

22/2006



République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université SAAD DEHLEB Blida
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département : Aéronautique



Mémoire de fin d'études
Pour l'obtention du
Diplôme d'ingénieur d'état en Aéronautique
Option : *Installations*

THEME

**ETUDE DES TECHNIQUES
DE SUPPRESSION DES EFFETS
DE LOBES SECONDAIRES AVEC UN
RESEAU D'ANTENNES LINEAIRE**



Présenté par :

Encadré par :

M^r : Abid Mohamed
M^r : Benadjemia Djamel

Melle Doudou Faiza

REMERCIEMENTS

Nous exprimons nos sincères reconnaissances à notre promotrice, M^{lle} DOUDOU pour avoir proposé ce projet, pour ses orientations pratiques et ses conseils précieux tout le long de ce travail.

Ainsi que tout ceux qui ont contribué à l'avancement des recherches concernant ce sujet, spécialement le Docteur ATROUS (EMQ).

Que tous les membres du jury trouvent ici l'expression de mes remerciements les plus chaleureux pour avoir accepté la charge d'évaluer le présent travail.

Nous sommes très reconnaissant envers nos collègues pour leur soutien a la fin de cette période de projet.

Enfin Nous exprimons nos reconnaissances envers toute la famille et nos amis qui ont rendus possible, par leur soutien moral, la réalisation de ce modeste travail.

Dédicace

Je dédier ce travail

*Précisément au gents qu'il m'arrive à ce niveau
mon cher père et ma très chère mère*

Qui m'ont soutenue avec leur précieuse prière

*Ainsi que pour mes frères Abd jabar, Ali, Abd elhadi et ma sœur
Sans oublier son mari et ces trois enfants*

Aussi et spécialement à Djamel benouna et farid RO...

Sans oublier mes chers frères amis :

*Mosatapha, Khalifa, Omar, Fares, Bilel,
Bekkar, mahboub, Amine, Aziz, khaled, ilyes, Bouqacem et Salim*

Et à tout mes collèges de la promotion 2000 EPEA

Surtout Bakir tayeb

À tout qui m'aime

A toi...

Et bien sûr à mes sœurs sara, imen, Akila, Mofida et hassiba

Mohamed



Dédicace

*A la source de sagesse, de bonté,
de compréhension
De dévouement et de l'amour du proche.
A mes parents, que ce modeste travail
leurs exprime ma profonde gratitude,
mon profond respect et mon indéfectible
reconnaissance .*

*A mes frères et a ma soeur
A toute ma famille*

A mes grands amis et frères Mohamed maw...et farid

A tout mes amis

Enfin a maNASSIMA

djamel

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	1
-------------------	---

Chapitre I : Généralités sur les systèmes radar

I.1 INTRODUCTION	2
I.2 GENERALITES SUR LES SYSTEMES RADAR.....	3
I.3 LES PHENOMENES DE PROPAGATION.....	6
I.3.1 Influence des obstacles sur les signaux.....	6
I.3.2 Les trajets multiples.....	7
I.4 SIGNAUX PARASITES ET BRUITS.....	10
I.4.1 Notion de bruit blanc.....	11
I.4.2 Rapport signal sur bruit	12

Chapitre II : Réseaux d'antenne et formation de voies

II.1 LES ANTENNES.....	13
II.1.1 Introduction.....	13
II.1.2 Gain d'une antenne.....	14
II.1.3 Ouverture du lobe principale.....	15
II.1.4 Polarisation.....	15
II.1.5 Taux de lobes secondaires.....	16
II.2 RESEAUX D'ANTENNE	18
II.2.1 Introduction.....	18
II.2.2 Réseau adaptatif d'antennes.....	21
II.2.3 Réseau linéaire uniforme.....	24
II.2.3.1 Principe	24
II.2.3.2 Facteur réseau.....	28
II.3 LA FORMATION DE VOIES ET LE FILTRAGE SPATIAL.....	32

II.3.1	Formation de voies en bande étroite.....	32
II.3.2	Formation de voies en large bande.....	35
II.4	LES RESEAUX ADAPTATIFS.....	37
II.4.1	Algorithmes d'adaptation.....	38
II.4.2	L'algorithme RLS.....	39

Chapitre III : Système de suppression des lobes secondaires

III .1 SYSTEME DE SUPPRESSION DES LOBES SECONDAIRES « SLC »

III.1.1	Introduction	43
III.1.2	Principe de fonctionnement du système SLC.....	43
III.1.3	Etude mathématique.....	47

III-2 SYSTEME D'ANNULATION D'INTERFERENTS SOUS OPTIMALE

III.2.1	Principe	50
III.1.3	Etude mathématique.....	50

Chapitre VI : Simulations et résultats

Interface réaliser.....	53
Simulation	59
Résultats.....	70
CONCLUSION GENERALE.....	72

Liste des figures

Figure I. 1 : Schéma de propagation du signal radar	4
Figure I. 2 : illustration d'un signal source et des interférences	5
Figure I. 3 : illustration des mécanismes de propagation	6
Figure I. 4 : illustration de l'effet Doppler.....	9
Figure II. 1: schéma de la propagation rectiligne.....	15
Figure II. 2: schéma de la propagation circulaire.....	16
Figure II. 3: schéma de la propagation elliptique.....	16
Figure II. 4 : directivité d'un aérien.....	17
Figure II. 5 : différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), Planaire (b) et circulaire (c).....	22
Figure II. 6: illustration d'un réseau d'antenne de configuration quelconque.....	23
Figure II. 7 : schéma représentatif d'un réseau linéaire.....	24
Figure II. 8 : illustration d'un signal incident (angle θ) sur un réseau linéaire Uniforme.....	25
Figure II.9 : relation entre le nombre d'antenne et la directivité du diagramme de rayonnement.....	30
Figure II. 10 : photo d'un réseau linéaire.....	31
Figure II. 11 : principe de la formation de voie en bande étroite.....	33
Figure II. 12 : principe de la formation de voie en large bande.....	35
Figure II. 13 : principe d'un réseau adaptatif d'antenne.....	37
Figure II. 14 : RLS algorithme.....	42
Figure III.1.1 : le principe de la technique SLC.....	44
Figure III.1.2 : système SLC utilisant une antenne à réflecteur	45
Figure III.1.3 : Système GSLC.....	46
Figure III.2.1 : configuration de l'antenne pour la formation de voies.....	52
Figure III.2.2 : Un exemple d'application.....	53
Figure IV.1 :Interface principale.....	53
Figure IV.2 Adaptation avec RLS.....	54
Figure IV.3 Effet SNR.....	55

Figure IV.4 Effet SIR.....	56
Figure IV.5 Nombre d'antenne.....	57
Figure IV.6 Méthode sous optimale.....	58
Figure IV.I.1.a Interférence arrivant de -45 et 20 degré,cible à 60 degré	60
SNR=20db,N=30	
Figure IV.I.1.b Tracé polaire pour les paramètres de simulation.....	61
Figure IV.I.2 Interférence arrivant de -45 et 20 degré, cible à 60 degré	61
SNR=20db, N=10	
Figure IV.I.3 Interférence arrivant de -45 et 20 degré,cible à 60 degré.....	62
SNR=3db, N=30	
Figure IV.I.4 Interférence arrivant de -45 et 56 degré,cible à 60 degré.....	62
SNR=20, N=30	
Figure IV.II.1.a Cible à -13 degré, interférence à 30 degré, SNR=20db.....	63
N=30, SIR=50db	
Figure IV.II.1.b Cible à -13 degré, interférence à 30 degré, SNR=50db.....	64
N=30, SIR=50db	
Figure IV.II.2.a Cible à 40 degré, interférence à -20 degré, SIR=10db.....	65
N=30, SNR=20db	
Figure IV.II.2.b Cible à 40 degré, interférence à -20 degré, SIR=40db.....	66
N=30, SNR=20db	
Figure IV.II.3.a Cible à 0 degré, interférence à 30 degré, SIR=50db.....	67
N=10, SNR=20db	
Figure IV.II.3.b Cible à 0 degré, interférence à 05 degré, SIR=50db.....	68
N=10, SNR=20db	
Figure IV.II.3.c Cible à 0 degré, interférence à 05 degré, SIR=50db.....	69
N=30, SNR=20db	

Résumé

Dans notre travail, nous nous intéressons au cas d'un réseau d'antennes linéaire où le premier objectif de voir l'avantage de l'utilisation de rangée de senseurs à la place d'un seul tel que l'annulation des brouillages (l'effet de lobes secondaires) par cette technique nécessite la connaissance des directions d'arrivée (DOA) des brouilleurs, pour cela, on applique un algorithme d'estimation de DOA, à savoir l'algorithme de formation de voie (beamformer).

la technique SLC (side lobe canceller) et la technique sous optimale, responsable de la réduction de l'effet des lobes secondaires, feront l'objet de notre étude. L'adaptation des pondérations du réseau, pour le système SLC, est réalisée par l'algorithme Récursif Least Square (RLS).

Abstract

In our work, we are interested in the case of a linear network of antenna where the first objective to see the advantage of the use of line of sensors in the place of only one such as the cancellation of jammings (the effect of secondary lobes) by this technique, requires the knowledge of the directions of arrival (DOA) of the jammers, for that, one applies an algorithm of estimate of DOA, namely, the algorithm of formation of channel (beamformer).

SLC (side lobe cancellar) and the cancellation of jamming no optimal, will be our object in this paper. The adaptation of weightings, for the SLC system, of the network is carried out by the algorithm Recursif Least Square (RLS).

ملخص

اهتمنا في عملنا هذا بدراسة شبكة هوائيات خطية بحيث يكون هدفنا الأول هو رؤية وملاحظة محاسن استعمال مجموعة من الهوائيات عوضا عن هوائي واحد، ننكر منها حذف التشويشات (تأثير الفصوص الجانبية) بهذه الطريقة يستلزم معرفة اتجاهات وصول هذه التشويشات، لذلك نطبق (ألغور يتم) نظرية تقدير الاتجاهات، قمنا نحن باختيار (ألغور يتم) تنظيم الواجهات بالإنجليزية (البيم فورمر).

أما هدفنا الثاني هو دراسة كل من نظام (حذف الصفوف الجانبية) والطريقة التحت مثالية، الممنولان على التخفيض من تأثير تلك الصفوف الجانبية، وهما الغاية في بحثنا. مفهوم تأقلم قياسات شبكة الهوائيات في النظرية الأولى يطبق بواسطة ألغور يتم (المربعات التراجعية " RLS ")

INTRODUCTION

Des moyens et des techniques mises en œuvres pour perturber le fonctionnement des systèmes de radio communications et de détection. Une des technique de brouillage, les plus utilisées, consiste à envoyer dans la direction du récepteur visé, un signal de même fréquence et de plus forte puissance, de sorte que même arrivant sur un lobe secondaire de l'antenne, on a ce qu'on l'appelle « les contres mesures électronique » celui-ci provoque une importante dégradation dans la réception du signal utile, la nécessité de combattre les effets de ces contres mesures a conduit à la mise au point de moyens de protection puis de riposte, c'est l'avènement du contre brouillage communément désigné par l'expression de «contre contres mesures électronique ».

Les antennes des radars qui balayent sans interruption l'espace sont caractérisées par un lobe principal à gain élevé et un grand nombre de lobes secondaires (mineurs). Il est important que le gain des lobes secondaires soit beaucoup plus faible que celui du lobe principal. Il faut, par ailleurs, que l'antenne ait un gain élevé et un lobe principal étroit de façon à réduire la possibilité de détecter une cible sur les lobes secondaires et la susceptibilité du radar aux signaux d'interférences arrivant sur les lobes secondaires.

Le principe employé pour éliminer l'effet des brouilleurs consiste souvent à privilégier la direction du signal utile, tout en réduisant le gain de l'antenne dans les direction des brouilleurs, une telle démarche se traduit au niveau du diagramme de rayonnement de l'antenne par l'apparition d'un lobe principal dans la direction utile et de «trous » ou «zéros » dans les directions des brouilleurs.

Les techniques qu'on propose dans notre étude, et qui constituent un remède à ce problème sont :

- Technique d'annulation d'interférents sous optimale.
- L'annulation de l'effet des lobes secondaires "Side lobe canceller (SLC)" en utilisant l'algorithme RLS.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES SYSTEMES RADAR

I. Généralités Sur les systèmes Radar

I.1 INTRODUCTION

les premières applications de la radioélectricité furent les télécommunications puis la radio-navigation, mais dès le début du siècle des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'objets métalliques par l'utilisation d'ondes électromagnétiques.

Cette nécessité de détecter des objets sans la participation de l'objet lui-même s'est fait sentir pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine des transports maritimes, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle à partir des années trente.

Le mot radar lui-même, qui est aujourd'hui universellement adopté pour désigner un matériel répondant à ces exigences, est un nom de code officiellement adopté par la marine nationale des États-Unis en novembre 1940, abréviation de l'expression « radio detection and ranging », mais les origines du radar lui sont bien antérieures.

La première expérimentation concrète est due à Christian Hülsmeier qui breveta, en 1904, son télémobiloscope, émetteur-récepteur radiofréquence utilisé pour la détection à distance d'objets métalliques, qui aurait été testé avec succès à Cologne avec des portées de l'ordre de 3 km sur des bateaux. Ce même type d'expérience fut repris en 1916 par Hans Dominik et Richard Scherl. Dans les deux cas le signal émis provenait d'un générateur de « spark »: onde électromagnétique engendrée par l'amorçage d'un arc.

La véritable éclosion de cette technique se situe cependant entre 1930 et 1940 où des recherches et développements ont été menés simultanément dans de nombreux pays, notamment les États-Unis, la Grande-Bretagne, l'Allemagne et la France, mais aussi la Russie, l'Italie, la Hollande et le Japon. Le radar a vu ses premiers développements se concrétiser au cours de la Seconde Guerre mondiale. Depuis cette époque, cette technique n'a cessé de se perfectionner,

tant au plan technologique, que par la variété des techniques mises en jeu qui toutes se rattachent à un même principe de base.

I.2 GENERALITES SUR LES SYSTEMES RADAR

Le Radar s'est imposé comme le capteur universel dans le domaine de la surveillance aérienne, les systèmes d'armes, la météorologie etc. En effet, il a trouvé sa première application dans le domaine militaire en tant que moyen de détection des avions et navires ennemis. Il est bien connu qu'une détection au temps importun des forces et moyens ennemis constitue une des conditions du succès dans le combat. Il est utile de rappeler qu'avant l'apparition des systèmes radar, la détection s'effectuait principalement à l'aide des méthodes optiques et acoustiques; pour la détection nocturne des objectifs; nous nous servions de projecteurs. Nous pouvons distinguer trois catégories de systèmes de détection.

- Les stations radars terrestres (fixes ou mobiles).
- Les stations aéroportées.
- Les stations embarquées sur des navires.

Dans les radars terrestres, leurs missions sont la détection (radar de veille), le guidage et la conduite de tir d'artillerie. Pour les radars qui sont montés à bord d'avions, ils ont pour missions de faire la détection et le pointage, la vision de tir, la télémétrie et la surveillance. En ce qui concerne les radars embarqués sur des navires, ils ont pratiquement les mêmes missions que ceux du terrestre.

Les possibilités opérationnelles et les performances des radars n'ont cessé de progresser grâce à l'évolution technologique dans le domaine du traitement et de la visualisation de l'information en temps réel, et notamment dans le domaine de la détection des signaux de cibles radar; ce qui a permis d'offrir de meilleures conditions de travail au personnel exploitant. En effet, les moyens matériels et logiciels prennent en charge, en temps réel, le travail fastidieux du personnel opérationnel.

Les radars à impulsion, utilisés dans le domaine de la surveillance aérienne, sont équipés d'antennes multi-faisceaux (multi-pinceaux).

Un radar multi-faisceaux est caractérisé par le rayonnement simultané de plusieurs

faisceaux. Ces pinceaux (faisceaux) se chevauchent et se regroupent pour donner une couverture radar représentant, ainsi, l'espace aérien surveillé dans le plan vertical, pour un radar de veille.

En effet, le radar envoie plusieurs impulsions, pendant l'exploration de l'espace d'observation, pour chaque tour d'antenne. Les impulsions de retour sont traitées pour améliorer le rapport signal sur bruit et, par conséquent, la probabilité de détection. S'il y a présence d'une cible, le nombre d'impulsion l'atteignant est appelé nombre de coup au but (Number of hits).

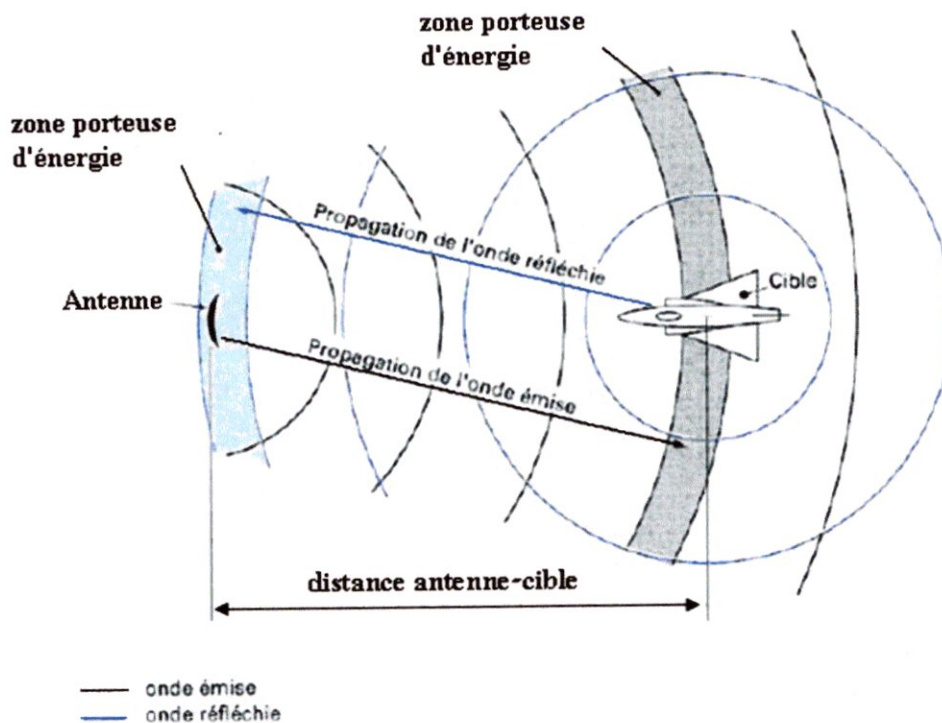


figure I. 1: schéma de propagation du signal radar

L'intégration peut être soit cohérente, soit non cohérente. Dans l'intégration cohérente, il est nécessaire de connaître la phase initiale de chacune des N impulsions transmises par le radar. Puisque chaque phase initiale d'une impulsion de durée τ est connue, le traitement cohérent consiste à considérer les N impulsions comme une seule mais de durée plus longue $N\tau$ et, par conséquent, nous aurons une amélioration du rapport signal sur bruit. .

L'intégration non cohérente, appelée aussi post-intégration, consiste à cumuler l'énergie dans chaque case - distance, de récurrence en récurrence, pendant le temps d'observation, sans pour autant connaître la phase initiale de chaque impulsion. Elle apporte ainsi un gain dans la probabilité de détection

La détection de signaux de cibles radar est limitée non seulement par la présence de signaux parasites divers (appelés clutter), internes ou externes, naturels ou artificiels ; mais aussi par la présence des lobes secondaires des antennes, pouvant ainsi engendrer de fausses coordonnées.

Le clutter (Figure I-2) est défini comme étant un signal indésirable accompagnant le signal utile dans le récepteur radar, par voie de conséquence la détection des cibles devient difficile, il est d'origine divers (échos de mer, échos du sol, végétation, nuages, etc...). Nous distinguons, généralement, deux types de clutter: le clutter de surface et le clutter de volume. Celui de surface provient des échos de la mer et du sol, l'autre est dû essentiellement aux phénomènes atmosphériques. Le problème général de la détection d'un signal de cible, noyée dans du clutter environnant, peut être scindé en trois phases principales:

- le filtrage optimal visant à augmenter le rapport signal sur clutter (bruit).
- le blocage des signaux issus des lobes secondaires.
- la détection proprement dite qui, à partir du signal résultant du filtrage optimal, permet de décider si une cible est présente, en utilisant un seuil fixe (pour les radars classiques) ou adaptatif (pour les radars modernes).

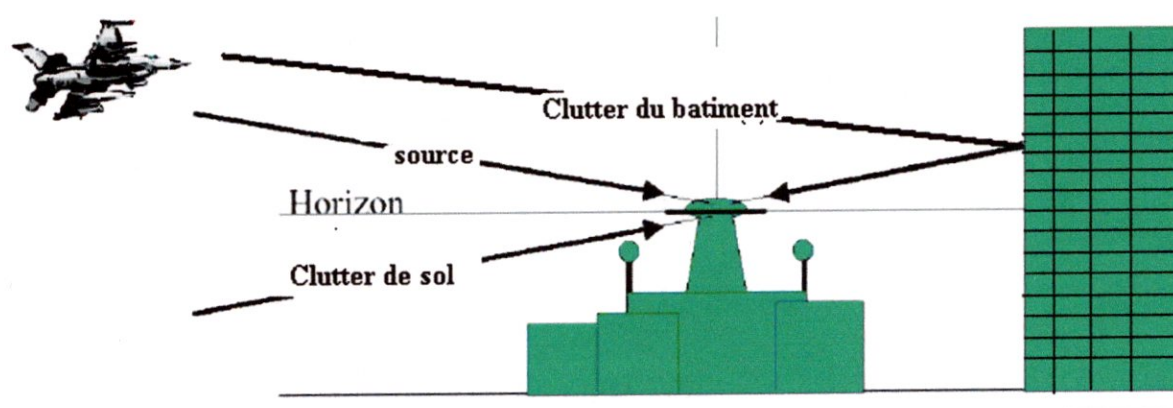


Figure I. 2 : illustration d'un signal source et des interférences

I.3 LES PHENOMENES DE PROPAGATION

I.3.1 Influence des obstacles sur les signaux

En parcourant un trajet entre l'émetteur et le récepteur, l'onde émise rencontre un certain nombre d'obstacles. En fonction de la dimension de l'obstacle par rapport à la longueur d'onde λ , de sa nature et de sa forme, l'onde sera affectée différemment.

Le premier phénomène, appelé réflexion spéculaire, a lieu quand la taille de l'objet réfléchissant est grande et que les irrégularités de surface sont petites vis à vis de λ .

La trajectoire de l'onde est alors modifiée ainsi que son amplitude et sa phase en fonction de l'angle d'incidence.

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.

La diffraction se produit chaque fois qu'une onde rencontre un obstacle au cours de sa Propagation. Reste enfin le phénomène de diffusion ou réflexion diffuse qui a lieu quand l'onde rencontre une surface dont la dimension des irrégularités est comparable à λ . Chaque irrégularité va diffracter l'onde en sous-ondes. Les quatre mécanismes sont illustrés par la Figure I. 3.

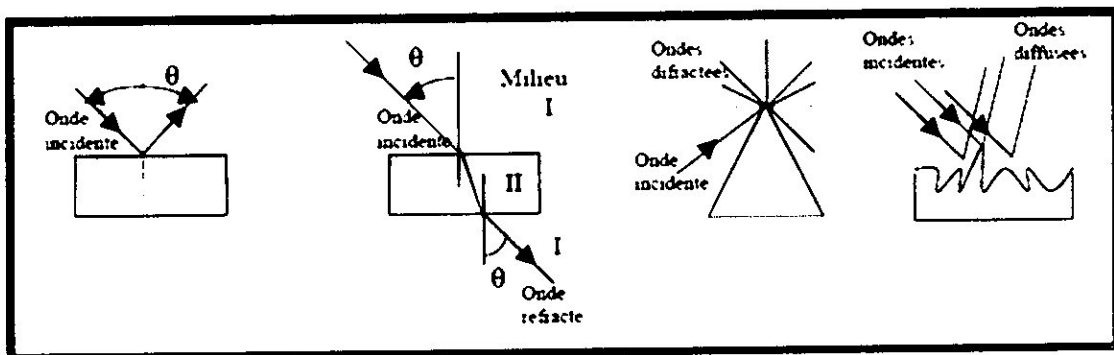


Figure I. 3 : illustration des mécanismes de propagation

I.3.2 Les trajets multiples

Le canal de propagation radioélectrique est caractérisé par l'existence de trajets multiples entre une station fixe et une station mobile. Contrairement à d'autres types de transmission où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec des mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités.

De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non- visibilité directe de la station de base. L'onde radar se propage dans tout l'espace où, suivant le type d'environnement, elle va être réfléchi ou absorbée par les obstacles rencontrés. En zone urbaine, les ondes réfléchies seront naturellement en nombre beaucoup plus important qu'en zone rurale puisque le nombre de réflecteurs y est plus important. L'onde radar peut se réfléchir sur tout type d'obstacle : montagne, bâtiment, camion, avion, discontinuité de l'atmosphère.

La réflexion sur un bâtiment va dépendre de la hauteur, de la taille, de l'orientation du bâtiment et des directions des trajets dans des zones masquées par des bâtiments ou des reliefs si ces obstacles constituent une sorte de guide d'onde. Dans certains cas, le signal réfléchi est très fortement atténué alors que dans d'autres cas, presque toute l'énergie radio est réfléchi et très peu absorbée (Réflecteur quasi parfait).

Les réflexions multiples provoquent donc plusieurs trajets entre l'émetteur et le récepteur (multipath propagation). Elles ont pour conséquences deux effets, l'un positif et l'autre négatif.

✓ Effet positif des multi- trajets

Le principal avantage des trajets est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en visibilité directe. Dans ce cas les trajets multiples permettent aux ondes de "franchir " les obstacles (montagnes, bâtiments, tunnels,) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio.

✓ **Aspect négatif des trajets multiples**

Les trajets multiples sont également à l'origine de plusieurs problèmes dont les trois Principaux sont :

a- La dispersion des retards (Delay spread)

Les trajets réfléchis sont généralement plus longs que le trajet direct c'est-à-dire qu'ils atteignent l'émetteur plus tard que le trajet direct. Les signaux provenant de la même émission arrivent donc au niveau de l'émetteur avec des retards différents. La dispersion de retard peut être calculée selon la formule simplifiée suivante :

$$\text{Dispersion des retards} = \frac{\text{Trajet le plus long} - \text{Trajet le plus court}}{C}$$

b- Evanouissements (ou fading) de Rayleigh

Après réflexion sur un obstacle, l'onde peut être altérée en phase et en amplitude. Le phénomène d'évanouissements ou de fading résulte des variations temporelles des phases. Celles-ci peuvent résulter de signaux multiples s'ajoutant de façon destructive au niveau du récepteur. Dans ce cas, le signal reçu résultant sera très faible ou pratiquement nul. Les signaux multiples reçus peuvent également s'additionner de façon constructive et le signal reçu résultant est alors plus puissant que le signal du seul trajet direct.

c- Décalage en fréquence (Doppler shift)

L'effet Doppler est un phénomène dû au déplacement de la station mobile par rapport à la station de base. Il entraîne une variation dans la fréquence du signal reçu appelée décalage Doppler.

Ce décalage en fréquence dépend essentiellement de deux facteurs : la direction de déplacement et la vitesse du récepteur par rapport à l'émetteur. En notant λ la longueur d'onde et f la fréquence de la porteuse utilisée, la fréquence reçue par un récepteur de vitesse relative v par rapport à l'émetteur est $f' = f - v/\lambda$. Prenons par exemple le cas d'un mobile qui se déplace à la vitesse v entre deux points X et Y. (Figure I-4)

Pour ces deux positions, le récepteur reçoit une onde provenant de la même source notée S. Celle-ci étant lointaine, l'angle entre la direction d'incidence de la source et la direction de déplacement du récepteur est pratiquement le même pour les deux positions X et Y. La différence de marche δx est telle que :

$$\delta x = (Y-X)\cos\theta = v.\Delta t.\cos\theta$$

La différence de phase $\Delta\varphi$ est alors :

$$\Delta\varphi = \|\vec{k}\| \delta x = \frac{2\pi}{\lambda} \times v.\Delta t.\cos\theta$$

K Etant le vecteur d'onde, ou vecteur de propagation de phase. la fréquence Doppler est alors donné par :

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta = f_c \frac{v}{c} \cos\theta \quad ; f_c = c/\lambda .$$

La valeur absolue de la fréquence Doppler est donc maximale lorsque θ prend les valeurs 0 ou π , modulo 2π . Dans ce cas, on note :

$$f_{d \max} = |f_d|_{\theta=0,\pi} = f_c \frac{v}{c} \cos\theta$$

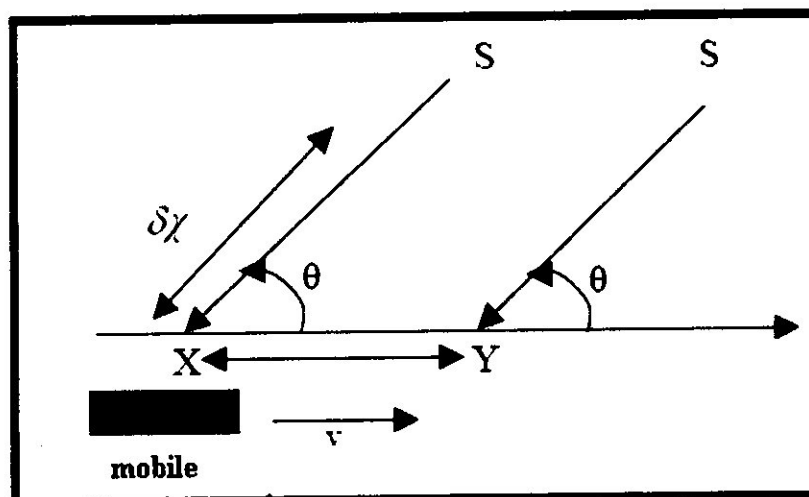


Figure I. 4 : illustration de l'effet Doppler

I.4 SIGNAUX PARASITES ET BRUITS

Tout signal autre que le signal utile est un parasite qui gêne la détection de la cible. De plus, ce qui est pour notre cas un signal indésirable peut être le signal utile pour une autre application ; c'est le cas des échos atmosphériques qui représentent des bruits pour les radars de détection de cibles aériennes, mais qui sont des signaux utiles des radars météorologiques. Les signaux parasites dans les radars de surveillance aérienne sont constitués de :

- Bruits internes et en particulier du bruit thermique.
- Bruits externes naturels (clutter).
- Bruits externes artificiels tels que les signaux de brouillage (appelés contre-mesures électroniques) et les interférences avec d'autres radars.
- Échos parasites résultant de la réflexion des impulsions émises par le radar lui-même sur les réflecteurs naturels entourant les cibles (sol, pluie, mer, forêts, etc. .).

Selon qu'ils proviennent du récepteur lui-même, du sol, de l'atmosphère ou de mer, les caractéristiques de ces échos (densité de probabilité, moyenne, variance, etc...) sont différents, et par voie de conséquence, les moyens utilisés pour minimiser leurs effets sont aussi différents.

Les bruits, puisqu'ils ont un caractère aléatoire, suivent des lois de probabilité. Pour des considérations de facilité dans les modélisations mathématiques, les radaristes ont toujours considéré que ces clutters (clutter de sol, clutter de mer, etc...) suivent une loi gaussienne; mais dans la réalité ceci n'est pas toujours vrai. Beaucoup de travaux de recherche ont montré que ces clutters suivent des lois non gaussienne telles que la distribution de Weibull, la distribution log-normal.

Pour déterminer les performances d'un système radar avec une certaine probabilité de fausse alarme désirée, il est absolument indispensable de connaître à quelle loi obéit le clutter en question. Le clutter météorologique, qui est néfaste pour la détection radar, suit généralement une loi de « Rayleigh » .

I.4.1 Notion de bruit blanc

Le bruit de Weiner et le bruit blanc sont aux signaux aléatoires ce que sont l'échelon et l'impulsion de Dirac aux signaux déterministes.

On appelle bruit blanc $b(t)$ un signal aléatoire de densité spectrale constante. On note généralement :

$$S_{bb}(f) = \frac{N_0}{2}$$

Sa fonction d'autocorrélation est donc donnée par :

$$R_{bb}(\tau) = \frac{N_0}{2} \delta(\tau)$$

Le bruit blanc n'a pas d'existence physique car il serait de puissance infinie.

$$\begin{cases} S_{bb}(f) = \frac{N_0}{2} & \text{pour } |f| < B \\ S_{bb}(f) = 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Il faut remarquer que la notion de blancheur est indépendante de la loi de probabilité du bruit. Un bruit blanc peut être Gaussien, uniforme... Le signal de Weiner est le modèle mathématique de nombreux phénomènes physiques aléatoires réels dont le plus caractéristique est le mouvement Brownien. Il s'agit d'un mouvement d'une particule dans un fluide homogène sous la seule influence de la température. De même comme nous savons que l'impulsion de Dirac comme étant la dérivée de l'échelon, le bruit blanc peut être défini comme la dérivée du processus de Weiner.

I.4.2 Rapport signal sur bruit

Le rapport signal sur bruit SNR noté souvent S/N, qui est un facteur important dans nos simulations, est défini comme le rapport de la puissance du signal sur celle du bruit

$$S/N = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}}$$

Cette définition montre clairement que ce facteur dépend du signal et du bruit. Soit $S_{ss}(f)$ la densité spectrale du signal $s(t)$ et $S_{bb}(f)$ celle du bruit on a :

$$S/N = \frac{\int S_{ss}(f)}{\int S_{bb}(f)}$$

CHAPITRE II

RESEAUX D'ANTENNE ET FORMATION DE VOIES

II. Réseaux d'antennes et formation de voies

II.1 LES ANTENNES

II.1.1 Introduction

Il faut savoir qu'un émetteur fournit à sa sortie un courant haute fréquence modulé. Pour transmettre l'information à distance, le courant modulé doit être transformé en ondes électromagnétiques capables de se déplacer dans l'atmosphère. C'est le rôle de l'antenne d'émission. L'onde électromagnétique dans l'atmosphère est réfléchiée par plusieurs obstacles (nuages, bâtiments, montagnes, etc...) (Vue en premier chapitre) et arrive au récepteur. C'est à l'antenne de réception qu'incombe la mission de convertir l'onde électromagnétique en courant susceptible d'être traité par le récepteur.

En surveillance Aérienne, on utilise généralement des radars à ondes centimétriques et à ondes décimétriques. Pour ces types d'ondes, l'antenne des radar classiques se compose d'un réflecteur parabolique et d'une alimentation focale, généralement un cornet. Quelque soit la forme de l'antenne, son rayonnement est toujours plus ou moins concentré autour d'un axe: c'est le lobe principale, et autour de ce lobe on trouve d'autres directions de rayonnement moins importants mais non négligeables: ce sont les lobes secondaires.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne, DDR, indique la façon dont l'antenne répartit son rayonnement dans l'espace environnant.

Le diagramme de rayonnement est donc tridimensionnel. Il est représenté par un système de coordonnées sphériques ou rectangulaires. Le choix de l'un ou de l'autre système dépend de la localisation du champ rayonné dans l'espace. Si le champ rayonné est réparti dans tout l'espace (antenne peu directive ou omnidirectionnelle) le système sphérique est avantageux. Le système rectangulaire convient mieux lorsque le champ est concentré autour d'une direction particulière (antenne directive).

La représentation bidimensionnelle du diagramme de rayonnement est déduite en effectuant des coupes et des projections.

Les coupes sont effectuées dans des plans de symétrie s'il en existe, ou bien, de façon plus conventionnelle dans des plans orthogonaux correspondant aux plans de polarisation du champ dans une direction privilégiée, par exemple: le plan du champ

électrique ou celui du champ magnétique. La représentation polaire est très suggestive. La représentation cartésienne est commode pour la comparaison des diagrammes: avec des échelles logarithmiques puisque dans ce cas tout réajustement d'un diagramme dû à un facteur multiplicatif ne nécessite qu'une translation verticale. Les projections se justifient pour les antennes très directives, elles s'effectuent sur un plan normal à la direction de rayonnement privilégié.

Les performances d'une antenne sont définies par les paramètres suivants:

- le gain.
- Ouverture du lobe principale.
- la polarisation.
- le taux de lobes secondaires.
- la bande passante.

II.1.2 Gain d'une antenne

Une antenne ne peut émettre une puissance plus grande que celle qu'elle reçoit. L'antenne dans un radar peut concentrer cette puissance dans une direction donnée. Le gain d'une antenne est une caractéristique importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée

Le gain s'exprime généralement en décibels :

$$G(\text{dB}) = 10 \log (G)$$

Si les deux antennes consommaient la même puissance. Le gain en puissance tient donc compte des pertes dans l'antenne.

II.1.3 Ouverture du lobe principale

L'ouverture du lobe principal est une caractéristique essentielle d'un système radar. Dans le plan horizontal, elle définit la position et le pouvoir de résolution angulaires ; dans le plan vertical, elle exprime les possibilités de couverture verticale.

II.1.4 Polarisation

La polarisation de l'onde exprime la position du champ électrique dans l'espace. suivant que celui-ci est vertical ou horizontal, la polarisation est dite verticale ou horizontale. On peut également faire tourner le champ électrique de l'onde rayonnée d'une façon continue, soit en lui conservant la même amplitude: la polarisation est dite circulaire; soit en faisant varier l'amplitude, généralement suivant une ellipse: la polarisation est dite elliptique

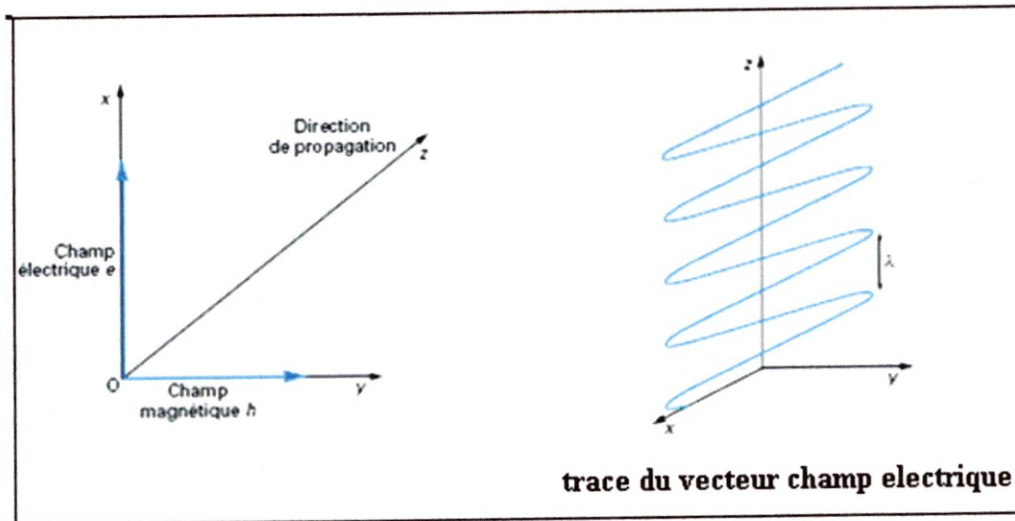


Figure II. 1 : schéma de la polarisation rectiligne

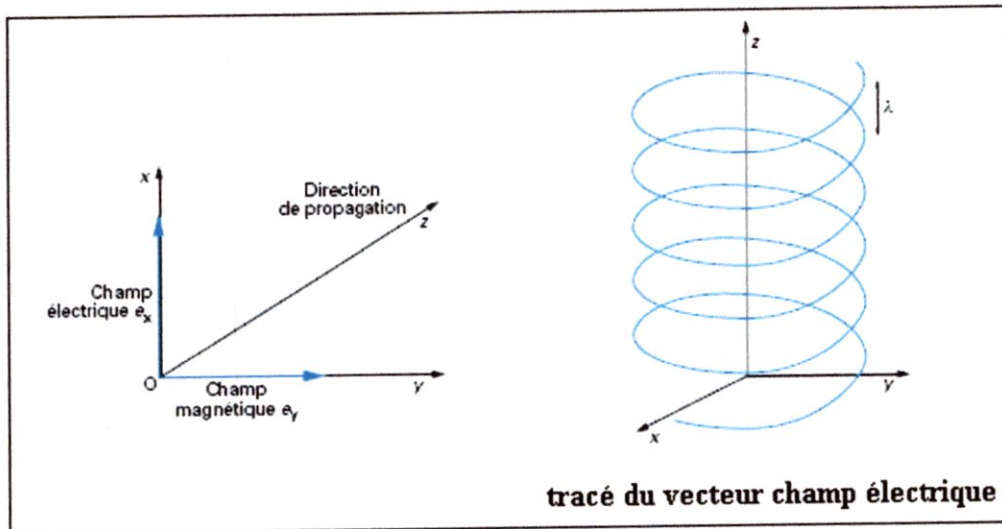


Figure II. 2 : schéma de la polarisation circulaire

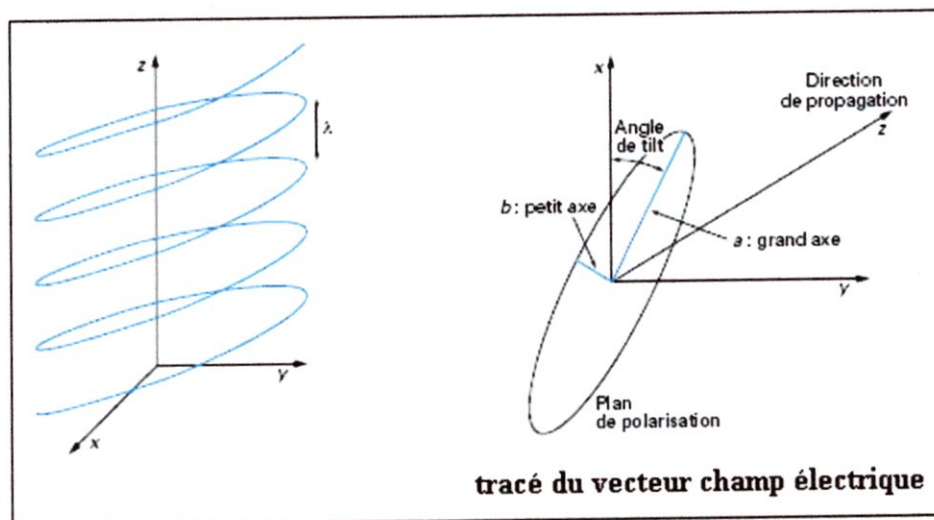


Figure II. 3 : schéma de la polarisation elliptique

II.1.5 Taux de lobes secondaires

On appelle taux de lobes secondaires le rapport entre le champ maximal des lobes secondaires E_s et le champ maximal du lobe principale E_m . Exprimé en décibels, ce taux est :

$$K = 20 \log (E_s/E_m).$$

Dans le cas théorique d'un diagramme de rayonnement d'une antenne éclairée d'une façon uniforme sur toute sa surface, le taux de lobes secondaires est de -13 dB. En faisant en sorte que l'éclairage est plus fort au centre de l'antenne qu'aux bords, ce

qu'un cornet réalise assez naturellement, le taux des lobes secondaires est réduit à -20 ou -22 dB. Cet avantage de la réduction des lobes secondaires est important dans certaines applications radar, pour éviter l'ambiguïté de la détermination de la direction aux distances rapprochées; il se paye par un élargissement du lobe principal et une légère diminution du gain, donc de la portée maximum.

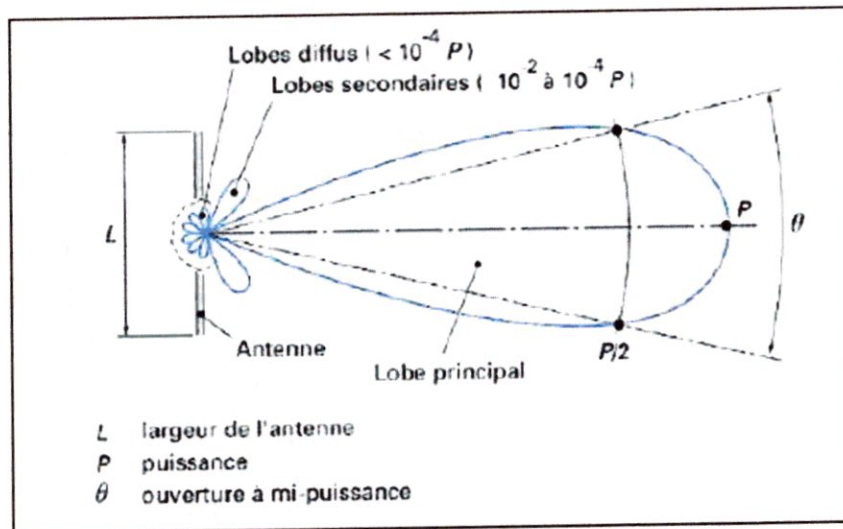


Figure II. 4 : directivité d'un aérien

II.2 RESEAUX D'ANTENNE**II.2.1 Introduction**

Les systèmes radar évoluent souvent dans des environnements hostiles. Ils sont soumis à des brouillages intentionnels et des interférences. De ce fait, des dispositifs de lutte contre les brouillages sont nécessaires. De même, des systèmes de communication mobiles modernes utilisent la diversité spatio-temporelle pour augmenter leurs capacités. Les techniques utilisées dans ces domaines font appel aux réseaux d'antennes qui ont la possibilité d'adapter leurs diagrammes de rayonnement en fonction des conditions de propagation. C'est ainsi qu'on parle de « réseau adaptatif d'antennes ».

En effet, afin de permettre une sélectivité spatiale, il est nécessaire de recevoir les signaux à l'aide d'un réseau d'antenne composé de deux capteurs ou plus, séparés spatialement.

Selon l'application visée, ces capteurs peuvent être des dipôles recevant des ondes électromagnétiques, des hydrophones placés dans les océans pour recevoir des ondes sonores, des géophones enterrés dans le sol pour « écouter » les signaux sismiques,etc.

Cette nouvelle technique, qu'elle soit en réception ou en émission, présente les avantages suivants :

1. Augmentation de la portée, car, l'utilisation de plusieurs antennes peut diriger l'énergie du signal dans une direction donnée, ceci minimise la transmission inutile de l'énergie dans d'autres directions.
2. Pour la poursuite des cibles mobiles, la combinaison des éléments du réseau d'antennes de différentes manières permet la séparation angulaire des signaux provenant de plusieurs mobiles.
3. Diminution de la puissance utilisée, en dirigeant l'énergie dans une certaine direction, on peut atteindre la même distance qu'en émission non directionnelle, mais avec moins de puissance.

4. Génération de l'accès multiple : la combinaison appropriée des sorties des éléments du réseau d'antennes, donne la possibilité de donner la permission d'accès aux signaux .

Tous ces avantages sont réalisés en dirigeant convenablement les signaux de transmission ou de réception du réseau d'antennes dans une direction spécifique .cette procédure est appelée « formation de voies ».

En réception, la formation de voies est réalisée de façon électronique par la pondération appropriée des sorties des éléments de réseaux d'antennes. Ainsi, la combinaison de ces sorties donne une réponse d'antenne plus sensible dans certaines directions que d'autres.

La formation adaptative de voies peut aussi être utilisée dont le but de couvrir les cas où les signaux non stationnaires ou l'environnement varie dans le temps.

Les différentes méthodes de formation de voies utilisées sont basées sur des algorithmes de traitement d'antenne, les algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée (D.O.A) et les algorithmes de séparation de sources. Parmi les algorithmes les plus populaires, nous pouvons citer ; l'algorithme LMS « least mean square », l'algorithme à module constant CMA « Constant Modulus Algorithme » et l'algorithme des moindres carrés appelé RLS « recursive least square ».

Les réseaux adaptatifs d'antennes en réception peuvent être utilisés pour réduire ou éliminer les interférences directionnelles tout en conservant l'information utile.

Ils agissent sur le diagramme de rayonnement de telle sorte que le lobe principal du réseau d'antennes soit dirigé vers la direction d'arrivée désirée (D.O.A désirée), alors que des "creux" sont placés dans les directions des interférences.

Plusieurs configurations sont possibles. Elles dépendent de la disposition des éléments du réseau d'antennes dans l'espace. La plus connue est la configuration donnant le réseau d'antennes linéaire, dans lequel les éléments sont placés sur une ligne. Ces réseaux d'antennes sont très utilisés à cause de leur simplicité. Cependant, cette configuration présente l'inconvénient de ne pas pouvoir scanner l'espace réel, car un signal est totalement localisé angulairement par un angle d'élévation et un angle de

gisement, alors que le réseau linéaire ne couvre qu'une seule composante (gisement ou site). Alors qu'il existe aussi des réseaux plans rectangulaires dont le diagramme de rayonnement est commandée aussi bien en site qu'en gisement.

L'application directe des algorithmes adaptatifs conventionnels d'annulation de brouilleurs sur cette configuration de réseaux (2-dimensions), n'est pas toujours évidente.

Les chercheurs sont incités à employer des algorithmes de formation de voies en adaptativité partielle pour répondre à des impératifs de traitement en temps réel en accélérant la convergence des algorithmes. Cette dernière consiste à effectuer le traitement sur une partie seulement des éléments du réseau (traitement partiel) pour réduire le temps de calcul, tout en essayant de préserver les performances globales du système.

II.2.2 Réseaux adaptatif d'antennes

Un réseau adaptatif d'antennes est constitué d'un ensemble d'éléments d'antennes spatialement distribués à des positions connues et un point de référence commun. En agissant sur l'amplitude et la phase des courants d'excitation de chaque élément, il est possible de changer la direction du lobe principal et / ou de placer des «zéros» dans n'importe quelle direction. Les éléments du réseau d'antennes peuvent être arrangés géométriquement de façon linéaire, circulaire, en plan ou autrement. Dans le cas d'un réseau linéaire, les centres des éléments du réseau sont alignés sur une ligne droite. Si l'espacement entre ces éléments est uniforme, le réseau est dit «réseau linéaire uniforme ». Le réseau circulaire est tel que les centres de ces éléments sont situés sur un cercle. Ces deux configurations sont un cas particulier du réseau plan. Il est à noter que les éléments dont les positions ne sont pas sur un plan sont appelés « réseaux conformes ». Les signaux incidents sur le réseau sont de natures diverses.

Nous distinguerons trois types de sources :

- La source utile $S_0(t)$ que l'on souhaite isoler,
- Les interférents $S_i(t)$, $i = 1 \dots\dots k$.

Les interférents dans notre étude seront les autres utilisateurs du réseau et/ou les trajets multiples de la source d'intérêt.

- Le bruit additif (thermique et environnant) $n(t)$, qui ne présente pas de directions d'incidence particulière.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries: réseaux linéaires, réseaux Planaires et réseaux circulaires, (Figure II. 5). Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. Si on veut rendre un modèle très directif, il est essentiel que les champs interfèrent de manière constructive dans les directions exigées et interfèrent nuisiblement dans l'espace restant.

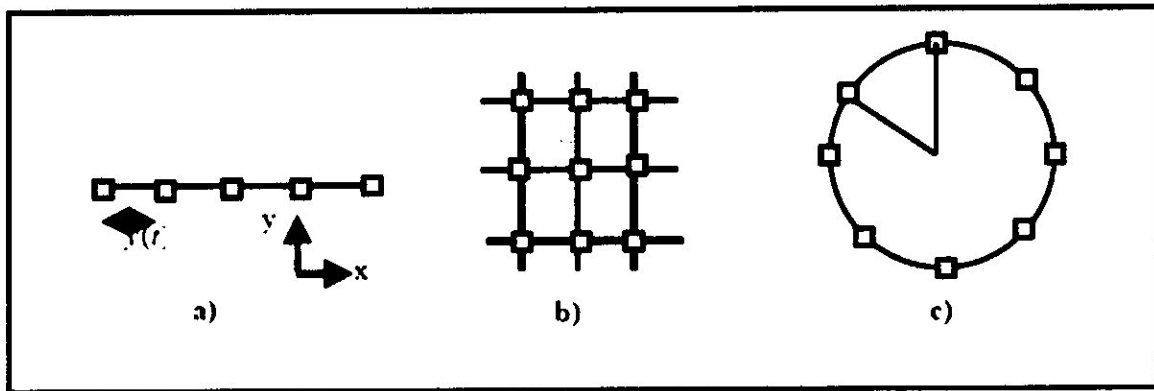


Figure II. 5: différentes configurations géométriques des réseaux : linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c)

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

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

Le diagramme de rayonnement d'un réseau est déterminé par le diagramme de rayonnement de chaque élément, de leurs positions spatiales et de l'amplitude et la phase des courants d'alimentation des éléments du réseau d'antennes.

Pour un réseau dont les éléments sont des sources isotropiques, le diagramme de rayonnement va dépendre seulement de la géométrie et l'alimentation des éléments, ainsi le diagramme de rayonnement obtenu est appelé « facteur du réseau ».

Voici le cas général d'un réseau à configuration arbitraire (figure II.6).

ϕ est l'angle azimutal (ou de gisement), θ est l'angle d'élévation (ou de site).

Le réseau étant soumis à une onde plane incidente.

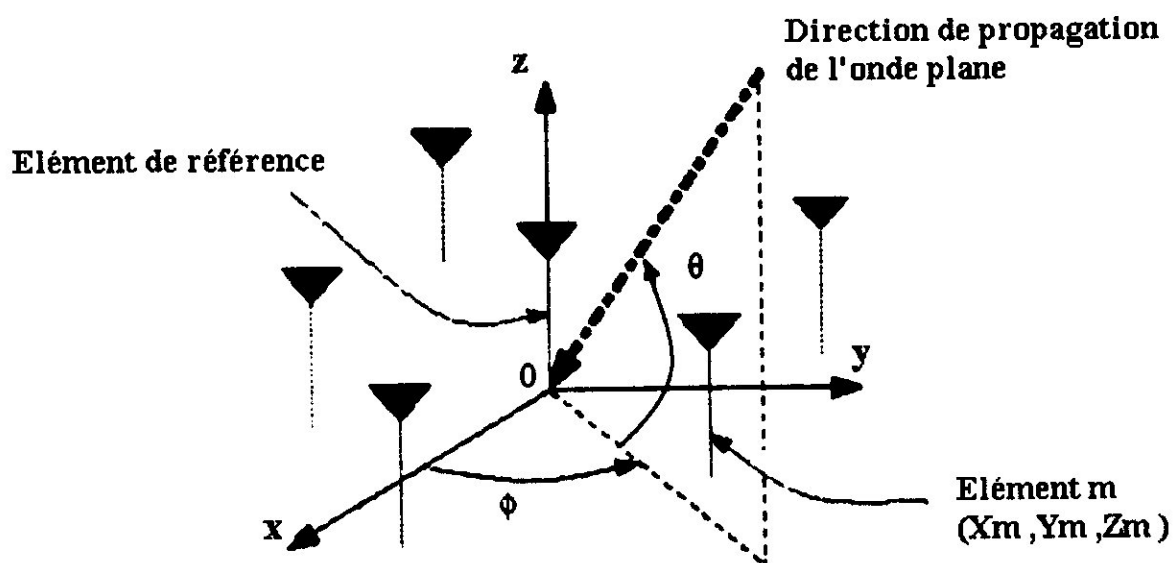


Figure II. 6: illustration d'un réseau d'antenne de configuration quelconque

Pour une onde plane arrivant de la direction (θ, ϕ) , la différence de phase entre le signal à l'élément m et la référence à l'origine est :

$$\Delta\psi_m = \beta \Delta d_m = \beta(x_m \cos\phi \sin\theta + y_m \sin\phi \sin\theta + z_m \cos\theta)$$

Où $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le facteur de propagation de phase, λ est la longueur d'onde,

donnée par le rapport de la vitesse de la lumière c ($c=3.10^8$ m/s) et la fréquence porteuse f_c (en Hz).

II.2.3 Réseau linéaire uniforme

II.2.3.1 Principe

Un réseau d'antenne linéaire est un groupement de plusieurs éléments (capteurs ou sources) rayonnants. Ces capteurs sont alignés de façon rectiligne et ils peuvent être alimentés avec des amplitudes et des phases différentes. Les centres des éléments du réseau sont alignés suivant une ligne droite. Le diagramme de rayonnement obtenu dépendra de la position des sources dans l'espace, ainsi que des amplitudes et des phases des signaux alimentant chaque capteur.

Si les espacements entre les éléments du réseau sont identiques, il s'agit d'un réseau linéaire uniforme. La figure ci-dessous représente un réseau linéaire uniforme :

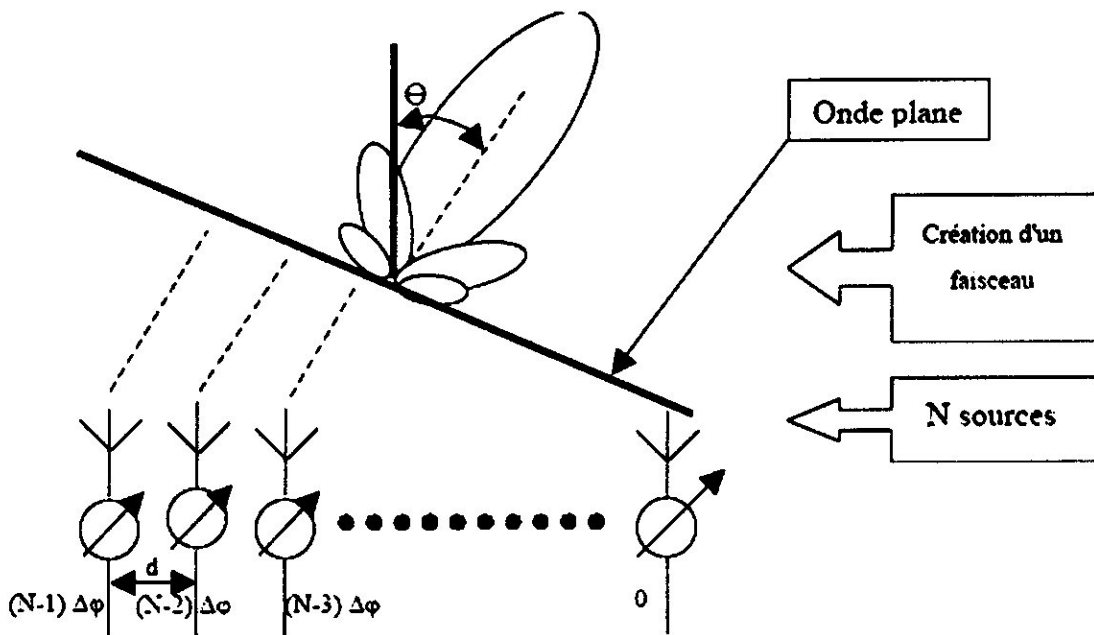


Figure II. 7 : schéma représentatif d'un réseau linéaire

Considérons un réseau linéaire à M éléments linéaires et uniformément distribués tel qu'ils sont montrés dans la figure II. 8.

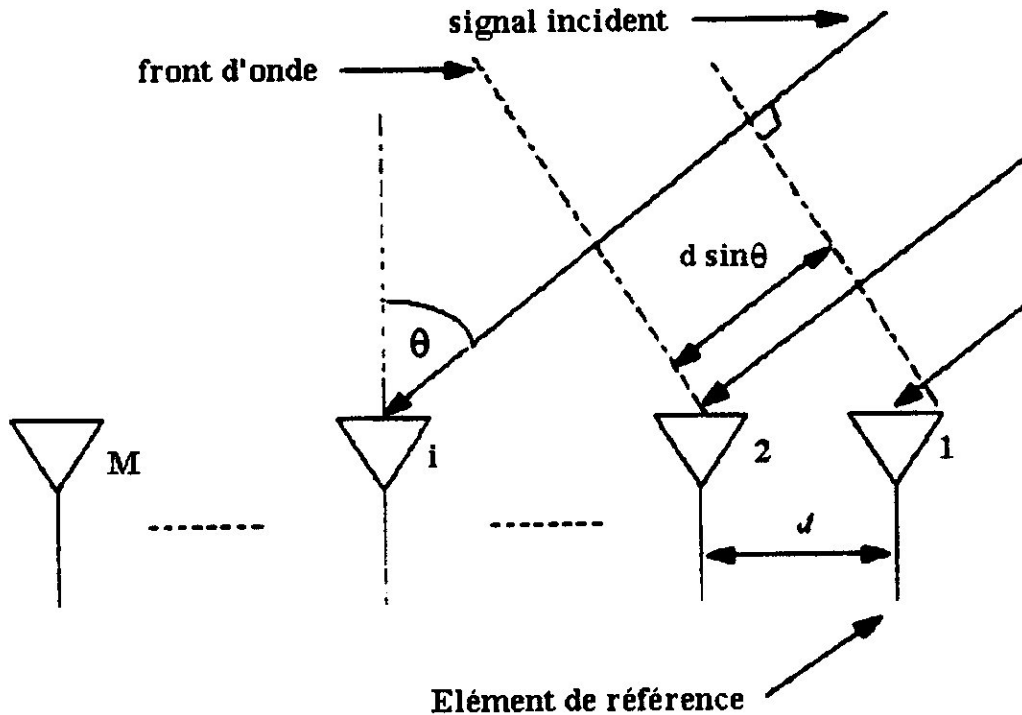


Figure II. 8 : illustration d'un signal incident (angle θ) sur un réseau linéaire uniforme

Dans cette figure, les éléments du réseau sont également espacés d'une distance d . Si une onde plane arrive sur le réseau avec un angle θ , cet angle est appelé direction d'arrivée (DOA en anglais) du signal reçu.

Le signal reçu au premier élément peut être exprimé par:

$$\hat{x}_1(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t + \gamma(t) + \varphi) \dots\dots\dots 2-1$$

Où: f_p est la fréquence porteuse du signal modulé.

$\gamma(t)$ est l'information porté ; φ est la phase aléatoire .

Il est plus convenable d'utiliser la représentation complexe de $\hat{x}_1(t)$ qui est donnée par :

$$x_1(t) = u(t) \exp\{j(\gamma(t) + \varphi)\} \dots\dots\dots 2-2$$

Le signal reçu par le premier élément $\hat{x}_1(t)$ et son enveloppe complexe $x_1(t)$ peuvent être reliés par :

$$\hat{x}_1(t) = \text{Re} \left[x_1(t) \exp \{j2\pi f_p t\} \right] \dots\dots\dots 2-3$$

Où $\text{Re}[\cdot]$ représente la partie réelle de $[\cdot]$.

En prenant le premier élément du réseau comme point de référence, si les signaux sont originellement suffisamment loin du réseau d'antennes et ces ondes se propagent dans un milieu non dispersif qui n'introduit que des retards de propagation, alors la sortie de n'importe quel autre élément du réseau peut être représentée par une version retardée dans le temps du signal du premier élément (choisit comme élément de référence). Sur la figure (II.8); on voit que le front d'onde au niveau du premier élément doit parcourir une distance égale à $d \cdot \sin(\theta)$ pour arriver au second élément. Le retard dû à cette distance de propagation est:

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c} \dots\dots\dots 2-4$$

Où c est la vitesse de la lumière.

Donc, le signal reçu au second élément est:

$$\hat{x}_2(t) = \hat{x}_1(t - \tau) = u(t - \tau) \cos(2\pi f_p (t - \tau) + \gamma(t - \tau) + \varphi) \dots\dots\dots 2-5$$

Si la fréquence porteuse f_p est grande comparée à celle du signal utile (ce qui est souvent le cas), alors le signal modulé peut être considéré comme quasi-statique durant τ , et (2-5) s'écrit sous la forme :

$$\hat{x}_2(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t - 2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi) \dots\dots\dots 2-6$$

L'enveloppe complexe sera :

$$x_2(t) = u(t) \exp \{ j(-2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi) \}$$

On peut donc écrire $x_2(t) = x_1(t) \exp \{ -j(2\pi f_p \tau) \}$ 2-7

En remplaçant τ par sa valeur dans L'équation (2-7) nous aurons :

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \exp \left\{ -j(2\pi f_p \frac{d \sin(\theta)}{c}) \right\} \\ &= x_1(t) \exp \left\{ -j(\frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta)) \right\} \end{aligned} \dots\dots\dots 2-8$$

Où λ représente la longueur d'onde de la porteuse.

Il en est de même pour chaque élément i du réseau et l'on peut écrire

$$x_i(t) = x_1(t) \exp \left\{ -j(\frac{2\pi}{\lambda} (i-1)d \sin(\theta)) \right\} \quad i=1 \dots N \quad \dots\dots\dots 2-9$$

Le retard (τ_i) de l'onde arrivant sur le $i_{\text{ème}}$ élément par rapport au premier élément est donné par :

$$\tau_i = (i-1) \frac{d}{c} \sin(\theta) \dots\dots\dots 2-10$$

Pour un décalage de retard ($\delta\tau_i$) correspondant à un décalage angulaire ($\delta\theta$) on peut écrire :

$$\omega(\tau_i - \delta\tau_i) = (i-1) \frac{2\pi}{\lambda} d . (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))$$

II.2.3.2 Facteur réseau

Le facteur réseau est un outil qui nous sert à caractériser le retard successive pour chaque antenne par rapport à la l'origine. Chaque réseaux peut être caractérisé par se qu'on appelle « facteur réseau », qui est fonction de la géométrie du réseau, nombre d'élément et leurs phases relative et espacement. En supposant que toutes les antennes sont des sources ponctuelles isotropiques, le facteur réseau, dans notre cas linéaire, est la somme de tout les sorties des éléments qui constituent le réseau.

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^N \exp^{-j\omega(\tau_i - \delta\tau_i)} = \sum_{i=1}^N \exp^{-j(i-1)\frac{2\pi}{\lambda}.d.(\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))} \dots 2-11$$

Le développement de l'expression (2-11) donne :

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \pi d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)} \dots\dots\dots 2-12$$

Alors l'équation (2.9) aura la forme vectorielle suivante :

$$x(t) = a(\theta)x_1(t) \dots\dots\dots 2-13$$

Avec :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ x_M(t) \end{bmatrix} \dots\dots\dots 2-14$$

M: représente le nombre d'éléments du réseau d'antennes.

Et :

$$a(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\theta)} \\ \cdot \\ \cdot \\ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots 2-15$$

x(t) est souvent appelé vecteur de données d'entrée de réseau
 a(θ) s'appelle le vecteur de direction d'arrivée.

On voit que le vecteur de direction a(θ) est fonction de l'angle d'arrivée θ, de la réponse individuelle des éléments, de l'espace inter-éléments d du réseau et de la fréquence du signal λ.

Le diagramme de rayonnement G (θ) d'un réseau linéaire uniforme est donnée par le produit du facteur du réseau F (θ) par le diagramme de rayonnement de l'antenne g(θ).

$$G(\theta) = g(\theta) \cdot F(\theta)$$

Le diagramme de rayonnement est constitué :

- *D'un lobe principal dans lequel est concentrée 80% de l'énergie.
- *De plusieurs lobes secondaires.

Donc nous pouvons modifier la forme de diagramme de rayonnement en jouant sur les

paramètres de la fonction de réseau à savoir $N \cdot \frac{d}{\lambda}$ et $\delta\theta$

Pour améliorer la directivité, réduire le nombre et le niveau des lobes secondaires. La méthode la plus répandue est celle qui consiste à utiliser des pondérations. Ces pondérations vont intervenir dans la fonction de distribution des amplitudes d'alimentation de chaque élément du réseau.

La fonction du réseau s'écrira alors sous la forme suivante :

$$F = W \cdot F(\theta) \dots\dots\dots 2-16$$

Où : F : représente la fonction du réseau avec pondération.

W : le vecteur de pondération (le poids) des éléments constituant le réseau.

$F(\theta)$: la fonction de réseau sans pondération (appelé aussi « Facteur de Réseau »).

L'intérêt d'utiliser un réseau d'antennes est l'amélioration de la directivité. Mais, lorsque les antennes sont excitées de façon uniforme, il apparaît des lobes secondaires de niveaux très élevés. (-13,3dB au maximum), d'où l'intérêt d'utiliser des algorithmes de calcul de pondérations adéquates pour obtenir le diagramme de rayonnement désiré selon l'application.

-La figure (II.9) nous donne le facteur réseau normaliser qui caractérise un réseau linéaire uniforme ($d=\lambda/2$).

-On voit mieux que plus le nombre d'antenne augmente plus la directivité du diagramme de rayonnement du réseau devient meilleur, ainsi que le niveau des lobes secondaires.

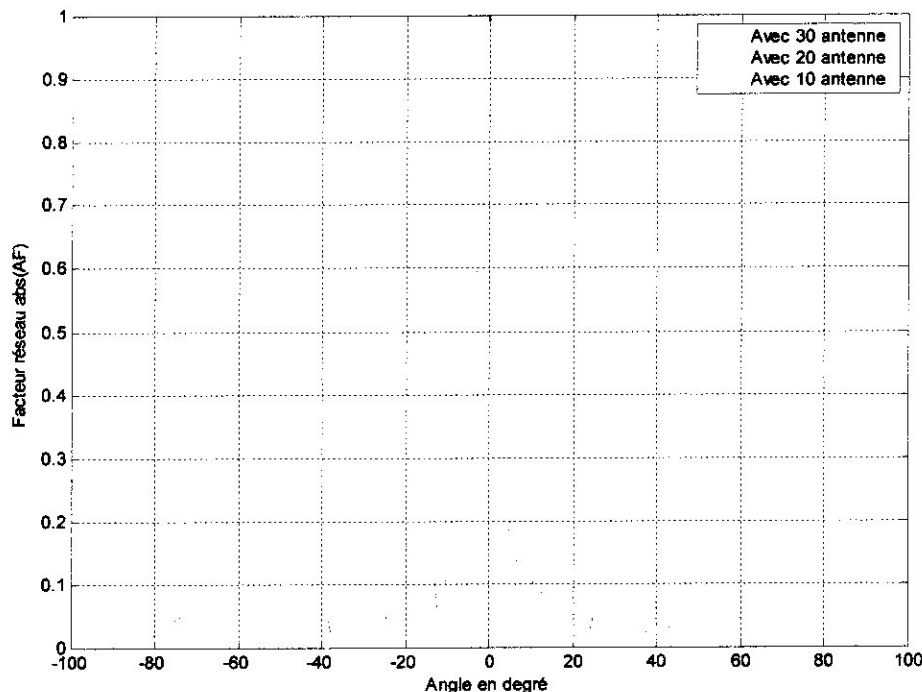


Figure II.9 : relation entre le nombre d'antenne et la directivité du diagramme de rayonnement



Figure II. 10 : photo d'un réseau linéaire

II.3 LA FORMATION DE VOIES ET LE FILTRAGE SPATIAL

La formation de voies est un type de traitement utilisé simultanément pour la formation de lobes en direction des signaux de réception provenant de positions spécifiques et en même temps atténuer ceux provenant d'autres directions.

Les systèmes conçus pour recevoir les signaux se propageant dans l'espace rencontrent souvent des signaux interférents. Si le signal utile et le signal d'interférence occupent la même bande de fréquence, alors un filtrage temporel ne peut les séparer. Comme le signal désiré et le signal d'interférence ne sont pas générés par la même source, cette information peut être exploitée pour faire la séparation entre les deux sources en utilisant un filtrage spatial à la réception. L'implémentation du filtre temporel nécessite un traitement sur les données temporelles, de même l'implémentation du filtre spatial nécessite un traitement sur les données spatiales.

Le capteur du réseau d'antennes collecte les échantillons des ondes qui se propagent, qui seront traités par le « beamformer ». La formation de voies combine les échantillons séparés spatialement de la même manière qu'un filtre RIF pour les échantillons temporels. Il y a deux types de formation de voies, le système de formation de voies à bande étroite et celui à large bande.

II.3.1 Formation de voies en bande étroite

Si la bande passante Δf des sources est très faible vis à vis de l'inverse du temps de propagation de l'onde à travers le réseau ($\Delta f \ll c(N-1)/d$), on dira alors que les sources sont à bande étroite et dans le cas contraire qu'elles sont à large bande. Le principe de la formation de voies à bande étroite est montré sur la figure II.10.

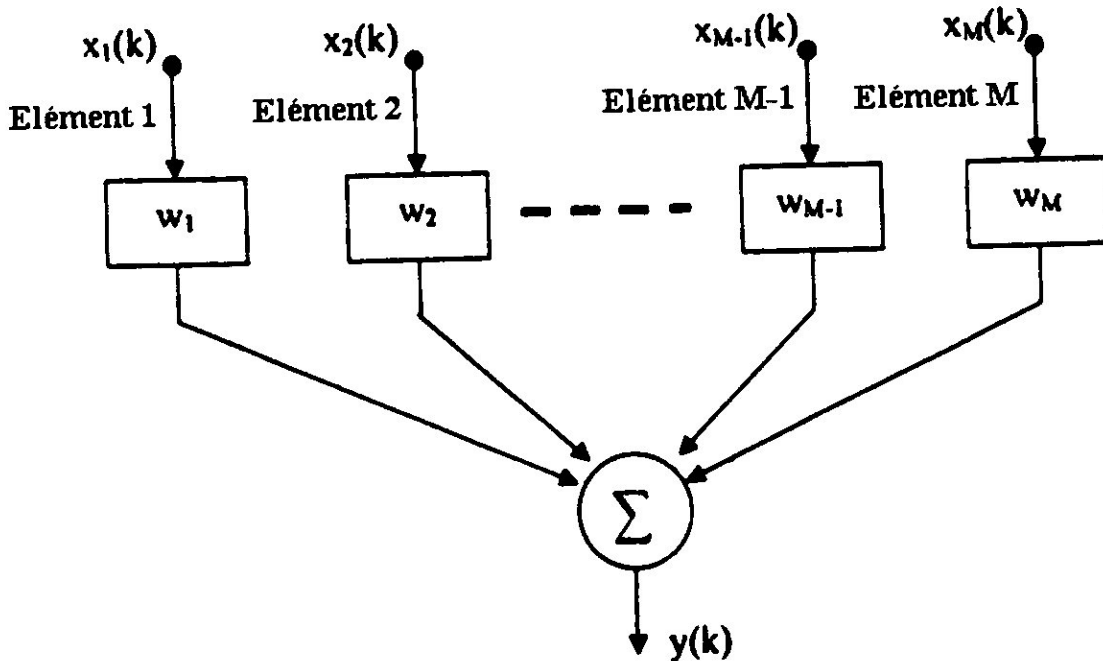


Figure II. 11 Principe de la formation de voie en bande étroite

La sortie $y(k)$, à l'instant k , est donnée par la combinaison linéaire des données issues des M capteurs à l'instant k :

$$y(k) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(k) \dots\dots\dots (a)$$

Où $*$ exprime le conjugué d'un nombre complexe. Notons que $x(k)$ et w sont complexes. Les poids W_i sont appelés les poids complexes.

Les poids complexes de la sortie de la rangée sont choisis comme étant des facteurs de phase requis pour diriger la rangée le long d'une direction spécifique θ .

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\pi d_i \sin(\theta)}$$

L'équation (a) peut aussi s'écrire sous forme vectorielle, comme suit:

$$y(k) = W^H x(k)$$

On définit comme notation conventionnelle $\omega = \pi \sin \theta$

D'où on peut écrire : $y(k) = W^H x(k) = a^H(\omega)x(k)$

Et $(.)^H$ exprime le conjugué transposé d'un vecteur (ou d'une matrice) complexe. Le vecteur w est appelé vecteur de pondération complexe.

La puissance en sortie sera :

$$p(\omega) = E \left[|y(k)|^2 \right] = a^H(\omega) R a(\omega)$$

Où R est la matrice M^*M représentant la matrice de covariance de la sortie de la rangée.

II.3.2 Formation de voies en large bande

Différente de la formation de voies à bande étroite, la formation de voies à large bande échantillonne le signal reçu en deux parties, l'espace et le temps. Elle est souvent utilisée quand il s'agit de traiter des signaux dont la bande de fréquence est grande. Le système de formation de voies en large bande est montré sur la figure (I. 11).

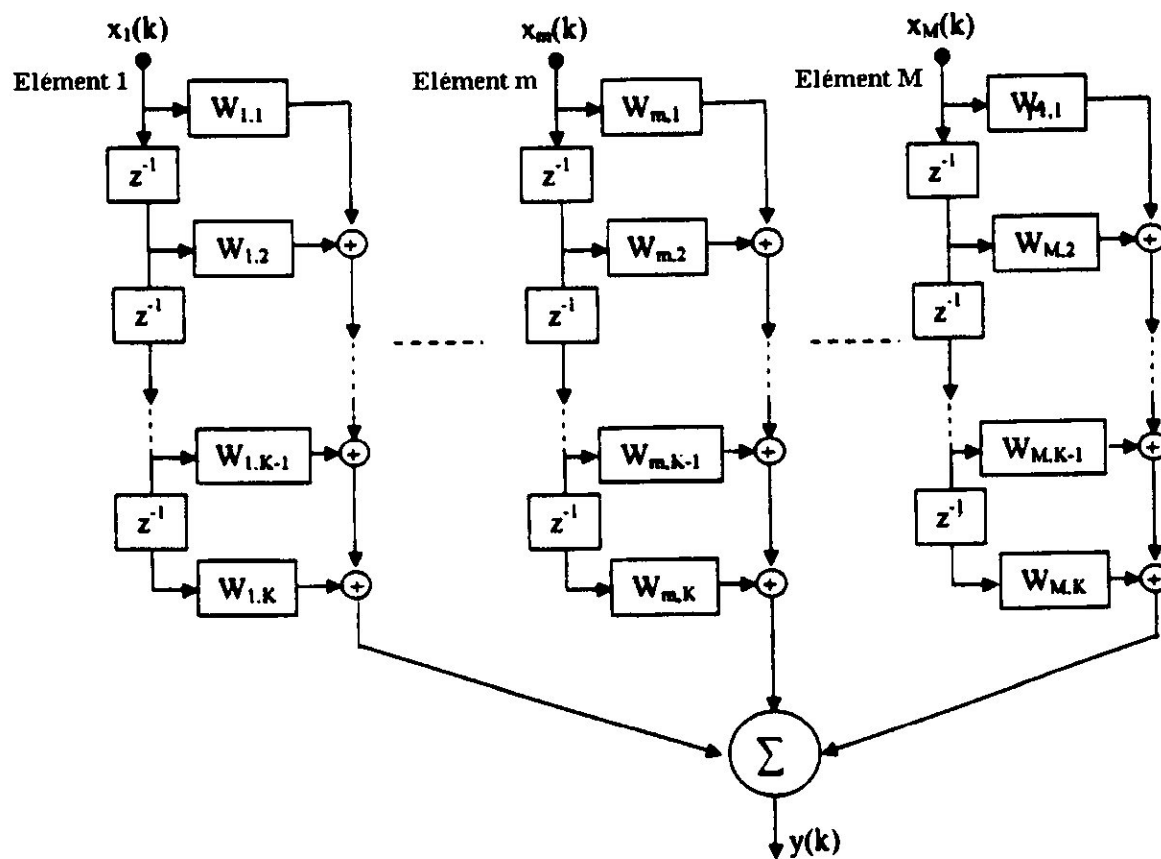


Figure II. 12 : principe de la formation de voie en large bande

Dans ce cas la sortie est exprimée par:

$$y(k) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{l=0}^{K-1} w_{i,l}^* (k-1) x(k) \dots\dots\dots(b)$$

Où K-1 est nombre de retards dans chacun des M capteurs. Soit:

$$w = [w_{1.0}, \dots, w_{1.k-1}, \dots, w_{M.0}, \dots, w_{M.k-1}]^T$$

Et: $x(k) = [x_1(k), \dots, x_1(k-K+1), \dots, x_M(k), \dots, x_M(k-K+1)]^T$

L'équation (b) peut aussi être exprimée par la forme vectorielle comme dans l'équation (a) Dans ce cas, w et x(k) sont des vecteurs colonnes MKx1. En comparant les deux figures (II.11)et (II.12), nous constatons que la formation de voies en large bande est plus complexe qu'en bande étroite.

Mais dans les deux cas précédents nous avons discuter la formation de voies classique et dans ce qui suit nous allons voir le cas de l'adaptation ou les vecteurs de pesée sont calculés à partir d'un algorithme d'adaptation RLS (least mean square).

II.4 LES RESEAUX ADAPTATIFS

Comme généralement, les DOA des signaux reçus varient dans le temps, et à cause de l'existence des interférences multi-trajets et ses bruits (qui peuvent être intentionnels), les paramètres du signal d'arrivée sont variables dans le temps. Donc, un système de formation de voies où les poids sont constants ne peut pas suivre le changement de ces facteurs, d'où la nécessité d'introduire les réseaux adaptatifs capables de modifier les diagrammes de rayonnement de façon automatique par l'utilisation d'une contre-réaction de contrôle (Figure II.13). Les réseaux adaptatifs sont aussi appelés les antennes intelligentes.

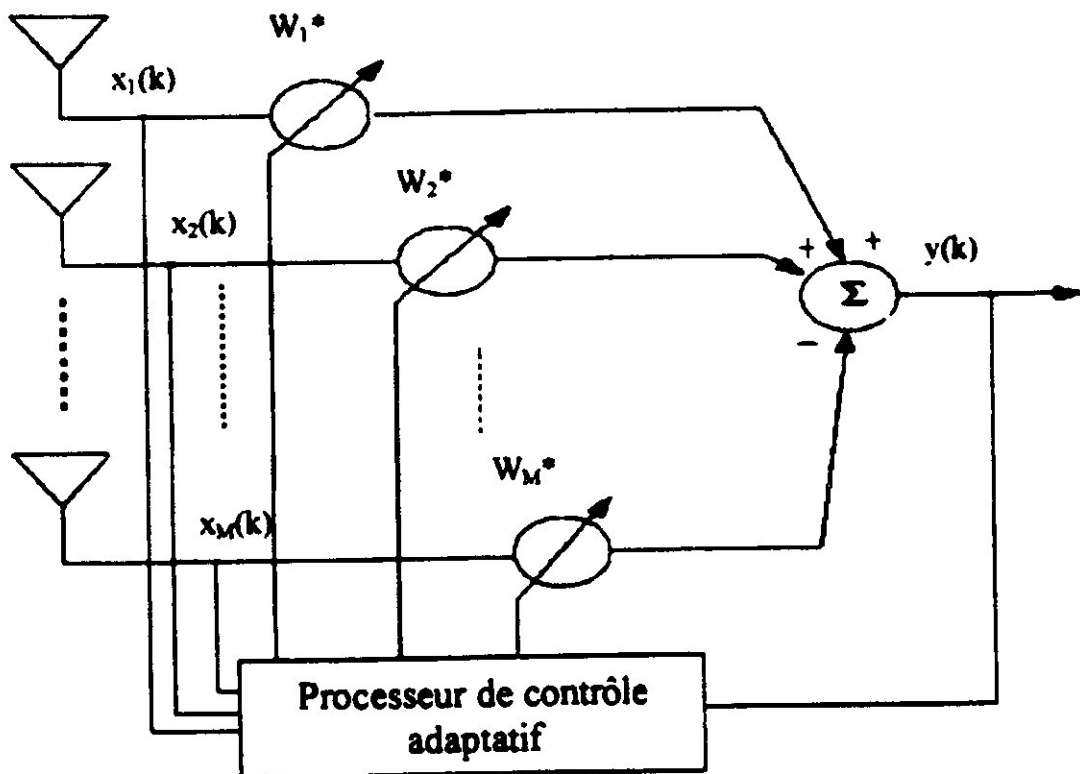


Figure II. 13 : principe d'un réseau adaptatif d'antenne

Les poids complexes W_1, \dots, W_M de la (figure II. 13), sont ajustés par le processeur de contrôle adaptatif. Les méthodes utilisées par ces processeurs de contrôle pour modifier Les poids sont appelées les algorithmes d'adaptation. La plupart de ces algorithmes sont basés sur la création d'un critère de performance puis génération d'un ensemble d'équations qui ajuste ces poids de façon à ce que le critère de performance choisit soit vérifié. Parmi les critères de performances fréquemment utilisés on peut

citer le critère de l'erreur quadratique moyenne minimale (minimum mean square error « MMSE » en anglais), le critère de la variance minimale du bruit (MV), le critère de la puissance de sortie minimale, le critère basé sur la maximisation du rapport signal sur interférence plus bruit (SINR), etc. .

Ces critères sont souvent exprimés comme des fonctions coûts qui sont typiquement inversement proportionnelles à la qualité du signal à la sortie du réseau. Donc, l'ajustement des poids à chaque itération fait que cette fonction devient de plus en plus petite. Quand la fonction coût est minimisée, le critère de performance est atteint et on dit que l'algorithme a convergé vers la solution optimale. Pour un réseau adaptatif, il peut exister divers algorithmes d'adaptation qui peuvent être utilisés pour ajuster le vecteur de pondération.

II.4.1 Algorithmes d'adaptation

En formation de voies la majorité des méthodes essayent de minimiser l'erreur quadratique moyenne entre le signal à la sortie du réseau d'antennes et le signal désiré. Pour cela, il y a deux approches. La première est dite approche statistique. Elle suppose la connaissance des paramètres statistiques (moyenne, variance ...) du signal à l'entrée et conduit à la conception d'un filtre linéaire qui minimise le bruit à l'entrée en appliquant certains critères statistiques comme la minimisation au sens de l'erreur quadratique moyenne (EQM).

Pour une entrée stationnaire, la solution est connue sous le nom de «filtre de Wiener ». Cette solution est dite optimale.

La deuxième approche concerne les situations où les signaux sont non stationnaires. Les coefficients du filtre optimal doivent, dans ce cas, être variables dans le temps. La solution à ce problème est fournie par le filtrage de Kalman.

La solution de Wiener nécessite la connaissance à priori des statistiques des données d'entrée à traiter, ce qui n'est pas souvent le cas. On est donc amené à les estimer pour les utiliser dans le calcul des paramètres de pondération optimale. Du fait que ces paramètres de pondération représentant la solution optimale doivent suivre les situations non stationnaires, tous les calculs doivent être effectués au rythme de l'évolution de l'environnement. Ceci a pour effet de rendre la procédure très

compliquée. D'où l'intérêt de faire appel au filtrage adaptatif, qui ne fait que corriger les pondérations au lieu de refaire tous les calculs. Le fait que le traitement adaptatif met à jour les paramètres de façon adaptative, le changement se fait d'une itération à la suivante, donc les données sont dépendantes d'où la non-linéarité du filtre adaptatif. Dans ce type de traitement, plusieurs algorithmes sont utilisés. Parmi eux est l'algorithme RLS (recursif least square).

II.4.2 L'algorithme RLS

Le choix d'un algorithme par rapport à un autre se détermine par plusieurs facteurs :

- 1- Le taux de convergence: il est défini par le nombre d'itérations requises par l'algorithme, en réponse à une entrée stationnaire, pour converger à la solution optimale. Un taux de convergence rapide permet à l'algorithme de converger rapidement à l'environnement stationnaire.
- 2- La poursuite: Quand l'algorithme adaptatif opère dans un environnement non stationnaire, il doit être capable de suivre les variations statistiques de l'environnement.
- 3- La robustesse: Dans un contexte donné, la robustesse est le pouvoir de l'algorithme à opérer correctement dans de mauvaises conditions de données d'entrée. Ce même terme est aussi utilisé dans un contexte de fonctionnement numérique.
- 4- La complexité de calcul: Cette complexité comprend:
 - (a) le nombre d'opérations (c'est à dire multiplications, divisions et additions/soustractions) requises pour faire une itération complète de l'algorithme.
 - (b) la dimension d'allocation mémoire requise pour sauvegarder les données et le programme.
 - (c) l'investissement requis pour programmer l'algorithme sur un ordinateur ou sur un processeur DSP.

Dans l'algorithme de LMS, la matrice R de covariance et le vecteur r de corrélation croisée sont estimés en utilisant une méthode coulissante d'hublot.

Au lieu d'employer un hublot pour estimer ces paramètres, nous pouvons utiliser une somme exponentiellement :

$$\begin{aligned}\hat{R}_{RLS}(n) &= \sum_{i=1}^n \alpha^{n-i} x(i)x^H(i) \\ &= \alpha \sum_{i=1}^{n-1} \alpha^{n-1-i} x(i)x^H(i) + x(n)x^H(n) \\ &= \alpha \hat{R}_{RLS}(n-1) + x(n)x^H(n)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}r_{RLS}(n) &= \sum_{i=1}^n \alpha^{n-i} d^*(i)x(i) \\ &= \alpha \sum_{i=1}^{n-1} \alpha^{n-1-i} d^*(i)x(i) + d^*(n)x(n) \\ &= \alpha r_{RLS}(n-1) + d^*(n)x(n)\end{aligned}$$

Et :

Le facteur d'oubli, $0 < \alpha < 1$, 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 α est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

En développant les expressions précédentes, nous obtenons les relations de récurrence:

$$\begin{aligned}R^{-1} &= \alpha^{-1} \left[R^{-1}(n-1) - \frac{\alpha^{-1} R(n-1) x(n) x(n) R^{-1}(n-1)}{1 + \alpha^{-1} x^H(n) R(n-1) x(n)} \right] \\ &= \alpha^{-1} \left[R^{-1}(n-1) - k(n) x(n) R^{-1}(n-1) \right]\end{aligned}$$

Où :

$$k(n) = \frac{\alpha^{-1}R(n-1)x(n)}{1 + \alpha^{-1}x^H(n)R(n-1)x(n)}$$

S'appliquant cette évaluation de R^{-1} à la solution originale de Wiener dans Eq.6-b, démontrer dans le chapitre suivant avec $\mu=1$, nous obtenons :

$$\begin{aligned} w_{RLS} &= R^{-1}(n)r_{RLS}(n) \\ &= \alpha^{-1} \left[R^{-1}(n-1) - k(n)x(n)R^{-1}(n-1) \right] \left[\alpha r_{RLS}(n-1) + d^*(n)x(n) \right] \\ &= R^{-1}(n-1)r_{RLS}(n-1) + d^*(n)\alpha^{-1}R^{-1}(n-1)x(n) \\ &\quad - k(n)x(n)R^{-1}(n-1)r_{RLS}(n-1) - \alpha^{-1}d^*(n)k(n)x(n)R^{-1}(n-1)x(n) \\ &= w_{RLS}(n-1) + k(n)(d^*(n) + \alpha^{-1}d^*(n)x^H(n)R(n-1)x(n)) \\ &\quad - k(n)x(n)R^{-1}(n-1)r_{RLS}(n-1) - \alpha^{-1}d^*(n)k(n)x(n)R^{-1}(n-1)x(n) \\ &= w_{RLS}(n-1) + k(n)d^*(n) + k(n)\alpha^{-1}d^*(n)x^H(n)R(n-1)x(n) \\ &\quad - k(n)x(n)R^{-1}(n-1)r_{RLS}(n-1) - \alpha^{-1}d^*(n)k(n)x(n)R^{-1}(n-1)x(n) \\ &= w_{RLS}(n-1) + k(n) \left[d^*(n) - w_{RLS}^H(n-1)x(n) \right] \end{aligned}$$

On prend comme valeur initiale $\begin{cases} R = \sigma^{-1}I \\ W = 0 \end{cases}$

I : matrice identité

σ : Valeur très petite.

Cet algorithme est traduit par la figure suivante :

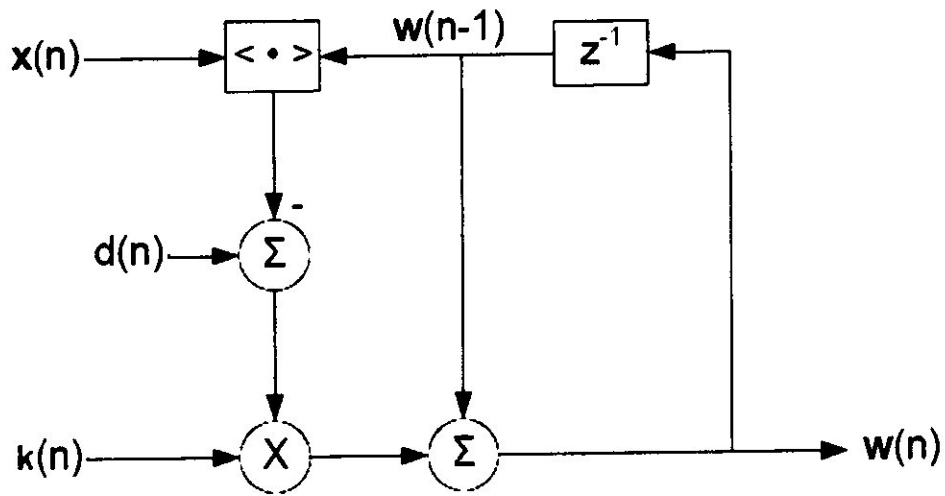


Figure II. 14 : RLS algorithme

CHAPITRE III

SYSTEME DE SUPPRESSION DES LOBES
SECONDAIRES

III. Système de suppression des lobes secondaires

III.1 SYSTEME DE SUPPRESSION DES LOBES SECONDAIRES « SLC »

III.1.1 Introduction

Cette partie est consacrée à la description du système "Side lobe canceller", qui est destiné à la suppression des signaux de brouillage reçus par les lobes secondaires d'une antenne à réflecteur ou d'un réseau d'antennes.

Une opération de recherche radar peut être perturbée par des interférences à rapport cyclique élevé dont l'objectif final est :

- 1- Empêcher l'opération appropriée par l'intermédiaire de la saturation.
- 3- Surcharger le radar par la détection des cibles inexistantes.

III.1.2 Principe de fonctionnement du système SLC

A cause des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne, les radars subissent les effets négatifs des brouilleurs indépendamment de l'angle efficace d'azimut de l'antenne. Pour réduire l'effet du brouillage lorsque les signaux perturbateurs arrivent au radar par les lobes secondaires, un système adaptatif peut être utilisé et par lequel le diagramme de rayonnement de l'antenne est modifié pour présenter des nules dans les directions des brouilleurs. Ce but peut être atteint en installant dans la proche proximité de l'antenne radar, désignée par la suite par "principale", un réseau adaptatif d'antennes auxiliaires. Le principe de ce système de suppression de lobes secondaires est représenté dans la figure (III.1.1).

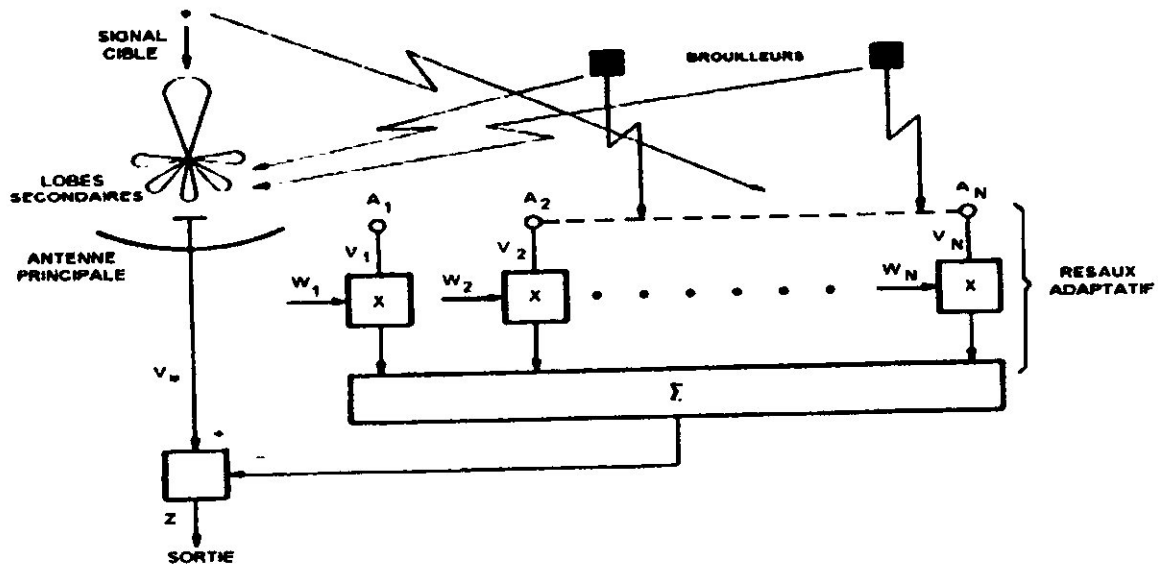


Figure III.1.1 : le principe de la technique SLC

Le gain des antennes auxiliaires est conçu pour approcher au maximum le niveau moyen du gain des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne principale. La forme du diagramme du réseau synthétisé est déterminée par les pondérations W_i $\{i = 1, 2, \dots, N\}$. La portion du signal cible utile reçue par les antennes auxiliaires est supposée être négligeable comparée au signal utile dans le canal principal.

La durée en temps du signal utile est aussi supposée être beaucoup plus petite que le temps d'adaptation du SLC. Alors les signaux utiles passeront sans changement à travers le système SLC, tandis que le brouilleur, qui est continu dans le temps, sera réduit par le processus d'adaptation.

Le but des antennes auxiliaires est de fournir des répliques des signaux de brouillage dans les lobes secondaires du diagramme principal pour la suppression. Les antennes auxiliaires sont placées suffisamment proches du centre de phase de l'antenne radar pour s'assurer que les échantillons de l'interférence qu'ils obtiennent peuvent être corrélés avec les interférences reçues par les lobes secondaires de l'antenne radar.

On note aussi que le nombre des antennes auxiliaires doit être au moins égale au nombre de signaux de brouillage à supprimer. En effet, N diagrammes de rayonnement auxiliaires contrôlés par des pondérations adaptatives $W_i \{i=1,2,3,\dots,N\}$ sont nécessaires pour forcer à zéro le diagramme de rayonnement de l'antenne de sortie dans N directions données. Les antennes auxiliaires peuvent être des antennes séparées ou des groupes d'éléments récepteurs d'un réseau adaptatif d'antennes.

Le SLC peut être implanté avec une antenne à réflecteur, où les antennes auxiliaires sont des dipôles sur la périphérie du réflecteur (figure III.1.2), ou avec un réseau d'antennes. Les antennes auxiliaires peuvent être intégrées dans le réseau principal, dans ce cas on parle de SLC Généralisé (GSLC figure III.1.3). Le couplage électromagnétique entre ces antennes doit être minimisé pour maintenir un faible niveau des lobes secondaires.

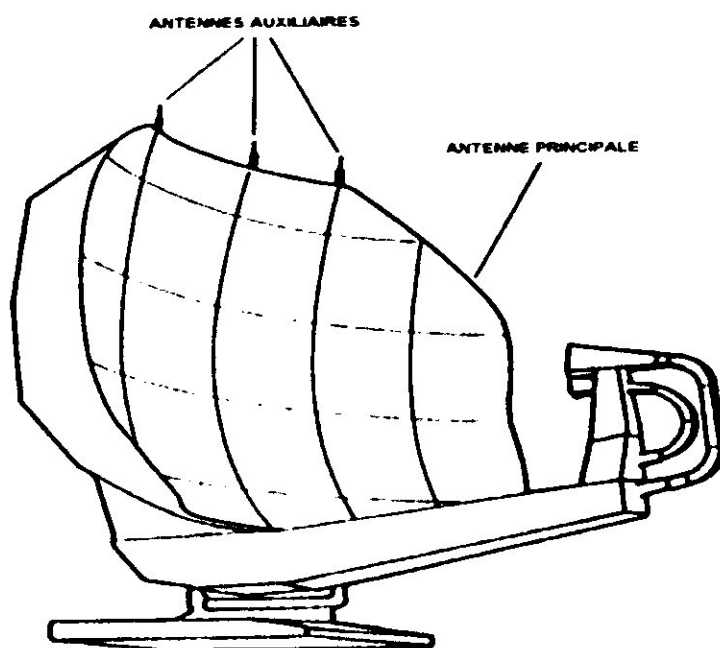


Figure III.1.2 : système SLC utilisant une antenne à réflecteur

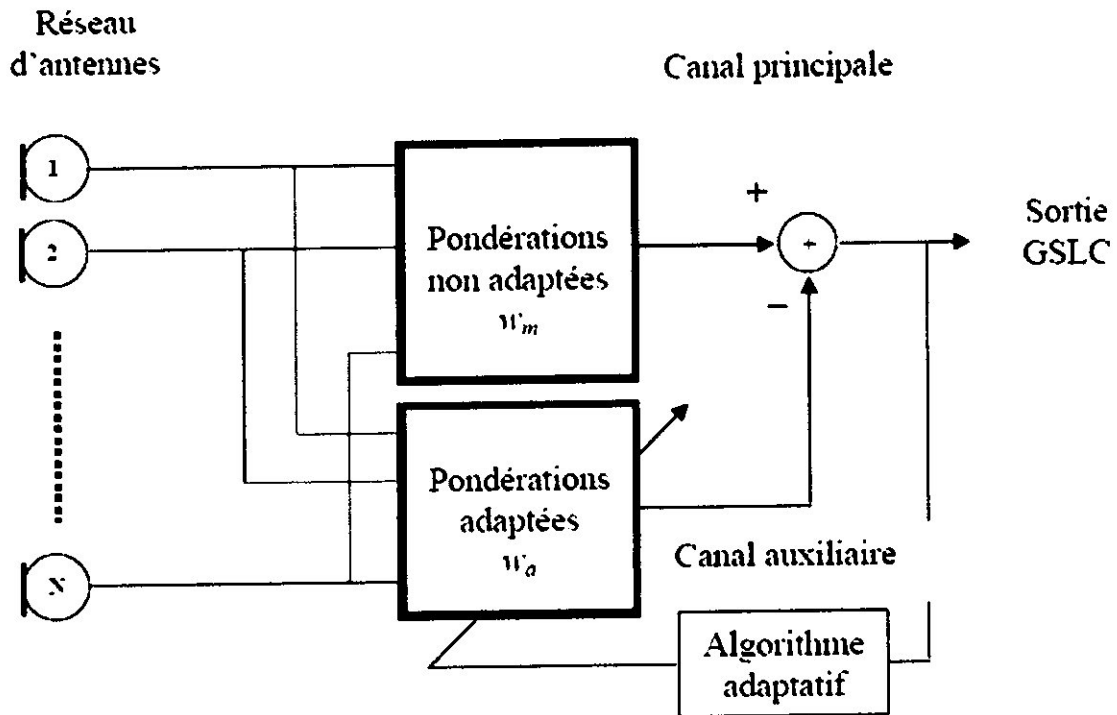


Figure III.1.3 : Système GSLC

Le fait d'avoir les antennes auxiliaires formées par des éléments de l'antenne principale est bénéfique car la réduction de la distance entre les centres de phase atténue la décorrélation des signaux de brouillage dans les canaux principal et auxiliaire. Une autre raison est que l'ouverture à -3dB du réseau auxiliaire doit être comparable à l'espacement zéro à zéro des lobes secondaires dans l'antenne radar.

Cela suggère l'emplacement des éléments auxiliaires autour de la périphérie de l'antenne principale pour correspondre à la structure du lobe secondaire du diagramme principal. L'élargissement de quelques lobes secondaires (résultant de la présence d'éléments d'erreur aléatoires, lobes secondaires aléatoires), ou par l'application d'une fonction de pondération à l'ouverture pour réaliser des lobes secondaires à faible niveau, suggérant d'avoir des éléments auxiliaires dans, aussi bien que sur, la périphérie de l'antenne principale est désirable.

Les sorties auxiliaires sont pondérées et sommées. Le signal résultant est ensuite soustrait de celui dans le canal principal. Le problème est de trouver la façon appropriée pour contrôler les pondérations, pour que la suppression maximum possible soit réalisée.

III.1.3 Etude mathématique

A cause de la nature stochastique des signaux de brouillage et du bruit dans le radar et les canaux auxiliaires et les combinaisons linéaires présumées des signaux, la technique de la théorie de prédiction linéaire pour les processus stochastiques est recommandée. V_m indique le signal de l'antenne principal et V est un vecteur de dimension N contenant l'ensemble des signaux des N antennes auxiliaires :

$$V^T = [V_1 V_2 \dots V_M] \dots \dots \dots (1)$$

Nous supposons que tous les signaux sont à bande spectrale étroite. Les signaux sont représentés par leurs enveloppes complexes, qui modulent une fréquence porteuse commune qui n'apparaît pas explicitement. Les signaux de brouillage dans les canaux peuvent être considérés comme des échantillons d'un processus stochastique ayant une moyenne de valeur nulle et une fonction d'auto corrélation connue. (Pour les problèmes de prédiction linéaire, les statistiques du 1^{ère} et 2^{ème} ordre sont suffisantes).

D'un point de vue statistique, l'ensemble des échantillons de V_m et de V est complètement décrit par la matrice de covariance R du vecteur V (de dimension N) et le vecteur d'intérrélation r entre V_m et V

$$R = E[V^* V^T] \dots \dots \dots (2-a)$$

$$r = E[V_m V^*] \dots \dots \dots (2-b)$$

L'opérateur $E\{.\}$ indique la valeur de l'espérance, l'étoile (*) veut dire conjuguée complexe et (T) pour les opération de transposition.

On indique par le vecteur W de dimension N l'ensemble des N pondérations

$$W^T = [W_1 W_2 \dots W_N] \dots \dots \dots (3)$$

La rejection de la perturbation dans le canal principal est réalisée par la soustraction du signal de brouillage estimé, du signal issu de l'antenne primaire (V_m). L'estimation est obtenue à travers une prédiction linéaire du signal de brouillage dans le canal principal sur la base des échantillons du brouilleur dans les canaux auxiliaires. Le vecteur optimal W de pondération est estimé en minimisant l'erreur quadratique moyenne de la prédiction, qui est égale à la puissance résiduelle en sortie

$$p_z = E[|z|^2] = E[|V_m - W^T V|^2] \dots \dots \dots (4-a)$$

Où Z est la sortie du SLC

L'équation (4-a) est une fonction quadratique de W avec R et r comme paramètres. Elle peut s'écrire sous la forme :

$$p_z = E[(V_m - W^T V)(V_m^* - W^H V^*)] = E[V_m^2] - W^H r - W^T r^* + W^H R W \dots \dots \dots (4-b)$$

En prenant le gradient de P_z selon W :

$$\nabla_W P_z = \left[\frac{\partial P_z}{\partial W_1} \quad \frac{\partial P_z}{\partial W_2} \quad \dots \quad \frac{\partial P_z}{\partial W_N} \right]^T = 2 [R W - r] \dots \dots \dots (5-a)$$

En posant $\nabla_W P$ égale à zéro, l'équation suivante est obtenue :

$$\hat{W} = \mu R^{-1} r \dots \dots \dots (5-b)$$

Où μ est une valeur constante arbitraire. Cette équation peut être aussi dérivée par la théorie la plus générale des réseaux adaptatifs. Une condition statistique utile et importante existe entre le signal de sortie Z et les composantes du vecteur du signal d'entrée V lorsque W est égale à la pondération optimale \hat{W} .

En effet, si on multiplie les deux cotés de l'équation :

$$Z = V_m - V^T W \dots\dots\dots(5-c)$$

Par V^* , on obtient :

$$ZV^* = V_m V^* - V^* V^T W \dots\dots\dots(5-d)$$

Le calcul de la valeur moyenne (espérance mathématique) de ZV^* donne :

$$E[ZV^*] = r - RW \dots\dots\dots(5-e)$$

Maintenant, en remplaçant W par sa valeur optimale \hat{W} donné par (5-b), on obtient

$$E\{ZV^*\}_{w=\hat{w}} = 0 \dots\dots\dots(5-f)$$

Ce résultat est très connu dans la théorie de prédiction linéaire, il établit que le signal erreur de prédiction (Z , dans notre cas) est décorrélé avec, ou orthogonal au, signal d'entrée V . De (5-a) et (5-b), on déduit que la puissance du résidu du brouilleur sous la condition de pondérations optimum est :

$$\begin{aligned} p_L &= E\left[Z(V_m - \hat{W}^H V^*)\right] \\ &= E[ZV_m^*] - \hat{W}^H E[ZV^*] \\ &= E[ZV_m^*] = E\left[(V_m - \hat{W}^T V) V_m^*\right]; \text{ L'orthogonalité établie avec (5-f)} \\ &= E\left[|V_m|^2\right] - \hat{W}^T E[VV_m^*] \end{aligned}$$

$$= E \left[\left| V_m \right|^2 \right] - r^H R^{-1} r \dots\dots\dots(6)$$

III.2 TECHNIQUE D'ANNULATION D'INTERFERENTS SOUS OPTIMALE
III.2.1 Principe

Cette technique est basée sur la connaissance des directions d'incidence des différentes sources. Dans le cas de liaisons fixes, celles-ci peuvent être connues a priori en fonction de la position de l'émetteur et du récepteur. Dans le cas de liaisons mobiles, il est nécessaire de les estimer périodiquement pour suivre les déplacements angulaires des différentes sources, mais dans notre présentation de cette méthode on se contente du cas où les liaisons sont fixes, qui est fréquent dans les communications. Un réseau constitué de M antennes possède M-1 degrés de liberté. Il est donc possible de former N lobes dans les directions des sources utiles sous la contrainte de gain nul dans M-N-1 directions différentes. Le vecteur de pondération doit donc satisfaire le système d'équations suivant:

$$\begin{aligned} w^H x(\theta_s) &= 1 & i=1 \dots N \text{ (N lobes)} \\ w^H x(\theta_i) &= 0 & i=1, \dots, k-1 \text{ (k-1 zéros)} \dots\dots\dots(1) \end{aligned}$$

III.2.2 Etude mathématique

-Pour un signal à bande étroite, la réponse de chaque élément du réseau x_i est la combinaison du bruit $b(t)$, signal désirer $S(t)$ et les signaux interférant $S_i(t)$ tel que :

$$x(t) = b(t) + s(t)a(\theta_s) + \sum_{i=1}^N s_i(t)a(\theta_i) \dots\dots\dots(2)$$

Sachant que θ_i l'azimut de la $i^{\text{ème}}$ interférence. N le nombre d'interférence et $b(t)$ est le vecteur colonne du bruit corépondant à chaque élément du réseau.

La matrice de covariance du signal total n'est que l'autocorrelation de la repense du réseau :

$$R = E \left[x(t)x^H(t) \right]$$

$$= E[r(t)r^H(t)] + E[s(t)s^*(t)]a(\theta_s)a^H(\theta_s) + \sum_{i=1}^N E[s_i(t)s_i^*(t)]a(\theta_i)a^H(\theta_i) \dots\dots\dots (3)$$

Sachant que le bruit par définition n'est corrélé qu'avec lui même et égal en puissance à P_N .

P_s et P_i la puissance du signal désirer et le signal interférent, l'équation (3) devient :

$$R = P_N I + P_s a(\theta_s)a^H(\theta_s) + \sum_{i=1}^N P_i a(\theta_i)a^H(\theta_i)$$

$$= R_N + R_s + R_i \dots\dots\dots(3-a)$$

I : matrice identité de dimension $N \times N$.

a : Vecteur directionnel de dimension $N \times 1$.

La sortie de réseau Y est donner par :

$$Y = w^H x \dots\dots\dots(4)$$

La solution générale de système d'équations (1) nécessite l'utilisation des techniques d'optimisation appropriées qui permettent de calculer les pondérations pour chaque configuration des lobes désirés, malheureusement on a pas pu trouver la démonstration complète de la solution qui est donné par :

$$w_{opt} = [R_i + R_N]^{-1} a(\theta_s) \dots\dots\dots(5)$$

La Figure (III.2.1) donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivée de toutes les sources.

Connaissant la structure du réseau, linéaire par exemple, il est possible de former la matrice R et son inverse ou pseudo inverse, mais qui présente une sérieuse difficulté lors de la réalisation d'un tel circuit.

CHAPITRE IV

SIMULATIONS ET RESULTATS

IV. Simulations et résultats

INTERFACE REALISER :

-Pour faciliter la compréhension de la logique suivie dans les simulation, on a réalisé une simple interface, et pour donner un accès facile aux différents variable des différents programme. Elle a été réalisée avec le logiciel MATLAB 5.3.

1-Lors de l'exécution, la première figure qui apparaît constitue en quelque part une page de garde, mais elle comporte 02 boutons portant le nom des deux méthodes présentés et à travers lesquelles on accède à ces dernières. Le bouton « sortir » permet de quitter le programme, il a la même fonction dans toutes les figures qui suivent (Figure IV.1).



Figure IV.1 Interface principale

2-En cliquant sur le bouton « SLC avec RLS », on active la figure qui comporte les différents tests apportés à cette méthode (Figure IV.2).

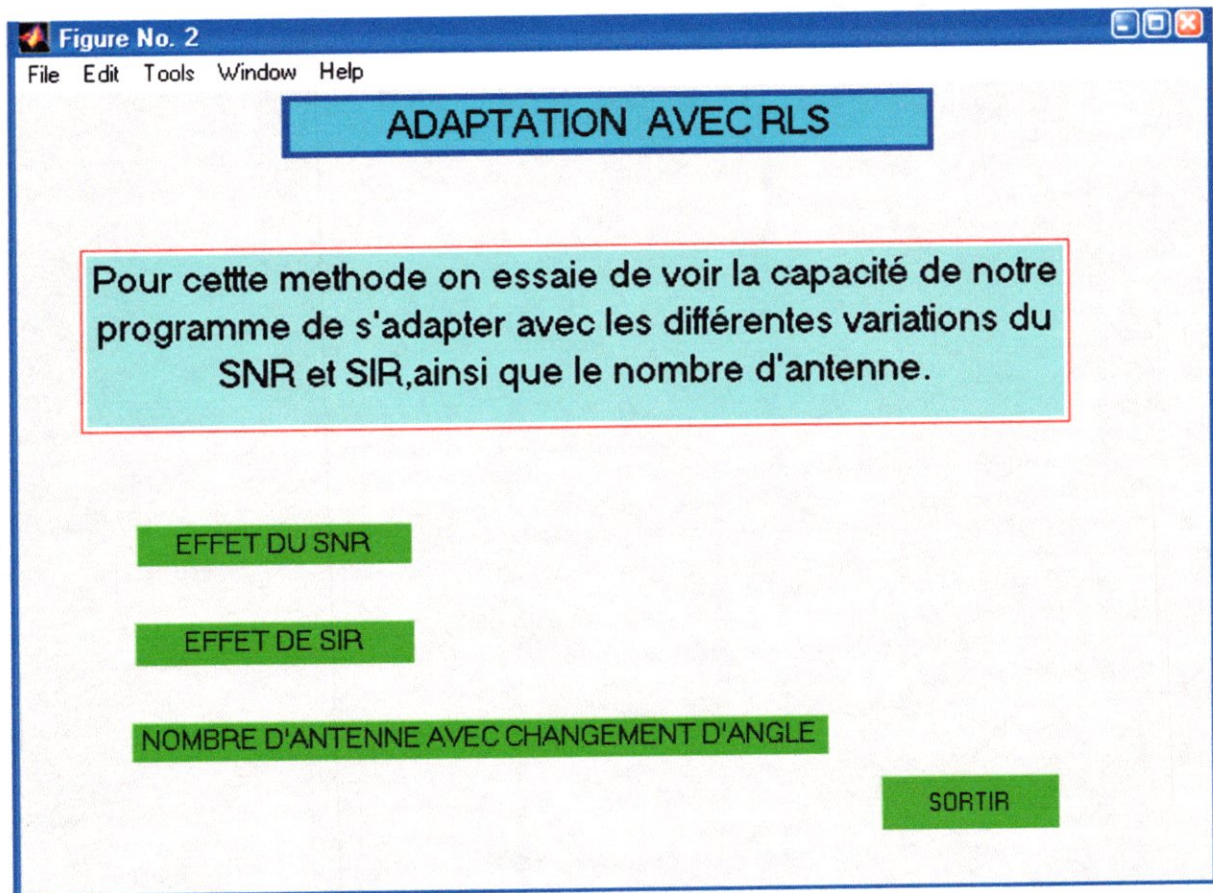


Figure IV.2 Adaptation avec RLS

Comme vous pouvez le voir, cette figure comporte 03 tests .chaque bouton nous permettre d'accéder aux programmes approprier et d'effectuer le test.

2-a-Le bouton « EFFET DU SNR » donne l'accès à l'interface ci-dessous (Figure IV .3).Elle comporte les différents paramètres de simulation et une liste déroulante des valeurs de SIR, et une figure sur la quel apparaît le signal avant et après adaptation.

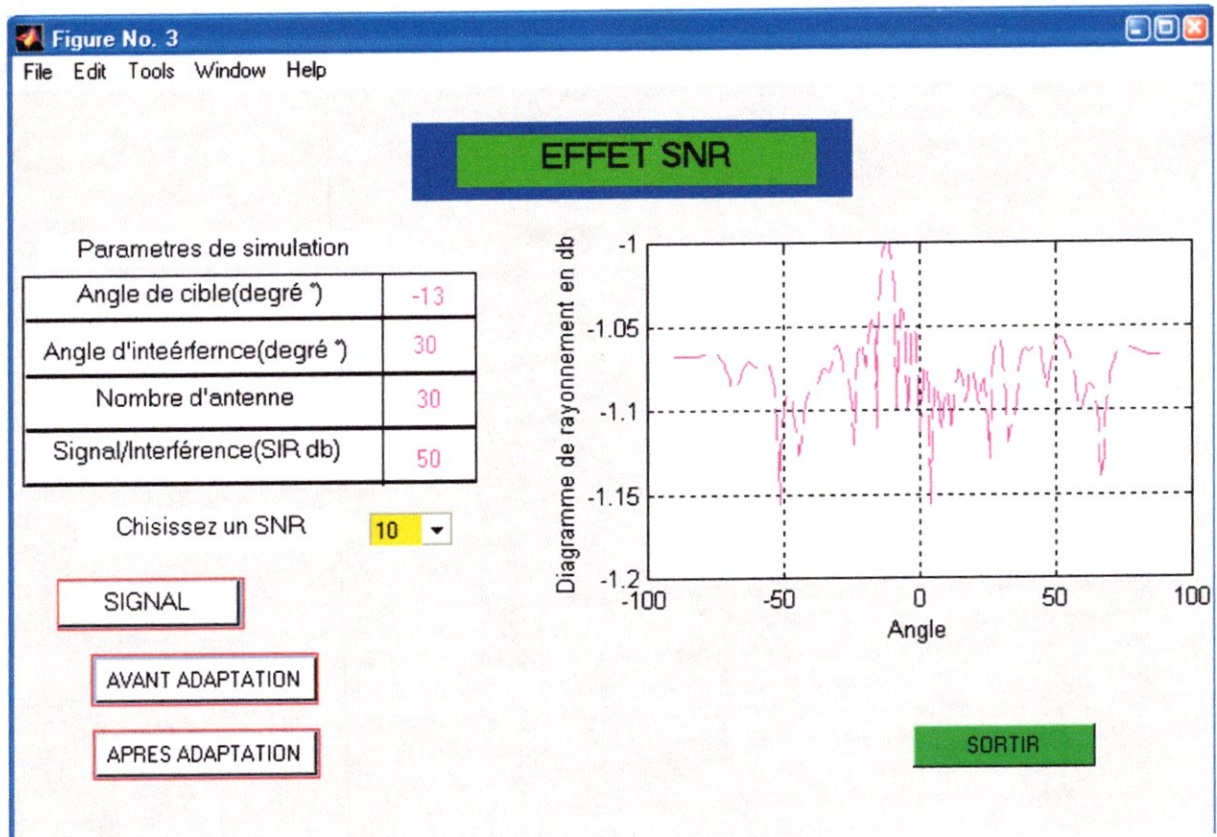


Figure IV.3 Effet SNR

2-b-Le bouton « EFFET DU SIR » donne l'accès à une figure semblable à la précédente mais avec d'autres paramètres de simulation,comme il est indiquier sur l'interface elle-même (Figure IV .4).

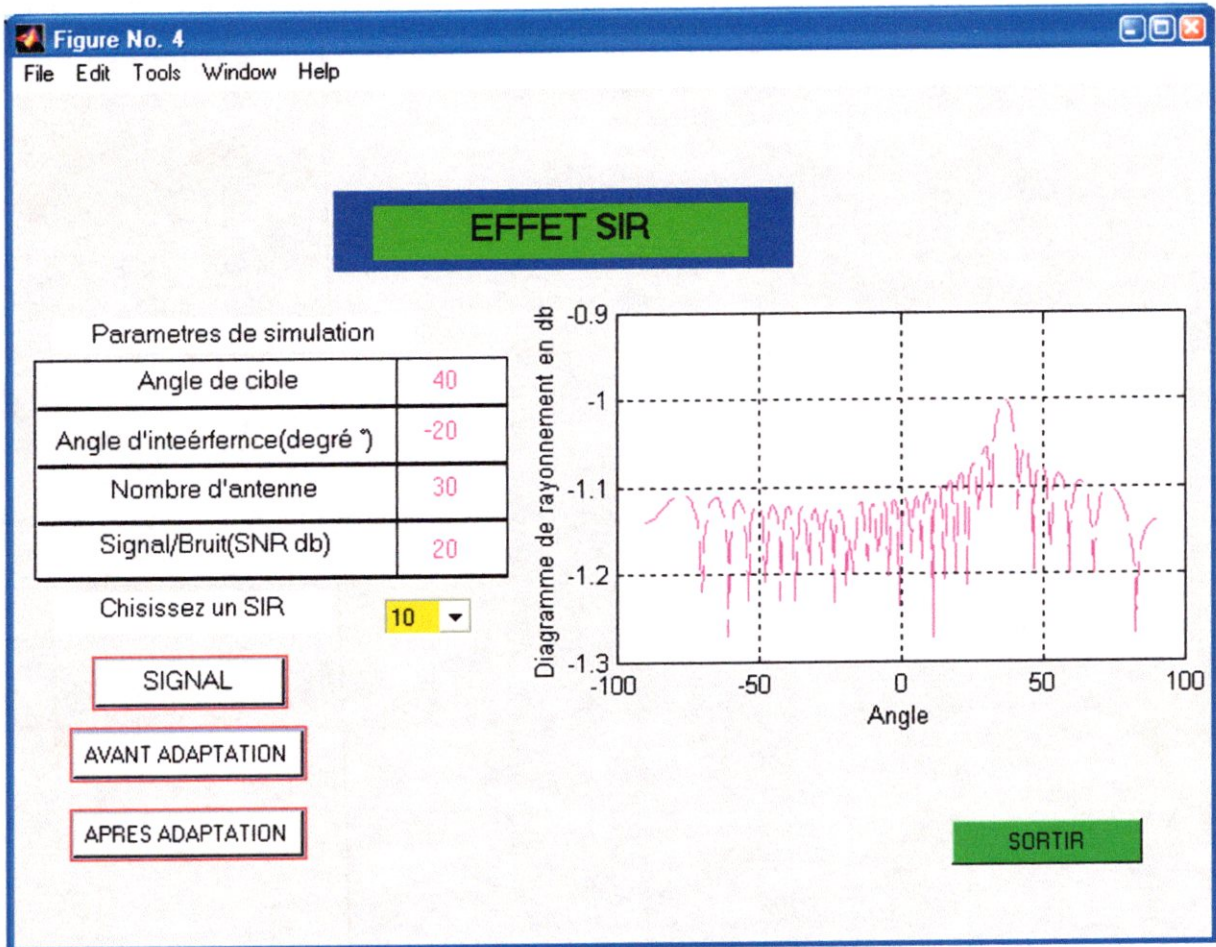


Figure IV.4 Effet SIR

2-c-Le bouton « Nombre d'antenne avec changement d'angle » donne l'accès à la Figure (IV.5).le bouton « RAZ » permet la remise à zéro de toutes les variables.

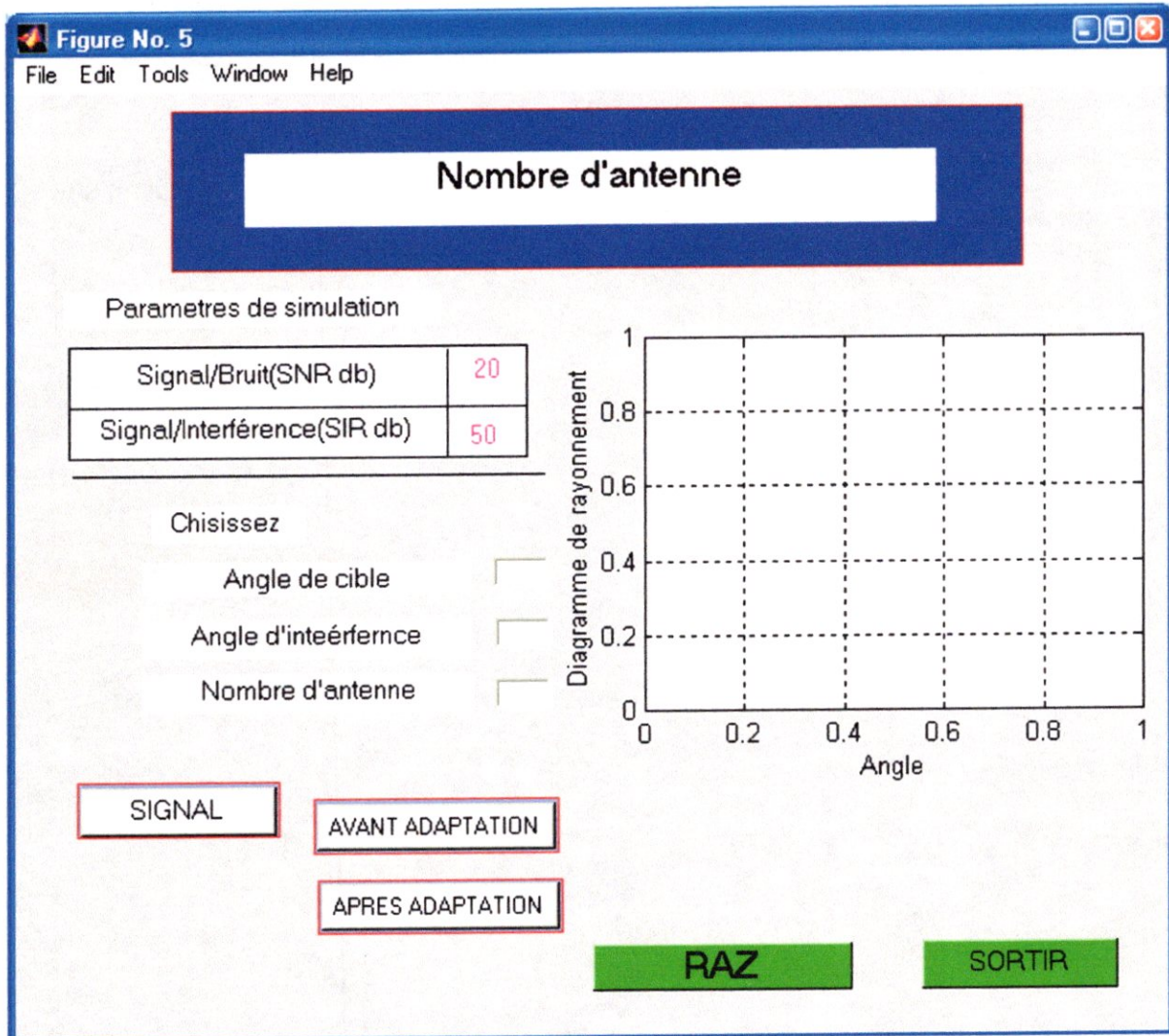


Figure IV.5 Nombre d'antenne

3- Le bouton «Méthode sous optimale » donne l'accès à la Figure (IV.6), sur la quel on effectuera le test de validation de la méthode.

Dans cette figure le bouton « simulation » permet d'effectuer le calcul et le tracer du signal en sortie du réseau.

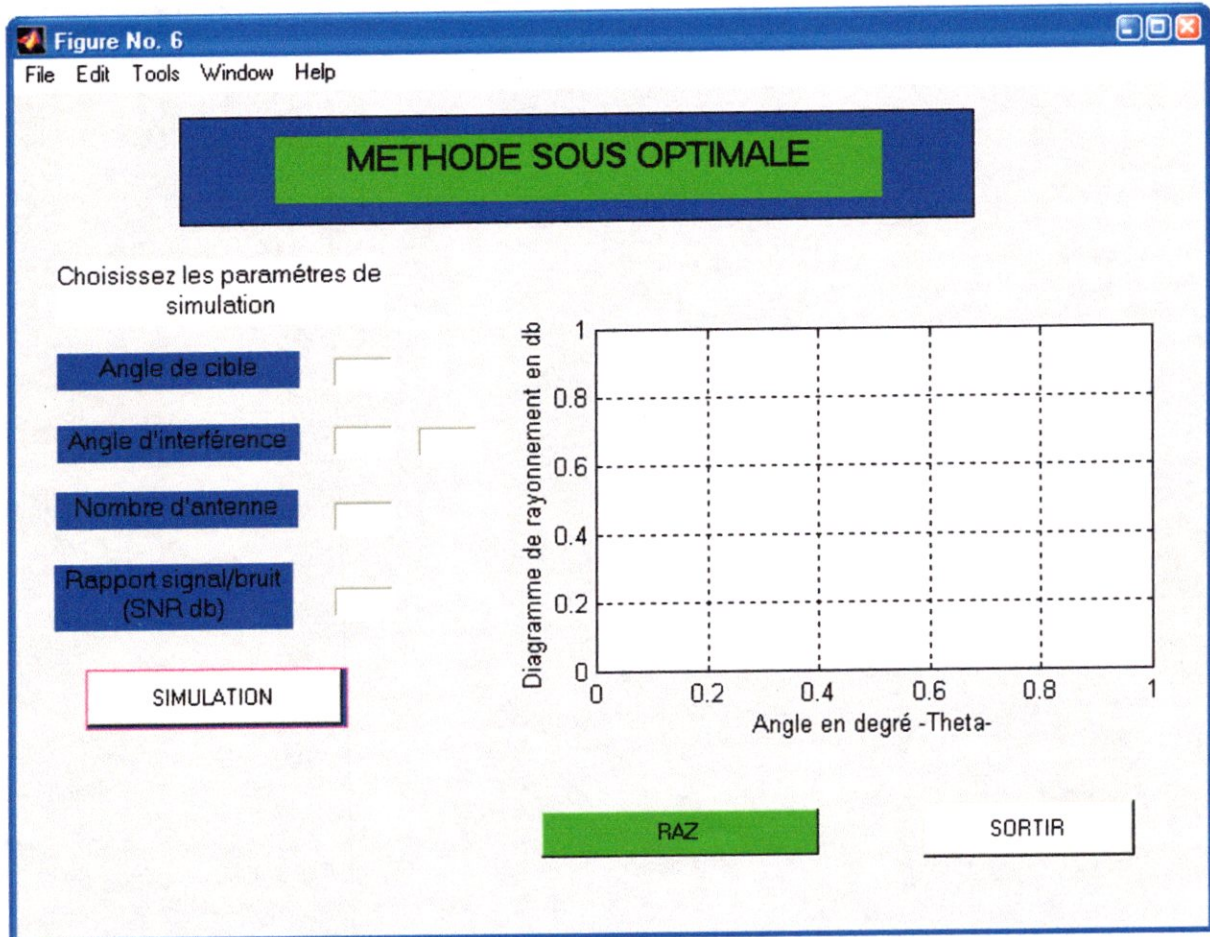


Figure IV.6 Méthode sous optimale

SIMULATIONS :

Dans ce chapitre nous allons présenter les deux méthodes déjà expliquées à travers quelques exemples en prenant des échantillons différents des signaux sources et des paramètres qui caractérisent l'environnement de ces dernières. Cela nous permettra à la fois de voir l'avantage de l'utilisation de ces techniques et de comparer leurs performances en termes de précision et de robustesse au bruit.

Pour nos simulations, l'antenne utilisée est une antenne linéaire munie de N capteurs équirépartis, omnidirectionnels et de gain unité ; le milieu de propagation est un milieu non dispersif. Les sources ont été supposées suffisamment loin du réseau pour les considérer comme des ondes planes. La distance inter-capteur est égale à une demi-longueur d'onde. Le bruit a été supposé blanc dans la bande passante de l'antenne et sa puissance est normalisée à 1.

Donc, nous essayerons de mettre en évidence les avantages et les failles de ces techniques dont leur but est de réduire les effets des brouilleurs qui nuisent à la détection, et par conséquent la prise de décision de l'existence ou non de cible, à savoir:

- 1- Technique d'annulation d'interférence sous optimale.
- 2- Système SLC utilisant un processus adaptatif (RLS).

PARTIE I : Technique d'annulation d'interférence sous optimale.

-Pour cette première partie, on suppose avoir 02 brouilleurs et une cible présente, et on essaie de mettre en évidence les limites de notre algorithme en jouant sur le nombre d'antenne et la puissance du bruit, dans les études faites le rapport signal sur interférence.

Simulation I-1:

-Tracé en échelle logarithmique du diagramme de rayonnement.

Pour un SNR=20db ; $N=30$.

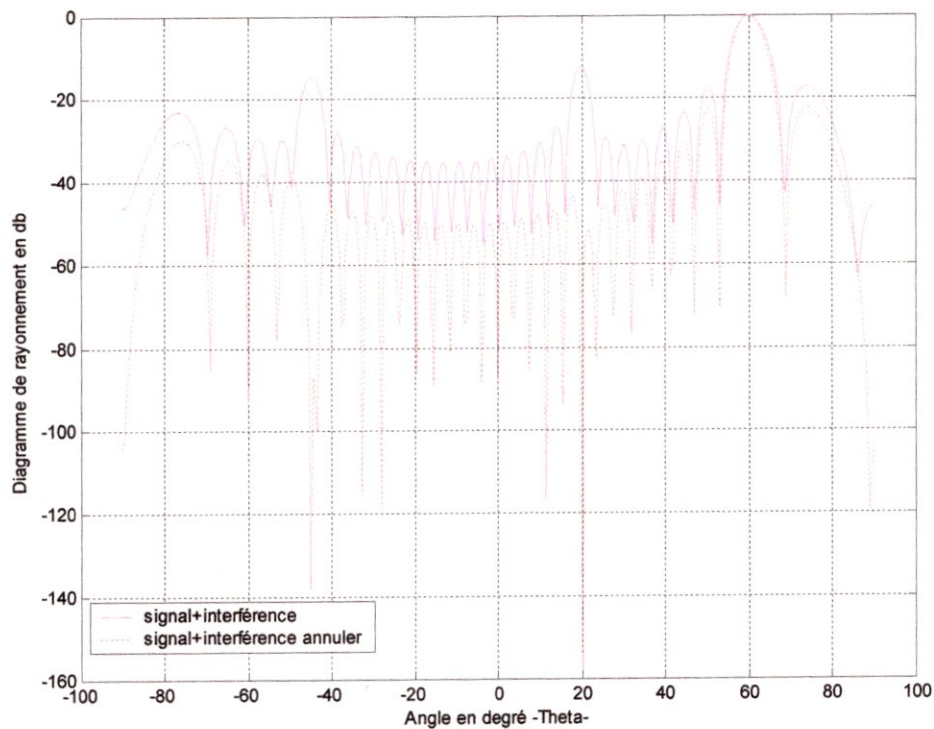


Figure IV.I-1-a-interférence arrivant de -45 et 20
Cible à 60 degré.

-Tracé polaire pour les mêmes paramètres de simulation.

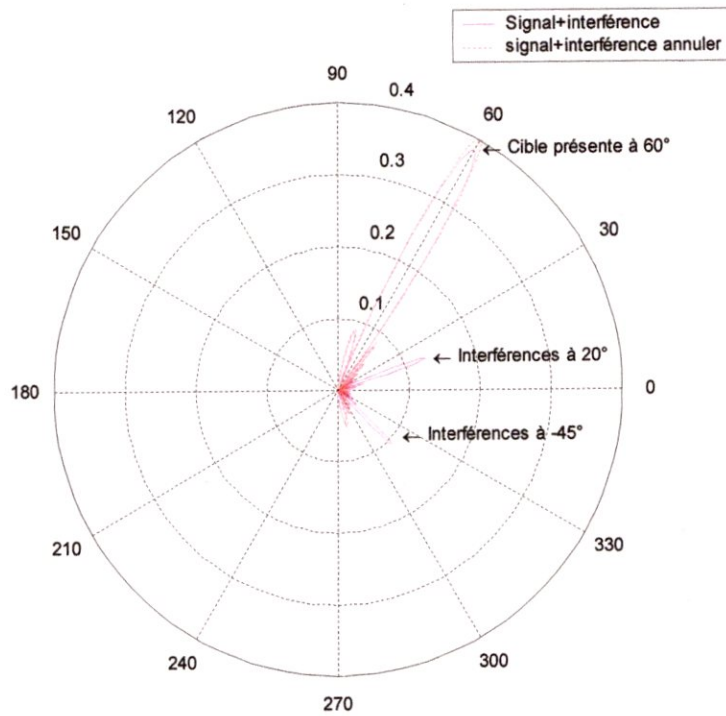


Diagramme de rayonnement en vue azimutale

Figure IV.I-1-b

Simulation I-2:

-Pour un SNR=20, N=10.

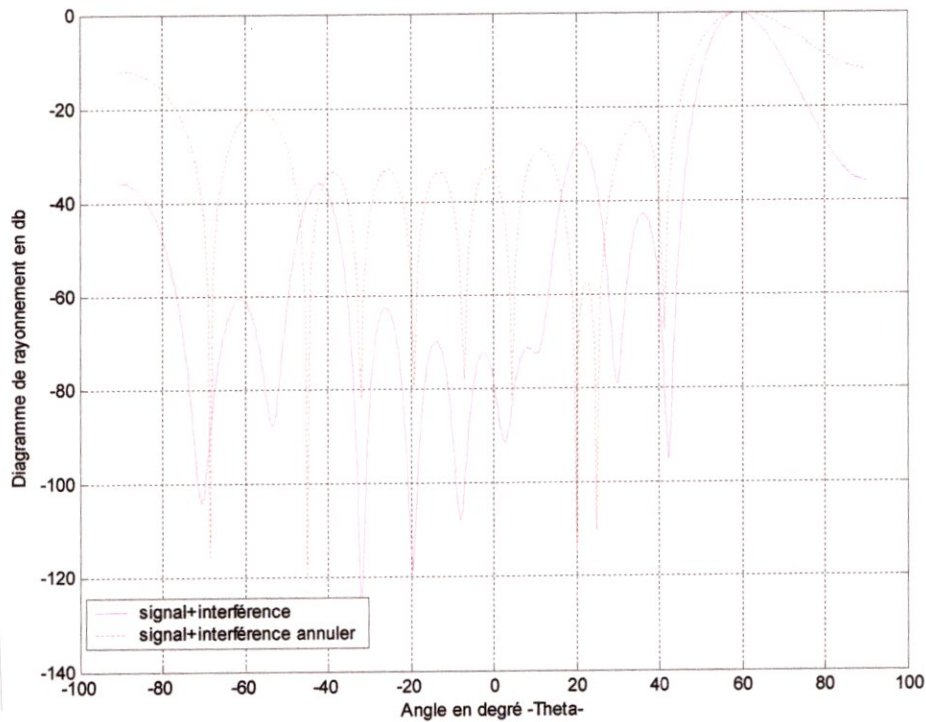


Figure IV.I-2-interférence arrivant de -45 et 20
Cible à 60 degré.

Simulation I-3:

Pour un SNR=3 ; N=30.

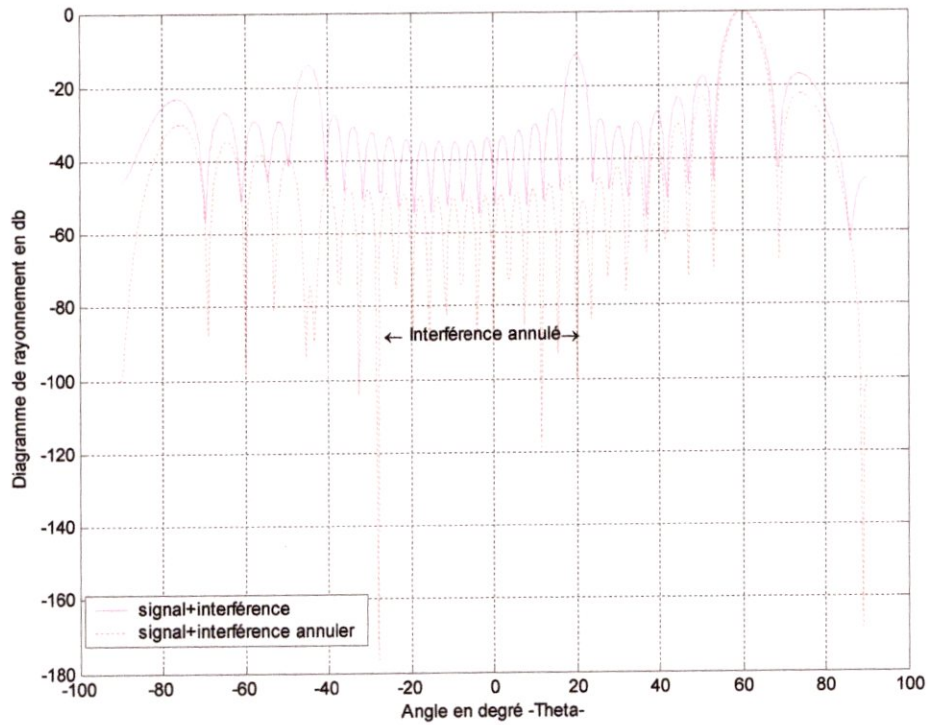


Figure IV.I-3-interférence arrivant de -45 et 20
Cible à 60 degré.

Simulation I-4 :

Pour un SNR=20 ; N=30.pour interférence très proche de la cible.

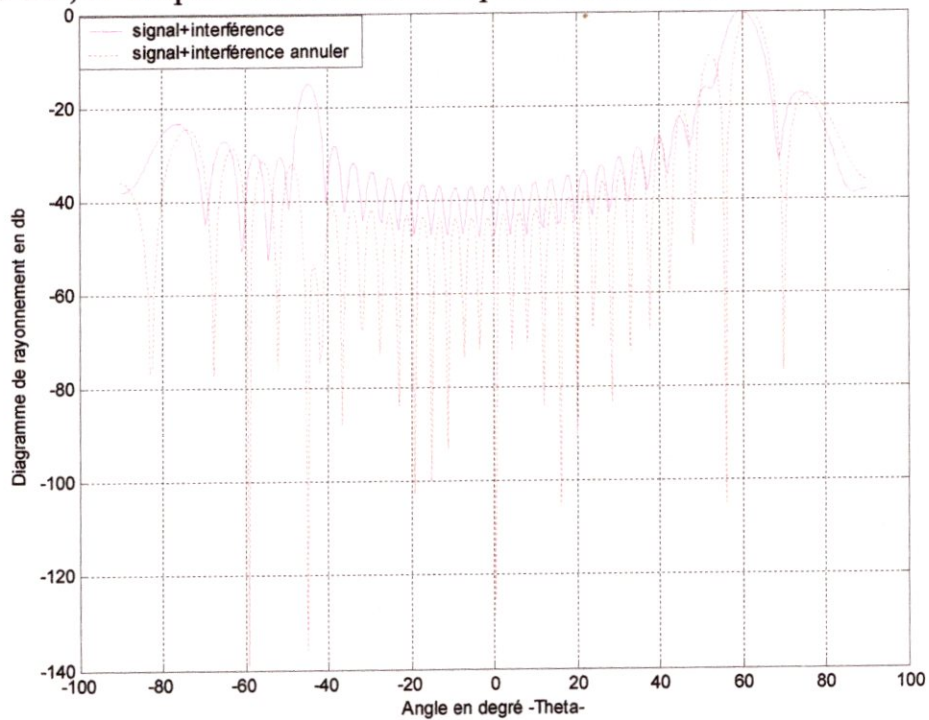


Figure IV.I-4-interférence arrivant de -45 et 56 avec Cible à 60 degré.

PARTIE II : Système SLC utilisant un processus adaptatif (RLS).

Dans cette partie on utilisera l'algorithme adaptatif RLS, où on testera sa robustesse en terme d'adaptation en manipulant les différents paramètres qui déterminent ces limites d'utilisation.

-Notons, pour rendre les choses plus claires nous avons proposé de voir l'effet de chaque paramètre à part.

Simulation II-1: Effet de SNR

-Pour SIR=50db, N=30.

SNR=20db.

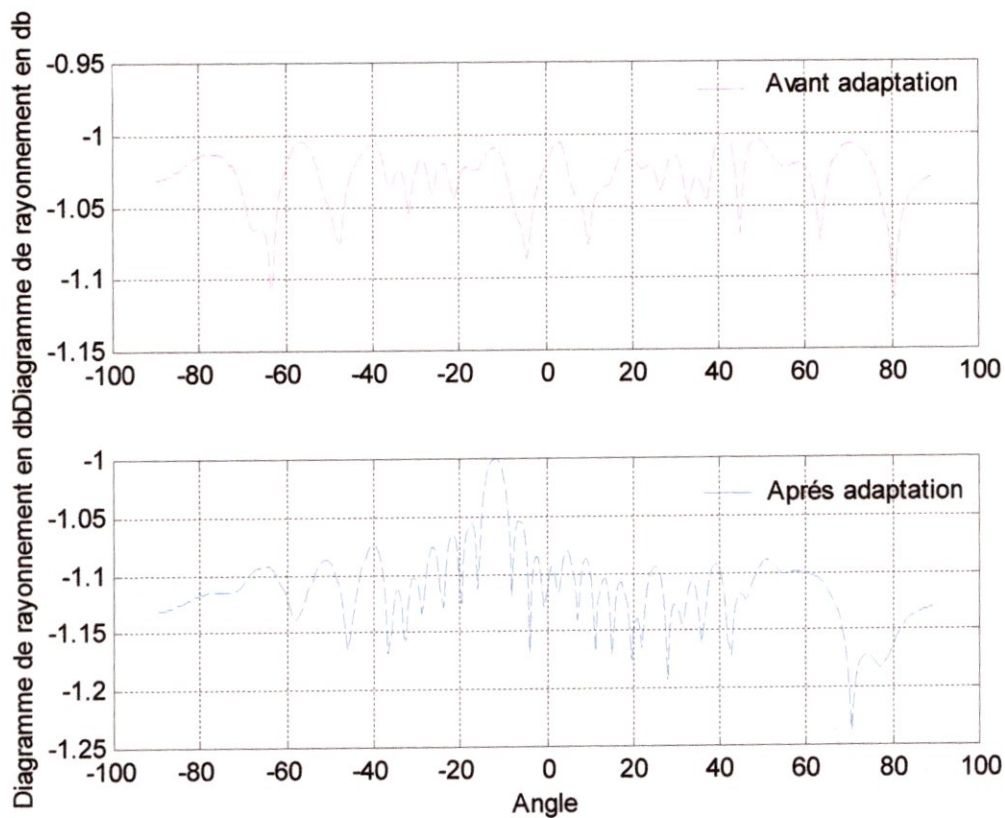


Figure IV.II-1-a-cible présente à -13 degré
Interférence arrivant de 30 degré

-SNR=50db

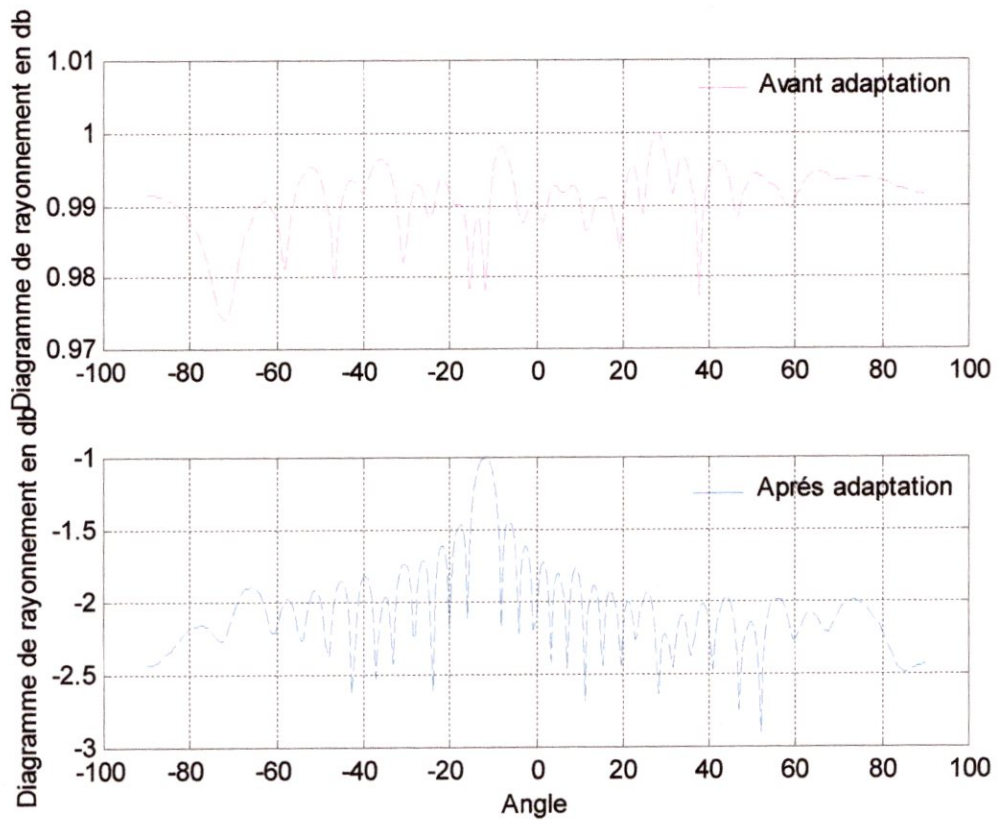


Figure IV.II-1-b-cible présente à -13 degré
Interférence arrivant de 30 degré

Simulation II-2: Effet de SIR

-Pour un SNR=20db, N=30.

-SIR=10db.

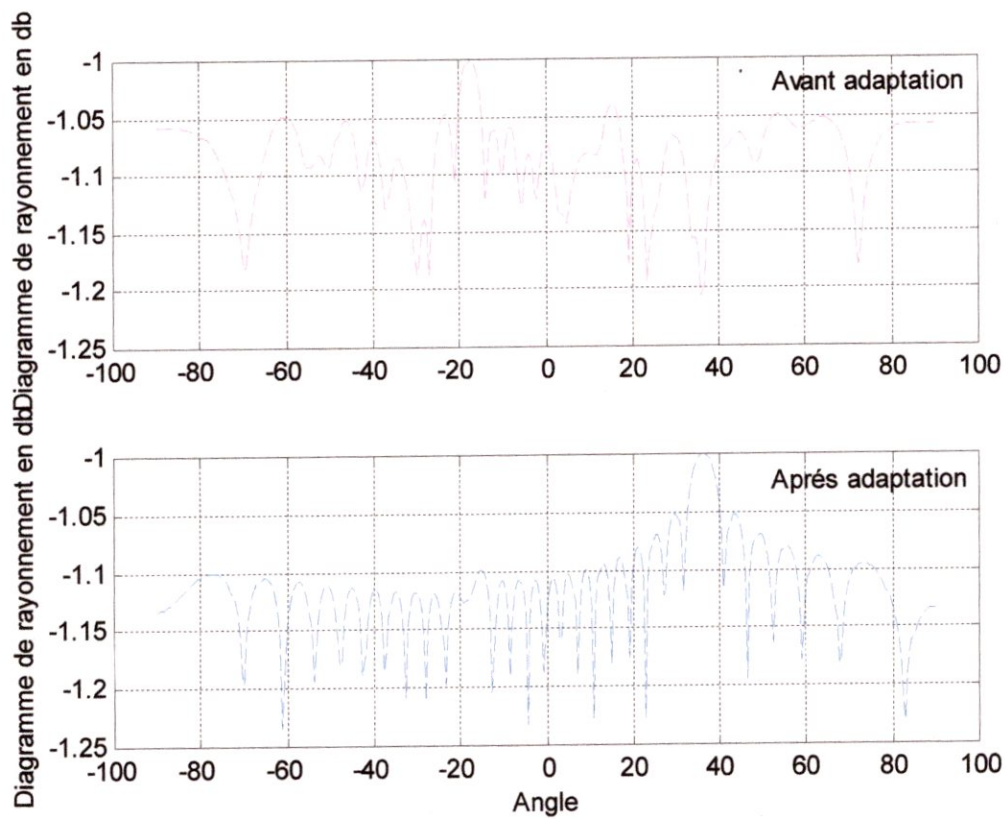


Figure IV.II-2-a-cible présente à 40 degré
interférence arrivant de -20 degré

-SIR=40db.

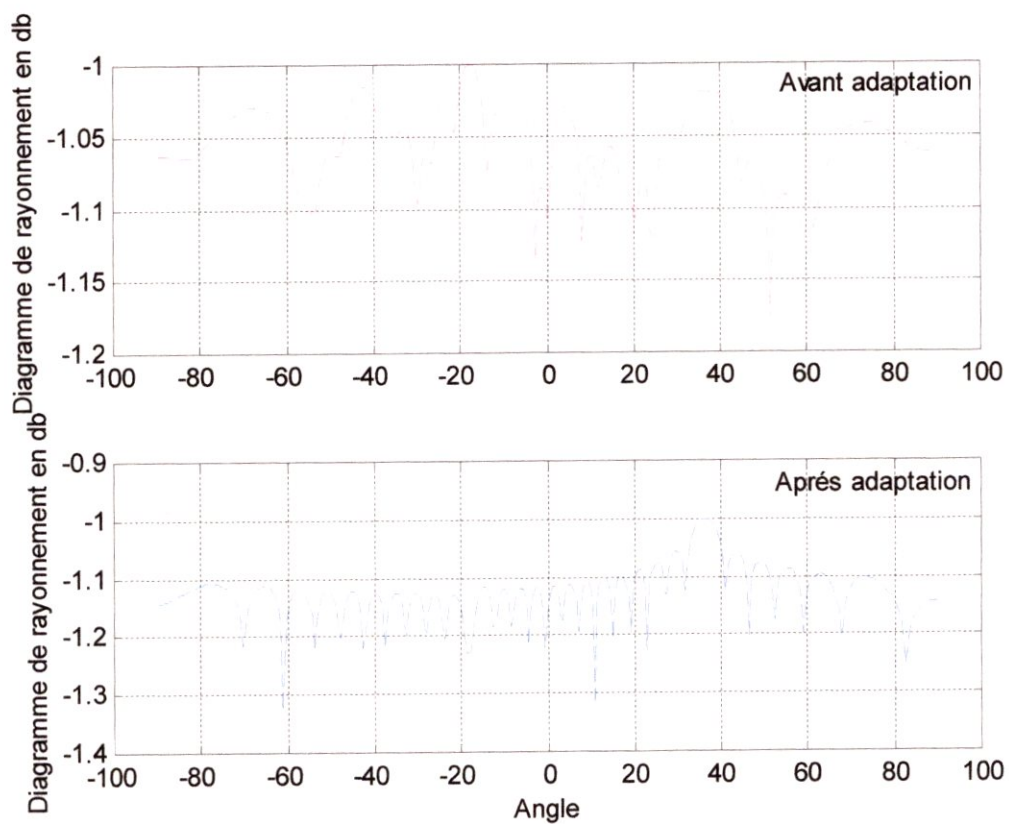


Figure IV.II-2-b-Cible présente à 40 degré
interférence arrivant de -20 degré

-Pour un SNR=20db, SIR=50db.

Cible proche d'interférence avec $N=10$.

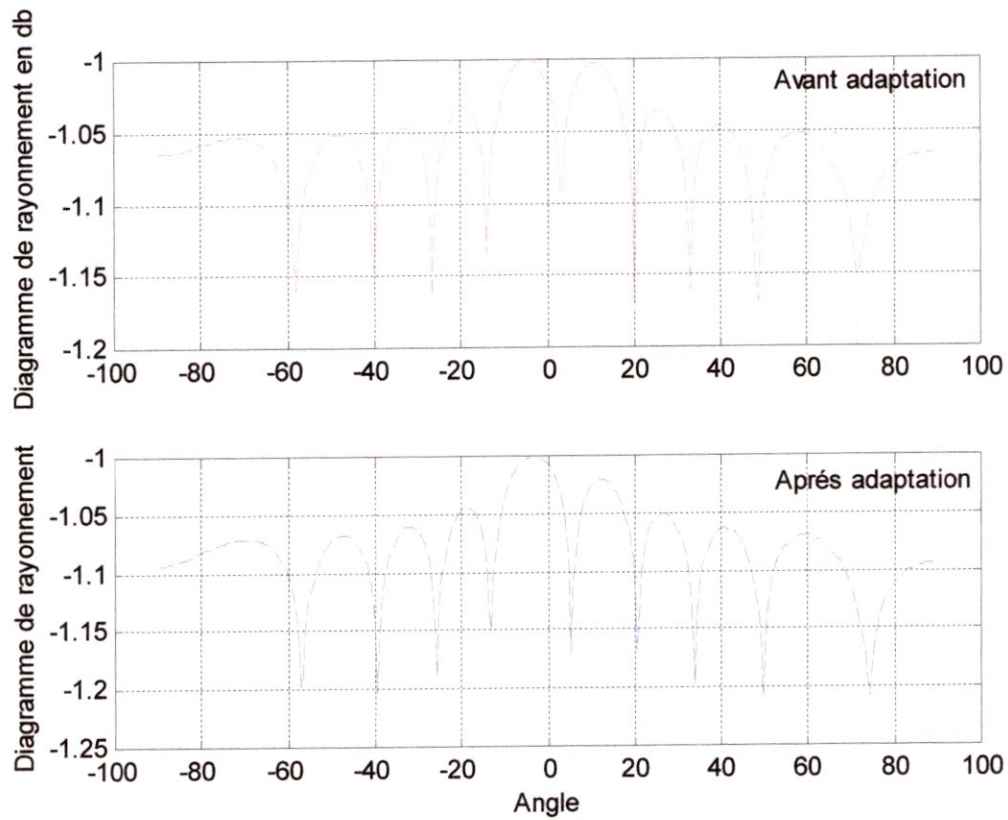


Figure IV.II-3-b-Cible présente à 0 degré
interférence arrivant de 5 degré

-Avec $N=30$.

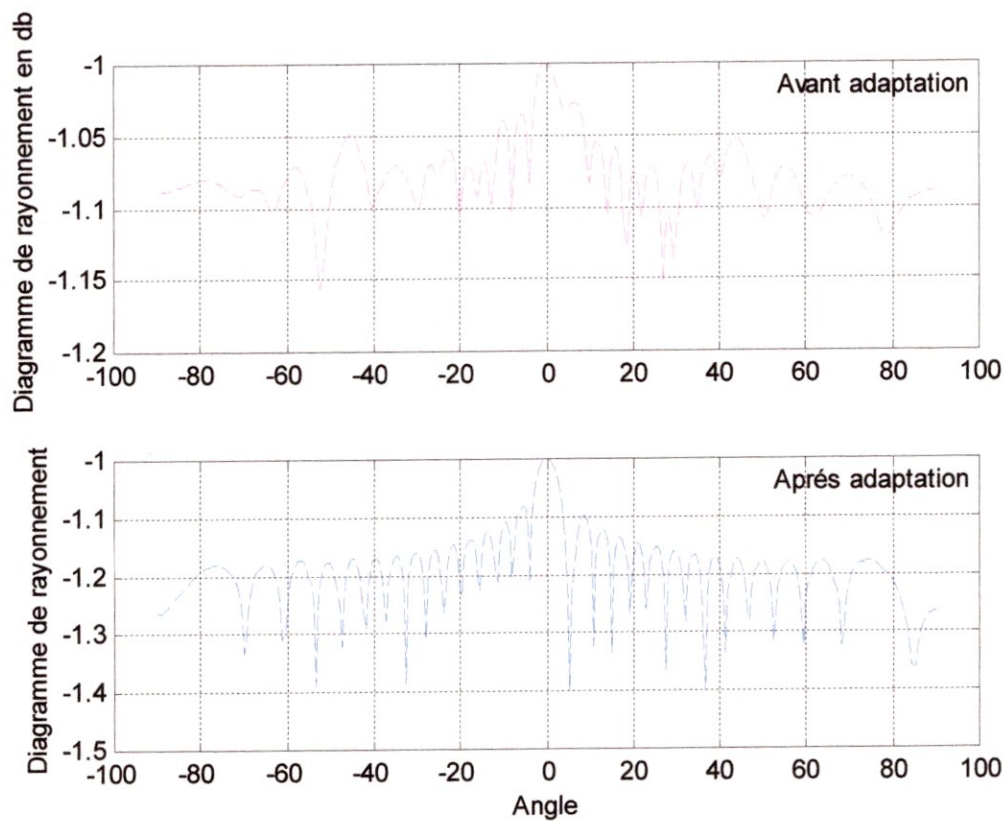


Figure IV.II-3-c-Cible présente à 0 degré
interférence arrivant de 5 degré

RESULTAT :**PARTIE 1 :**

-On constate à travers les 03 simulations dans cette partie l'influence majeure du nombre d'antenne et du rapport signal sur bruit SNR, signal sur interférence SIR.

En comparant la simulation (I-1) qui est meilleur de (I-2) le digramme est plus précis et directive grâce au nombre élevé d'antenne.

D'autre part on remarque à travers les simulation (I-1) et (I-3) que plus le SNR est petit (puissance du bruit importante) le degré d'annulation des interférences est moins bon, remarquez que la puissance des interférence sont ramenées en moyenne dans (I-1) de (-20db) à plus (-140db), par contre lors de la simulation (I-3) elles ne sont ramenées que de (-20db) à (-80db).

La simulation (I-4) montre la bonne résolution de cette technique, et son pouvoir d'annuler les interférences proche de la cible.

Effectivement, la cible n'est séparé que de 04 degré de l'interférence, malgré cette situation qui est peu fréquente en réalité car il y'a peu de radar qui ont un tel lobe principale étroit, on constate le pouvoir de cette technique de séparer les deux tout en annulant l'interférence, mais il faut souligner aussi qu'on a perdue un peu de la précision.

PARTIE 2

-Concernant cette partie, où on voit l'effet du SNR, et à partir des 02 simulation (IV.II-1-a) et (IV.II-1-b), il est à noter que la première figure n'indique pas avec précision la cible désiré de plus l'interférence n'est pas annulée aussi bien que la deuxième. L'interférence dans (IV.II-1-a) où le SNR est de 20db est ramenée à (-1.15db), par contre dans (IV.II-1-b) elle atteint (-2.5db) normaliser pour un SNR de 50db.

-La simulation (II-2) qui met la lumière sur l'effet du SIR, montre qu'une interférence dans le cas où le SIR est de 40db est mieux annulée (plus de -1.2db) que dans le cas d'un SIR de 10db (-1.1db), qui est un résultat logique mais qui montre aussi la

capacité de l'algorithme de poursuivre les différentes variations du milieu entourant le réseau.

-En voyant les résultats de la simulation (II-3), on constate en premier lieu que le système peut suivre la variation des angles des cibles et des interférences.

Pour le cas, interférence proche de la cible (figures IV.II-3-a et b) on remarque que le système perd son exactitude dans l'indication de la cible (figures IV.II-3-b), mais qui est ensuite résolu par l'augmentation du nombre d'antenne du réseau (FigureIV.II-3-c).

-Mais ce qu'il faut retenir le plus, la non précision, de l'indication des sources du signal, qui représente un biais de la détection en temps réel.



CONCLUSION GENETRALE

Conclusion générale

Cette étude a permis de dégager un certain nombre de résultats par l'analyse de quelques techniques de suppression de l'effet des brouilleurs sur les lobes secondaires. Ceci est réalisé par l'utilisation d'un réseau adaptatif d'antennes destiné à des applications radar et de communication.

L'emploi des réseaux adaptatifs d'antennes constitue une approche efficace pour améliorer la qualité et la capacité des systèmes de transmission ou de réception (communication mobiles et radars).

Les performances et les capacités des systèmes radar sont limitées par l'interférence entre les signaux qui utilisent la même bande de fréquence et les brouilleurs actifs.

Dans ce contexte, l'utilisation des techniques adaptatives de traitement d'antennes vise à introduire un traitement complémentaire des signaux dans le domaine spatial (traitement par filtrage spatial). La formation de diagramme de rayonnement du réseau d'antennes doit être adaptative pour prendre en compte la variabilité du canal de propagation, due essentiellement à l'emplacement des sources de rayonnement.

En premier lieu, cette action nécessite la connaissance à priori des DOA des brouilleurs et ces informations sont obtenues grâce à des méthodes dédiées à l'estimation des DOA, dont la formation de voies fait partie.

Les résultats de simulations ont démontré les limites de la méthode de formation de voies du point de vue séparation de sources (résolution).

En deuxième lieu, l'annulation dans les directions estimées (des brouilleurs) nécessite un changement dans le diagramme de rayonnement du réseau total, cela est réalisé en adaptant les pondérations des capteurs constituant le réseau auxiliaire de façon appropriée. Ce qui est réalisable en associant au réseau d'antennes un algorithme adaptatif, à savoir le Recursif Least Square (RLS).

Les simulations présentées dans le dernier chapitre montrent la capacité de cet algorithme à adapter les pondérations aux différents cas choisis. Ceci dit, l'algorithme RLS parvient à créer des creux assez profonds dans les directions des brouilleurs.

Pour la technique de suppression des brouilleurs sous optimale qui est présentée pour le cas de liaisons fixes, elle est meilleure du point de vue de résolution et précision des directions des sources du signal, d'autre part l'inconvénient majeur de cette technique résulte du fait qu'elle est limitée au cas où les liaisons sont fixes, et aussi son utilisation de l'inversion de matrice qui est très difficile à réaliser.

Enfin, le principe SLC est appliqué (soustraction du signal issu du réseau auxiliaire de celui issu du réseau principal), et on obtient des creux de détection dans le diagramme de rayonnement, et cela dans les directions d'arrivée des brouilleurs, ce qui veut dire qu'on a réalisé une « annulation de l'effet des brouilleurs sur les lobes secondaires ». Toute fois, l'annulation totale n'est pas atteinte et le niveau du signal utile est affecté à son tour par la réduction due essentiellement au nombre d'itérations effectuées lors de l'adaptation et de la nature de bruit qui est aléatoire, donc différent dans chaque mesure.

Autre inconvénient de cette technique, est que, si le signal de brouillage arrive sur le lobe principal, de l'antenne du radar, la technique sera inefficace, contrairement à l'autre méthode.

Cette méthode exige aussi, que les deux signaux issus du réseau auxiliaire et de l'antenne principale soient très proches, pour assurer la corrélation.

Mais tout de même, Cette réduction reste raisonnable comparée à celle des brouilleurs.

Pour les perspectives, nous proposons d'élargir l'étude sur les signaux large bande, ainsi que le SLC généraliser (GSLC) avec d'autres méthodes d'estimation d'angle d'arrivée (MUSIC..ect) ensuite nous proposons d'implémenter ce système sur circuit programmable afin qu'il puisse être validé avec des données réelles.

Glossaire

c : la vitesse de propagation de la lumière

λ : la longueur d'onde

f : la fréquence

f_d : la fréquence Doppler

$\Delta\varphi$: la différence de phase

$S(t)$: le signal utile

$S_i(t)$: le signal interférent

$b(t)$: bruit blanc

$s_{bb}(f)$: la densité spectrale

$R_{bb}(f)$: la fonction d'autocorrelation

SNR : le rapport signal sur bruit

SIR : le rapport signal sur interférence

P : la puissance

θ : La direction d'arrivée (indice « s » du signal utile ; indice « i » de l'interférence)

$G(\theta)$: gain de l'antenne

K : taux de lobes secondaires

E_s : le champ maximal des lobes secondaires

E_m : le champ maximal du lobe principal

d : distance entre les éléments de réseau

τ : le retard de propagation

$\text{Re}\{.\}$: la partie réelle de

M : nombre d'éléments du réseau

$X(t)$: le signal (vecteur) d'entrée

$a(\theta)$: le vecteur directionnel

$F(\theta)$: facteur du réseau

F : la fonction du réseau

Δf : la bande passante
 $Y(k)$: signal de sortie à l'instant k
 W_i : les poids complexes
 $()^*$: le conjugué de
 $()^H$: l'hermitien de (conjugué transposé)
 $E \{ |$: l'espérance de
 R : matrice de covariance
 α : facteur d'oublier
 B : la largeur de bande
 V_m : le signal de l'antenne principal
 V : vecteur des signaux d'antennes auxiliaires
 r : Matrice d'intèrrelation
 Z : la sortie du SLC
 μ : une valeur constante arbitraire
 ω : la pulsation
 $\hat{}$: L'estimateur

ANNEXES

Annexe 1

On appelle aléatoire une variable dont on ne peut pas savoir la valeur avant l'expérience. Après une mesure (ou un comptage), on calcule des paramètres dit de statistique descriptive.

Moyenne arithmétique : $\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ (variable discrète)

Moyenne quadratique : $\bar{x}_q = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2}$

Ecart type : $\sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}$

Variance (carré de l'écart-type) : $\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 \right) - \bar{x}^2$

Annexe 2

L'espérance mathématique (souvent appelé moyenne) de la v.a. X est :

$$E(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx = \int_{-\infty}^{+\infty} x dF(x)$$

$$E(X) = \sum_i p_i x_i \quad \text{pour des données discrètes.}$$

La variance théorique (souvent appelée variance) qu'on notera σ^2 est :

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} p(x)(x-E(X))^2 dx$$

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^n p_i (x_i - E(X))^2 \quad \text{pour des données discrètes.}$$

On introduit aussi une nouvelle quantité, appelé covariance de X et Y. La fonction de covariance est définie par :

$$\text{cov}(X, Y) = E \{ [X - E(X)][Y - E(Y)] \}$$

On peut vérifier que cet opérateur cov vérifie :

$$\text{cov}(X, X) = \text{var}(X)$$

$$\text{cov}(X, Y) = \text{cov}(Y, X)$$

$$\text{cov}(X, Y) = E(XY) - E(X)E(Y)$$

Deux v.a. X et Y sont dites non corrélées si elles vérifient $\text{cov}(X, Y) = 0$

Annexe 3

On peut également définir la fonction d'auto-covariance :

$$C(t_1, t_2) = R(t_1, t_2) - E(X(t_1))E(X(t_2))$$

Représentation spectrale à un signal continu $a(t)$, on peut associer

$$A(\omega) = \text{TF} \{ a(t) \}$$

La densité spectrale de puissance $S(\omega)$ d'un processus stationnaire $X(t)$ est la transformée de Fourier de sa fonction d'auto-corrélation :

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau$$

Bibliographie

A. AliMohad, Utilisation d'un réseau d'antennes plan pour la suppression adaptative des brouilleurs, Mémoire de Magister, EMP Bordj El Bahri, Novembre 2002.

M. Dali, Réseaux adaptatifs d'antennes application à la suppression de brouilleurs, Mémoire de Magister, EMP, Bordj El Bahri, Décembre 2001.

A. Farina, Antenna-based signal processing for radar systems, Boston, Artech House, Inc. 1992.

François LE CHEVALIER "principe de traitement des signaux RADAR ET SONAR " Edition : CENT-ENST Paris, 1989

S. Haykin, Ed., Advances in Spectrum Analysis and Array Processing, vol. 3, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1995.

B. Widrow and Samuel D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1985.

D. Najib FADLALLAH. Thèse de doctorat « Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente ». Application à la conception de réseaux à déphasage. le 24 Mai 2005

Sami Tabbane, "Réseaux Mobiles " Editions HERMES, Paris, 1997.

M. Redha IFERROUDJENE « Analyse des performances d'un système de suppression de l'effet des lobes secondaires d'une antenne radar formée d'un réseau linéaire uniforme » Mémoire de Magister, EMP, Bordj El Bahri, janvier 2005.

Mohamed mokhtari & Abdelhalim mesbah « Apprendre et maîtriser MATLAB ».