

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSENGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE SAAD DAHLAB DE BLIDA  
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR  
DÉPARTEMENT D'AERONAUTIQUE



## MÉMOIRE DE FIN D'ETUDES

*Pour L'obtention Du Diplôme d'Ingénieur  
D'Etat En Aéronautique*

*Spécialité : Navigation Aérienne*

*Option : Installations*

### **THÈME**

*utilisant  
se du réseau*

Présenté Par :

CHERIET Zine El Abidine

BOUTALEB Abdelkader

Encadré par :

Mlle : DOUDOU Faiza

*Année universitaire* 2010 / 2011

## ملخص

اهتمنا في عملنا هذا بدراسة هوائيات خطية بحيث يكون هدفنا الأول في رؤية و ملاحظة محاسن استعمال مجموعة من الهوائيات عوضا من هوائي واحد، و حذف التشويشات (تأثير الفصوص الجانبية) بهذه الطريقة يستلزم معرفة اتجاه وصول هذه التشويشات، لذلك نطبق خوارزمية نظرية تقدي الاتجاهات

أما هدفنا هو دراسة نظام (حذف الصفوف الجانبية) المسؤول على التخفيض في تأثير الصفوف الجانبية و هو الغاية من بحثنا .

مفهوم تأقلم قياسات شبكة الهوائيات في النظرية الأولى يطبق بواسطة RLS, GSC, SMI

## 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

Les techniques RLS, GSC et SMI ont pour but de l réduire de l'effet des lobes secondaires, qui feront l'objet de notre étude.

## 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 one and the cancellation of jamming (the effect of secondary lobes) by this technique, requires the knowledge of the directions of arrival (DOA) of the jammers, RLS, GSC and SMI, will be our object in this paper.

# remerciment

*Je remercie tout d'abord le ALLAH de m'a donné l'aide et le courage de bien terminer ce travail.*

*J'adresse mes sincères remerciements à ma promotrice, Melle F.DOUDOÛ pour Ses orientations pratiques et ses conseils pour la réalisation de ce travail.*

*Je tente également à remercier tous les enseignants de l'institut d'aéronautique et à tout les gens qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de ce travail.*

*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.*

# Dédicaces

*Je dédie ce travail*

- *A mon père*
- *A mes frères et ma sœur*
- *A tous mes amis (es) de la promotion 2007 DAB, installation.*
- *A tous qui me connaisse.*

*ABDELKADER*

## *Dédicace*

*Ils disaient qu'il n'y a pas d'ascenseur pour la réussite, il faut prendre l'escalier.*

*A mes très chers PARENTS qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de labeur et de persévérance.*

*J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance et tout mon amour*

*A ma femme, mes chers frères et sœurs*

*A mes meilleurs amis*

*A mon binôme qui était très sérieux avec moi*

*A tout mes amis d'enfance d'étude et de la jeunesse.*

*A tout qui m'estiment et m'aiment.*

*A tous mes camarades de promotion 2011.*

*Je dédie ce mémoire.*

*Zine el abidine*

## Sommaire

Introduction.....	01
<b>Chapitre I : Antenne, propagation, et Réseaux d'antennes</b>	
I.1 Introduction.....	02
I.2 Les antennes.....	02
I.2.1 Définition.....	02
I.2.2 Génération d'onde.....	02
I.2.3 Rayonnement de l'antenne.....	03
I.2.4 Patron de rayonnement.....	04
I.2.5 Gain.....	05
I.2.6 Ouverture du lobe principale.....	06
I.2.7 Polarisation.....	06
I.2.8 Taux de lobes secondaires.....	07
I.3 Les antennes réseaux.....	08
I.3.1 Introduction.....	08
I.3.2 Principe des réseaux adaptatif d'antennes.....	10
I.3.3 Principe d'un réseau linéaire uniforme.....	12
I.3.4 Facteur réseau.....	16
I.3.5 Rapport signal sur bruit (avantage de réseaux d'antennes).....	18
I.3.6 La Formation de voies.....	19
I.3.7 les reseaux adaptatifs.....	21
Conclusion.....	22
<b>Chapitre II : Méthode adaptative d'annulation des interférences</b>	
II.1 Introduction.....	23
II.2 Système de suppression des lobes secondaires.....	23
II.2.1 Principe de fonctionnement.....	23
II.3 Technique d'annulation d'interférents sous optimale.....	24
II.3.1 Etude mathématique.....	24
II.3.2. Principe de calcul.....	27
II.4 Algorithmes d'adaptations.....	29
II.4.1 Choix de l'algorithme.....	29
II.4.2.Filtre adaptatif des moindres carrés récursif RLS.....	30
II.4.2.1. Principe.....	31
II.4.2.2.Algorithme récursif.....	32
II.4.2.3 Résumé algorithme RLS.....	35
II.4.3.Système généralisé de suppression des lobes secondaires GSC.....	36
II.4.3.1. Introduction.....	36
II.4.3.2.Principe de GSC.....	36
II.4.4.Adaptation par l'algorithme d'inversion de la matrice d'échantillon SMI.....	38
II.4.4.1.Principe.....	38
Conclusion.....	40
<b>Chapitre III : Simulations et résultats</b>	
III.1. Introduction.....	41
III.2. Simulation.....	41
III.2.1. Effet de Le nombre d'antenne utilisé dans le réseau (m).....	42
III.2.2. Effet de rapport signal/bruit pour le signal désiré (SNR).....	48

III.2.3. Effet de rapport signal/bruit pour les signaux d'interférences (SIR).....	50
III.2.4. Effet de Variation des angles d'arrivé pur tous les signaux ( $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ ).	56
III.2.5. Effet de Variation de nombre d'échantillonnage (N).....	59
Conclusion.....	65
Conclusion générale.....	66
Perspective	
Glossaire	
Bibliographie	

## Liste des figures

Figure I.1. Antennes en émission et en réception.....	01
Figure I.2. Génération d'onde.....	02
Figure I.3. Régions de rayonnement d'une antenne.....	03
Figure I.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle.....	05
Figure I.5. Schéma de la polarisation rectiligne.....	06
Figure I.6. Schéma de la polarisation circulaire.....	07
Figure I.7. Schéma de la polarisation elliptique.....	08
Figure I.8. Directivité d'un aérien.....	09
Figure I.9. Différentes configurations géométriques des réseaux a. linéaire, b. planaire et c. circulaire.....	14
Figure I.10. Schémas représentatifs d'un réseau linéaire.....	16
Figure I.12. Principe de la formation de voie en bande étroite.....	24
Figure I.13. Principe d'un réseau adaptatif d'antenne.....	26
Figure II.1 Le principe de la technique SLC.....	29
Figure II.2. Configuration de l'antenne pour la formation de vois.....	36
Figure II.3. Exemple d'application.....	37
Figure II.4. Filtre RLS.....	40
Figure II.5. La structure généralisée d'annuler (GSC) de lobe latéral.....	48



## Glossaire

D : directivité

U : intensité de rayonnement

$U_Q$  : intensité de rayonnement de l'antenne isotrope

$P_{ray}$  : puissance totale rayonnée

G : Le gain d'une antenne

e : L'efficacité de l'antenne

K : taux de lobes secondaires

$S_0(t)$  : La source utile

$S_i(t)$  : Les interférents

$n(t)$  : Le bruit additif (thermique et environnant)

$\theta$  : angle de direction d'arrivée du signal reçu

$f_p$  : la fréquence porteuse du signal modulé

$\gamma(t)$  : l'information portée

$\varphi$  : la phase aléatoire

$\hat{x}_1(t)$  Le signal reçu au premier élément

c : la vitesse de propagation de la lumière

$\lambda$  : la longueur d'onde

$\tau$  : le retard de propagation

$F(\theta)$  : facteur du réseau

$x(t)$  : vecteur de données d'entrée de réseau

$S(\theta)$  : le vecteur de direction d'arrivée.

$G(\theta)$  : diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire uniforme

F : la fonction du réseau avec pondération.

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

SNR : le rapport signal sur bruit

SIR : le rapport signal interférent sur bruit

$P$  : la puissance du signal

$\sigma^2$  : la puissance commune de bruit à tous les capteurs.

$y(t)$  : le signal de sortie

$W_i$  : les poids complexes

$P(w)$  : La puissance en sortie

$V$  : vecteur contenant l'ensemble des signaux des  $N$  antennes auxiliaires

$( )^*$  : le conjugué de

$( )^H$  : l'hermitien de ( conjugué transposé )

$\hat{\phantom{x}}$  : L'estimateur

$E \{ \phantom{x} \}$  : l'espérance de

$P_z$  : la puissance résiduelle en sortie

$\nabla_w P_z$ : gradient de  $P_z$  selon  $W$

$\mu$  : une valeur constante arbitraire

$Z$  : signal de sortie

$d(n)$  : signal désiré

$e(n)$  : signal d'erreur

$C(W_n)$  : fonction erreur des moindres carrés pesée

$\lambda$  : facteur d'oublier

$R_x(n)$  : la corrélation de l'échantillon pondéré de matrice pour  $x(n)$ ,

$r_{dx}(n)$  : l'estimation de l'équivalent de la corrélation croisée entre les  $d(n)$  et  $x(n)$

$g(n)$  : gain de kalman

$\alpha(n)$  : l'erreur a priori

$a(\theta)$  : vecteur de direction

$G$  : la matrice de direction

## **INTRODUCTION GENERALE**

Les systèmes de communication et 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. Ces antennes peuvent être caractérisées par un lobe principal à gain élevé et un grand nombre de lobes secondaires. Il est important que le gain des lobes secondaires soit beaucoup plus faible que celui du lobe principal, où 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 problème de l'estimation de direction d'arrivée DOA de ces sources en particulier fait l'objet de nombreuses études qui ont permis notamment l'élaboration des méthodes classiques comme beamformer, et pour tout cela nous sommes intéressés dans ce mémoire à l'étude de méthodes qui font la suppression des effets des lobes secondaires qui sont RLS, GSC et SMI ; les performances de ces méthodes sont en générale évaluées en supposant d'une part que les réseaux d'antennes utilisés sont linéaires, à répartition régulière, des capteurs uniformes.

Pour mener à bien notre travail, on a divisé notre mémoire en trois chapitres :

Le premier chapitre présente des antennes et propagation et Réseaux d'antennes. Le deuxième chapitre définit la Méthode adaptative d'annulation des interférences. Enfin dans le dernier chapitre, nous présentons les résultats de toutes les simulations que nous avons effectuées avec l'algorithme du RLS, GSC et SMI.

# Chapitre I

antenne, propagation  
et Réseaux d'antennes

# Chapitre II

## Méthode adaptative d'annulation des interférences

# Chapitre III

## Simulation et commentaires

# Conclusion Générale

# Introduction Générale



# Références

## Chapitre I

### Antenne, propagation, et Réseaux d'antennes

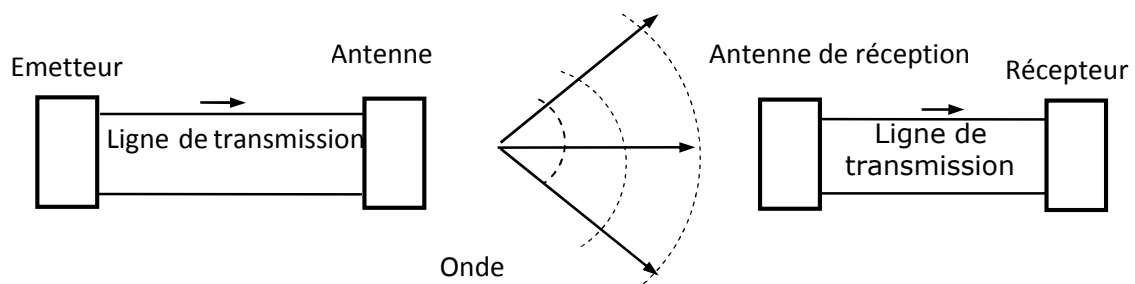
#### I.1 Introduction

Nous consacrons ce chapitre à une étude détaillée sur les antennes. Nous allons présenter quelques notions de base sur les antennes et nous allons étudier en particulier les réseaux d'antennes et leurs configurations.

#### I.2 Les antennes

##### I.2.1 Définition

Une antenne en émission est un élément servant de transition entre une onde guidée (dans une ligne coaxiale ou guide d'onde) et l'espace libre. De par sa structure, elle permet de détachement des champs électromagnétique de leur support métallique et leur rayonnement dans l'espace. Une antenne en réception effectue l'opération inverse (figure 1.1).



**Figure I.1. Antennes en émission et en réception**

##### I.2.2 Génération d'onde

Une onde EM se propageant dans l'espace peut être produite :

- par des courants, représentés vectoriellement par une densité de courant  $J$  en A/m<sup>2</sup>. C'est le cas des antennes filaires.
- par une ouverture dans un volume où règne un champ EM, par exemple à l'extrémité ouverte d'un guide d'onde. C'est le principe des antennes paraboliques.
- La Figure 1.2 illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

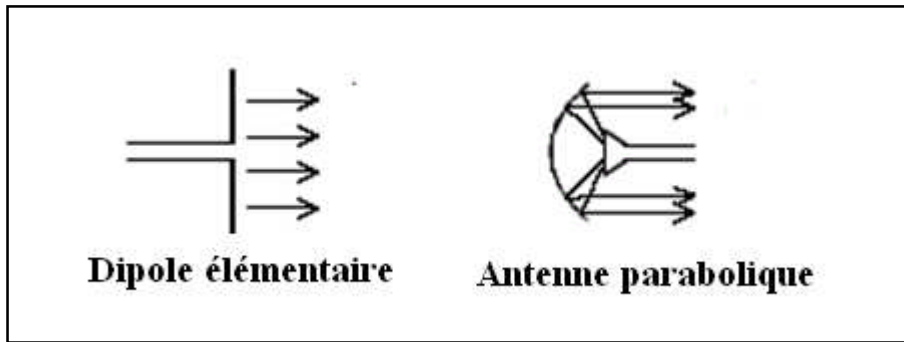


Figure I.2. Génération d'onde

### I.2.3 Rayonnement de l'antenne

On peut spécifier quatre régions différentes du champ électromagnétique produit par l'antenne (voir figure I.3). Les champs dans les régions d'antenne et des champs proches ne sont pas rayonnés alors que les champs dans les régions de Fresnel et de Fraunhofer sont rayonnés vers l'espace et on peut les détecter.

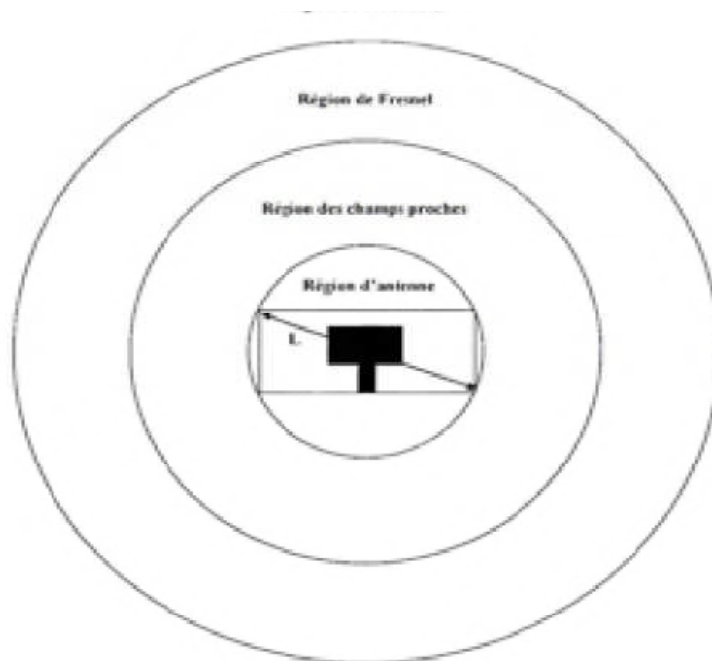


Figure 1.3. Régions de rayonnement d'une antenne.

La délimitation de ces régions est comme suit :

- Région 1 : région d'antenne, c'est l'espace occupé par l'antenne

$$r \leq L/2 \quad (1.1)$$

$L$  : Taille d'antenne.

- Région 2 : champs proches réactifs, représente la zone où l'énergie est stockée.

$$R_1 \leq R_2 \leq 0.62 \frac{L^2}{\lambda} \quad (1.2)$$

$\lambda$  : Longueur d'onde.

- Région 3 : champs proches, appelée aussi la région de Fresnel, le patron de rayonnement de l'antenne dans cette région varie en fonction de la distance.

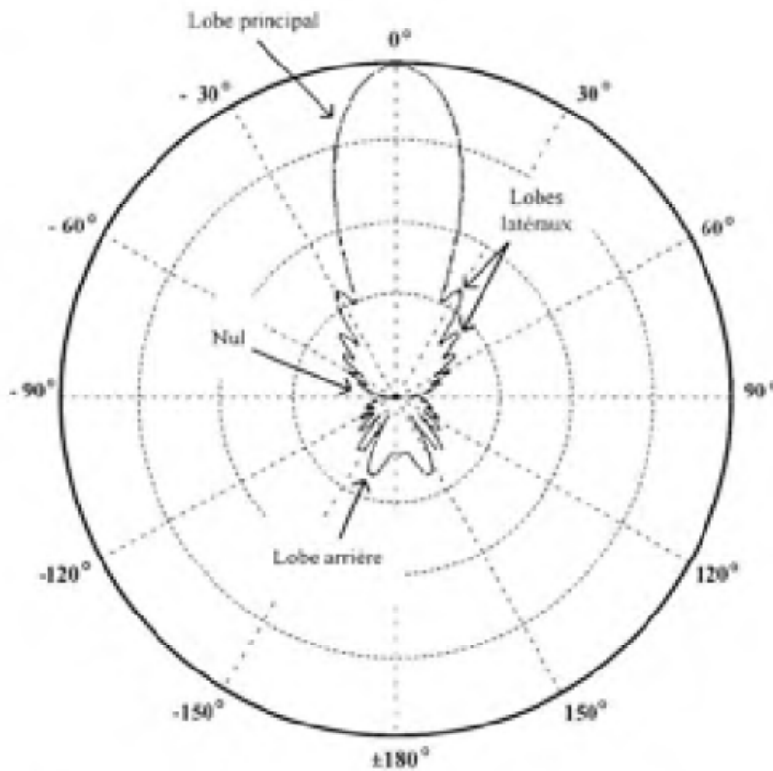
$$R_2 \leq R_3 \leq \frac{2L^2}{\lambda} \quad (1.3)$$

- Région 4 : champs lointains, appelée aussi la région de Fraunhofer, le patron de rayonnement de l'antenne dans cette région est invariable avec la distance. C'est la région principale du fonctionnement de la plupart des antennes.

$$R_3 \leq R_4 \leq \frac{2R^2}{\lambda} \quad (1.4)$$

### I.2.4 Patron de rayonnement

La figure 1.4 illustre un patron de rayonnement d'une antenne directionnelle. L'énergie rayonnée par l'antenne est répartie dans toutes les directions. Certaines directions sont privilégiées par rapport à d'autres. La direction de rayonnement maximal est appelée le lobe principal. Les autres lobes sont appelés lobes latéraux et arrière. Les nuls sont les directions vers lesquelles l'antenne ne rayonne pas.



**Figure I.4. Diagramme de rayonnement d'une antenne directionnelle.**

Le patron de rayonnement de l'antenne permet de visualiser ces lobes dans un plan donné ou bien dans l'espace au complet. Dans le cas de la figure 1.4, le diagramme de rayonnement est projeté sur le plan azimutal ( $\theta = 90^\circ$  et  $0 < \varphi < 2\pi$  en coordonnées sphériques).

### I.2.5 Gain

Le gain de l'antenne se calcule à partir de sa directivité  $D$ , définie comme étant le rapport des intensités de rayonnement de cette antenne et de l'antenne de référence :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{ray}} \quad (1.5)$$

$U$  : intensité de rayonnement (Watts/unité d'angle solide)

$U_0$  : intensité de rayonnement de l'antenne isotrope (Watts/unité d'angle solide)

$P_{ray}$  : puissance totale rayonnée

Le gain d'une antenne est donné par :

$$= \dots \tag{1.6}$$

L'efficacité  $e$  de l'antenne, se calcul en fonction des pertes (pertes des conducteurs, pertes diélectriques et pertes par réflexion). Le gain maximal de l'antenne se calcule dans la direction de son lobe principal qui correspond à sa direction de radiation maximale :

$$G_{max} = e \dots \tag{1.7}$$

Le gain généralement est donné en décibel par

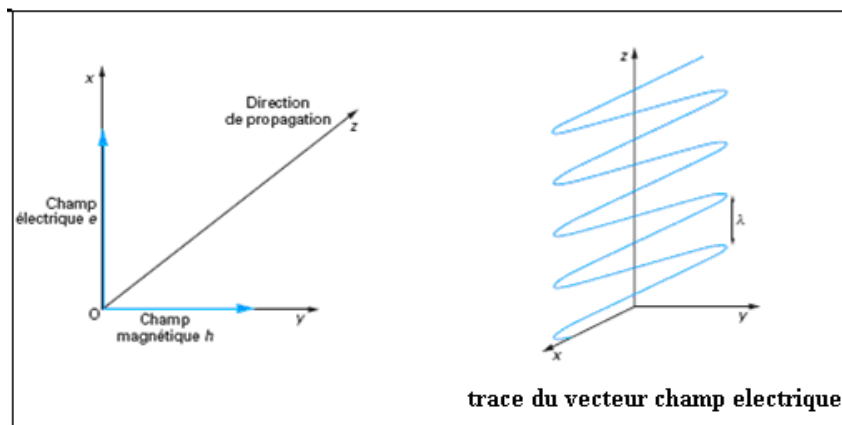
$$G(dB) = 10 \log (G) \tag{1.8}$$

**I.2.6 Ouverture du lobe principale**

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

**I.2.7 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 I.5. Schéma de la polarisation rectiligne**

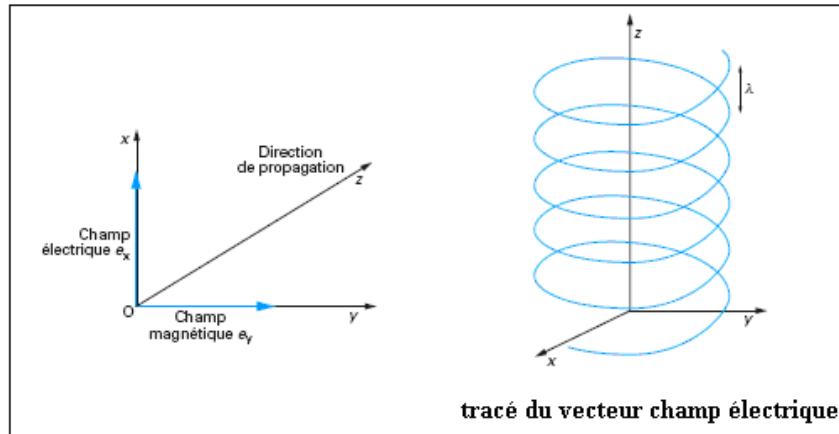


Figure I.6. Schéma de la polarisation circulaire

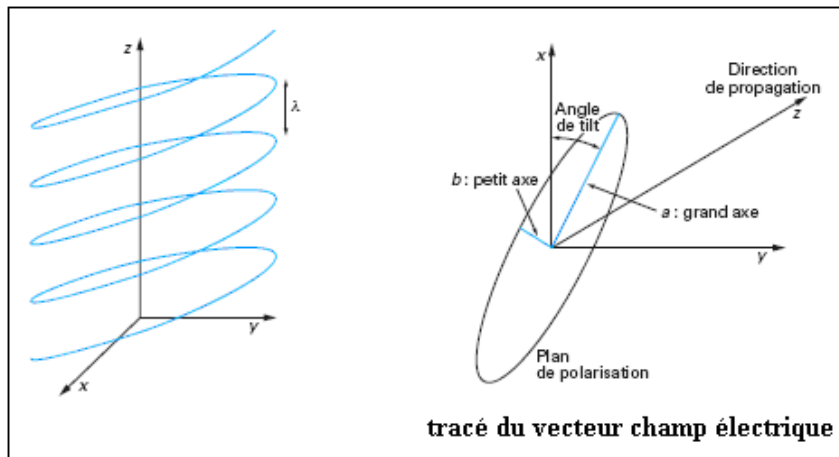


Figure I.7. Schéma de la polarisation elliptique

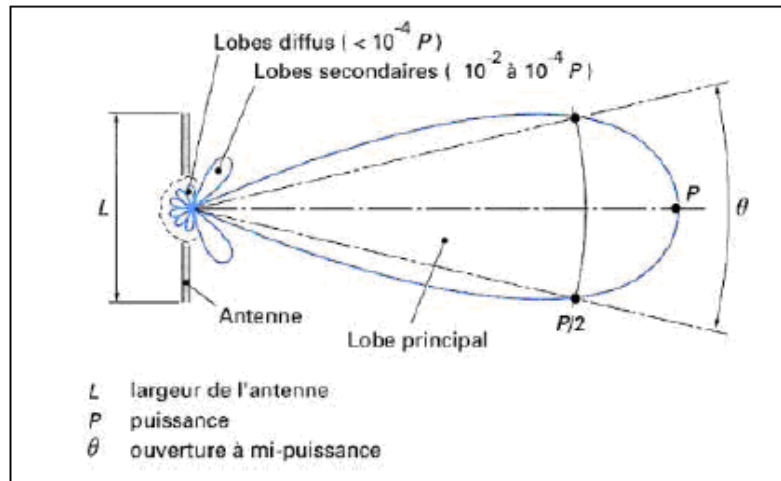
I.2.8 Taux de lobes secondaires

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 :

$$K = 20 \log (E_s/E_m) \tag{1.9}$$

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 0.13 dB. En faisant en sorte que l'éclairement 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 0.20

ou 0.22 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 I.8. Directivité d'un aérien**

### I.3 Les antennes réseaux

#### I.3.1 Introduction

Un réseau d'antennes est constitué comme son nom l'indique par plusieurs antennes élémentaires (appelées aussi capteurs) dont les signaux issus des ports, d'entrée ou de sortie, selon le cas émission ou réception, sont utilisés en coopération. Pour l'application concernée, la disposition relative des antennes élémentaires est figée et elles sont généralement fixées sur un même support. Parmi les réseaux les plus répandus, on retrouve les réseaux uniformes linéaires, sphériques, cylindriques, circulaires et rectangulaires. Pour ces réseaux, les antennes élémentaires sont généralement choisies les plus identiques possibles et ce d'autant plus dans le contexte de l'estimation des directions d'arrivée (DOA).

De même des systèmes de communication mobiles modernes utilisent la diversité spatiotemporelle 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

- 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.
- 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.
- 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.

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.

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.

### **I.3.2 Principe des 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.

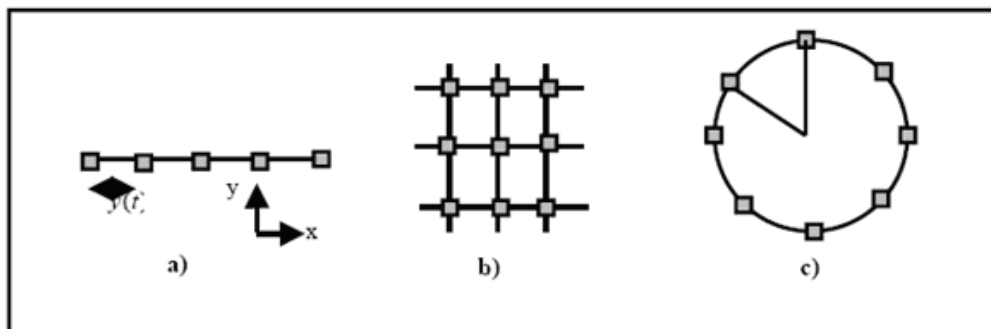
Nous distinguerons trois types de sources

- ✓ 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.

Comme on a vu déjà que les réseaux d'antennes peuvent avoir différentes géométries réseaux linéaires, réseaux Planaires et réseaux circulaires, (Figure 1.9). 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 I.9. Différentes configurations géométriques des réseaux  
a. linéaire, b. planaire et c. circulaire.**

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.

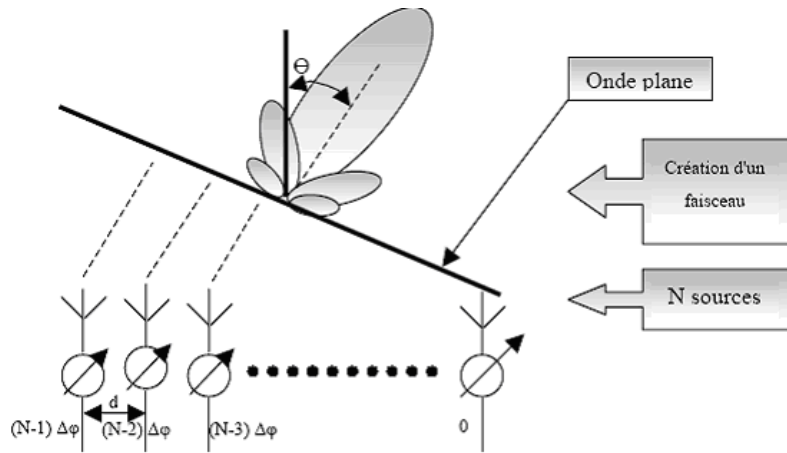
Le diagramme de rayonnement d'un réseau est déterminé par le diagramme de rayonnement de chaque élément, de leurs positions spatiales et de l'amplitude et la phase des courants d'alimentation des éléments du réseau d'antennes.

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 ».

### **I.3.3 Principe d'un réseau linéaire uniforme**

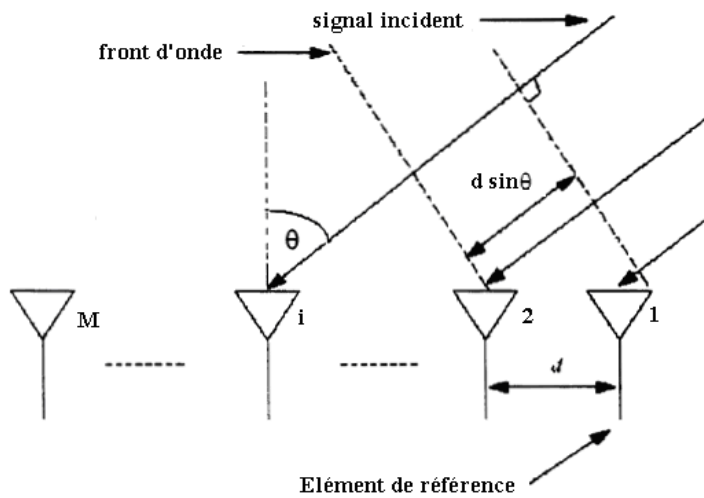
Un réseau d'antenne linéaire est un groupement de plusieurs éléments (capteurs ou sources) rayonnants. Ces capteurs sont alignés de façon rectiligne et ils peuvent être alimentés avec des amplitudes et des phases différentes. Les centres des éléments du réseau sont alignés suivant une ligne droite.

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 I.10. Schémas représentatifs d'un réseau linéaire**

Considérons un réseau linéaire à M éléments linéaires et uniformément distribués tel qu'ils sont montrés dans la figure I.11.



**Figure I.11. Illustration d'un signal incident (angle  $\theta$ ) 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  $\theta$ , cet angle est appelé direction d'arrivée (DOA en anglais) du signal reçu. Le signal reçu au premier élément peut être exprimé par

$$\hat{x}_1(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t + \gamma(t) + \varphi) \tag{1.10}$$

Où  $f_p$  est la fréquence porteuse du signal modulé.

$\gamma(t)$  est l'information portée,  $\varphi$  est la phase aléatoire.

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

par

$$x_1(t) = u(t) \exp\{j(\gamma(t) + \varphi)\} \quad (1.11)$$

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

$$\hat{x}_1(t) = \text{Re} \left[ x_1(t) \exp\{j2\pi f_p t\} \right] \quad (1.12)$$

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 (I.11), 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

$$\tau = \frac{d \sin(\theta)}{c} \quad (1.13)$$

Où  $c$  est la vitesse de la lumière. Donc, le signal reçu au second élément est

$$\hat{x}_2(t) = \hat{x}_1(t - \tau) = u(t - \tau) \cos(2\pi f_p (t - \tau) + \gamma(t - \tau) + \varphi) \quad (1.14)$$

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  $\tau$ , et l'équation (I.14) s'écrit sous la forme suivant

$$\hat{x}_2(t) = u(t) \cos(2\pi f_p t - 2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi) \quad (1.15)$$

L'enveloppe complexe sera

$$x_2(t) = u(t) \exp \left\{ j(-2\pi f_p \tau + \gamma(t) + \varphi) \right\} \quad (1.16)$$

On peut donc écrire

$$x_2(t) = x_1(t) \exp \left\{ -j(2\pi f_p \tau) \right\} \quad (1.17)$$

En remplaçant  $\tau$  par sa valeur dans l'équation (1.17) nous aurons

$$\begin{aligned} x_2(t) &= x_1(t) \exp \left\{ -j(2\pi f_p \frac{d \sin(\theta)}{c}) \right\} \\ &= x_1(t) \exp \left\{ -j \left( \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \right) \right\} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Où  $\lambda$  représente la longueur d'onde de la porteuse.

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

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

Le retard  $\tau_i$  de l'onde arrivant sur le  $i^{\text{ème}}$  élément par rapport au premier élément est donné par

$$\tau_i = (i-1) \frac{d}{c} \sin(\theta) \quad (1.20)$$

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

$$\omega(\tau_i - \delta\tau_i) = (i-1) \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta)) \quad (1.21)$$

### I.3.4 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.

$$F(\theta) = \sum_{i=1}^N \exp^{-j\omega(\tau_i - \delta\tau_i)} = \sum_{i=1}^N \exp^{-j(i-1) \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))} \quad (1.22)$$

Le développement de l'expression (1.22) donne

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega(\tau_i - \delta\tau_i)}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{N \cdot \pi d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} \cdot (\sin(\theta) - \sin(\delta\theta))\right)} \quad (1.23)$$

Alors l'équation (1.19) aura la forme vectorielle suivante

$$x(t) = S(\theta)x_1(t) \quad (1.24)$$

Avec

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_M(t) \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

M représente le nombre d'éléments du réseau d'antennes, et :

$$S(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\theta)} \\ \vdots \\ e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} d \cdot (M-1) \cdot \sin(\theta)} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$



- $x(t)$  est souvent appelé vecteur de données d'entrée de réseau
- $S(\theta)$  s'appelle le vecteur de direction d'arrivée.

On voit que le vecteur de direction  $S(\theta)$  est fonction de l'angle d'arrivée  $\theta$ , de la réponse individuelle des éléments, de l'espace inter-éléments "d" du réseau et de la fréquence du signal  $\lambda$ .

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

$$G(\theta) = g(\theta) \cdot F(\theta) \quad (1.27)$$

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

$$F = W \cdot F(\theta) \quad (1.28)$$

- $F$  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").

**I.3.5 Rapport signal sur bruit (avantage de réseaux d'antennes)**

Soit  $d_1, d_2, \dots, d_M$  représentant les distances normalisées de ces capteurs respectivement au point de référence et  $X(t)$  enveloppe complexe du signal à ce point. D'autre part, soit  $N_1(t), N_2(t), \dots, N_M(t)$  représentant respectivement les composantes de bruit qui sont supposées indépendantes et identiques.

Avec  $U_i(t)$  représente l'enveloppe complexe du signal total reçu au ième capteur, et on voit que :

$$U_i(t) = x(t)e^{-j\pi d_i \cos \theta} + N_i(t) \tag{1.29}$$

Et le rapport signal à bruit (SNR) de l'entrée est :

$$SNR_i = \frac{E[|X(t)|^2]}{E[|N_i(t)|^2]} = \frac{P}{\sigma^2} \tag{1.30}$$

Dont :

$P = E[|X(t)|^2]$  Par définition, représente la puissance du signal.

$\sigma^2$  : Représente la puissance commune de bruit à tous les capteurs.

À partir de (1.29) les composantes du signal peuvent être combinées de façon cohérente si les sortie du réseau sont déplacés en phase par  $e^{j\pi d_i \cos \theta}$  ;  $i = 1, 2, \dots, M$  et les Signaux résultants sont sommés. Ceci donne le signal de sortie  $y(t)$  qui est de la forme.

$$y(t) = \sum_{i=1}^M U_i(t)e^{j\pi d_i \cos \theta} = MX(t) + \sum_{i=1}^M N_i e^{j\pi d_i \cos \theta} = M X(t) + N(t) \tag{1.31}$$

Le SNR en sortie dans ce cas est donné par :

$$SNR_0 = \frac{E[|MX(t)|^2]}{E[|N(t)|^2]} = \frac{M^2 P}{\sum_i \sum_j E[|N_i(t)N_j^*(t)|^2]} \tag{1.32}$$

$$= \frac{M^2 P}{M \sigma^2} = M SNR_i$$

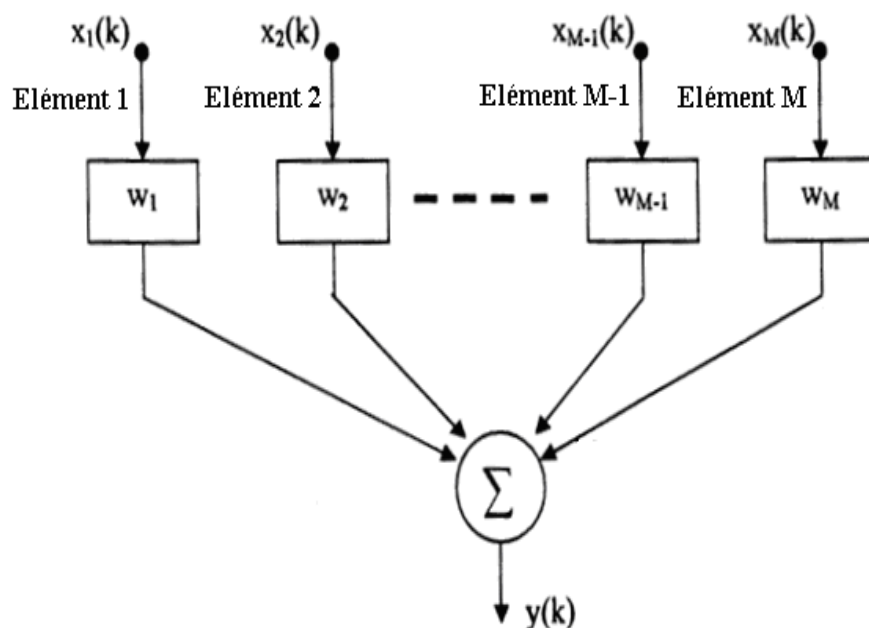
### I.3.6 La Formation de voies

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 ceux provenant d'autre direction.

Les systèmes conçus pour recevoir les signaux se propageant dans l'espace rencontrent souvent des signaux interférents.

Le capteur du réseau d'antennes collecte les échantillons des ondes qui se propagent, qui seront traités par le « beamformer ». Il y a deux types de formation de voies, le système de formation de voies à bande étroite et celui à large bande.

Le schéma (1.12) montre un beamformer à bande étroite de base avec des éléments de sonde de  $M$  disposés dans une rangée linéaire uniforme ; ceci montre également à une source de signal  $X(t)$  l'empiètement carré sur le choix sous un angle de l'incidence  $\Theta$ . Les poids de beamformer de  $M$  ( $w_1, w_2, \dots, w_M$ ) sont employés pour combiner linéairement les échantillons d'observation de données de rangée ( $x_1(n), x_2(n), \dots, x_M(n)$ ). Ceux-ci sont placés au « boeuf » la réponse de la rangée pour la réception optimum.



**Figure I.12. 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  $k$ .

$$y(k) = \sum_{i=1}^M w_i^* x_i(k) \quad (1.33)$$

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  $\theta$ .

$$w_i = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j\pi d_i \sin(\theta)} \quad (1.34)$$

L'équation (1.33) peut aussi s'écrire sous forme vectorielle, comme suit :

$$y(k) = W^H x(k) \quad (1.35)$$

On définit comme notation conventionnelle

$$\omega = \pi \sin \theta \quad (1.36)$$

D'où on peut écrire

$$y(k) = W^H x(k) = S^H(\omega) x(k) \quad (1.37)$$

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

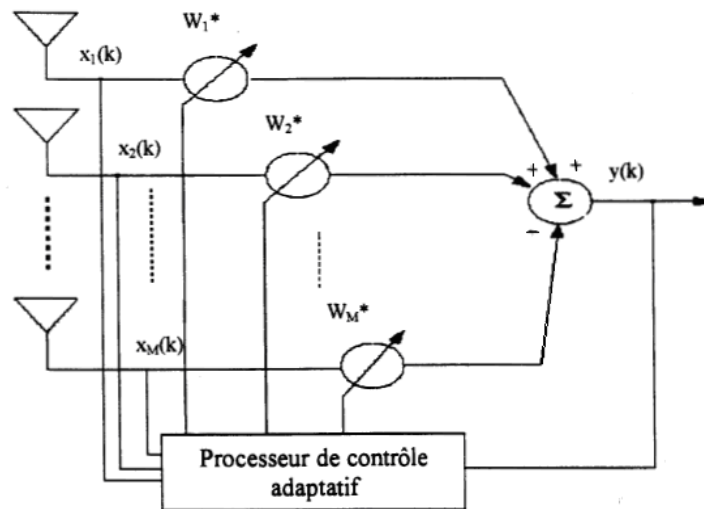
$$p(\omega) = E \left[ |y(k)|^2 \right] = S^H(\omega) R_a(\omega) \quad (1.38)$$

Où  $R$  est la matrice  $M \times M$  représentant la matrice de covariance de la sortie de la rangée.

### 1.3.7 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 I.13). Les réseaux adaptatifs sont aussi appelés les antennes intelligentes.



**Figure I.13. Principe d'un réseau adaptatif d'antenne**

Les poids complexes  $W_1, \dots, W_M$  de la (figure I.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 vérifiée.

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 converge 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.

**Conclusion**

Dans cette partie nous avons présenté les concepts des antennes et leurs performances ainsi l'avantage d'utiliser un réseau d'antennes puis les différents réseaux d'antennes existants et on a illustré les réseaux utilisés dans notre étude qui sont les réseaux linaires uniformes. On a adopté la technique de formation de voie, Comme généralement, les DOA des signaux reçus varient dans le temps, et à cause de l'existence des interférences des bruits d'où la nécessité d'introduire les réseaux adaptatifs capables de modifier les diagrammes de rayonnement de façon automatique. Et enfin on a parlé sur les algorithmes d'adaptations comme RLS, GSC et SMI qui sont utilisés dans notre étude et qui sont détaillés dans la partie suivante.

## Chapitre II

### Méthode adaptative d'annulation des interférences

#### II.1 Introduction

Dans cette partie, nous verrons d'abord le comportement du système de suppression de lobes secondaires (SLC), d'antennes, ensuite nous passerons au système généralisé de suppression destiné à la suppression des signaux de brouillage reçus par les lobes secondaires d'un réseau ces lobes secondaires (GSC) basé sur l'algorithme d'adaptation RLS (moindre carré récursif) opéré dans une bande étroite.

#### II.2 Système de suppression des lobes secondaires

##### II.2.1 Principe de fonctionnement

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 (II.1).

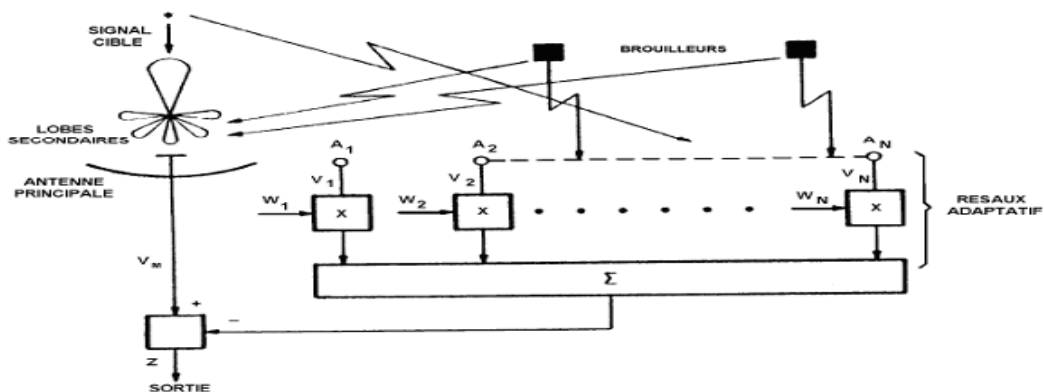


Figure II.1 Le principe de la technique SLC

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 adaptative  $\{i=1, 2, 3, \dots, N\}$  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, ou avec un réseau d'antennes. Les antennes auxiliaires peuvent être intégrées dans le réseau principal, dans ce cas on parle de SLC Généralisé. Le couplage électromagnétique entre ces antennes doit être minimisé pour maintenir un faible niveau des lobes secondaires.

### **II.3 Technique d'annulation d'interférents sous optimale**

#### **II.3.1 Etude mathématique**

A cause de la nature stochastique des signaux de brouillage et du bruit dans 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 :

$$= [ \dots ] \tag{2.1}$$

Nous supposons que tous les signaux sont à bande spectrale étroite. Les signaux sont représentés par leurs enveloppes complexes, qui modulent une fréquence de 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<sup>ère</sup> et 2<sup>ème</sup> 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'intercorrélation  $r$  entre  $V_m$  et  $V$

$$= [ \dots ] \tag{2.2}$$

$$= [ \dots ] \tag{2.3}$$

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

$$= [ \dots ] \tag{2.4}$$

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 :

$$= [ \dots ] = [ \dots ] \tag{2.5}$$

Où  $P_z$  est la sortie du système.

L'équation (2.5) est une fonction quadratique de  $W$  avec  $R$  et  $r$  comme paramètres. Elle peut s'écrire sous la forme :

$$P = [(R - r)(W^* - W)] = [R] - [r]W^* + \dots \quad (2.6)$$

En prenant le gradient de  $P_z$  selon  $W$  :

$$\nabla P = \dots = 2RW \quad (2.7)$$

En posant  $\nabla_w P_z$  égale à zéro. L'équation suivante est obtenue :

$$\dots = \dots \quad (2.8)$$

Où  $\mu$  est une valeur constante arbitraire. Cette équation peut être aussi dérivée par la théorie la plus général 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 :

$$\dots = \dots \quad (2.9)$$

Par  $V^*$  on obtient :

$$\dots = \dots \quad (2.10)$$

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

$$[ \dots ] = \dots \quad (2.11)$$

Maintenant, en remplaçant  $W$  par sa valeur optimale  $\hat{W}$  donné par (2.8), on obtient :

$$\{ \dots \} = 0 \quad (2.12)$$

Ce résultat est très connu dans la théorie de l'estimation linéaire, il établit que le signal erreur de prédiction ( $Z$ , dans notre cas) est décorrélé avec, ou orthogonal au signal

d'entrée  $V$ . De (2.5) et (2.8), on déduit que la puissance du résidu du brouilleur sous la condition de pondérations optimum est :

$$= \dots \dots \dots \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} &= E[ZV^*] - W E[ZV^*] \\ E[ZV^*] &= V - W V V^* \\ &= E[|V|^2] - W E[VV^*] \\ &= E[|V|^2] - r R_r \end{aligned} \quad (2.14)$$

**II.3.2 Principe de calcul**

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 fréquemment 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:

$$\begin{aligned} ( ) &= 1 \dots \dots \dots ( ) \\ ( ) &= 0 \dots \dots \dots -1 ( -1 \text{ é } ) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Pour un signal à bande étroite. La réponse de chaque élément du réseau  $X_i$  est la combinaison du bruit  $b(t)$ , signal désiré  $S(t)$  et les signaux interférant  $S_i(t)$  tel que ;

$$( ) = ( ) + ( ) ( ) + \sum ( ) \quad (2.16)$$

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

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

$$= [ ( ) ( ) ] \quad (2.17)$$



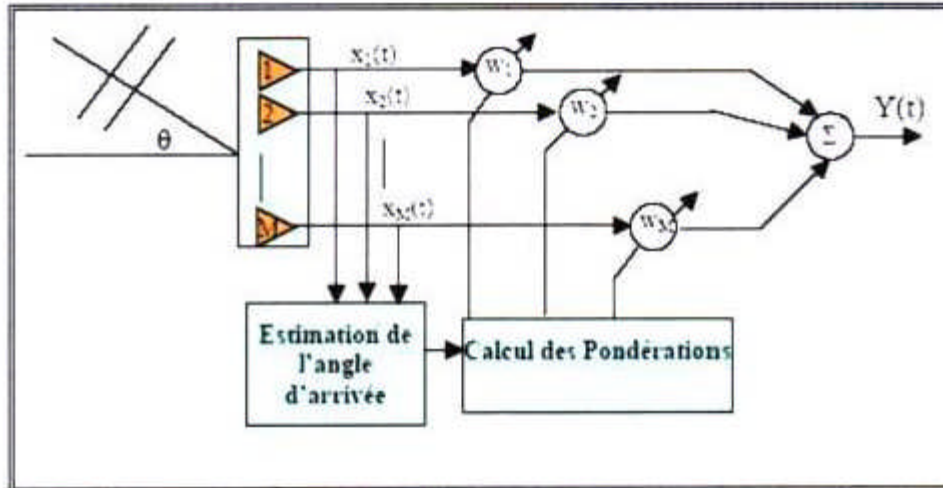


Figure II.2. Configuration de l'antenne pour la formation de voie

Un exemple d'application est donné par la Figure II.3 dans le cas d'un réseau de 4 antennes. Le diagramme optimisé pour le M1 apparaît en trait noir et celui du M2 est représenté en trait rouge. On note que les directions des trajets utiles sont favorisées tandis que les interférents sont annulés. Pour le M2 le trajet réfléchi, source éventuellement d'interférences entre symboles, possède une direction d'incidence différente de celle du trajet direct. En vertu du critère de pondération, il est annulé par filtrage spatial.

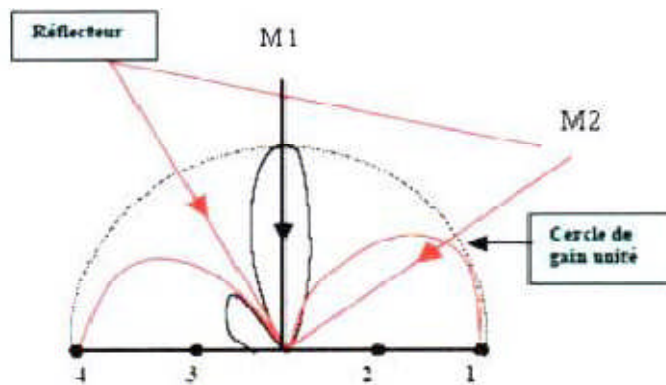


Figure II.3. Exemple d'application

Cette technique de calcul des pondérations est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit mais possède l'avantage de ne pas distordre le signal utile.

## II.4 Algorithmes d'adaptations

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 désire. 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.

### II.4.1 Choix de l'algorithme

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

- 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.
- La poursuite: Quand l'algorithme adaptatif opère dans un environnement non stationnaire, il doit être capable de suivre les variations statistiques de l'environnement.
- 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.
- La complexité de calcul: cette complexité comprend:

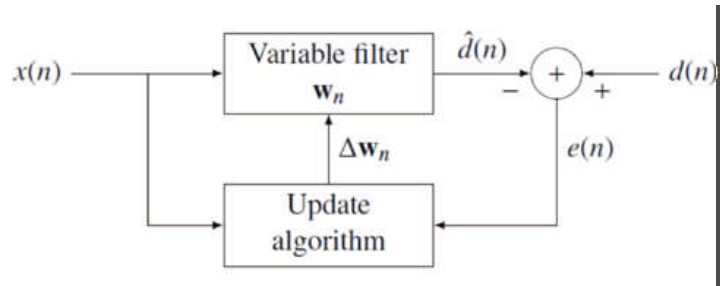
- le nombre d'opérations (c'est à dire multiplications, divisions et additions/soustractions) requises pour faire une itération complète de l'algorithme.
- la dimension d'allocation mémoire requise pour sauvegarder les données et le programme
- l'investissement requis pour programmer l'algorithme sur un ordinateur ou sur un processeur.

**II.4.2 Filtre adaptatif des moindres carrés récursif RLS**

Le filtre adaptatif des moindres carrés récursif est un algorithme qui trouve périodiquement les coefficients de filtre qui réduisent au minimum une fonction de coût des moindres carrés linéaire pesée concernant les signaux d'entrée. On d´enveloppera un algorithme récursif qui, à partir des coefficients du filtre `a l´instant n - 1, estimera ces coefficients `a l´instant n `a l'aide des nouvelles données disponibles. Le RLS montre la convergence extrêmement rapide.

**II.4.2.1 Principe**

L'idée derrière les filtres RLS est de minimiser une fonction coût C en choisissant convenablement les coefficients de filtre  $w_n$ , mise à jour du filtre de nouvelles données arrivent. Le signal d'erreur  $e(n)$  et le signal désiré  $d(n)$  sont définis dans le schéma de rétroaction négative ci-dessous:



**Figure II.4. Filtre RLS**

L'erreur dépend implicitement sur les coefficients de filtre à travers l'estimation  $\hat{d}(n)$

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \tag{2.21}$$

La fonction erreur des moindres carrés pesée  $C(w_n)$  est la fonction de coût que nous désirons réduire au minimum. La fonction  $e(n)$  dépend donc également des coefficients de filtre :

$$C(w_n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} e^2(i) \tag{2.22}$$

Où  $0 < \lambda \leq 1$  est le facteur d'oubli, qui donne du poids de façon exponentielle à des échantillons d'erreur de moins âgés.

La fonction de coût est réduite au minimum en prenant les dérivées partielles pour tous les  $k$  entrées de la  $W_n$  vecteur de coefficients et la mise à zéro des résultats :

$$\frac{\partial J(n)}{\partial w_k(n)} = \sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m 2 e(n-k-m) \frac{\partial e(n-k-m)}{\partial w_k(n)} = \sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m 2 e(n-k-m) (-x(n-k-m)) = 0 \quad (2.23)$$

Ensuite, remplacez  $e(n)$  avec la définition du signal d'erreur :

$$\sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m (-x(n-k-m)) - \sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m (d(n-k-m) - x(n-k-m)) (-x(n-k-m)) = 0 \quad (2.24)$$

Réorganisation des rendements équation :

$$\sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m [ \sum_{k=0}^{\infty} \lambda^k (-x(n-k-m)) (-x(n-k-m)) ] = \sum_{m=0}^{\infty} \lambda^m (d(n-k-m) - x(n-k-m)) (-x(n-k-m)) \quad (2.25)$$

Ce formulaire peut être exprimé en termes de matrices :

$$R_x(n) \mathbf{w}(n) = \mathbf{r}_{dx}(n) \quad (2.26)$$

Où  $R_x(n)$  est la corrélation de l'échantillon pondéré de matrice pour  $x(n)$ , et  $r_{dx}(n)$  est l'estimation de l'équivalent de la corrélation croisée entre les  $d(n)$  et  $x(n)$ . Sur la base de cette expression, nous trouvons les coefficients qui minimisent la fonction de coût :

$$\mathbf{w}(n) = R_x^{-1}(n) \mathbf{r}_{dx}(n) \quad (2.27)$$



**II.4.2.2 Algorithme récursif**

Le calcul précédent a abouti à une seule équation pour déterminer un vecteur de coefficients qui minimise la fonction de coût. Dans cette section, nous voulons obtenir une solution récursive de la forme :

$$\Delta \tag{2.28}$$

Où  $\Delta_{n-1}$  est un facteur de correction au moment de n-1. Nous commençons par la dérivation de l'algorithme récursif en exprimant la corrélation croisée  $r_{dx}(n)$  en termes de  $r_{dx}(n-1)$  :

$$\begin{aligned} \Delta &= \sum \dots \tag{2.29} \\ &= \sum \dots + \dots \\ &= \lambda r_{dx}(n-1) + d(n)x(n) \end{aligned}$$

Où  $X(i)$  est le vecteur p +1 dimensions des données :

$$X(i) = [x(i), x(i - 1), \dots, x(i - p)] \tag{2.30}$$

De même, nous exprimons  $R_x(n)$  en termes de  $R_x(n-1)$  par :

$$\begin{aligned} R_x(n) &= \sum \dots \tag{2.31} \\ &= \dots + \dots \end{aligned}$$

Afin de générer le vecteur de coefficients, nous sommes intéressés à l'inverser de l'auto corrélation matrice déterministe. Pour que la tâche du Woodbury matrice d'identité est très pratique. Avec :

Soient A et B deux matrices définies positives de taille L × L vérifiant l'équation:

$$= + \tag{2.32}$$

Où D est une matrice inversible de taille N × N et C est une matrice de taille L × N.

Alors, l'inverse de la matrice A s'écrit:

$$= - ( + ) \tag{2.33}$$

On pose :

$$\begin{aligned} &= ( ), \\ &= ( - 1) \\ &= ( ), \end{aligned} \tag{2.34}$$

La matrice d'identité suit Woodbury :

$$R (n) = \lambda (n - 1) - \frac{( ) ( ) ( ) ( )}{( ) ( ) ( )} \tag{2.35}$$

Pour venir en ligne avec le standard de la littérature, nous définissons :

$$\begin{aligned} ( ) &= ( ) \\ &= \lambda P(n - 1) - g(n)X (n)\lambda P(n - 1) \end{aligned} \tag{2.36}$$

Où le vecteur de gain de kalman g(n) est :

$$\begin{aligned} ( ) &= ( - 1) ( ) \{ 1 + ( ) ( - 1) ( ) \} \\ &= ( - 1) ( ) \{ + ( ) ( - 1) ( ) \} \end{aligned} \tag{2.37}$$

Avant de passer, il est nécessaire de mettre g(n) en une autre forme :

$$\begin{aligned} g(n)\{ 1 + X (n)\lambda P(n - 1)x(n) \} &= \lambda P(n - 1)x(n) \\ g(n) + g(n)X (n)\lambda P(n - 1)x(n) &= \lambda P(n - 1)x(n) \end{aligned}$$

En soustrayant le second terme sur les rendements à gauche :

$$g(n) = \lambda P(n-1)x(n) - g(n)X(n)\lambda P(n-1)x(n)$$

$$= \lambda [P(n-1) - g(n)X(n)P(n-1)]X(n)$$

Avec la définition récursive de P(n) la forme désirée suit :

$$g(n) = P(n)x(n) \tag{2.38}$$

Maintenant nous sommes prêts à compléter la récursivité. Comme nous l'avons :

$$W = P(n)r(n) \tag{2.39}$$

$$= ( ) ( - ) + ( ) ( ) ( )$$

La deuxième étape suit de la définition récursive de  $r_{dx}(n)$ . Après nous incorporons la définition récursive de P(n) ainsi que la forme alternative de g(n) et obtenons :

$$W = [\lambda P(n-1) - g(n)x(n)\lambda P(n-1)] ( - ) + ( ) ( )$$

$$= P(n-1)R(n-1) - g(n)x(n)P(n-1) + d(n)g(n) \tag{2.40}$$

Avec :

$$= P(n-1)r(n-1) + g(n)\{d(n) - x(n)P(n-1)r(n-1)\}$$

$$= ( - 1) ( - 1) \tag{2.41}$$

Nous arrivons à l'équation de mise à jour :

$$W = W + g(n)[d(n) - X(n)W] \tag{2.42}$$

$$= W + g(n)\alpha(n)$$

Où

$$\alpha(n) = d(n) - \mathbf{X}^T(n)\mathbf{w}_{n-1} \tag{2.43}$$



### II.4.2.3 Résumé algorithme RLS

L'algorithme de RLS pour un filtre de l'ordre RLS de p-ième peut être récapitulé comme :

Paramètres:  $p$  = ordre du filtre  
 $\lambda$  = facteur d'oubli  
 $\delta$  = valeur pour initialiser  $\mathbf{P}(0)$

Initialisation:

$$\mathbf{w}_n = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I} \quad , \quad \text{où } \mathbf{I} \text{ est le } [p + 1] \times [p + 1] \text{ matrice identité}$$

Calcul: Pour

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

$$\mathbf{x}(n) = \begin{bmatrix} x(n) \\ x(n-1) \\ \vdots \\ x(n-p) \end{bmatrix}$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n-1) \mathbf{w}(n-1)$$

$$\mathbf{w}(n) = \lambda \mathbf{w}(n-1) + e(n) \mathbf{x}(n-1)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda \mathbf{P}(n-1) - e(n) \mathbf{x}(n-1) \mathbf{x}^T(n-1) \lambda \mathbf{P}(n-1)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda \mathbf{P}(n-1) + e(n) \mathbf{x}(n-1) \mathbf{x}^T(n-1)$$

### II.4.3 Système généralisé de suppression des lobes secondaires GSC

#### II.4.3.1 Introduction

L'annuleur généralisé de lobe latéral (GSC) est une machine cellulaire adaptative contrainte à la réponse distorsionnelles dans la direction de l'arrivée (DOA) du signal d'intérêt (SOI), tout en réduisant au minimum les effets du bruit blanc additif et des signaux de intervention des directions inconnues. L'aspect adaptatif du GSC est un annuleur adaptatif de bruit, produisant une estimation des signaux d'interférence et de bruit, qui sont soustrait du désiré le signal (le bruit et le signal souillé par interférence d'intérêt (SOI) après le faisceau principal filtrant), de ce fait menant à estimé SOI à la sortie de GSC.

#### II.4.3.2 Principe de GSC

L'utilisation de la structure de GSC suivant les indications de figure II.5, nous pouvons réaliser un beamformer de rangée adaptative avec des contraintes linéaires.

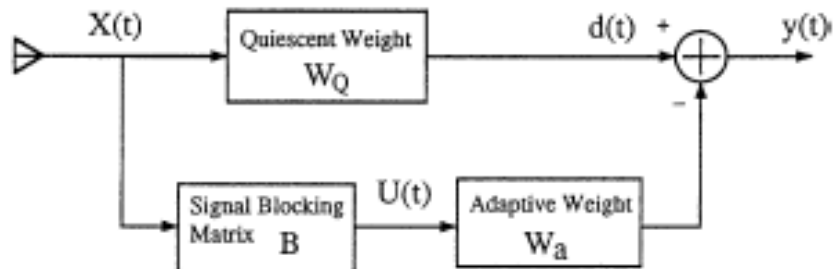


Figure II.5. La structure généralisée d'annuler (GSC) de lobe latéral.

$X(t)$  est le vecteur de données reçu. On définit deux branches inférieure et supérieure.

On a dans la branche supérieure :

Où

$$d(t) = w^H x(t) \tag{2.46}$$

On est donc munie à :

$$\text{minimiser } E[ |d(t)|^2 ] \tag{2.47}$$

et on a :

$$G^H q = c \tag{2.48}$$

se qui donne :

$$wq = G(G^H G)^{-1}c \quad (2.49)$$

$$G = a(\theta_1) a(\theta_2) \dots a(\theta_p)$$

$$c = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_p]^T$$

c : le vecteur correspondant de gain

G : la matrice de direction de

Dans la deuxième branche :

On a

$$Y(t) = w_q^H x(t) - w_a^H B^H x(t) \quad (2.50)$$

Où B la matrice de blocage du signal x(t)

La matrice B est choisie telle que :

$$G^H B = 0 \quad (2.51)$$

On minimisant la sortie :

$$\text{Minimiser } \{ |Y(t)|^2 \} \quad (2.52)$$

On trouve :

$$W = (B^H R B)^{-1} B^H R W_* \quad (2.53)$$

Avec :

$$w = wq - B w_a \quad (2.54)$$

**II.4.4 Adaptation par l'algorithme d'inversion de la matrice d'échantillon SMI**

**II.4.4.1 Principe**

L'algorithme de la matrice d'inversion estime le poids en remplaçant le tableau de la corrélation matriciel  $R(n)$  du réseau avec son estimation.

on a :

$$R = [X(t)X^T(t)] \tag{2.55}$$

$$R(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k)x^T(n-k) \tag{2.56}$$

Où le diagramme de rayonnement à la sortie est donnée par :

$$Y = W^T x \tag{2.57}$$

Dont  $w$  est le vecteur de poids peuvent être exprimée en :

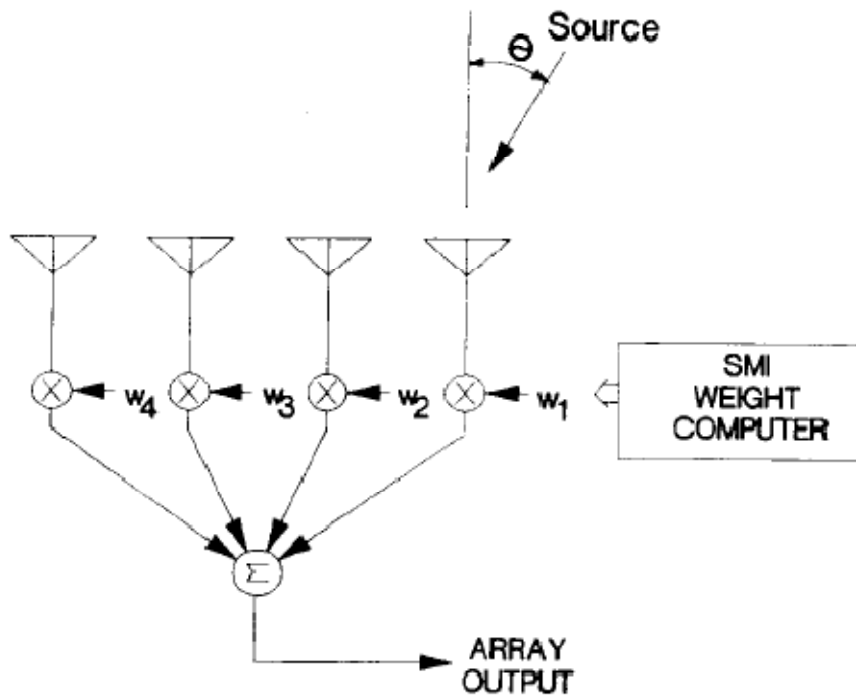
$$W = [W_1, W_2, \dots, W_N]^T \tag{2.58}$$

L'estimation de  $R$  est mis à jour lorsque de nouveaux échantillons arrive, ce qui entraîne une nouvelle estimation des poids à l'aide :

$$R(n+1) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(n-k)x^T(n-k) \tag{2.59}$$

Quand le nombre d'échantillons augmente, la mise à jour de la matrice se rapproche de sa valeur réelle et donc le poids estimé se rapproche du poids optimal. La figure 2.6 montre l'adaptation avec SMI.





**Figure II.6. Adaptation par l'algorithme SMI**

Le poids donnée par :

$$W(n) = R^{-1}(n) \theta \tag{2.60}$$

Si  $n \rightarrow \infty$  :  $R(n) \rightarrow R$  et  $w(n) \rightarrow w$

Pour Calculer  $R^{-1}$ , on utilise le lemme d'inversion matricielle décrit ci-dessus (2.4.2.2) :

$$R^{-1}(n) = R^{-1}(n-1) - \frac{\begin{pmatrix} \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{pmatrix}}{\begin{pmatrix} \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{pmatrix}} \tag{2.61}$$

Où  $R^{-1} = \text{cte}$

### Conclusion

Dans cette partie on a défini quelque méthode adaptative d'annulation des interférences à l'aide des algorithmes d'adaptation (RLS, GSC, SMI), qui sont utilisés pour adapter les réseaux d'antenne et sont simulés dans le chapitre suivant.

## Chapitre III

### Simulations et résultats

#### III.1. Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous allons simuler les méthodes RLS, GSC, SMI déjà expliqués précédemment. Pour tester ces algorithmes et voir l'avantage de l'utilisation de ces méthodes et de comparer leurs performances en termes de précision et robustesse. En simulant différentes situations.

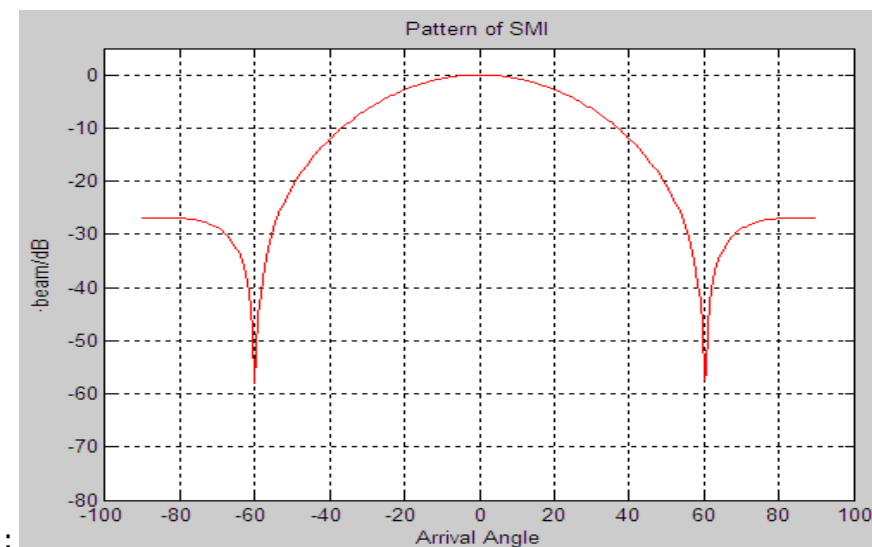
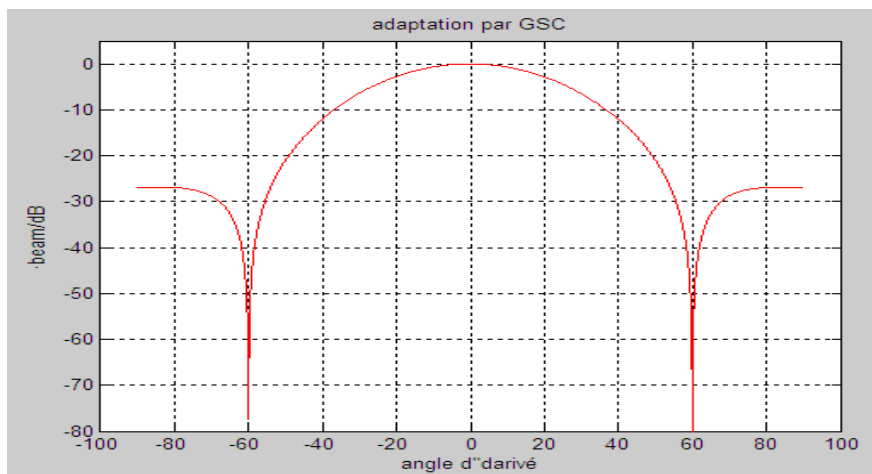
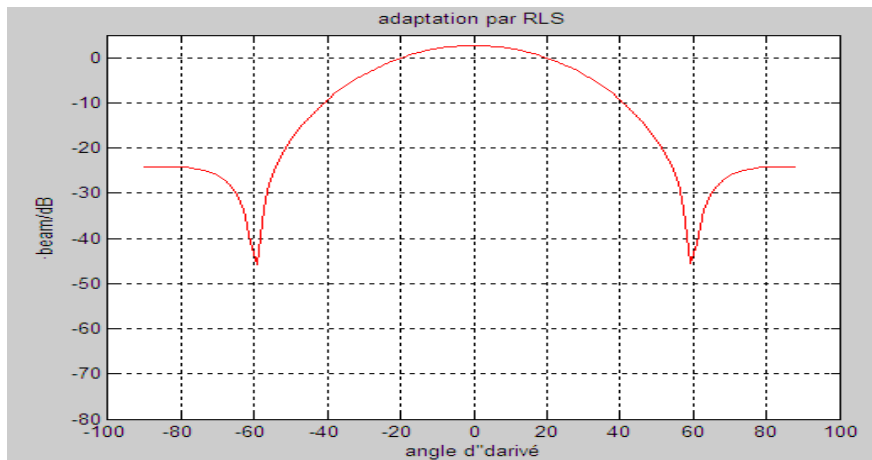
#### III.2. Simulation

Notre simulation est faite sous MATLAB, le réseau d'antennes utilisé est un réseau linéaire muni des capteurs équirépartis, omnidirectionnels; le milieu de propagation est un milieu non dispersif, la direction azimutale des sources étant dans  $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $\theta_3$ . On considère la direction  $\theta_1$  comme étant la désirée, les autres comme interférentes qu'on essaye de les supprimer. La distance intercapteur est égale à la demi-longueur d'onde. En faisant varier dans cette simulation les éléments suivants :

- Le nombre d'antenne utilisé dans le réseau ( $m$ )
- Le rapport signal/brut pour le signal désiré (SNR)
- Le rapport signal/brut pour les signaux d'interférences (SIR)
- Variation des angles d'arrivée pour tous les signaux ( $\theta_1$ ,  $\theta_2$  et  $\theta_3$ )
- Variation de nombre d'échantillonnage ( $N$ )

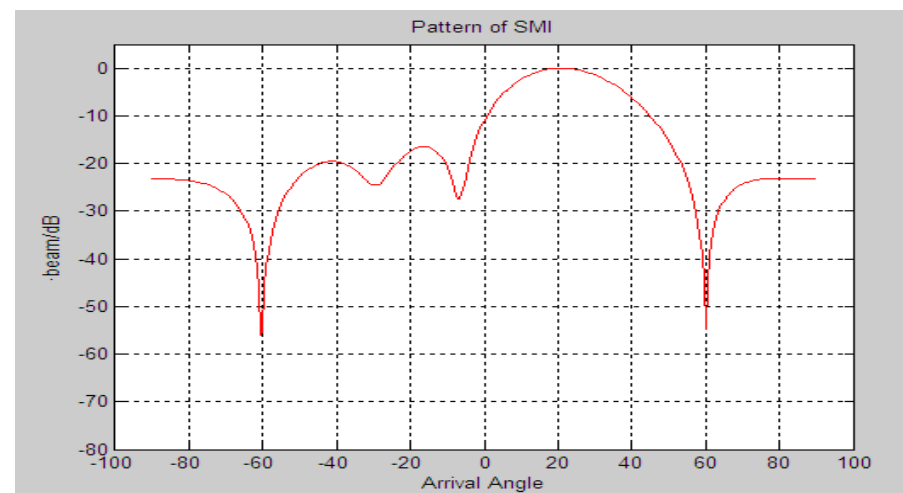
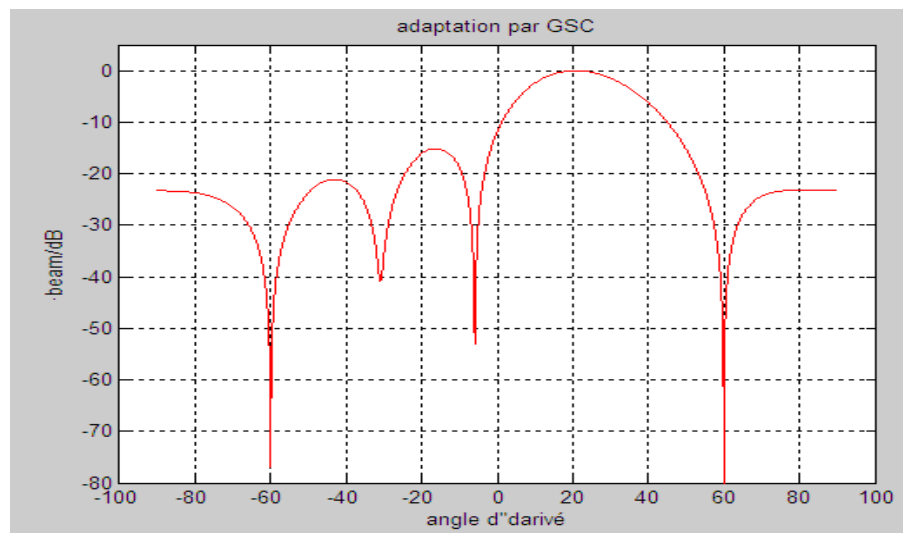
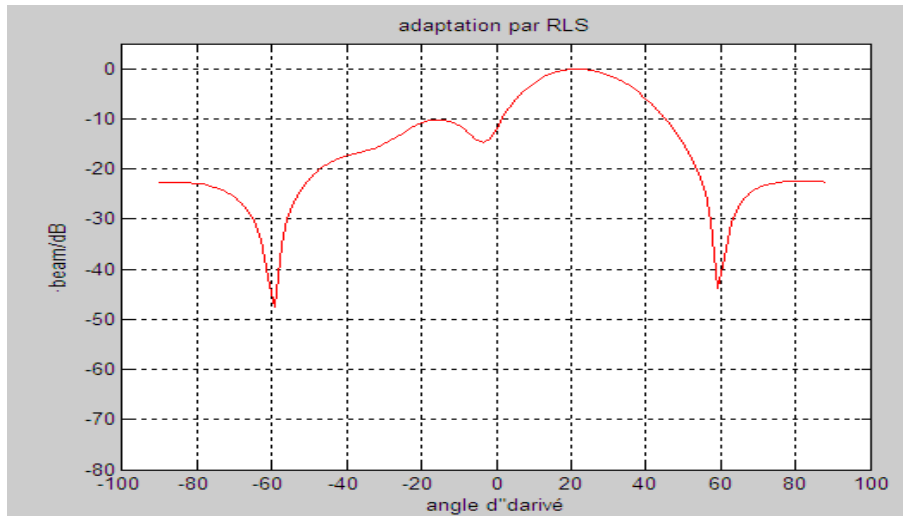
### III.2.1. Effet de Le nombre d'antenne utilisé dans le réseau (m)

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ ,  $SIR=50$ ,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



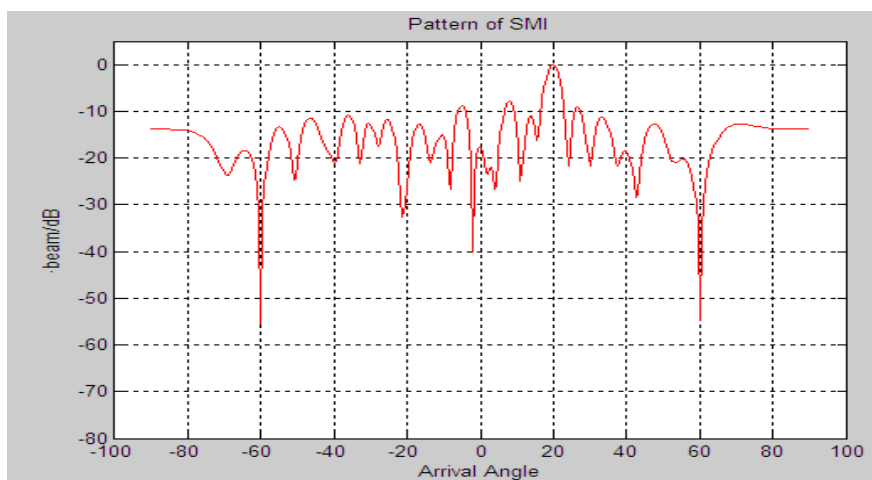
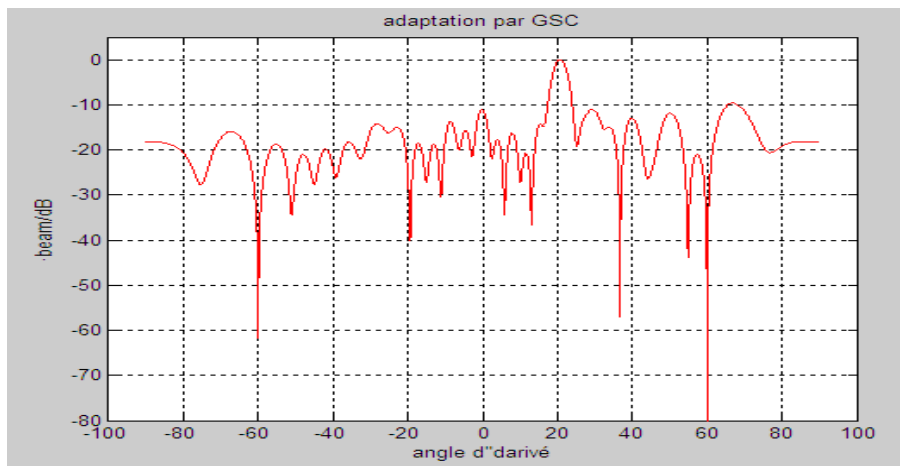
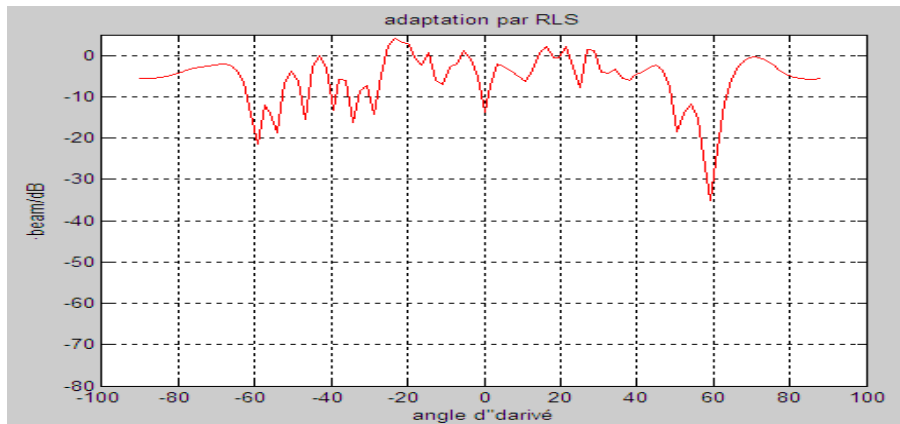
**Remarque:** on voit qu'il y a un fonctionnement pour tous les systèmes RLS, GSC et SMI

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ ,  $SIR=50$ ,  $m=5$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque:** même chose pour tous les systems, on Remarque qu'il ya une amélioration dans la directivité.

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ ,  $SIR=50$ ,  $m=30$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2 =-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque :**

Pour le système RLS on ne peut distinguer le signal désiré, et pour les systèmes GSC et SMI il ya toujours une amélioration dans la directivité.

**Commentaire**

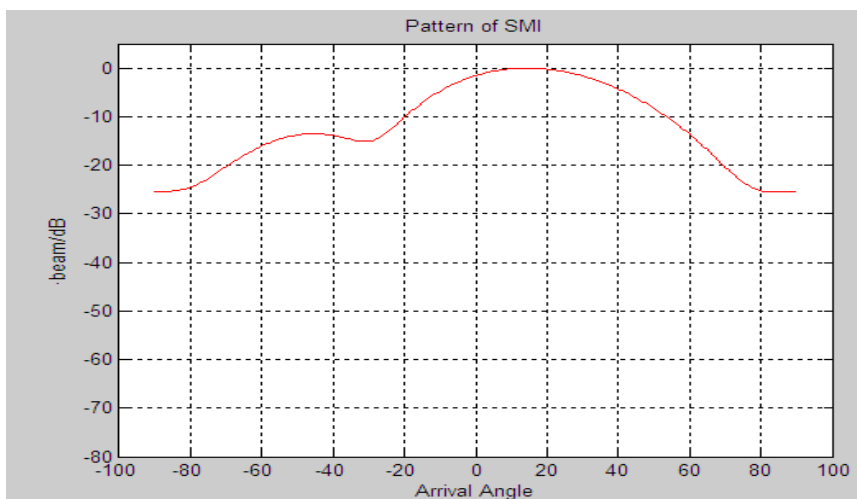
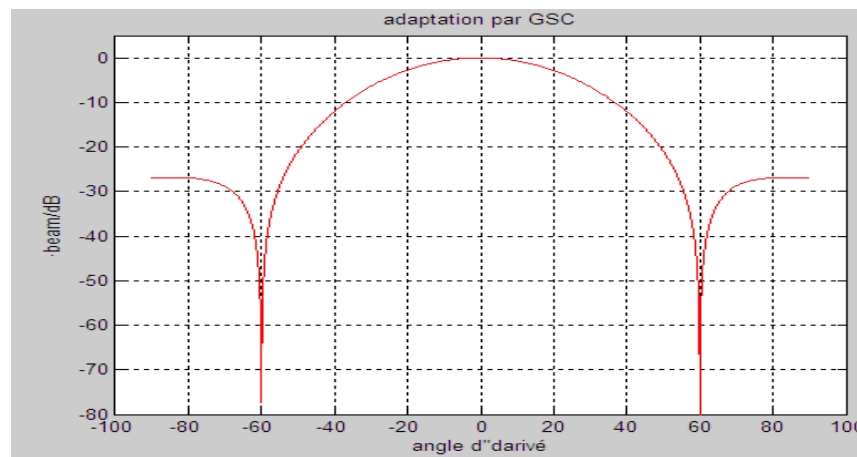
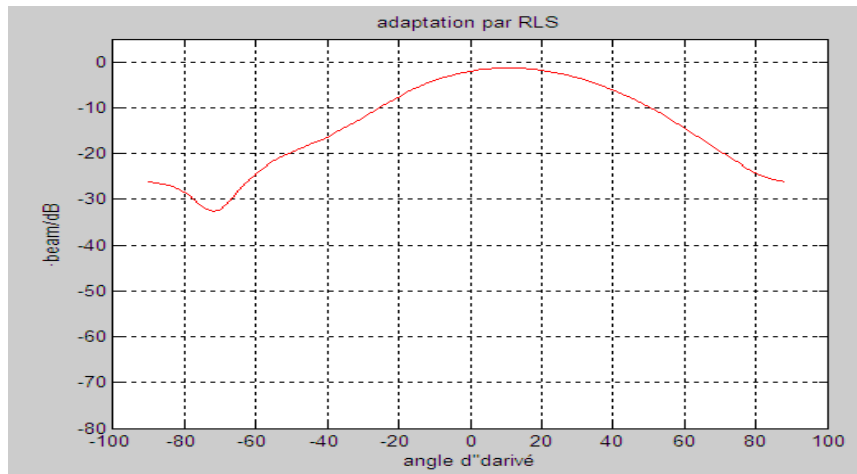
Pour RLS ; il fonctionne correctement jusqu'à le nombre  $m=30$  ou on ne peut pas distinguer le signal utile car l'algorithme perd sa robustesse.

Pour le GSC et SMI ; il fonctionne correctement, plus on augmente le nombre ( $m$ ) d'antenne on augmente la directivité.

Donc on peut dire que le nombre d'antenne joue sur la réalisation des lobes directifs. Avec cette technique, on peut contrôler le niveau reçu dans la direction du rayonnement utile et interférent.

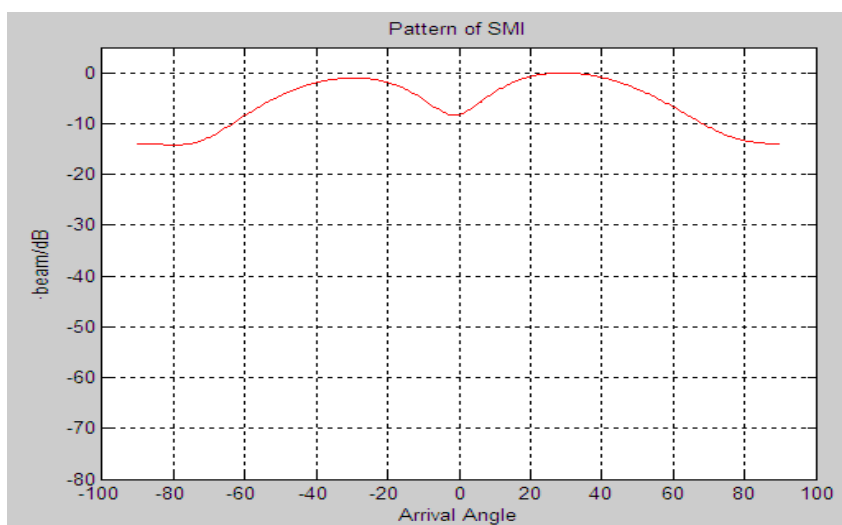
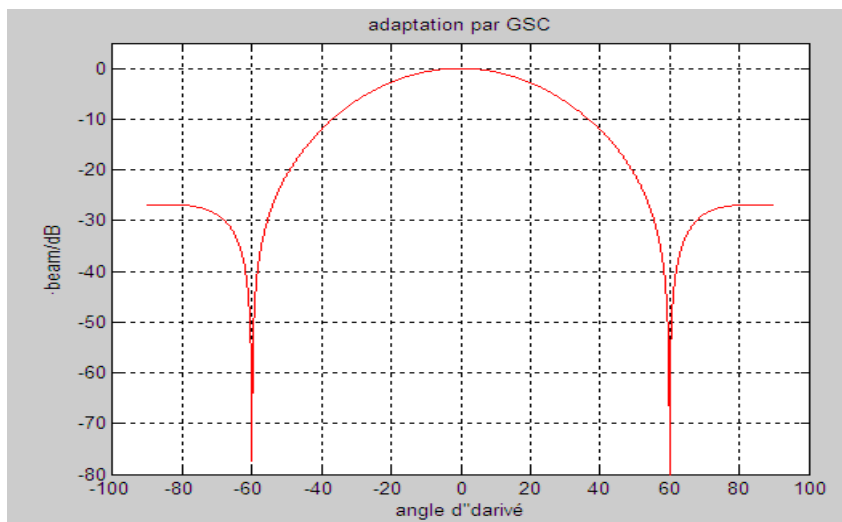
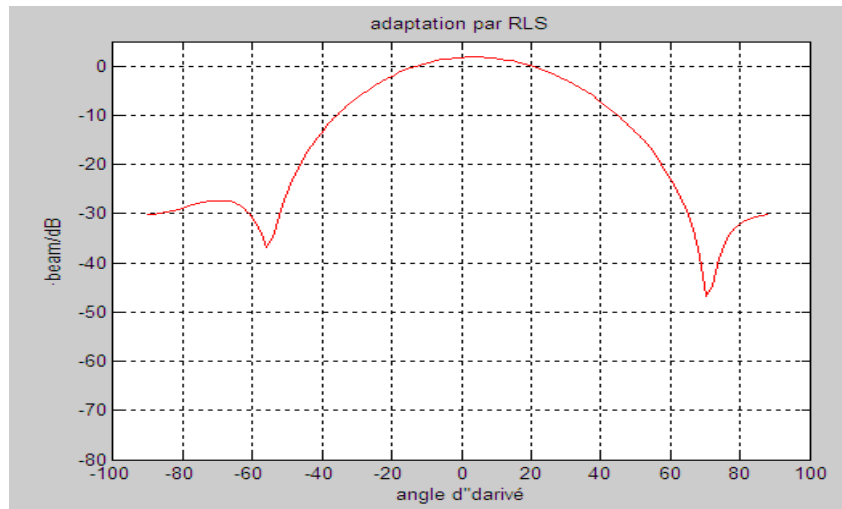
### III.2.2. Effet de rapport signal/bruit pour le signal désiré (SNR)

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ ,  $SIR=10$ ,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque :** nous remarquons que la lobe principal du diagramme de rayonnement ne subit aucune déformation pour le GSC et pour RLS et SMI le system ne fontctionne pas

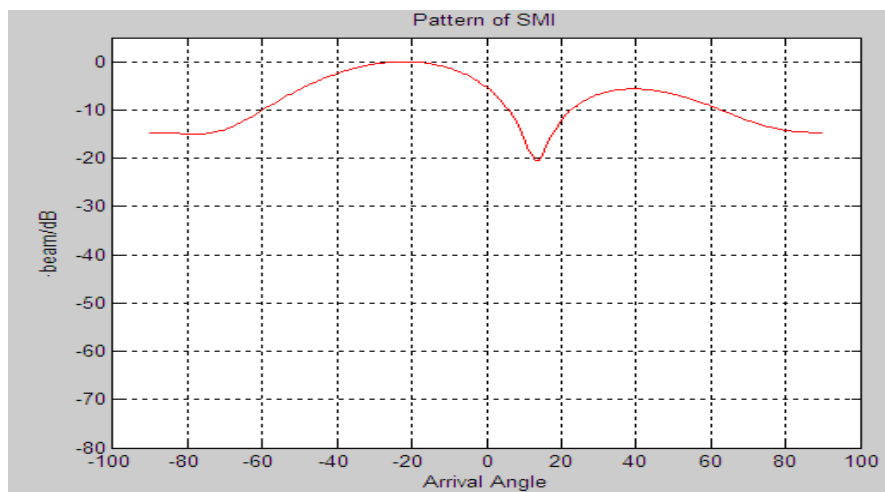
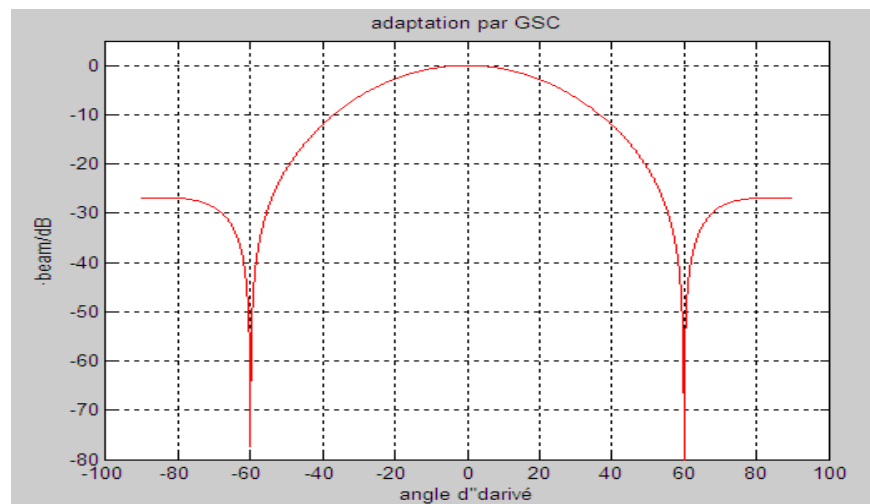
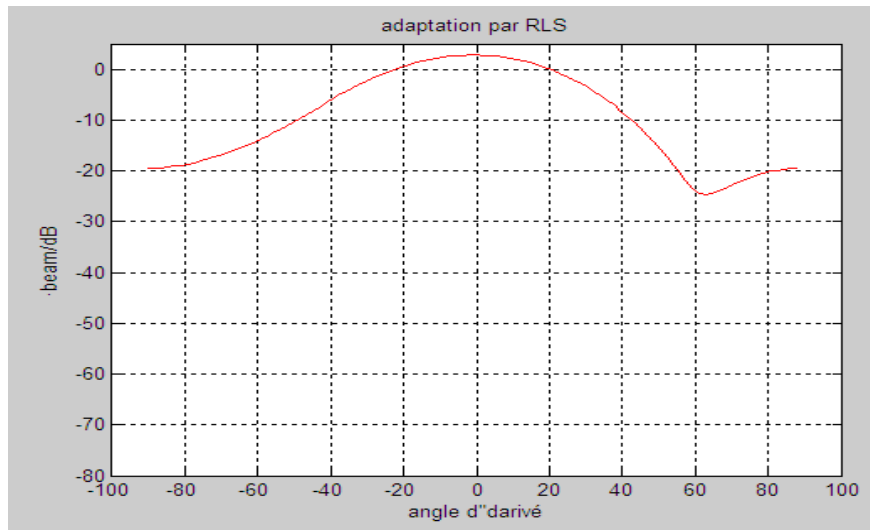
On prend :  $N=5000$   $SNR=20$ ,  $SIR=10$ ,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2 = -60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque:** il n'ya pas de changement par rapport le cas precedent.



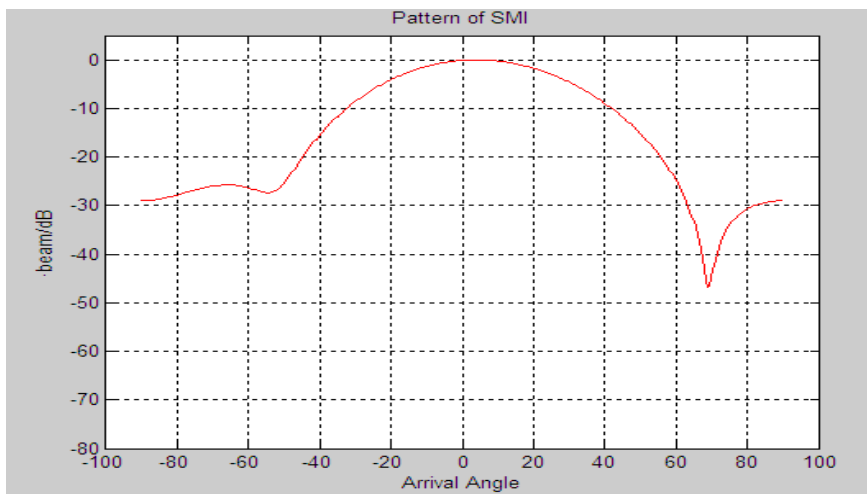
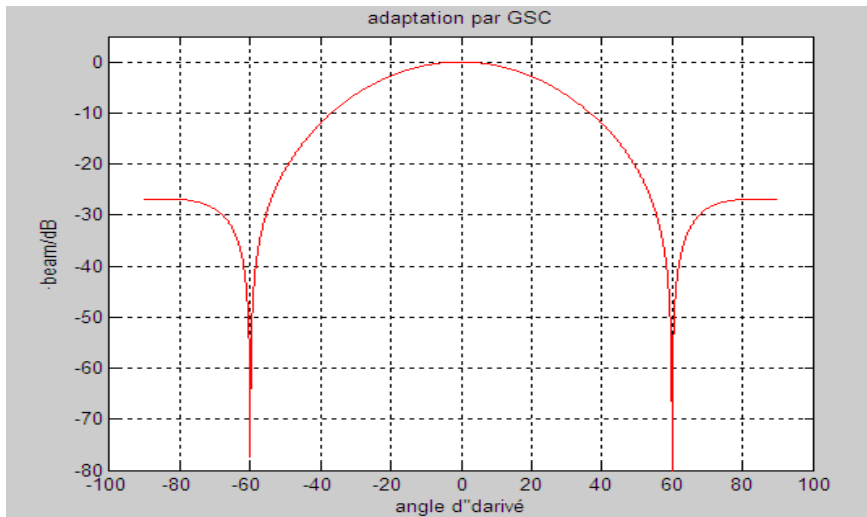
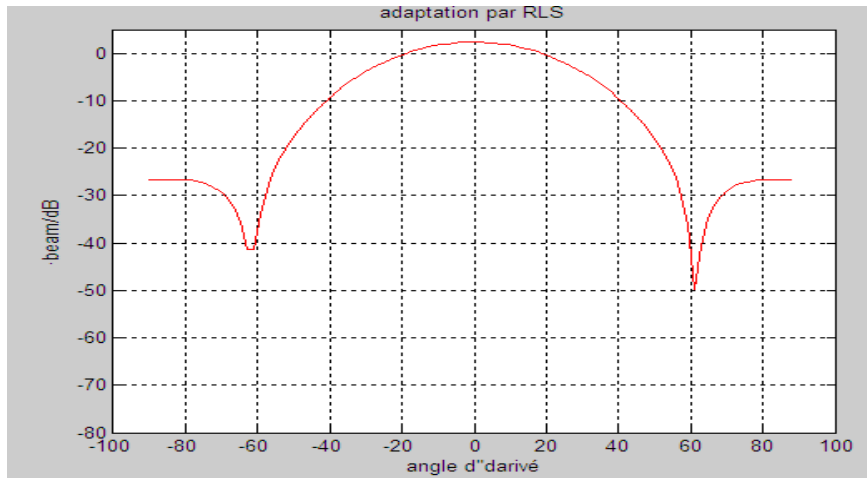
On prend :  $N=5000$   $SNR=30$ ,  $SIR=10$ ,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque :** nous remarquons qu'il n'ya pas d'influence sur les Systems, donc le system ne dépend pas de SNR

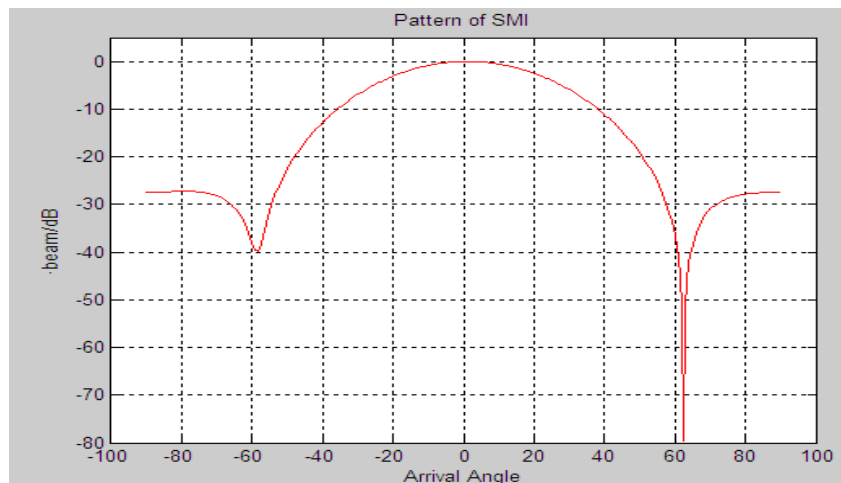
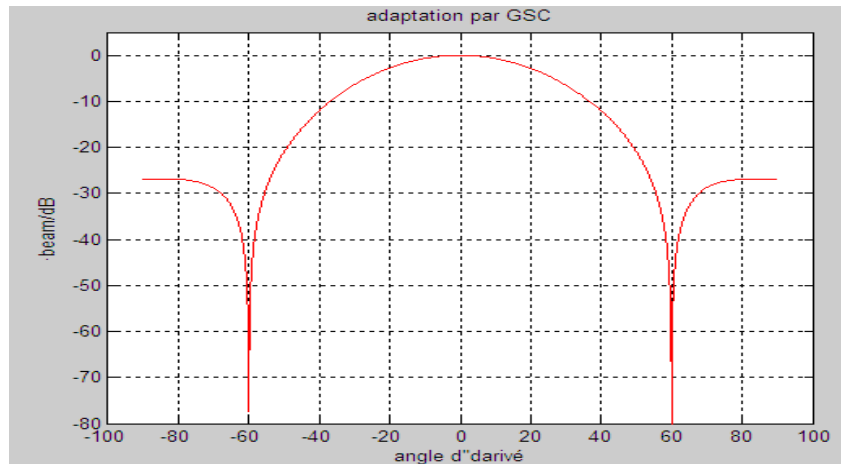
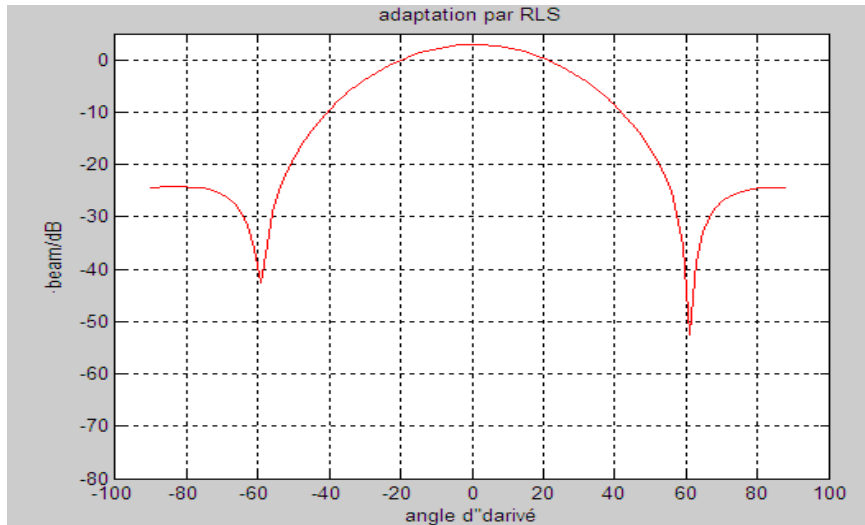
### III.2.3. Effet de rapport signal/bruit pour les signaux d'interférences (SIR)

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ ,  $SIR=20$ ,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



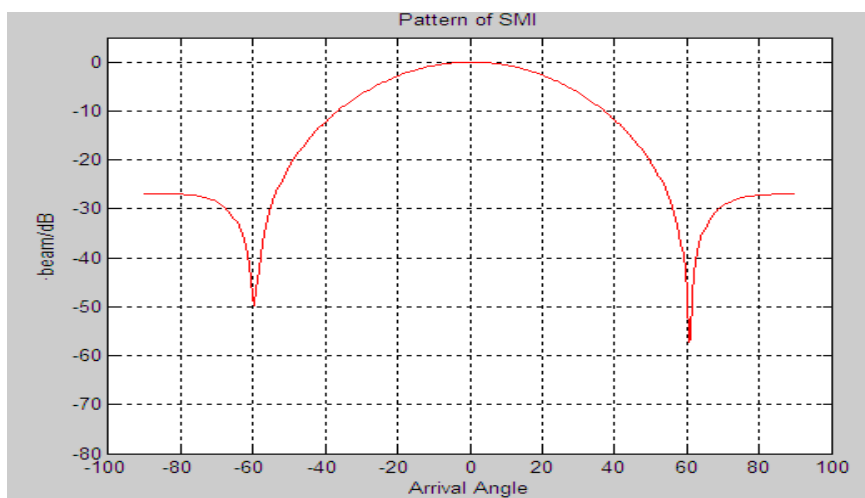
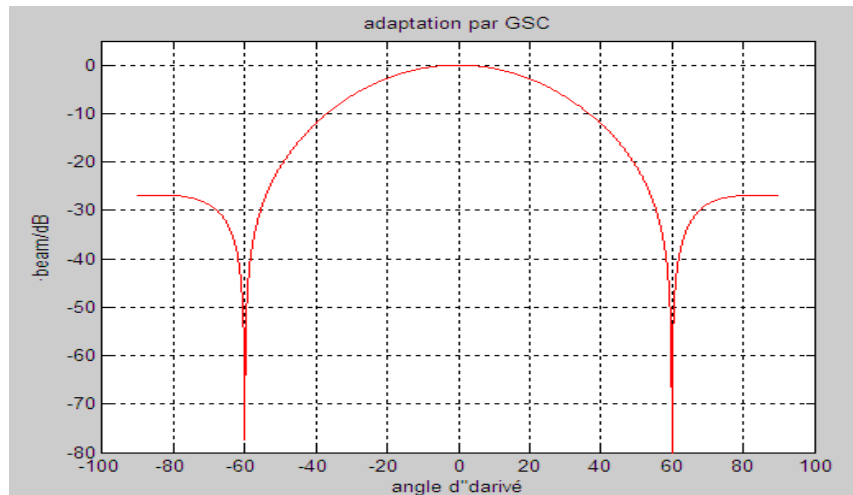
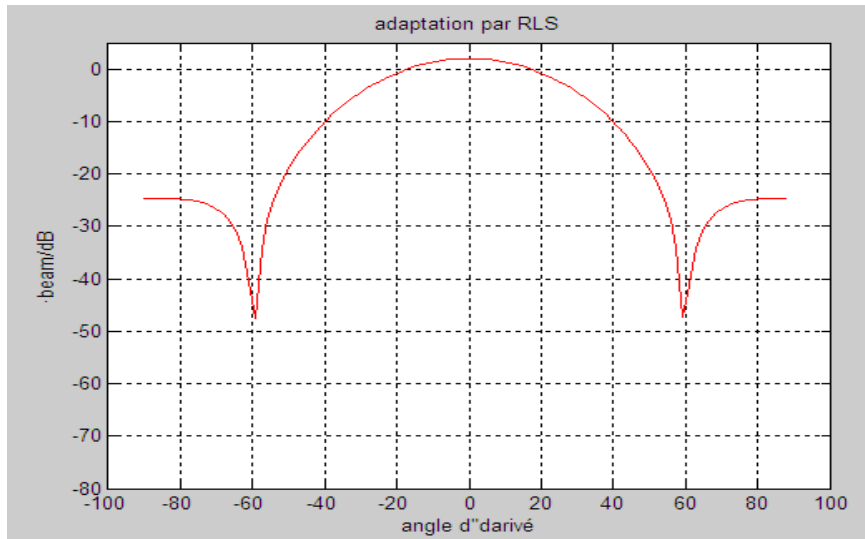
**Remarque:** pour le RLS et GSC le système fonctionne correctement et le contraire pour le SMI il n'y a pas d'apparition de lobe principale.

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ , **SIR=30**,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque:** nous remarquons que le diagramme de rayonnement de GSC ne change pas par rapport le cas precedent d'ou le SIR=20 ,mais pour le RLS et SMI le system fonctionne.

On prend :  $N=5000$   $SNR=10$ , **SIR=40**,  $m=3$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque :** le même résultat pour le SIR=40

**Commentaire**

Pour GSC ; le système fonctionne correctement et donne même résultat soit on variant le SIR ou SNR

Pour RLS ; le système ne fonctionne pas avec  $SIR < 20$ . Pour les  $SIR > 20$  le système fonctionne correctement et donne les mêmes résultats.

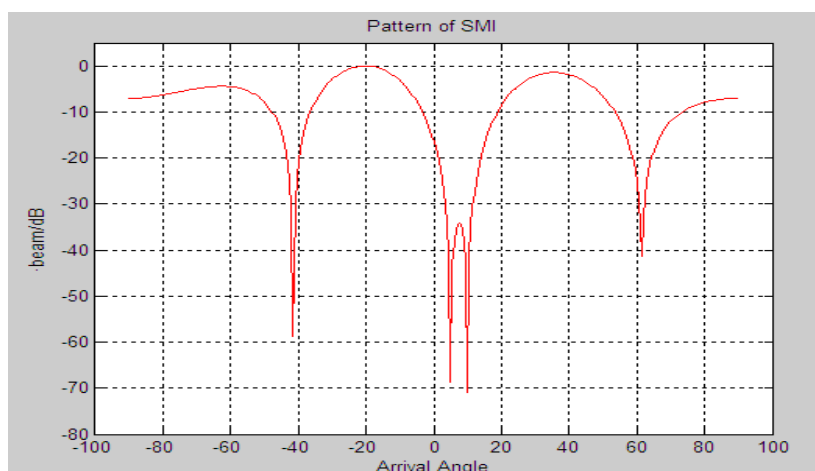
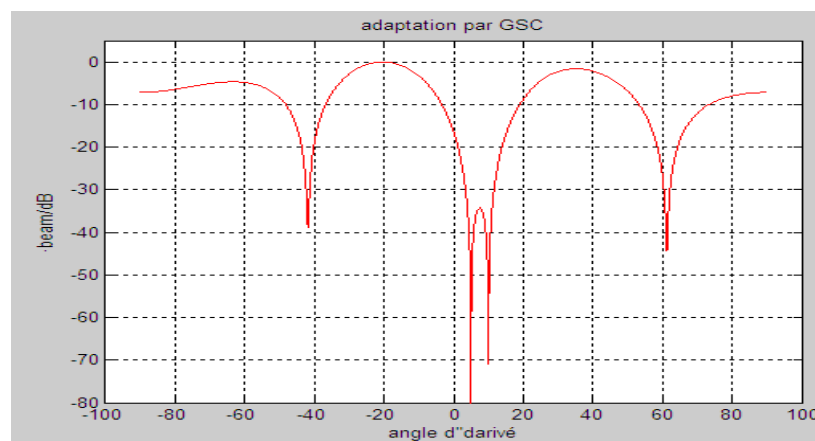
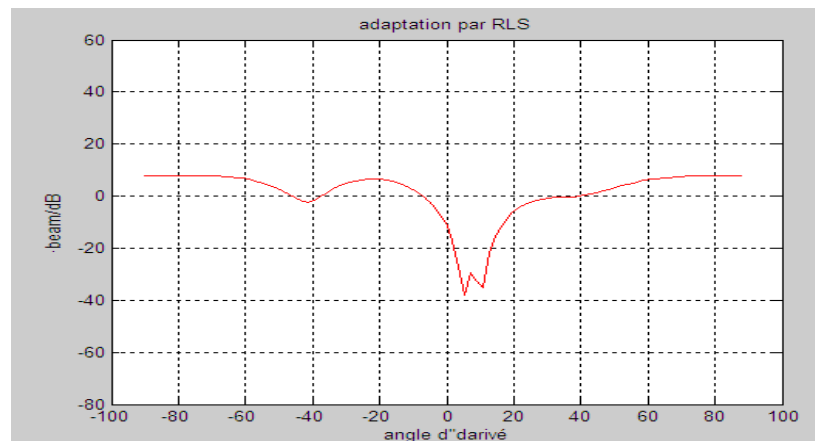
Pour SMI ; le système ne fonctionne pas avec  $SIR < 20$ . Plus on augment le SIR ( $SIR > 20$ ) le système devin plus performant.

Donc en générales, il y a bien une bonne réjection des interférences.

### III.2.4. Effet de Variation des angles d'arrivé pour tous les signaux ( $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ )

#### III.2.4.1. $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ Sont proches

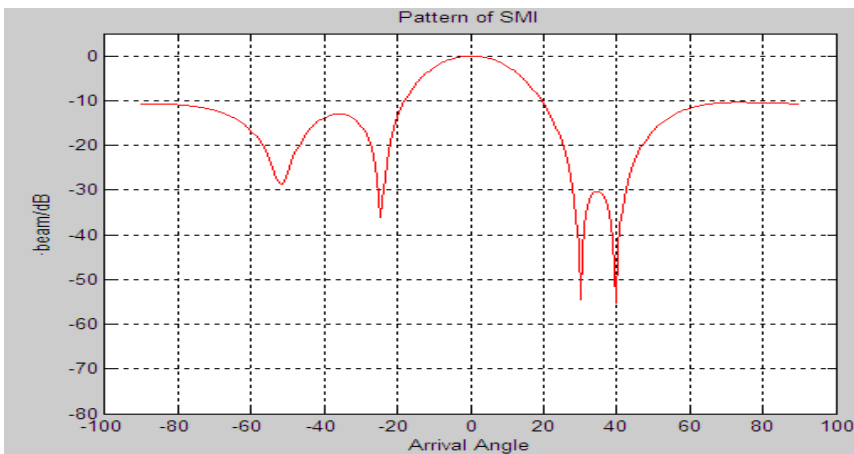
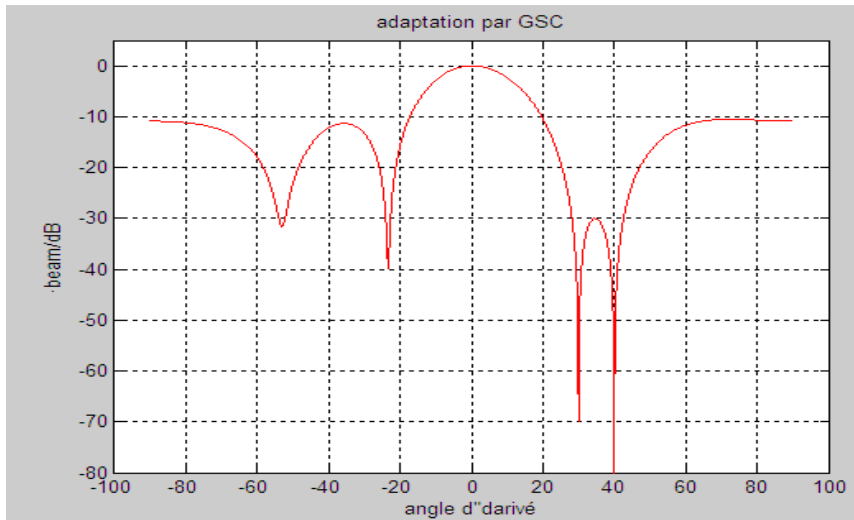
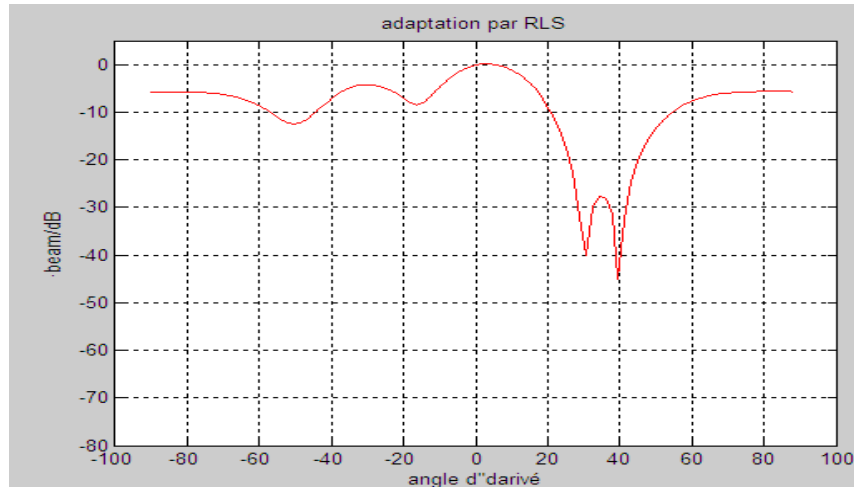
On prend :  $N=5000$  SNR=10, SIR=50,  $m=3$ ,  $\theta_1=0$ ,  $\theta_2=5$ ,  $\theta_3=10$  ;



**Remarque :** nous remarquons que le système ne marche pas pour RLS. Pour GSC et SMI on voit une bonne directivité du signal.

### III.2.4.2. $\theta_2, \theta_3$ Sont proches et $\theta_1$ loin

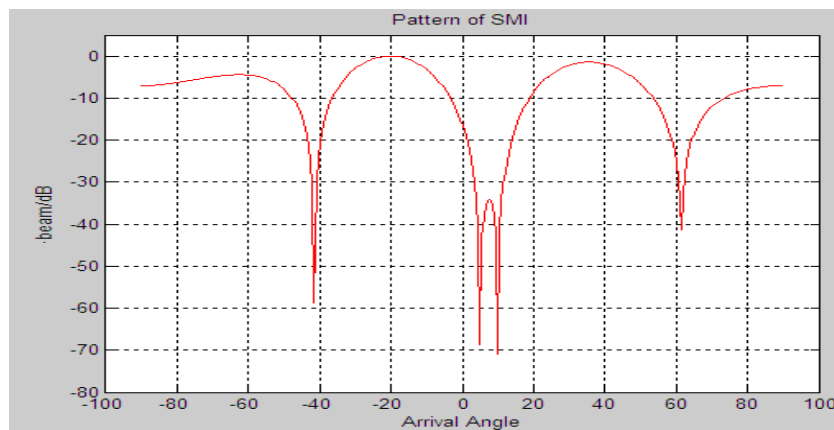
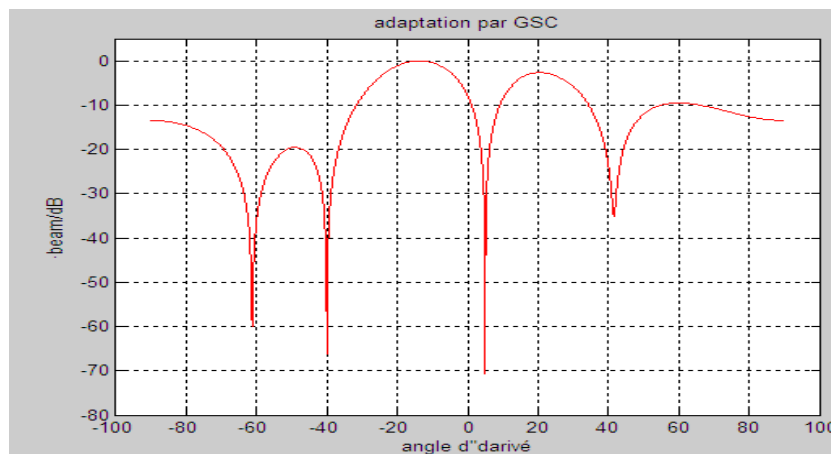
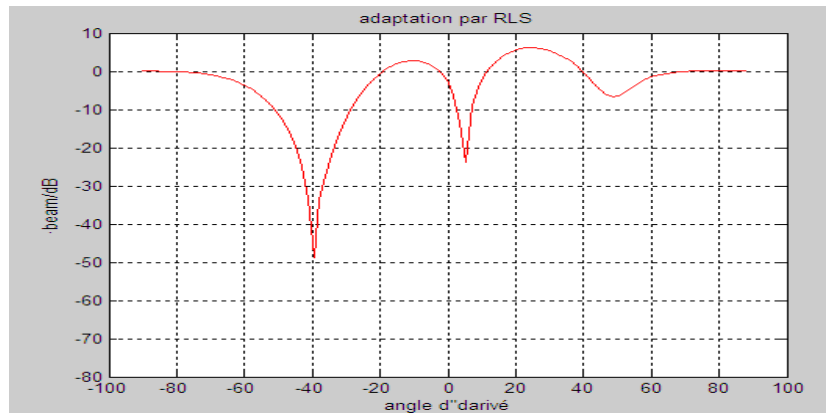
On prend :  $N=5000$        $SNR=10$ ,       $SIR=50$ ,  $m=3$ ,       $\theta_1=0$ ,  $\theta_2 = 30$ ,       $\theta_3=40$  ;



**Remarque:** Pour RLS on voit que le système a commencé de fonctionner et pour GSC et SMI il y a toujours une bonne directivité, donc GSC et SMI fonctionnent lorsque les angles d'arrivée sont proches ou loins .

**III.2.4.3.  $\theta_1, \theta_2$  Sont proches et  $\theta_3$  loin**

On prend :  $N=5000$        $SNR=10$ ,       $SIR=50$ ,  $m=3$ ,       **$\theta_1=0$ ,  $\theta_2 = 5$** ,       **$\theta_3=-40$**  ;



**Remarque :** le système RLS fonctionne très bien donc le RLS ne donne pas de résultat lorsque les angles d'arrivés sont proches.



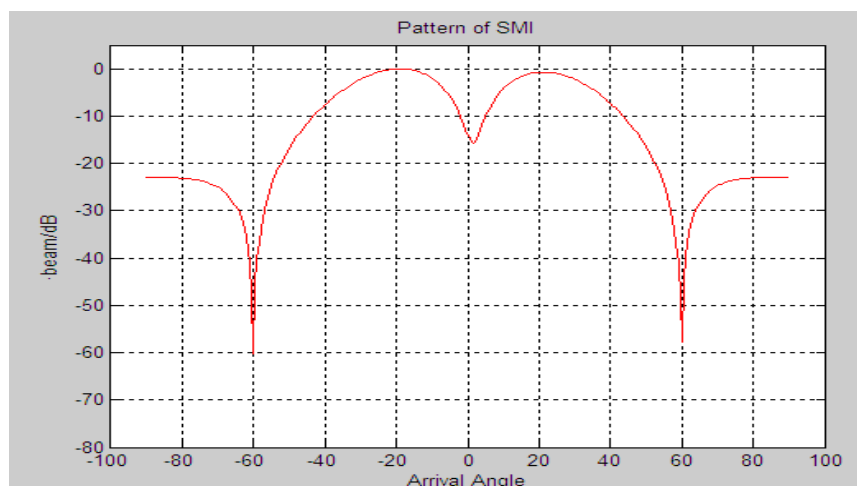
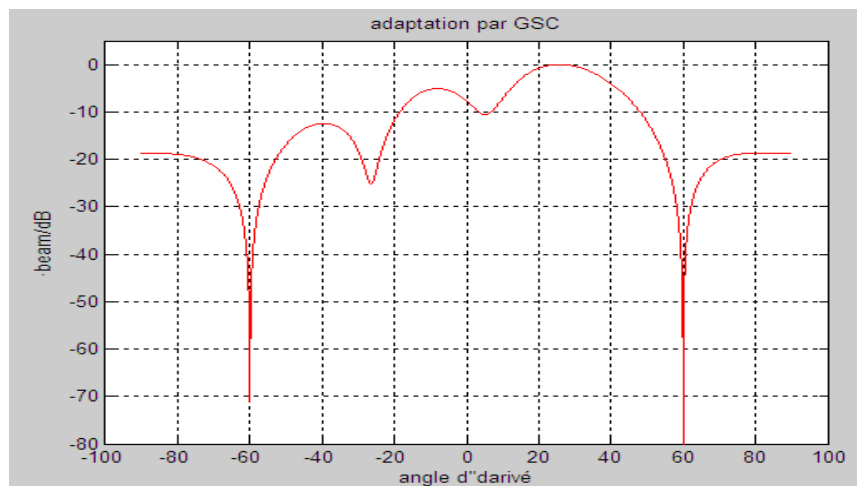
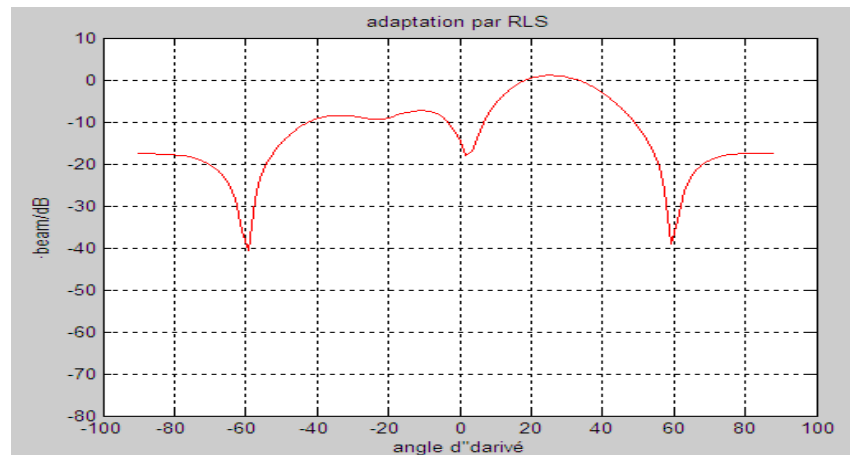
**Commentaire**

Pour RLS ; le système ne fonctionne pas lorsque  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  Sont proches, et fonction correctement lorsque  $\theta_2$ ,  $\theta_3$  Sont proches et  $\theta_1$  loin

Pour GSC ET SMI : le système fonctionne correctement quelque soit la direction d'arrivé.

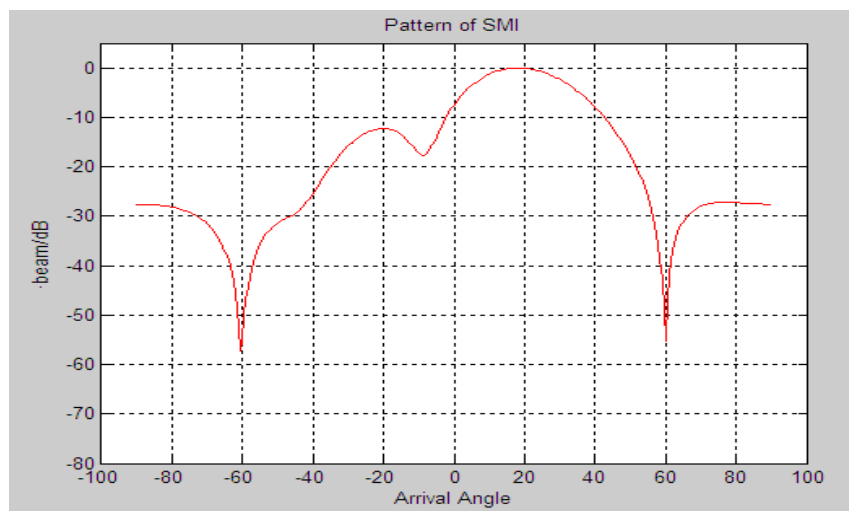
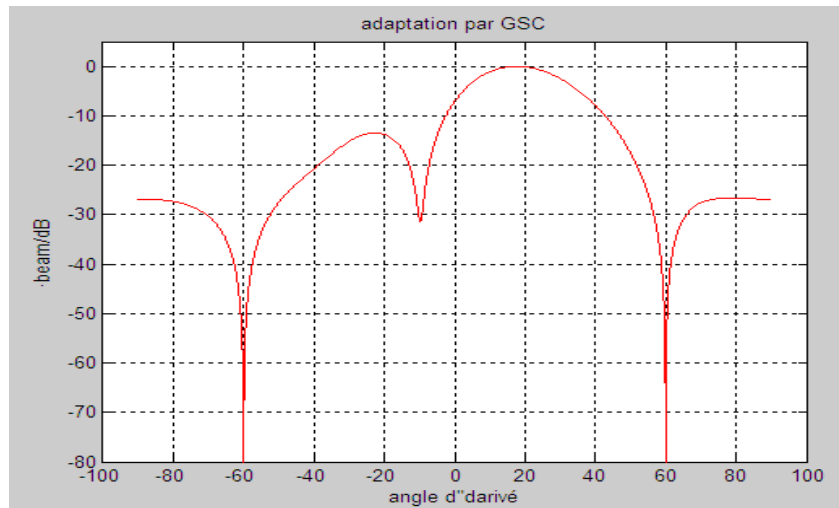
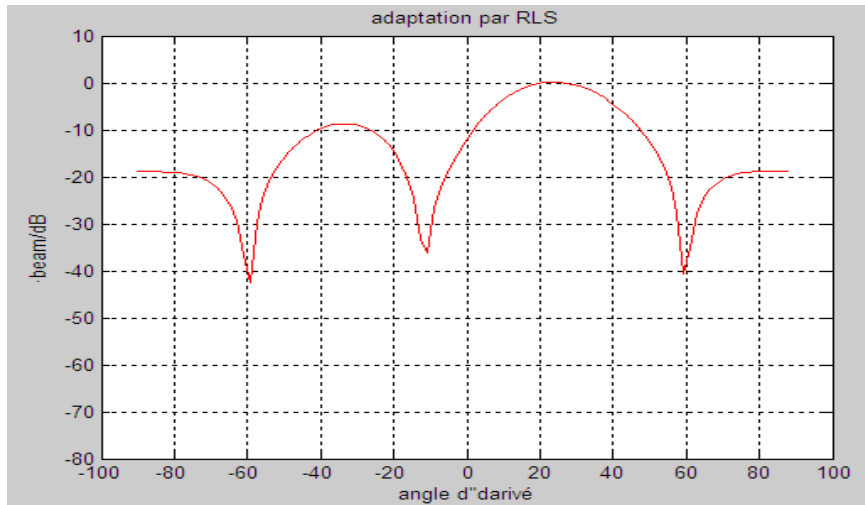
### III.2.5. Effet de Variation de nombre d'échantillon (N)

On prend :  $N=100$  SNR=10, SIR=50,  $m=5$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



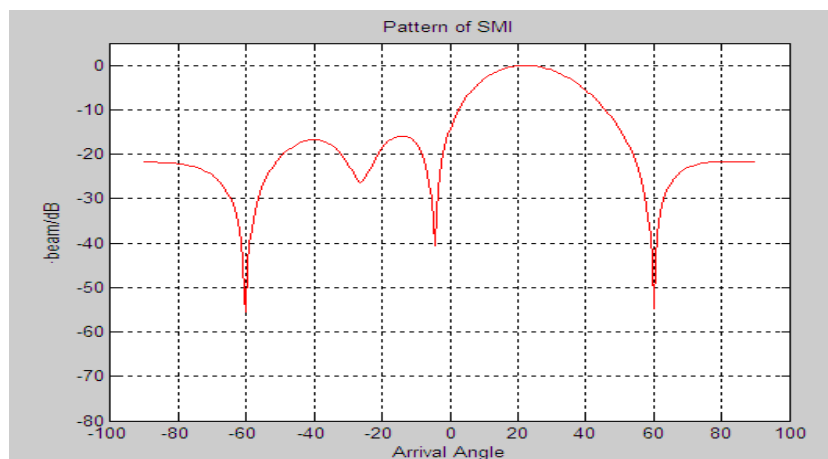
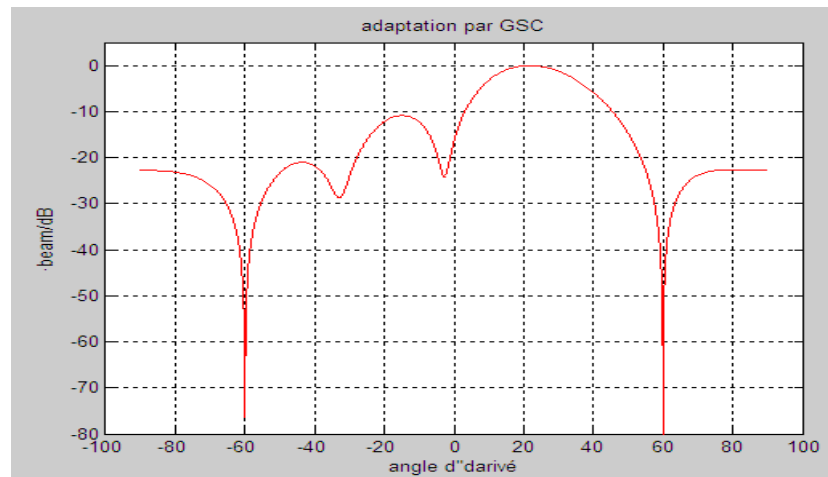
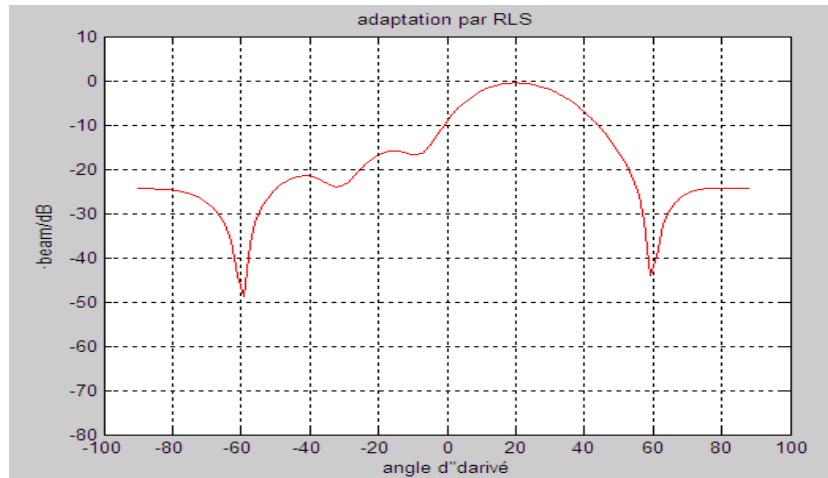
**Remarque:** pour le RLS le diagramme de rayonnement n'est pas claire mais pour le GSC et SMI on voit un élargissement du lobe principal ce qui veut dire que le système fonctionne.

On prend :  $N=500$  SNR=10, SIR=50,  $m=5$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque:** on remarque que le diagramme de rayonnement n'est pas symétrique dans tous les figures .

On prend :  $N=8000$  SNR=10, SIR=50,  $m=5$ ,  $\theta_1=20$ ,  $\theta_2=-60$ ,  $\theta_3=60$  ;



**Remarque :** pour le RLS il n\'ya pas d\'influence. Pour le GSC et SMI lobe principal du diagramme de rayonnement ne subit aucune déformation. Mais on constate une remontée des lobes du cote opposé.

## Commentaire

Pour RLS ; le nombre d'échantillon n'influe pas sur le fonctionnement de système quand il est inférieure a 10000 mais par contre quand en lui donne un grand nombre d'échantillon, il y aura une différence

Pour GSC et SMI ; lorsque on augmente le nombre d'échantillonnage on aura une bonne directivité jusqu'à  $N=8000$  les systèmes seront stable quel que soit  $N$ .

## Récapitulation

- **Le système RLS**

Présente une meilleure estimation lorsque le nombre d'antenne est élevé, avec un SIR pouvant être  $SIR \geq 20$ . Le système perd de sa robustesse pour des angles d'arrivées proches.

- **Le système GSC**

Fonctionne avec robustesse dans tous les cas, avec une bonne directivité lors de l'augmentation de nombre d'antenne et du nombre d'échantillonnage.

- **Le système SMI**

Presente les mêmes avantages que l'algorithme GSC, mais nécessite un faible SIR  $SIR < 20$ . Fonctionne avec robustesse dans les autres cas de plus on a une bonne directivité lors de l'augmentation de nombre d'antenne et du nombre d'échantillonnage.

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons simulé les méthodes adaptatives d'annulation des interférences, en analysant les avantages et les inconvénients de chacun d'eux. En vérifiant à l'aide d'un grand nombre de simulations, l'influence majeure du nombre d'antenne et du rapport signal sur bruit SNR, signal sur interférence SIR, le nombre d'échantillonnages ainsi que le positionnement de l'angle d'arrivé désiré et interférents. On peut conclure que l'algorithme GSC presente une meilleure robustesse à l'élimination des interférences dans différentes situations par rapport aux autres algorithmes.

## **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 qui utilisent les réseaux d'antennes 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.

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 des algorithmes adaptatifs, ces algorithmes ont l'avantage d'être facilement programmer, et avoir des ordre de complexité assez faible.

Les simulations présentées dans le dernier chapitre montrent la capacité de ces algorithmes à adapter les pondérations aux différents cas choisis.

Enfin, dit que l'algorithme RLS à une bonne approximation du signal. un inconvénient de cette technique, est que Pour le cas ou les interférence proche de la cible le système perd son exactitude dans l'indication de la cible.

Le principe GSC est appliqué (soustraction du signal issu du réseau auxiliaire de celui issu du réseau principal), a trouve que la réponse de beamformer est 1 pour la direction du signale et 0 pour les outres direction (interférences), ce qui veut dire qu'on a réalisé une « annulation de l'effet des brouilleurs sur les lobes secondaires ».

## **Conclusion Générale**

---

Le principe SMI est basé sur l'algorithme de la matrice d'inversion qui estime le poids en remplaçant le tableau de la corrélation matriciel  $R(n)$  du réseau avec son estimation.

Pour les perspectives, nous proposons d'élargir l'étude sur les signaux large bande, ainsi que le RLS, GSC et SMI avec un réseau d'antennes circulaires avec d'autres méthodes d'estimation d'angle d'arrivée (méthodes aveugle ; BLIND,...etc).

Cette étude d'annulation des interférences DOAs à base des algorithmes GSC, RLS, et SMI, pourra être étendue à une dimension plus importante, notamment 2D, où les angles constituant la cible sont composés par l'élévation et l'azimut, en considérant d'autres géométries de réseaux. La même étude 1D ou 2D peut être considérée pour le cas de DOAs variables 'désirées et interférentes' tout en éliminant les interférentes.

## Bibliographie

[1] **Abide Mouhamed & Benadjemia Djamel**, «Etude des technique de suppression des effets de lobes secondaires avec un réseau d'antenne linière», thèse ingénieur département aéronautique , année 2006.

[2] **BENNAOUI Nora** «Etude de la méthode de suppression de lobes secondaires généralisée GSC à base de l'algorithme RLS appliquée à un réseau d'antenne uniforme linéaire ULA» thèse ingénieur département aéronautique, année 2007.

[3] **Asma Ferhatni** «algorithme adaptative de la poursuite de sous espace d'proximité de protection», thèse ingénieur département aéronautique année 2010

[4] **M. Yasin** « Enhanced Sample Matrix Inversion Is a Better Beamformer for a Smart Antenna System» World Applied Sciences Islamabad, Pakistan 2010.

[5] **Ju-Hong Lee** « GSC-based adaptive beamforming with multiple-beam constraints under random array position errors» National Taiwan University, 2003.

[6] **MATTHEW W. GANZ** «Convergence of the SMI and the Diagonally Loaded SMI Algorithms with Weak Interference» IEEE 1990

[7] **JABER, Zouhair** «CONCEPTION D'UNE ANTENNE INTELLIGENTE A FAISCEAU COMMUTABLE ASSISTÉE PAR UN SYSTÈME DE LOCALISATION DES MOBILES» Thèse doctorat, ECOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, 2008

[8] **J. Benesty** «Algorithme des moindres carrés récursif – MCR (recursive least-quares – RLS)» Institut national de la recherche scientifique.

[8] **Ibrahim Vall OULD AHMED SALEM** ETUDE COMPARATIVE DES PERFORMANCES DES METHODES DE DETECTION DES ANGLES D'ARRIVEE EN UNE ET DEUX DIMENSIONS, thèse ingénieur département aéronautique année 2010

[9] **Monson H.** « Recursive Least Squares. Statistical Digital Signal Processing and Modeling. Wiley» (1996).

**Abdelkader OUKACI** « Beamforming et détection pour signaux non circulaires et/ou non gaussiens (Algorithmes et performances)» Thèse doctorat, Université Pierre et Marie Curie, 2010

Logiciel MATLAB 2009b