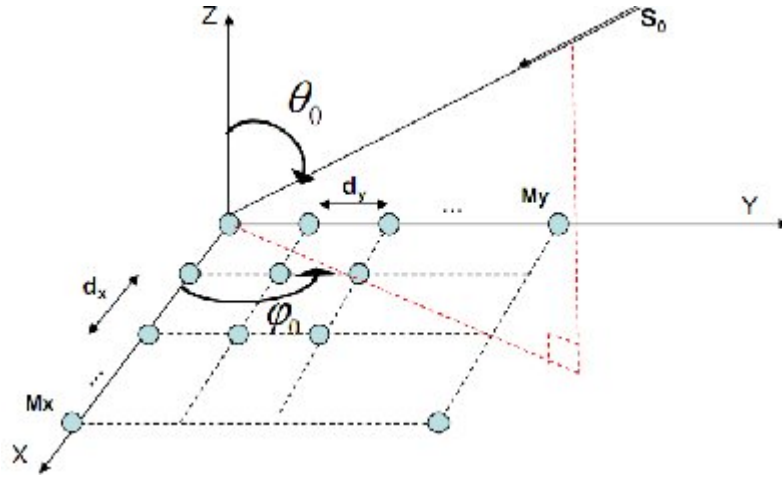


Figure V.1 : Réseau d'antenne planaire dans le plan (XoY)

On considère dans le plan xoy , un réseau rectangulaire de $M = M_x \times M_y$ antennes isotropes uniformément espacées de d_x et d_y respectivement suivant les axes OX et OY.La figure V.1 montre cette configuration.

Ce réseau reçoit K signaux parfaitement décorrélés avec les angles d'incidences $(\theta_k, \varphi_k), k = 1..K$. θ_k et φ_k sont respectivement les directions d'arrivée en élévation et en azimuth.L'antenne à l'origine est prise comme référence de phase.

le vecteur signal reçu est donné par :

$$X(t) = A S(t) + N(t)$$

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

Ou :

- $A = [a(\theta_1, \varphi_1), a(\theta_2, \varphi_2), \dots, a(\theta_K, \varphi_K)]$ est la matrice de réponse du réseau
- $a(\theta_k, \varphi_k)$ est le vecteur directionnel lié à la kième source, traduit la différence de phase introduite par les éléments du réseau. Il est défini pour $k = 1..K$ par :

$$a(\theta_k, \varphi_k) = \left[1, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_x \cdot \sin \theta_k \cdot \cos \varphi_k + d_y \cdot \sin \theta_k \cdot \sin \varphi_k)}, \dots, e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_x \cdot (M_x - 1) \cdot \sin \theta_k \cdot \cos \varphi_k + d_y \cdot (M_y - 1) \cdot \sin \theta_k \cdot \sin \varphi_k)} \right]^T$$

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

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

La matrice de covariance est obtenue comme dans le cas unidimensionnel à partir de l'équation : $R_{xx} = \frac{1}{N} X \cdot X^H$.

V.2.2-En utilisant l'algorithme MUSIC-2D :

V.2.2.1-Description:

A partir de la matrice de covariance ,les valeurs propres et les vecteurs propres sont déterminés.L'algorithme **MUSIC** est ensuite appliqué pour l'estimation des DOAs dans le plan azimutal et le plan d'élévation en utilisant la formule :

$$Spectre_MUSIC - 2D = \frac{1}{a(\theta, \varphi)^H \cdot E_n \cdot E_n^H \cdot a(\theta, \varphi)}$$

E_n représentant l'espace bruit et a le vecteur directeur d'un couple des paramètres (θ, φ) .

Les maxima dans le spectre vont permettre d'identifier les couples (θ, φ) correspondant aux directions des signaux incidents en élévation et en azimut.

V.2.2.2-Résultats de simulation de trois sources planaires décorréées :

Pour pouvoir comparer des différents algorithmes bidimensionnels,une étude plus approfondie de leurs performances pourrait etre réalisée.

Dans un premier temps, nous testons la détection des trois signaux avec **MUSIC-2D**, pour essayer d'évaluer la précision des résultats. les paramètres de réseau restent identiques à la simulation précédente ,ce sont les valeurs qu'on garderons dans la suite de nos simulations, dont on a essayé de prouver ces résultats.

Voilà par exemple les résultats obtenus pour trois signaux des directions $(70^\circ, 10^\circ), (55^\circ, 85^\circ)$, $(20^\circ, 30^\circ)$ avec un réseau rectangulaire de 8×8 capteurs, dont les antennes sont identiques et uniformément espacées de $dx = dy = 1/2$,ce résultat est réalisé à un SNR = 10 dB .

Ensuite ,on réalise autres tests sur les mêmes angles pour vérifier la pertinence de cette méthode, cette fois ci, les angles d'arrivée sont simulés avec un bruit de variance 1,nous obtenons les courbes suivants :

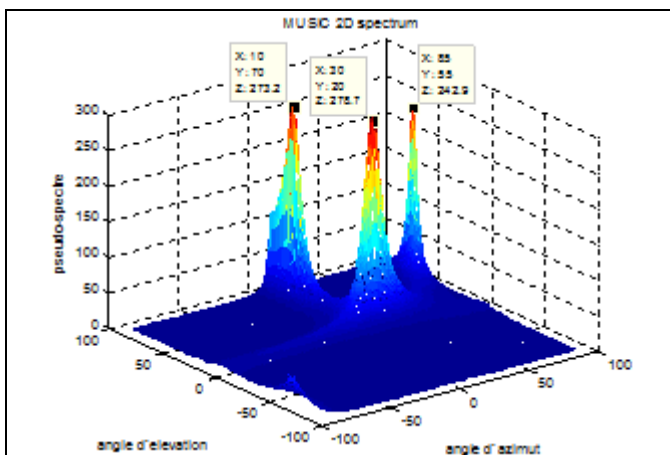


Figure V.2 : Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(70^\circ, 10^\circ), (55^\circ, 85^\circ)$, $(20^\circ, 30^\circ)$ avec $\sigma^2 = 0$

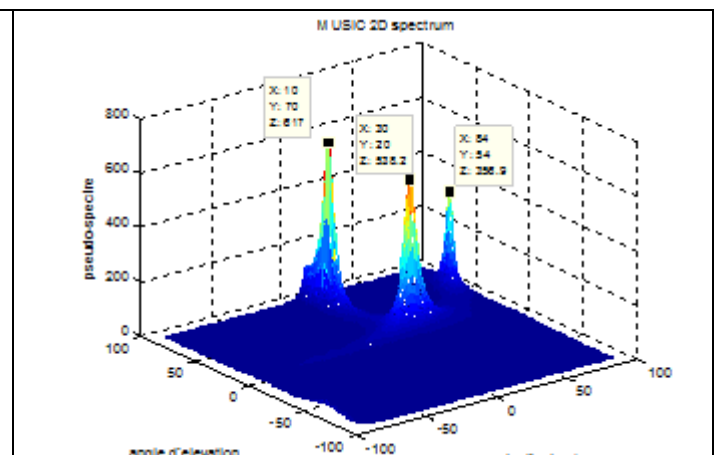


Figure V.3 : Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(70^\circ, 10^\circ), (55^\circ, 85^\circ)$, $(20^\circ, 30^\circ)$ avec $\sigma^2 = 1$

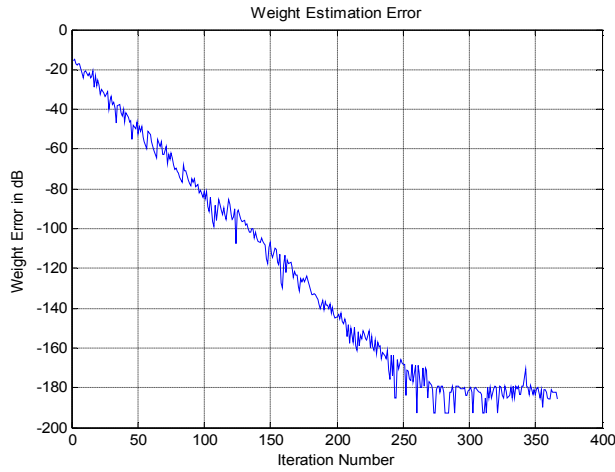


Figure V.4 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids

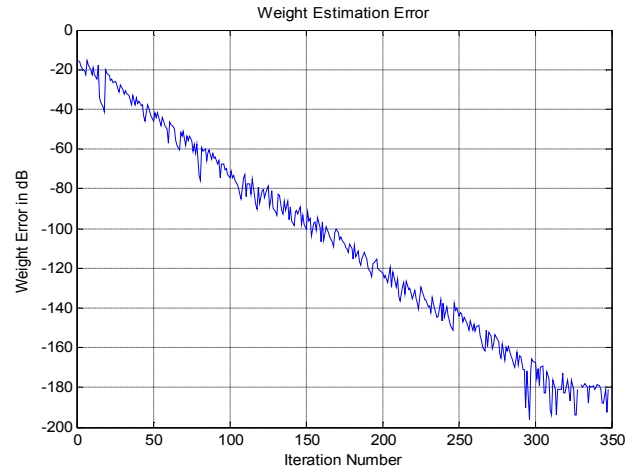


Figure V.5 : Représentation de l'erreur d'estimation des poids avec $\sigma^2 = 1$

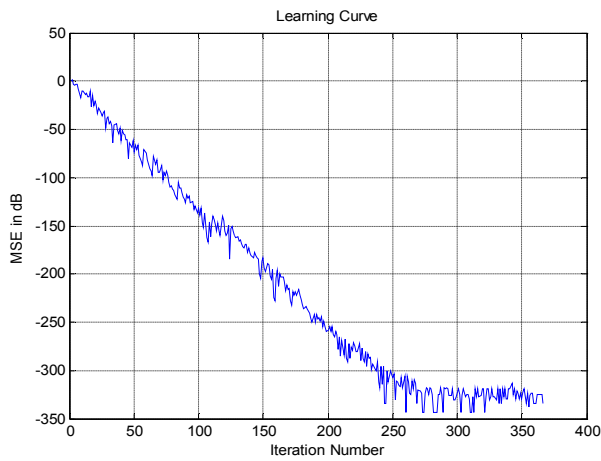


Figure V.6 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne(dB)

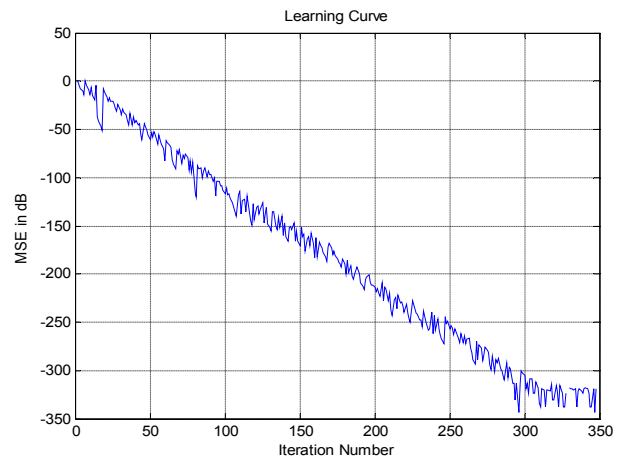


Figure V.7 : Représentation de l'erreur quadratique moyenne(dB) avec $\sigma^2 = 1$

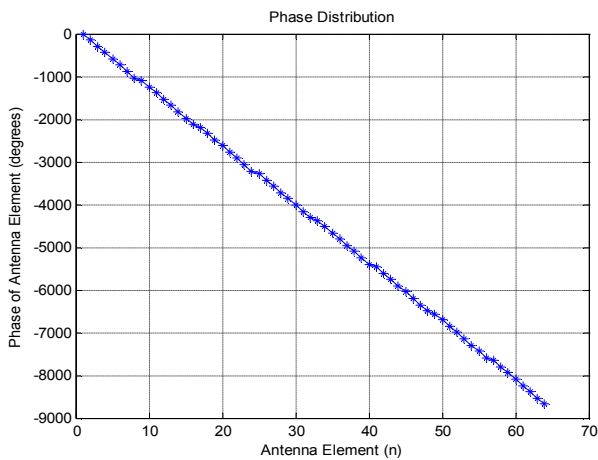


Figure V.8 : Représentation de la distribution de phase

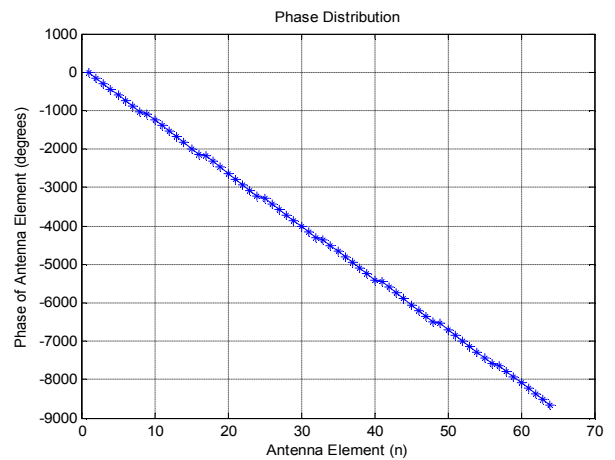


Figure V.9: Représentation de la distribution de phase avec $\sigma^2 = 1$

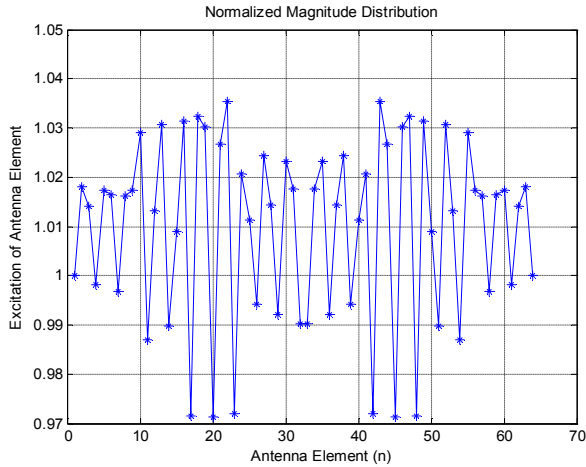


Figure V.10 : Représentation de la distribution d'amplitude

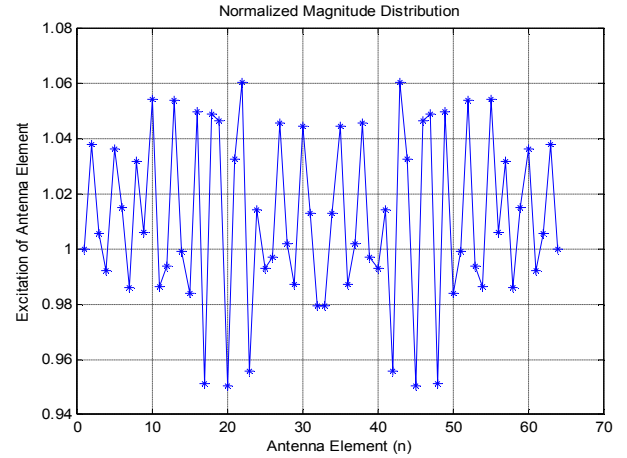


Figure V.11: Représentation de la distribution d'amplitude avec $\sigma^2 = 1$

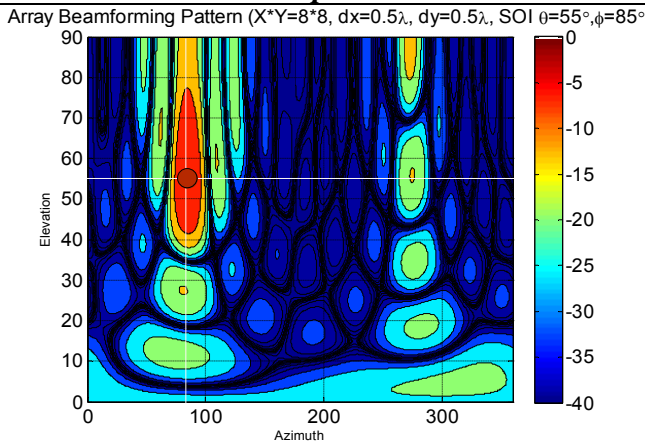


Figure V.12 : La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote

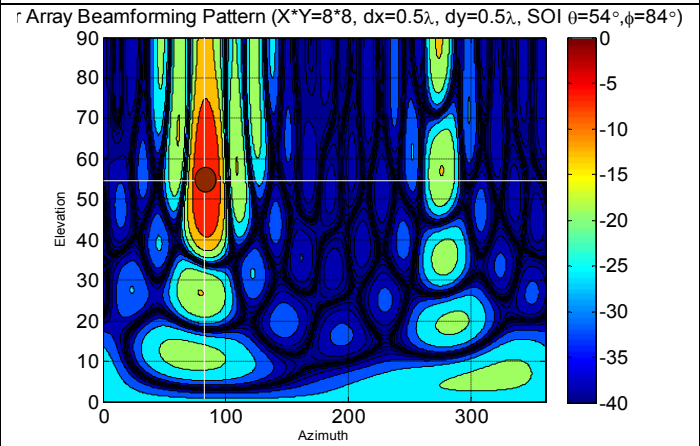


Figure V.13 : La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$

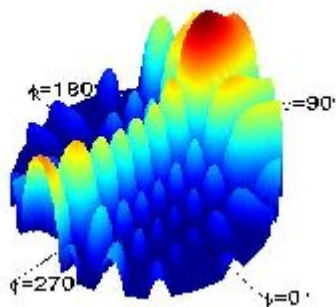


Figure V.14 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote

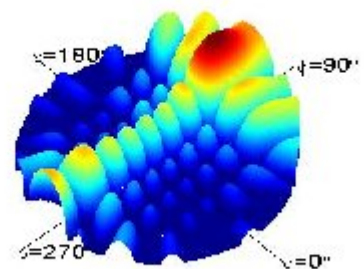


Figure V.15 : Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(55^\circ, 85^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$

❖ les résultats de la première simulation affiche trois pics qui sont exactement centrés sur $(70^\circ, 10^\circ)$, $(55^\circ, 85^\circ)$, $(20^\circ, 30^\circ)$. Le résultat de la deuxième simulation montre que ces DOAs estimés en présence de perturbations sont bien détectés avec une erreur maximale de 1° sur l'angle d'élévation et 1° sur l'angle d'azimut, ce qui illustré sur la **figure V.3**, les DOAs obtenus sont : $(70^\circ, 10^\circ)$, $(54^\circ, 84^\circ)$, $(20^\circ, 30^\circ)$. Ces erreurs restent néanmoins nettement inférieures à celles obtenues dans le cas 1D. Cette réduction au niveau de l'erreur d'estimation est également observée pour les mêmes conditions que celles obtenues dans les cas étudiés du chapitre précédent où les hypothèses sont respectées. En effet si la méthode **MUSIC-1D** nous permet d'obtenir différentes valeurs d'angles, la méthode **MUSIC- 2D** peut en plus les estimer avec un gain en précision, d'où une détection plus élevée.

on a pu montrer que, pour diminuer l'erreur sur l'estimation des angles, nous envisageons dans la suite les algorithmes **MUSIC** et **ESPRIT** dans leurs version 2D, afin d'obtenir conjointement les DOAs. Nous avons analysé, dans une deuxième étape, leurs performances.

V.2.2.3-Etude des performances de MUSIC 2-D :

V.2.2.3.1-La résolution de MUSIC 2-D:

• **La résolution en élévation:**

Soit deux sinusoïdes décorrélés arrivant sur un réseau rectangulaire de dimension $[5 \times 5]$ avec le même angle d'azimut $\varphi = 10^\circ$ avec des angles d'élévation différents.

On cherche l'intervalle angulaire seuil en élévation $\Delta \theta$ à partir duquel **MUSIC 2-D** est capable d'estimer les deux directions d'arrivée sans les confondre. De nombreux essais indépendants sont faits aux différentes valeurs du SNR.

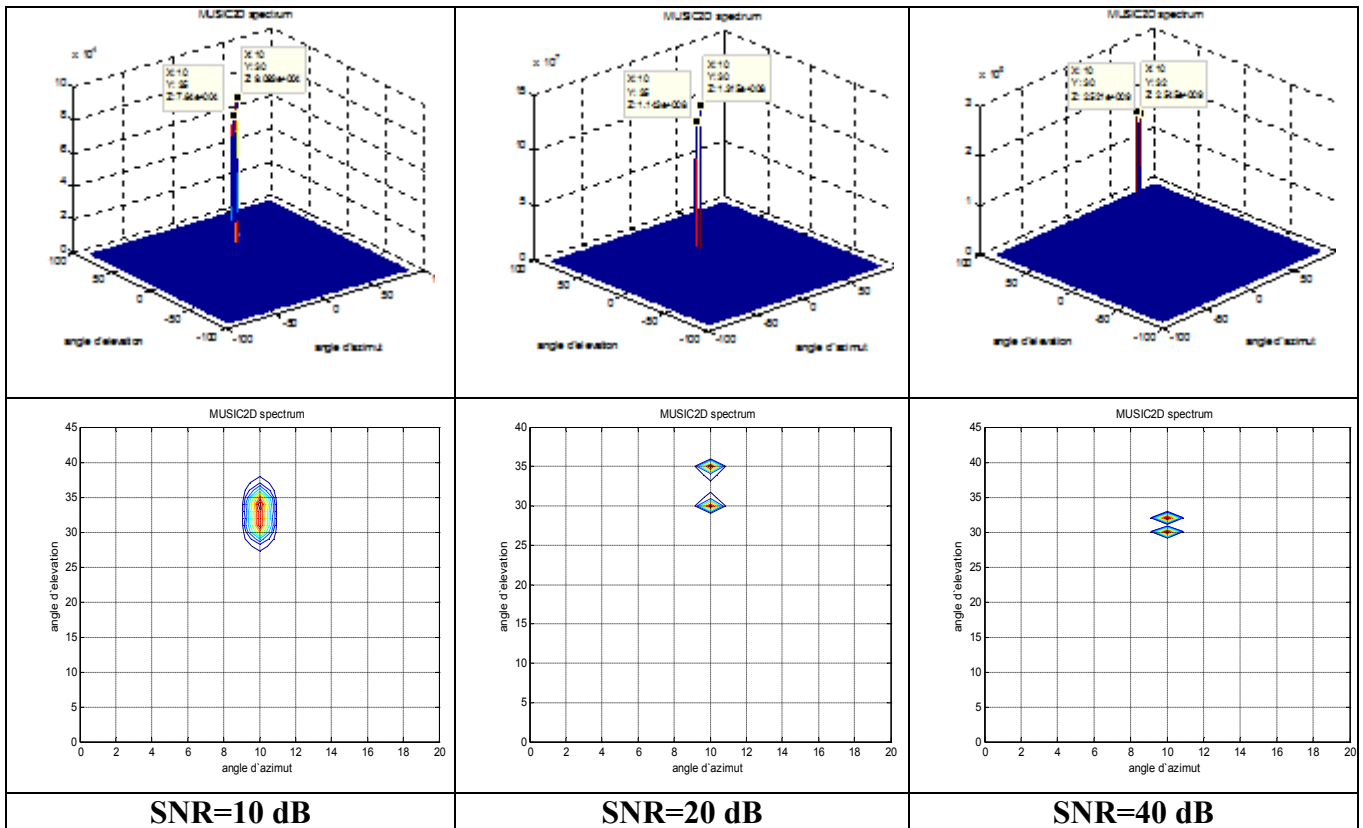


Figure V.16 : L'influence du SNR sur la résolution en élévation

❖ Les résultats obtenus montrent qu'en présence d'un faible rapport signal sur bruit, **MUSIC-2D** n'arrive pas à séparer parfaitement les directions d'arrivée des sources. A SNR= 20dB, on obtient une résolution en élévation de 5°, Qualitativement, cette résolution s'améliore pour une valeur de SNR optimale (40 dB) de 2°.

• **La résolution azimutale:**

On s'intéresse maintenant à la résolution en azimut. On effectue la même démarche décrite dans le paragraphe précédent, sauf qu'on fixe l'angle d'élévation θ et on cherche l'intervalle $\Delta \phi$ à partir duquel l'estimation **MUSIC 2-D** est capable de séparer deux sources et d'estimer leurs DoAs correctement.

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

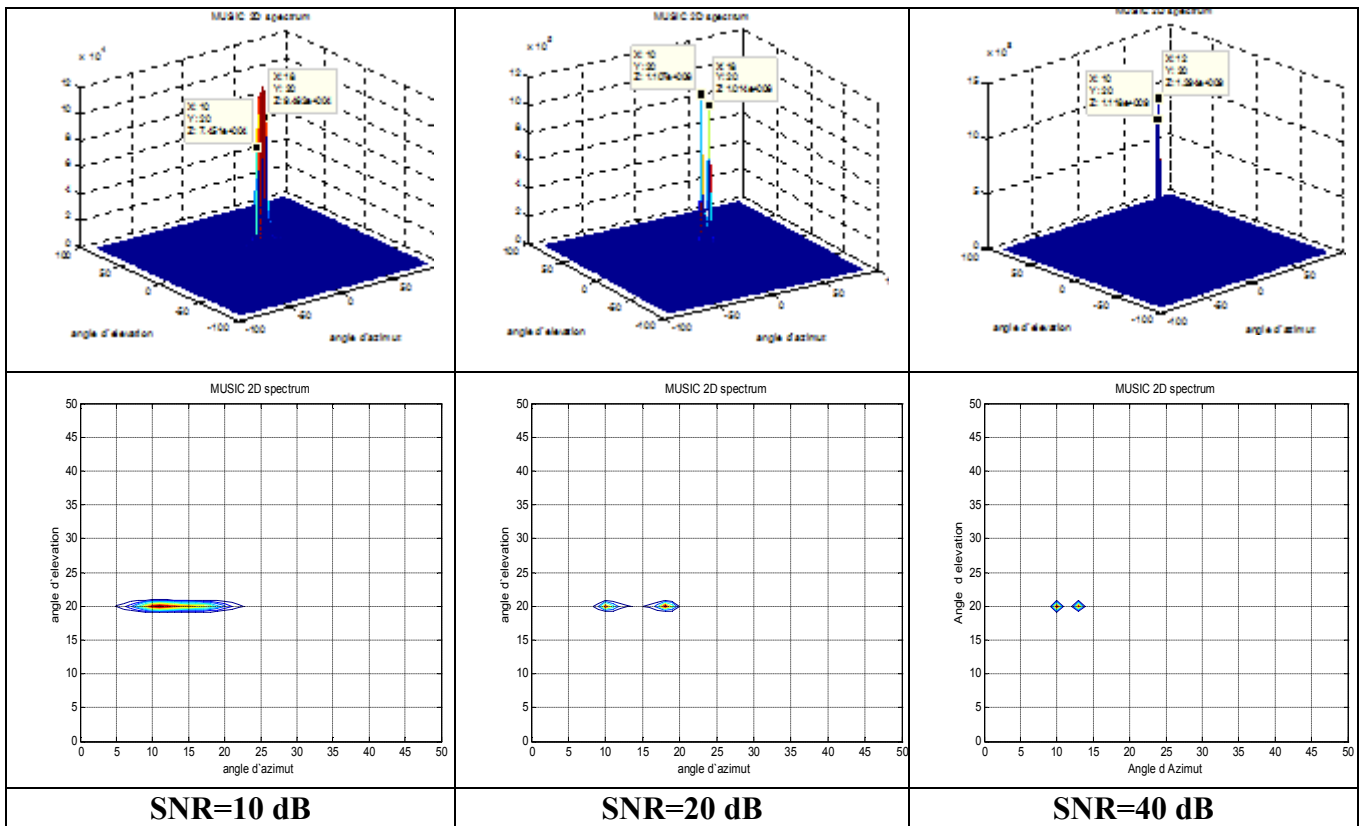


Figure V.17 : L'influence du SNR sur la résolution en azimut

❖ La résolution en azimut de **MUSIC 2-D** est estimée à 8° pour SNR de 20dB et elle s'améliore à 3° pour une valeur de SNR de 40 dB.

V.2.2.3.2-L'erreur d'estimation:

La suite de l'étude porte sur l'erreur de l'estimation de la DOA avec l' algorithme **MUSIC** bidimensionnel, on considère un réseau rectangulaire de dimension $M_x =5$ et $M_y=4$, dont les antennes sont identiques et uniformément espacées de $d_x = d_y = \frac{\lambda}{2}$, perturbé par un DoA ($5^\circ, 7^\circ$).

On se propose d'évaluer la **RMSE** (Root Mean Square Error) de **MUSIC 2-D** pour la configuration proposée ci-dessus :

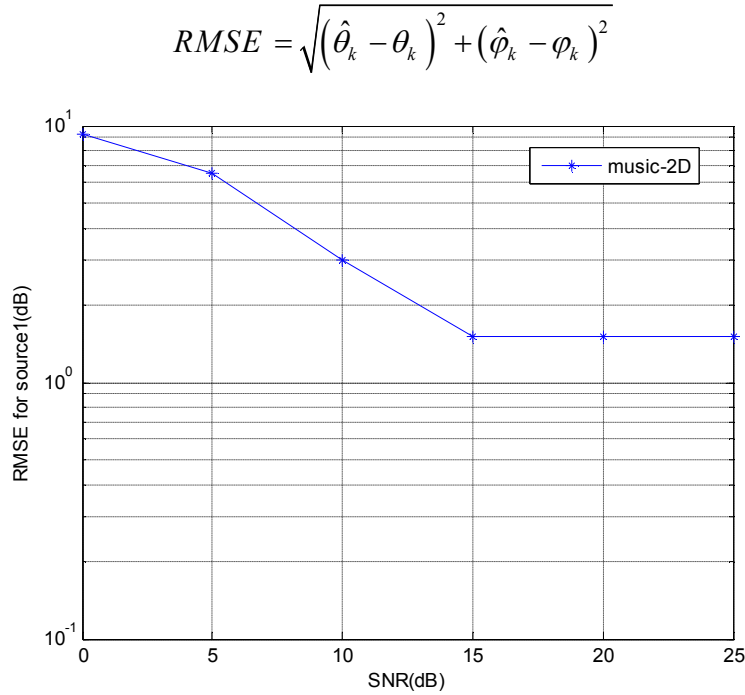


Figure V.18: L'erreur quadratique moyenne de MUSIC 2-D en fonction du SNR

❖ En ce qui concerne l'évolution de l'erreur d'estimation de la DOA en fonction du SNR, nous observons le même résultat que précédemment à savoir que les erreurs restent faibles. Elles croissent avec le niveau de bruit. Ces valeurs sont suffisamment compatibles avec la précision d'estimation nécessaire au procédé de localisation qui sera détaillé juste avant.

V.2.3-En utilisant l'algorithme ESPRIT-2D :

V.2.3.1-Description:

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

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

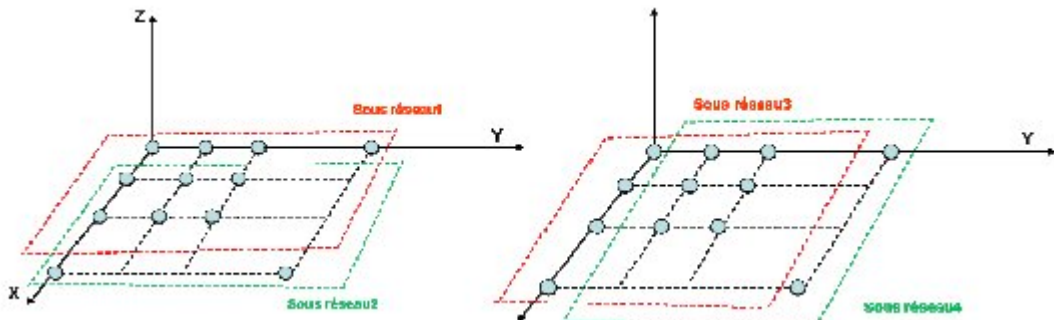


Figure V.19: Formations des sous-réseaux

On définit ces transformations par :

$$E_{S2} = T_{12} * E_{S1}$$

$$E_{S4} = T_{34} * E_{S3}$$

Les sous-espaces E_{S2} et E_{S1} sont de dimension $[(Mx-1) \times K]$ et les sous-espaces E_{S4} et E_{S3} de dimension $[(My-1) \times K]$.

On nomme λ_x et λ_y , les vecteurs de valeurs propres de T_{12} et T_{34} de longueur K .

Pour $k = 1 \dots K$, on exprime les angles d'arrivée comme suit :

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

$$\varphi_k = \tan^{-1} \frac{\arg(\lambda_{y,k})}{\arg(\lambda_{x,k})}$$

V.2.3.2-Les résultats de simulation de trois sources planaires décorréelées :

On considère trois sinusoïdes décorréelées arrivant sur un réseau rectangulaire uniforme de dimension $[8 \times 8]$, avec les DoAs $(10^\circ, 25^\circ)$, $(35^\circ, 45^\circ)$ et $(66^\circ, 77^\circ)$. L'estimation par **ESPRIT 2-D** pour un SNR = 10 dB donne le résultat suivant:

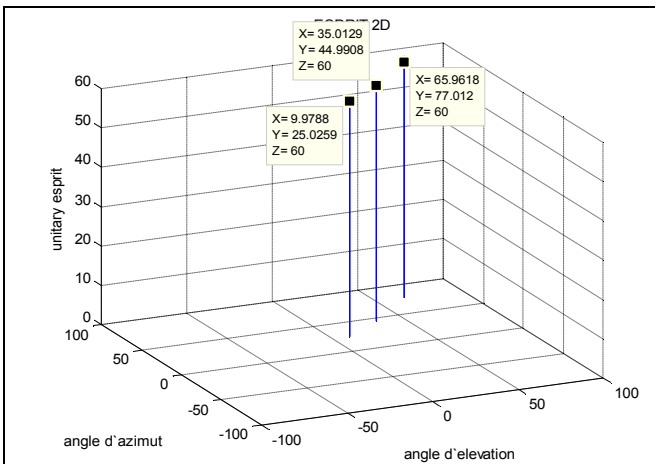


Figure V.20: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(10^\circ, 25^\circ)$, $(35^\circ, 45^\circ)$ et $(66^\circ, 77^\circ)$ avec $\sigma^2 = 0$

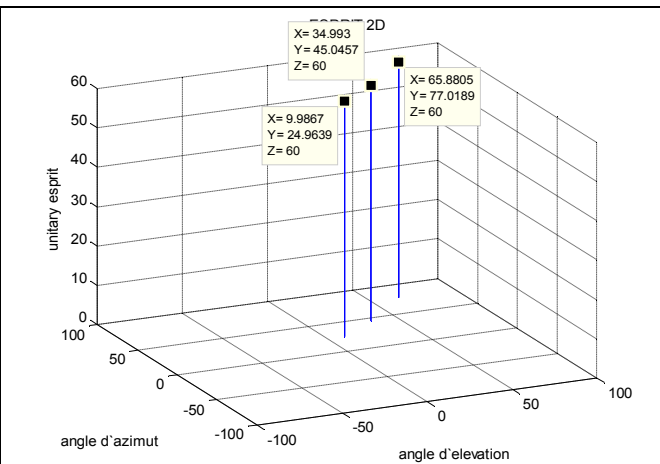
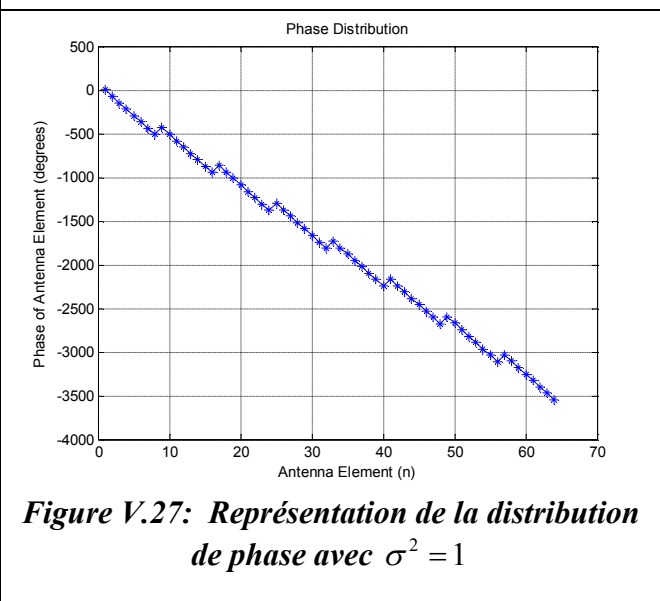
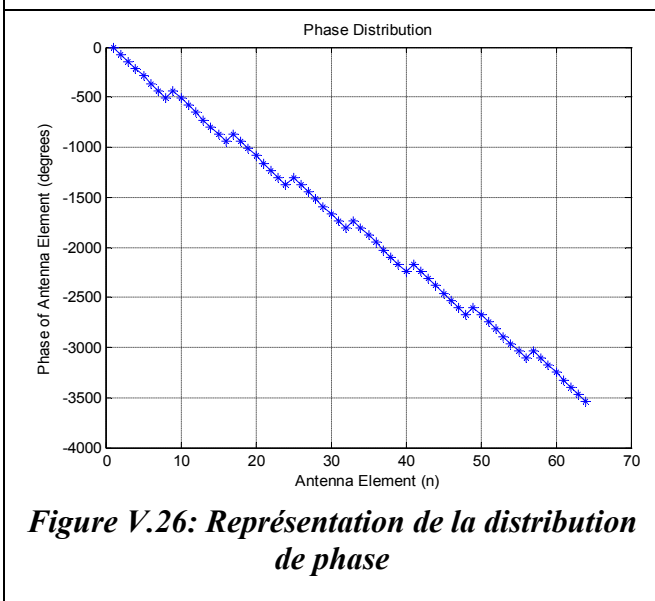
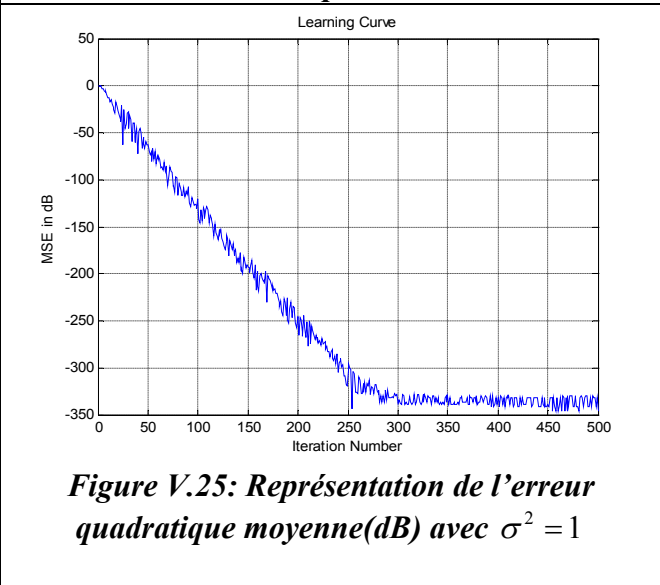
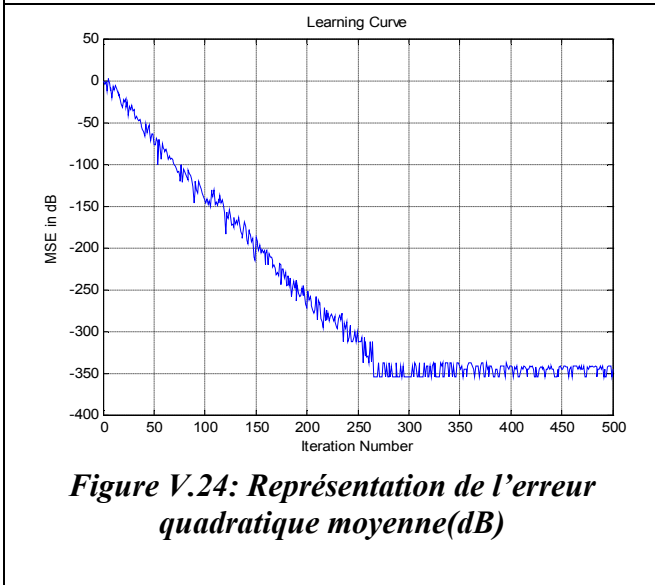
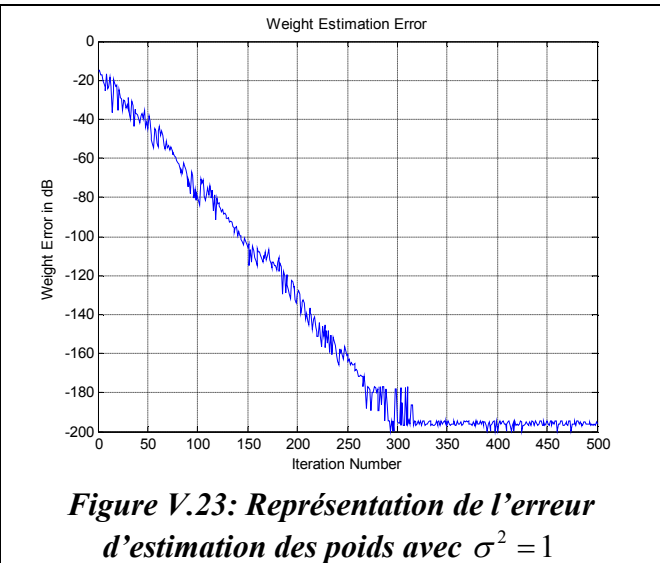
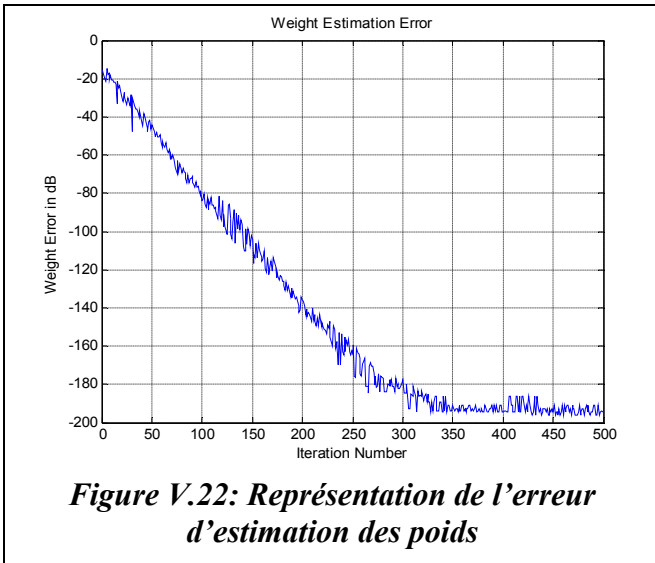


Figure V.21: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles $(10^\circ, 25^\circ)$, $(35^\circ, 45^\circ)$ et $(66^\circ, 77^\circ)$ avec $\sigma^2 = 1$



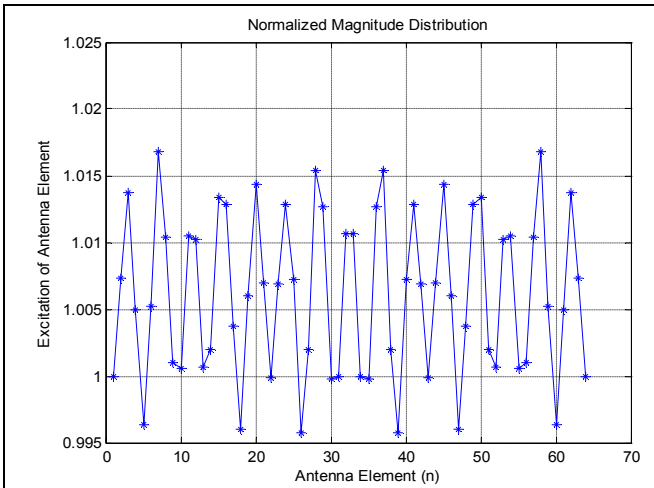


Figure V.28: Représentation de la distribution d'amplitude

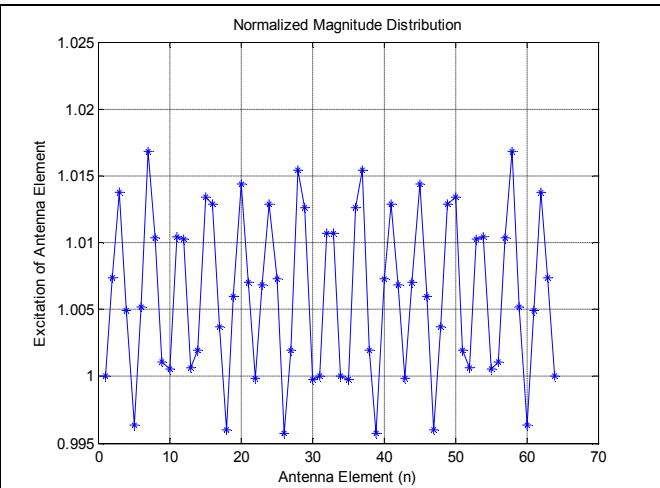


Figure V.29: Représentation de la distribution d'amplitude avec $\sigma^2 = 1$

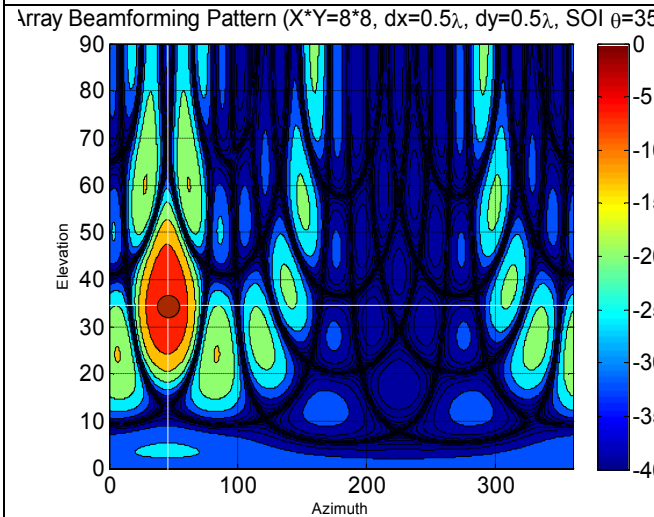


Figure V.30: La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote

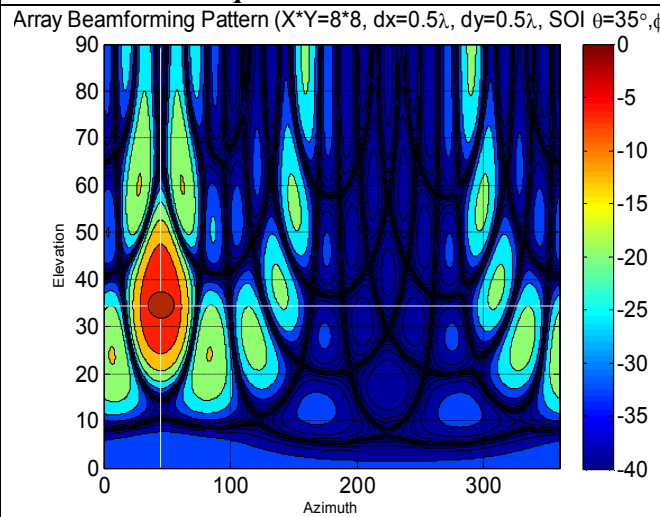


Figure V.31: La formation du diagramme de rayonnement cartésienne pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$

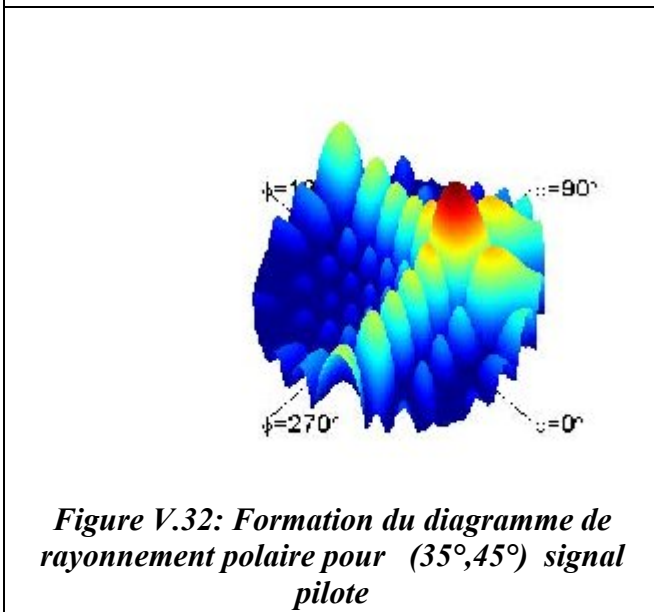


Figure V.32: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote

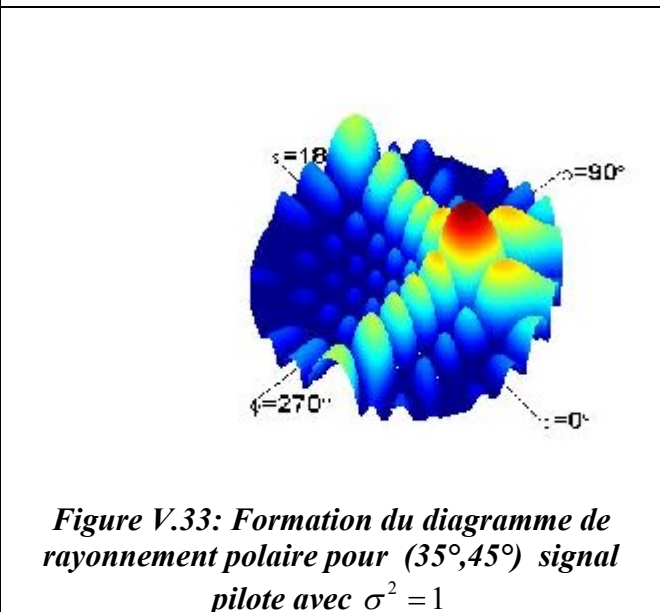


Figure V.33: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(35^\circ, 45^\circ)$ signal pilote avec $\sigma^2 = 1$

❖ Après les différents tests que nous avons effectués, on peut vérifier que les deux méthodes étudiées sont équivalentes au niveau de la précision des résultats obtenus, à savoir que l'algorithme **ESPRIT-2D** donne des erreurs moins faibles que celles obtenues avec **MUSIC-2D**, on note que l'erreur réelle ne dépasse pas 0.5° à un SNR de 10 dB, donc l'estimation par **ESPRIT-2D** localise les DOAs avec une très bonne précision.

V.2.3.3-Etude des performances d' ESPRIT-2D :

V.2.3.3.1-La résolution d' ESPRIT-2D :

Nous essayons de vérifier cette précision dans le cas de deux ondes planes superposées de direction de propagation proche.

• **La résolution en azimut:**

On considère deux sources décorrélées arrivant sur un réseau d'antennes isotropes, rectangulaire uniforme de dimension $M_x=5$ et $M_y = 5$. Les signaux arrivent avec le même angle d'élévation fixé à $\theta = 30^\circ$. On fait varier l'angle d'azimut ϕ pour déterminer la résolution azimutale à un **SNR = 10 dB** puis à un **SNR = 25 dB**.

Les résultats de simulation sont présentés dans les tableaux ci-dessous :

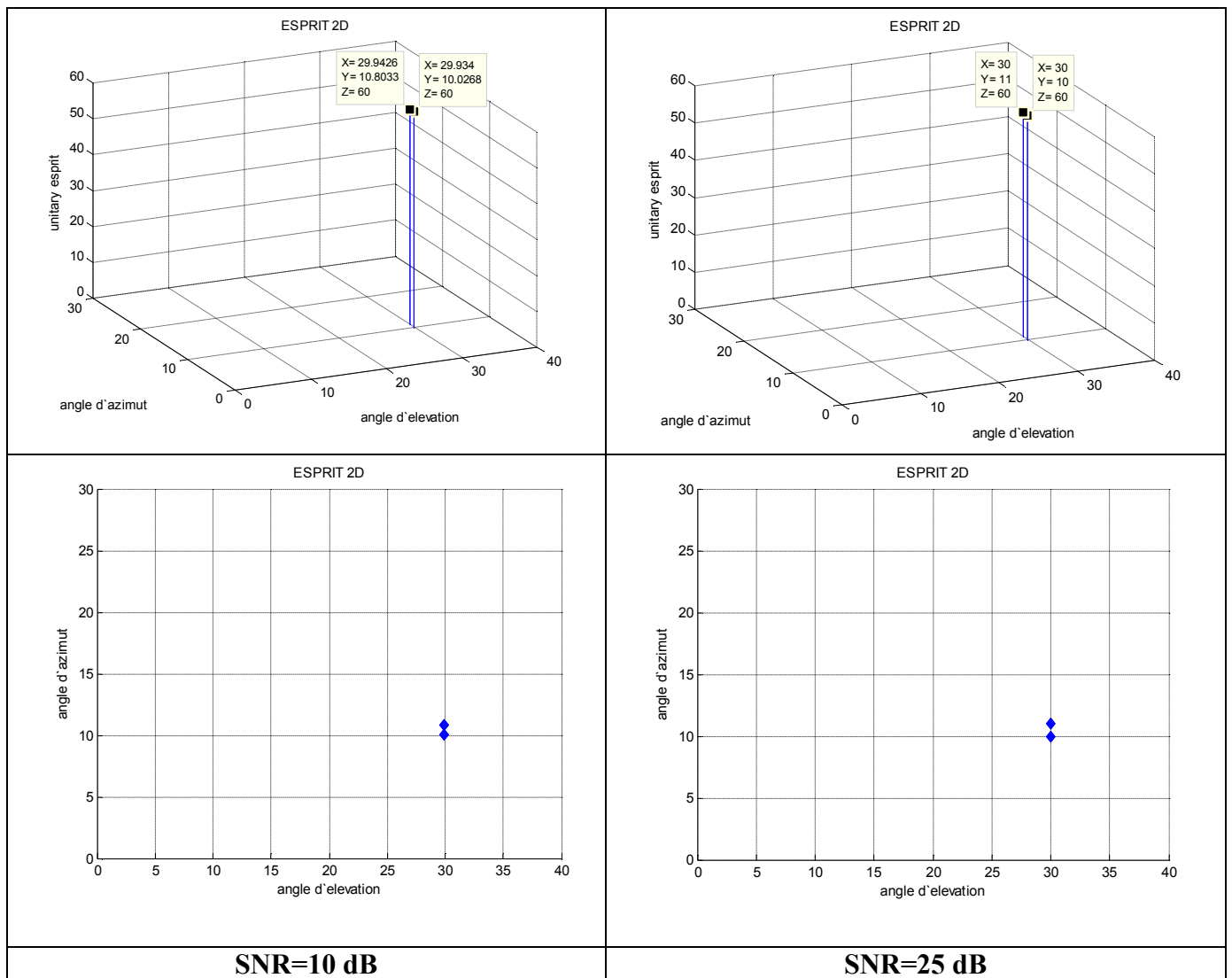


Figure V.34: L'influence du SNR sur la résolution en azimut

❖ On observe que l'estimation est relativement bonne. A $SNR = 25$ dB, **ESPRIT 2-D** arrive à bien estimer les DoAs de sources de même élévation θ et séparées d'un intervalle $\Delta\varphi = 1^\circ$ en azimuth. A $SNR = 10$ dB, **ESPRIT 2-D** arrive à estimer les deux sources de même DoA et séparées d'un intervalle $\Delta\varphi = 1^\circ$ mais tolère une erreur réelle qui n'est pas supérieure à 0.2° en azimuth.

• **La résolution en élévation:**

Une démarche similaire aboutit à une résolution en élévation de 1° :

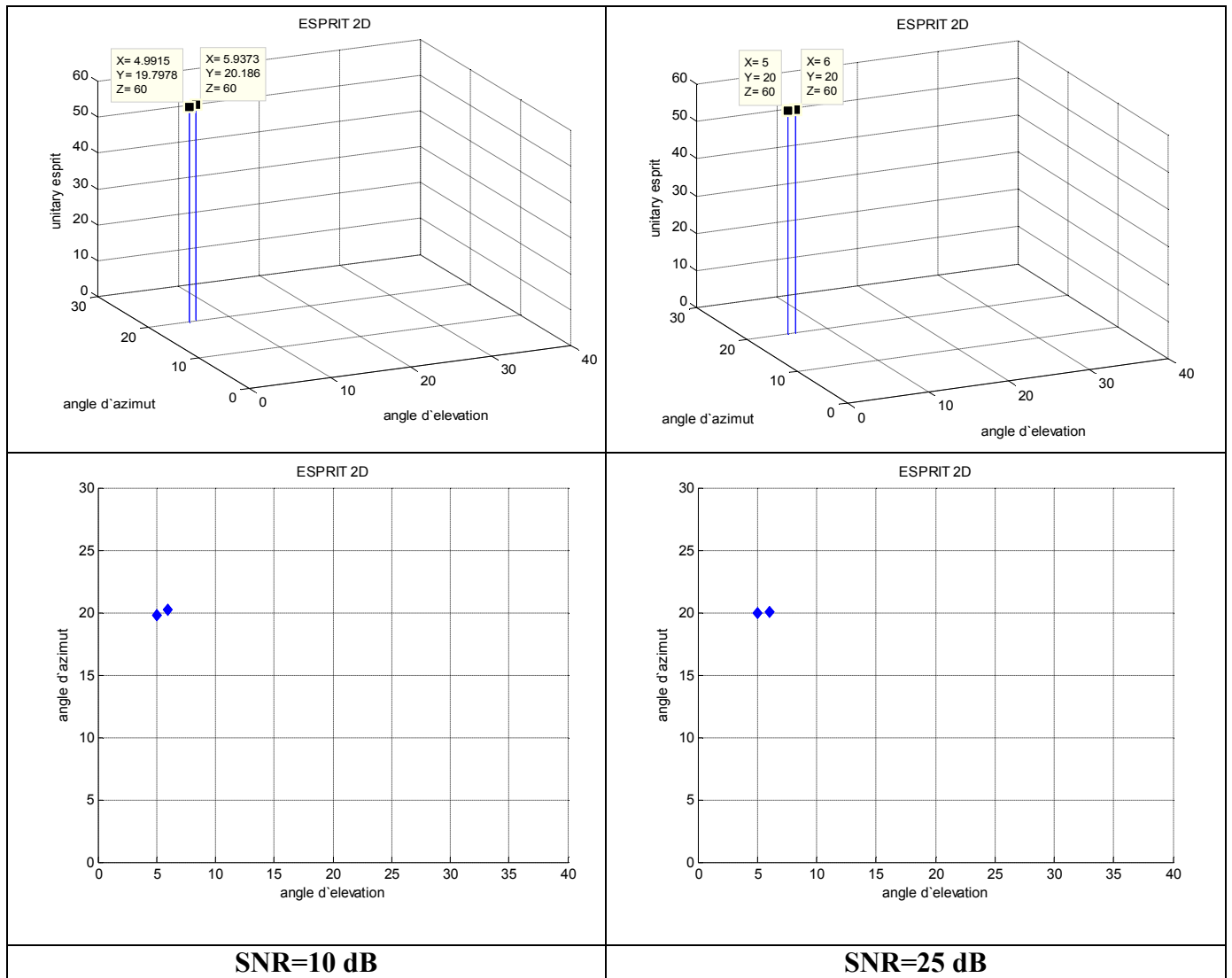


Figure V.35: L'influence du SNR sur la résolution en élévation

❖ de la méthode **ESPRIT 2-D** qui est la capacité à détecter les sources de direction de propagation très proche, ce performance donne des résultats pertinents spécialement au grandes valeurs de SNR. cependant, **ESPRIT 2-D** converge rapidement vers la meilleure résolution au valeur optimale de SNR de 10 dB, il est plus robuste que dans le cas unidimensionnelle.

D'où, en déduit que la résolution de l'**ESPRIT 2-D** est largement meilleure par rapport à celle de l'algorithme **MUSIC 2-D**.

V.2.3.3.2-L'erreur de l'estimation des angles d'arrivée :

On considère un réseau rectangulaire de (5x4) éléments, perturbé par un signal , on fixe la DOA: (5°,7°) , et on étudie l'influence du bruit sur la précision de l'estimation :

$$RMSE = \sqrt{(\hat{\theta}_k - \theta_k)^2 + (\hat{\varphi}_k - \varphi_k)^2}$$

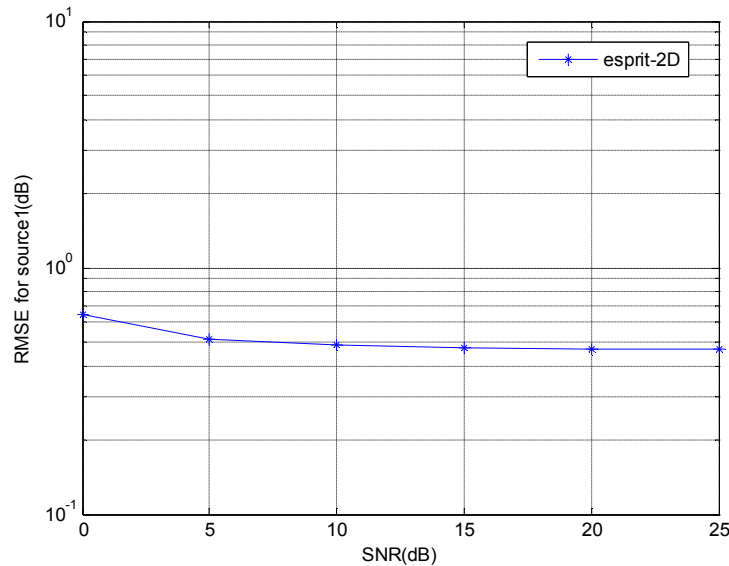


Figure V.36: L'erreur quadratique moyenne de l'ESPRIT 2-D en fonction du SNR

❖ L'algorithme **ESPRIT 2D** donne quant à lui des erreurs en moyenne inférieures à celles de **MUSIC-2D** . il s'avère moins sensible au bruit que **MUSIC-2D**. On peut aussi remarquer que l'algorithme **ESPRIT 2D** a de meilleures performances dans ce contexte aussi.

V.3-La formation de faisceau pour deux pilotes:

Dans la suite de nos simulations nous nous placerons dans le cas où deux mobiles utiles vont l'accès, il est nécessaire donc à voir si ce réseau est capable de desservir ces deux usagers en meme temps tout en maintenant deux lobes principaux dans leurs directions et un zéro dans la direction de l'interfèrent. Le traitement a permis de focaliser le rayonnement non seulement pour une direction mais pour deux directions souhaités .D'après les résultats montrés nous prenons l'**ESPRIT** pour l'estimation des DOAs a un **SNR = 25dB** , les figures suivantes présentent les résultats de simulation pour les deux cas étudiés :

V.3.1- Dans le cas du réseau linéaire (8 antennes) :

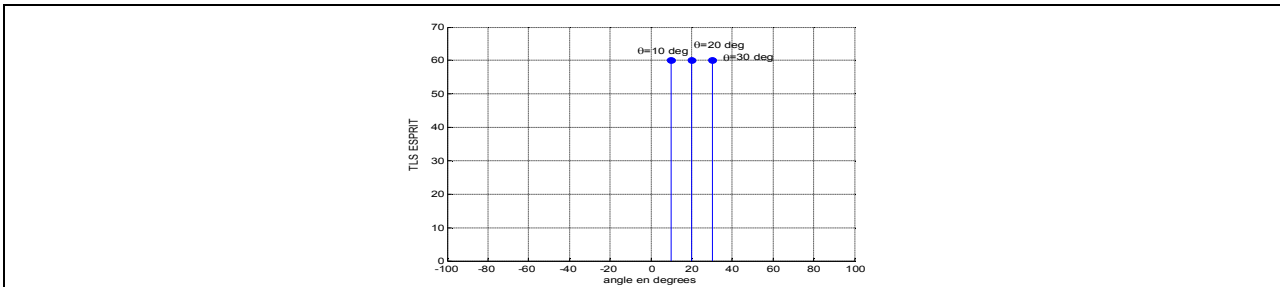


Figure V.37: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles : $\theta_1 = 10^\circ$, $\theta_2 = 20^\circ$, $\theta_3 = 30^\circ$

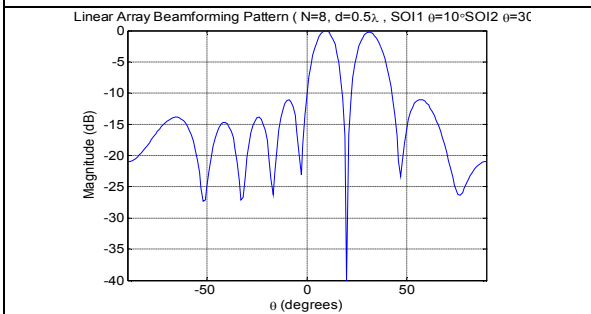


Figure V.38: Formation du diagramme de rayonnement cartésien : $\theta_1 = 10^\circ$ pilote1, $\theta_2 = 30^\circ$ pilote2, $\theta_3 = 20^\circ$ interférent

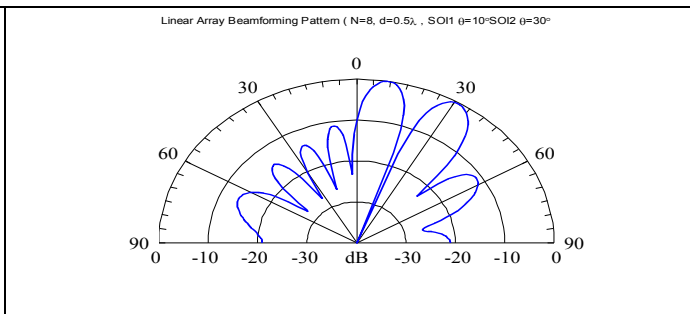


Figure V.39: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour : $\theta_1 = 10^\circ$ pilote1, $\theta_2 = 30^\circ$ pilote2, $\theta_3 = 20^\circ$ interférent

V.3.2- Dans le cas du réseau planaire (8*8):

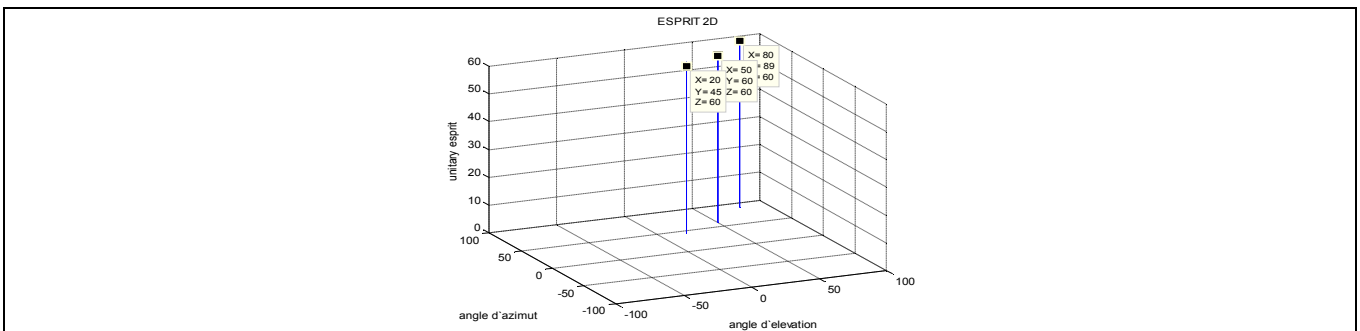


Figure V.40: Estimation des angles d'arrivée pour les cibles : $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ et $(80^\circ, 89^\circ)$

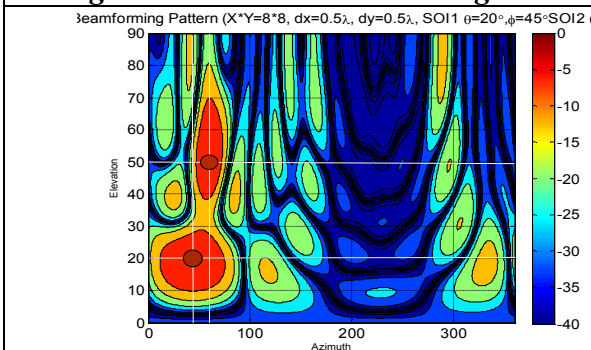


Figure V.41: Formation du diagramme de rayonnement cartésien pour $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ deux signaux pilotes, $(80^\circ, 89^\circ)$ interférent

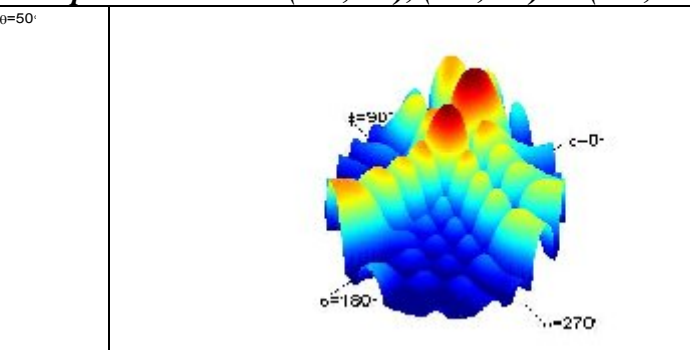


Figure V.42: Formation du diagramme de rayonnement polaire pour $(20^\circ, 45^\circ)$, $(50^\circ, 60^\circ)$ deux signaux pilotes, $(80^\circ, 89^\circ)$ interférent

V.4-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les méthodes classiques **MUSIC-2D** et **ESPRIT-2D**. Nous avons également effectué une étude paramétrique de leurs performances notamment la sensibilité au bruit, la résolution angulaire et la précision, dont on a trouvé que les performances d'**ESPRIT-2D** sont meilleures que celles de **MUSIC-2D**,

Quant à **MUSIC-2D**, sa complexité de calcul n'a pas influencé sa précision, mais la résolution azimutale est très médiocre.

Et quant à **ESPRIT-2D**, sa précision est meilleure que celle de **MUSIC-2D**, sa résolution est plus fine, et le résultat numérique est immédiat.

Enfin, cette étude comparative entre les résultats de l'estimation de la DOA montre le rôle important que l'estimation conjointe des paramètres joue dans la précision des estimations. On rappelle que, dans les cas 2D, les erreurs de la DOA sont, comme attendu, inférieures que celles dans le cas 1D.

En plus les antennes intelligentes permettent de rayonner plusieurs faisceaux simultanément afin de pouvoir desservir plusieurs utilisateurs désirés, 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.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

La détection des angles d'arrivée constitue une étape importante dans le développement des systèmes d'antennes intelligentes pour lutter contre le fading et les interférences. Pour autant, les difficultés sont encore nombreuses, tant dans la détection précise de l'angle d'arrivée du signal, pour satisfaire cet objectif, nous avons étudié une solution logicielle à base de techniques de traitement de signal haute résolution (algorithmes de DOA). Après avoir présenté brièvement les différentes méthodes fréquemment employées pour la détection des angles d'arrivée, nous avons ressorti deux méthodes intéressantes étant donné nos conditions de travail:

- **Algorithme MUSIC** : exploite la propriété d'orthogonalité entre l'espace signal et l'espace bruit. Le principe est de projeter tous les vecteurs directionnels sur le sous-espace bruit et de ne retenir que ceux qui minimisent cette projection.
- **Algorithme ESPRIT** : s'appuie sur la propriété d'invariance rotationnelle de l'espace signal. L'intérêt principal de cette méthode est qu'elle permet d'éviter la recherche lourde des maxima d'un pseudo-spectre.

Ces deux algorithmes ont été analysés à partir du modèle de signal proposé dans le chapitre 3. Des tests ont été effectués en utilisant le logiciel «*Scientific workplace* » pour estimer des directions d'arrivée des cibles.

Par la suite, nous avons étudié l'influence des différents facteurs sur les performances de deux algorithmes **MUSIC** et **ESPRIT**. Dans leurs simulations, nous avons employé un réseau linéaire uniforme comme une première étape, nous avons analysé l'influence de l'espacement entre les capteurs du réseau, la séparation angulaire entre les signaux incidents, le nombre d'échantillons, le nombre de capteurs du réseau et le rapport signal à bruit. Ces études de performances ont permis de déterminer les ressources nécessaires pour l'estimation des paramètres angulaires avec des précisions compatibles avec les applications de localisation.

Nous avons ajouté, à titre comparatif, les résultats de simulations pour comparer les performances d'**ESPRIT** à celles de **MUSIC**, ils ont permis d'évaluer les capacités et les limites de l'intégralité des deux méthodes. Sur la base des résultats numériques, Si les deux algorithmes ont des performances similaires, il ressort néanmoins des avantages pour la méthode **ESPRIT** :

- ✓ ESPRIT présente de bonnes performances en fonction du SNR, pour les fortes valeurs du SNR, les performances sont meilleures que d'autres méthodes et asymptotiquement elle est efficace
- ✓ ESPRIT a le pouvoir de séparer deux sources espacées de 1°
- ✓ ESPRIT a une meilleure résolution que Spectral MUSIC

Conclusion générale

- ✓ le temps de calcul de la solution d'ESPRIT est inférieur à celui de l'algorithme MUSIC spectral puisqu'il n'est pas basé sur le calcul d'une fonction de coût et une recherche spectrale associée,
- ✓ ESPRIT n'est pas influencée par le bruit à une valeur de SNR =15dB, ou les erreurs d'estimation sont plus faibles et son estimation est très précise
- ✓ Les cibles avec un SNR important sont généralement bien estimées

En effet, l'**ESPRIT** donne les meilleurs résultats dans tous les cas et plus particulièrement on notera ses excellentes performances face à **MUSIC** pour l'estimation unidimensionnelle (1D) des cibles. Cette étude permet déjà de dire que, pour simuler la phase de détection des angles d'arrivée d'une antenne intelligente, nous choisissons donc la méthode **ESPRIT**.

Comme une deuxième étape, on a étudié les performances en termes de qualité de faisceau rayonné par l'antenne. Cette phase permettra de valider les méthodes de formation adaptatives pour une cible durant la phase théorique. Les mesures ont portés sur plusieurs configurations possibles des lobes pointés avec des zéros qui peuvent balayer la totalité de domaine angulaire entre -90° et 90° afin de prouver l'efficacité de notre approche. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et montrent une bonne adaptation pour des applications comme le secteur des télécommunications.

Nous avons ensuite adapté les deux méthodes **MUSIC** et **ESPRIT** au cas du réseau bidimensionnel (2D) suivant le même procédé que celui décrit précédemment, ces deux algorithmes permettant une estimation des paramètres angulaires sur la totalité du domaine de visibilité, soit 360° . Une validation des hypothèses a également été effectuée et une comparaison de leurs performances respectives a été établie.

Cette étude 2D a montré que, parmi ces deux algorithmes analysés, **ESPRIT-2D** donne les meilleures performances pour l'estimation conjointe des paramètres angulaires qui permettant d'améliorer considérablement les résultats et diminuer l'erreur d'estimation de la DOA.

Des améliorations des techniques de la formation de faisceau ont été proposées, d'où la possibilité de créer un diagramme multi- lobe dans des zones privilégiées. Les techniques de synthèse développées tiennent compte des différentes contraintes liées au concept d'antennes intelligentes avec formation du faisceau.

Enfin, cette étude permet de montrer l'intérêt d'introduire les antennes adaptatives dans un réseau radio-mobile qui réside dans la possibilité de réduire les interférences et par conséquent d'augmenter la capacité de ce réseau.

ANNEXES

Annexe –II.1 : Le critère du minimum de variance (LCMV)

Le critère LCMV impose une contrainte sur le gain du réseau dans la direction du signal utile tout en minimisant la puissance en sortie. Le signal en sortie du réseau est donné par :

$$Y = W^H .X(k) = W^H a(\theta_0)s + W^H u$$

La contrainte de gain dans la direction du signal utile s'exprime par la relation :

$$W^H a(\theta_0) = G$$

La contribution des signaux parasites en sortie du réseau est minimisée en choisissant le vecteur de pondération w qui minimise la variance :

$$\sigma = W^H .R_{ss}.W + W^H .R_{uu}.W$$

Cette variance est minimisée en utilisant la méthode de Lagrange et les pondérations optimales sont alors données:

$$W = \frac{G}{a(\theta_0)^H R_{uu}^{-1} a(\theta_0)} .R_{uu}^{-1} a(\theta_0)$$

Annexe –II.2 : Le formateur par séquence de référence

Les poids complexes sont alors ajustés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la sortie du formateur de faisceaux $Y(t) = \vec{W}^H \vec{X}(t)$ et la forme d'onde du signal attendu $s(t)$. L'expression de cette erreur quadratique moyenne est :

$$E \left[\left\| \vec{W}^H \vec{X}(t) - s(t) \right\|^2 \right] = \vec{W}^H R \vec{W} - \vec{W}^H E \left[\vec{X}(t) s^H(t) \right] - E \left[\vec{X}(t) s^H(t) \right]^H \vec{W} + P_s$$

Où $E \left[\vec{x}(t) s^H(t) \right] \equiv \vec{R}_{xs}$ représente l'inter corrélation entre le vecteur signal reçu au niveau du réseau d'antennes $\vec{x}(t)$ et le signal pilote $s(t)$. R est la matrice de covariance du signal reçu et P_s la puissance du signal pilote.

On cherche la pondération \vec{w} solution de :

$$\min E \left[\left\| \vec{w}^H \vec{x}(t) - s(t) \right\|^2 \right]$$

A chaque mobile est associée une séquence d'apprentissage qui est insérée dans la trame de donnée. Le système numérique Européen actuel, le **GSM**, utilise par exemple une séquence de 26 bits afin d'estimer la réponse impulsion elle du canal nécessaire à la mise en œuvre d'un égaliseur. Cette séquence peut également servir au calcul des pondérations du réseau d'antennes.

Le vecteur de pondération solution du problème est :

$$\vec{w}_{seq} = R^{-1} E \left[\vec{x}(t) s^H(t) \right] = R^{-1} \vec{R}_{xs}$$

Annexe –II.3:

▣ *Algorithme du gradient stochastique (LMS)*

Cet algorithme, le LMS, est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps $n+1$ sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla (E \{ \varepsilon^2(n) \})]$$

or $E \{ \varepsilon^2(t) \} = -2r_{xd} + 2R_{xx}W$, ce qui revient à écrire :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx}w(n)]$$

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices r_{xd} et R_{xx} ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n)x^H(n) \quad \text{et}$$

$$\hat{r}_{xd}(n) = d^*(n)x(n)$$

Les pondérations sont remises à jour selon :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n) [d^*(n) - x^H(n)\hat{w}(n)] = \hat{w}(n) + \mu x(n)\varepsilon^*(n)$$

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances sont acceptables dans beaucoup d'application. En termes de convergence, il est cependant médiocre. Quand les valeurs propres de R_{xx} sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides doivent être envisagés.

▣ *Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)*

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance R_{xx} , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices R_{xx} et r_{xd} sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$\widehat{R}_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i)$$

et

$$\widehat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i)$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

▣ Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)

La méthode RLS estime R_{xx} et r_{xd} en utilisant une somme pondérée:

$$\widehat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i)x^H(i)$$

et
$$r_{xd}(n) = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^*(i)x(i)$$

Le facteur d'oubli $0 < \gamma < 1$, permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre γ est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence :

$$\widehat{R}_{xx}(n) = \gamma \widehat{R}_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n)$$

et :
$$\widehat{r}_{xd}(n) = \gamma \widehat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n)x(n)$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} [R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n)x_{rd}(n)R_{xx}^{-1}(n-1)]$$

où le facteur q est donné par :

$$q(n) = \frac{\gamma^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \gamma^{-1} x^H R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour :

$$\widehat{w}(n) = \widehat{w}(n-1) + q(n)[d^*(n) - \widehat{w}^H(n-1)x(n)]$$

▣ **Algorithme à module constant (CMA, Constant modulus algorithm)**

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par Godara , par Treichler et Agee . Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour de vecteur poids (pondération) est donné par :

$$\hat{w}(n + 1) = \hat{w}(n) - \mu x(n)\varepsilon^*(n)$$

et

$$\varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2]y(n)x(n)$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction ε n'est pas convexe et peut avoir des faux minima. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

Annexe –III.1: Le formateur «Minimum Variance Distortionless Response» (MVDR)

En présence d'interférences, le signal reçu au niveau du réseau d'antennes s'écrit :

$$\vec{x}(t) = \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) \times s(t) + \vec{x}_I(t) + \vec{b}(t)$$

$\vec{x}_I(t)$ étant le vecteur des signaux interférents. En sortie du formateur de faisceaux, le signal s'écrit :

$$y(t) = \vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) s(t) + \vec{w}^H \times \{ \vec{x}_I(t) + \vec{b}(t) \}$$

On a alors la puissance du signal en sortie de FF, p_{signal} qui s'écrit :

$$p_{signal} = E \left[\left\| \vec{w}^H \times \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) s(t) \right\|^2 \right]$$

En notant p_s la puissance du signal $s(t)$:

$$p_{signal} = p_s \left\| \vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) \right\|^2$$

Soit $\vec{n}_{bi}(t) = \vec{x}_I(t) + \vec{b}(t)$, le vecteur représentant la contribution du bruit et des signaux interférents. La puissance des bruits (bruit et interférences) en sortie s'écrit :

$$p_{bruit} = \vec{w}^H E \left[\vec{n}_{bi}(t) \vec{n}_{bi}^H(t) \right] \vec{w}$$

La puissance des bruits s'écrit :

$$p_{\text{bruit}} = \vec{w}^H C \vec{w}$$

$C = E \left[\vec{n}_{bi}(t) \vec{n}_{bi}^H(t) \right]$ est la matrice de covariance des bruits et interférences.

Le **RSBI** étant le rapport de la puissance du signal utile sur celle des interférences et du bruit, on a d'après les équations précédentes :

$$RSBI = \frac{p_s \left\| \vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) \right\|^2}{\vec{w}^H C \vec{w}}$$

La maximisation du **RSBI** est donc équivalente à la minimisation de la puissance du bruit et des interférences en sortie de FF.

Calculer la pondération **MVDR** revient donc à résoudre :

$$\min \vec{w}^H C \vec{w} \quad \text{sous la contrainte :} \quad \vec{w}^H \vec{a}(\theta_0, \varphi_0) = 1$$

La résolution de ce problème conduit à la pondération suivante :

$$\vec{w}_{mvdr} = \frac{C^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}{\vec{a}^H(\theta_0, \varphi_0) C^{-1} \vec{a}(\theta_0, \varphi_0)}$$

Le signal utile n'étant pas présent dans l'équation précédente,

Annexe -III.2:

On définit le vecteur transposé des signaux délivrés $[X]^T$:

$$[X]^T = (X_1(t) \quad X_2(t) \quad X_3(t) \quad \dots \quad X_M(t))$$

- On définit le vecteur conjugué du vecteur transposé précédent $[X]^H$:

$$[X]^H = \left([X]^T \right)^* = (\overline{X_1(t)} \quad \overline{X_2(t)} \quad \overline{X_3(t)} \quad \dots \quad \overline{X_M(t)})$$

- On construit la matrice produit de $[X]$ et $[X]^H$ qui contient toutes les interactions entre les différents signaux :

$$[X][X]^H = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \\ \vdots \\ X_M(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \overline{X_1(t)} & \overline{X_2(t)} & \overline{X_3(t)} & \dots & \overline{X_M(t)} \end{pmatrix}$$

$$[X][X]^H = \begin{bmatrix} X_1^2(t) & X_1(t)\overline{X_2(t)} & X_1(t)\overline{X_3(t)} & \vdots & X_1(t)\overline{X_M(t)} \\ X_2(t)\overline{X_1(t)} & X_2^2(t) & X_2(t)\overline{X_3(t)} & \vdots & X_2(t)\overline{X_M(t)} \\ X_3(t)\overline{X_1(t)} & X_3(t)\overline{X_2(t)} & X_3^2(t) & \vdots & X_3(t)\overline{X_M(t)} \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots \\ X_M(t)\overline{X_1(t)} & X_M(t)\overline{X_2(t)} & X_M(t)\overline{X_3(t)} & \vdots & X_M^2(t) \end{bmatrix}$$

Annexe -III.3:

$$[V(\theta)]_{E_1} = ([U_1]^H [V(\theta)])[U_1] + ([U_2]^H [V(\theta)])[U_2]$$

$$|V(\theta)|_{E_1}^2 = \overline{\alpha_1} \alpha_1 + \overline{\alpha_2} \alpha_2$$

$$= \left(\overline{[U_1]^H [V(\theta)]} \right) ([U_1]^H [V(\theta)]) + \left(\overline{[U_2]^H [V(\theta)]} \right) ([U_2]^H [V(\theta)])$$

Cette relation peut être réécrite en notant que :

$$\left(\overline{[U_1]^H [V(\theta)]} \right) = \overline{[U_1]^t [V(\theta)]} = \overline{[V(\theta)]^t [U_1]} = [V(\theta)]^H [U_1]$$

On obtient alors :

$$|V(\theta)|_{E_1}^2 = [V(\theta)]^H [U_1][U_1]^H [V(\theta)] + [V(\theta)]^H [U_2][U_2]^H [V(\theta)]$$

Annexe -III.4:

Si on adopte pour chacun des signaux une origine des phases sur la première antenne, les signaux reçus en l'absence de bruit par chaque antenne sont les suivants :

$$X_1(t) = e^{jw_1 t} + e^{jw_2 t}$$

$$X_2(t) = e^{-jk_1 d \sin \theta_1} e^{jw_1 t} + e^{-jk_2 d \sin \theta_2} e^{jw_2 t}$$

$$X_3(t) = e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} e^{jw_1 t} + e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} e^{jw_2 t}$$

Soit encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-jk_1 d \sin \theta_1} & e^{-jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} & e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{jw_1 t} \\ e^{jw_2 t} \end{bmatrix}$$

La matrice d'autocorrelation du signal délivré R_{xx} par le réseau d'antennes est construite à partir des matrices ci-dessus par la relation :

$$[R_{xx}] = [A][R_{ss}][A]^H$$

où R_{ss} désigne la matrice d'autocorrelation des signaux incidents :

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On obtient successivement :

$$[A][R_{ss}] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-jk_1 d \sin \theta_1} & e^{-jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} & e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-jk_1 d \sin \theta_1} & 1.e^{-jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} & 1.e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} \end{bmatrix}$$

$$[A][R_{ss}][A]^H = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{-jk_1 d \sin \theta_1} & 1.e^{-jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} & 1.e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & e^{jk_1 d \sin \theta_1} & e^{2jk_1 d \sin \theta_1} \\ 1 & e^{jk_2 d \sin \theta_2} & e^{2jk_2 d \sin \theta_2} \end{bmatrix}$$

$$[A][R_{ss}][A]^H = \begin{bmatrix} 2 & e^{jk_1 d \sin \theta_1} + e^{jk_2 d \sin \theta_2} & e^{2jk_1 d \sin \theta_1} + e^{2jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-jk_1 d \sin \theta_1} + e^{-jk_2 d \sin \theta_2} & 2 & e^{jk_1 d \sin \theta_1} + e^{jk_2 d \sin \theta_2} \\ e^{-2jk_1 d \sin \theta_1} + e^{-2jk_2 d \sin \theta_2} & e^{-jk_1 d \sin \theta_1} + e^{-jk_2 d \sin \theta_2} & 2 \end{bmatrix}$$

Afin d'obtenir une matrice simple, nous faisons les choix suivants :

-La distance entre antenne d est choisie telle que $k_1 d = 2\pi$, et l'angle d'incidence $\theta_1 = 30^\circ$. Dans ces conditions, on a $k_1 d \sin \theta_1 = \pi$.

-L'angle d'incidence du deuxième signal est choisi tel que $\theta_2 = 0^\circ$. Dans ces conditions, on a $k_2 d \sin \theta_2 = 0$

La matrice d'autocorrelation en l'absence de bruit prend alors la forme suivante :

$$[R_{xx}] = \begin{bmatrix} 2 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 0 \\ 2 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

Lorsque la matrice d'autocorrelation est connue, les différentes étapes qui conduisent à la détection des angles d'arrivée sont les suivantes :

- 1 – Recherche des valeurs propres et des vecteurs propres de la matrice d'autocorrelation.
- 2 – Classement de ces valeurs propres suivant les valeurs décroissantes et identification des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus importantes : ces vecteurs constituent une base du sous espace signal. Les vecteurs propres restant constituent une base du sous espace bruit.

3 – Construction d’une famille de vecteurs paramétrés par leurs directions d’arrivée θ (pour θ variant de -90° à $+90^\circ$), possédant un état de phase relatif théorique imposé par la géométrie du réseau.

4 – projection de cette famille de vecteurs sur le sous espace bruit et détermination des valeurs de la direction d’arrivée pour lesquelles on a un minimum relatif

Annexe –III.5:

$$|V(\varphi)|_{SEB}^2 = ([V(\varphi)]^H [V_3]) ([V_3]^H [V(\varphi)])$$

$$[V_3] = \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad [V(\varphi)] = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ e^{-2j\varphi} \end{bmatrix}$$

On obtient successivement :

$$[V(\varphi)]^H [V_3] = [1 \quad e^{j\varphi} \quad e^{2j\varphi}] \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = (-1 + e^{2j\varphi})$$

$$[V_3]^H [V(\varphi)] = [-1 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ e^{-2j\varphi} \end{bmatrix} = (-1 + e^{-2j\varphi})$$

$$|V(\varphi)|_{SEB}^2 = 2 \cos(2\alpha) - 2$$

Les valeurs de φ qui minimisent cette norme au carré immédiatement :

$$\varphi_1 = 0 \quad \varphi_2 = \pi$$

Annexe –III.6:

La matrice d’autocorrelation des signaux incidents :

$$[R_{ss}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

A est une matrice de dimension (16×3) dite de mélange convolutif du réseau :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-jk_1d \sin \theta_1} & e^{-jk_2d \sin \theta_2} & e^{-jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-2jk_1d \sin \theta_1} & e^{-2jk_2d \sin \theta_2} & e^{-2jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-3jk_1d \sin \theta_1} & e^{-3jk_2d \sin \theta_2} & e^{-3jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-4jk_1d \sin \theta_1} & e^{-4jk_2d \sin \theta_2} & e^{-4jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-5jk_1d \sin \theta_1} & e^{-5jk_2d \sin \theta_2} & e^{-5jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-6jk_1d \sin \theta_1} & e^{-6jk_2d \sin \theta_2} & e^{-6jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-7jk_1d \sin \theta_1} & e^{-7jk_2d \sin \theta_2} & e^{-7jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-8jk_1d \sin \theta_1} & e^{-8jk_2d \sin \theta_2} & e^{-8jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-9jk_1d \sin \theta_1} & e^{-9jk_2d \sin \theta_2} & e^{-9jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-10jk_1d \sin \theta_1} & e^{-10jk_2d \sin \theta_2} & e^{-10jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-11jk_1d \sin \theta_1} & e^{-11jk_2d \sin \theta_2} & e^{-11jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-12jk_1d \sin \theta_1} & e^{-12jk_2d \sin \theta_2} & e^{-12jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-13jk_1d \sin \theta_1} & e^{-13jk_2d \sin \theta_2} & e^{-13jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-14jk_1d \sin \theta_1} & e^{-14jk_2d \sin \theta_2} & e^{-14jk_3d \sin \theta_3} \\ e^{-15jk_1d \sin \theta_1} & e^{-15jk_2d \sin \theta_2} & e^{-15jk_3d \sin \theta_3} \end{bmatrix} ..$$

La matrice d'autocorrelation par le réseau d'antennes est construite par la relation :

$$[R_{xx}] = [A][R_{ss}][A]^H$$

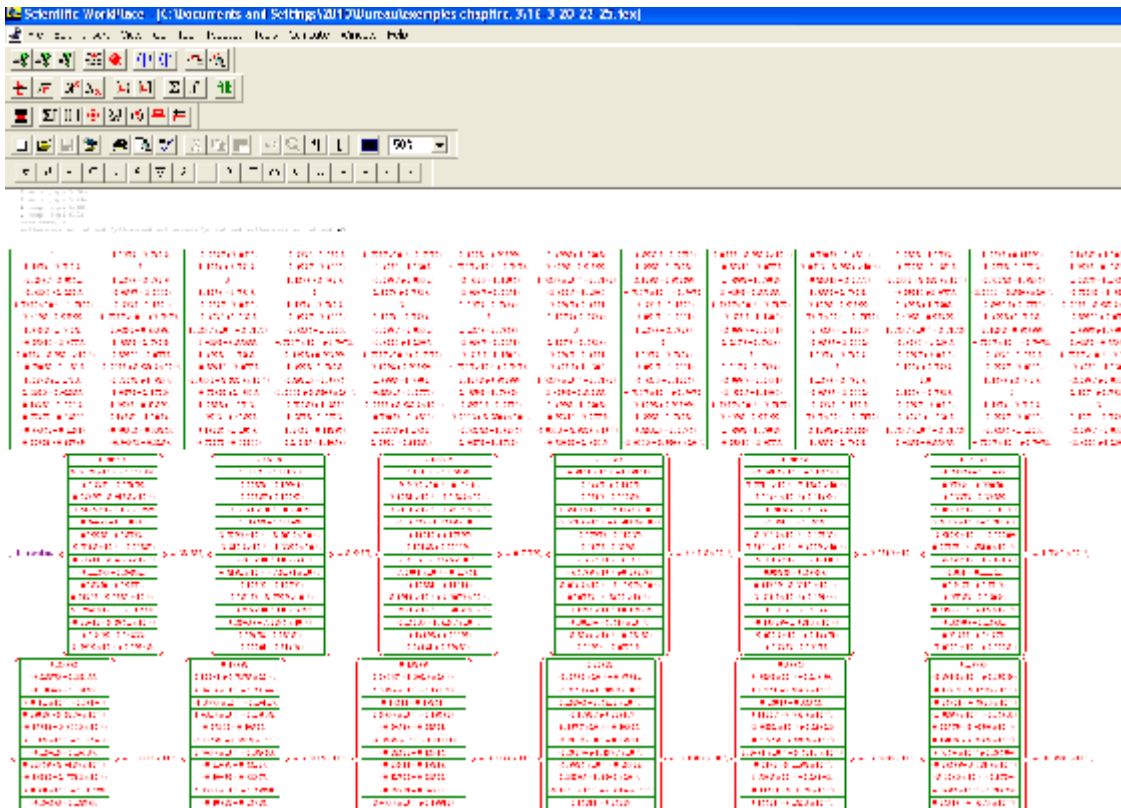
Afin d'obtenir une matrice simple, nous faisons les choix suivants :

-La distance entre antenne d est choisie telle que $k_1d = \pi$, et l'angle d'incidence $\theta_1 = 20^\circ$.

-L'angle d'incidence du deuxième signal est $\theta_2 = 22^\circ$

-L'angle d'incidence du deuxième signal est $\theta_3 = 25^\circ$

Les résultats sont obtenus par logiciel « *scientific workplace* » :



Annexe – III.7 :

Pour un réseau linéaire de 16 antennes et régulièrement espacé, le signal détecté attendu sur chaque élément du réseau est de la forme :

$$[V(\varphi)] = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j\varphi} \\ e^{-2j\varphi} \\ e^{-3j\varphi} \\ e^{-4j\varphi} \\ e^{-5j\varphi} \\ e^{-6j\varphi} \\ e^{-7j\varphi} \\ e^{-8j\varphi} \\ e^{-9j\varphi} \\ e^{-10j\varphi} \\ e^{-11j\varphi} \\ e^{-12j\varphi} \\ e^{-13j\varphi} \\ e^{-14j\varphi} \\ e^{-15j\varphi} \end{bmatrix}$$

On projette donc ces vecteurs sur le sous espace bruit donc la norme projetée au carré est :

$$\begin{aligned} \|V(\varphi)\|_{SEB}^2 &= ([V(\varphi)]^H [V_4]) ([V_4]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_5]) ([V_5]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_6]) ([V_6]^H [V(\varphi)]) \\ &+ ([V(\varphi)]^H [V_7]) ([V_7]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_8]) ([V_8]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_9]) ([V_9]^H [V(\varphi)]) \\ &+ ([V(\varphi)]^H [V_{10}]) ([V_{10}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{11}]) ([V_{11}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{12}]) ([V_{12}]^H [V(\varphi)]) \\ &+ ([V(\varphi)]^H [V_{13}]) ([V_{13}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{14}]) ([V_{14}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{15}]) ([V_{15}]^H [V(\varphi)]) \\ &+ ([V(\varphi)]^H [V_{16}]) ([V_{16}]^H [V(\varphi)]) \end{aligned}$$

Après le calcul de la norme au carrée en utilisant le logiciel « *scientific workplace* », on prend l'inverse, soit la quantité qu'on trouve sous l'appellation de pseudo-spectre $P(\varphi)$:

$$\begin{aligned} P(\varphi) &= \frac{1}{\|V(\varphi)\|_{SEB}^2} = \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_4]) ([V_4]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_5]) ([V_5]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_6]) ([V_6]^H [V(\varphi)])} \\ &+ \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_7]) ([V_7]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_8]) ([V_8]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_9]) ([V_9]^H [V(\varphi)])} \\ &+ \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_{10}]) ([V_{10}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{11}]) ([V_{11}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{12}]) ([V_{12}]^H [V(\varphi)])} \\ &+ \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_{13}]) ([V_{13}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{14}]) ([V_{14}]^H [V(\varphi)]) + ([V(\varphi)]^H [V_{15}]) ([V_{15}]^H [V(\varphi)])} \\ &+ \frac{1}{([V(\varphi)]^H [V_{16}]) ([V_{16}]^H [V(\varphi)])} \end{aligned}$$