

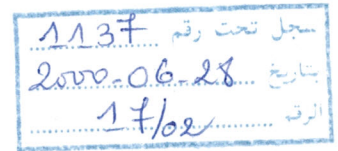
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université **Abou-Bekr Belkaïd** - Tlemcen  
Faculté des **Sciences de l'Ingénieur**  
Département d'**Electronique**



Thèse de Magister  
d'Electronique  
Signaux et systèmes



Présentée par :

**Fouad HADJ AMARA**

Thème :

**Réseaux adaptatifs d'antennes  
à balayage électronique pour systèmes radar.  
Applications aux antennes imprimées.**

Soutenue en Juin 2000 devant le Jury :

Président : **K. GHAF FOUR**  
Examineurs : **F. BEREKSI REGUIG**  
**M. FEHAM**  
Directeur de Thèse : **F. T. BENDIMERAD**

*A mes parents qui ont tant fait pour moi ;  
sans leur affection et leur soutien, ce travail  
et bien d'autres choses n'auraient pu être...*



## REMERCIEMENTS



Je tiens tout d'abord à remercier les membres du jury de ma thèse pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail :

A Monsieur K. GHAF FOUR, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd - Tlemcen, qui m'a fait l'honneur de présider le jury.

A Monsieur F. BEREKSI REGUIG, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd - Tlemcen, qui a bien voulu examiner ce travail.

A Monsieur M. FEHAM, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd - Tlemcen, qui a accepté de faire partie du jury.

Qu'ils trouvent ici le témoignage de mes sincères remerciements.

J'exprime ma profonde gratitude à mon encadreur, Monsieur Fethi Tarik BENDIMERAD, Maître de conférences à l'Université Abou-Bekr Belkaïd - Tlemcen, qui par son enthousiasme, sa disponibilité, sa rigueur scientifique et ses encouragements, m'a permis de profiter de son expérience et de maîtriser un domaine en perpétuelle évolution.

Je tient à remercier tous les membres du Laboratoire Antennes et Communications du Département d'Electronique de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur où ce travail a été effectué, pour leurs conseils, leur soutien et l'ambiance de travail qu'ils ont su créer.

Je ne saurais oublier tous les membres des laboratoires de recherche et l'ensemble des enseignants du Département d'Electronique de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur ainsi que ma famille pour leur soutien et leur encouragement.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de cette thèse.

## RESUME

Le travail présenté dans ce mémoire développe une étude d'adaptation de réseaux d'antennes à un environnement hostile de brouilleurs.

Le réseau adaptatif d'antennes proposé permet de minimiser la dégradation de la liaison utile de communication par une programmation adéquate et optimale de sa loi d'alimentation, à partir de quatre algorithmes déterministes d'adaptation différents dans leur principe de fonctionnement :

- des projections,
- d'optimisation de rapport signal sur bruit,
- des moindres carrés,
- du gradient conjugué.

Les outils de réjection d'interférences développés pour les réseaux d'antennes imprimées prennent en compte les contraintes imposées par le balayage électronique et par la réalisation pratique.

Sur le plan de réalisation pratique, l'outil statistique de réjection développé à base de l'algorithme génétique, constitue une alternative pour simplifier à l'extrême le réseau d'alimentation et pour générer de nouvelles fonctions permettant la mise au point de réseaux de performances accrues ou intelligents.

**Mots clés :** Réseau d'antennes, système radar, balayage électronique, réseau adaptatif, antenne imprimée, réseau d'alimentation, réjection d'interférences, diagramme de rayonnement, algorithme des projections, algorithme d'optimisation de rapport signal sur bruit, algorithme des moindres carrés, algorithme du gradient conjugué, algorithme génétique.

# Sommaire

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## Chapitre

1

<b>Réseaux d'antennes imprimées à balayage électronique.....</b>	<b>4</b>
--	----------

I.1. Introduction	5
I.2. Structure d'une antenne imprimée	5
I.3. Mécanisme de rayonnement	7
I.4. Techniques d'alimentation	8
I.4.1. Alimentation par ligne microruban	8
I.4.2. Alimentation par sonde coaxiale	8
I.4.3. Alimentation par fente	9
I.4.4. Alimentation par proximité	9
I.4.5. Alimentation par guide d'ondes coplanaires	9
I.4.6. Alimentation par fibres optiques	9
I.5. Réseaux rectilignes	9
I.5.1. Champ rayonné par un réseau rectiligne	9
I.5.2. Paramètres physique du réseau	11
I.5.2.a. Lobes du réseau	11
I.5.2.b. Largeur à mi-puissance	12
I.5.2.c. Directivité et gain	12
I.5.2.d. Pondération complexe d'alimentation	13
I.6. Réseaux plans	14
I.7. Réseaux à balayage électronique	16
I.8. Détection adaptative	22

## Chapitre

2

<b>Réseaux adaptatifs d'antennes imprimées.....</b>	<b>23</b>
---	-----------

II.1. Introduction	24
II.2. Principe d'un réseau adaptatif d'antennes	25
II.3. Problème de réjection	27
II.3.1. Première approche : méthode des projections	27
II.3.2. Deuxième approche : méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit	28
II.3.3. Troisième approche : méthode des moindres carrés	28
II.3.4. Quatrième approche : méthode du gradient conjugué	29
II.4. Réjection d'interférences par la méthode des projections	30
II.4.1. Principe de la méthode	31
II.4.2. Résultats	34
II.4.2.a. Réseau rectiligne	34
II.4.2.b. Réseau plan	43



II.5. Réjection d'interférences par la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit	50
II.5.1. Principe de la méthode	50
II.5.2. Résultats	56
II.5.2.a. Réseau rectiligne	56
II.5.2.b. Réseau plan	66
II.5.3. Adaptation avec dépointage du signal utile principal	71
II.5.3.a Cas d'un diagramme de rayonnement dépointé	71
II.5.3.b Cas d'un diagramme de réception non-dépointé	71
II.5.3.c Résultats	72
II.6. Réjection d'interférences par la méthode des moindres carrés	75
II.6.1. Principe de la méthode	75
II.6.2. Résultats	80
II.6.2.a. Réseau rectiligne	80
II.6.2.b. Réseau plan	88
II.6.3. Adaptation avec dépointage du signal principal utile	92
II.7. Réjection d'interférences par la méthode du gradient conjugué	96
II.7.1. Principe de la méthode	96
II.7.2. Résultats	99
II.7.2.a. Réseau rectiligne	99
II.7.2.b. Réseau plan	111
II.7.3. Adaptation avec dépointage du signal principal utile	114
II.8. Etude comparative théorique entre les différentes méthodes	118
II.9. Conclusion	121

## Chapitre

**3**

## **Algorithme génétique appliqué aux réseaux adaptatifs d'antennes ..... 123**

III.1. Introduction	124
III.2. Principe de l'algorithme génétique	124
III.3. Codage	125
III.4. Fonction d'évaluation	127
III.5. Population initiale	127
III.6. Opérateurs de l'algorithme génétique	128
III.6.1. Sélection	128
III.6.2. Croisement	129
III.6.3. Mutation	131
III.7. Cycle de l'algorithme génétique	131
III.8. Optimisation de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées	132
III.8.1. Problème posé	132
III.8.2. Application de l'algorithme génétique	133
III.8.3. Résultats	137
III.9. Conclusion	147

Conclusion Générale.....	149
Références bibliographiques.....	152
<b>Annexe</b>	
<b>A</b> Logiciel de synthèse de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées.....	155
<b>Annexe</b>	
<b>B</b> Modélisation de la source élémentaire.....	159
<b>Annexe</b>	
<b>C</b> Calcul de la pondération optimale.....	162



**INTRODUCTION**  
**GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

Les études sur les réseaux d'antennes imprimées constituent le prolongement naturel des recherches concernant les sources élémentaires ou antennes imprimées.

Les transmissions par faisceaux hertziens, les communications par satellites et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs fonctionnant dans le domaine des micro-ondes (1 GHz à 35 GHz). Celles-ci ont de grandes qualités : bon rendement, utilisation possible du réflecteur sur une très large bande. Néanmoins, leur encombrement et leur poids deviennent de graves inconvénients dès lors que ces antennes doivent se déplacer, par exemple, pour changer leur direction de pointage (direction d'émission ou de réception) avec des moyens mécaniques lourds et peu rapides.

L'introduction des réseaux d'antennes imprimées, constitués d'un grand nombre de sources (de quelques unités à quelques milliers), permet de modifier la direction de pointage par voie électronique, il suffit pour cela d'agir convenablement, par l'intermédiaire d'un dispositif appelé réseau d'alimentation, sur l'amplitude et la phase de chacune des sources. Les avantages les plus importants sont alors liés aux possibilités ouvertes par la commande électronique de l'alimentation.

- Le balayage électronique : permet le déplacement très rapide de la direction d'émission ou de réception (absence d'inertie du faisceau principal de rayonnement), il permet aussi une simultanéité de fonctions : pointage, identification et sélection des cibles à poursuivre, avec par intermittence le balayage complet de la zone d'exploration.
- L'autoadaptativité : modifie automatiquement le diagramme d'émission ou de réception compte tenu des critères prédéterminés (par exemple l'élimination à la réception de brouilleurs indésirables).
- La possibilité de tâches multiples réparties dans le temps : par exemple, observations fines dans quelques directions jugées intéressantes entre-coupées par une veille dans les autres directions.

Les applications potentielles des réseaux d'antennes sont nombreuses dans le domaine des télécommunications et des radars, mais aussi dans des utilisations moins classiques :

- Communications entre mobiles : un réseau peut conserver sa direction de pointage bien que le véhicule sur lequel il est posé se déplace.

- Régulation du trafic routier : un réseau peut surveiller les différentes directions aboutissant au carrefour où il est placé.

Dans ce domaine, on ne peut plus parler de télécommunications terrestres ou spatiales, de systèmes radar ou encore de services mobiles de télécommunications, sans parler de réseaux d'antennes et en particulier de réseaux d'antennes imprimées. L'évolution sur ce sujet s'est faite à grande vitesse, avec comme principaux objectifs, une progression vers des réseaux intelligents d'antennes imprimées.

Dans beaucoup d'applications pratiques et en particulier dans le système radar, le problème posé est celui de l'adaptation d'un réseau d'antennes à son environnement. Dans une station d'émission-réception, le réseau peut être soumis à des perturbations multiples. Il occupe ainsi une place particulièrement critique dans la chaîne de conversion et de traitement, puisqu'il intervient dans la capture même des signaux (ou brouilleurs) indésirables. Le réseau autoadaptatif de détection permet de minimiser d'une manière automatique la dégradation de la liaison utile de communication par une programmation adéquate de sa loi d'alimentation (commande optimale).

La conception des réseaux autoadaptatifs avec des applications aux antennes imprimées nécessite une étude détaillée et un développement des algorithmes de réjection de brouillage et de commande de l'alimentation. Nous avons donc développé plusieurs méthodes de réjection d'interférences pour adapter le réseau d'antennes du système radar à son environnement.

Le chapitre 1 de ce mémoire est consacré à quelques généralités sur les antennes imprimées. Après avoir donné la définition de base d'un tel dispositif, nous décrivons brièvement l'ensemble des techniques d'alimentation d'une telle antenne. Ce chapitre poursuit l'étude sur les réseaux d'antennes imprimées avec les perspectives techniques offertes par ces associations d'antennes : balayage électronique, commande d'alimentation, détection adaptative.

Le chapitre 2 présente des études détaillées sur les principales approches de réjection d'interférences avec des applications aux antennes imprimées. L'association en réseaux de plusieurs éléments rayonnants imprimés, permet de produire des diagrammes de rayonnement de formes et de directions variables grâce à la pondération complexe d'alimentation adéquate de chacune des sources.



L'avantage principal est alors lié aux possibilités offertes par la commande électronique de l'alimentation pour adapter à tout instant les caractéristiques de rayonnement du réseau d'antennes à un environnement hostile de brouilleurs.

Ces études ont porté sur quatre méthodes analytiques et déterministes de réjection d'interférences basées respectivement sur la méthode des projections, la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit, la méthode des moindres carrés et la méthode du gradient conjugué. Ces méthodes adaptatives, de part leur variété, sont générales dans le sens que la géométrie du réseau d'antennes représentée par le nombre d'éléments et le type du réseau : réseau rectiligne ou plan, ainsi que le nombre d'interférences, leur direction et leur puissance sont quelconques.

Des logiciels nouveaux d'autoadaptativité pour réseaux d'antennes imprimées devraient émerger de ces études et conduire à des applications dans le domaine des télécommunications terrestres et spatiales et des radars.

Nous énumérons ainsi les nombreuses possibilités de ces programmes de simulation tout en mettant en évidence les paramètres clés pour définir et concevoir les réseaux adaptatifs d'antennes.

Un accent tout particulier est mis sur le réseau à balayage électronique dans la mesure où il constitue la fonction principale du système radar. Le rayonnement du réseau ainsi dépointé vers la cible pourra être aussi au mieux adapté en présence de brouilleurs.

Toutefois, si l'on considère le plan de réalisation pratique de la pondération d'alimentation optimale programmée par les logiciels d'autoadaptativité basés sur les méthodes analytique et déterministes, des fonctions particulières et propres à chacune de ces méthodes, sous formes de contraintes supplémentaires doivent être réalisées telles que : corrélateur, calibre, etc...

On peut envisager une autre approche de réjection d'interférences ne prenant pas en compte toutes ces fonctions qui ont pour effet d'augmenter le coût de réalisation pratique. Pour cela, nous proposons au chapitre 3, une étude de réjection basée sur une méthode statistique originale d'optimisation telle que l'algorithme génétique. Cet algorithme reste général et permettra de simplifier le modèle étudié tout en assurant une exploration et une recherche sur l'alimentation optimale du réseau d'antennes.

# CHAPITRE

# 1

## Réseaux d'antennes imprimées à balayage électronique



## I.1. Introduction

Les contraintes taille, poids, coût, performance, fiabilité, facilité d'installation, profil aérodynamique sont des paramètres importants dans les technologies de pointe et avancées utilisées dans les radars aéroportés ou terrestres, les transmissions par satellites, les communications entre mobiles, etc...

Pour satisfaire à toutes ces exigences, l'antenne conventionnelle, étant l'organe clé de tout système de télécommunications, a été remplacée par l'antenne imprimée offrant ainsi de nombreux avantages [1,2].

Parmi les applications facilitées par l'emploi de ce type d'antennes, on cite le balayage électronique, la détection, et l'adaptativité au milieu environnants.

Avec ce type d'antennes, on peut utiliser des fréquences de quelques dizaines de MHz jusqu'à 30 GHz, cependant, l'augmentation en fréquence peut entraîner des problèmes de rendement, de pertes et parfois même de réalisation.

Dans ce chapitre, on modélisera la source rayonnante par une antenne imprimée de forme rectangulaire. Nous traiterons l'analyse des réseaux rectilignes d'antennes en indiquant les principes généraux du rayonnement des réseaux. L'étude du réseau rectiligne est étendue au réseau plan. Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée aux réseaux d'antennes à balayage électronique et à la détection adaptative.

## I.2. Structure d'une antenne imprimée

Une antenne imprimée est composée d'une plaque de diélectrique (appelée substrat) dont une face est entièrement métallisée, c'est le plan de masse. L'autre face portant une métallisation partielle forme l'élément rayonnant (Figure I.1).

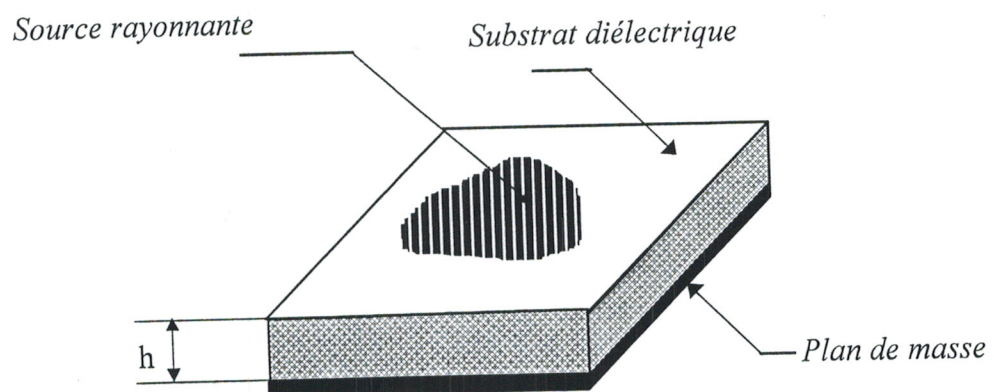


Figure I.1 : structure d'une antenne imprimée.

La recherche sur ce type d'antennes s'est fortement développée depuis une vingtaine d'années. Un grand nombre de géométries de sources rayonnantes a été étudié entraînant des perspectives certaines sur les technologies d'intégration et de miniaturisation et sur la fabrication en série de ces composants.

La figure I.2 représente quelques formes simples, les plus utilisées généralement, mais d'autres formes plus complexes peuvent être rencontrées.

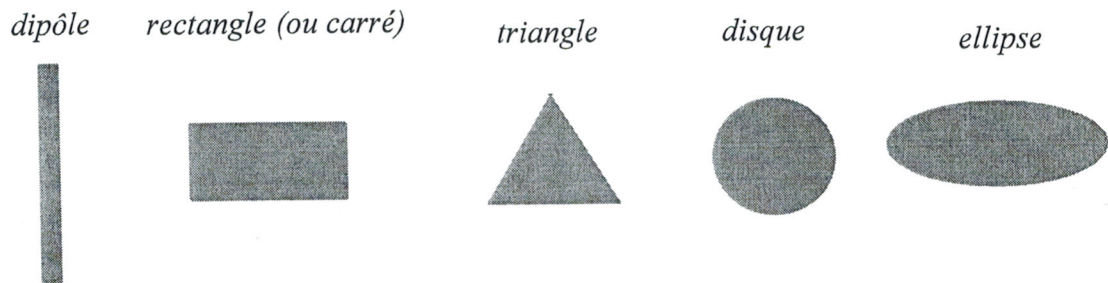


Figure I.2 : Principales formes rencontrées d'antennes imprimées.

Les principaux avantages apportés par ces antennes en plus de leur faible coût, sont les suivants :

- simplicité de réalisation et de reproduction,
- faible épaisseur et faible poids,
- faible encombrement et compatibilité aisée,
- polarisation variable simplement avec la position d'alimentation,
- intégration possible d'éléments actifs.

Toutefois comme rien n'est jamais parfait, nous pouvons citer ici, quelques inconvénients :

- bande passante très étroite,
- rayonnement parasite de l'alimentation,
- pureté de polarisation difficile à obtenir,
- puissance supportée limitée,
- couplage entre éléments.

Malgré leur état d'évolution, en attendant à ce quelles remplacent définitivement les antennes conventionnelles, il existe déjà plusieurs applications où ces antennes ont eu un succès certain, citons comme exemples :

- la télémétrie des missiles,
- les contrôles et les commandes à distance,
- les radars,
- les communications entre mobiles,
- les communications spatiales,
- l'utilisation dans le domaine biomédical.

### I.3. Mécanisme de rayonnement

Généralement, la littérature scientifique s'appuie sur la théorie de l'optique pour décrire le comportement du rayonnement électromagnétique d'une antenne imprimée (figure I.3).

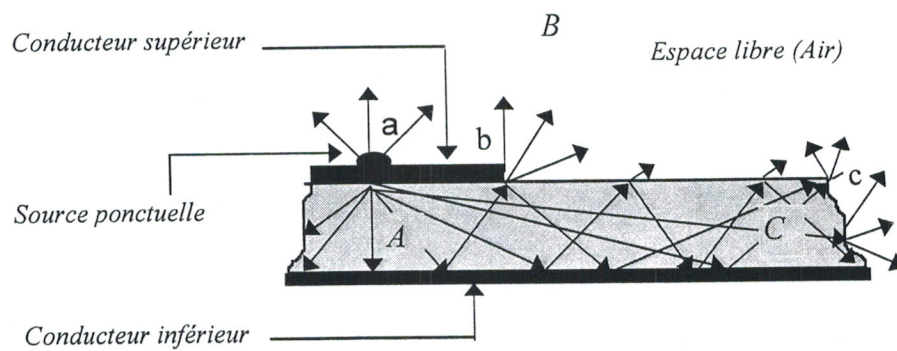


Figure I.3 : Analogie optique du rayonnement (vue en coupe)

La source ponctuelle placée en *a* émet un rayonnement dans toutes les directions (isotropie) et une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite à l'intérieur du substrat. Certains de ces rayons aboutissent sur l'arrête *b* du conducteur supérieur qui les diffracte.

**La région A :** est la plus dense en rayons, le champ électromagnétique s'accumule plus fortement dans cette zone de l'espace. Cette propriété est d'ailleurs utilisée pour la propagation le long des lignes microrubans. En basse fréquence, les champs restent concentrés dans cette zone, il y a donc propagation sans rayonnement, ce qui engendre des lignes de transmission.



**La région B (espace libre) :** au dessus du substrat, représente une zone où le champ se disperse librement dans l'air et vient s'ajouter au rayonnement de celui de la source. Si on augmente la fréquence, le rayonnement électromagnétique dans l'espace libre, malgré un rendement restreint, devient significatif d'où un fonctionnement en antenne.

**La région C :** caractérise une zone où les rayons intérieurs, les plus rasants par rapport à la limite supérieure du diélectrique, restent piégés dans le substrat. Ce rayonnement ne contribue pas à celui de la source. Toutefois, à l'arrivée sur le bord (point c), il est diffracté et présente donc un rayonnement parasite.

- **Remarque**

La région C représente le phénomène d'ondes de surface guidées par les bords du diélectrique. Dans le cas d'un réseau d'antennes, cette onde guidée engendre un couplage entre les éléments. Ceci, détériore la qualité du diagramme de rayonnement, particulièrement au niveau des lobes secondaires.

## **I.4. Techniques d'alimentation**

Pour alimenter l'élément rayonnant, il existe de nombreuses techniques, nous allons présenter quelques unes, parmi les plus couramment utilisées [1].

### **I.4.1. Alimentation par ligne microruban**

L'alimentation par ligne microruban est une technique peu coûteuse qui de plus est facilement réalisable. On imprime sur la même face du substrat, l'élément rayonnant et sa ligne d'alimentation. Cette structure engendre une modélisation relativement simple.

### **I.4.2. Alimentation par sonde coaxiale**

Le câble traverse le plan de masse et le substrat, le conducteur central est soudé sur l'élément rayonnant. Le conducteur extérieur quant à lui est soudé au plan de masse.

### **I.4.3. Alimentation par fente**

On place de part et d'autre du plan de masse l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation. Le couplage électromagnétique entre le pavé rayonnant et la ligne d'alimentation s'effectue grâce à une fente ou à une ouverture.

### **I.4.4. Alimentation par proximité**

Une autre solution pour exciter la source par couplage est de disposer celle-ci ainsi que la ligne d'alimentation de la façon suivante : ces deux éléments sont situés au-dessus du plan de masse et la ligne d'alimentation est prise en sandwich entre deux diélectriques. La source rayonnante est excitée par couplage électromagnétique.

### **I.4.5. Alimentation par guide d'ondes coplanaires**

Dans ce type de structure, le plan de masse et la ligne d'alimentation se trouvent sur la même face du substrat. A cette partie est rajoutée un élément rayonnant imprimé sur un second substrat déposé au dessus à hauteur des fentes rayonnantes. Le pavé rayonnant est alors excité par couplage électromagnétique.

### **I.4.6. alimentation par fibres optiques**

Un des moyens pour franchir les limites des liaisons micro-ondes métalliques est de les remplacer par des liaisons à fibre optique. Ce type de liaison présente plusieurs avantages, comme une large bande passante, une forte liaison, une grande immunité au bruit électromagnétique, un faible poids et une taille réduite.

Le concept d'une telle alimentation est le suivant : une diode laser est modulée à l'aide d'une source micro-onde, le signal est ensuite couplé au substrat de l'antenne à l'aide d'une fibre optique. Sur le substrat de l'antenne, une photodiode démodule le signal lumineux et qui sera couplé à l'antenne imprimée par un circuit d'adaptation.

## **I.5. Réseaux rectilignes**

### **I.5.1. Champ rayonné par un réseau rectiligne**

Soit un ensemble de  $N$  sources identiques alignées régulièrement sur un axe  $Ox$  et équidistantes d'une distance  $d$  appelée pas du réseau (figure I.4).



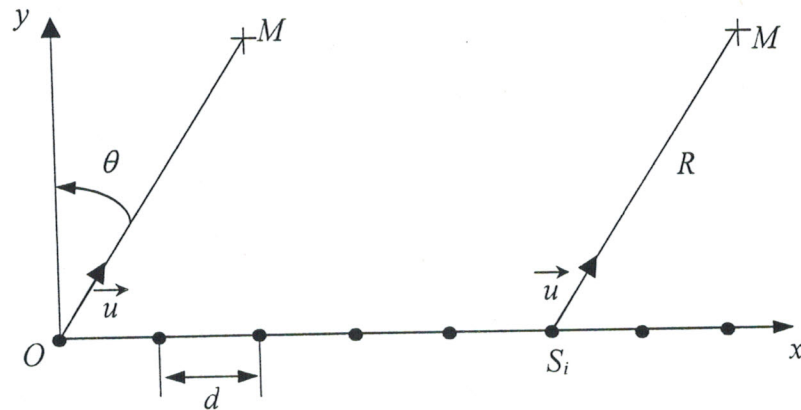


Figure I.4 : Réseau rectiligne

Nous admettons qu'il n'existe pas de couplage entre les sources et que chaque source en présence des autres rayonne le même champ  $f(\theta)$ . Les expressions analytiques déterminant le diagramme de directivité de la source élémentaire sont données en Annexe B [2].

Le champ total rayonné en zone lointaine par le réseau rectiligne sera la somme des différentes contributions des champs rayonnés par chaque source pondérées par les coefficients d'excitation  $w_i$  [3].

L'expression du diagramme de directivité est donnée par :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} w_i \exp(jk_0 i d \sin \theta) \quad (\text{I.1})$$

$$F(\theta) = f(\theta) F_R \quad (\text{I.2})$$

Où  $F_R$  est une fonction propre au réseau appelée facteur du réseau. Il ne dépend que du pas du réseau et de sa loi d'excitation  $w_i$ . Physiquement, il représente le gain apporté par l'association en réseau.

Posons :

$\sin(\theta) = \tau$  : paramètre angulaire,

$\Delta V = \frac{d}{\lambda}$  : pas réduit.

alors :

$$F_R(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i \exp(j2\pi i \Delta V \tau) \quad (I.3)$$

La figure I.5 représente l'allure du facteur du réseau d'un réseau à 10 éléments rayonnants.

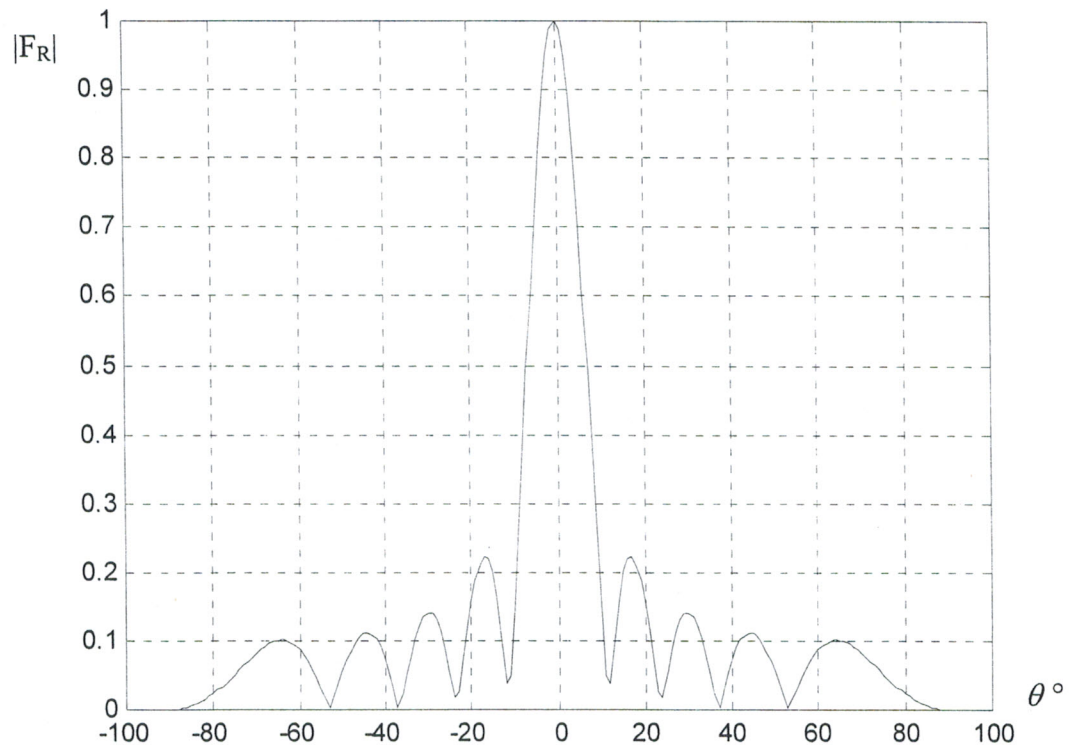


Figure I.5 : Facteur de réseau d'un réseau rectiligne à 10 éléments.

## I.5.2. Paramètres physiques du réseau

### I.5.2.a. Lobes du réseau

L'étude détaillée du facteur de réseau (qui est à l'origine de l'apparition des lobes), nous permet de tirer quelques conclusions [5,6]. Il existe plusieurs lobes de réseaux répartis périodiquement avec une largeur inversement proportionnelle au pas du réseau. Si ces lobes apparaissent simultanément dans le domaine visible, ils seront une source d'ambiguïté sur la direction d'un objectif. Ils sont appelés encore lobes d'ambiguïté, un choix d'un pas suffisamment petit, permettra de les éviter. Cependant, le choix d'un pas de réseau très petit peut entraîner :

- une difficulté de réalisation due aux faibles dimensions de l'antenne,
- une augmentation du couplage entre éléments, ce qui peut altérer considérablement le diagramme de rayonnement.

On est donc amené à chercher un compromis qui évite l'apparition des lobes d'ambiguïté et permet un non chevauchement des sources, cette condition est assurée par le choix de  $d$ , généralement donné par :

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + \sin(\theta_{\max})}$$

avec  $\theta_{\max}$  : angle de l'ouverture maximale du domaine à explorer.



### I.5.2.b. Largeur à mi-puissance

La largeur à mi-puissance du lobe principal est donnée par la formule approximative

$$\theta_{3dB} = \frac{\lambda}{Nd \cos \theta_0} ; \theta_0 \text{ est la direction de pointage du lobe principal.}$$

$\theta_{3dB}$  est définie pour  $F_R(\theta_0 + \theta_{3dB}) = 1/\sqrt{2}$ , le diagramme de rayonnement subit une déformation en fonction de l'angle de pointage  $\theta_0$  qui se manifeste particulièrement dans le plan du balayage par un élargissement du faisceau dans le rapport  $1/\cos \theta_0$ .

### I.5.2.c. Directivité et gain

La directivité est définie comme étant le taux de concentration d'énergie ou de rayonnement dans une direction donnée. D'une autre manière, elle permet d'évaluer la fraction de puissance dans une direction particulière.

Pour un réseau sans pertes, le rendement s'identifie à l'unité et le gain à la directivité. Le maximum de la directivité d'un réseau rectiligne est égal au nombre d'éléments constituant le réseau pour une distribution uniforme de même amplitude.

- **Rôle de la directivité des sources élémentaires**

L'effet remarquable de la directivité des sources est de pondérer le niveau des lobes secondaires éventuels (figure I.6), un autre effet important est celui de contrôler les variations du gain du lobe principal au cours du balayage du faisceau.

Il est souhaitable que  $f(\theta)$  varie peu dans la zone de balayage utile (ou d'exploration) et soit minimum à l'extérieur de cette zone pour minimiser le niveau des lobes du réseau.

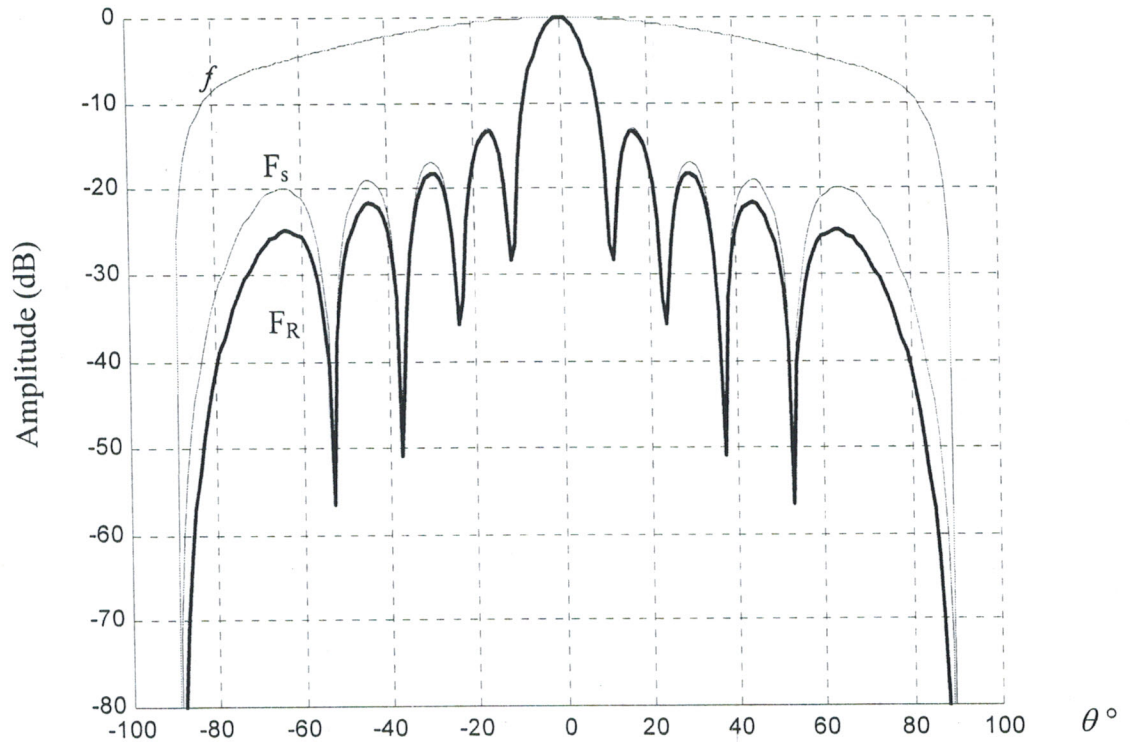


Figure I.6 : Diagramme d'un réseau d'antennes imprimées à 10 éléments (plan E)

$F_R$  : facteur de réseau .

$F_s$  : diagramme de rayonnement.

$f$  : diagramme de rayonnement de la source élémentaire.

#### I.5.2.d. Pondération complexe d'alimentation

A l'aide du réseau d'alimentation (répartiteurs et déphaseurs), on peut commander la pondération complexe d'alimentation des sources, ceci en agissant sur les amplitudes et les phases de l'alimentation.

L'expression de la pondération complexe d'alimentation est donnée par :

$$w_i = A_i e^{j\alpha_i} \quad (I.5)$$

avec :

$A_i$  : amplitude d'alimentation,

$\alpha_i$  : phase d'alimentation.



Par action sur les pondérations (en amplitude et/ou en phase), il est possible de produire des diagrammes de rayonnement de formes et de directions variées suivant les exigences de l'utilisateur.

En agissant sur le gradient de phase, on pourra faire varier la direction de dépointage du faisceau principal, les réseaux à balayage électronique sont basés sur ce principe.

## I.6. Réseaux plans

Le balayage électronique obtenu par un réseau rectiligne à déphasage est étroitement piégé dans le plan perpendiculaire à la surface du réseau et colinéaire à l'alignement des sources alors que dans certaines applications une exploration bidimensionnelle de l'espace s'impose (exemple du radar). C'est pourquoi, l'introduction des réseaux plans est utile et présente un intérêt certain.

Considérons un réseau à  $M \times N$  éléments régulièrement répartis dans chaque direction ( $Ox, Oy$ ) comme l'indique la figure I.7.

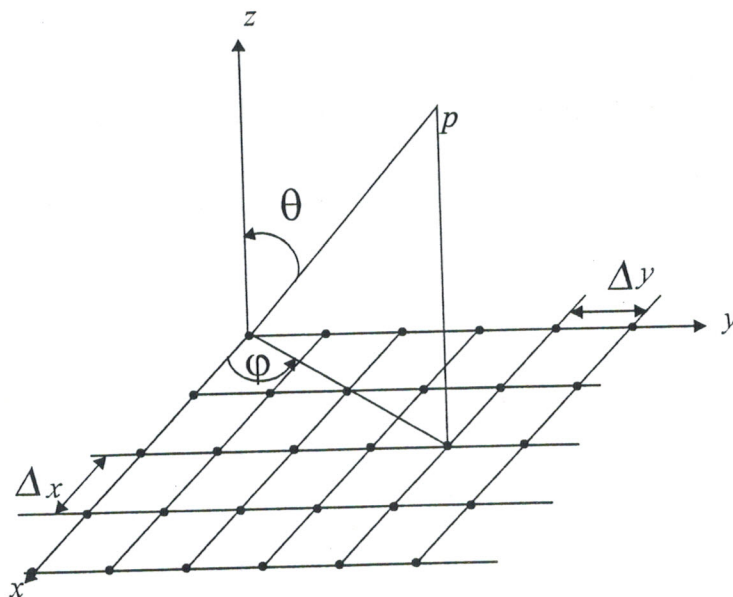


Figure I.7 : Réseau plan d'antennes imprimées

Le réseau possède  $M$  rangées d'éléments parallèles à l'axe  $Oy$  dont les centres de phase sont espacés d'un pas  $\Delta y$  et  $N$  rangées d'éléments parallèles à l'axe  $Ox$  dont les centres de phase sont espacés d'un pas  $\Delta x$ . On suppose que chaque élément en présence



des autres possède le même diagramme de rayonnement  $f(\theta, \phi)$ , chaque élément rayonnant est alimenté par une excitation complexe :

$$w_{mn} = A_{mn} e^{j\alpha_{mn}} \quad (I.6)$$

Le diagramme de rayonnement total d'un tel réseau est :

$$E_{Tot}(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} \exp(jk_0 \sin \theta (m \Delta x \cos \phi + n \Delta y \sin \phi)) \quad (I.7)$$

$$E_{Tot}(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) F_R(\theta, \phi) \quad (I.8)$$

Où  $F_R(\theta, \phi)$  est le facteur de réseau qui ne dépend que de la distribution spatiale des éléments rayonnants et de leur loi d'alimentation.

L'expression de  $F_R(\theta, \phi)$  est valable pour un champ total rayonné en zone lointaine.

On peut mettre le facteur de réseau sous la forme d'un produit de deux facteurs de réseau, soit :

$$F_R(\theta, \phi) = F_{Rx}(\theta, \phi) F_{Ry}(\theta, \phi) \quad (I.9)$$

$$F_{Rx}(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M w_m \exp(jK_0 m \Delta x \sin \theta \cos \phi) \quad (I.10)$$

$$F_{Ry}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N w_n \exp(jK_0 n \Delta y \sin \theta \sin \phi) \quad (I.11)$$

Le diagramme de rayonnement d'un réseau plan s'écrit alors :

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) F_{Rx}(\theta, \phi) F_{Ry}(\theta, \phi) \quad (I.12)$$

Posons :

$$H_s(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) F_{Rx}(\theta, \phi) \quad (I.13)$$

D'où :

$$E_{tot}(\theta, \phi) = H_s(\theta, \phi) F_{Ry}(\theta, \phi) \quad (I.14)$$

$H_s(\theta, \phi)$  : représente le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne.

$E_{tot}(\theta, \phi)$  : représente donc le diagramme de rayonnement d'une association en réseau rectiligne de sous réseaux rectilignes. On peut alors considérer le réseau plan périodique et

régulier comme un ensemble de sous réseaux rectilignes. Le facteur de réseau étant le produit de deux facteurs de réseaux rectilignes, l'un dirigé selon  $Ox$  et l'autre selon  $Oy$ .

Toutes les propriétés établies pour un réseau rectiligne peuvent être facilement extrapolées à ce type de réseau plan.

La figure I.8 représente le diagramme de rayonnements (plan E) d'un réseau plan d'antennes imprimées à 36 éléments ( $M=6, N=6$ ).

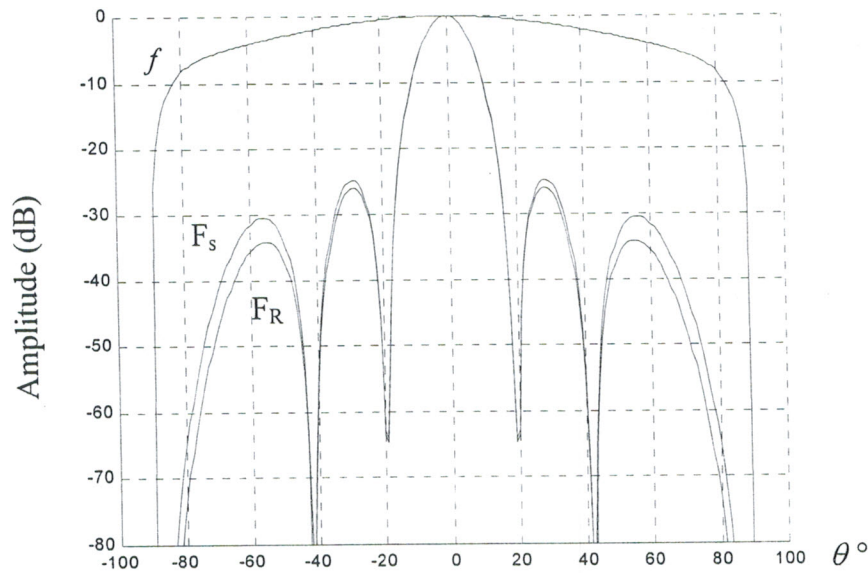


Figure I.8 Diagramme d'un réseau d'antennes plan à 36 éléments ( $M=6, N=6$ ), (plan E)

$F_R$  : facteur de réseau.

$F_s$  : diagramme de rayonnement du réseau.

$f$  : diagramme de rayonnement de la source élémentaire.

## I.7. Réseaux à balayage électronique

Le balayage électronique permet le déplacement très rapide de la direction d'émission ou de réception (absence d'inertie du faisceau principal de rayonnement), il permet aussi une simultanéité de fonctions : pointage, identification et sélection des cibles à poursuivre, avec par intermittence le balayage complet de la zone d'exploration (figure I.9) [4,5].

La mise en réseau de sources imprimées rayonnantes permet d'assurer particulièrement, grâce à une pondération complexe en amplitude et en phase

d'alimentation adaptée, la fonction de balayage électronique, qui remplace les dispositifs mécaniques lourds, encombrants et onéreux, existants.

Les réseaux d'antennes à balayage électronique offrent plusieurs potentialités par rapport aux antennes classiques :

- Utiliser le même radar pour plusieurs fonctions (surveillance, poursuite de pistes, etc...).
- Utiliser astucieusement l'énergie émise en envoyant le maximum de celle-ci dans les directions difficiles.
- Le contrôle en permanence du diagramme de rayonnement du réseau.

Cependant le coût et la difficulté de réalisation du système d'alimentation deviennent des inconvénients majeurs, surtout lors de la conception de grands réseaux.

Un autre inconvénient apparaît dans la réalisation des réseaux à balayage électronique : celui de l'existence du couplage mutuel entre éléments rayonnants. Cet effet complique considérablement les calculs du réseau d'autant que l'impédance propre de chaque antenne varie inévitablement au cours du cycle de balayage entraînant des désadaptations importantes.

Les mises au point de réseaux d'antennes imprimées à balayage électronique, ou de fonctions multiples grâce à une commande optimale de l'alimentation, pourront bénéficier des améliorations apportées aux éléments imprimés rayonnants et de l'intégration des composants.

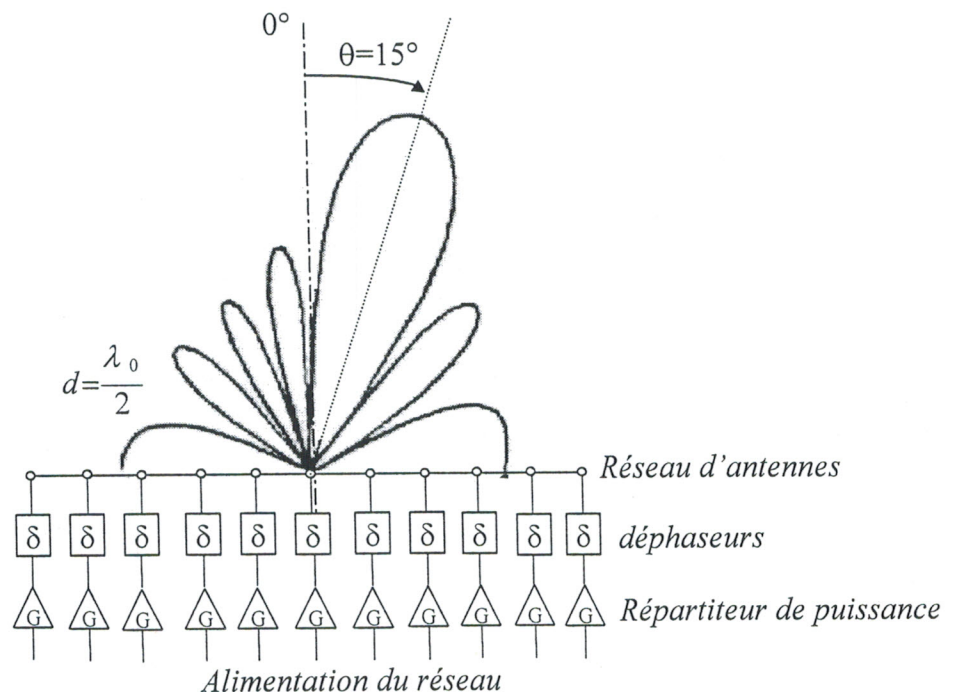


Figure I.9 Diagramme de rayonnement dépointé de  $15^\circ$  par un réseau d'antennes à balayage électronique

Les réseaux à balayage permettent d'obtenir :

- un gain élevé,
- une directivité élevée,
- l'orientation du diagramme de rayonnement,
- le placement de zéros ou de maximums dans certaines directions.

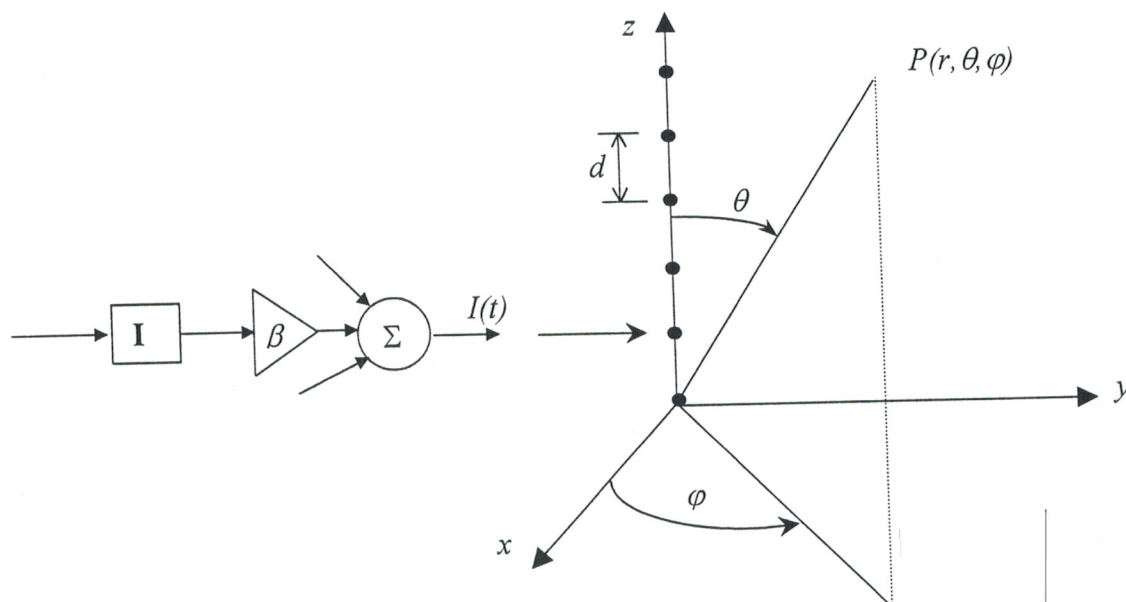


Figure I.10 : Réseau rectiligne à balayage électronique

On pose :

$$z_i = id \quad (I.15)$$

Le champ rayonné par une antenne est :

$$T(t) = Ie^{ju t} \quad (I.16)$$

avec :

$$u = k_0 d \cos \theta \quad (I.17)$$

Le champ rayonné par le réseau d'antennes est donc :

$$T(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N I_i e^{j(k_0 z_i \cos \theta + \beta_i)} \quad (I.18)$$

Notons par :

$$\beta_i = i\beta_0 \quad (I.19)$$



Le maximum de  $|T|$  est obtenu pour :

$$k_0 d i \cos \theta_m + i \beta_0 = 0 \quad (\text{I.20})$$

donc :

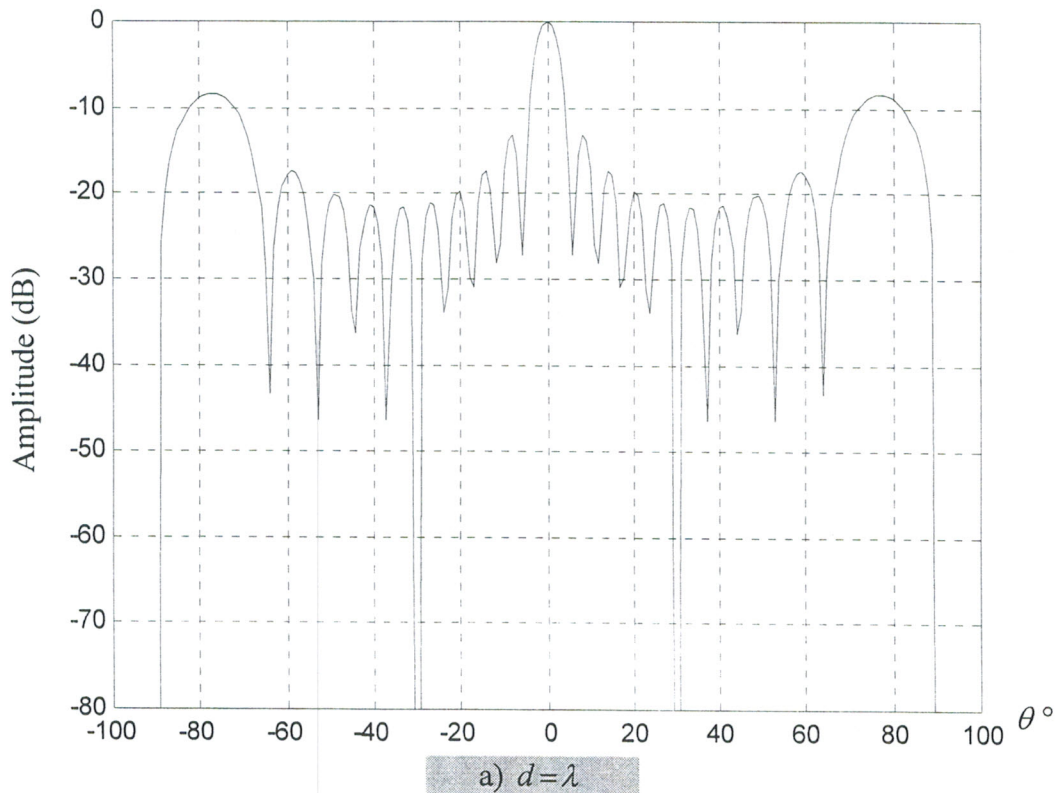
$$\theta_m = a \cos \left[ \frac{\beta_0}{k_0 d} \right] = \left[ \frac{\beta_0 \lambda}{2\pi d} \right] \quad (\text{I.21})$$

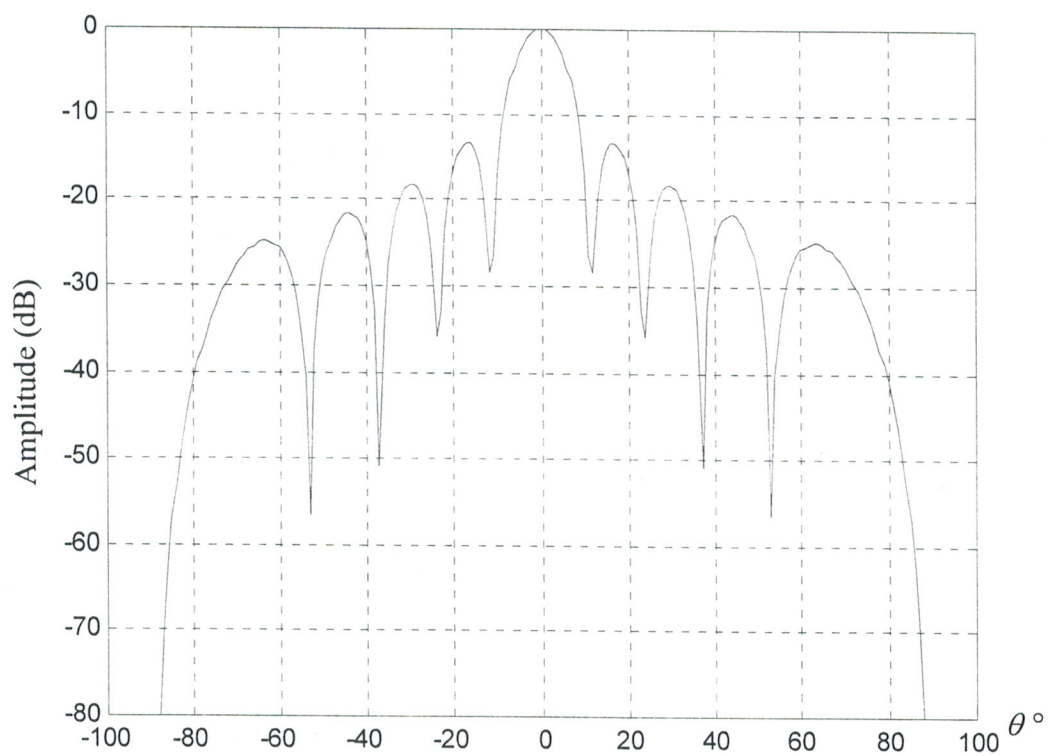
Le balayage électronique est obtenu en modifiant :

- $d$  : emplacement des capteurs ou pas de réseau.
- $\lambda$  : fréquence d'utilisation.
- $\beta_0$  : loi de déphasage.

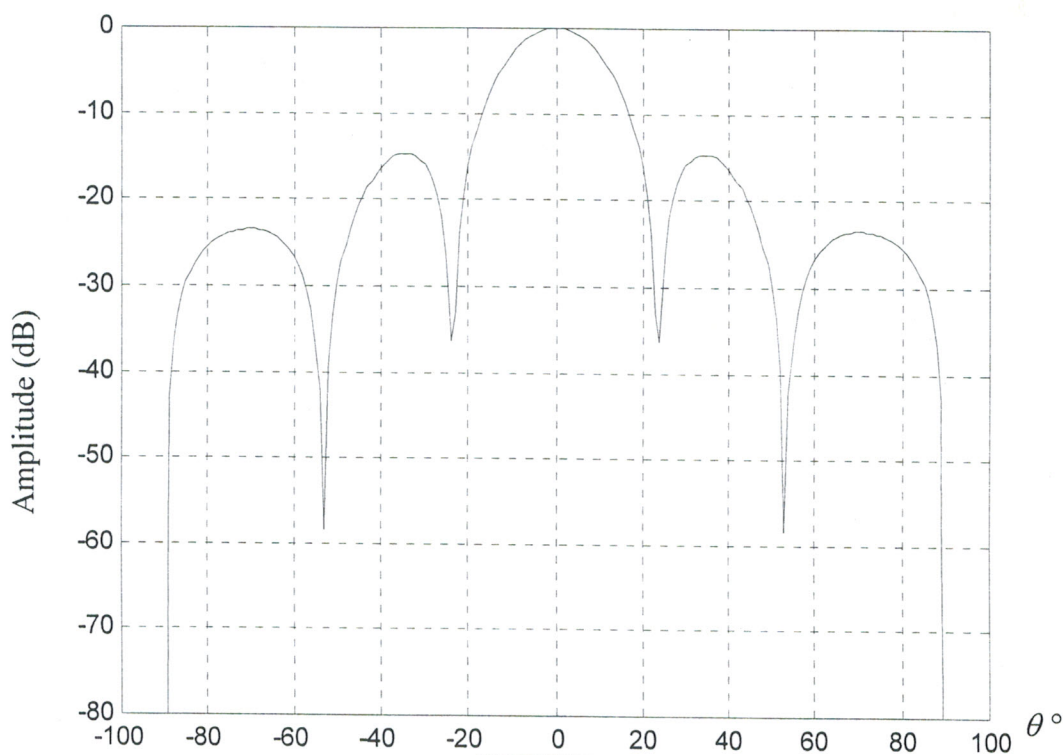
L'influence de  $d$  sur le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne de 10 éléments est décrite par les résultats suivants (figure I.11).

Pour réduire les lobes secondaires, on diminue la distance inter-élément ou pas de réseau  $d$ .



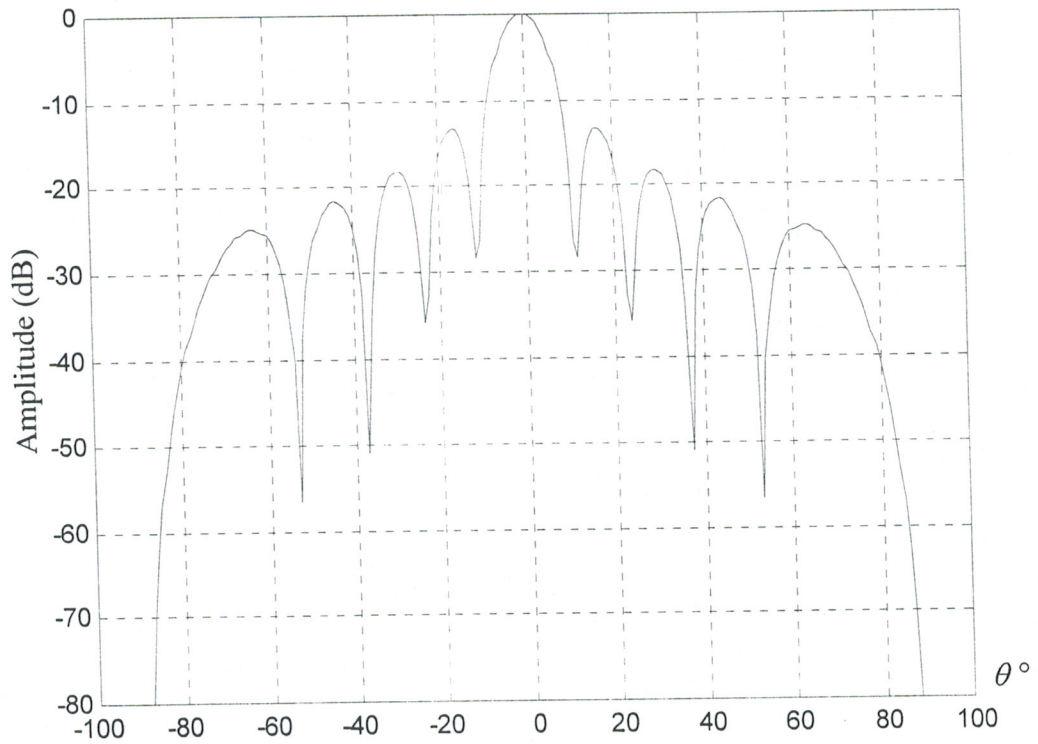


$$b) d = \frac{\lambda}{2}$$



$$c) d = \frac{\lambda}{4}$$

Figure I.11 : Influence du pas de réseau  $d$  sur le diagramme de rayonnement



a) Loi de phase uniforme

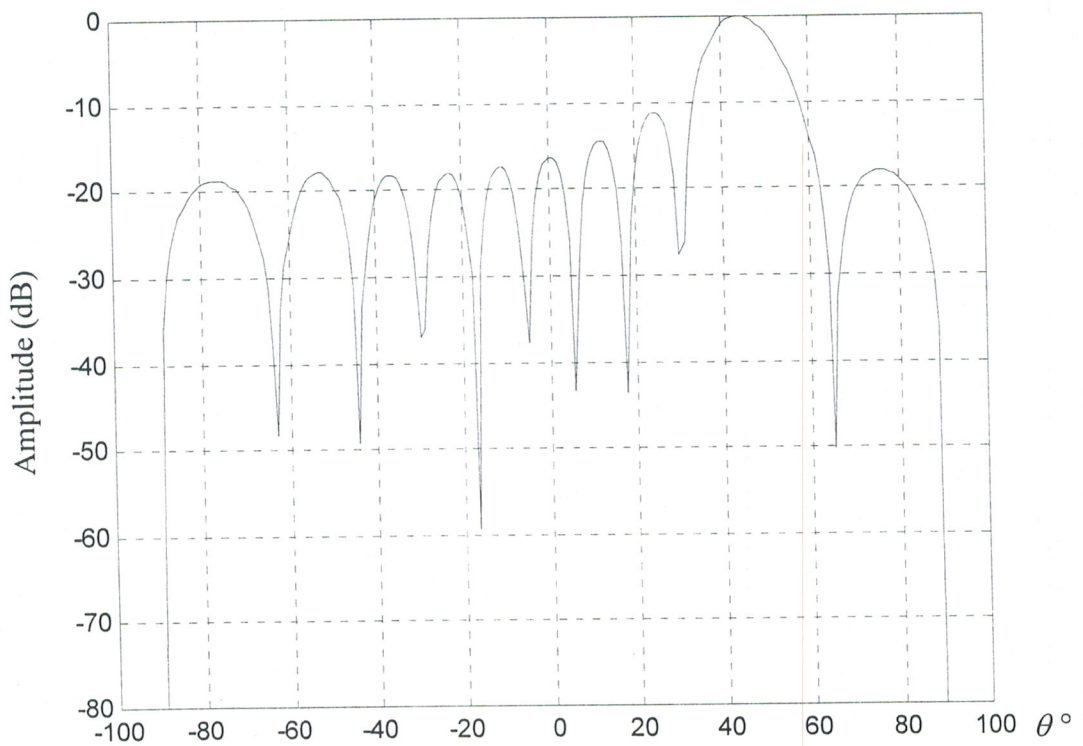
b) Loi de déphasage  $\Delta\varphi = \frac{\pi}{4}$ 

Figure I.12 : Dépointage du faisceau par la loi de déphasage.

En faisant varier la loi de déphasage (Figure I.12) le lobe principal a été dépointé, assurant ainsi un balayage de  $45^\circ$ .

### I.8. Détection adaptative

Dans une station d'émission-réception (Figure I.13.), le réseau peut être soumis à des perturbations multiples. Il occupe ainsi une place particulièrement critique dans la chaîne de conversion et de traitement, puisqu'il intervient dans la capture même des signaux (ou brouilleurs) indésirables. Le réseau autoadaptatif de détection permet de minimiser d'une manière automatique la dégradation de la liaison utile par une programmation adéquate de sa loi d'alimentation (commande optimale) [5,6].

La conception des réseaux adaptatifs avec des applications aux antennes imprimées nécessite une étude détaillée et un développement des algorithmes de réjection de brouillage et de commande de l'alimentation.

Avec de tels réseaux d'antennes, les stations radars offriront une double détection et d'extraction de l'information utile de tous les signaux reçus, une première détection au niveau du réseau adaptatif d'antennes et une seconde au niveau du récepteur radar.

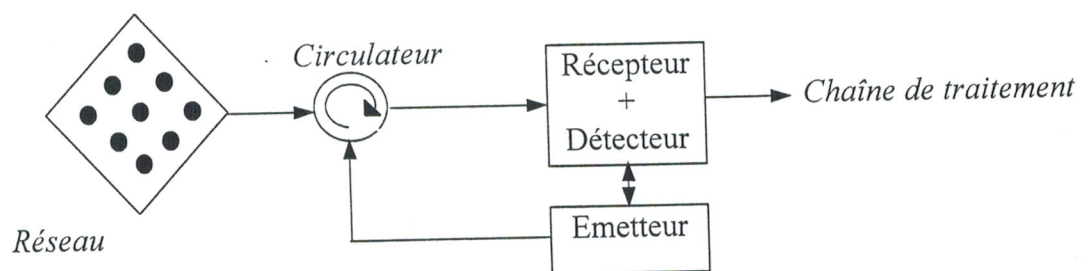


Figure I.13. Emission-réception dans une station radar.



# CHAPITRE

# 2

## Réseaux adaptatifs d'antennes imprimées

## II.1. Introduction

Dans beaucoup d'applications pratiques, le problème posé est celui de l'adaptation du réseau d'antennes à son environnement. Un réseau d'antennes fonctionnant en réception doit être capable de protéger ses liaisons utiles contre les brouillages. C'est le cas des réseaux adaptatifs d'antennes.

On a vu, qu'il est possible de produire des diagrammes de rayonnement de formes et de directions variables en modifiant la pondération complexe d'alimentation. Le contrôle temporel de la loi d'alimentation entraîne donc une modification du diagramme de directivité dans le temps et dans l'espace. L'avantage de cette technique, est la possibilité d'adapter à tout instant les caractéristiques de rayonnement aux exigences des utilisateurs ou selon des cahiers de charges précis [6, 7].

Dans une station radar, le réseau d'antennes peut être soumis à des perturbations multiples. Au rayonnement utile, s'ajoute donc un rayonnement parasite, provenant de diverses sources naturelles ou artificielles, capable de provoquer une dégradation de la liaison utile. Le réseau adaptatif d'antennes permet de minimiser la dégradation, par une programmation adéquate de sa loi d'alimentation. Son diagramme de réception est adapté afin que le niveau du signal d'interférence reçu soit très faible ou nul.

La conception d'un réseau adaptatif nécessite donc une étude détaillée des algorithmes de réjection de brouillage et de commande de l'alimentation.

Si l'on considère un réseau d'antennes soumis à un brouillage, le problème peut être posé de la même façon que dans le cas d'une synthèse : étant donné une liaison utile perturbée par des brouilleurs, quelle est la loi d'alimentation  $w$  qui la protège face au brouillage ? Autrement dit, quelle est la loi  $w$  qui rend maximal le rapport signal/bruit ?

Dans ce chapitre, nous allons présenter et développer les principales approches du problème de réjection d'interférences avec des applications aux réseaux d'antennes imprimées. On se limitera volontairement à l'étude de quatre méthodes d'optimisation. Ces méthodes nous ont paru très intéressantes du point de vue de l'approche physique de l'adaptation. A notre avis, elles mettent en évidence plusieurs points liés au problème d'adaptation et de réjection. Aussi, elles illustrent clairement les difficultés que l'on peut rencontrer dans la conception de ce type de réseaux d'antennes.

On a constaté que la plupart des approches de réjection d'interférences correspondent en réalité au problème du filtre optimal et peuvent conduire à des solutions

très comparables. Ces méthodes de réjection utilisent largement les propriétés du filtrage des signaux temporels.

Des logiciels nouveaux de C.A.O. de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées différents dans leur principe de fonctionnement sont élaborés à partir de ces études et développements et devraient conduire à des applications nouvelles dans le domaine des télécommunications et des radars.

## II.2. Principe d'un réseau adaptatif d'antennes

Le contrôle de la loi d'alimentation complexe d'un réseau d'antennes permet de modifier son diagramme de rayonnement dans le temps et dans l'espace, c'est à dire d'engendrer un faisceau de forme et de direction variable.

Ainsi, à tout instant, le rayonnement du réseau d'antennes peut être adapté aux exigences de l'utilisateur grâce à un choix approprié de la loi d'alimentation des sources (figure II.1) [8, 9].

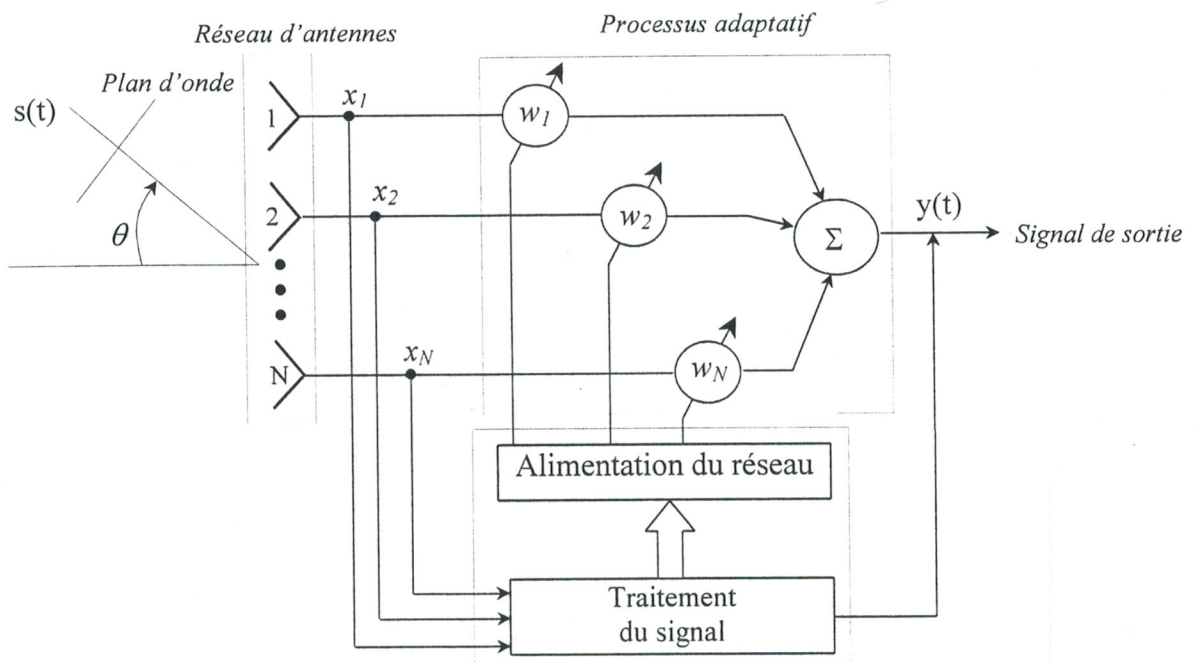


Figure II.1 : Principe de fonctionnement d'un réseau adaptatif d'antennes.

Lorsque le réseau d'antennes fonctionne en réception, l'existence de sources d'interférences dans son champ de vue, provoque une dégradation partielle ou totale de la



liaison utile. Le réseau d'antennes, utilisé dans ce cas, permet de minimiser cette dégradation.

En présence de sources d'interférences, le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes est adapté afin que le niveau des signaux reçus, dans chacune des directions de brouillage, soit faible ou nul.

Par réseau adaptatif d'antennes, on désigne un réseau d'antennes capable d'effectuer la réjection des signaux d'interférences. On le qualifie d'autoadaptatif lorsque cette réjection est réalisée à l'aide d'une boucle fermée ou d'une manière automatique.

La figure II.2 schématise le comportement d'un réseau adaptatif d'antennes en présence d'une source d'interférence [9].

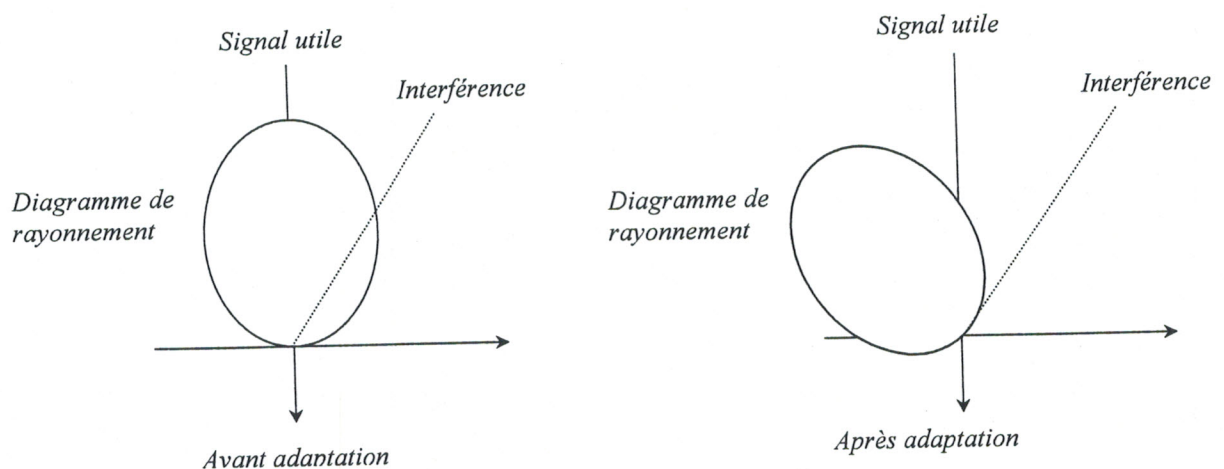


Figure II.2 : Diagramme de rayonnement adapté.

La réjection obtenue est fonction des paramètres suivants [7] :

- la géométrie du réseau d'antennes,
- la séparation angulaire entre signal utile et brouilleur,
- les caractéristiques des interférences,
- la loi d'alimentation programmée des éléments du réseau,
- la précision de réalisation de la loi.

Plusieurs critères de réjection correspondants à plusieurs méthodes de programmation de la loi d'alimentation sont abordés dans la suite de notre étude.

Ces critères dépendent [7] :

- de la complexité du système envisagé,

- des performances attendues,
- du nombre d'éléments utilisé,
- du type de traitement du signal que l'on peut effectuer.

Durant la phase d'étude du réseau adaptatif, l'utilisateur doit faire le choix d'une combinaison de critères de réjection et de méthodes de programmation. Notons, que le système est à variables multiples.



La mise au point d'un réseau adaptatif d'antennes peut être présentée sous les trois aspects suivants :

- le choix du type de réseau d'antennes,
- le nombre d'éléments rayonnants,
- l'établissement de la géométrie du réseau d'antennes,
- l'analyse des technologies envisageables, compte tenu des spécifications techniques (bande de fréquence, pertes, TOS, par exemples),
- la conception de l'architecture du réseau,
- la détermination du type de pilotage de réseau d'alimentation analogique ou digital.

Le choix technologique s'effectue généralement par simulation et validation expérimentale du réseau.

### II.3. Problème de réjection

Le problème consiste à déterminer une loi d'alimentation des éléments du réseau d'antennes qui permette de protéger la liaison utile de communication face au brouillage. Plusieurs approches de ce problème sont possibles.

#### II.3.1. Première approche : méthode des projections

Une première solution consiste à créer dans chaque direction du brouillage (supposée connue) un niveau nul du diagramme de rayonnement. Par cette méthode, un réseau d'antennes qui possède  $N$  degrés de liberté, peut théoriquement effectuer la réjection de  $M = N - 1$  interférences [7, 8]. Toutefois, cette procédure ne se préoccupe pas de la qualité de la liaison utile. En effet, examinons l'exemple suivant :

Supposons que le brouillage provienne de deux sources d'interférences distinctes  $B_1$  et  $B_2$  émettant des signaux de puissances apparentes respectives  $P_1$  et  $P_2$  telles que :  $P_1$  soit comparable à la puissance du bruit interne du récepteur et  $P_2$  soit très supérieure à  $P_1$ . L'application directe de la méthode précédente consiste à créer dans chacune des directions  $B_1$  et  $B_2$ , deux zéros du diagramme de rayonnement alors que  $B_1$  ne le justifie pas.

Cette approche utilise largement la méthode des projections que nous allons développer par la suite.

### II.3.2. Deuxième approche : méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit

Le second critère envisagé prend en charge les puissances, puisque la réjection ne sera acquise que lorsque la puissance de bruit engendrée par les brouilleurs à l'entrée du récepteur soit égale ou juste inférieure à la puissance de bruit propre de cet équipement. Ainsi, l'atténuation du diagramme dans la direction  $B_1$  doit être beaucoup plus faible que celle en direction de  $B_2$ , comme indiquée ci-dessus. Dans son principe, la méthode doit asservir le système afin qu'à l'entrée du récepteur, la puissance totale provenant du signal utile soit maximale et celle provenant des interférences soit minimale [7, 9, 10].

La mise en œuvre de cette méthode s'effectue à partir d'un critère de type rapport signal sur bruit, tel que :

$$Q = \frac{S}{B + I} = \frac{\text{Puissance du signal utile}}{\text{Puissance de bruit (Équipement)} + \text{Puissance de bruit (Interférence)}}$$

Nous cherchons donc la loi d'alimentation du réseau d'antennes, qui maximise ce rapport  $Q$ .

### II.3.3. Troisième approche : méthode des moindres carrés

Elle est décrite par Widrow et s'inspire de la théorie du filtrage linéaire [7, 9, 11]. Le réseau d'antennes est considéré comme un dispositif qui permet d'extraire, du signal total  $x(t)$ , reçu par le réseau d'antennes, la composante  $b(t)$  engendrée par les interférences. En d'autres termes, le réseau adaptatif d'antennes permet de filtrer la composante du bruit  $b(t)$  du signal reçu  $x(t)$ .



Soit  $x_i(t) = s_i(t) + b_i(t)$  le signal présent à l'instant  $t$ , sur le  $i^{\text{ème}}$  canal du réseau où  $s_i(t)$  représente la part du signal utile et  $b_i(t)$  celle du bruit.

Soit  $e(t)$  le signal obtenu à l'entrée du récepteur, c'est à dire après recombinaison des  $x_i(t)$  par le réseau d'antennes. Notons  $s(t)$ , le signal que l'on désire obtenir à l'entrée du récepteur.

La méthode développée par Widrow, consiste à déterminer l'ensemble des coefficients complexes  $w_i$ , qui permettent de minimiser, au sens des moindres carrés, l'écart  $\varepsilon(t)$  entre  $e(t)$  et  $s(t)$ .

Ceci s'écrit :

$$\varepsilon(t) = s(t) - e(t) = s(t) - \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (\text{II.1})$$

avec la fonction d'erreur :

$$\varepsilon^2(w_1, \dots, w_n) = E(|\varepsilon(t)|^2) \quad (\text{II.2})$$

La recherche des coefficients  $w_i$ , réalisant le minimum de la fonction d'erreur  $\varepsilon^2$ , conduit à une solution analytique, dite de Wiener-Hopf.

Cette approche est utilisée dans la méthode de réjection d'interférences au sens des moindres carrés.

#### II.3.4. Quatrième approche : méthode du gradient conjugué

Cette approche consiste à minimiser la puissance du signal reçu en direction des interférences, en imposant un gain non nul dans la direction du signal utile, supposé connu [12].

La puissance du signal reçu est :

$$P = w^t R w \quad (\text{II.3})$$

avec :

$w$  : pondération du réseau.

et  $R$  : matrice de covariance du signal reçu.

Le gain dans la direction du signal utile est :

$$g = w^t s \quad (\text{II.4})$$

Nous cherchons la loi d'alimentation  $w$  qui minimise  $P$  avec la contrainte de gain  $g$ .

## II.4. Réjection d'interférences par la méthode des projections

### II.4.1. Principe de la méthode

La méthode consiste à déterminer la pondération individuelle complexe des  $N$  éléments du réseau adaptatif d'antennes (coefficient  $w_i$ ) pour que dans chacune des  $M$  directions de brouillage  $(\theta_k, \varphi_k)$ , le diagramme de rayonnement ait un niveau théoriquement nul. Cette condition s'écrit :

$$k \in (1, M), \quad w^t s_k^*(\theta_k, \varphi_k) = w^t s_k^* = 0 \quad (\text{II.5})$$

Rappelons la définition du produit hermitien  $f$  dans  $C^N$  :

$$(x, y) \in C^N C^N, \quad f(x, y) = x^t y^* \quad (\text{II.6})$$

Le système d'équations (II.5) traduit la fait que le vecteur  $w$  est orthogonal, au sens de  $f$ , au sous-espace vectoriel de  $C^N$  constitué des vecteurs  $\{s_1, \dots, s_M\}$ . L'aspect vectoriel du problème indique qu'une solution du type géométrique est certainement préférable à une solution purement numérique. Introduisons tout d'abord la notion de projection :

- **Opérateur de projection**

Soient  $V$  et  $V'$  deux vecteurs de l'espace  $C^N$ . Cherchons un opérateur  $T$  de  $C^N$  dans  $C^N$  qui transforme le vecteur  $V'$  en un vecteur orthogonal à  $V$  (figure II.3). Par définition,  $T(V')$  appartient au plan vectoriel  $P$  orthogonal à  $V$  et tout vecteur de ce plan répond au problème [7, 11, 13, 14].

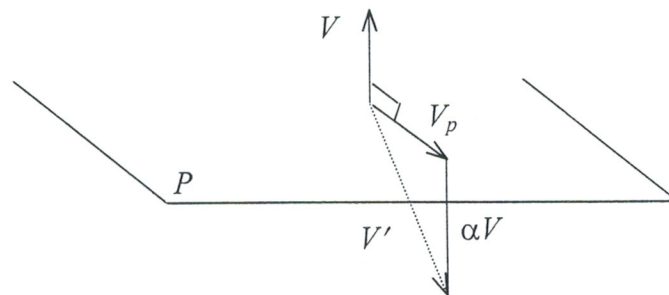


Figure II.3. Principe de la méthode des projections

Nous choisissons par exemple, la transformation  $T$  qui consiste à projeter  $V'$  sur le plan  $P$  parallèlement à  $V$ .

Mathématiquement, le vecteur  $V_p = T(V')$  s'exprime par :

$$V_p = V' + \alpha V \text{ où } \alpha \text{ est une constante à déterminer.}$$

L'orthogonalité entre les vecteurs  $V_p$  et  $V$  se traduit par :

$$V_p^H V^* = V'^H V^* + \alpha V^H V^* = 0 \quad (\text{II.7})$$

par conséquent :

$$\alpha = -\frac{V'^H V^*}{V^H V^*} = -\frac{V^H V'}{V^H V} \text{ avec } V^H = V'^H \quad (\text{II.8})$$

d'où :

$$V = V' - V \frac{V^H V'}{V^H V} = \left( I - \frac{V V^H}{V^H V} \right) V' \quad (\text{II.9})$$

où  $I$  est la matrice identité de  $C^N$ .

On peut conclure que l'opérateur de projection  $P$  qui transforme tout vecteur de  $C^N$  en un vecteur orthogonal à  $V$  a pour expression :

$$\varepsilon \in C^N, \quad P = I - \frac{V V^H}{V^H V} \quad (\text{II.10})$$

### • Application à un système de projections multiples

Appliquons la condition (II.5) au cas de deux interférences (figure II.4). Considérons deux vecteurs  $s_1$  et  $s_2$  de  $C^N$  ; cherchons un opérateur qui transforme un vecteur quelconque  $V'$  de  $C^N$  en un vecteur  $V_p$  de  $C^N$  orthogonal au couple  $(s_1, s_2)$ . La procédure décrite ci-dessous est connue sous le nom de méthode d'orthogonalisation de Schmidh [7, 13].

Soit  $Z_1$  le vecteur tel que :  $Z_1 = s_1$

Et soit  $P_1$  la projection orthogonal à  $Z_1$ .

$$P_1 = I - \frac{Z_1 Z_1^H}{Z_1^H Z_1} \quad (\text{II.11})$$

$Z_2$  est l'image de  $s_2$  par la projection  $P_1$  :

$$Z_2 = P_1(s_2) = \left( I - \frac{Z_1 Z_1^H}{Z_1^H Z_1} \right) s_2 \quad (\text{II.12})$$

Soit  $P_2$  la projection orthogonal à  $Z_2$  :



$$P_2 = I - \frac{Z_2 Z_2^H}{Z_2^H Z_2} \quad (\text{II.13})$$

Le vecteur  $V_p$  défini par :

$$V_p = P_2 (P_1(V')) = \left( I - \frac{Z_2 Z_2^H}{Z_2^H Z_2} \right) \left( \left( I - \frac{Z_1 Z_1^H}{Z_1^H Z_1} \right) V' \right) \quad (\text{II.14})$$

est orthogonal au couple de vecteurs orthogonaux  $(Z_1, Z_2)$ . Par ailleurs, les vecteurs  $s_1$  et  $s_2$  s'exprime sous forme d'une combinaison linéaire des vecteurs  $Z_1$  et  $Z_2$  ; par conséquent  $V_p$  est orthogonal au couple de vecteurs  $s_1$  et  $s_2$ .

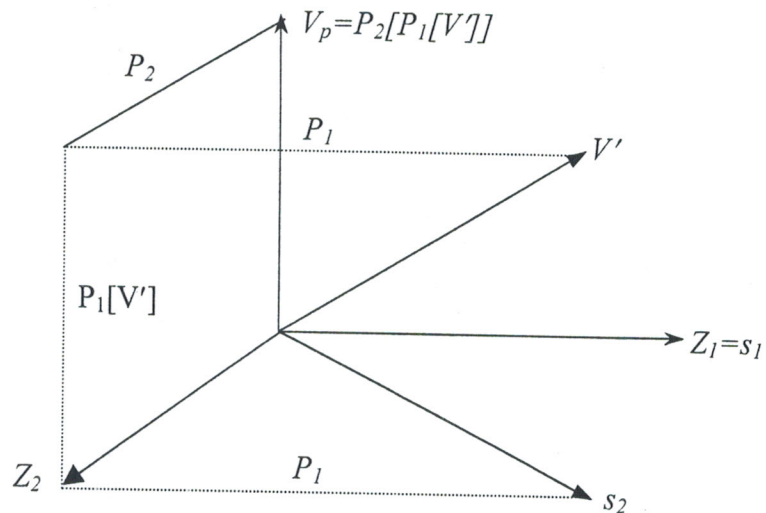


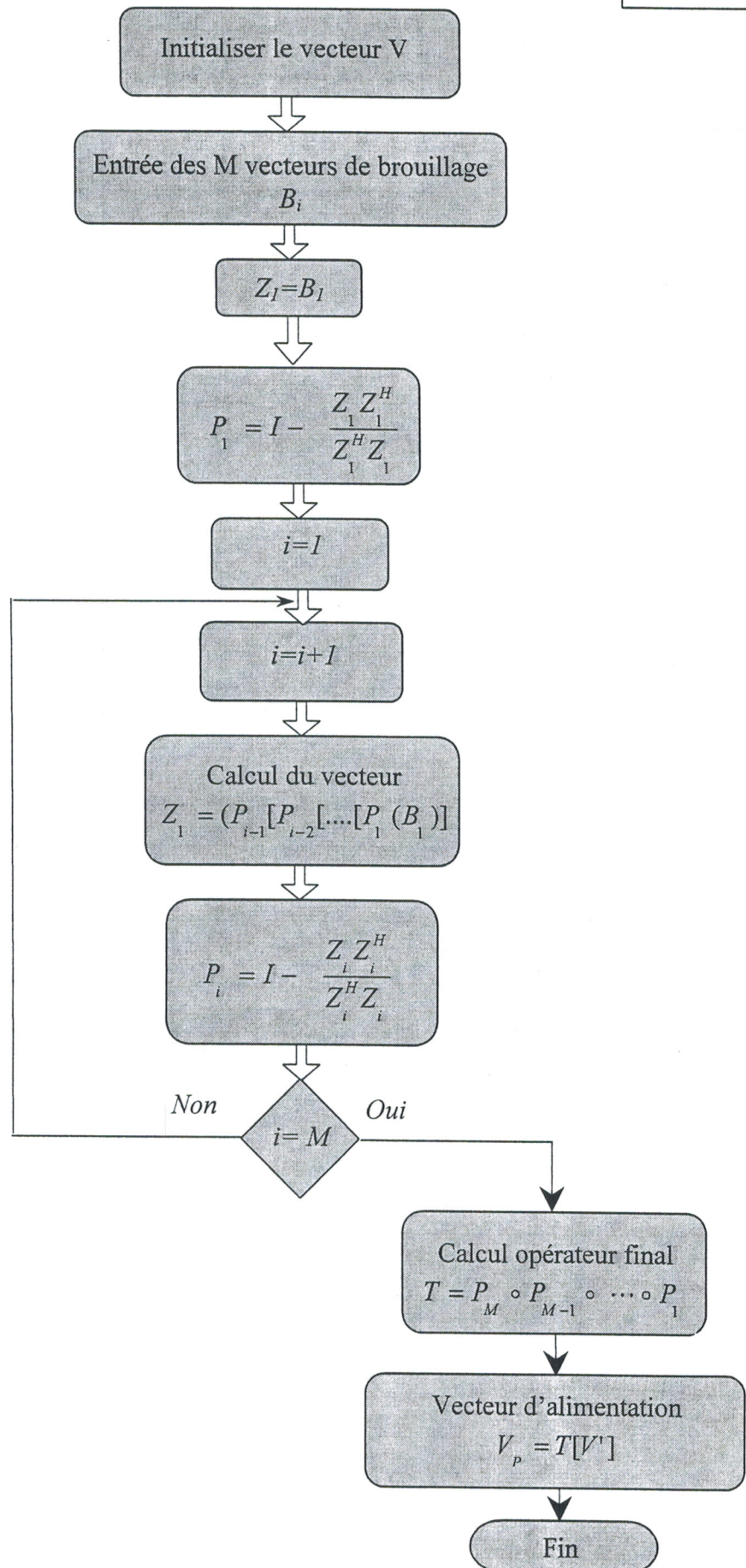
Figure II.4. Méthode des projections dans le cas de 2 brouilleurs

### • Interprétation géométrique de la méthode

Cette procédure se généralise dans le cas de  $M$  projections.

Soit  $s = \{s_i, i \in [1, M]\}$  représente l'ensemble des  $M$  vecteurs initiaux. Nous construisons une base orthogonale de  $M$  vecteurs  $Z_i$ , où chaque vecteur est une combinaison linéaire des vecteurs  $Z_i$ , cette base est donc orthogonale à l'espace  $s$ .

L'organigramme 1 de la méthode se présente comme suit :



Organigramme 1 : Algorithme de réjection d'interférences par la méthode des projections

- **Application à la réjection d'interférences**

La méthode décrite précédemment permet la résolution du systèmes d'équations (II.5). Le vecteur solution  $w_p$  est le vecteur image du vecteur d'alimentation initial  $w_0$ , par la composition des  $M$  opérateurs de projection définis ci-dessus.

$$\text{En notant } P_i = I - \frac{Z_i Z_i^H}{Z_i^H Z_i} \quad (\text{II.15})$$

Il vient

$$w_p = (P_M \circ P_{M-1} \circ \dots \circ P_1) w_0 \quad (\text{II.16})$$

Les vecteurs  $Z_i$  constituant une base orthogonale,  $w_p$  s'écrit

$$w_p = \left( I - \sum_{i=1}^M \frac{Z_i Z_i^H}{Z_i^H Z_i} \right) w_0 \quad (\text{II.17})$$

## II.4.2. Résultats

### II.4.2.a. Réseau rectiligne

La méthode des projections a été programmée en Matlab [15]. Le logiciel réalisé à partir de cette approche est présenté en annexe A. On a utilisé un réseau rectiligne de dix antennes imprimées et espacées uniformément de  $\frac{\lambda}{2}$ .

Le réseau est d'abord alimenté uniformément en phase et en amplitude, ce qui donne le diagramme de la figure II.5.a, on parle alors de diagramme non adapté.

En présence d'une interférence, localisée à la direction  $\theta = 50^\circ$ , le réseau sera alimenté par le vecteur suivant :

$$w = \begin{bmatrix} 0.992 & -3.1^\circ \\ 0.972 & 2.71^\circ \\ 1.05 & -0.782^\circ \\ 0.952 & -1.48^\circ \\ 1.02 & 2.85^\circ \\ 1.02 & -2.85^\circ \\ 0.952 & 1.48^\circ \\ 1.05 & 0.782^\circ \\ 0.972 & -2.71^\circ \\ 0.992 & 3.1^\circ \end{bmatrix}$$

issu de la méthode des projections. On obtiendra alors le diagramme de rayonnement adapté de la figure II.5.b.



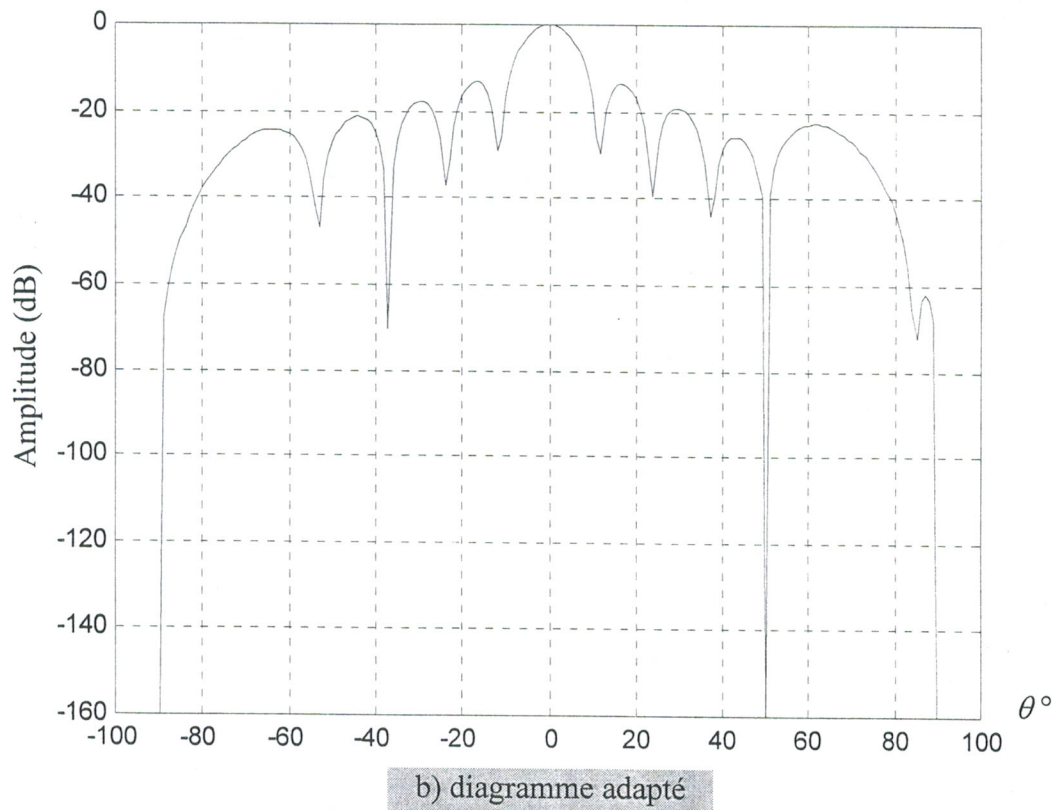
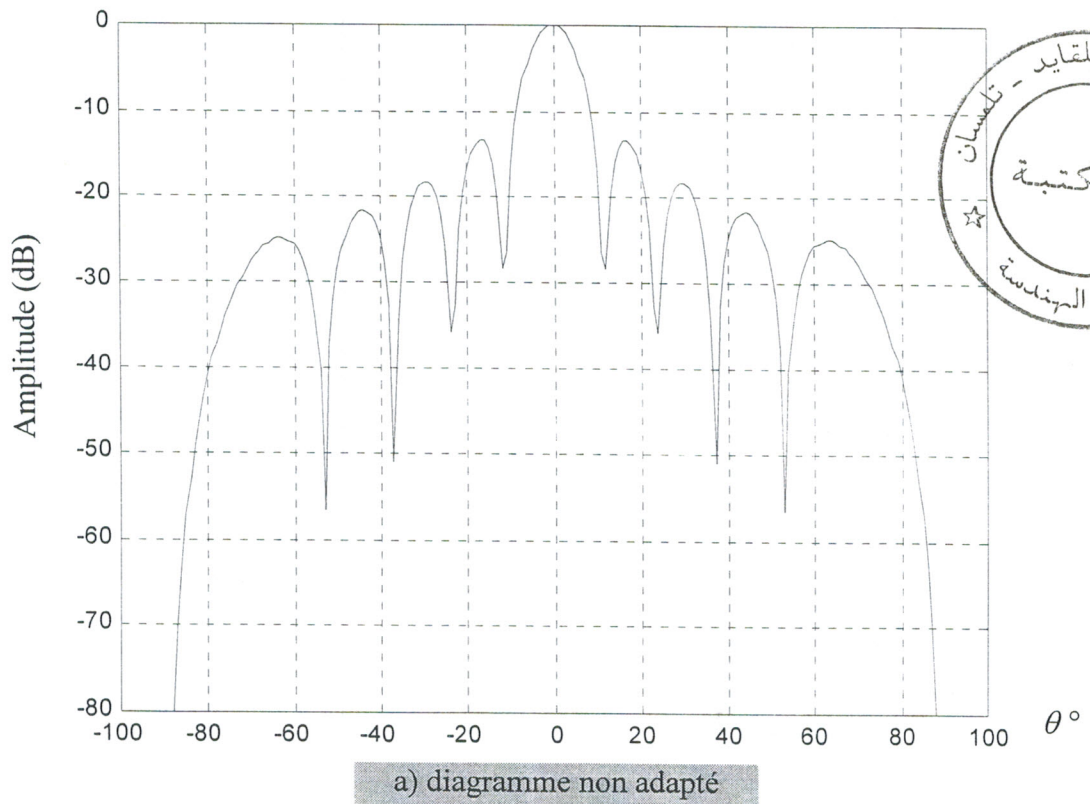
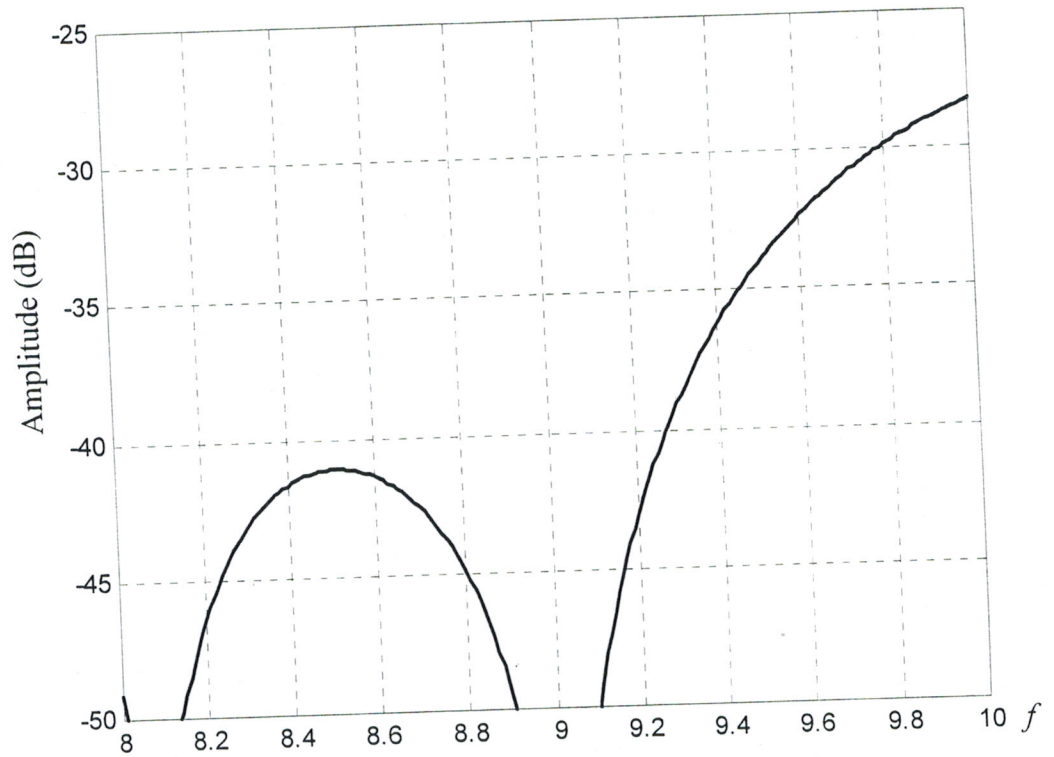
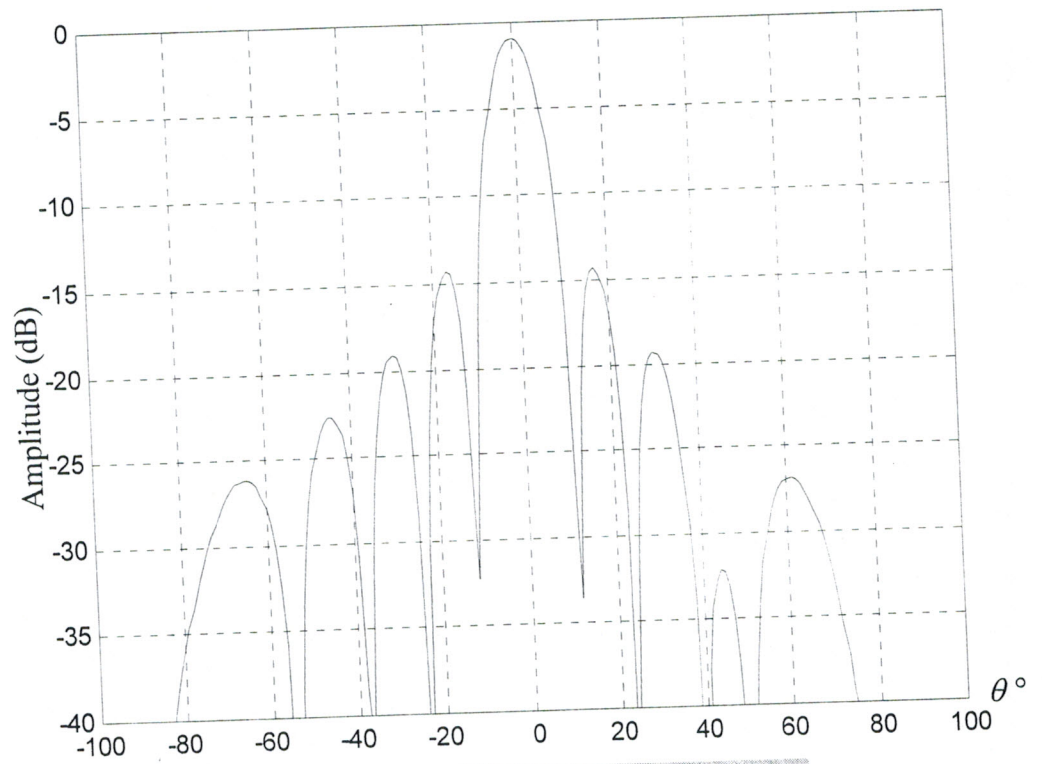
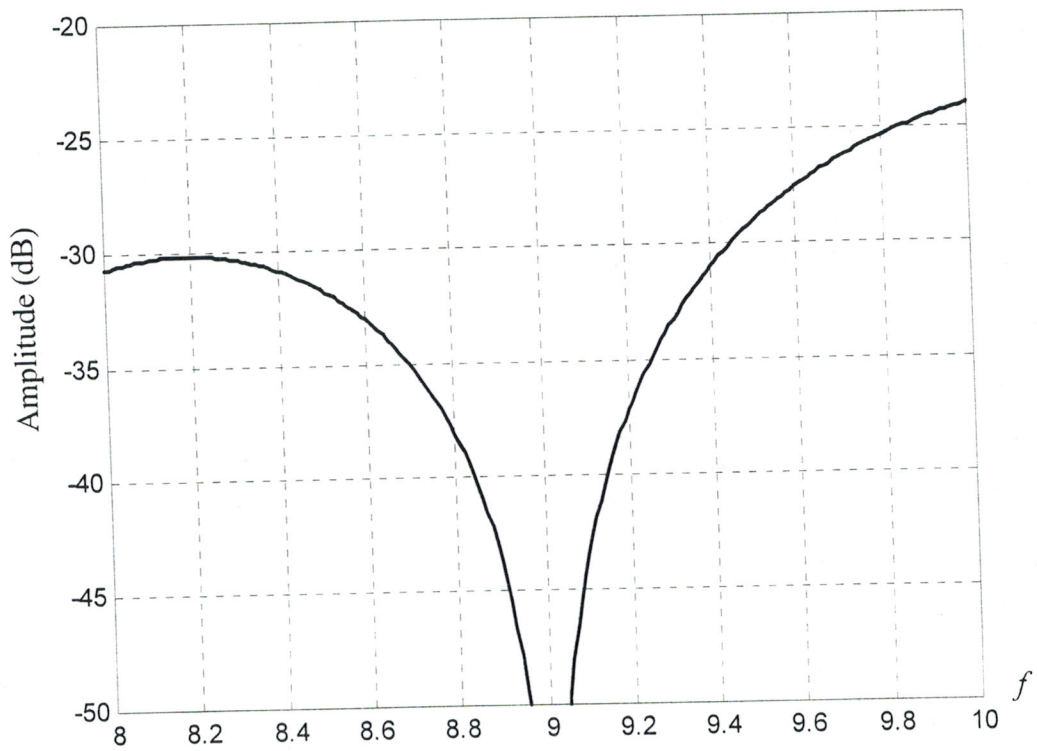
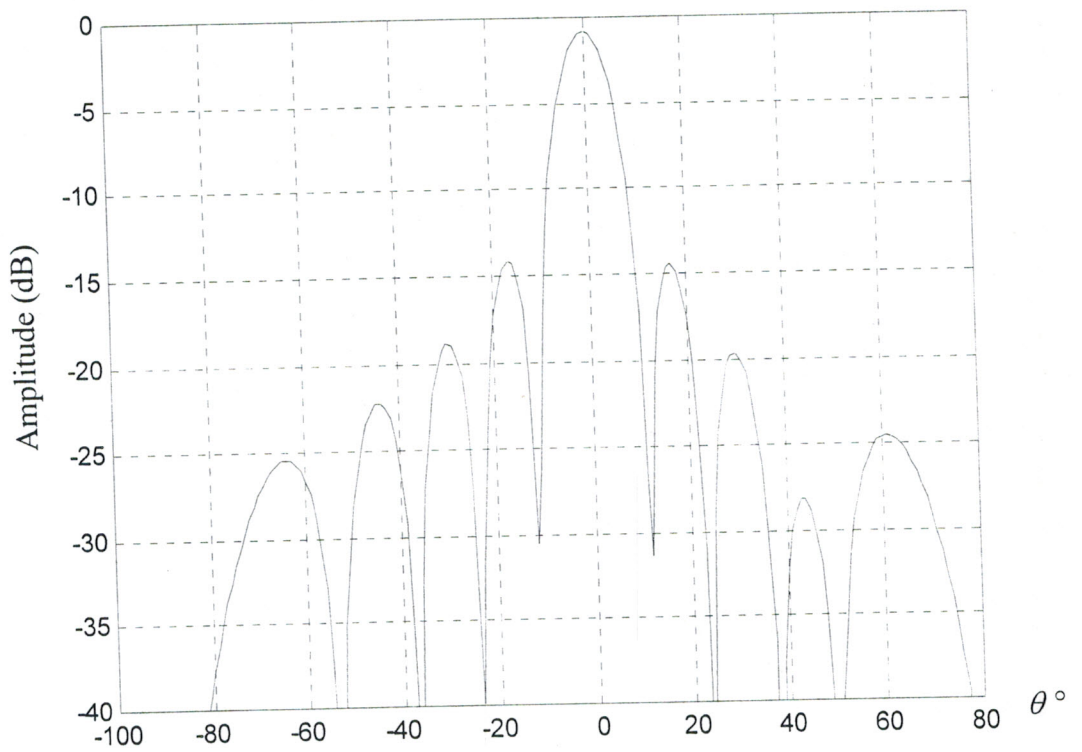


Figure II.5. Diagramme de rayonnement d'un réseau à 10 éléments en présence d'une interférence à  $50^\circ$

b) Taux de Réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$ b) Réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$ Figure II.30 : Bande passante de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$  et diagramme de rayonnement

a) Interférence à  $49.75^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.25^\circ$ b) Interférence à  $50^\circ$ ,  $49.75^\circ$  et  $50.25^\circ$ Figure II.31 : Bande passante de réjection d'interférences à  $50^\circ$ ,  $49.75^\circ$  et  $50.25^\circ$  et diagramme de rayonnement



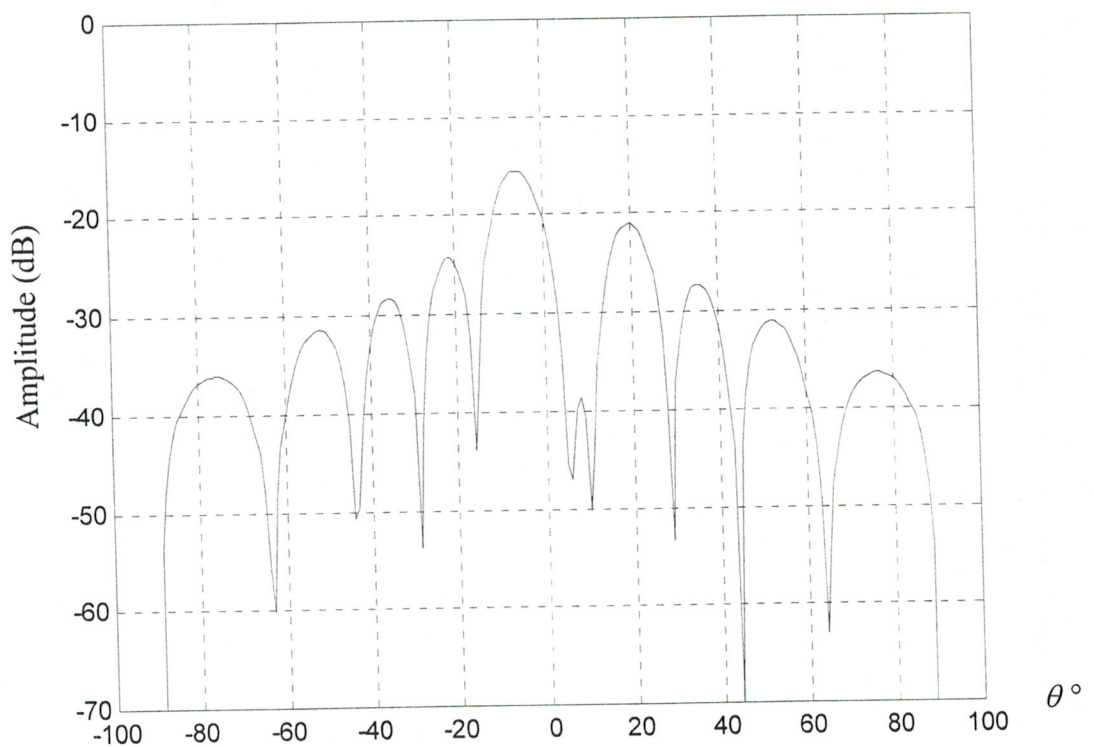
Les figures II.30 et II.31 montrent que la bande passante de réjection s'est améliorée, mais on constate une légère dégradation du signal utile en direction de l'interférences de  $50^\circ$  en éloignant les interférences fictives (figure II.30.b).

### • Cas de multiples Interférences

On utilise le même réseau rectiligne constitué de 10 antennes imprimées espacées de  $\frac{\lambda}{2}$ .

On suppose que toutes les interférences ont la même puissance apparente relative  $\frac{P_i}{P_q} = 10$ .

Les diagrammes de rayonnements adaptés pour différentes directions des interférences sont représentés par la figure II.32.



a) Réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

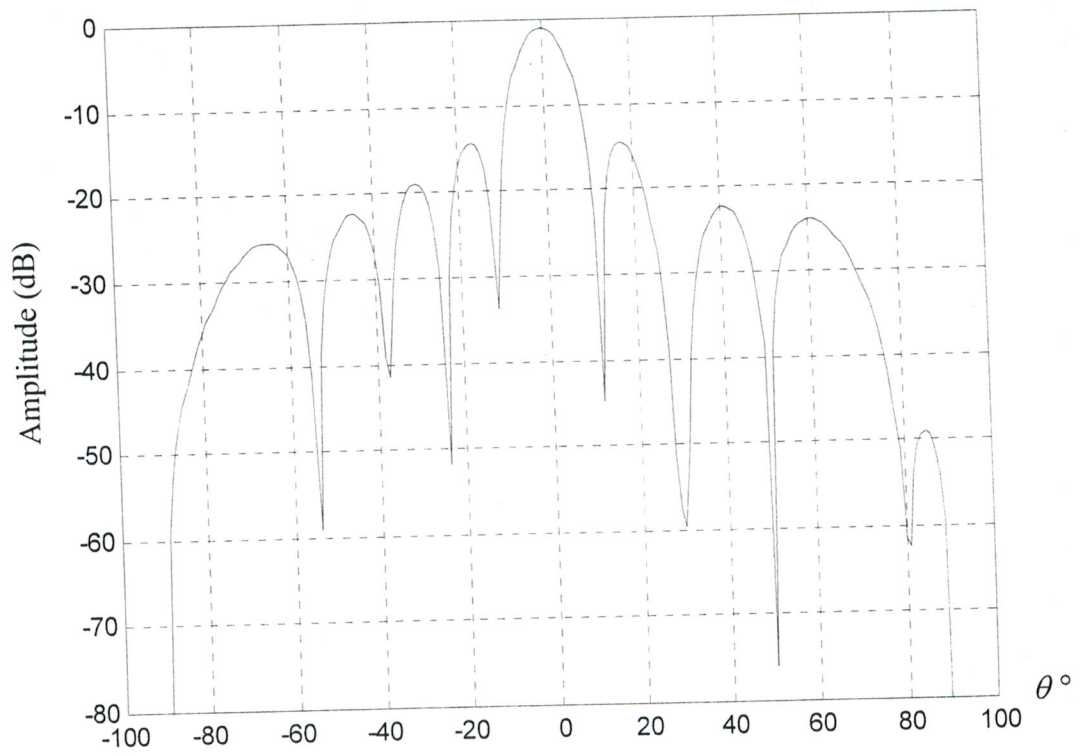
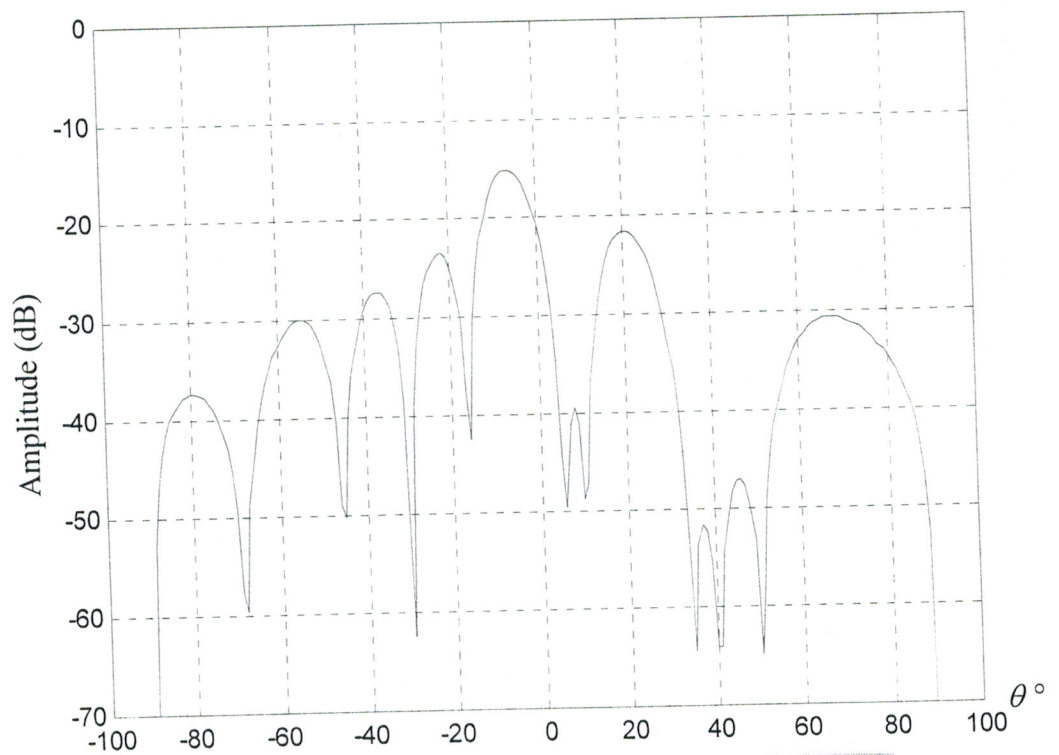
b) Réjection d'interférences à  $30^\circ$  et  $50^\circ$ c) Réjection d'interférences à  $5^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $50^\circ$ 

Figure II.32 : Diagrammes de rayonnement adaptés en présence de plusieurs interférences

La présence de 2 interférences dans la direction du lobe principal, cas de la figure II.32.a, décale ce dernier de  $-7^\circ$  et dégrade le gain du réseau de  $-20$  dB. Cette dégradation est plus importante que dans le cas présenté par la méthode du rapport S/B (figure II.20.a). Le niveau de réjection des interférences est de l'ordre de  $-50$  dB pour ce cas. En dehors du lobe principal (figure II.32.b) les interférences présentent un niveau de réjection de l'ordre de  $-65$  dB.

En dehors de la direction du lobe principal, le niveau de réjection des interférences à  $40^\circ$  et  $50^\circ$  dépasse  $-60$  dB. Il est égal à  $-50$  dB pour les 2 interférences situées dans les directions  $5^\circ$  et  $10^\circ$  (figure II.32.c).

On constate que les résultats de réjection obtenus par les deux méthodes de réjection de type moindres carrés et d'optimisation du rapport S/B, sont très comparables, excepté pour des interférences très proches du lobe principal où la dégradation devient plus importante pour le cas des moindres carrés.

### II.6.2.b. Réseau plan

On considère maintenant un réseau plan rectangulaire, possédant 10 éléments suivant  $Ox$  et 4 éléments suivant  $Oy$ .

Les éléments sont espacés de  $\frac{\lambda}{2}$  pour les deux directions.

On suppose une interférence arrivant à  $50^\circ$ .

La pondération d'alimentation du réseau générée par la méthode des moindres carrés est la suivante :

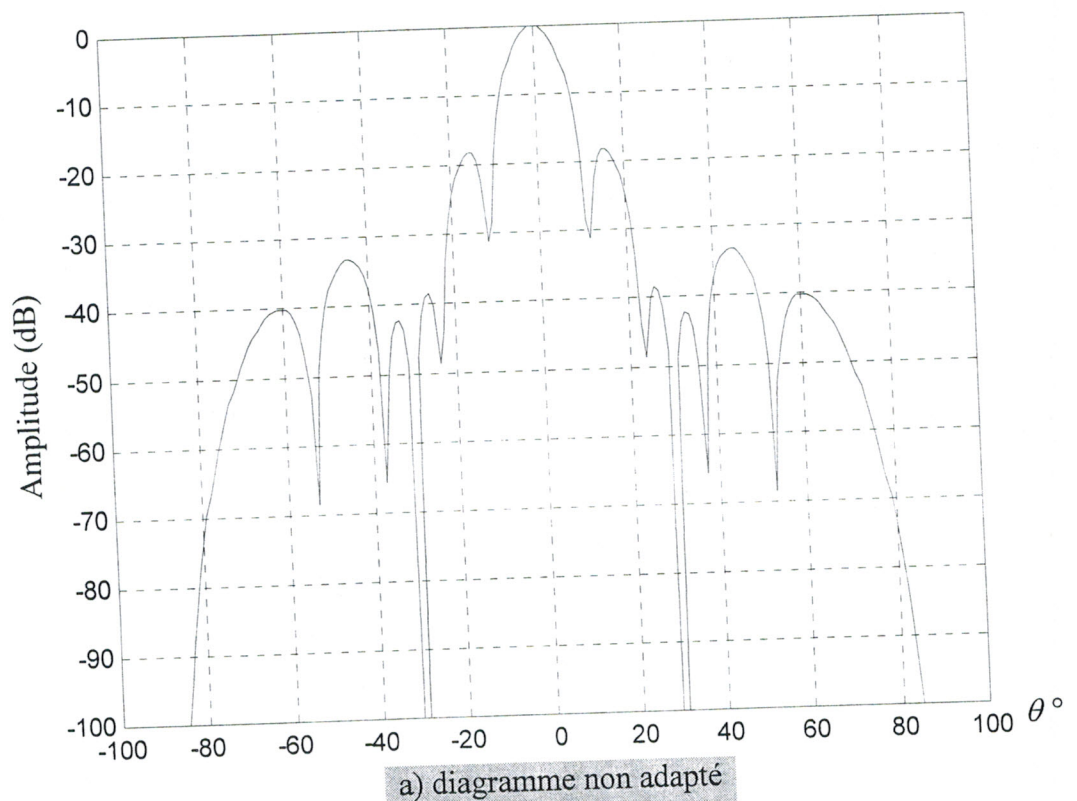


$$w_x = \begin{bmatrix} 0.070 & -20.61^\circ \\ 0.069 & -15.54^\circ \\ 0.075 & -18.25^\circ \\ 0.067 & -19.85^\circ \\ 0.072 & -14.52^\circ \\ 0.072 & -21.21^\circ \\ 0.067 & -15.90^\circ \\ 0.075 & -17.47^\circ \\ 0.069 & -20.20^\circ \\ 0.070 & -15.12^\circ \end{bmatrix}$$

$$w_y = \begin{bmatrix} 0.113 & -5.24^\circ \\ 0.241 & -11.88^\circ \\ 0.241 & -23.82^\circ \\ 0.113 & -30.50^\circ \end{bmatrix}$$



Le diagramme de rayonnement du réseau obtenu par la méthode des moindres carrés est présenté sur la figure II.33.



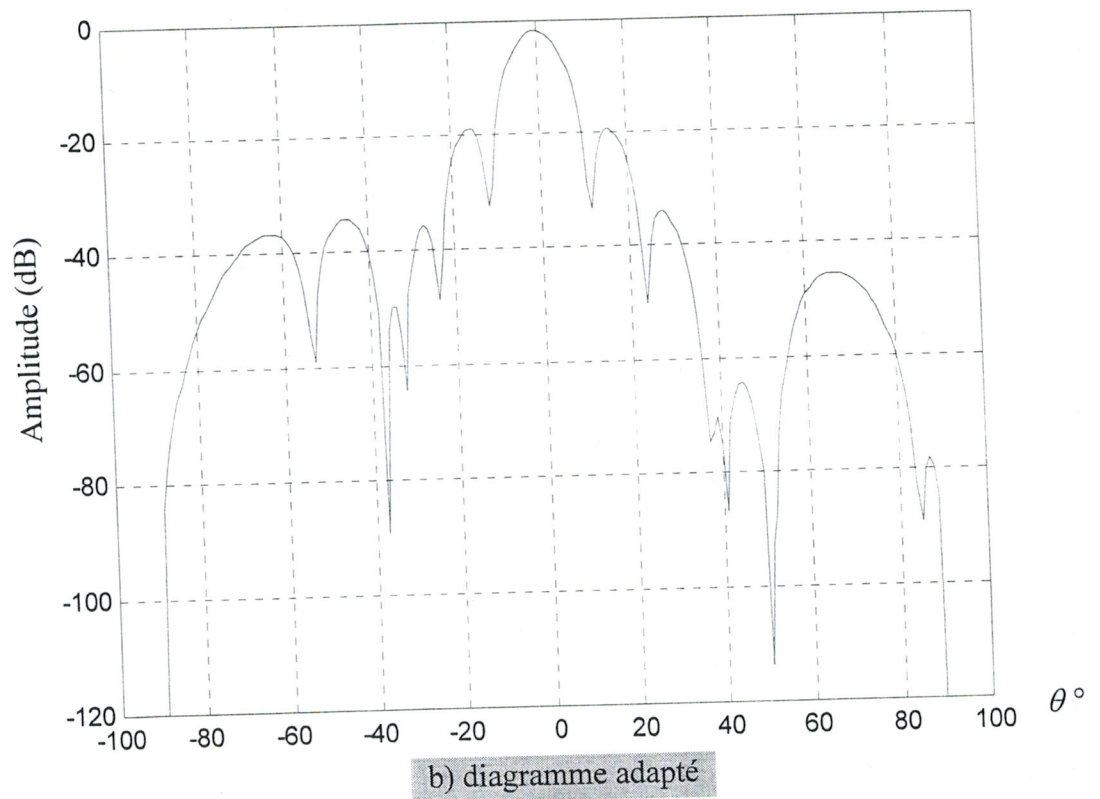
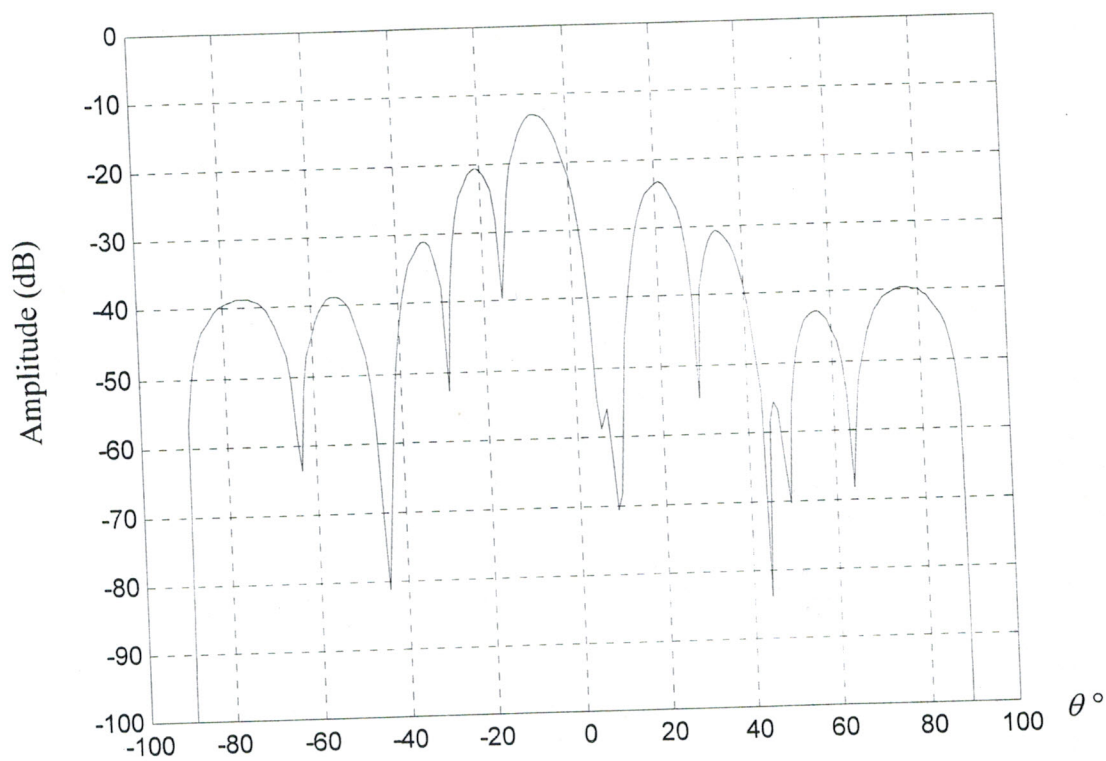
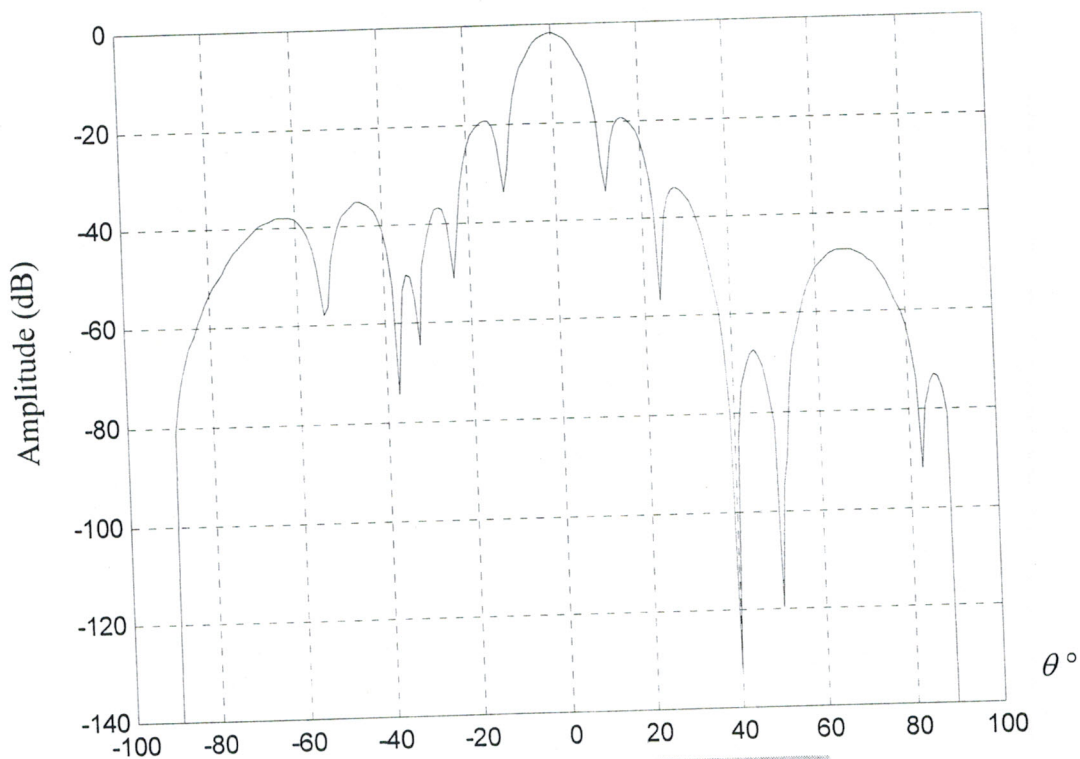


Figure II.33 : Diagramme de rayonnement du réseau plan

On constate que le niveau de réjection atteint dans la direction de l'interférence est de  $-112$  dB.

- **Cas de plusieurs interférences**

Dans la figure II.34, on étudiera le cas de réjection de multiples interférences pour le même réseau plan.

a) Réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ b) Réjection d'interférences à  $40^\circ$  et  $50^\circ$



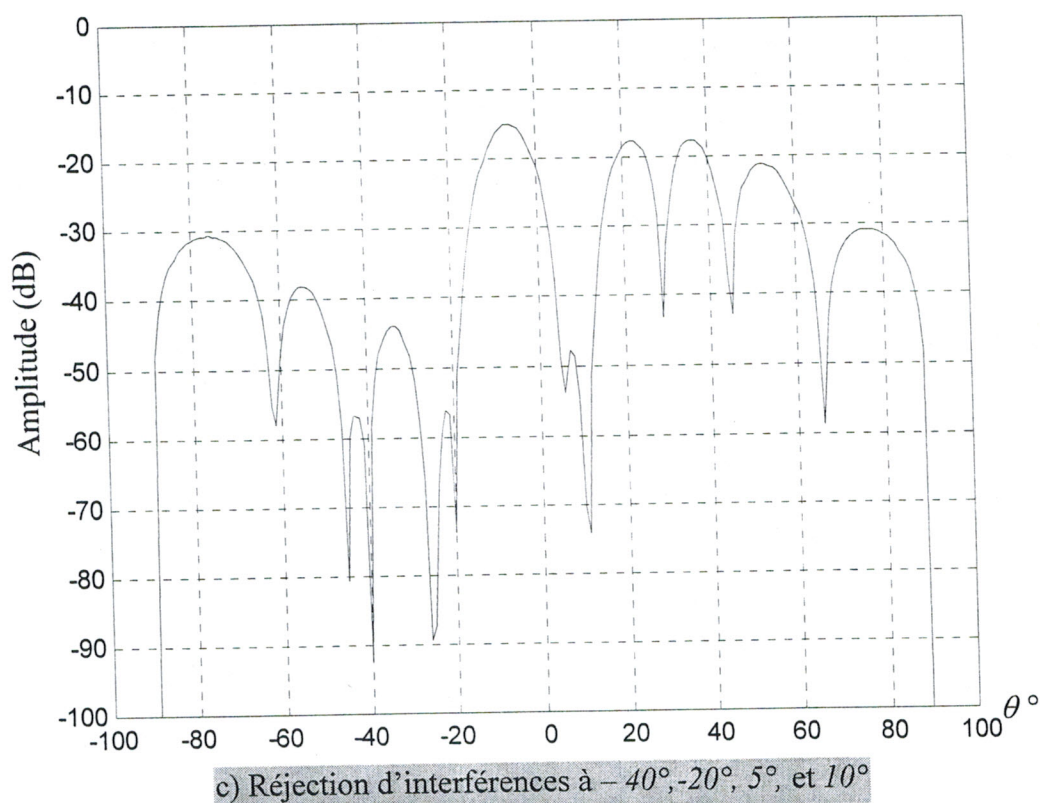


Figure II.34 : Diagrammes de rayonnement adapté pour plusieurs interférences

La figure II.34.a montre que la réjection de 2 interférences se situant dans le lobe principal provoque un décalage de ce dernier de  $-7^\circ$ , ainsi qu'un niveau de réjection de l'ordre de  $-60$  dB. La dégradation du signal principal utile est estimée à  $-20$  dB.

La réjection dépasse  $-120$  dB pour des interférences en dehors de la direction du signal principal utile (Figure II.34.b).

Pour le cas de 4 interférences (figure II.34.c) la réjection varie entre  $-55$  dB et  $-92$  dB selon que l'interférence soit au voisinage ou non du lobe principal. La dégradation causée par ces 4 interférences est de  $-20$  dB qui reste importante. Ce résultat est similaire à celui obtenu par la méthode du rapport S/B (figure II.23.c : réseau plan, présence de plusieurs interférences, notamment dans la direction du lobe principal)

### II.6.3. Adaptation avec dépointage du signal principal utile

On utilise un réseau rectiligne de 10 éléments en présence d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ . Afin de réduire la dégradation causée par les interférences, on effectue un dépointage du lobe principal de  $60^\circ$ . Le diagramme de rayonnement dépointé et adapté est représenté par la figure II.35.

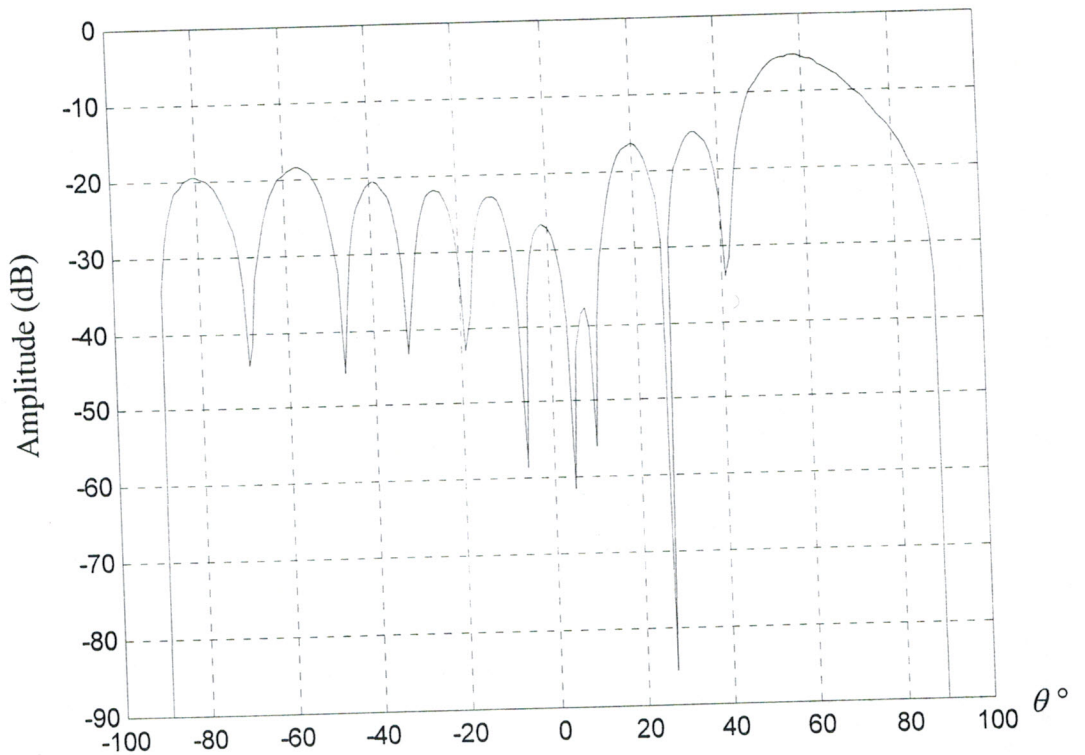


Figure II.35 : Dépointage à  $60^\circ$  et réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

En effectuant ce dépointage, les niveaux de réjection et du lobe principal sont améliorés et atteignent respectivement  $-60 \text{ dB}$  et  $-5 \text{ dB}$ .

Soit un réseau rectiligne constitué de 100 éléments espacé de  $\frac{\lambda}{2}$ . Nous effectuons un dépointage de  $60^\circ$  du lobe principal, en présence de deux interférences situées à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ . Le diagramme adapté par la méthode des moindres carrés est présenté dans la figure II.36.

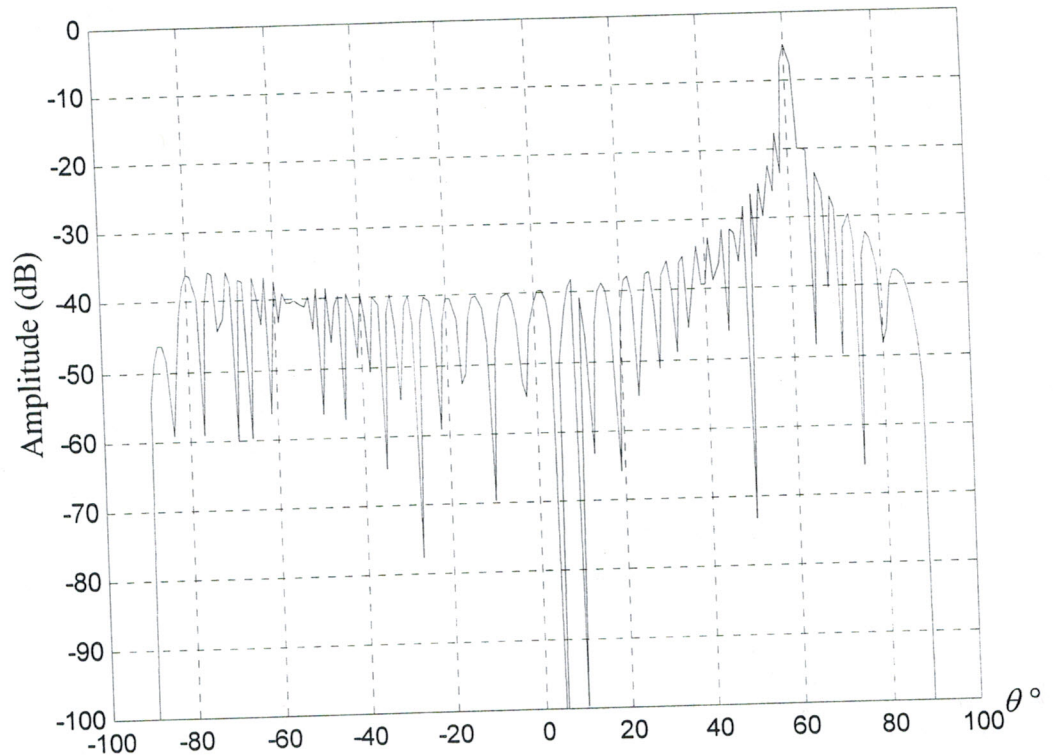


Figure II.36 : Réseau à 100 éléments, dépointé à  $60^\circ$  avec 2 interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

On obtient un diagramme adapté très directif. Les niveaux de réjection d'interférences dépassent  $-100$  dB.

On étudie un réseau plan à 100 éléments ( $10 \times 10$ ) en présence des interférences situées dans les directions suivantes :  $-40^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $20^\circ$ . On suppose que le signal principal utile arrive à  $50^\circ$ . Le diagramme de rayonnement adapté par la méthode des moindres carrés est donné dans la figure II.37.



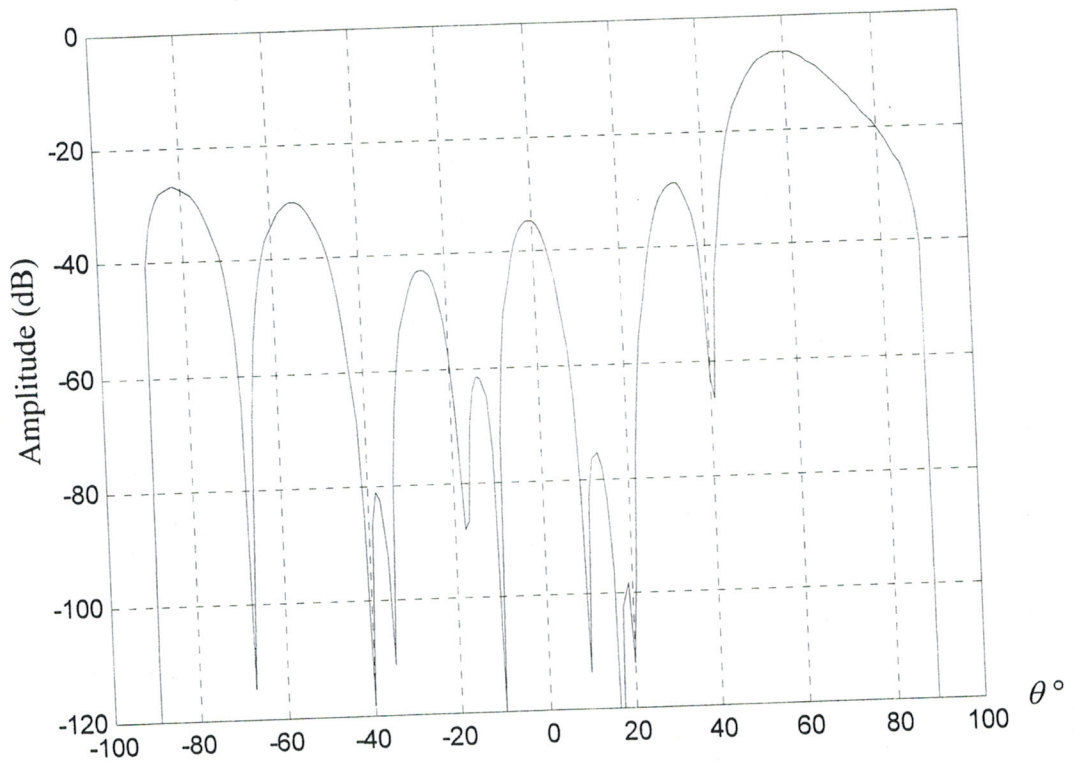


Figure II.37 : Diagramme dépointé en présence d'interférences à  $-40^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $20^\circ$

On constate que le gain du réseau a augmenté du fait que les interférences ne sont plus dans la direction du lobe principal et les niveaux de réjection de toutes les interférences dépasse  $-100$  dB.

Le problème posé par la double dégradation du réseau plan en présence de plusieurs interférences est résolu par le dépointage du faisceau principal.

## II.7. Réjection d'interférences par la méthode du gradient conjugué

### II.7.1. Principe de la méthode

Cette méthode consiste à déterminer la pondération complexe individuelle de chaque élément du réseau d'antennes, qui permet de minimiser la puissance de sortie du signal reçu par le réseau, tout en ayant une contrainte de gain. C'est à dire qu'on souhaite un gain non nul dans la direction du signal utile [12, 20-23].

- **Calcul de la pondération**

Soit un réseau constitué de  $N$  éléments (Figure II.38).

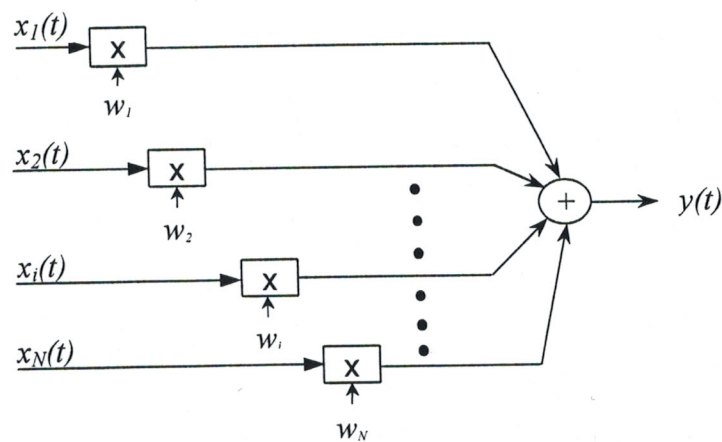


Figure II.38 : Principe d'un réseau adaptatif d'antennes

A la sortie du réseau, on obtient :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (\text{II.77})$$

Le vecteur du signal reçu est :

$$x(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^t \quad (\text{II.78})$$

Le vecteur de pondération complexe est :

$$w = [w_1, w_2, \dots, w_N]^t \quad (\text{II.79})$$

La sortie du réseau sera :

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) = w^t x \quad (\text{II.80})$$

La puissance de sortie du réseau s'exprime par :

$$P = E[y(t)^2] = E[y(t)y^*(t)] \quad (\text{II.81})$$

En introduisant le pondération  $w$ , on aura :

$$P = E[w^t x(t) w^H x^*(t)] \quad (\text{II.82})$$

$x(t)$  représente le signal total présent à l'entrée de l'antenne réseau

$$x(t) = s(t) + b(t) \quad (\text{II.83})$$

donc :

$$P = w^H R w \quad (\text{II.84})$$

$$\text{avec } R = E[x^*(t) x^t(t)] \quad (\text{II.85})$$

$$R = \begin{bmatrix} \left( \begin{array}{c} x_1(t)^* \\ \vdots \\ x_N(t)^* \end{array} \right) \\ [x_1(t), \dots, x_N(t)] \end{bmatrix} = (\rho_{ij}) \quad (\text{II.86})$$

$R$  : Matrice de corrélation des signaux  $x(t)$ .

$$\rho_{ij} = E[x_i^*(t) x_j(t)] \quad (\text{II.87})$$

On applique le Lagrangien [17] associé à  $P$  sachant que l'on a la contrainte de gain  $g$ , tel que :

$$G = w^t s - g \quad \text{fonction contrainte, donc :}$$

$$\zeta = P + \lambda^t G \quad (\text{II.88})$$

On remplace  $P$  et  $G$  dans  $\zeta$  :

$$\zeta = w^H R w + \lambda_1 \Re(w^t s - g) + \lambda_2 \Im(w^t s - g) \quad (\text{II.89})$$

On dérive par rapport à  $w$  et on trouve :

$$\nabla_w \zeta = 2Rw + \lambda_1 s^* + j\lambda_2 s^* = 0 \quad (\text{II.90})$$

$$w = \frac{\lambda_1 + j\lambda_2}{2} R^{-1} s^* \quad (\text{II.91})$$

On remplace  $w$  dans (II.89) et on dérive par rapport à  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  pour finalement trouver les multiplicateurs de Lagrange qui ont pour expressions :

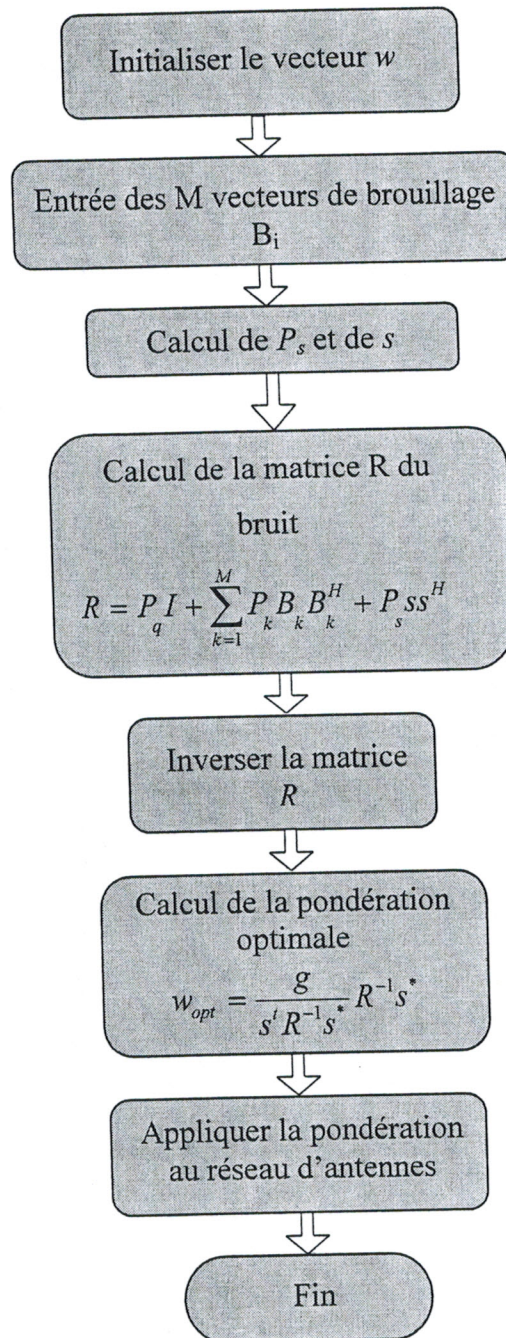
$$\lambda_1 = -\frac{2g}{s^t R^{-1} s^*} \quad \text{et} \quad \lambda_2 = 0$$

et on conclut avec le vecteur optimal suivant :

$$w_{opt} = \frac{g}{s^t R^{-1} s^*} R^{-1} s^* \quad (\text{II.92})$$



L'organigramme présentant la réjection par la méthode du gradient conjugué est le suivant :



Organigramme 4 : Algorithme de réjection par la méthode du gradient conjugué.

## II.7.2. Résultats

### II.7.2.a. Réseau rectiligne

La méthode de réjection basée sur le gradient conjugué a été programmée en Matlab [15]. Le logiciel réalisé à partir de cette approche est présenté en annexe A. On va étudier un réseau rectiligne d'antennes imprimées constitué de 10 éléments espacés de  $d = \frac{\lambda}{2}$ . Soit  $B_I$  une interférence localisée dans la direction  $\theta = 50^\circ$  de puissance

apparente relative  $\frac{P_1}{P_q} = 10$ .

La pondération optimale obtenue à l'aide de cette méthode est :

$$w = \begin{bmatrix} 0.0735 & -20.85^\circ \\ 0.0689 & -16.05^\circ \\ 0.0766 & -17.90^\circ \\ 0.0687 & -19.88^\circ \\ 0.0737 & -15.04^\circ \\ 0.0737 & -20.82^\circ \\ 0.0687 & -16.03^\circ \\ 0.0766 & -17.93^\circ \\ 0.0688 & -19.86^\circ \\ 0.073 & -15.03^\circ \end{bmatrix}$$

Les diagrammes du réseau alimenté uniformément et non adapté et celui du réseau adapté sont représentés respectivement par les figures II.39.a et II.39.b.

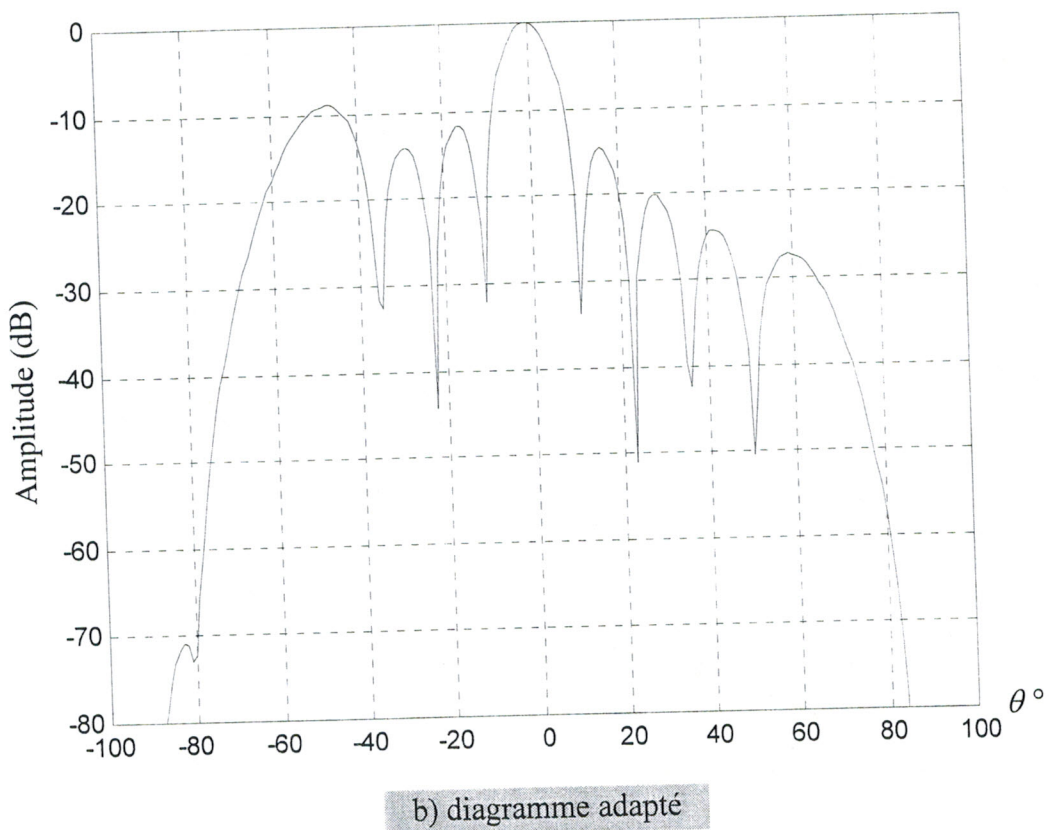
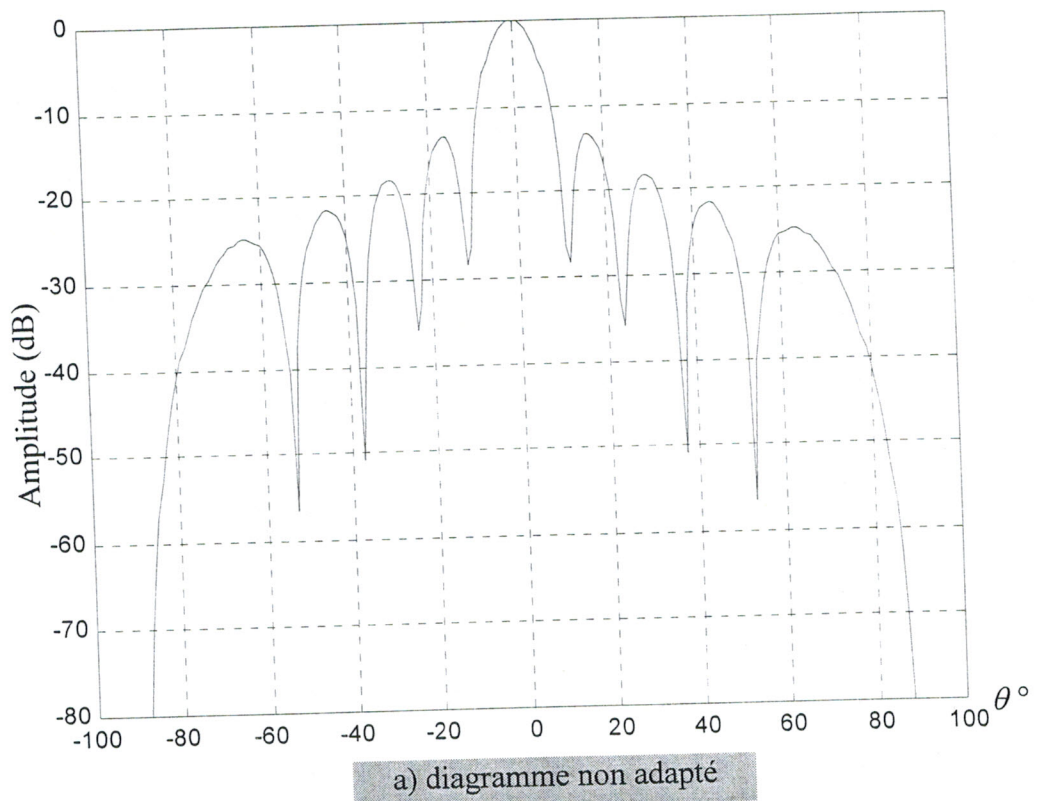


Figure II.39 Diagramme de rayonnement d'un réseau à 10 éléments en présence d'une interférence à  $50^\circ$



On remarque que le niveau de réjection dans la direction  $50^\circ$  est de  $-51 \text{ dB}$ .  
Le signal utile ne subit aucune dégradation en utilisant cette méthode de réjection.

D'après ce résultat, on constate que les deux méthodes précédentes offrent un meilleur taux de réjection de l'interférence.

Etudions maintenant la dégradation du lobe principal en supposant l'arrivée d'une interférence à  $5^\circ$  (très proche du lobe principal). C'est le cas du diagramme adapté représenté par la figure II.40 pour le même réseau d'antennes.

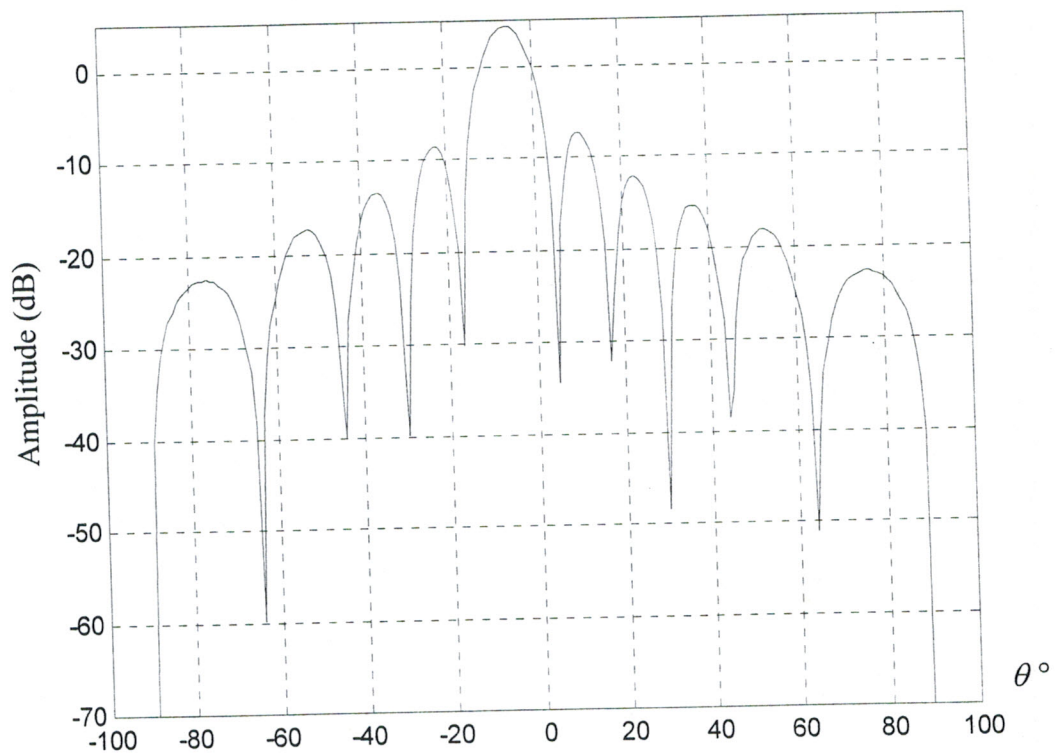


Figure II.40 : Diagramme adapté pour une interférence à  $5^\circ$ .

Nous constatons ici contrairement aux méthodes précédentes, une augmentation du gain du réseau (lobe principal de  $5 \text{ dB}$ ) sans aucune dégradation du signal utile principal. Ce résultat important était prévisible car il est dû à la contrainte de gain imposée par la méthode d'adaptation dans la direction du signal utile. Cet apport de gain est réalisé au détriment d'un taux de réjection faible par rapport à celui des deux autres méthodes d'adaptation déjà présentées. Cependant, nous pouvons conclure que grâce à la méthode du gradient conjugué, le signal principal utile est conservé sans aucune dégradation et même en présence d'interférences.

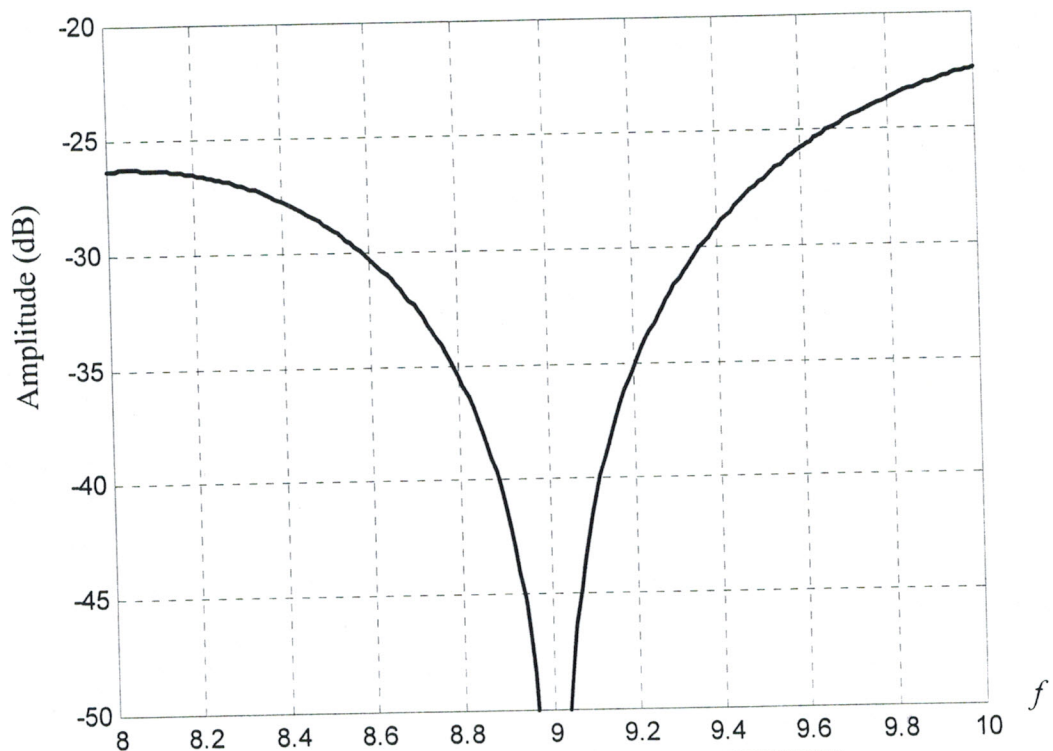
- Etude de la bande passante de réjection d'interférences

Nous allons étudier la bande passante de réjection d'interférences, pour cela on utilisera un réseau rectiligne de 10 antennes imprimées, espacées de  $\frac{\lambda}{2}$ . On suppose une interférence arrivant à  $50^\circ$ .

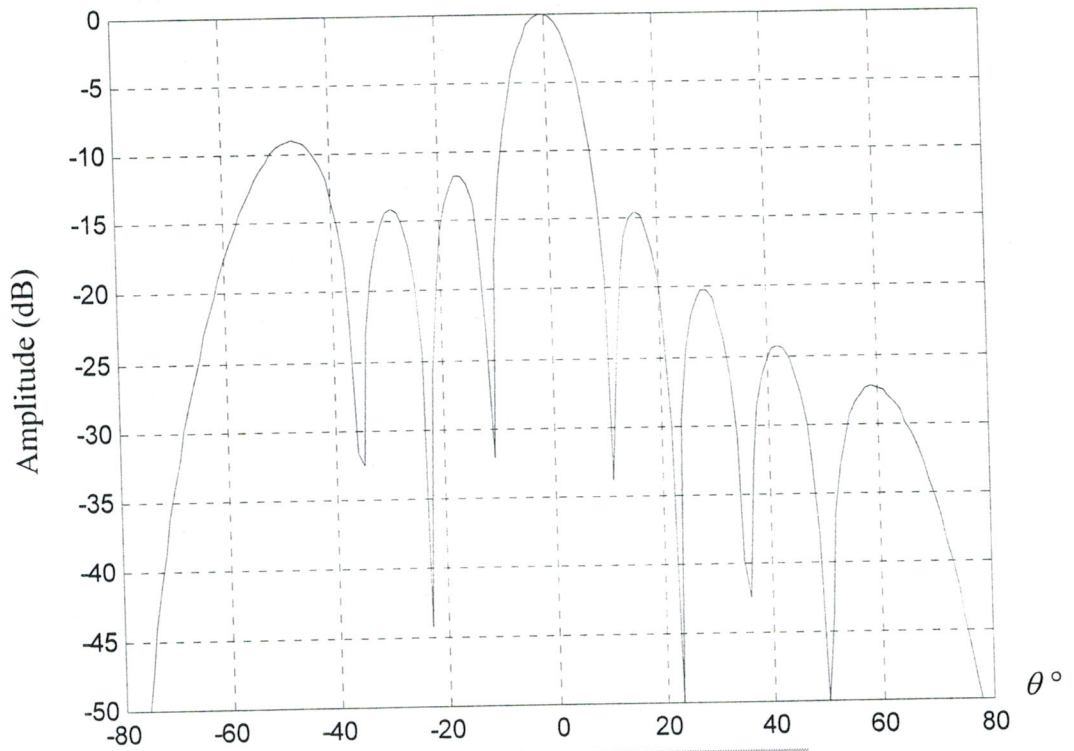
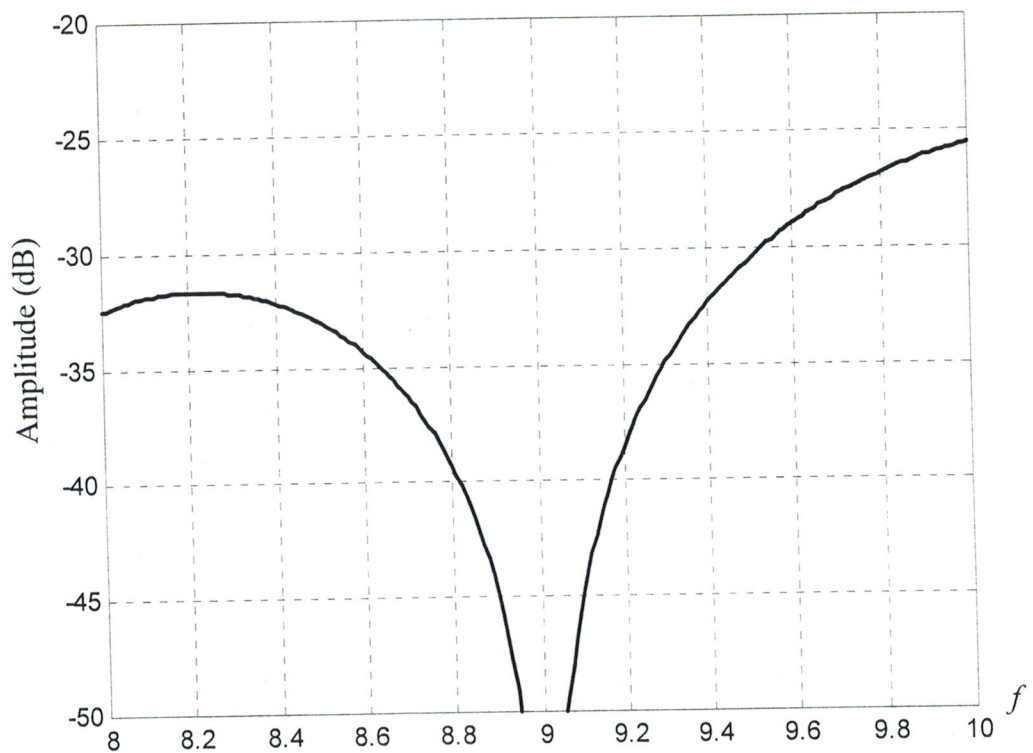
La figure II.41.a. montre que la réjection se fait sur une très faible bande passante (moins de 0.1 GHz pour un niveau de -50 dB).

Pour élargir cette bande passante, on fait appel à des interférences fictives situées au voisinage de l'interférence réelle (figures II.42 et II.43).

Nous constatons sur la figure II.42 une bande passante de réjection intéressante, mais le diagramme a subi une légère dégradation au voisinage de l'interférence.



a) Taux de réjection d'interférence à  $50^\circ$

b) Réjection d'interférence à  $50^\circ$ Figure II.41 : Bande passante de réjection d'interférence à  $50^\circ$  et diagramme de rayonnementa) Taux de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$

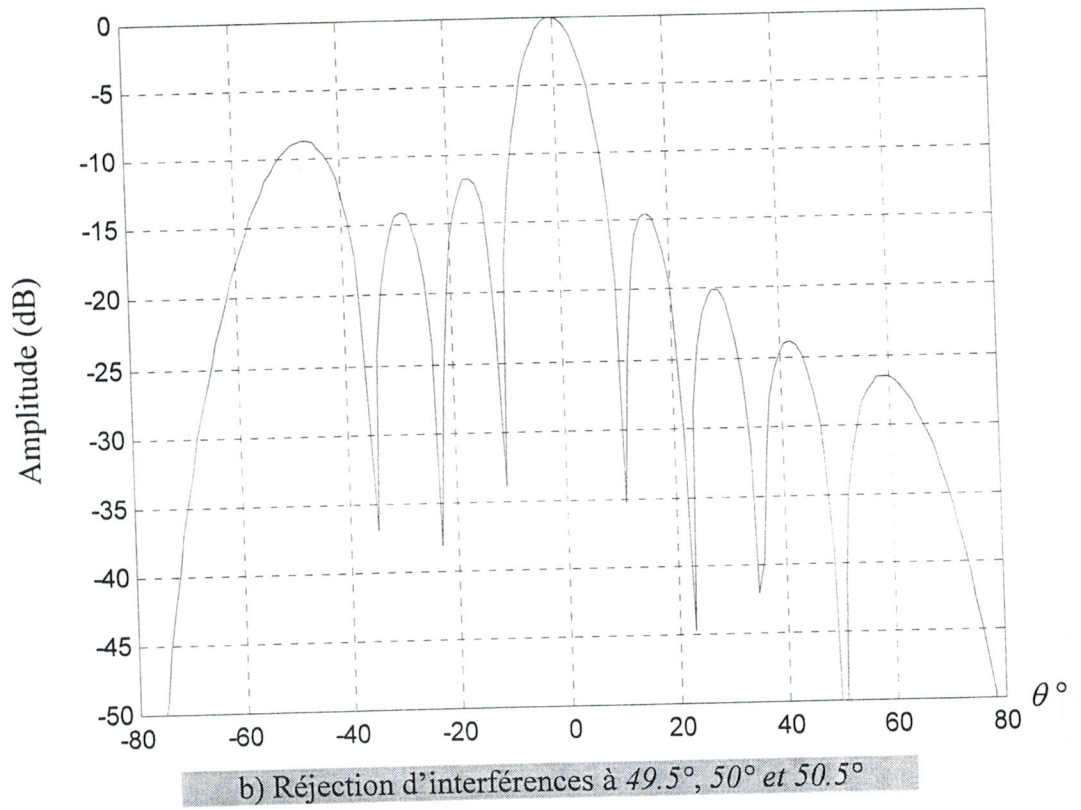
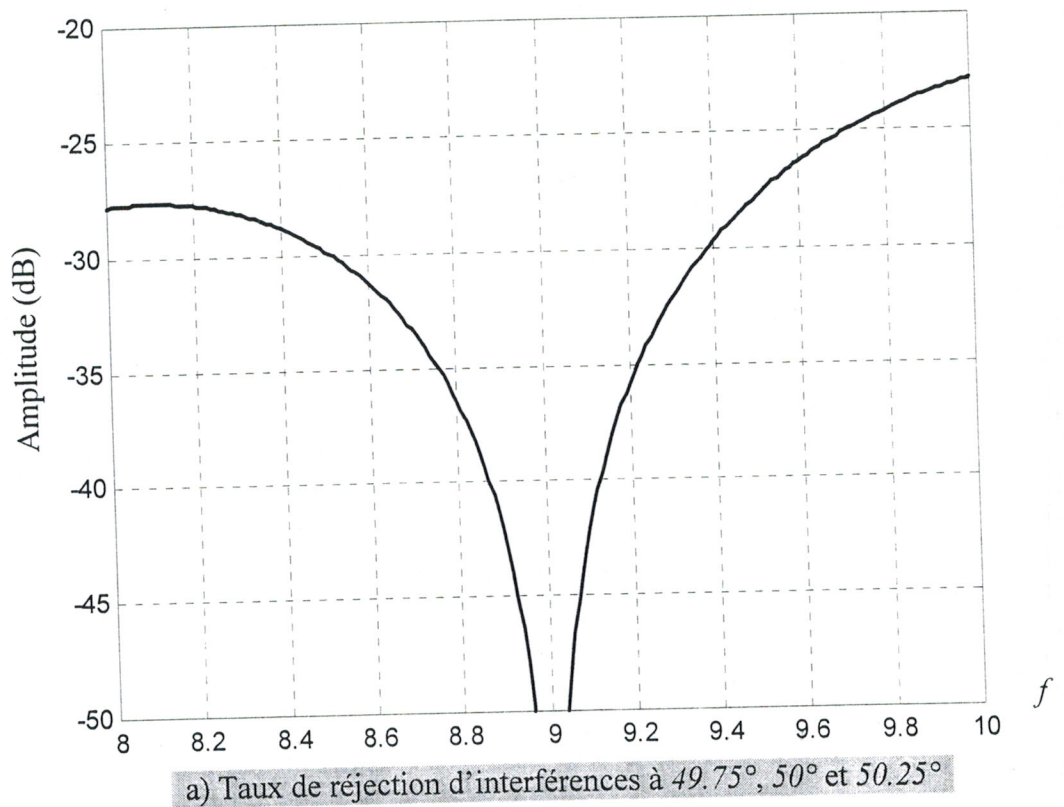


Figure II.42 : Bande passante de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$  et diagramme de rayonnement





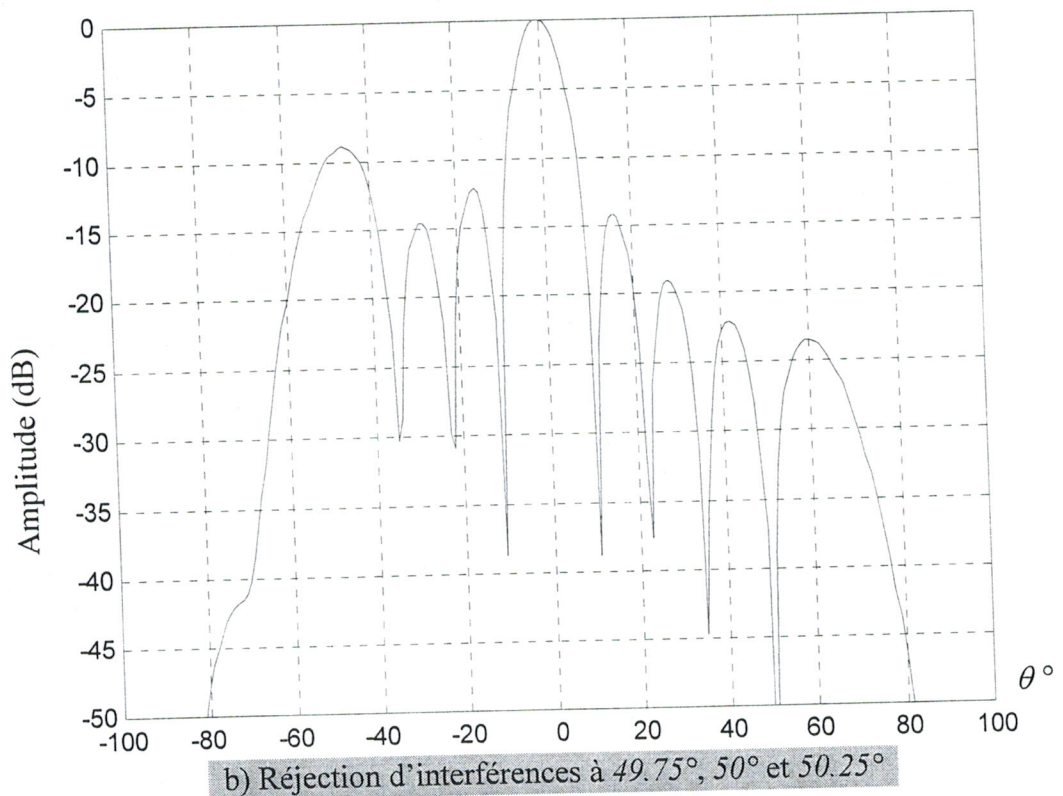


Figure II.43 : Bande passante de réjection d'interférences à 50°, 49.75° et 50.25° et diagramme de rayonnement.

Les figures II.42 et II.43 montrent que la bande passante de réjection s'est améliorée, mais on constate une légère dégradation en direction de l'interférence de 50° en éloignant les interférences fictives (figure II.42.b).

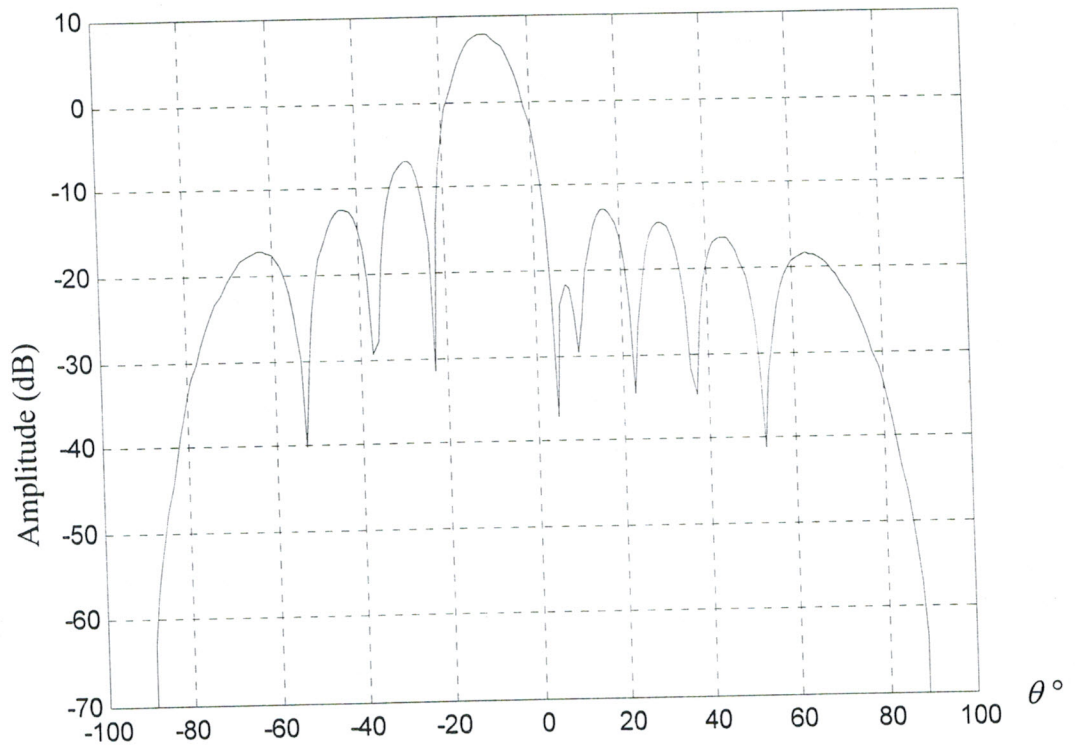
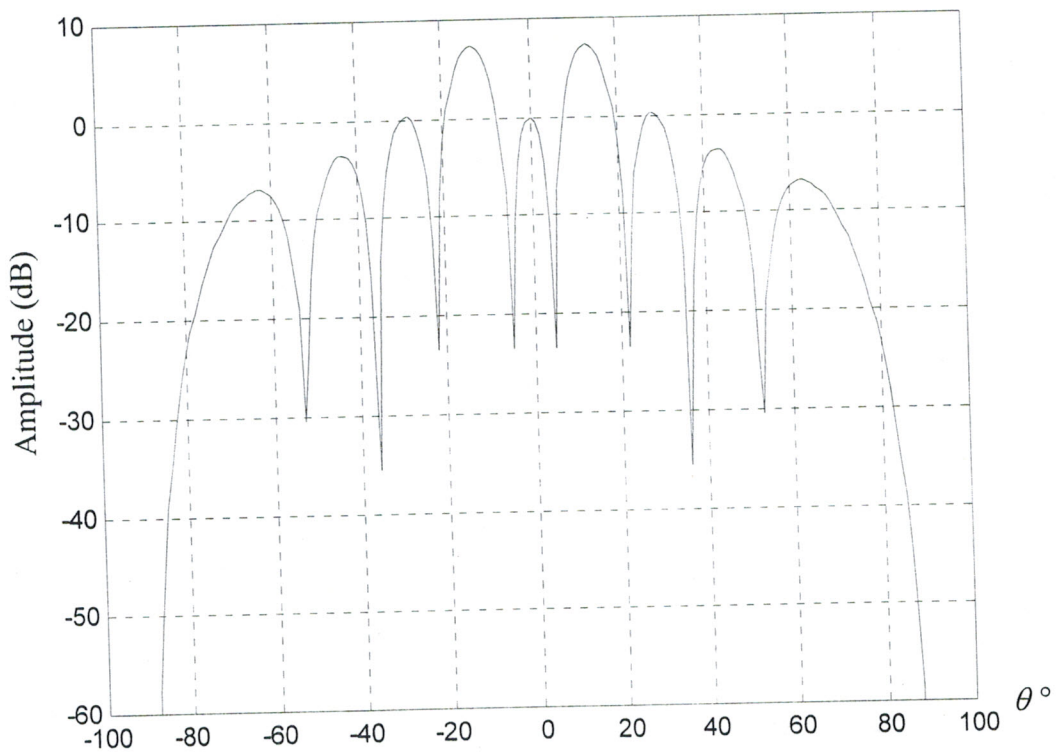
### • Cas de multiples interférences

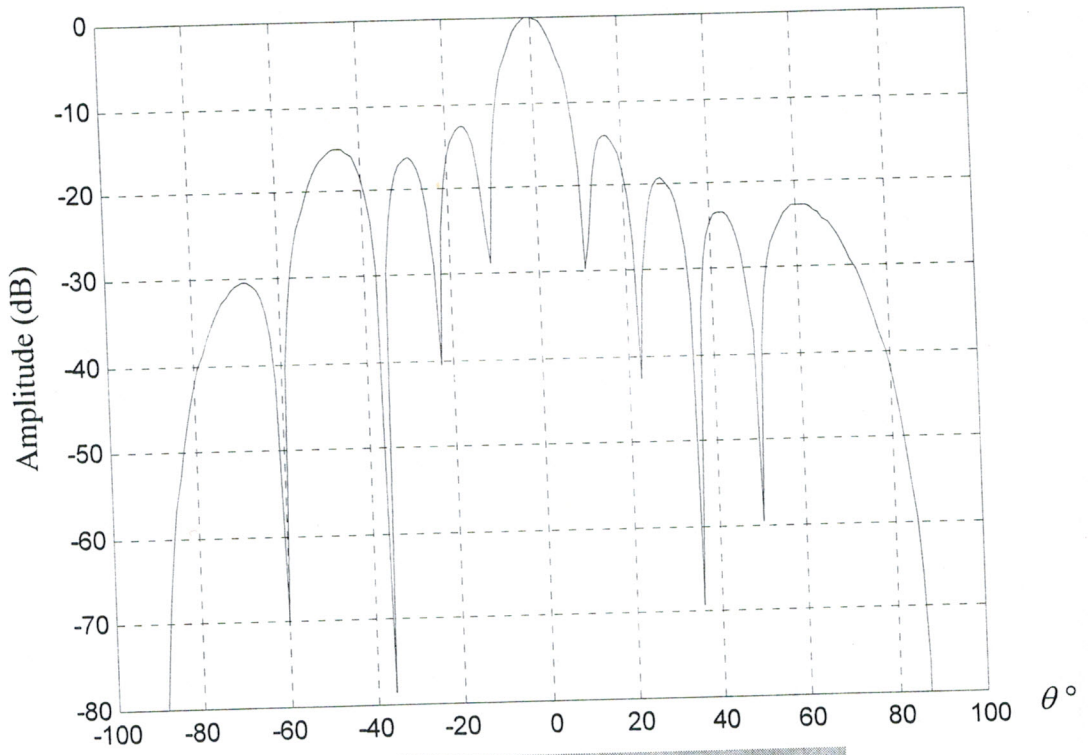
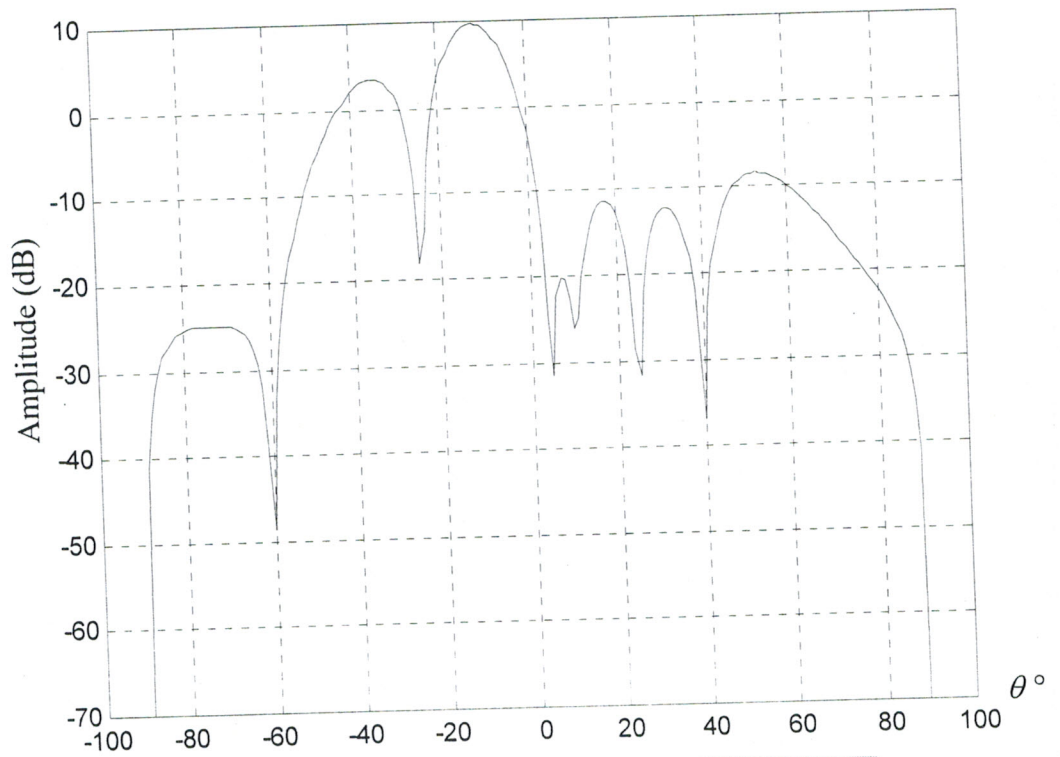
On utilise un réseau rectiligne constitué de 10 éléments espacés de  $\frac{\lambda}{2}$ .

On suppose que toutes les interférences présentent une puissance apparente

$\frac{P_1}{P_q} = 10$ , nous allons étudier l'évolution du diagramme de rayonnement du réseau en

fonction du nombre d'interférences (Figure II.44).

a) Réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ b) Réjection d'interférences à  $-5^\circ$  et  $5^\circ$

c) Réjection d'interférences à  $-60^\circ$  et  $50^\circ$ d) Réjection d'interférences à  $-60^\circ$ ,  $5^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $40^\circ$

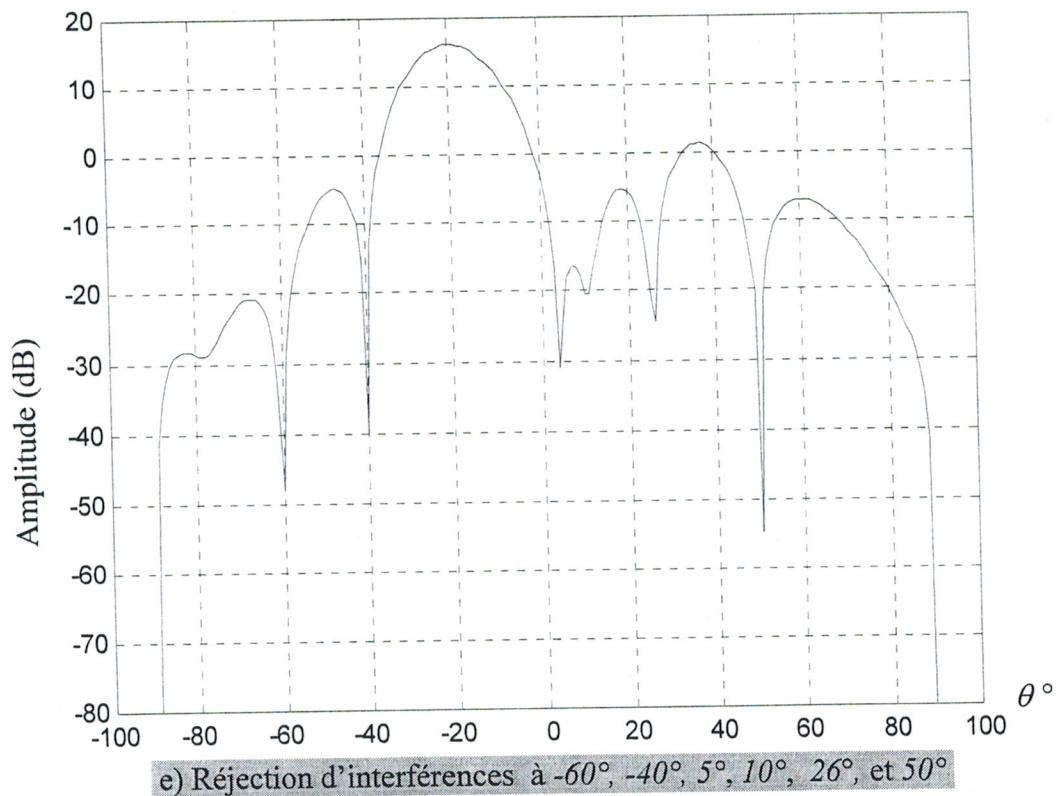


Figure II.44 : Diagrammes de rayonnement adaptés en présence de plusieurs interférences

En présence de deux interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$  proches du lobe principal, nous observons comme prévu (Figure II.44.a) un faible taux de réjection de l'ordre de  $-30$  dB et un décalage du lobe principal de  $9^\circ$ , par contre le gain du réseau a tendance à augmenter, ce qui représente quand même un avantage certain de la méthode.

Un autre résultat intéressant où le décalage du lobe principal est supprimé est présenté sur la figure II.44.b en présence de deux interférences supposées symétriques à  $-5^\circ$  et  $5^\circ$ . Ce maintien du lobe principal à  $0^\circ$  est du justement à ce choix symétrique des directions d'interférences. Nous constatons toujours l'augmentation du gain du réseau à travers le niveau élevé des deux premiers lobes secondaires.

En éloignant les interférences du lobe principal (cas de la figure II.44.c : interférences à  $-60^\circ$  et  $50^\circ$ ), l'adaptation du rayonnement se produit sans dégradation du signal utile principal et sans décalage. Le taux de réjection reste acceptable de l'ordre de  $-70$  dB. On constate toujours un décalage du lobe principal en présence d'interférences dans la direction de ce dernier. Ce décalage varie de  $-10^\circ$  à  $-20^\circ$ , selon le nombre d'interférences et leur rapprochement du lobe principal, cas des figures II.44 a, d, et e.

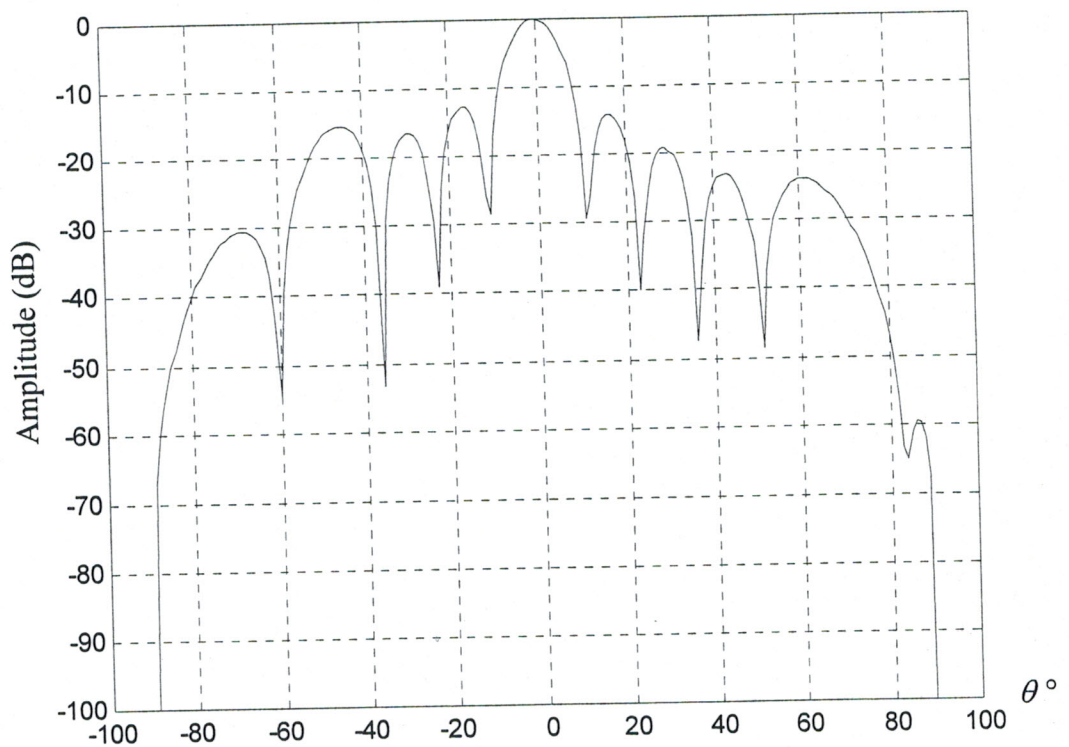


Pour le cas de réjection de quatre et six interférences (figures II.44 d et e), plus l'interférence est proche du lobe principal plus le taux de réjection est faible.

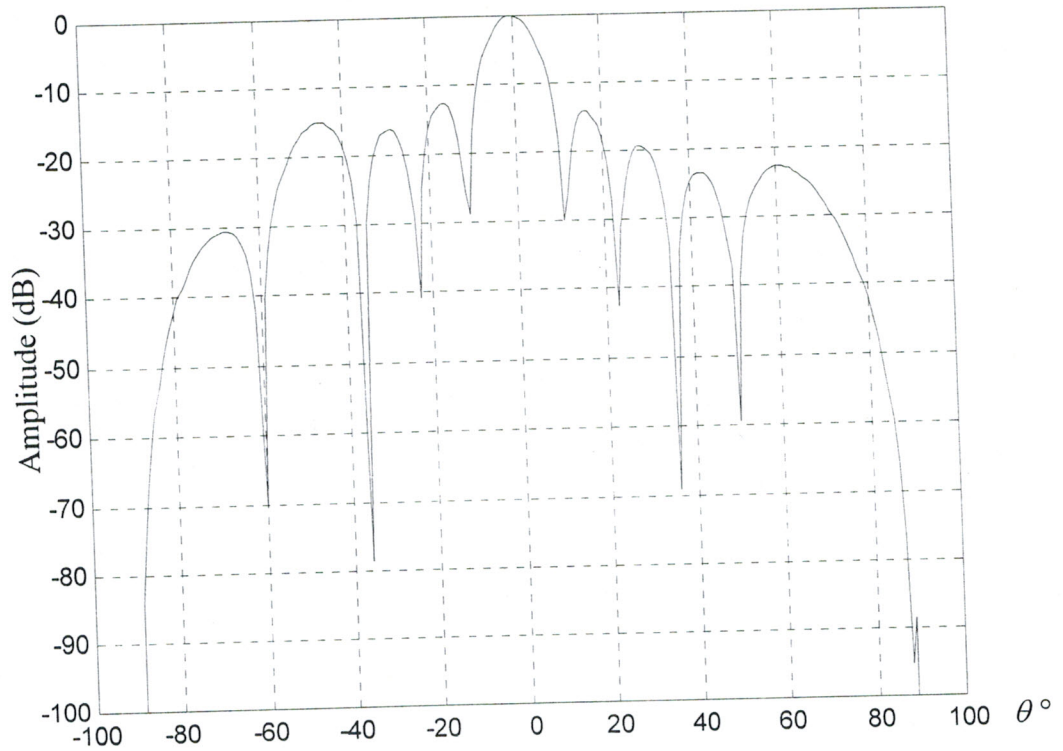
Le diagramme de la figure II.44.e présente un élargissement du lobe principal du probablement au nombre élevé d'interférences et à leurs directions.

• **Etude de la réjection en fonction des puissances d'interférences**

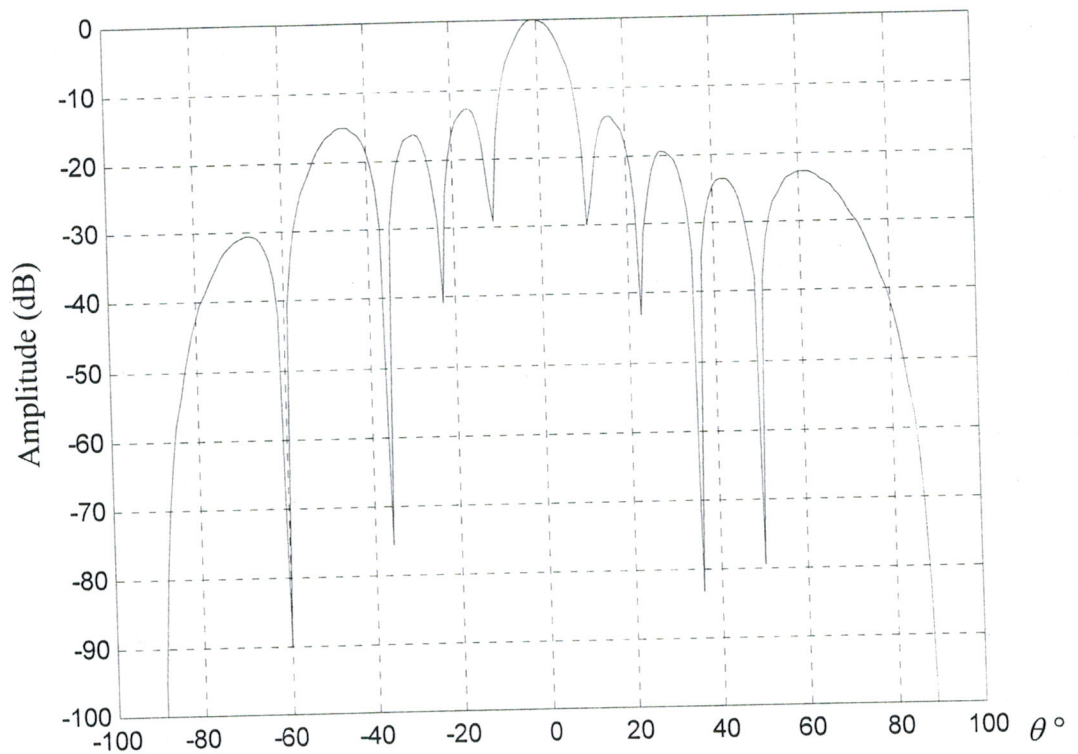
En faisant une étude sur la variation de la puissance apparente relative  $\frac{P_1}{P_q}$  des interférences, on obtient les résultats suivants représentés par les diagrammes de la figure II.45 pour 2 interférences situées dans les directions  $-60^\circ$  et  $50^\circ$  et utilisant le même réseau rectiligne.



a)  $\frac{P_1}{P_q} = 1$



$$b) \frac{P_1}{P_q} = 10$$



$$c) \frac{P_1}{P_q} = 100$$

Figure II.45 : Variation du diagramme de rayonnement en fonction de la puissance relative des interférences

La figure II.45 montre que le niveau de réjection augmente avec l'augmentation de la puissance de l'interférence. La réjection est de l'ordre de  $-100 \text{ dB}$  pour  $\frac{P_1}{P_q} = 100$ , alors

que pour une puissance plus faible ( $\frac{P_1}{P_q} = 1$ ), la réjection ne dépasse pas  $-60 \text{ dB}$ .

Dans le cas d'interférences très élevées, on obtient une réjection totale du signal en direction de l'interférence. On retrouve le cas de la méthode de réjection des interférences par projections.

### II.7.2.b. Réseau plan

On considère maintenant un réseau plan rectangulaire, possédant 10 éléments suivant  $Ox$  et 4 éléments suivant  $Oy$ .

Les éléments sont espacés de  $\frac{\lambda}{2}$  pour les deux directions.

On suppose une interférence arrivant à  $50^\circ$ .

La pondération du réseau générée par la méthode du gradient conjugué est la suivante :

$$w_x = \begin{bmatrix} 0.071 & -21.01^\circ \\ 0.070 & -15.26^\circ \\ 0.076 & -18.71^\circ \\ 0.068 & -19.40^\circ \\ 0.073 & -15.11^\circ \\ 0.073 & -20.77^\circ \\ 0.068 & -16.47^\circ \\ 0.076 & -17.16^\circ \\ 0.070 & -20.62^\circ \\ 0.071 & -14.87^\circ \end{bmatrix}$$

$$w_y = \begin{bmatrix} 0.15 & -26.63^\circ \\ 0.21 & -5.43^\circ \\ 0.21 & -30.45^\circ \\ 0.15 & -9.25^\circ \end{bmatrix}$$

Le diagramme du réseau plan alimenté uniformément est présenté dans la figure II.46.a, tandis que le diagramme de rayonnement du réseau alimenté par la pondération optimale est présenté dans la figure II.46.b.

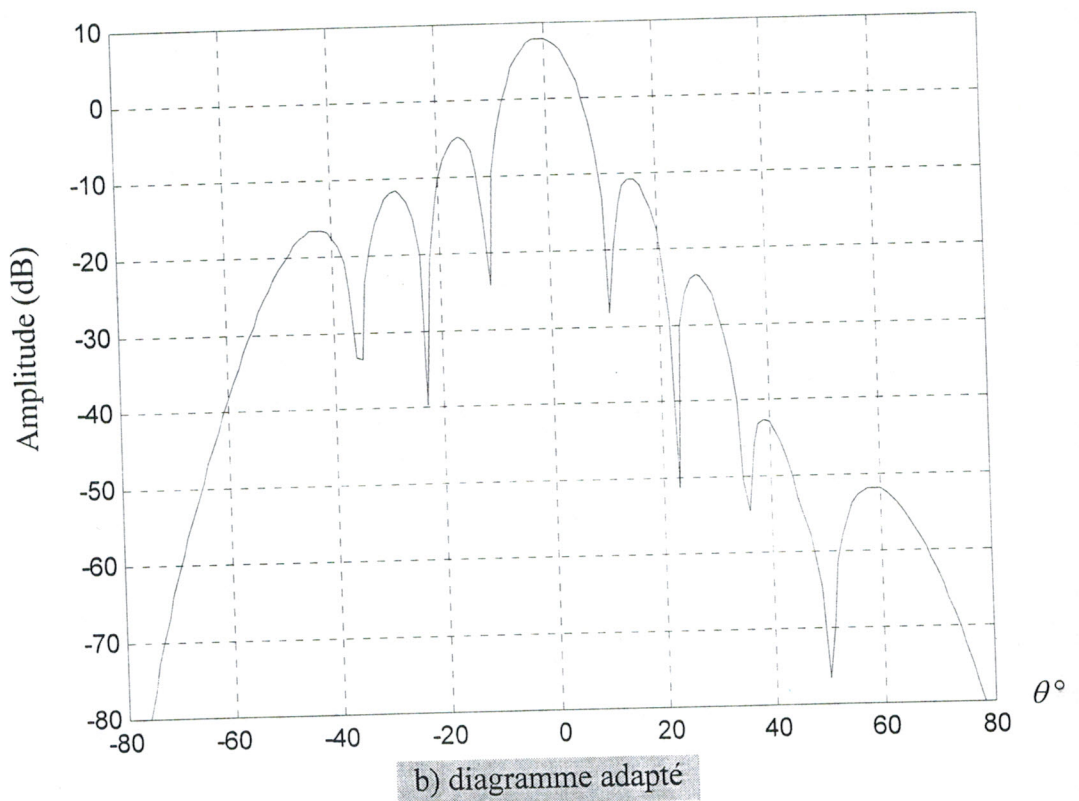
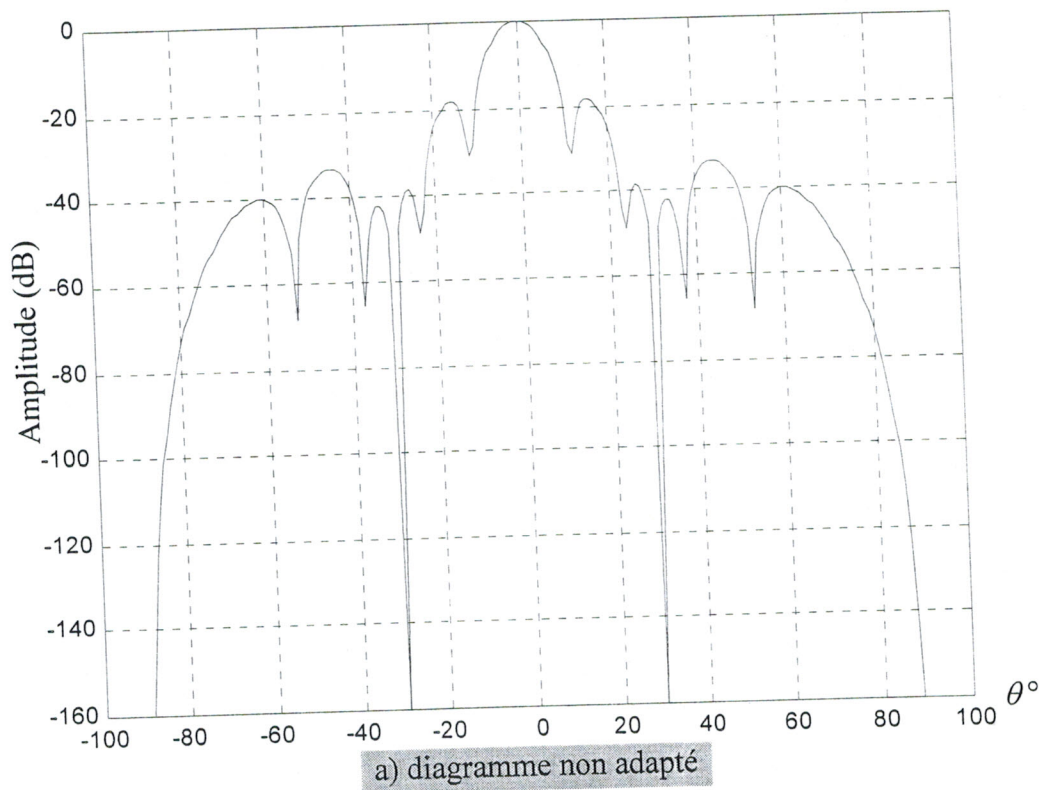


Figure II.46 : Diagramme de rayonnement d'un réseau plan en présence d'une interférence à  $50^\circ$ .

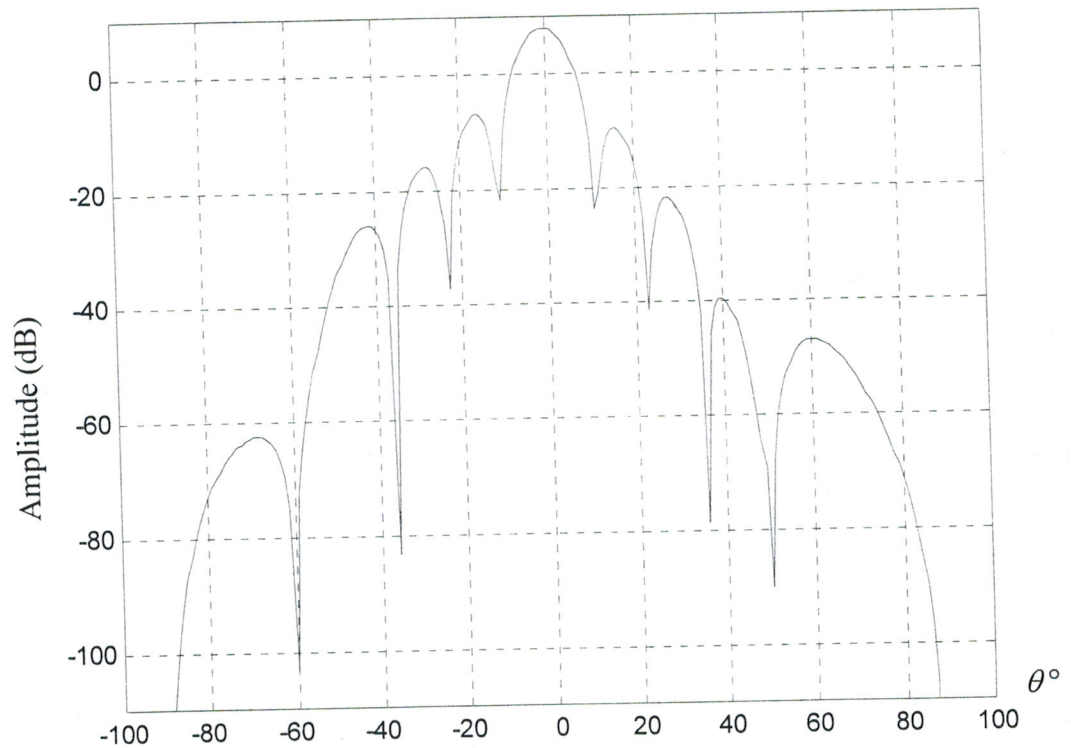


Le niveau de réjection atteint dans la direction de l'interférence par le réseau plan est de  $-76 \text{ dB}$ . On constate aussi l'augmentation des niveaux des lobes de  $7 \text{ dB}$ .

Ce résultat est confirmé par la méthode du gradient conjugué.

- **Cas de multiples interférences**

Dans le cas de plusieurs interférences, on garde le même réseau plan et on obtient les résultats représentés par la figure II.47.



a) Interférences à  $-60^\circ$  et  $50^\circ$

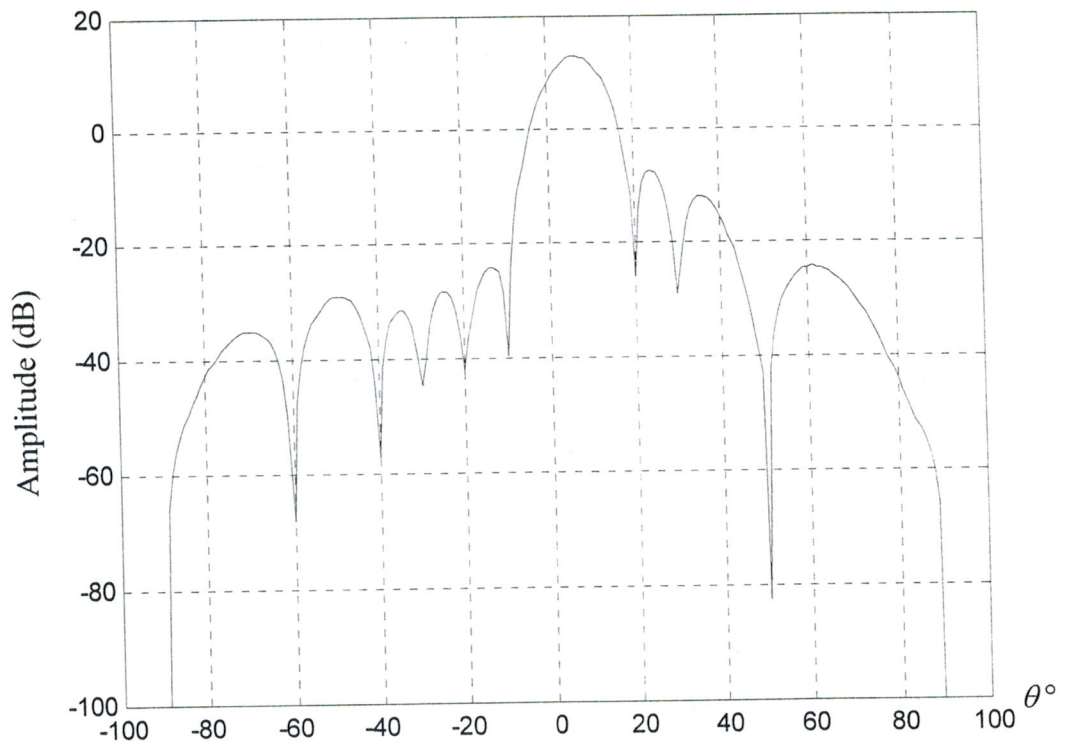
b) Interférences à  $-60^\circ$ ,  $-40^\circ$ ,  $-10^\circ$ , et  $50^\circ$ 

Figure II.47 : Diagramme de rayonnement adapté d'un réseau plan en présence de plusieurs interférences

On constate une augmentation des lobes (7 dB à 10 dB selon le rapprochement des interférences du signal principal utile) due à la méthode de réjection (figures II.47.a et b). Dans la direction du signal principal utile, la réjection atteint  $-40$  dB, alors qu'au delà de cette direction, la réjection peut dépasser  $-60$  dB (figures II.47.a et b).

### II.7.3. Adaptation avec dépointage du signal principal utile

Afin d'améliorer le niveau de réjection des interférences se situant dans le lobe principal, on effectue un dépointage du lobe principal de  $60^\circ$  pour mieux adapter le réseau rectiligne d'antennes à 10 éléments. Le diagramme adapté est présenté dans la figure II.48.

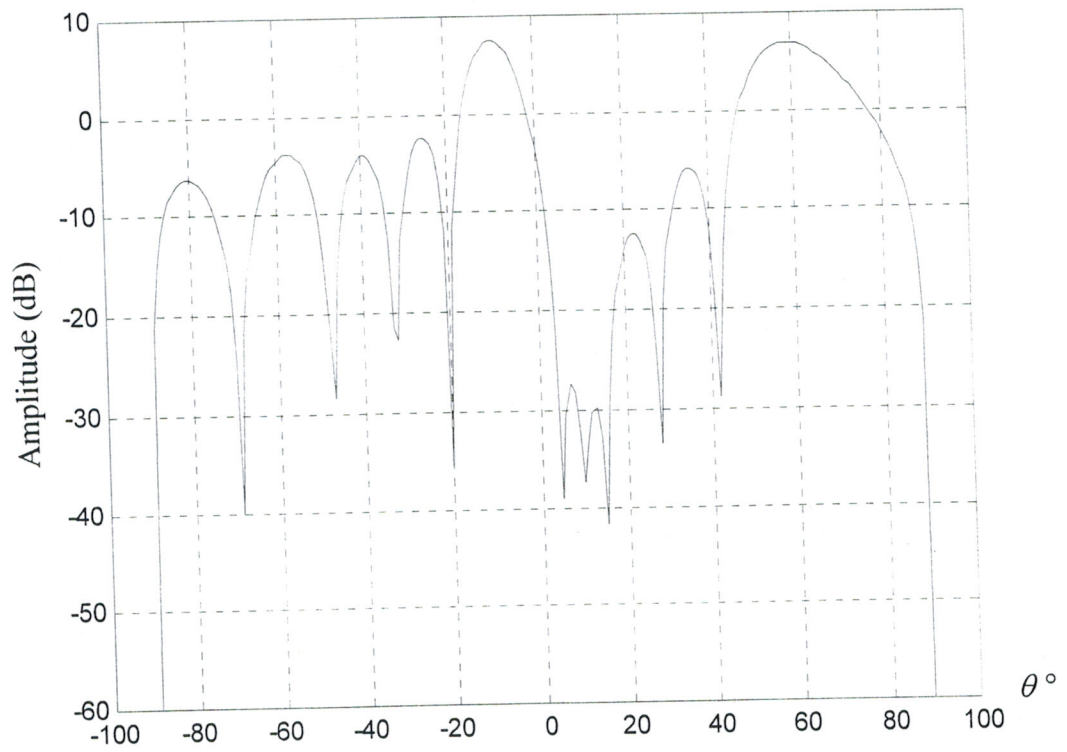


Figure II.48 : Diagramme dépointé de  $60^\circ$ , avec des interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

On constate que les niveaux de réjection atteignent  $-40$  dB.

En remplaçant le réseau à 10 éléments par celui à 100 éléments, en présence de 2 interférences situées à  $10^\circ$  et  $20^\circ$ . Le diagramme de rayonnement adapté est présenté dans la figure II.49.

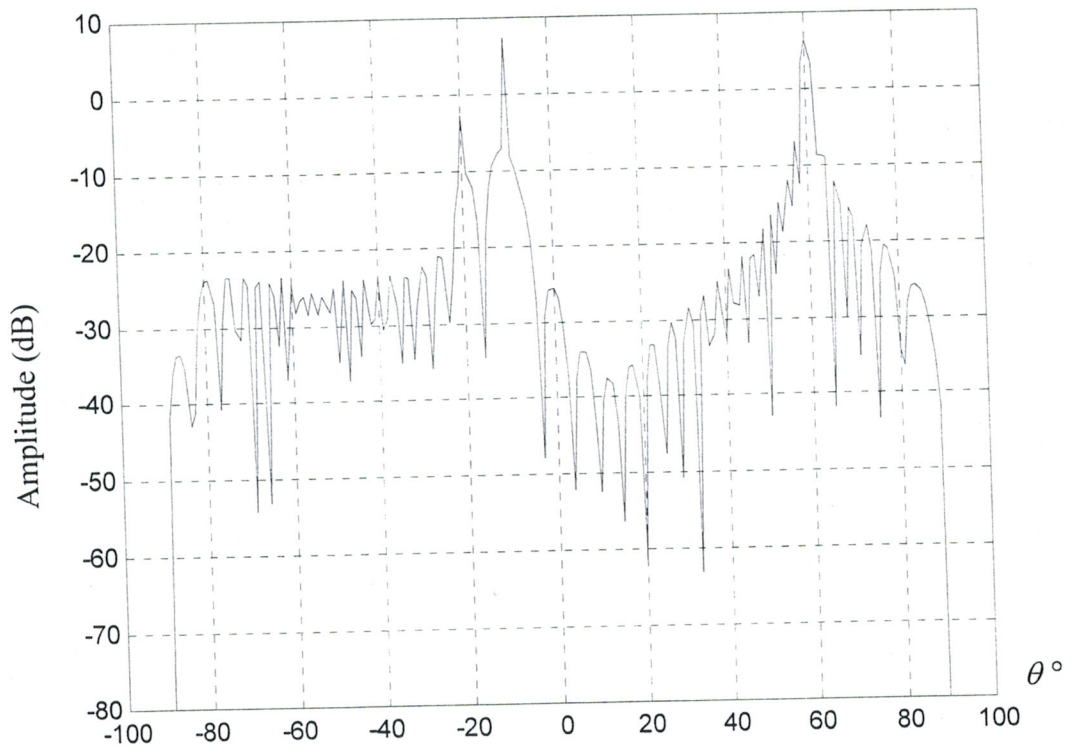


Figure II.49 : Diagramme de rayonnement adapté pour 100 éléments

On obtient un diagramme de rayonnement très directif. Les niveaux de réjection en direction des interférences dépassent  $-50$  dB.

On étudie à présent un réseau plan à 100 éléments, en présence de 4 interférences situées dans les directions  $-40^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $20^\circ$ . On dépointe le diagramme de  $-60^\circ$ , afin d'éviter les interférences dans la direction du lobe principal.

Le diagramme obtenu est présenté dans la figure II.50.



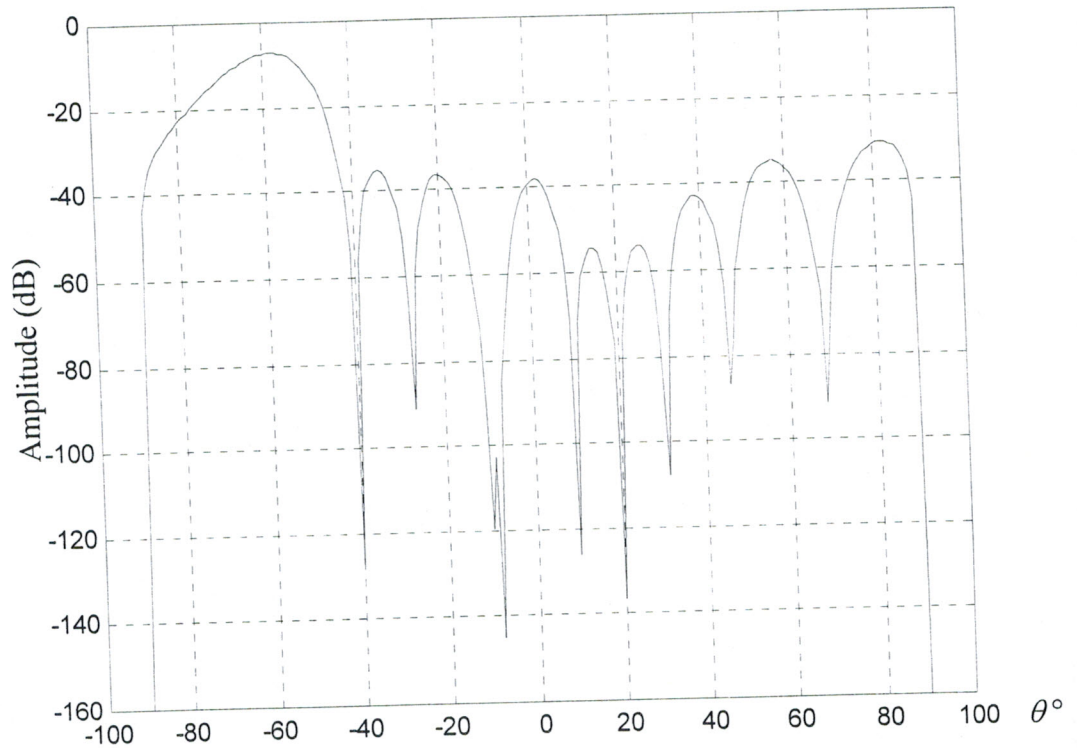


Figure II.50 : Diagramme dépointé de  $-60^\circ$  et adapté en présence d'interférences à  $-40^\circ$ ,  $-10^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $20^\circ$ .

On remarque que les niveaux de réjection dépassent  $-120$  dB, ceci est due à l'utilisation du réseau plan et à la méthode de réjection d'interférence.

Nous remarquons d'une manière générale, que le dépointage du réseau plan a tendance à augmenter le niveau de lobes secondaires dans la direction opposée à celle du dépointage. Le problème est souvent posé dans l'étude des réseaux d'antennes.

## II.8. Etude comparative théorique entre les différentes méthodes

### • Comparaison des méthodes d'optimisation des projections et rapport S/B+I

Considérons le cas particulier d'un brouillage unique  $B_1(\theta_1, \phi_1)$  :

$s_1$  est le vecteur d'espace dans la direction de  $B_1$ .

$w_0$  est le vecteur d'alimentation de réseau d'antennes avant apparition du brouillage.

La méthode des projections conduit au résultat suivant :

$$N_{proj} = \left( I - \frac{s_1 s_1^H}{s_1^H s_1} \right) w_0 \quad (II.93)$$

La solution optimale au sens du rapport  $\frac{S}{B+I}$  s'écrit :

$$w_{opt} = \left( I - \frac{P_1 s_1 s_1^H}{P_q + P_1 s_1^H s_1} \right) w_0 \quad (II.94)$$

Nous remarquons que pour  $\left( \frac{P_1 s_1^H s_1}{P_q} \gg 1 \right)$  ou  $(P_q \rightarrow 0)$

$$\frac{P_1}{P_q + P_1 s_1^H s_1} \rightarrow \frac{1}{s_1^H s_1}$$

Par conséquent :

$$\text{Lim}(w_{opt}) = \left( I - \frac{s_1 s_1^H}{s_1^H s_1} \right) w_0 = w_{proj} \quad (II.95)$$

Le résultat obtenu au paragraphe II.5.2.a. (Etude de la réjection en fonction des puissances des interférences) n'est donc pas surprenant. Cette propriété se généralise dans le cas de  $M$  brouillages.

La méthode des projections est un cas limite de la méthode d'optimisation du rapport

$$\frac{S}{B+I}$$

### • Comparaison des méthodes d'optimisation du type moindres carrés et rapport S/B+I

La méthode d'optimisation du rapport  $\frac{S}{B+I}$  a conduit à la solution suivante :

$$w_{opt} = \mu M^{-1} s \quad (II.96)$$

$$\text{avec } M = P_q I + \sum_{k=1}^M P_k b_k b_k^H \quad (II.97)$$

Le résultat issu de la méthode des moindres carrés est :

$$w_{LMS} = \mu R_x^{-1} s \quad (\text{II.98})$$

$$\text{avec } R_x = E[x(t)x^H(t)] \quad (\text{II.99})$$

Avec les notations utilisées précédemment :

$$x(t) = (B + I)(t) + s(t) \quad (\text{II.100})$$

En supposant que les signaux du bruit ne sont pas corrélés avec le signal utile, il vient :

$$R_x = E[x(t)x^H(t)] = E[(B + I)(t)(B + I)^H(t)] + P_s s s^H \quad (\text{II.101})$$

$$\text{Par définition, } M = E[(B + I)(t)(B + I)^H(t)] \quad (\text{II.102})$$

$$\text{Ainsi, } R_x = M + P_s s s^H \quad (\text{II.103})$$

Rappelons le lemme d'inversion d'une matrice :

$$(A + \alpha x x^H)^{-1} = A^{-1} - \frac{\alpha A^{-1} x x^H A^{-1}}{1 + \alpha x^H A^{-1} x} \quad (\text{II.104})$$

où  $A$  est une matrice inversible  $N \times N$ ,  $x$  un vecteur de  $C^N$  et  $\alpha$  une constante réelle.

On déduit que :

$$R_x^{-1} = M^{-1} - \frac{P_s M^{-1} s s^H M^{-1}}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \quad (\text{II.105})$$

Par conséquent :

$$w_{LMS} = \mu' R_x^{-1} s = \mu' M^{-1} s - \frac{P_s M^{-1} s s^H M^{-1} s}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \quad (\text{II.106})$$

soit :

$$w_{LMS} = \left( \frac{\mu'}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \right) M^{-1} s \quad (\text{II.107})$$

La relation entre les deux optimisations s'écrit :

$$w_{LMS} = \left( \frac{\mu'}{\mu(1 + P_s s^H M^{-1} s)} \right) w_{opt} \quad (\text{II.108})$$

Cette expression montre que les vecteurs d'alimentation obtenus par les deux méthodes d'optimisation, sont colinéaires. D'autre part, sachant qu'un facteur multiplicatif sur les coefficients d'alimentation n'affecte pas le rapport  $\frac{S}{B+I}$  du réseau d'antennes, nous pouvons conclure que :

$$\frac{S}{B + I_{LMS}} = \frac{S}{B + I_{opt}} = P_s s^H M^{-1} s \quad (\text{II.109})$$

Donc les deux méthodes de réjection : par maximisation du rapport signal sur bruit et celle basée sur les moindres carrés aboutissent au même résultat.

• **Comparaison des méthodes d'optimisation du type gradient conjugué et rapport S/B+I**

La méthode d'optimisation du rapport  $\frac{S}{B+I}$  a conduit à la solution suivante :

$$w_{opt} = \mu M^{-1} s \quad (\text{II.110})$$

$$\text{avec } M = P_q I + \sum_{k=1}^N P_k b_k b_k^H \quad (\text{II.111})$$

La méthode d'optimisation du gradient conjugué conduit à la solution suivante :

$$w_{grd} = \frac{g}{s^t R^{-1} s^*} R^{-1} s^* \quad (\text{II.112})$$

$$\text{avec } R = E[x^*(t)x^t(t)] \quad (\text{II.113})$$

$$\text{donc : } R = M + P_s s s^H \quad (\text{II.114})$$

On déduit que :

$$R_x^{-1} = M^{-1} - \frac{P_s M^{-1} s s^H M^{-1}}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \quad (\text{II.115})$$

donc :

$$w_{grd} = g \left[ M^{-1} - \frac{P_s M^{-1} s s^H M^{-1}}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \right] s^t \frac{1}{s^t \left[ M^{-1} - \frac{P_s M^{-1} s s^H M^{-1}}{1 + P_s s^H M^{-1} s} \right] s^*} \quad (\text{II.116})$$

$$w_{grd} = \frac{g M^{-1} s^*}{s^t M^{-1} s^*} \quad (\text{II.117})$$

La relation entre  $w_{opt}$  et  $w_{grd}$  s'écrit :

$$w_{grd} = \left( \frac{g}{s^t M^{-1} s^*} \right) w_{opt} \quad (\text{II.118})$$

Puisque les facteur multiplicatifs n'affecte pas le rapport S/B, on peut dire que les deux vecteurs sont identiques à un facteur multiplicatif près.

Donc les deux méthodes de réjection se confondent et donnent des résultats similaires.



## II.9. Conclusion

Nous avons exposé quatre méthodes de réjection d'interférences :

- 1- la méthode des projections,
- 2- la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit,
- 3- la méthode des moindres carrés,
- 4- la méthode du radient conjugué.

Les outils de synthèse adaptative développés et simulés pour les réseaux d'antennes imprimées à base de ces quatre méthodes d'optimisation pour la détermination de la commande optimale d'alimentation, nous ont permis de mettre en évidence plusieurs points correspondants à la précision, au temps de calcul, à l'efficacité des méthodes adaptatives, au taux de réjection, à la bande passante, au rayonnement et à l'alimentation.

La souplesse de mise en œuvre de ces méthodes de réjection, leur précision et la rapidité de leur temps de calcul ont permis de simuler et de traiter un nombre important et varié de cas concrets d'adaptation de réseaux d'antennes à leur environnement. Les logiciels réalisés sont destinés aussi à des commandes optimales programmables de l'alimentation afin d'assurer les fonctions de balayage électronique et d'autoadaptativité. Le réseau autoadaptatif permettra de minimiser d'une manière automatique la dégradation de la liaison utile.

Les résultats obtenus, de part leur variété, sont généraux dans le sens que la géométrie du réseau (nombre d'éléments, réseaux rectiligne et plan), ainsi que le nombre d'interférences, leur direction et leur puissance sont quelconques.

La méthode des projections consiste à créer un zéro ( $-160$  dB) dans le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes dans chacune des  $M$  directions du brouillage. Les trois autres méthodes étudiées et développées peuvent être qualifiées d'optimales. Grâce à ces méthodes, nous avons pu résoudre le problème de dégradation importante du signal utile posé par la réjection de l'interférence et rencontré lors de l'utilisation de la méthode des projections. Néanmoins, la dégradation du lobe principal utile persiste après la réjection d'interférences dans la direction de ce lobe en utilisant même la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit ou la méthode des moindres carrés. Ce problème a été résolu à l'aide de la méthode du gradient conjugué qui impose une contrainte de gain dans la direction du lobe principal.

Nous avons montré d'une manière générale que les résultats issus des trois méthodes d'optimisation sont très comparables. Parallèlement, dans le cas où la puissance

apparente émise par les interférences est très élevée, ces trois méthodes conduisent au même résultat que la méthode des projections.

Nous avons aussi montré comment utiliser le dépointage du faisceau principal pour éviter sa dégradation en présence d'interférences en appliquant les trois méthodes d'optimisation. Le diagramme de rayonnement de la réception ainsi décalé ou dépointé vers une cible peut être au mieux adapté en présence de brouilleurs.

Enfin, une étude théorique comparative sur la pondération complexe d'alimentation générée par les différentes méthodes d'adaptation, nous a permis de confirmer les résultats obtenus par simulation.

Ces méthodes d'optimisation déterministes nécessitent des calculs théoriques relativement longs et complexes pour aboutir à la solution optimale d'adaptation du réseau d'antennes, bien que leur temps de calcul machine reste relativement rapide. Aussi, sur le plan de réalisation pratique du réseau d'alimentation, des fonctions particulières et propres à chaque méthode sont imposées. Afin de s'affranchir de la complexité de ce problème d'adaptation et de simplifier le modèle étudié et son système d'alimentation, nous proposons au chapitre 3 l'utilisation d'une méthode statistique originale d'optimisation telle que l'algorithme génétique.

# CHAPITRE

# 3

Algorithme  
génétique  
appliqué  
aux réseaux  
adaptatifs  
d'antennes



### III.1. Introduction

Les méthodes analytiques de réjection d'interférences mathématiquement élégantes, présentent quelques imperfections : la pondération complexe d'alimentation du réseau d'antennes est déterminée en calculant l'inverse d'une matrice de covariance, ce qui impose un corrélateur au niveau de chaque élément du réseau, ainsi qu'un calculateur pour inverser cette matrice. Notons aussi que pour appliquer le vecteur d'alimentation optimal issu du calculateur et assurer ainsi une bonne réjection des interférences, il faut équiper le réseau d'un calibre sophistiqué qui ajuste l'alimentation aux valeurs trouvées. Ces artifices supplémentaires ont pour effet d'augmenter le coût de réalisation du réseau d'antennes. Afin d'y remédier, une autre approche de réjection d'interférences est proposée, basée sur une méthode d'optimisation statistique, telle que l'algorithme génétique. Cette approche permet une exploration statistique et une recherche optimale de l'alimentation du réseau adaptatif d'antennes imprimées.

Par rapport aux autres méthodes déterministes différents dans leur principe de fonctionnement, le principe de cette méthode statistique reste général et évolutif dans le sens large du concept d'adaptation du réseau d'antennes.

### III.2. Principe de l'algorithme génétique

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation basés sur les mécanismes de la sélection naturelle. Ils ont été conçus à l'origine pour résoudre des problèmes traitant l'adaptation des individus à leur environnement, ce qui a amené les chercheurs à tenter de reproduire certains phénomènes naturels.

Les algorithmes génétiques ont été développés par John Holland et ses étudiants à l'université du Michigan [24]. Leur recherche avait deux objectifs principaux : mettre en évidence et expliquer rigoureusement les processus d'adaptation des systèmes naturels et concevoir des systèmes artificiels (en l'occurrence des logiciels) qui possèdent les propriétés importantes des systèmes naturels.

Ils consistent à faire évoluer une population de dispositifs à l'aide de différents opérateurs : sélections, croisements, mutations. Ils sont en particulier utilisés pour les problèmes d'optimisation comportant de multiples paramètres et objectifs.

Le vocabulaire employé est directement calqué sur celui de la théorie de l'évolution et de la génétique. Nous parlerons donc d'individus (solutions potentielles), de populations, de gènes (variables), de chromosomes, de parents, de descendants, de reproductions, de



croisements, de mutations, etc... Nous nous appuyerons constamment sur des analogies avec les phénomènes biologiques.

Les algorithmes génétiques sont basés sur la théorie de l'évolution Darwinienne de la survie des individus les mieux adaptés, c'est à dire ceux qui optimisent le mieux la fonction d'évaluation (ou fitness en anglais) et les échanges d'information pseudo-aléatoires [25].

A chaque génération, l'algorithme génétique crée une nouvelle population, à partir de la population précédente, composée d'individus mieux adaptés par rapport à leur fonction d'évaluation.

Dans leur quête de la robustesse, les algorithmes génétiques (AG) diffèrent d'une manière fondamentale des autres méthodes classiques, selon les axes suivants :

- les AG utilisent un codage des paramètres et non les paramètres eux mêmes,
- les AG travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique,
- les AG n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, pas sa dérivée, ou une autre connaissance auxiliaire,
- les AG utilisent des règles de transmission probabilistes et non déterministes.

### **III.3. Codage**

Les algorithmes génétiques agissent sur des populations d'individus, chacun étant codé. La première étape est de définir et de coder convenablement le problème.

A chaque variable d'optimisation  $x_i$  (à chaque paramètre du dispositif), nous faisons correspondre un gène. Nous appelons chromosome un ensemble de gènes. Chaque dispositif est représenté par un individu doté d'un génotype constitué d'un ou plusieurs chromosomes. Nous appelons population un ensemble de  $N$  individus que nous allons faire évoluer.

On aboutit à une structure présentant cinq niveaux d'organisation (figure III.1), d'où résulte le comportement complexe des AG :

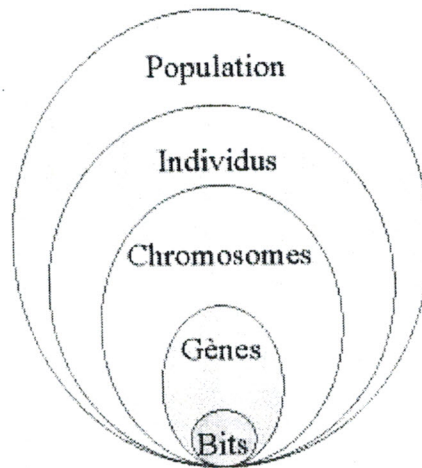


Figure III.1 : Les cinq niveaux d'organisation de l'algorithme génétique.

Un des avantages du codage binaire est que l'on peut ainsi facilement coder toutes sortes d'objets : des réels, des entiers, des valeurs booléennes, des chaînes de caractères, etc ... Cela nécessite simplement l'usage de fonctions de codage et décodage pour passer d'une représentation à l'autre.

Nous considérons un espace de recherche fini pour les  $N$  variables supposées réelles :

$$x_{i_{\min}} < x_i < x_{i_{\max}} \quad \forall i \in [1, N] \quad (\text{III.1})$$

Pour un codage de 16 bits des variables, on aura des gènes de la forme suivante :

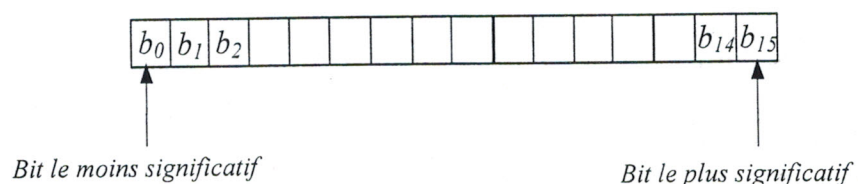


Figure III.2 : Gène codé par une chaîne binaire à 16 bits.

A chaque variable réelle  $x_i$ , on associe donc une chaîne binaire  $g_i$  telle que :

$$0 < g_i < g_{\max} \quad (\text{III.2})$$

La formule du décodage à 16 bits est donnée par :

$$g_i = \sum_{i=0}^{15} b_i 2^i \quad (\text{III.3})$$

Afin de passer de la valeur réelle des variables au représentation binaire, on effectue le codage et le décodage présentés respectivement par les formules suivantes :

$$g_i = \frac{x_i - x_{i\min}}{x_{i\max} - x_{i\min}} g_{\max} \quad (III.4)$$

$$x_i = x_{i\min} + (x_{i\max} - x_{i\min}) \frac{g_i}{g_{\max}} \quad (III.5)$$



### III.4. Fonction d'évaluation

La fonction d'évaluation  $f(x)$  ou fonction fitness est utilisée pour déterminer la force de chaque individu dans une population, à se reproduire. C'est le seul lien entre le problème physique à optimiser et l'algorithme génétique.

La fonction d'évaluation renvoie des valeurs proportionnelles à chaque individu et ces valeurs doivent être impérativement positives.

Les A.G. sont des maximiseurs par défaut. Ils recherchent l'individu qui présente la valeur la plus élevée de la fonction d'évaluation. Pour résoudre les problèmes de minimisation, il suffit d'appliquer l'équation suivante :

$$fitness = Max - f(x) \quad (III.6)$$

où  $Max$  représente la valeur maximale de la fonction d'évaluation.

### III.5. Population initiale

La première étape de l'algorithme est la genèse de la population, c'est-à-dire le choix des dispositifs de départ que nous allons faire évoluer. On pourrait prendre des individus régulièrement répartis dans l'espace. Néanmoins, une initialisation aléatoire est plus simple à réaliser : les valeurs  $g_i$  des gènes sont tirées au hasard selon une distribution uniforme. Notons, qu'on peut, si nécessaire, introduire des individus déjà déterminés.

Il existe un compromis entre le choix de la taille de la population et le temps de calcul et la qualité de la solution. Pour une meilleure diversité des solutions, nous augmentons le nombre d'individus dans une population, donc nous aurons des solutions de meilleure qualité. Mais, cela va considérablement augmenter le temps de calcul.



## III.6. Opérateurs de l'algorithme génétique

### III.6.1. Sélection

La sélection est un procédé dans le quel chaque individu est copié en fonction des valeurs de la fonction  $f$  (fitness) à optimiser. Cela revient à donner aux individus dont la valeur de  $f$  est plus grande, une probabilité plus élevée de contribuer à la génération suivante, en créant au moins un descendant. On peut donc assimiler cet opérateur à un arbitre final qui décide de la vie ou de la mort de chaque individu de la population.

Il existe trois stratégies de sélection différentes :

- **Sélection par décimation**

C'est la stratégie de sélection la plus simple. Elle consiste à classer tous les individus d'une population, du plus grand au plus petit, selon la valeur de la fonction d'évaluation ou fitness. Ensuite, à fixer un seuil minimal (dans le cas d'une fonction à maximiser) de la fonction fitness et à supprimer tous les individus qui se présentent avec une fonction fitness inférieure au seuil imposé. Ainsi, seul les meilleurs individus restants participeront à compléter cette population et à créer une nouvelle génération, par accouplement entre eux.

L'avantage de la décimation de population réside dans sa simplicité. Mais, certains individus peuvent présenter des caractéristiques intéressantes et être éliminés. Il est en effet nécessaire de maintenir une diversité génétique suffisante dans la population, celle-ci constituant un réservoir de gènes peut être utile par la suite. En effet, tout individu peut transmettre à sa descendance, des gènes (paramètres de composants), qui, une fois combinés avec d'autres, peuvent se révéler intéressants.

- **Sélection proportionnelle**

La sélection des individus s'effectue selon une probabilité donnée, cette stratégie peut être mise en œuvre par une roulette russe, où chaque individu occupe une section de la roue proportionnelle à sa probabilité. La roue de la figure III.3 [25] illustre le principe de la sélection proportionnelle pour une population de quatre individus. Les tailles des sections de la roue sont proportionnelles aux probabilités des quatre individus. L'individu 3 a plus de chance d'être sélectionné que l'individu 1.



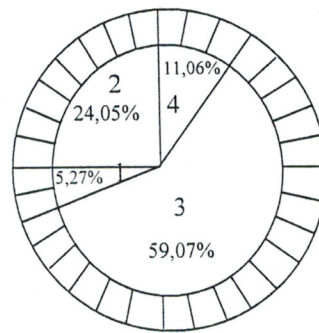


Figure III.3 : Représentation de la sélection proportionnelle de quatre individus.

La probabilité de sélection de l'individu  $i$  est donnée par :

$$propabilité_i = \frac{fitness_i}{\sum_i fitness_i} \tag{III.7}$$

Cette stratégie est la plus utilisée dans les algorithmes génétiques.

- **Sélection par tournois**

Deux individus ou plusieurs sont choisis au hasard et luttent pour accéder à la génération intermédiaire (on compare leurs fonctions d'adaptation). Le plus adapté l'emporte. Il sera copié dans la population de la génération suivante. Cette étape est répétée jusqu'à ce que la génération soit remplie ( $N$  individus). Il est tout à fait possible que certains individus participent à plusieurs tournois : s'ils gagnent plusieurs fois, ils auront donc droit d'être copiés plusieurs fois dans la génération intermédiaire, ce qui favorisera la pérennité de leurs gènes. La sélection par tournois converge mieux et plus vite que ses homologues.

### III.6.2. Croisement

Le phénomène de croisement est une propriété naturelle de l'ADN. C'est par analogie qu'ont été conçus les opérateurs de croisement dans les AG. Il consiste à recombiner d'une certaine façon les chromosomes de deux individus de la population dits parents pour former deux nouveaux individus appelés enfants. Il existe deux types de croisements :

• **Croisement en un point**

On choisit au hasard deux individus. Le point de croisement est choisi selon une certaine probabilité  $P_{cross}$  (où  $P_{cross}$  représente la probabilité du crossover comprise entre 0.6 et 0.8 dans la génétique naturelle).

Si  $P < P_{cross}$  : alors les parties précédant le point de croisement sont copiées des parents vers leurs enfants, alors que les parties qui suivent le point de croisement sont croisées en les copiant vers leurs enfants comme le montre la figure III.4.

Si  $P > P_{cross}$  : alors les deux parents sont copiés vers les enfants sans croisement.

Notons, que le croisement s'effectue directement au niveau binaire et non pas au niveau des gènes. Un chromosome peut donc être coupé au milieu d'un gène.

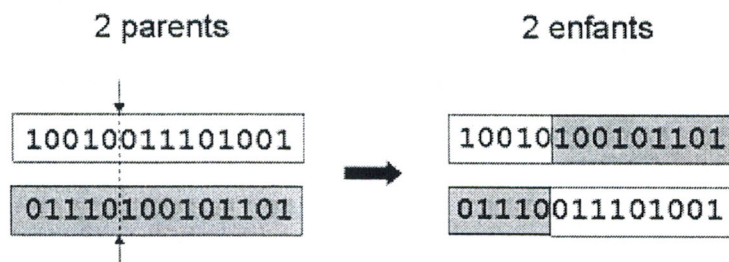


Figure III.4 : Croisement en un point

• **Croisement en deux point**

C'est le même principe que dans le cas précédent, sauf qu'ici le croisement se fait en deux points (figure III.5) . Nous avons utilisé cet opérateur car il est généralement considéré comme plus efficace que le précédent. Néanmoins, nous n'avons pas constaté de différence notable dans la convergence de l'algorithme.

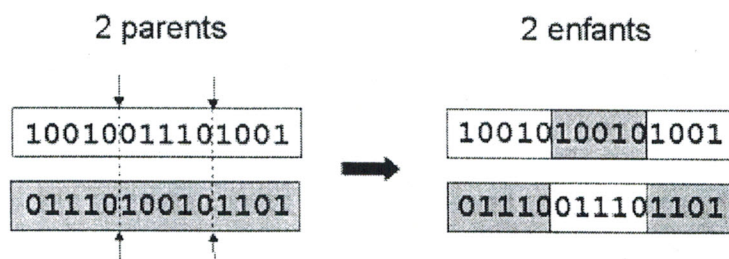


Figure III.5 : Croisement en deux points

Le croisement entre individus permet de reproduire de nouveaux individus ayant des caractéristiques communes avec leurs parents. Cet héritage concerne systématiquement de bonnes caractéristiques, puisque seuls les individus les mieux adaptés vivent suffisamment longtemps pour se reproduire, ce qui peut conduire à des individus encore mieux adaptés.

La convergence de l'algorithme génétique vers des solutions optimales dépend largement de cet opérateur, qui reste le plus important parmi les opérateurs de l'AG.

### III.6.3. Mutation

On peut considérer la mutation comme une erreur de copie d'un chromosome d'une génération à une autre, comme c'est le cas en génétique. En effet, en génétique animale on estime que sur une population de dix mille individus d'une espèce évoluée, cinq à vingt individus vont subir des mutations naturelles et visibles, c'est à dire 1 % de la population.

La mutation est appliquée avec une probabilité très faible (entre 0.01 et 0.1) afin de procurer une certaine diversité dans la population et de générer parfois des gènes exceptionnelles, ce qui conduit à ralentir la convergence de l'AG.

La mutation consiste donc à créer une erreur sur un bit choisi au hasard du chromosome, en générant ainsi un nouvel individu dans la population comme le montre la figure III.6 (c'est à dire transformer un 1 par un 0 ou le contraire puisqu'on utilise un codage binaire).

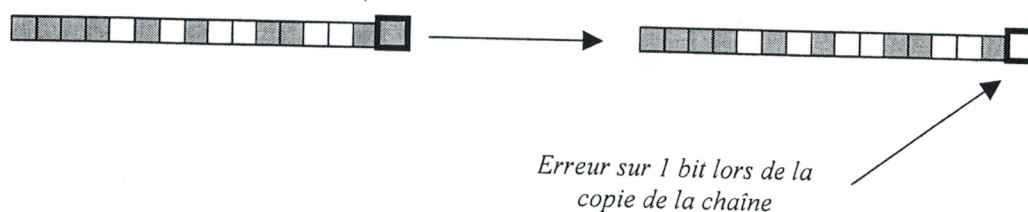


Figure III.6 : Opérateur de mutation

### III.7. Cycle de l'algorithme génétique

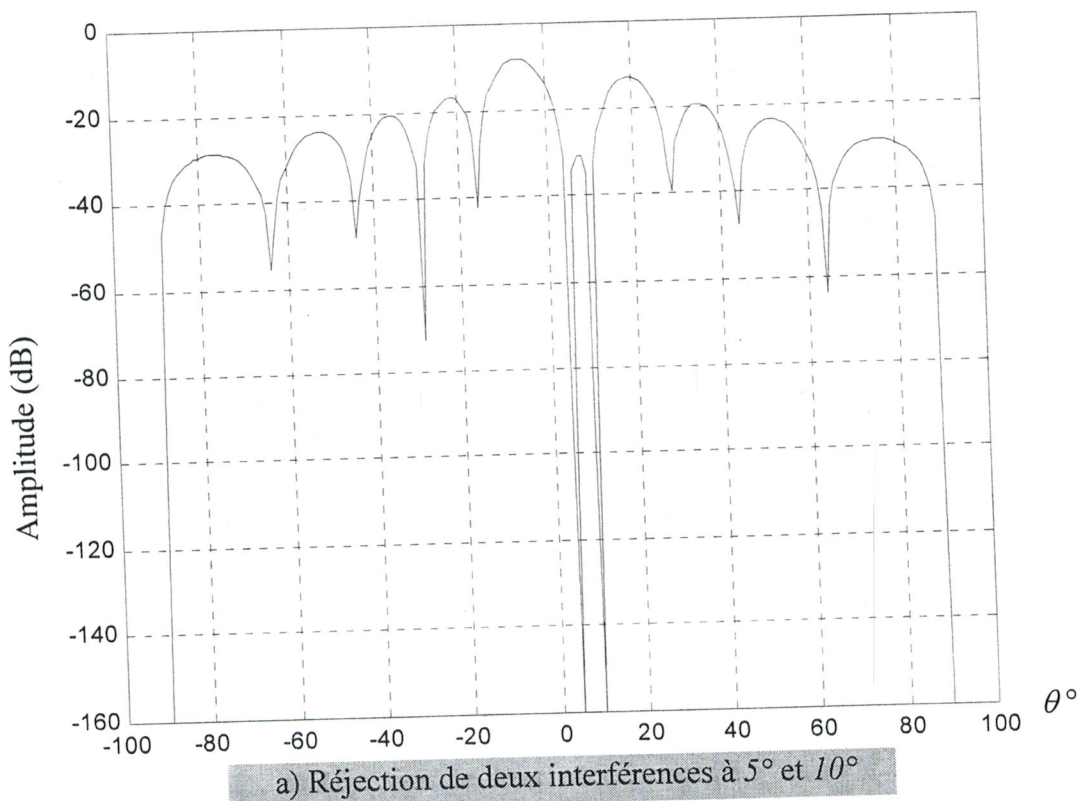
Un algorithme génétique est défini par un cycle complet faisant intervenir les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation (figure III.7) [26].



Ces diagrammes de rayonnement montrent que la réjection se fait systématiquement dans les directions des brouilleurs.

- **Cas de multiples interférences**

Cette méthode est appliquée maintenant au même réseau, pour effectuer d'une part la réjection de deux interférences situées dans les directions  $\theta_1=5^\circ$  et  $\theta_2=10^\circ$  (figure II.6.a) et d'autre part celle de deux autres interférences situées dans les directions  $\theta_1=10^\circ$  et  $\theta_2=15^\circ$  (figure II.6.b).





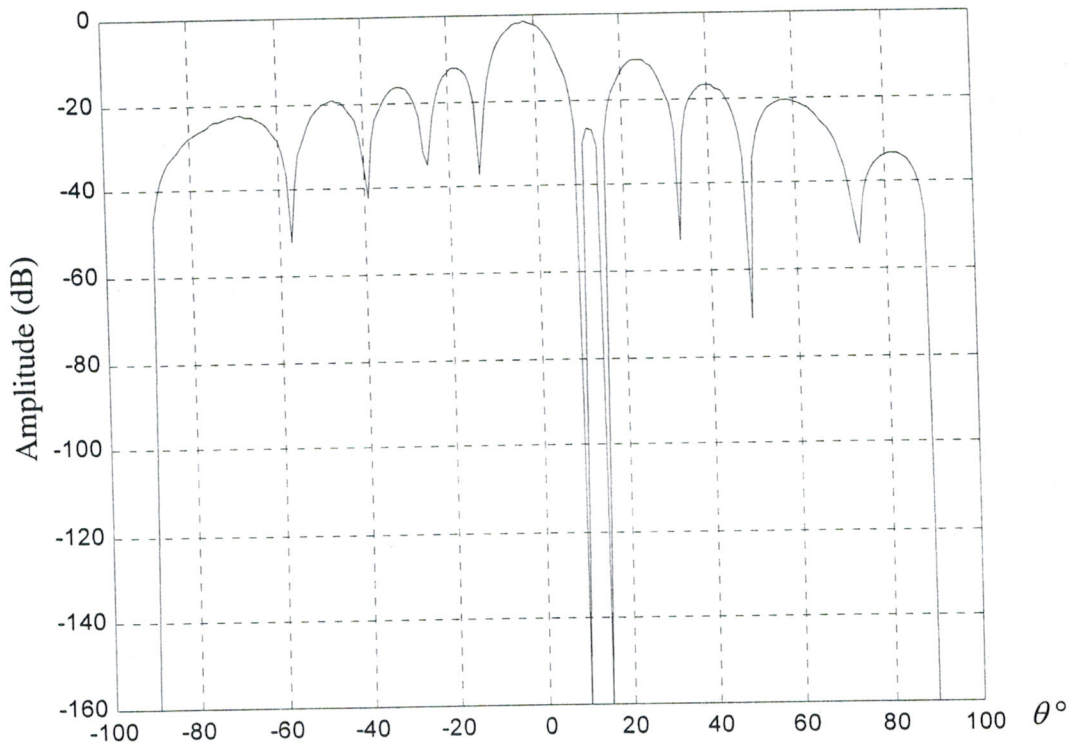
b) Réjection de deux interférences à  $10^\circ$  et  $15^\circ$ 

Figure II.6 : Diagramme de rayonnement adapté pour 2 interférences.

On constate à travers ces résultats que le gain du réseau d'antennes s'est dégradé, après réjection, passant de  $-1,6 \text{ dB}$  pour les interférences situées à  $\theta_1=10^\circ$  et  $\theta_2=15^\circ$ , à  $-8,3 \text{ dB}$  pour les interférences situées à  $\theta=5^\circ$  et  $\theta=10^\circ$ . Donc, plus l'interférence se rapproche du signal principal utile et plus la dégradation de l'information est importante.

Afin de résoudre ce problème, il convient de prendre en compte les caractéristiques des interférences et surtout leurs puissances. Ceci fait l'objet de l'étude de la méthode suivante.

Les figures II.7. a et b présentent respectivement les réjection de 3 interférences à  $20^\circ, 40^\circ$  et  $80^\circ$  et de 4 interférences à  $20^\circ, 40^\circ, 50^\circ$  et  $80^\circ$ .

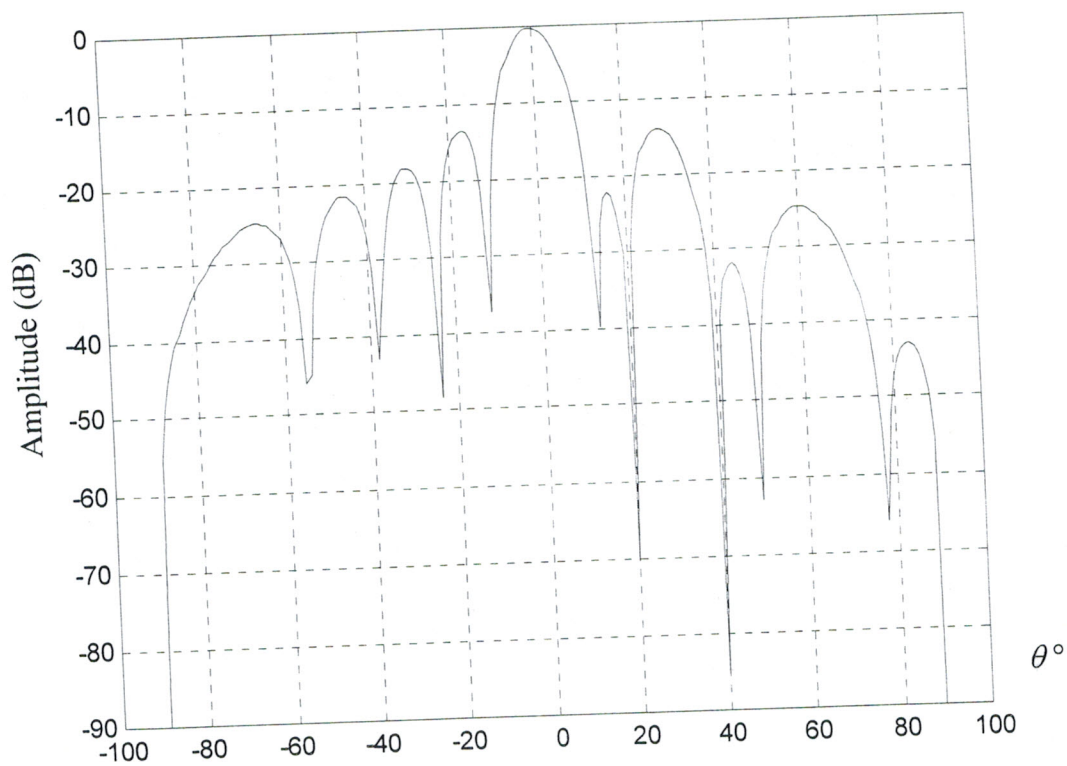
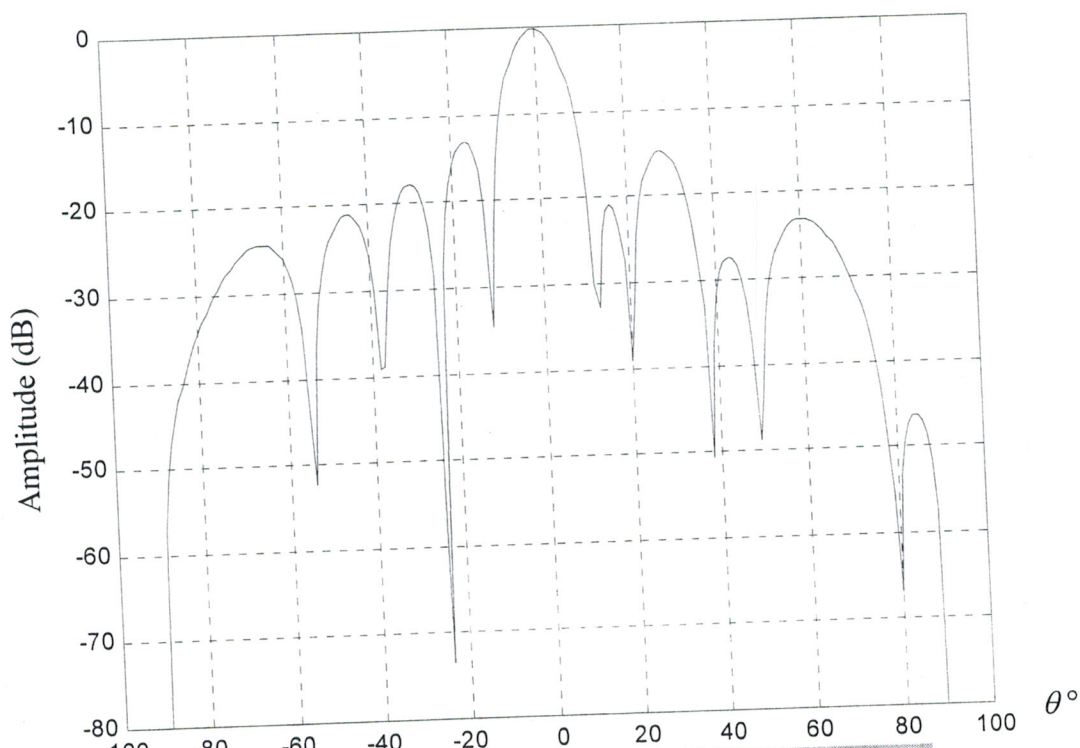
a) Réjection de 3 interférences à  $20^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $80^\circ$ b) Réjection de 4 interférences à  $20^\circ$ ,  $40^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $80^\circ$ 

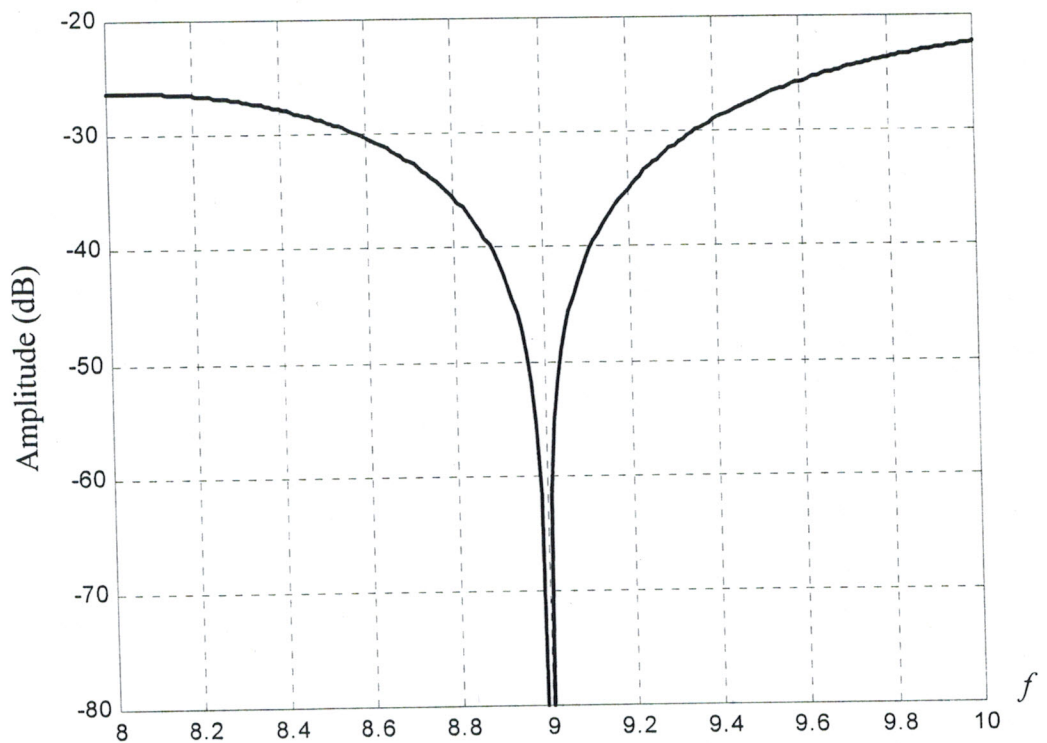
Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement adaptés.

On observe qu'au delà de 2 interférences, cette méthode présente des niveaux de réjection assez faibles (Figure II.7) qui sont de l'ordre de  $-20$  dB pour certaines interférences. Au delà de 3 interférences, la méthode peut devenir carrément inefficace.

- **Etude de la bande passante de réjection**

L'étude de la réjection d'interférence en fonction de la fréquence (figure II.8 a et b) montre que la méthode des projections est efficace sur une très faible bande passante pour la réjection centrée autour de la fréquence centrale de  $9$  GHz (taux de réjection très faible) [7, 16].

On peut remédier à ce problème de faible bande passante en créant des interférences fictives au voisinage de l'interférence réelle, ce qui permet d'élargir la zone angulaire de réjection. Dans notre exemple, on rajoute, en présence d'une interférence réelle situées à  $50^\circ$ , dans le cas de la figure II.9 a et b deux interférences fictives à  $49.5^\circ$  et  $50.5^\circ$  et dans le cas de la figure II.10 a et b deux interférences fictives à  $49.75^\circ$  et  $50.25^\circ$ .



a) Taux de réjection d'interférence à  $50^\circ$

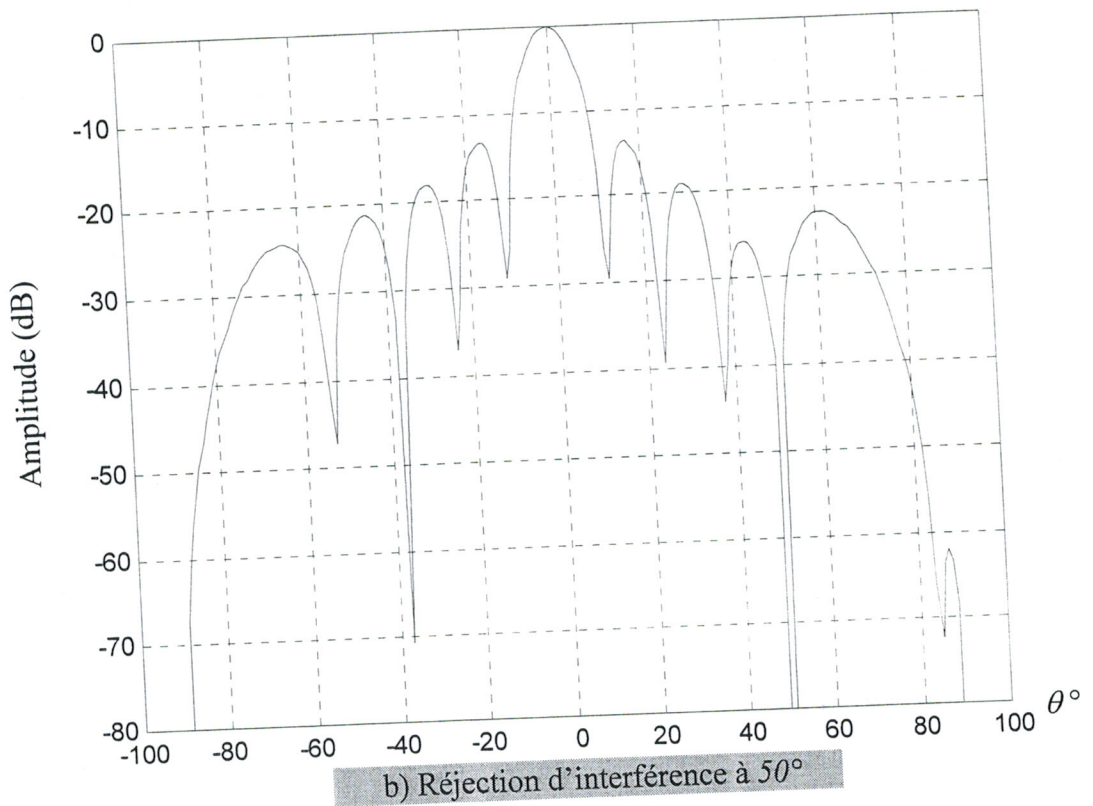
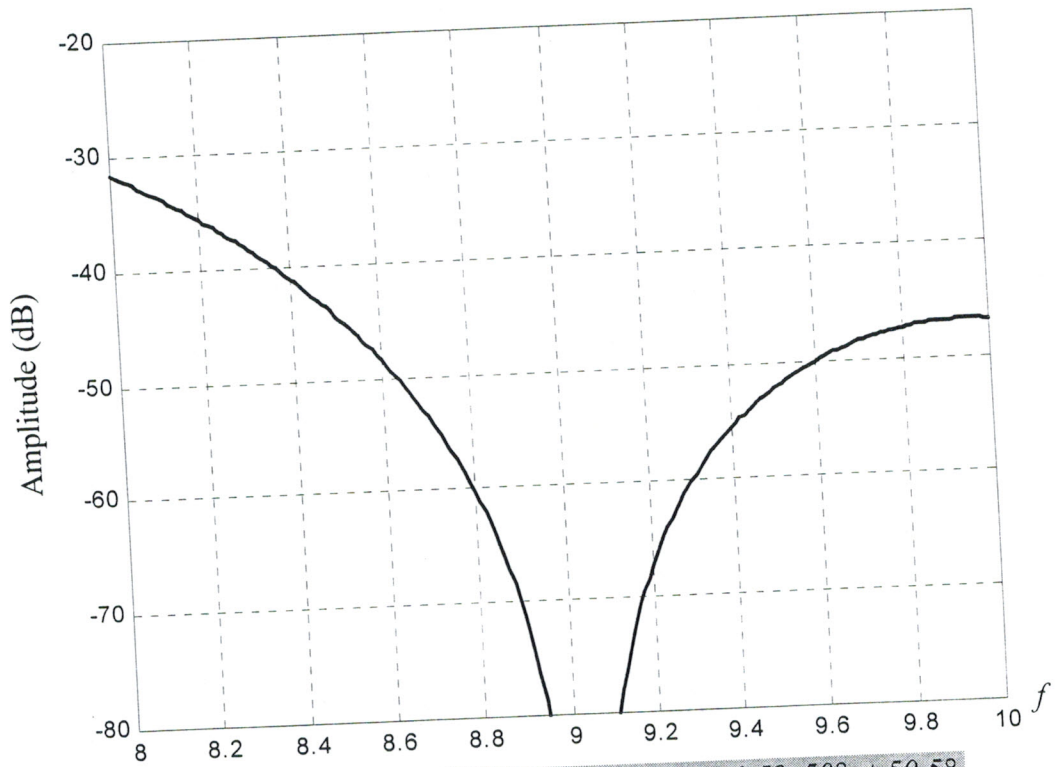
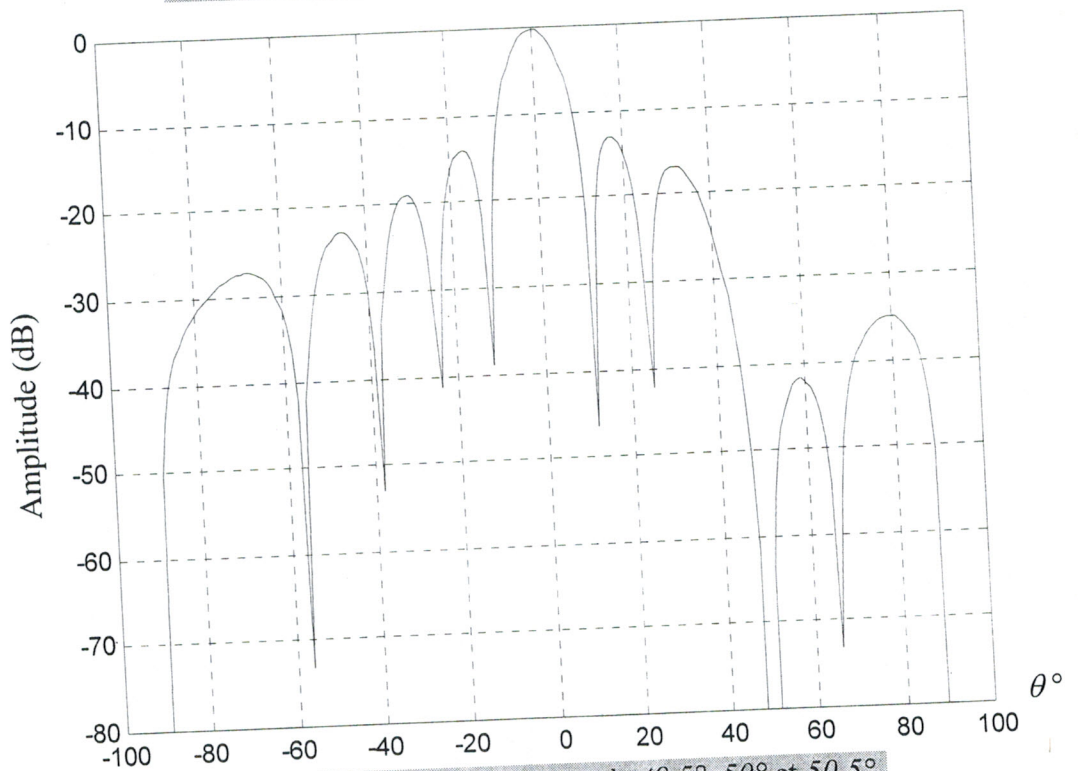
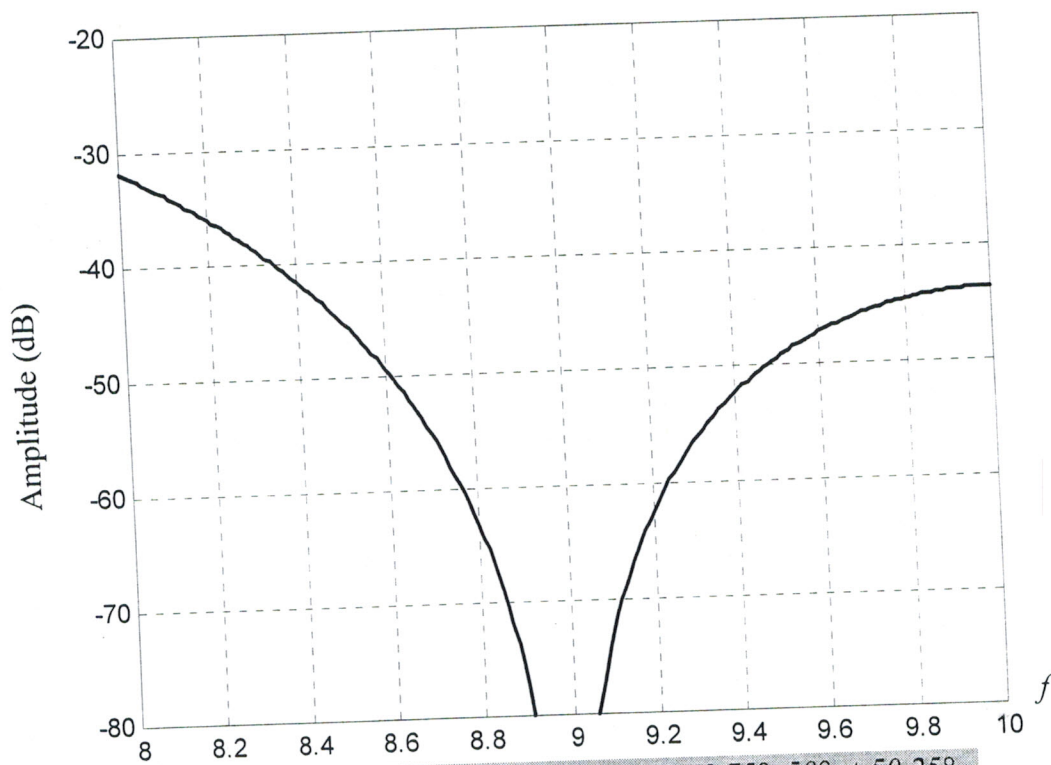
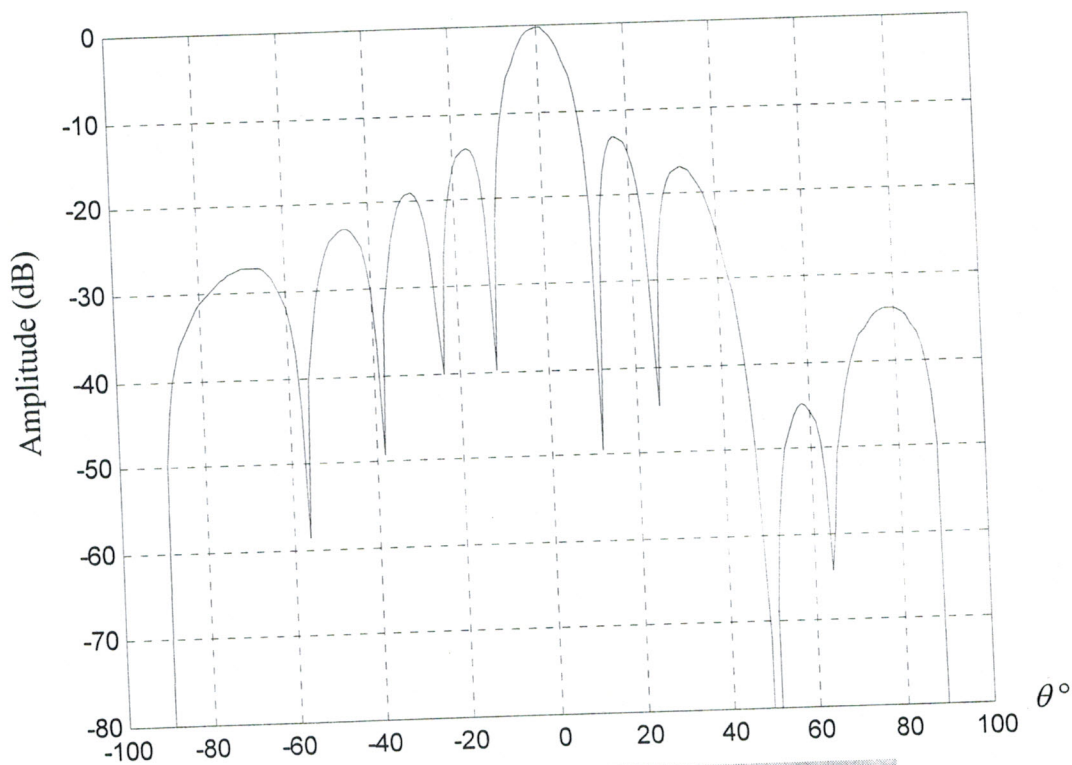


Figure II.8 Bande passante de réjection d'interférence à  $50^\circ$  et diagramme de rayonnement.



a) Taux de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$ b) Réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$ Figure II.9 Bande passante de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$  et diagramme de rayonnement

a) Taux de réjection d'interférences à  $49.75^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.25^\circ$ b) Réjection d'interférence à  $49.75^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.25^\circ$ Figure II.10 : Bande passante de réjection d'interférences à  $49.75^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.25^\circ$  et diagramme de rayonnement

Le résultat obtenu, représenté par la figure II.8 a et b nous montre effectivement que la réjection d'une interférence ne peut être réalisée que sur une faible bande passante. Par contre le résultat représenté par la figure II.9 a et b nous montre que le taux de réjection s'est nettement amélioré et que la bande passante de réjection d'interférence s'est élargie. Dans ce cas, on constate une réjection aussi bien de l'interférence que d'une partie du signal utile (disparition d'une partie d'un lobe rayonnant). Il faudra donc diminuer cette dégradation. C'est le cas de la figure II.10 a et b, la bande passante de réjection d'interférence devient moins large que dans le cas précédent, mais le diagramme de réception est mieux adapté et la réjection effective de l'interférence est plus précise.

#### II.4.2.b. Réseau plan

On considère maintenant un réseau plan rectangulaire, constitué de 10 éléments imprimés suivant  $Ox$  et de 4 éléments imprimés suivant  $Oy$ .

Les éléments sont espacés de  $\frac{\lambda}{2}$  pour les deux directions.

Le diagramme de rayonnement du réseau alimenté uniformément est représenté par la figure II.12.a.

On suppose une interférence arrivant à  $50^\circ$ .

L'approche utilisée pour les réseaux plans d'antennes imprimées est d'assimiler le réseau plan en une combinaison de deux sous réseaux rectilignes de  $N$  éléments espacés de  $d_x$  suivant  $Ox$  et de  $M$  éléments espacés de  $d_y$  suivant  $Oy$  (figure II.11) [8].

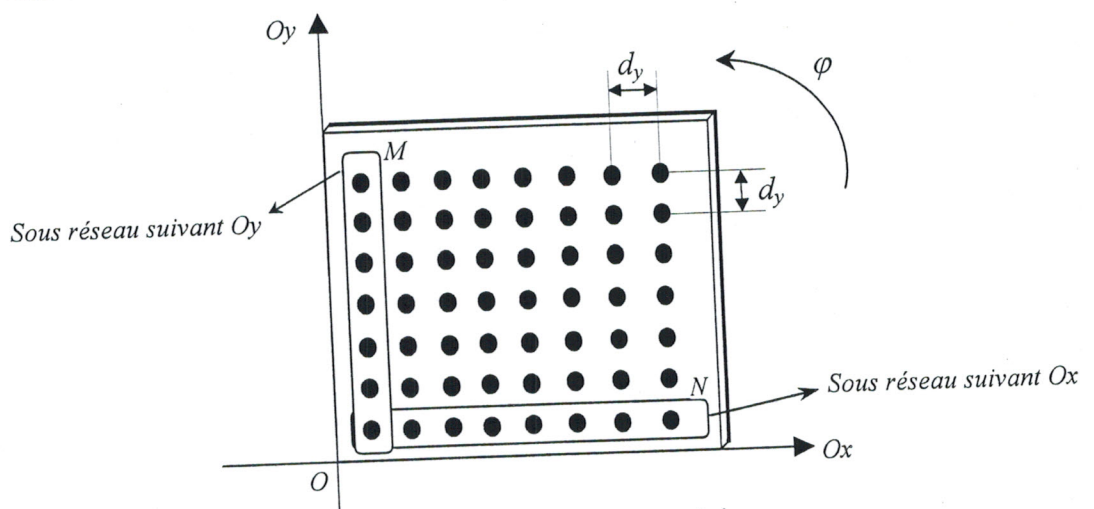


Figure II.11 Réseau plan rectangulaire.

Le vecteur d'alimentation total du réseau est :

$$w = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M w_{x_i} w_{y_j} \quad (\text{II.24})$$

donc :

$$w = w_x^t w_y \quad (\text{II.25})$$

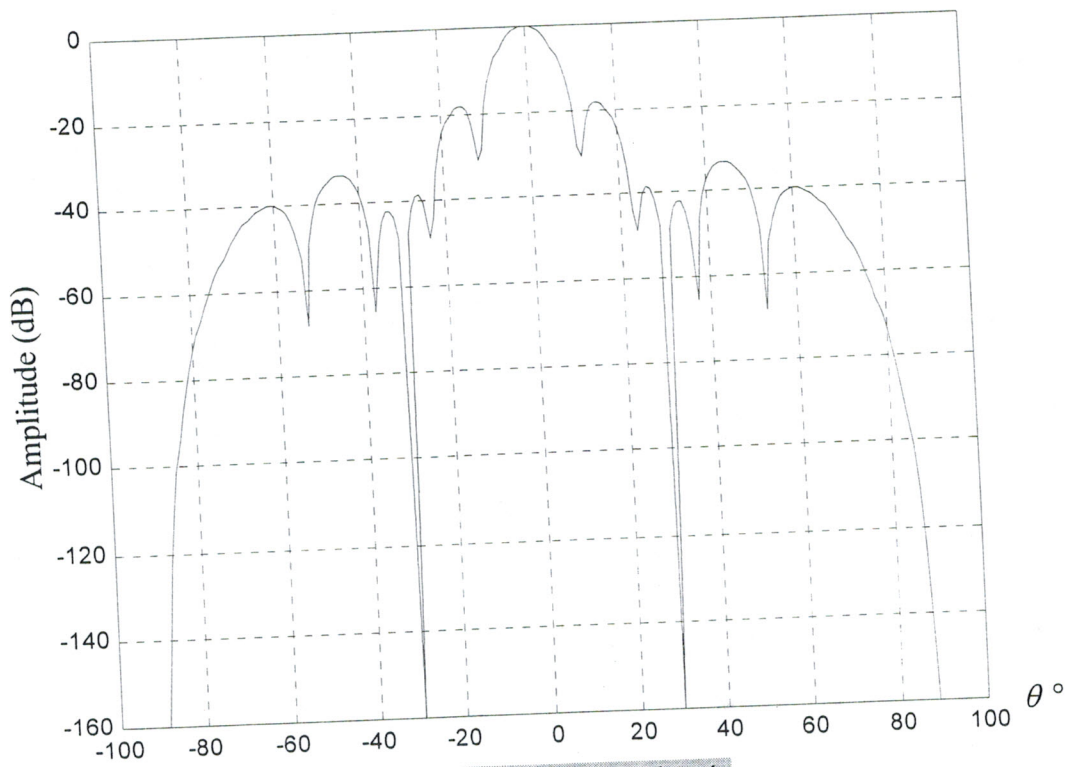
L'application de la méthode d'adaptation de type projection à ce réseau plan, nous a permis de fournir les pondérations complexes d'alimentation suivantes :

$$w_x = \begin{bmatrix} 0.992 & -3.1^\circ \\ 0.972 & 2.71^\circ \\ 1.05 & -0.782^\circ \\ 0.952 & -1.48^\circ \\ 1.02 & 2.85^\circ \\ 1.02 & -2.85^\circ \\ 0.952 & 1.48^\circ \\ 1.05 & 0.782^\circ \\ 0.972 & -2.71^\circ \\ 0.992 & 3.1^\circ \end{bmatrix}$$

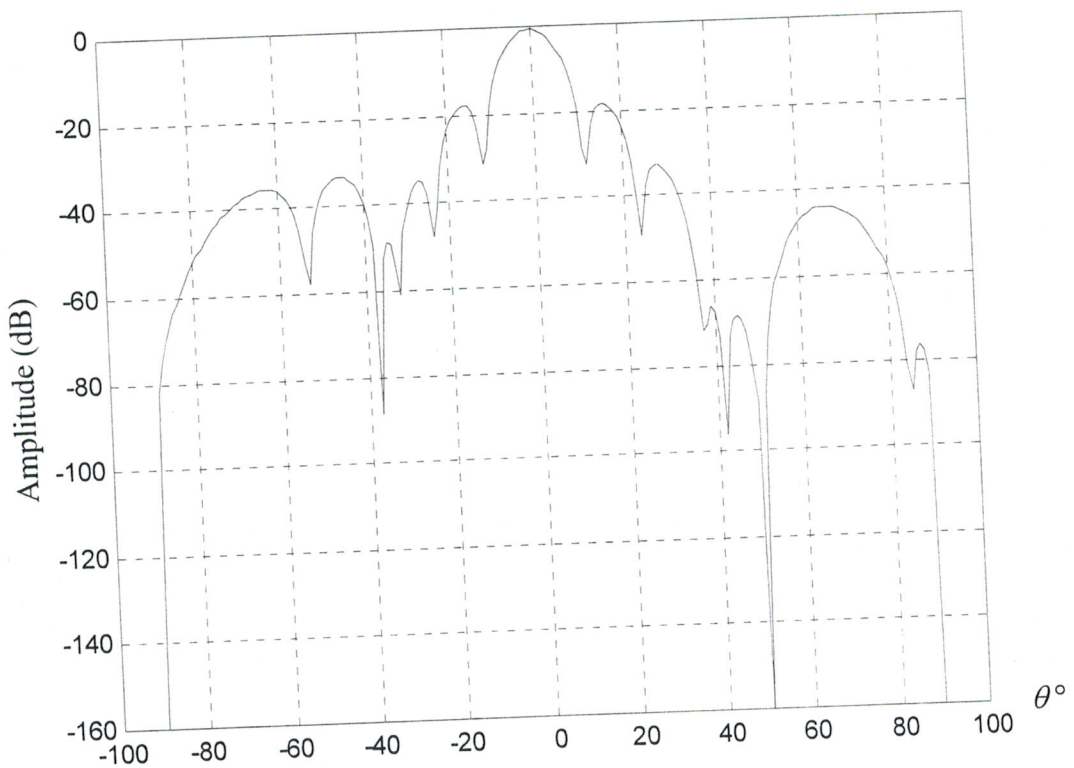
$$w_y = \begin{bmatrix} 0.772 & -8.97^\circ \\ 1.12 & 12.8^\circ \\ 1.12 & -12.8^\circ \\ 0.772 & 8.97^\circ \end{bmatrix}$$

Le diagramme de rayonnement du réseau plan alimenté par la pondération optimale  $w$  représenté par figure II.12.b montre la réjection effectuée à  $50^\circ$ .





a) diagramme non adapté



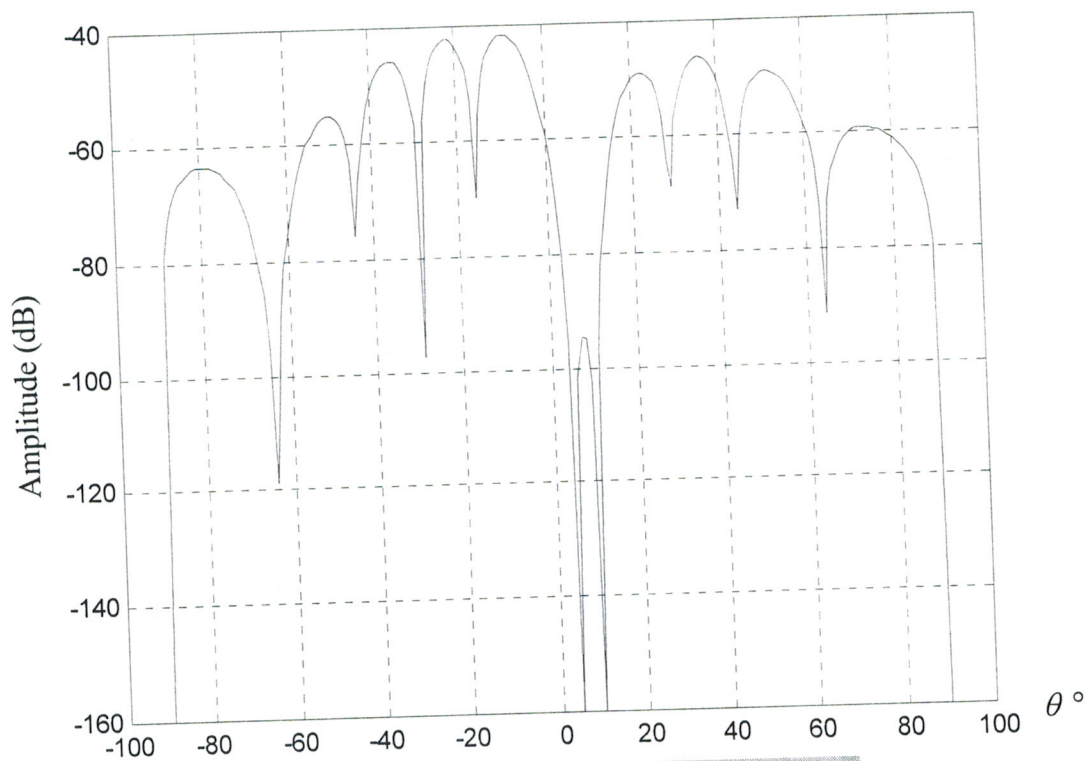
b) diagramme adapté

Figure II.12 : Diagrammes de rayonnement d'un réseau plan à  $10 \times 4$  éléments.

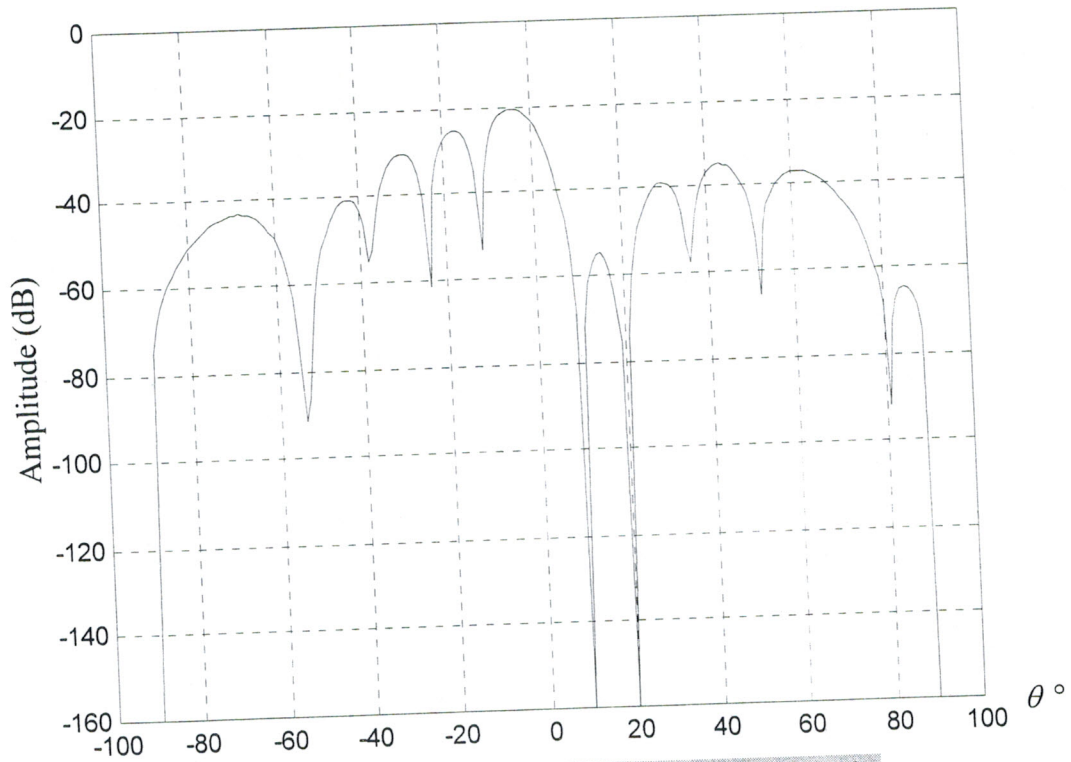
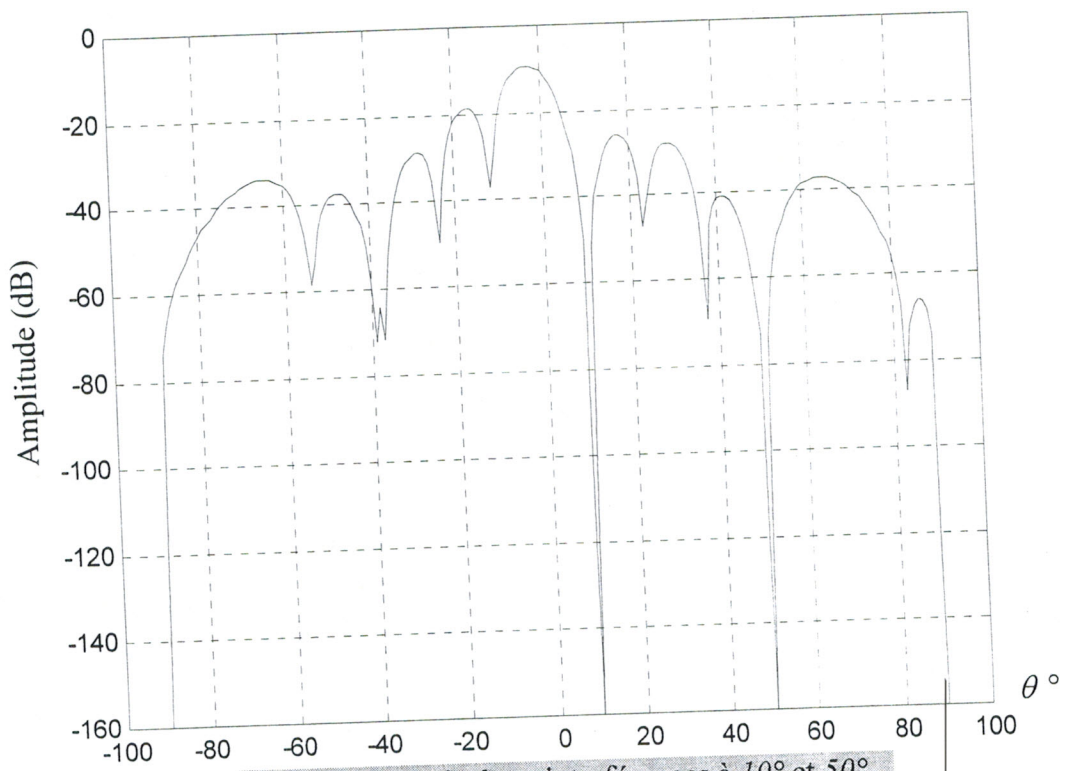
La dégradation en direction du lobe principal utile est de  $-0,66 \text{ dB}$  et le niveau de réjection atteint est de  $-160 \text{ dB}$  (réjection systématique), on constate aussi la diminution des niveaux de lobes secondaires avec l'utilisation du réseau plan.

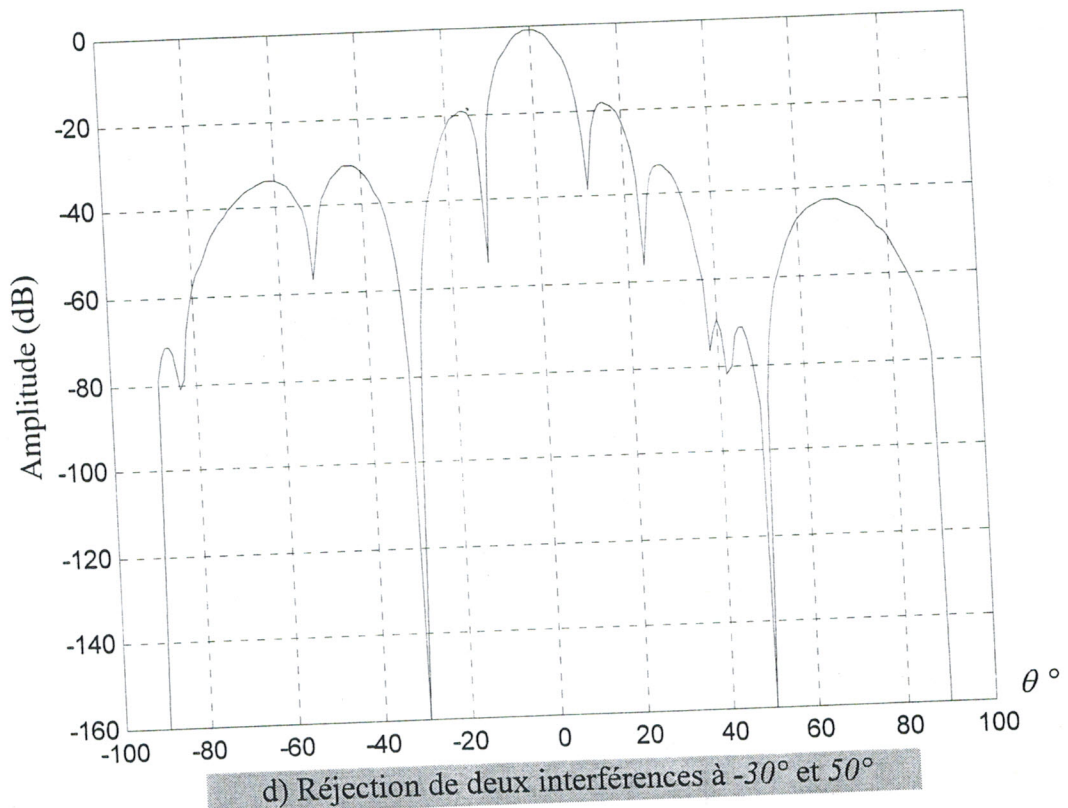
- **Cas de multiples interférences**

Les diagrammes de rayonnement de la figure II.13 représentent la réjection d'interférences appliqué pour deux interférences par la méthode des projections, en utilisant le même réseau plan à 40 éléments.



a) Réjection de deux interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

b) Réjection de deux interférences à  $10^\circ$  et  $20^\circ$ c) Réjection de deux interférences à  $10^\circ$  et  $50^\circ$



d) Réjection de deux interférences à  $-30^\circ$  et  $50^\circ$

Figure II.13 : Diagramme adapté pour 2 interférences.

D'après l'aspect géométrique de cette méthode, toutes les réjections atteignent un niveau de  $-160 \text{ dB}$ . La dégradation du signal principal utile varie de  $-1 \text{ dB}$  (figure II.13.d), jusqu'à  $-60 \text{ dB}$  (figure II.13.a). On constate aussi que la dégradation du signal principal utile est d'autant plus importante (figure II.13.a, figure II.13.b et figure II.13.c) quand les interférences se rapprochent du lobe principal provoquant aussi un décalage de ce dernier et un rétrécissement de sa largeur angulaire. Par contre, lorsque les interférences sont éloignées, le diagramme subit la réjection sans aucune dégradation (figure II.13.d)

Au delà de deux interférences (figure II.14), la méthode des projections donne des niveaux de réjection moyens et un niveau de dégradation élevé du signal principal utile.



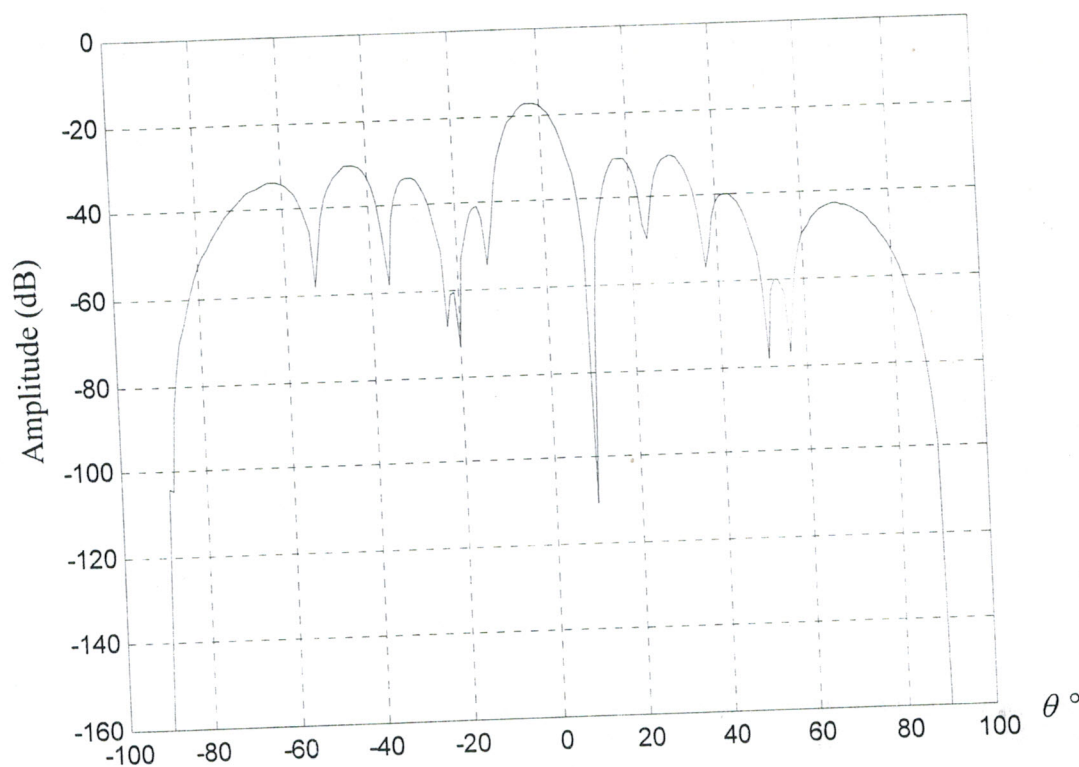


Figure II.14 : Diagramme adapté pour 3 interférences à  $-20^\circ$ ,  $10^\circ$  et  $50^\circ$ .

Le problème de la dégradation du signal utile dû à l'adaptation par la méthode des projections peut être résolu par les méthodes suivantes de réjection d'interférences.

## II.5. Réjection d'interférences par la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit

### II.5.1. Principe de la méthode

Cette méthode, décrite par Applebaum [10], consiste dans son principe, à déterminer la pondération individuelle des éléments du réseau d'antennes (vecteur  $w$ ) qui permet, simultanément, de maximiser la puissance reçue  $S$  dans la direction du signal utile et de minimiser la puissance totale de bruit reçue par le réseau d'antennes.

Soit  $Q$  le rapport défini par :

$$Q(w) = \frac{S}{B + I} = \frac{P_{\text{utile}}}{P_{\text{bruit}} + P_{\text{int. érférence}}} \quad (\text{II.26})$$

où :

$B$  est la puissance de bruit propre aux équipements,

$I$  est la puissance de bruit engendrée par les interférences.

La méthode détermine le vecteur  $w$  qui maximise le rapport  $Q(w)$  [7, 9].

#### • Détermination du rapport $Q(w)$

Soit  $s(t)$  l'enveloppe complexe du signal émis par la station utile localisée en  $(\theta_s, \phi_s)$ . A l'instant  $t$ , le signal présent à l'entrée du récepteur (c'est à dire après combinaison par le réseau d'alimentation) s'écrit :

$$z(t) = s(t)w' s^*(\theta_s, \phi_s) \quad (\text{II.27})$$

Nous supposons que  $s(t)$  est un processus stochastique stationnaire au 2<sup>ème</sup> ordre. Par conséquent, la puissance moyenne reçue en provenance du signal utile et ramenée à l'entrée du récepteur, s'exprime par :

$$P_{\text{utile}} = E(|z(t)|^2) = E(|s(t)|^2 |w' s^*|^2) \quad (\text{II.28})$$

où  $E(z(t))$  désigne la valeur moyenne de  $z(t)$  dans le temps.

Il vient :

$$P_{\text{utile}} = P_s w^H (s s^H) w \quad (\text{II.29})$$

$$\text{où } P_s = E(|s(t)|^2) \quad (\text{II.30})$$

Déterminons à présent la puissance totale du bruit ramenée à l'entrée du récepteur du réseau d'antennes :

$b_k(t)$  désigne l'enveloppe complexe du signal émis par la  $k^{\text{ème}}$  interférence  $B_k$ .

$n_i(t)$  représente l'enveloppe complexe du signal de bruit interne à l'accès  $i$  du réseau d'antennes ( $i \in 1, N$ ) et de puissance  $P_q$ .

Le signal de bruit total présent sur chaque accès  $i$  de l'antenne du réseau s'écrit :

$$n_i(t) + \sum_{k=1}^M b_k(t)(b_k(\theta, \phi))_i \quad (\text{II.31})$$

Après combinaison de ces signaux par le réseau d'alimentation des sources, le signal total de bruit à l'entrée du récepteur, s'écrit :

$$(B + I)(t) = w^t (N(t) + \sum_{k=1}^M b_k(t)b_k)^* \quad (\text{II.32})$$

$$\text{où } N(t) = \begin{bmatrix} n_1(t) \\ \vdots \\ n_N(t) \end{bmatrix} \text{ vecteur de } C^N \quad (\text{II.33})$$

La puissance totale du bruit ramenée à l'entrée du récepteur se déduit de :

$$P_{\text{bruit}} = E(|(B + I)(t)|^2) = E\left(\left|w^t (N(t) + \sum_{k=1}^M b_k(t)b_k)\right|^2\right) \quad (\text{II.34})$$

Moyennant les hypothèses suivantes :

Les signaux  $n(t)$  sont décorrélés :

$$E(n_i(t)n_j^*(t)) = P_q \delta_{ij} \quad (\text{II.35})$$

Les signaux  $b_k(t)$  et  $b_l(t)$  sont décorrélés :

$$E(b_k(t)b_l^*(t)) = P_k \delta_{kl} \quad (\text{II.36})$$

La puissance totale du bruit s'exprime par :

$$P_{\text{bruit}} = B + I = w^H (P_q I + \sum_{k=1}^M P_k b_k b_k^H) w \quad (\text{II.37})$$

En rapprochant les expressions, nous obtenons l'expression générale du rapport  $Q(w)$  :

$$Q(w) = \frac{S}{B + I} = \frac{P_s (w^H s s^H w)}{w^H (P_q I + \sum_{k=1}^M P_k b_k b_k^H) w} \quad (\text{II.38})$$

où :

$w$  est le vecteur de pondération complexe d'alimentation.

$s$  est le vecteur d'espace du réseau d'antennes dans la direction du signal utile  $(\theta_s, \phi_s)$

$b_k$  est le vecteur d'espace du réseau d'antennes dans la direction de la  $k^{\text{ème}}$  interférence

$(\theta_k, \phi_k)$ .

$P_s$  est la puissance apparente émise par le signal utile.

$P_k$  est la puissance apparente émise par la  $k^{\text{ème}}$  interférence.

### • Recherche de la solution optimale

Notre problème consiste à déterminer le vecteur  $w$  de  $C^N$  qui maximise  $Q(w)$ .

Soient  $R$  et  $M$  les deux matrices suivantes :

$$R = ss^H \quad (\text{II.39})$$

$$M = P_q I + \sum_{k=1}^M P_k b_k b_k^H \quad (\text{II.40})$$

Les matrices  $R$  et  $M$  sont Hermitiennes, en effet :

$$R^H = (R^t)^* = R \quad \text{et} \quad M^H = (M^t)^* = M \quad (\text{II.41})$$

D'autre part, la matrice  $M$  est définie positive :

$$P_{\text{bruit}} = w^t M w > 0 \quad (\text{II.42})$$

Par conséquent, il est possible de déterminer la matrice  $A$  qui est unique, Hermitienne et vérifiant :

$$M = A^H A = A^2 \quad (\text{II.43})$$

Ainsi :

$$P_{\text{bruit}} = w^H M w = w^H A^H A w = (A w)^H A w \quad (\text{II.44})$$

Posons :

$$V = A w : \text{élément de } C^N$$

il vient :

$$P_{\text{utile}} = P_s V^H (A^{-1} R A^{-1}) V \quad (\text{II.45})$$

$$P_{\text{bruit}} = V^H V \quad (\text{II.46})$$

La matrice :

$$B = A^{-1} R A^{-1} \quad (\text{II.47})$$

est Hermitienne, par conséquent elle est diagonalisable et ses valeurs propres  $(\lambda_i, i \in [1, N])$  sont réelles et positives.

Soit  $\delta$  la base orthogonale des vecteurs propres de  $B$  :

$$\delta = \{V_i, i \in [1, N]\} \quad (\text{II.48})$$

Le vecteur  $V$  s'exprime sur cette base par :

$$V = \sum_{k=1}^N \alpha_k V_k \quad (\text{II.49})$$



On déduit de cette décomposition, d'autres expressions de :

$$P_{utile} = P_s \sum_{k=1}^N |\alpha_k|^2 \lambda_k V_k^H V_k \quad (\text{II.50})$$

$$P_{bruit} = \sum_{k=1}^N |\alpha_k|^2 V_k^H V_k \quad (\text{II.51})$$

soit :

$$Q = P_s \frac{\sum_{k=1}^N |\alpha_k|^2 \lambda_k V_k^H V_k}{\sum_{k=1}^N |\alpha_k|^2 V_k^H V_k} \quad (\text{II.52})$$

soit :  $\lambda = \lambda_{\max}$  la valeur propre maximale de  $B$ ,

$Q$  est majoré par :  $Q \leq P_s \lambda_{\max}$

Si  $V_{\max}$  est le vecteur propre associé à  $\lambda_{\max}$ ,

$$Q(V_{\max}) = P_s \lambda_{\max} \quad (\text{II.53})$$

Par conséquent, la valeur maximale du rapport  $\frac{S}{B+I}$  est atteinte dans la direction du vecteur propre  $V_{\max}$  associé à la valeur propre  $\lambda_{\max}$ .

#### • Détermination de $w_{opt}$ et $Q(w)$

$B$  s'écrit :

$$B = A^{-1} s s^H A^{-1} = (A^{-1} s)(A^{-1} s)^H \quad (\text{II.54})$$

D'autre part :

$$B = \sum_{k=1}^N \lambda_k \frac{V_k V_k^H}{V_k^H V_k} \quad (\text{II.55})$$

La matrice  $B$  étant de rang 1 :

$$\lambda_{\max} = \|A^{-1} s\|^2 = s^H A^{-2} s \quad (\text{II.56})$$

soit l'équation :

$$\lambda_{\max} = s^H M^{-1} s \quad (\text{II.57})$$

Nous trouvons enfin :

$$Q_{opt} = \frac{S}{B+I} = P_s s^H M^{-1} s \quad (\text{II.58})$$

Le vecteur  $w_{opt}$  se déduit de :

$$w_{opt} = A^{-1} V_{\max} = A^{-1} (A^{-1} s) \quad (\text{II.59})$$

où :

$$w_{opt} = M^{-1}s \quad (\text{II.60})$$

### • Conclusion

Le développement précédent nous a permis de déterminer la loi d'alimentation optimale au sens de l'optimisation du rapport  $Q = \frac{S}{B+I}$ . La pondération optimale est donc :

$$w_{opt} = \mu M^{-1}s$$

où :

$M$  : matrice de corrélation des bruits.

$s$  : vecteur d'espace dans la direction du signal utile  $(\theta_s, \phi_s)$ .

$\mu$  est une constante de normalisation qui n'affecte pas le rapport  $Q$ .

La valeur maximale de  $Q$  notée  $Q_{opt}$  est donnée par  $Q_{opt} = P_s s^H M^{-1} s$ .

### • Remarque 1

En l'absence d'interférence, la matrice  $M$  s'écrit  $M = P_q I$

D'où :

$$w_{opt} = \mu s \quad (\text{II.61})$$

$$\text{et : } Q_{opt} = \frac{P_s}{P} \|s\|^2 \quad (\text{II.62})$$

Nous retrouvons ainsi le résultat obtenu dans la théorie des réseaux : le rapport  $\frac{S}{B}$  d'un réseau d'antennes est maximal lorsque les  $N$  sources du réseau d'antennes sont alimentées uniformément.

### • Remarque 2

Dans certains cas, la matrice  $M$  présente des valeurs singulières trop faibles. C'est pourquoi on a utilisé une approche approximative pour calculer l'inverse de la matrice  $M$  tel que :

$$w = M^{-1}s \quad (\text{II.63})$$

donc :

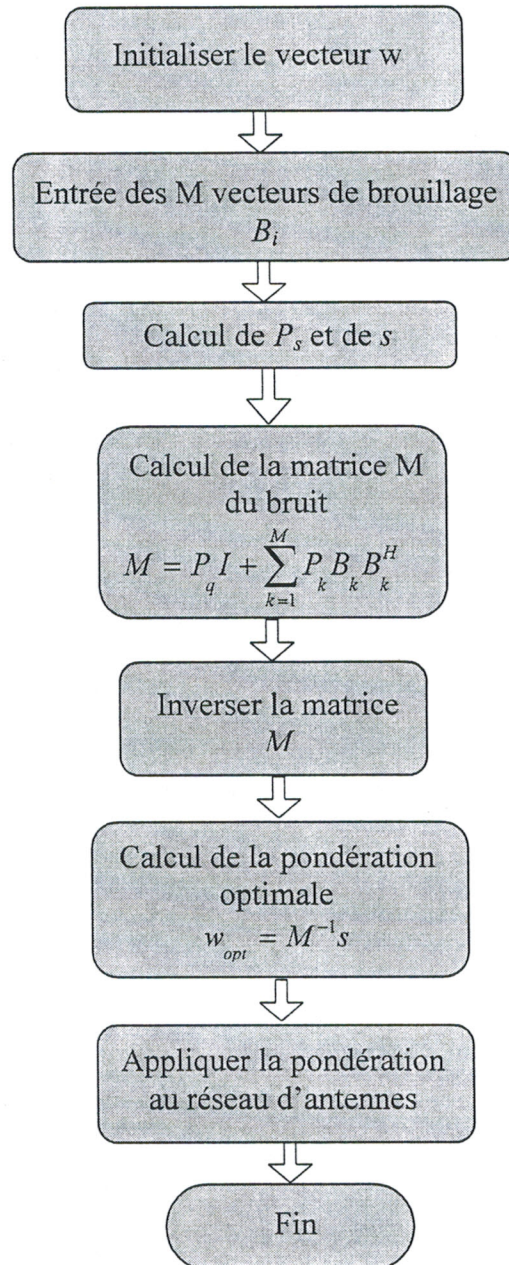
$$Mw = s \quad (\text{II.64})$$

La formulation de l'approche approximative serait de minimiser  $P$ , tel que :

$$P = \underset{w \in \mathbb{C}^N}{\text{Min}} (Mw - s) \quad (\text{II.65})$$

On peut utiliser le gradient conjugué pour résoudre ce problème [17].

La méthode de maximisation du rapport S/B appliquée à la réjection d'interférences est résumée dans l'organigramme 2 :



Organigramme 2 : Algorithme de réjection d'interférences par la méthode d'optimisation du rapport S/B.

## II.5.2. Résultats

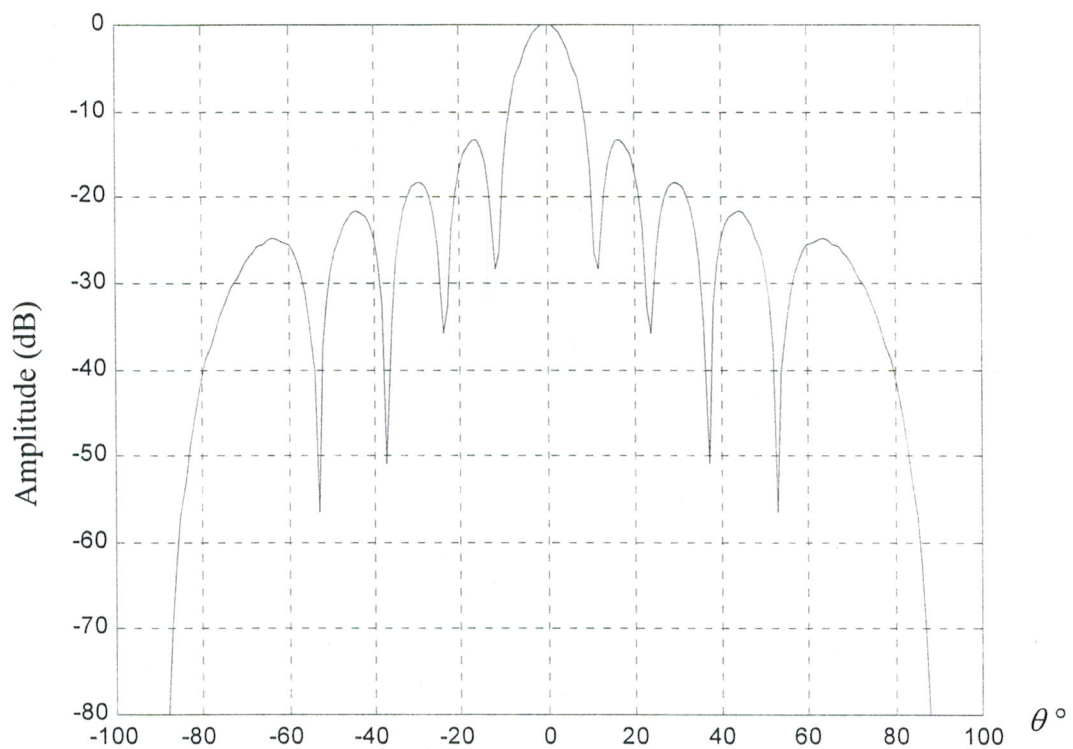
### II.5.2.a. Réseau rectiligne

Cette méthode a été programmée en utilisant le logiciel Matlab [15]. Le logiciel réalisé à partir de cette approche est présenté en annexe A.

Considérons un réseau rectiligne d'antennes imprimées constitué de 10 éléments espacés de  $d = \frac{\lambda}{2}$ . Soit  $B_1$  une interférence localisée dans la direction  $\theta = 50^\circ$  de

puissance apparente relative  $\frac{P_1}{P_q} = 10$ .

Les diagrammes du réseau non adapté et celui du réseau adapté généré par la méthode d'optimisation du rapport S/B sont présentés dans la figure II.15.



a) diagramme non adapté



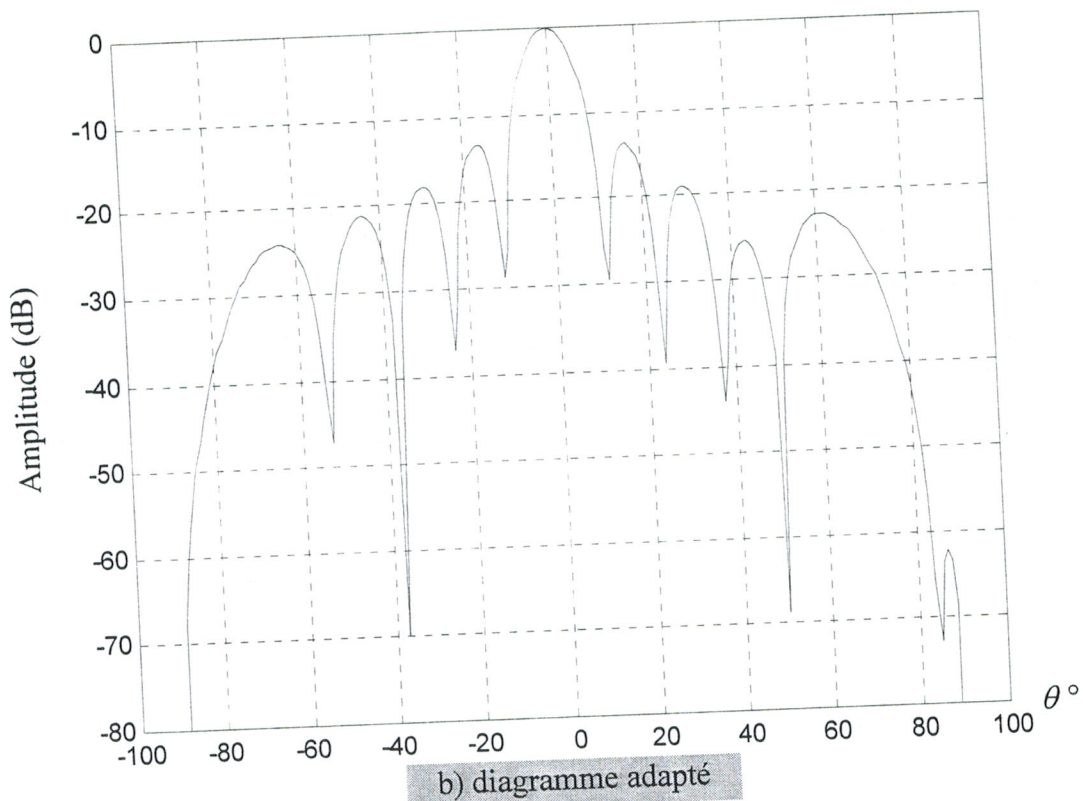


Figure II.15 : Diagramme de rayonnement d'un réseau à 10 éléments, en présence d'une interférence à 50°.

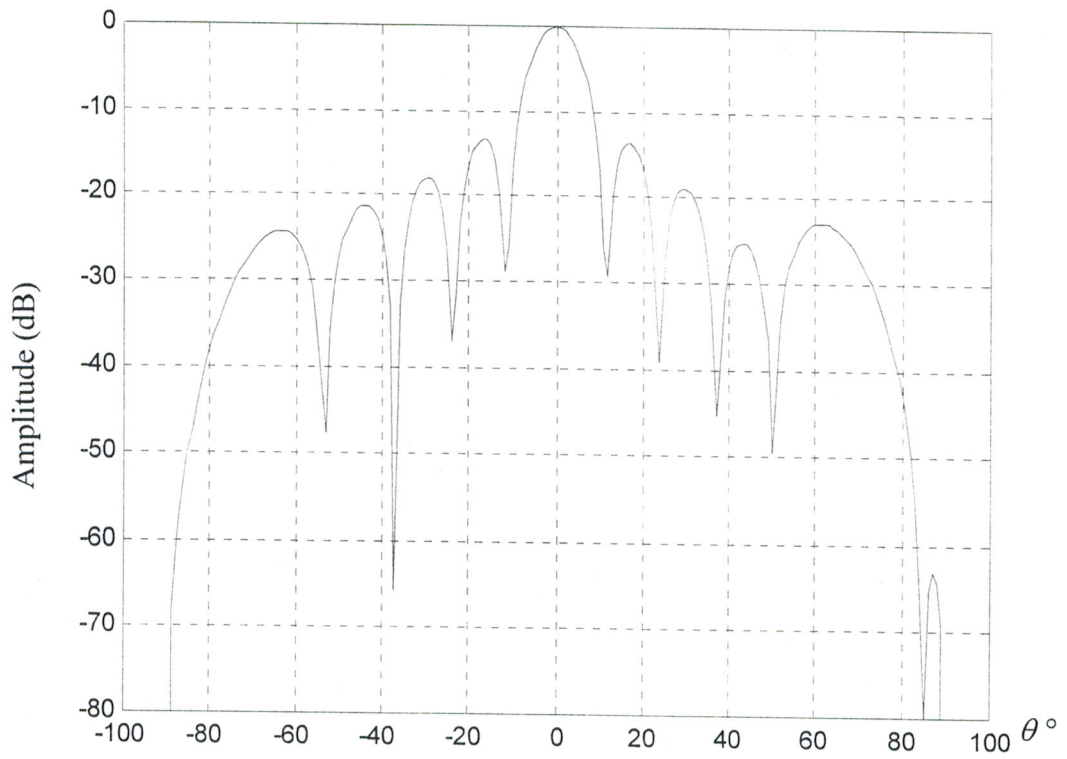
On constate que le niveau de réjection dans la direction de l'interférence est égale à  $-68,7 \text{ dB}$ .

### • Etude de la réjection en fonction des puissances des interférences

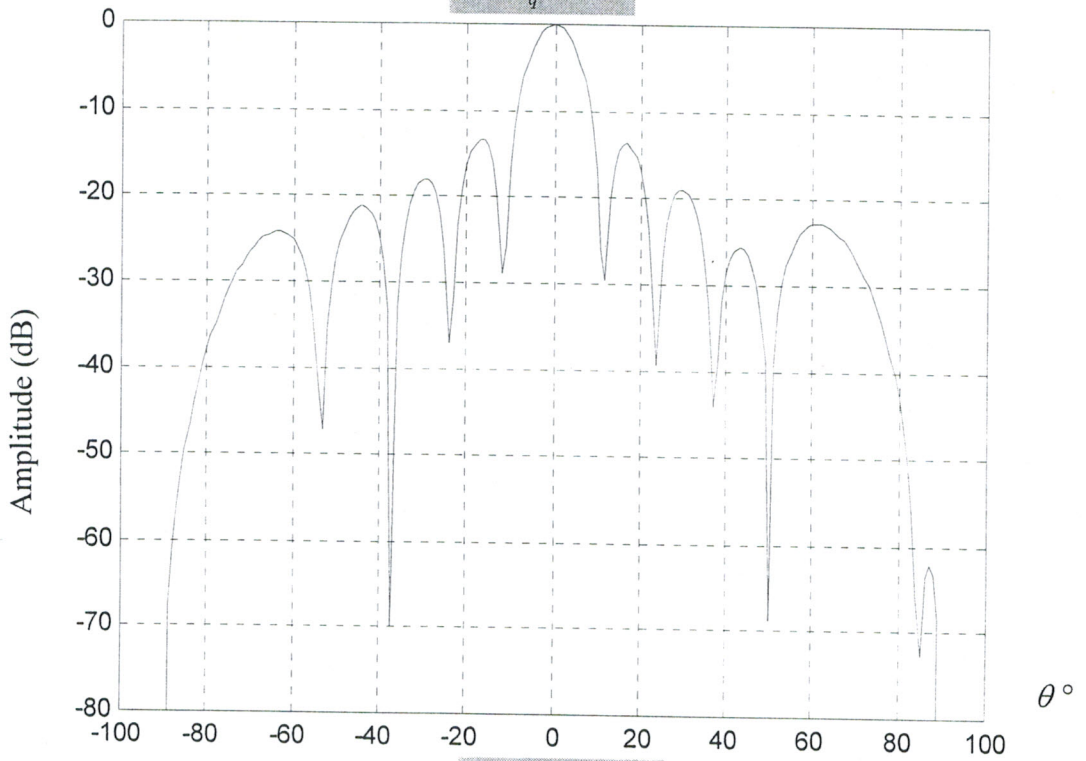
Si l'on s'intéresse à l'interférence et plus particulièrement à la puissance relative de cette dernière, on remarque que plus la puissance ramenée à l'entrée du récepteur est grande et plus le niveau de réjection est élevé. C'est le cas des résultats présentés sur les figures II.16 a, b et c pour différents rapports de puissances. Nous avons obtenu des niveaux de réjections pour le même réseau d'antennes utilisé avec une interférence à 50° et pour différentes puissances apparentes :

- $\frac{P_1}{P_q} = 1$ , le niveau de réjection est de  $-49 \text{ dB}$  (Figure II.16.a).
- $\frac{P_1}{P_q} = 10$ , le niveau de réjection est de  $-68 \text{ dB}$  (Figure II.16.b).

- $\frac{P_1}{P_q} = 100$ , le niveau de réjection est de  $-88$  dB (Figure II.16.c).



a)  $\frac{P_1}{P_q} = 1$



b)  $\frac{P_1}{P_q} = 10$

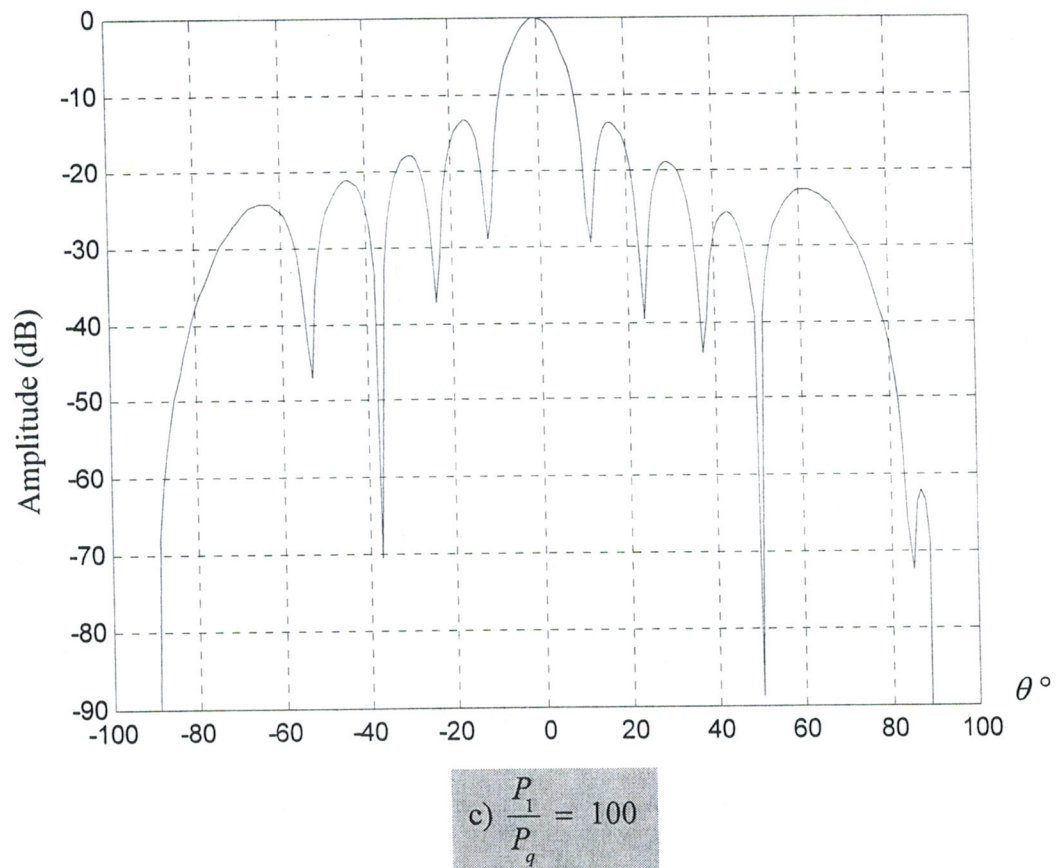
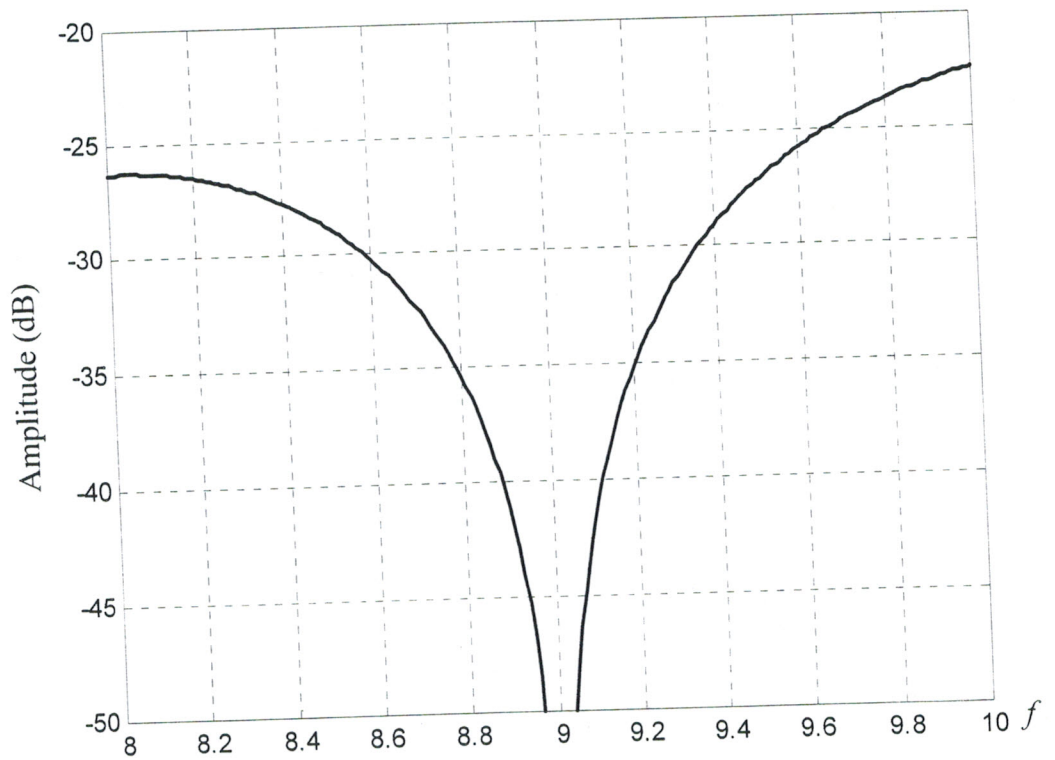
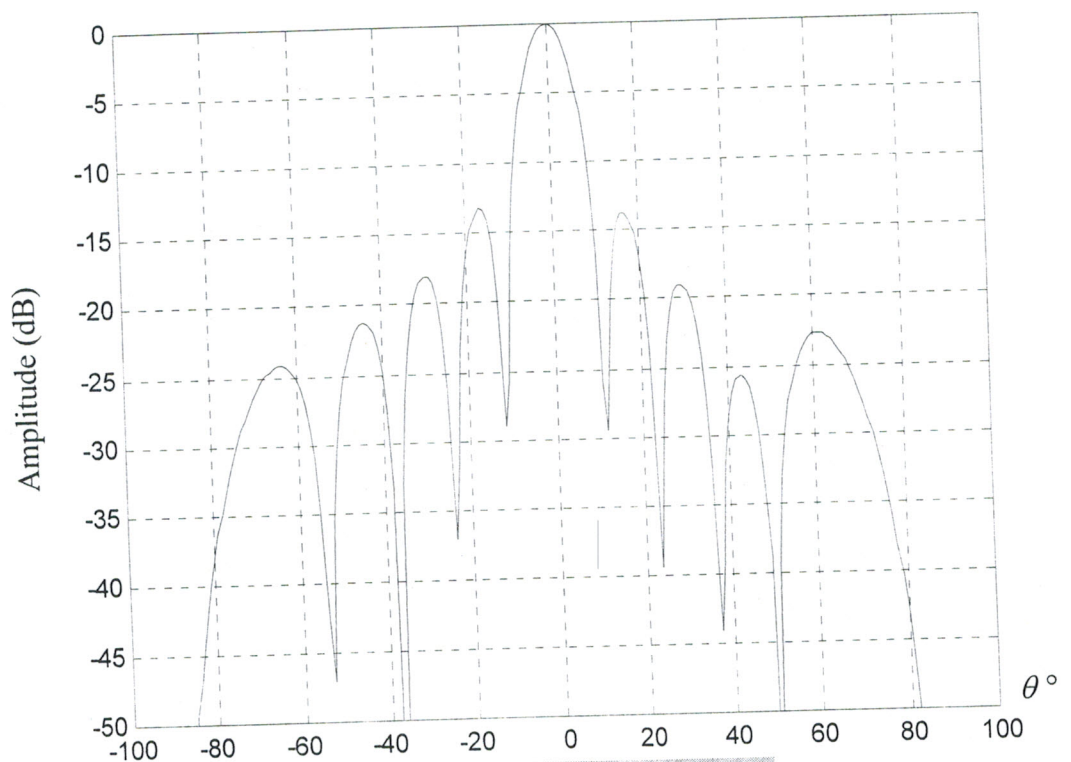


Figure II.16 : Diagramme de rayonnement pour différentes valeurs de la puissance de l'interférence

- **Etude de la bande passante de réjection d'interférence**

Afin d'étudier la bande passante de réjection d'interférences par la méthode d'optimisation du rapport signal sur bruit, on rajoute à l'interférence réelle à  $50^\circ$ , les mêmes interférences fictives utilisées pour la réjection par la méthode des projections, c'est le cas des figures II.17, II.18 et II.19.

a) Taux de réjection d'interférence à  $50^\circ$ b) Réjection d'interférence à  $50^\circ$ Figure II.17 : Bande passante de réjection d'interférence à  $50^\circ$  et diagramme de rayonnement



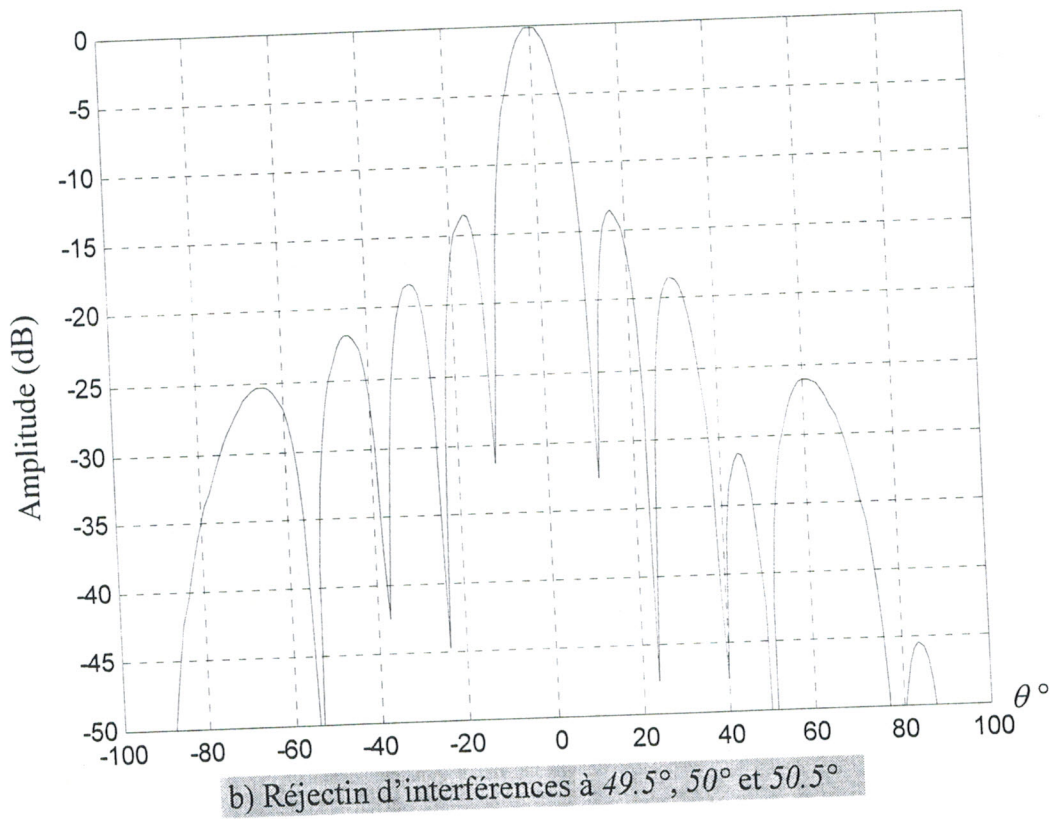
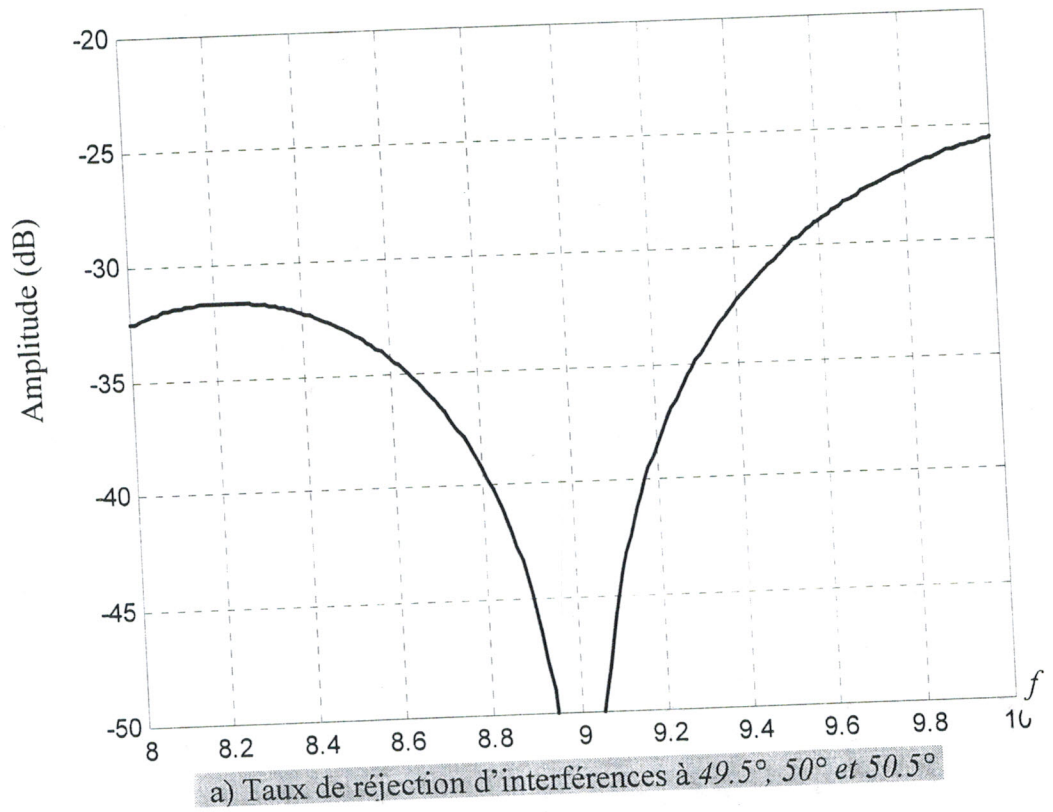


Figure II.18 : Bande passante de réjection d'interférences à  $49.5^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.5^\circ$  et diagramme de rayonnement.

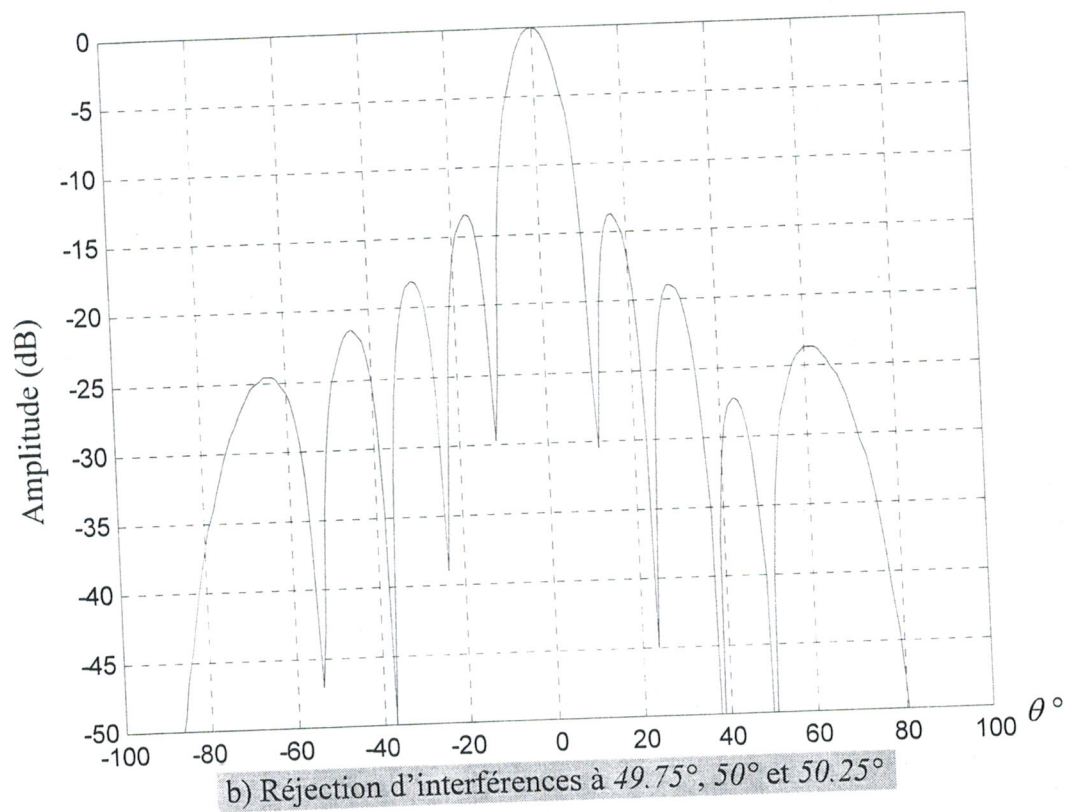
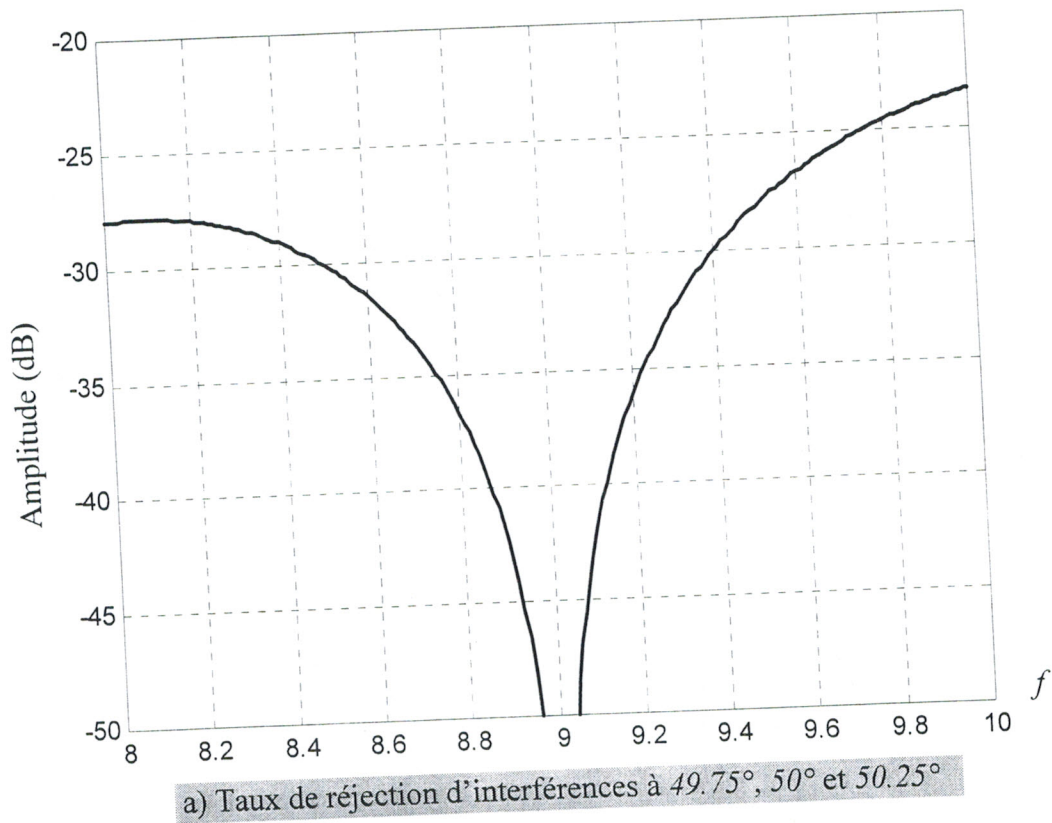


Figure II.19 : Bande passante de réjection d'interférences à  $49.75^\circ$ ,  $50^\circ$  et  $50.25^\circ$  et diagramme de rayonnement

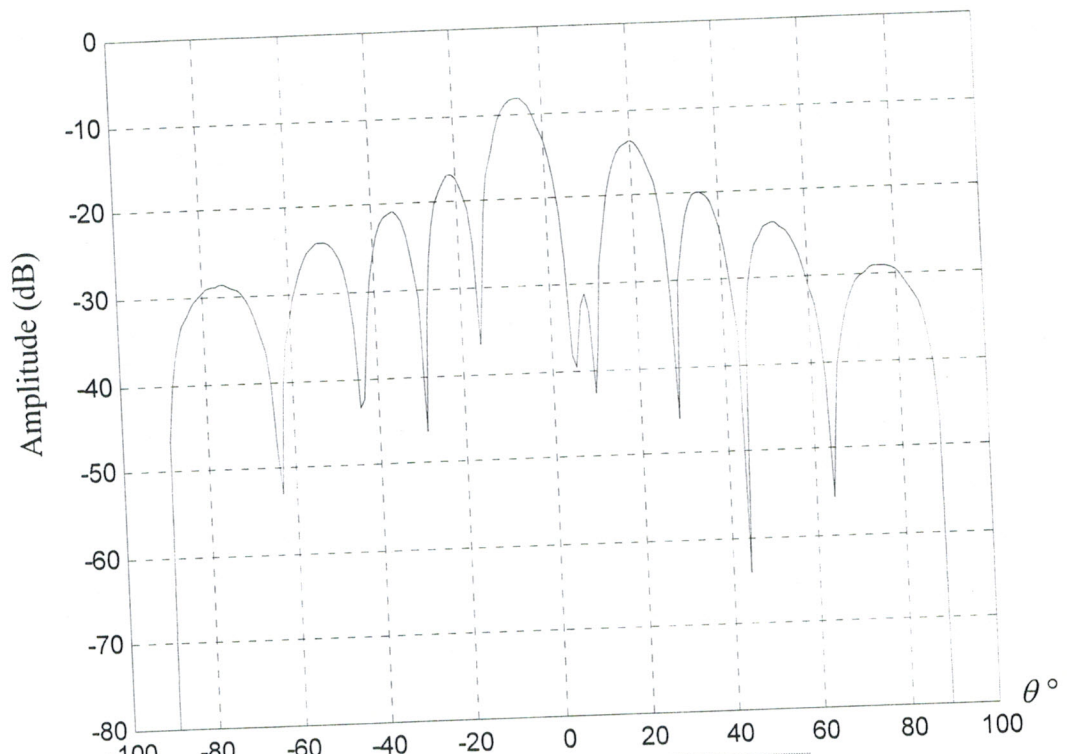
On remarque une nette amélioration de la bande passante de réjection d'interférence pour le cas de la figure II.18 grâce aux interférences fictives placées à  $49.5^\circ$  et  $50.5^\circ$ , tout en gardant une bonne adaptation du diagramme de réception.

### • Cas de multiples interférences

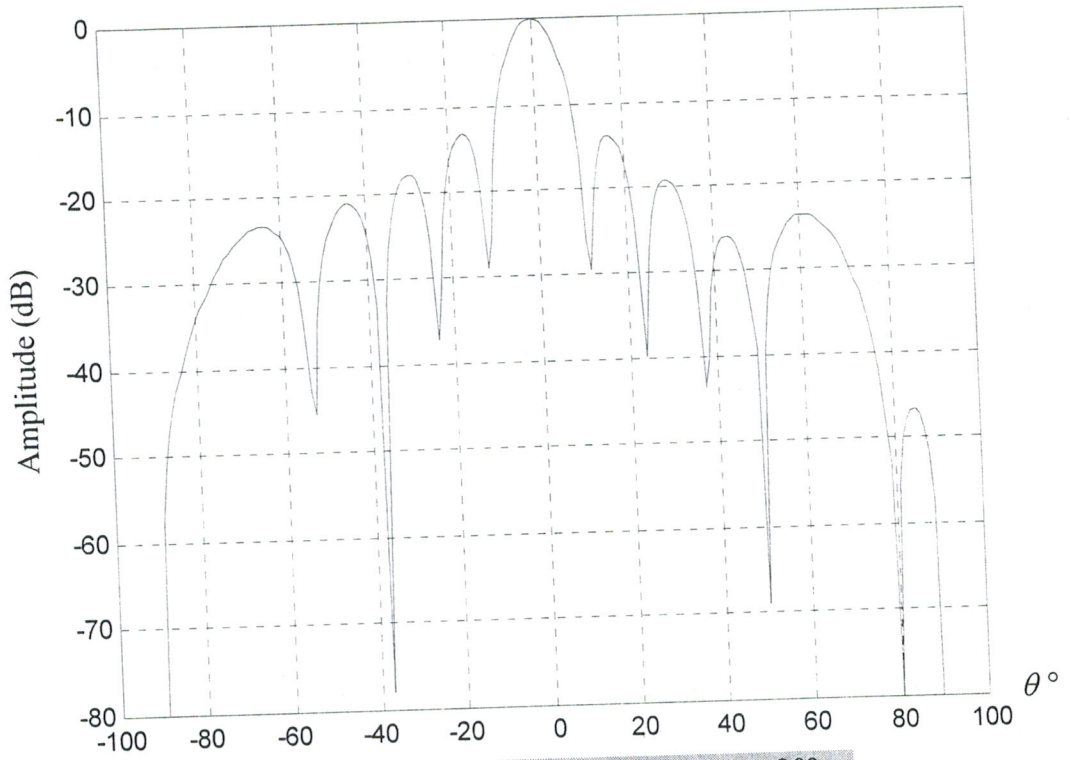
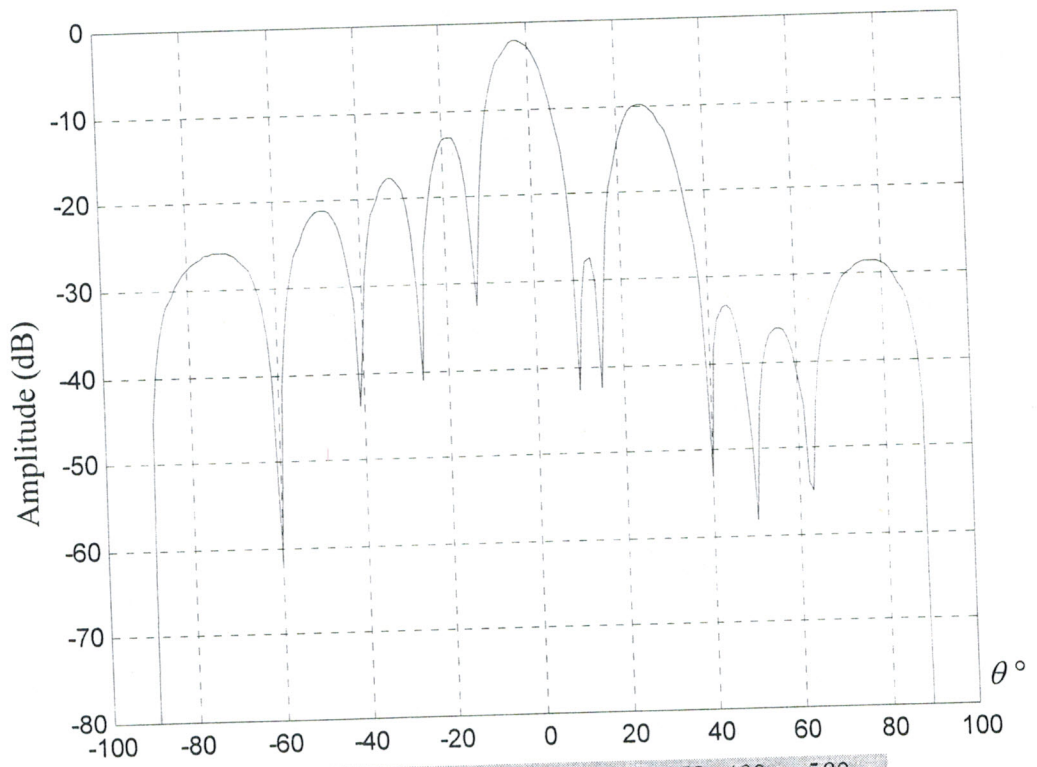
On utilise le même réseau rectiligne constitué de 10 éléments espacés de  $\frac{\lambda}{2}$ .

On suppose que toutes les interférences ont la même puissance apparente relative  $\frac{P_1}{P_q} = 10$ .

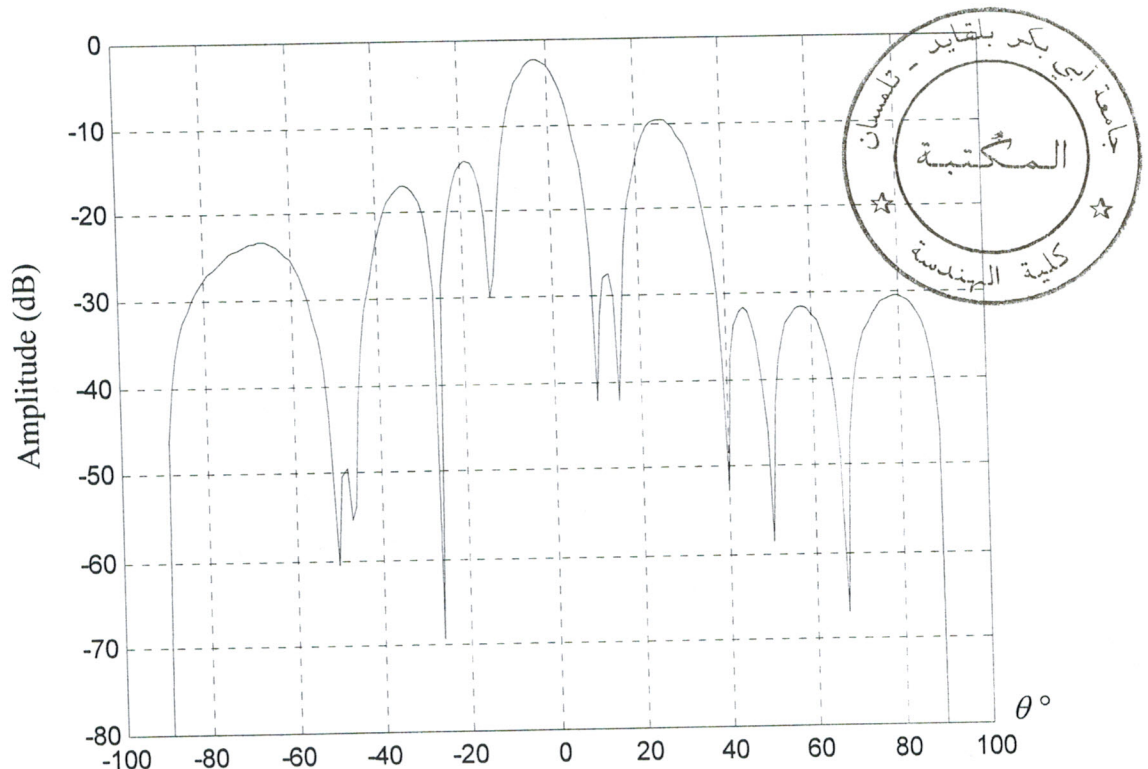
Les diagrammes de rayonnement du réseau adapté issus de la méthode de réjection des interférences par optimisation du rapport S/B sont représentés par la figure II.20.



a) Réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

b) Réjection d'interférences à  $50^\circ$  et  $80^\circ$ c) Réjection d'interférences à  $10^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $50^\circ$





d) Réjection d'interférences à  $-50^\circ$ ,  $-26^\circ$ ,  $10^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $50^\circ$

Figure II.20 : Diagramme de rayonnement pour plusieurs interférences.

Pour l'ensemble des résultats obtenus (figure II.20 a, b, c, et d), on constate une augmentation des lobes secondaires avec l'augmentation du nombre d'interférences qui est du à la création des zéros dans les directions des interférences. On observe aussi, une nette amélioration apporté sur le gain du réseau d'antennes qui résout le problème de dégradation du gain de la méthode des projections présentée dans les figures II.6 et II.7. Cependant, pour des interférences très proches du lobe principal (figure II.20.a : interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ ), la dégradation persiste puisque le niveau du gain descend à  $-13 \text{ dB}$ , n'empêche que l'amélioration du gain par rapport à celui des projections existe toujours. Le diagramme adapté de la figure II.20.a montre que le lobe est décalé de  $-5^\circ$ , décalage du justement à la direction très proche de l'interférence.

Le taux de réjection des interférences a tendance à diminuer en se rapprochant du lobe principal, par exemple ce taux varie entre  $-53 \text{ dB}$  et  $-70 \text{ dB}$  pour les interférences  $40^\circ$ ,  $50^\circ$ ,  $-26^\circ$  et  $-50^\circ$ , alors qu'il varie autour de  $-40 \text{ dB}$  pour les interférences  $10^\circ$  et  $15^\circ$  (figure II.20.d).

En utilisant un réseau d'antennes à 100 éléments, en présence de 4 interférences à  $18^\circ$ ,  $22^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $66^\circ$ , on obtient un diagramme très directif et adapté comme le montre le résultat de la figure II.21.

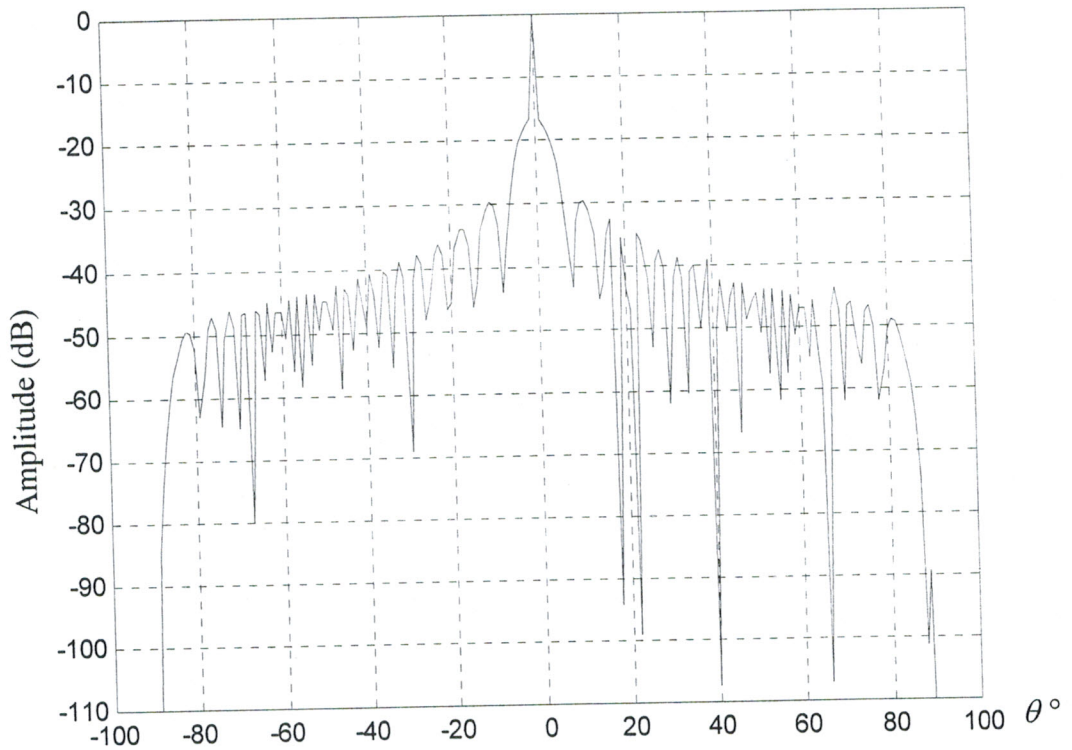


Figure II.21 Réseau d'antennes de 100 éléments et interférences à  $18^\circ$ ,  $22^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $66^\circ$

On constate que les niveaux de réjection augmentent pour des interférences s'éloignant du lobe principal.

### II.5.2.b. Réseau plan

On considère maintenant un réseau plan rectangulaire, possédant 10 éléments suivant  $Ox$  et 4 éléments suivant  $Oy$ .

Les éléments sont espacés de  $\frac{\lambda}{2}$  pour les deux directions.

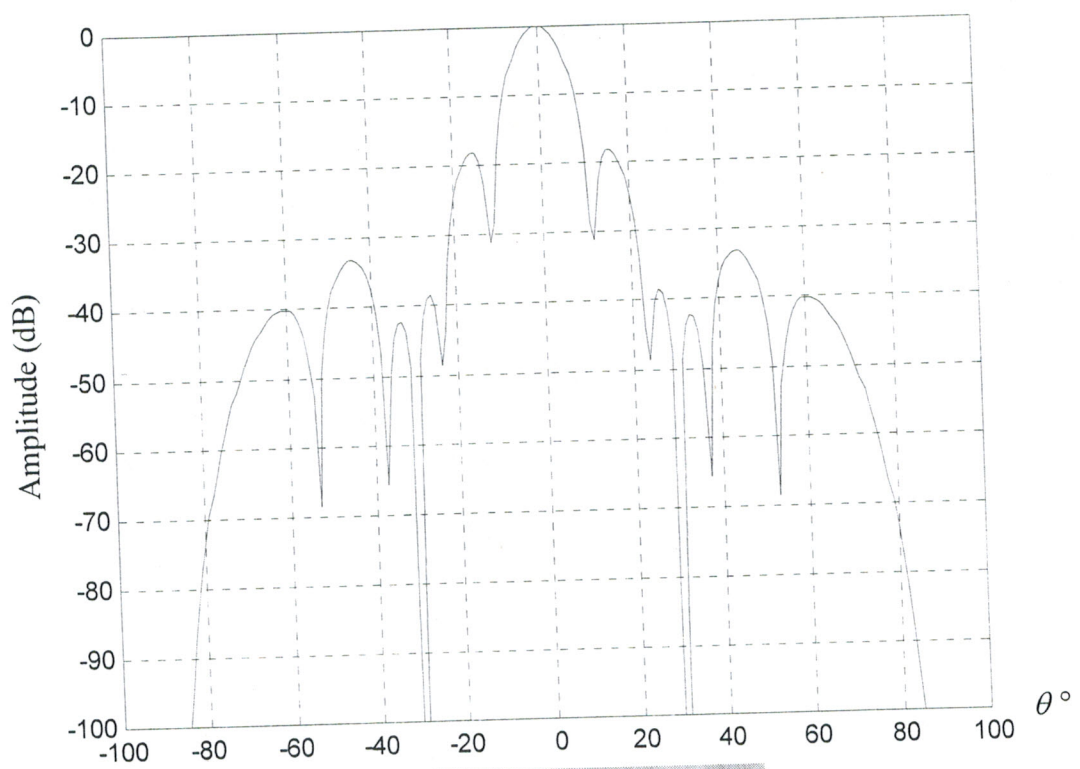
On suppose une interférence arrivant à  $50^\circ$ .

Le diagramme de rayonnement du réseau plan adapté par la méthode d'optimisation du rapport S/B est représenté par la figure II.22.

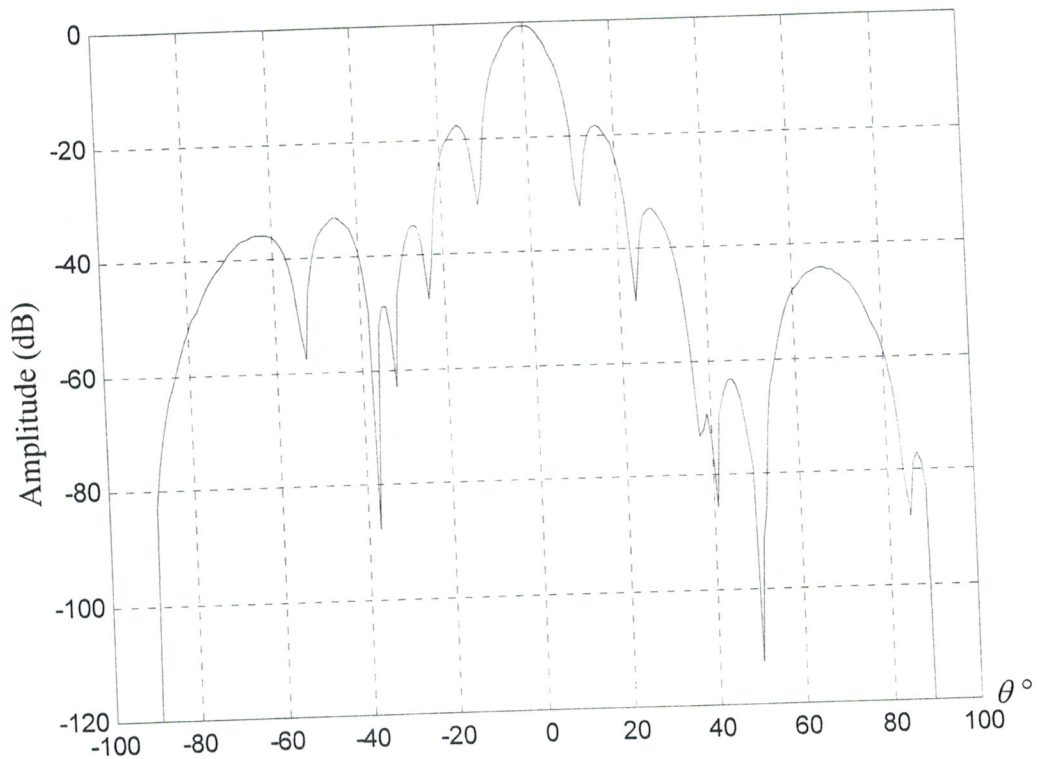
Les pondérations complexes obtenues du réseau sont

$$w_x = \begin{bmatrix} 1.3741 & -21.01^\circ \\ 1.3457 & -15.26^\circ \\ 1.4566 & -18.71^\circ \\ 1.3182 & -19.40^\circ \\ 1.4130 & -15.11^\circ \\ 1.4130 & -20.77^\circ \\ 1.3182 & -16.47^\circ \\ 1.4566 & -17.16^\circ \\ 1.3457 & -20.62^\circ \\ 1.3741 & -14.87^\circ \end{bmatrix}$$

$$w_y = \begin{bmatrix} 1.0756 & -26.63^\circ \\ 1.5506 & -5.43^\circ \\ 1.5506 & -30.45^\circ \\ 1.0756 & -9.25^\circ \end{bmatrix}$$



a) diagramme non adapté



b) diagramme adapté

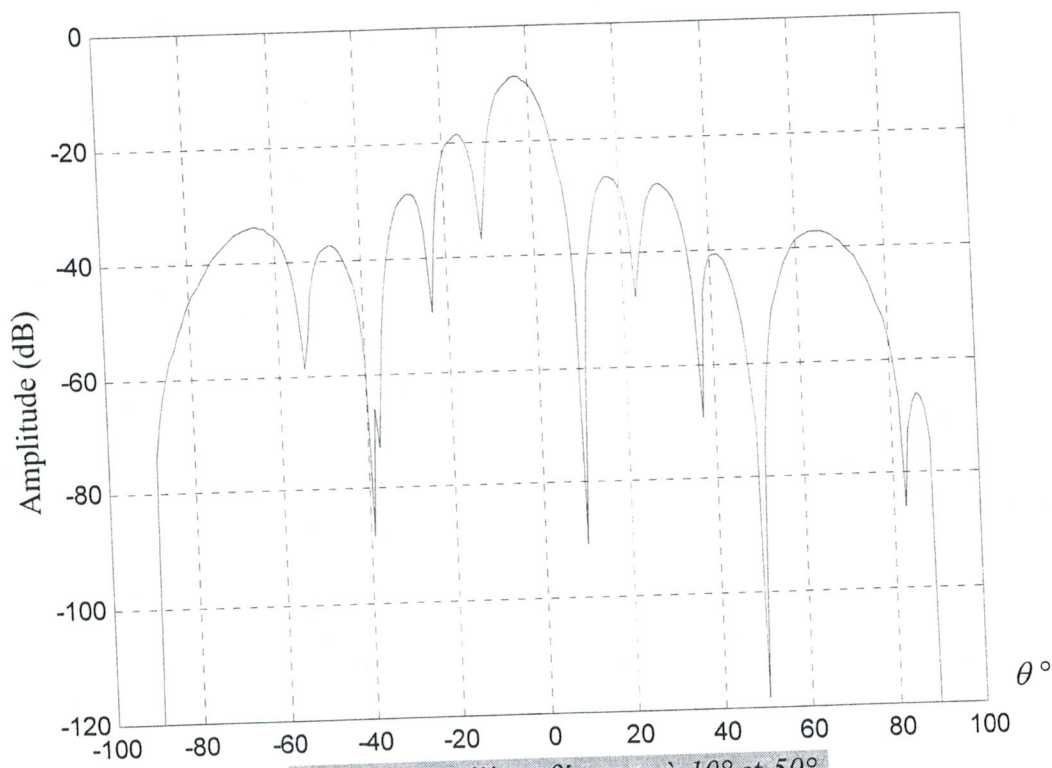
Figure II.22 : Diagramme de rayonnement d'un réseau plan.

Le réseau plan diminue les niveaux de lobes secondaires par rapport au réseau rectiligne ce qui entraîne une diminution des niveaux de réjection. Le niveau de réjection dans la direction de l'interférence est  $-113 \text{ dB}$ .

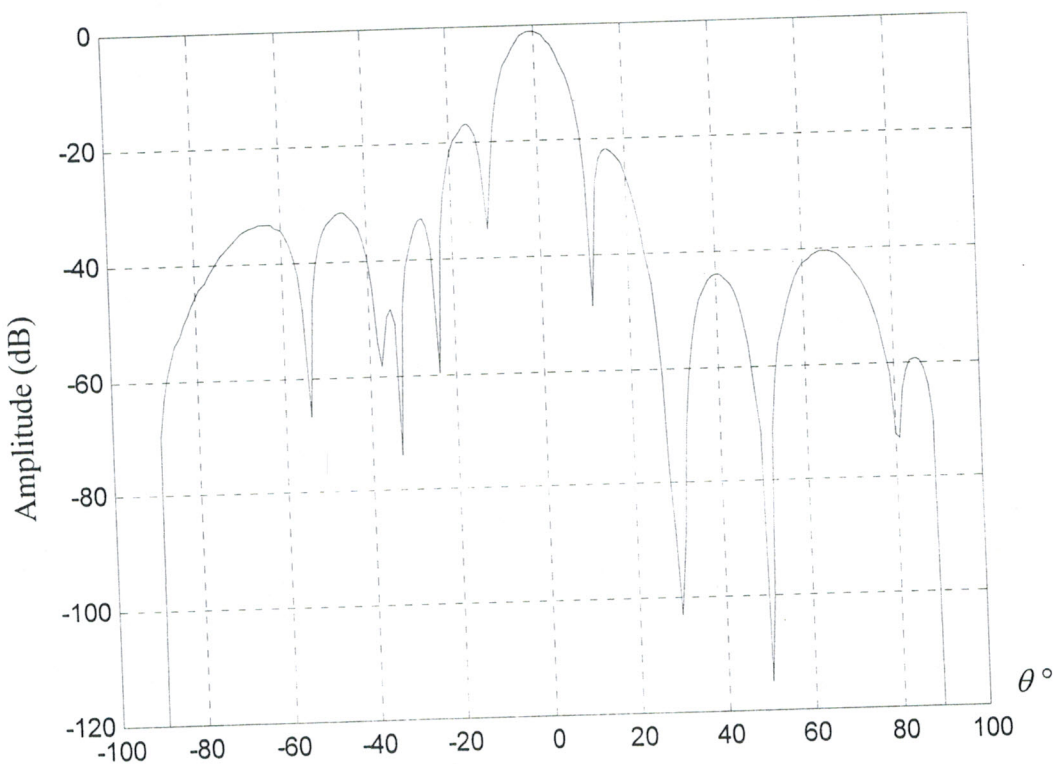
- **Cas de multiples interférences**

On étudie l'évolution des diagrammes de rayonnement en fonction du nombre d'interférences en utilisant le même réseau plan (figure II.23).





a) Réjection d'interférences à  $10^\circ$  et  $50^\circ$



b) Réjection d'interférences à  $30^\circ$  et  $50^\circ$

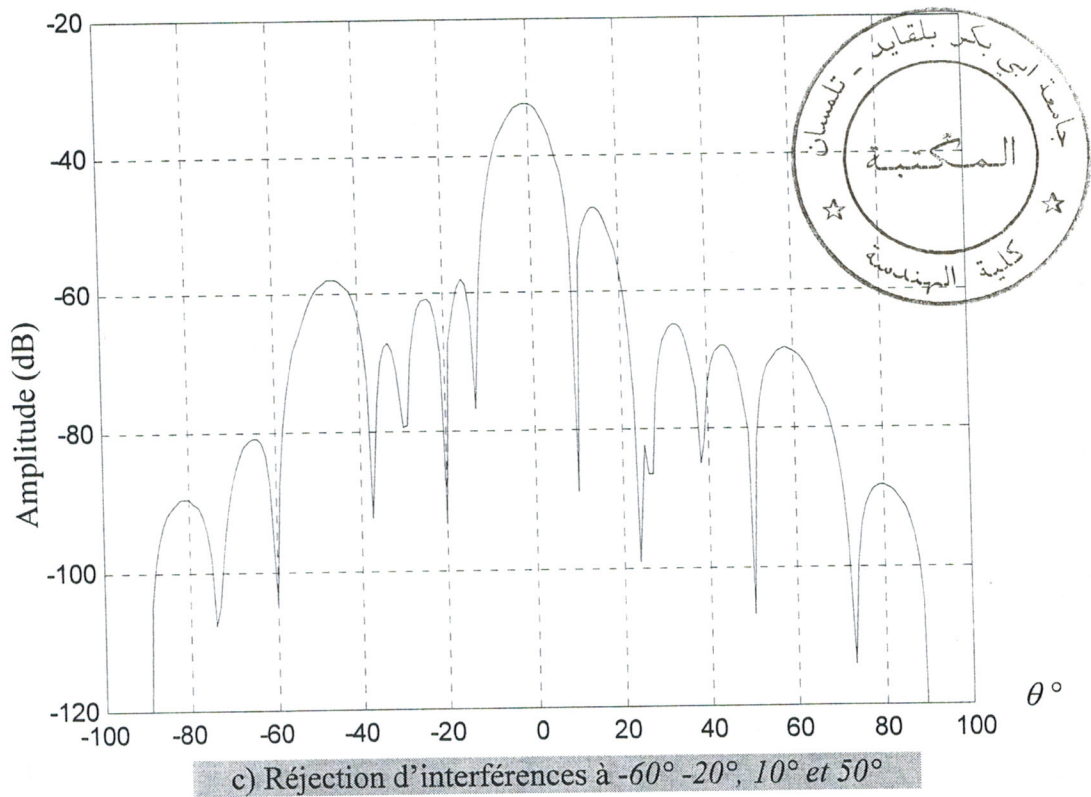


Figure II.23 : Diagramme de rayonnement en présence de plusieurs interférences.

Notons que la liaison a subi une dégradation de  $-10 \text{ dB}$  en présence d'une interférence en direction du signal principal utile (Figure II.23.a). Le niveau de réjection de l'interférence à  $10^\circ$  est de l'ordre de  $-90 \text{ dB}$ . En éloignant les interférences du lobe principal (figure II.23.b), le gain du réseau subit une augmentation sans aucune détérioration. En présence de plusieurs interférences (Figure II.23.c) et notamment dans la direction du lobe principal, le diagramme subit une dégradation assez importante de l'ordre de  $-32 \text{ dB}$ . D'après le principe de multiplication des diagrammes (cas du réseau plan), cette dégradation revient en fait à une double dégradation, selon  $Ox$  et selon  $Oy$ . La réjection ici, reste efficace relativement à la méthode des projections même en présence de plusieurs interférences.

En utilisant un réseau plan d'antennes à  $100$  éléments, en présence de  $2$  interférences à  $10^\circ$  et  $60^\circ$ , on obtient un diagramme adapté comme le montre le résultat de la figure II.24.

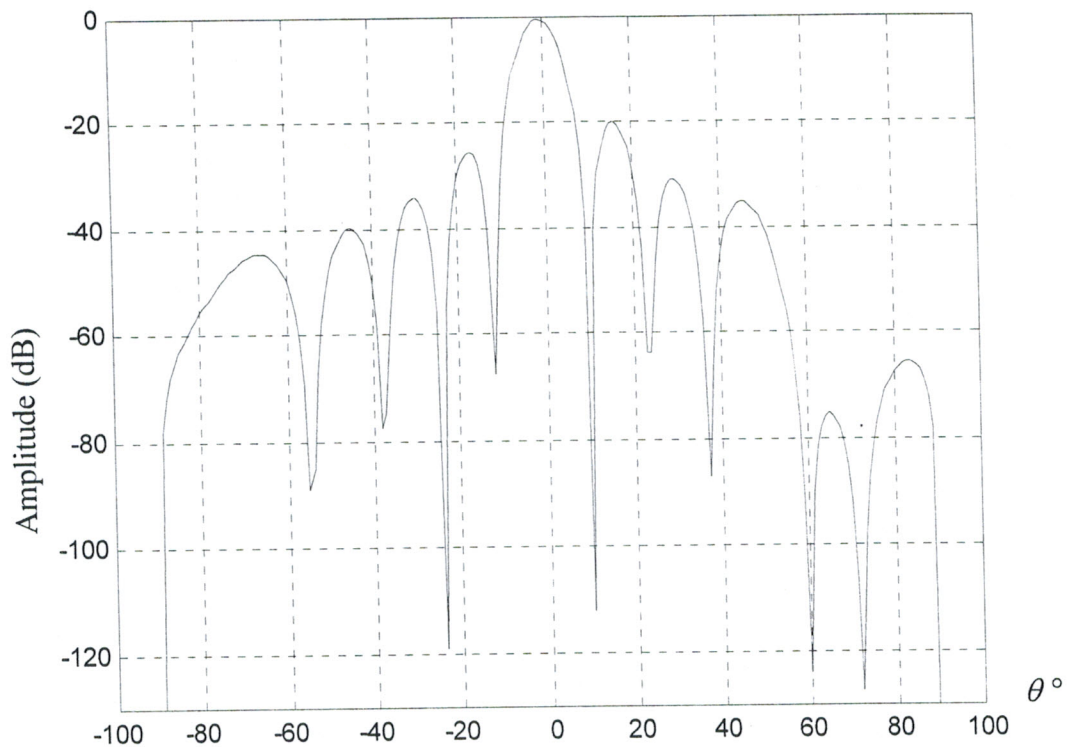


Figure II.24 : Diagramme de rayonnement d'un réseau plan  $10 \times 10$  éléments en présence de 2 interférences à  $10^\circ$  et  $60^\circ$

### II.5.3. Adaptation avec dépointage du signal principal utile

#### II.5.3.a Cas d'un diagramme de rayonnement dépointé

Nous avons déjà vu que le balayage électronique du faisceau permet d'intercepter une cible se trouvant dans une direction donnée. Le diagramme de réception sera ainsi dépointé dans la direction de la cible. Dans cette étude, nous cherchons à adapter le diagramme de rayonnement de réception dépointé en présence d'interférences.

Pour résoudre ce problème, nous avons appliqué la méthode d'optimisation du rapport S/B déjà développée.

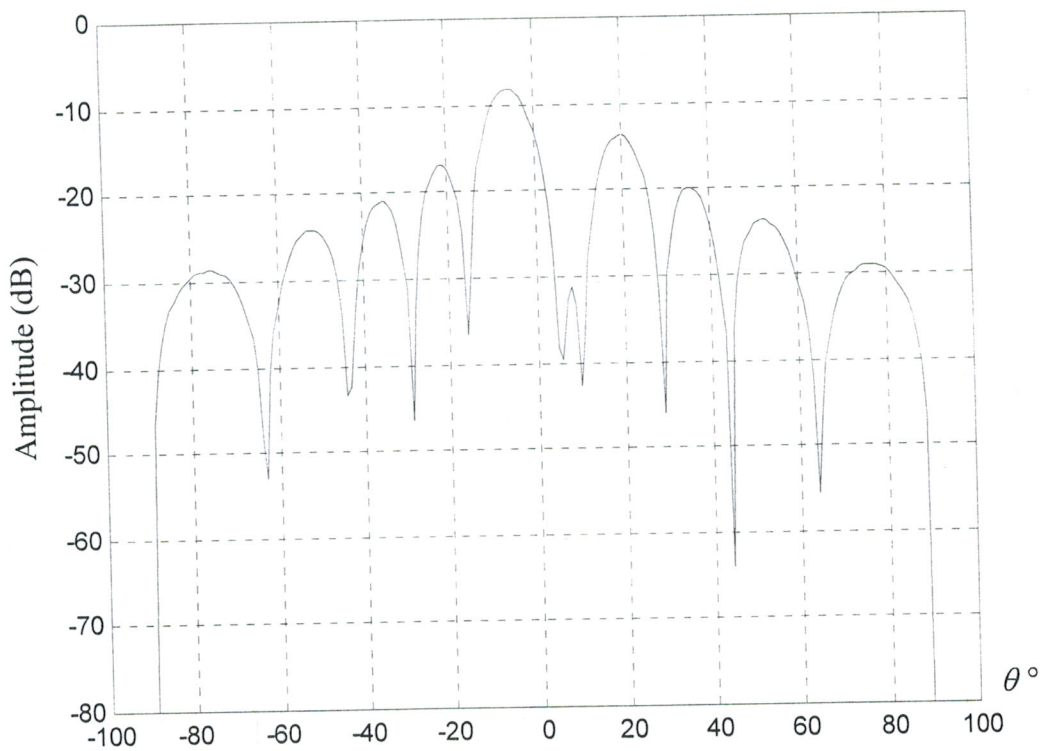
#### II.5.3.b Cas d'un diagramme de réception non-dépointé

Dans le cas de la présence d'interférences dans la direction du lobe principal (non dépointé par exemple) le diagramme de rayonnement subit une forte dégradation. Afin de résoudre ce problème et de pouvoir conserver l'information du signal utile sans aucune perte, il est judicieux de décaler le faisceau principal des directions d'interférences.

Pour cela, on introduit un dépointage du lobe principal. Le diagramme de réception ainsi dépointé peut être adapté en présence d'interférences en utilisant la même méthode de réjection.

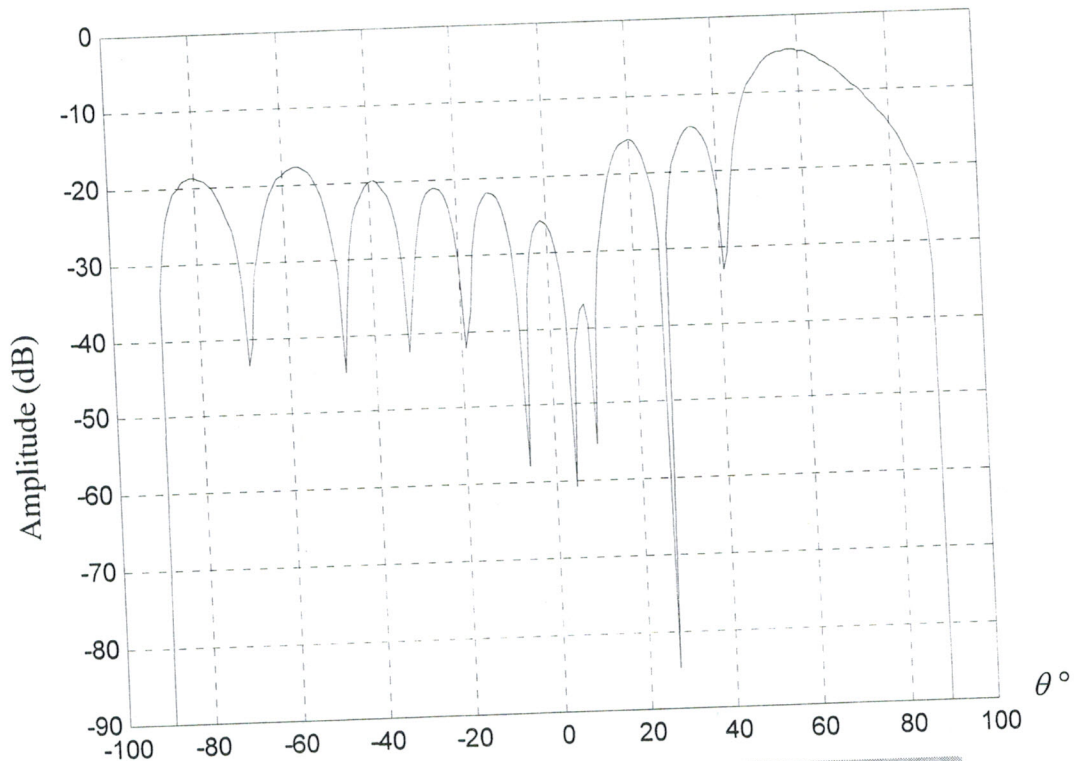
### II.5.3.c Résultats

Prenons le même réseau rectiligne à 10 éléments, en présence de deux interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$ . Les diagrammes adaptés obtenus sans dépointage et avec dépointage de  $60^\circ$  sont représentés respectivement par les figures II.25.a et II.25.b.



a) Réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$  sans dépointage



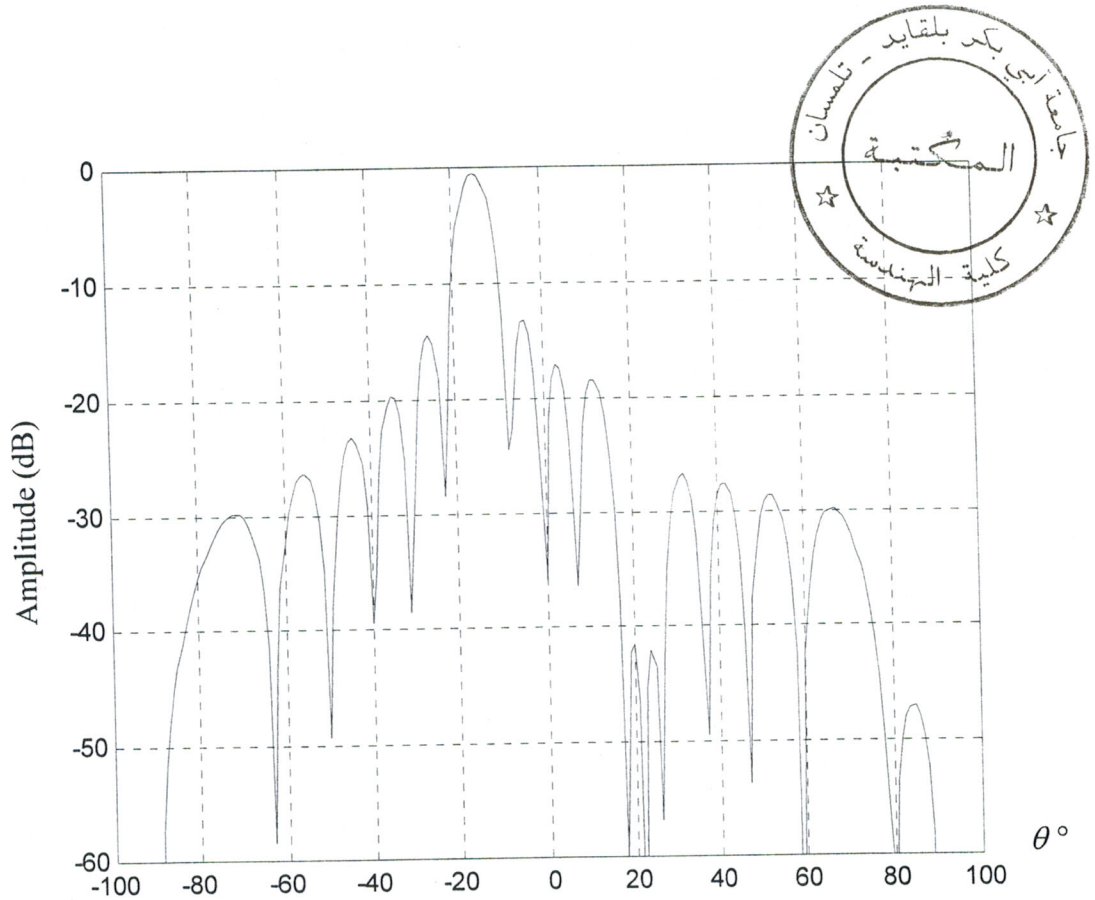


b) Dépointage à  $60^\circ$  et réjection d'interférences à  $5^\circ$  et  $10^\circ$

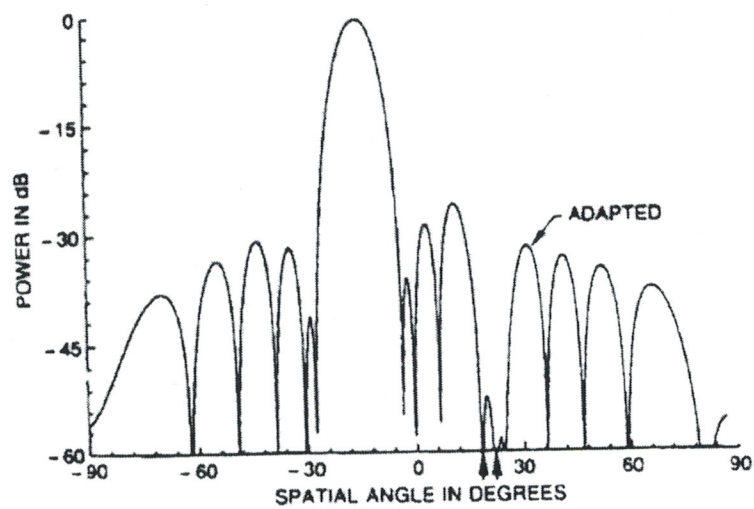
Figure II.25 : dépointage et diagrammes adaptés.

La dégradation du signal principal présentée sur la figure II.25.a. est de l'ordre de  $-13 \text{ dB}$ . En effectuant un dépointage de  $60^\circ$  du lobe principal, on obtient le diagramme de rayonnement de la figure II.25.b. Ce diagramme montre que la dégradation devient de  $-5 \text{ dB}$  et les niveaux de réjection passent de  $-40 \text{ dB}$  à  $-60 \text{ dB}$ .

Le diagramme de la figure II.26.a. dépointé à  $-15^\circ$ , est obtenu en utilisant un réseau rectiligne à 16 éléments en présence de deux interférences situées à  $18^\circ$  et  $22^\circ$ . Ce résultat est similaire à celui trouvé par F. Gabriel [18, 19] présenté sur la figure II.26.b, utilisant la méthode de superposition de diagrammes pour l'adaptation et la méthode de Chebychev pour rabaisser les niveaux de lobes secondaires.



a) Dépointage à  $-15^\circ$  d'un réseau à 16 éléments et réjection d'interférences à  $18^\circ$  et  $22^\circ$



b) Dépointage à  $-15^\circ$  d'un réseau à 16 éléments et réjection d'interférences à  $18^\circ$  et  $22^\circ$

Figure II.26 : Digramme de rayonnement adaptés et dépointés

## II.6. Réjection d'interférences par la méthode des moindres carrés

### II.6.1. Principe de la méthode

Cette méthode a été décrite par *Widrow* [7-9, 11]. Sa mise en œuvre fait appel à des techniques couramment employées dans la théorie du filtrage.

Définissons, au préalable, les notations utilisées :

$x_i(t)$  représente le signal total (bruit et signal utile) présent à l'instant  $t$ , sur l'accès  $i$  du réseau. On pose :

$$x_i(t) = s_i(t) + b_i(t)$$

Signal utile                      signal du bruit

La réponse du réseau d'antennes après combinaison des  $x_i(t)$  par le réseau d'alimentation s'écrit :

$$e(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (\text{II.66})$$

La fonction  $\varepsilon(t)$  définie par  $\varepsilon(t) = s(t) - e(t)$  représente à l'instant  $t$ , l'erreur commise entre  $e(t)$ , réponse synthétisée et  $s(t)$ , réponse désirée à l'entrée du récepteur.

Définissons les vecteurs de  $C^N$  :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ \vdots \\ x_N(t) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad w = \begin{bmatrix} w_1 \\ \vdots \\ w_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

et les expressions :

$$e(t) = w^t x^*(t) \quad (\text{II.68})$$

$$\varepsilon(t) = s(t) - w^t x^*(t) \quad (\text{II.69})$$

La méthode met en œuvre une optimisation du type moindres carrés dans laquelle la fonction d'erreur s'écrit :

$$\varepsilon^2 = E\{\varepsilon(t)|^2\} \quad (\text{II.70})$$

Le problème consiste à déterminer l'ensemble des coefficients  $w_i$  qui minimise  $\varepsilon^2$ .

- Recherche de la solution optimale au sens des moindres carrés

L'erreur  $\varepsilon^2$  s'écrit :

$$\varepsilon^2 = E\left\{\left(s^*(t) - w^H x(t)\right)\left(s(t) - w^T x^*(t)\right)\right\} \quad (\text{II.71})$$

Soit :

$$\varepsilon^2 = E\left\{|s(t)|^2\right\} - 2\text{Re}\left\{w^T E\left\{(x(t)s(t))^t\right\}\right\} + w^H E\left[x(t)x^H(t)\right]w \quad (\text{II.72})$$

Posons :

$$R_x = E\left\{x(t)x^H(t)\right\} : \text{matrice de corrélation des signaux } x_i(t).$$

$$C = E\left\{x(t)s(t)\right\} \text{ vecteur de } C^N \text{ représentant la corrélation des signaux } x(t) \text{ avec } s(t).$$

L'erreur  $\varepsilon^2$  s'écrit :

$$\varepsilon^2 = E\left\{|s(t)|^2\right\} - 2\text{Re}\left\{w^T C^*\right\} + w^H R_x w \quad (\text{II.73})$$

La recherche du minimum de  $\varepsilon^2$  (par rapport aux  $N$  variables  $w_i$ ) nécessite le calcul des dérivés partielles de  $\varepsilon^2$  par rapport à  $w_i$ . Le détail de ces calculs figure en annexe C. Finalement la loi optimale de commande du réseau adaptatif d'antennes sera :

$$w_{opt} = \mu R_x^{-1} C \quad (\text{II.74})$$

où  $\mu$  est une constante arbitraire.

- Expression du vecteur C

Par définition :

$$C = E\left(x(t)s(t)\right) = \begin{bmatrix} C_1 \\ \vdots \\ C_i \\ \vdots \\ C_N \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

Il vient :

$$C_i = E\left(x_i^*(t)s(t)\right) \quad (\text{II.76})$$

Soit :

$$C_i = E\left((s_i^*(t) + b_i^*(t))s(t)\right) \quad (\text{II.77})$$

Moyennant l'hypothèse que le signal utile est décorrélé du bruit  $b_i(t)$  :

$$C_i = E\left(s_i^*(t)s(t)\right) = P_s s_i \quad (\text{II.78})$$



où :

$P_s$  est la puissance apparente émise par le signal utile.

$s_i$  est le  $i^{\text{ème}}$  terme du vecteur d'espace  $s$  (de  $C^N$ ) dans la direction du signal utile.

Par conséquent :  $C = P_s s$

La solution optimale au sens des moindres carrés sera :

$$w_{opt} = \mu P_s R_x^{-1} s \quad (\text{II.79})$$

### • Remarque

Dans la théorie du filtrage, la solution obtenue précédemment est connue sous le nom de solution de Wiener-Hopf [10].

Le calcul de la loi optimale  $w_{opt}$  suppose la connaissance des paramètres suivants :

- Le vecteur d'espace  $s$  dans la direction du signal utile  $(\theta_s, \phi_s)$ .
- Le calcul de la matrice  $R_x$  de corrélation des signaux  $x_i(t)$ . En général, cette matrice est estimée à l'aide d'un dispositif appelé corrélateur qui effectue la mesure directe des produits de corrélation  $E[x_i(t)x_j^*(t)]$ .

Le calcul de  $w_{opt}$  peut être effectué soit par inversion directe de la matrice  $R_x$ , soit par un processus itératif. Le choix de la méthode dépend essentiellement de l'ordre de la matrice, c'est à dire du nombre d'éléments du réseau adaptatif d'antennes. Le processus itératif devra résoudre le système linéaire  $R_x w_{opt} = \mu P_s s$  [9, 17].

Le principe de l'algorithme fonctionnant en boucle ouverte est schématisé par la figure II.27 [7].

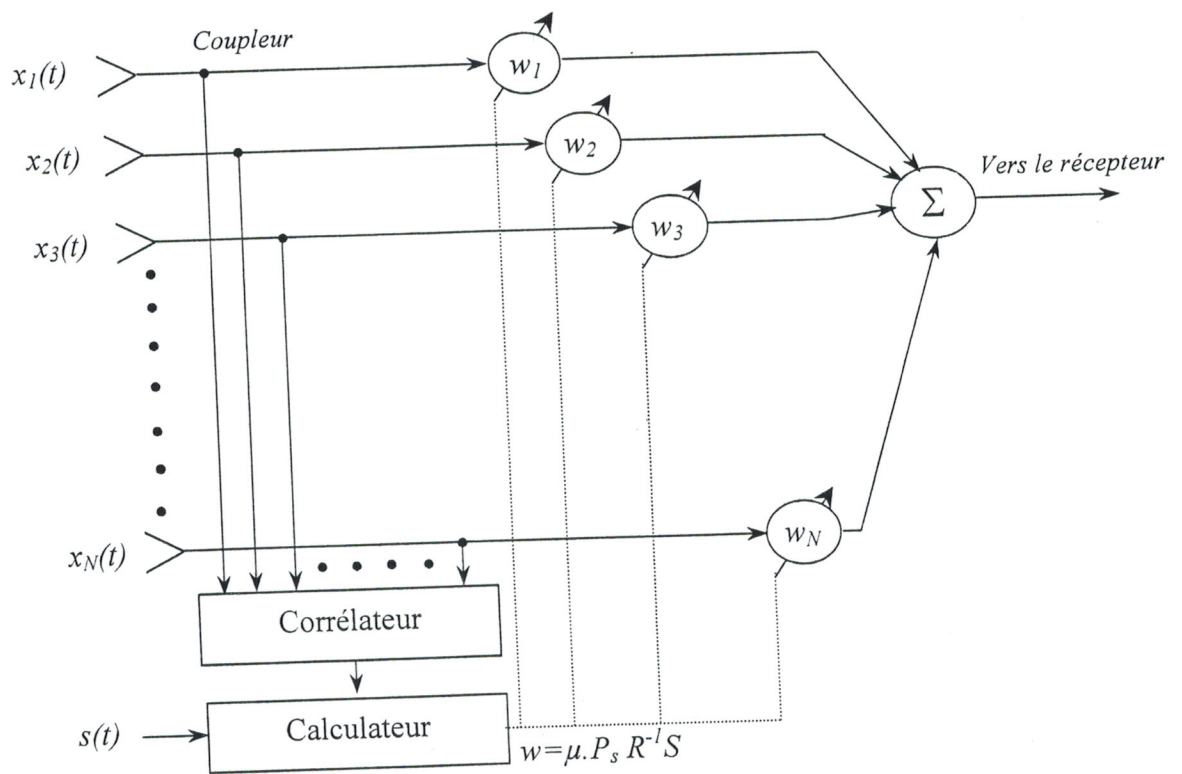


Figure II.27 : Principe de fonctionnement de la réjection par la méthode des moindres carrés.

Dans son étude, Widrow traite un cas plus général. La procédure d'optimisation qu'il utilise, vise à minimiser au sens des moindres carrés, la fonction d'erreur suivante :  $\varepsilon^2 = E \left[ |d(t) - e(t)|^2 \right]$  où  $d(t)$  est un signal dit de référence supposé connu et transmis par l'utilisateur.

Par définition, ce signal doit pouvoir être détecté même en présence de brouillage. L'application de ce critère permet de s'affranchir de l'estimation du vecteur  $s$  et par conséquent, conduit à de meilleures performances.

On trouve  $w_{opt} = \mu R_x^{-1} E[d(t)x(t)]$

Dans notre étude, nous nous sommes volontairement placés dans le cas défavorable où l'utilisateur ne transmet pas de signal de référence  $d(t)$ .

Enfin, notons que le résultat obtenu par la méthode des moindres carrés est analogue, dans sa formulation, au résultat issu de la méthode d'optimisation du rapport

$$\frac{S}{B+I}$$

- **Remarque**

La matrice  $R$  présente des valeurs singulières trop faibles. C'est pourquoi on a utilisé une approche approximative pour calculer l'inverse de la matrice  $R$  tel que :

$$w = P_s R^{-1} s \quad (\text{II.80})$$

donc

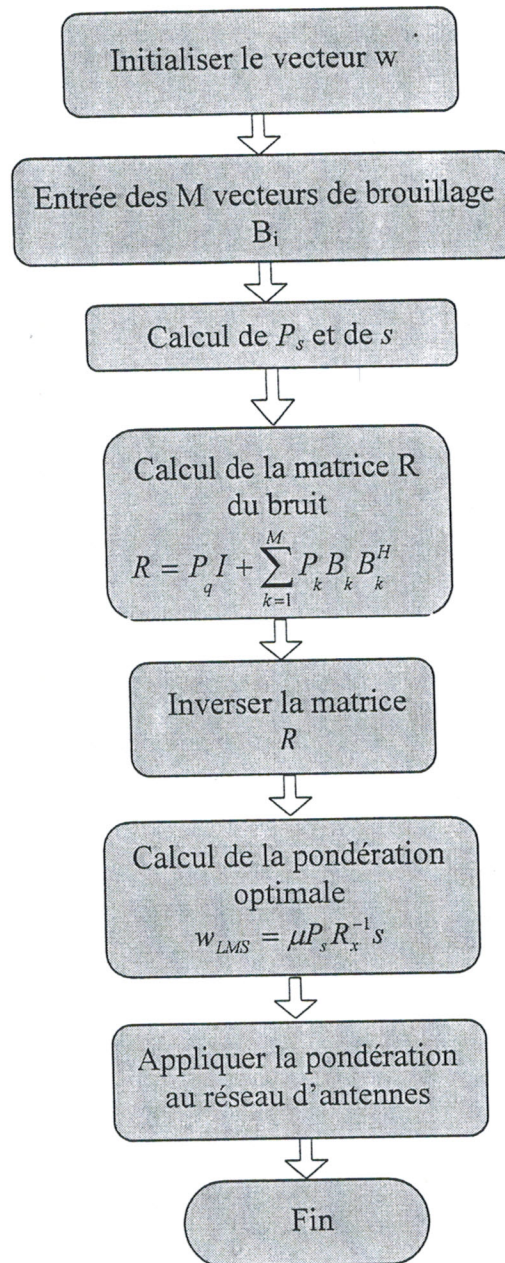
$$Rw = P_s s \quad (\text{II.81})$$

La formulation de l'approche approximative serait de minimiser  $P$  tel que :

$$P = \underset{w \in \mathbb{C}^N}{\text{Min}} (Rw - s) \quad (\text{II.82})$$

On peut utiliser le gradient conjugué pour résoudre ce problème [9, 17].

L'organigramme résumant cette méthode est le suivant :



Organigramme 4 : Algorithme de réjection par la méthode des moindres carrés

## II.6.2. Résultats

### II.6.2.a. Réseau rectiligne

La méthode de réjection basée sur les moindres carrés a été programmée en Matlab [15]. Le logiciel réalisé à partir de cette approche est présenté en annexe A. Considérons

un réseau rectiligne d'antennes constitué de 10 éléments espacés de  $d = \frac{\lambda}{2}$ .

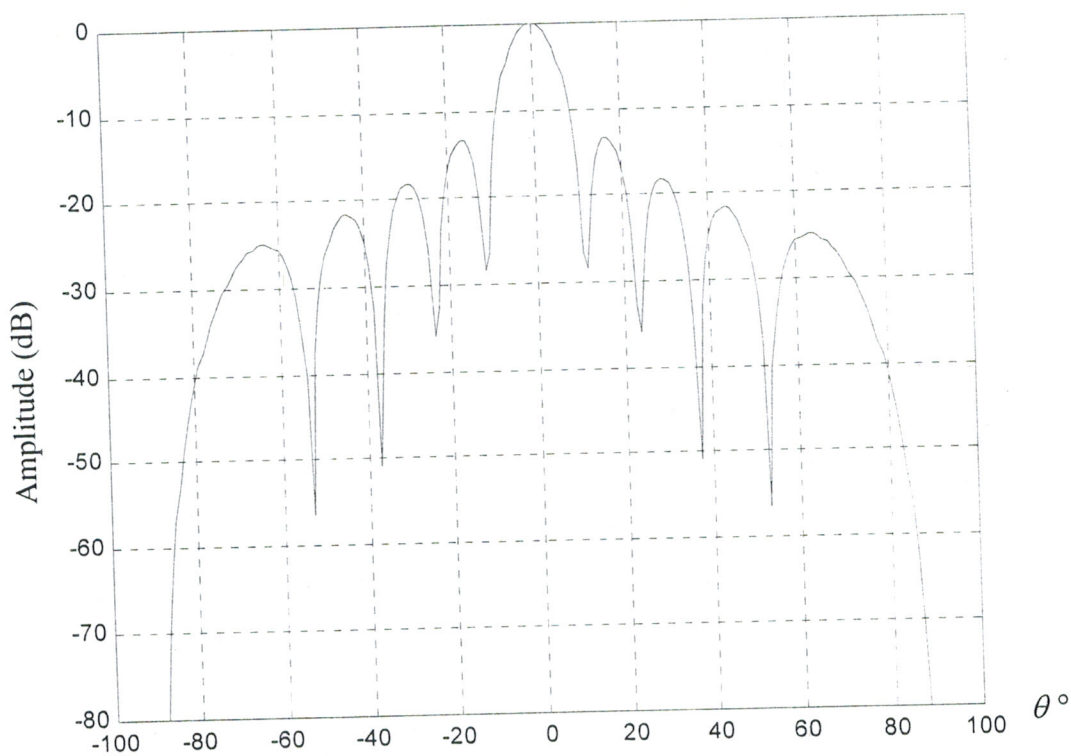


Soit  $B_1$  une interférence localisée dans la direction  $\theta = 50^\circ$  de puissance apparente relative  $\frac{P_1}{P_q} = 10$ .

Le vecteur d'alimentation du réseau adaptatif d'antennes obtenu par cette méthode d'optimisation est le suivant :

$$w = \begin{bmatrix} 0.070 & -20.61^\circ \\ 0.069 & -15.54^\circ \\ 0.075 & -18.25^\circ \\ 0.067 & -19.85^\circ \\ 0.072 & -14.52^\circ \\ 0.072 & -21.21^\circ \\ 0.067 & -15.90^\circ \\ 0.075 & -17.47^\circ \\ 0.069 & -20.20^\circ \\ 0.070 & -15.12^\circ \end{bmatrix}$$

Les diagrammes de rayonnement du réseau non adapté et adapté sont représentés par les figures II.28.a et II.28.b.



a) diagramme non adapté

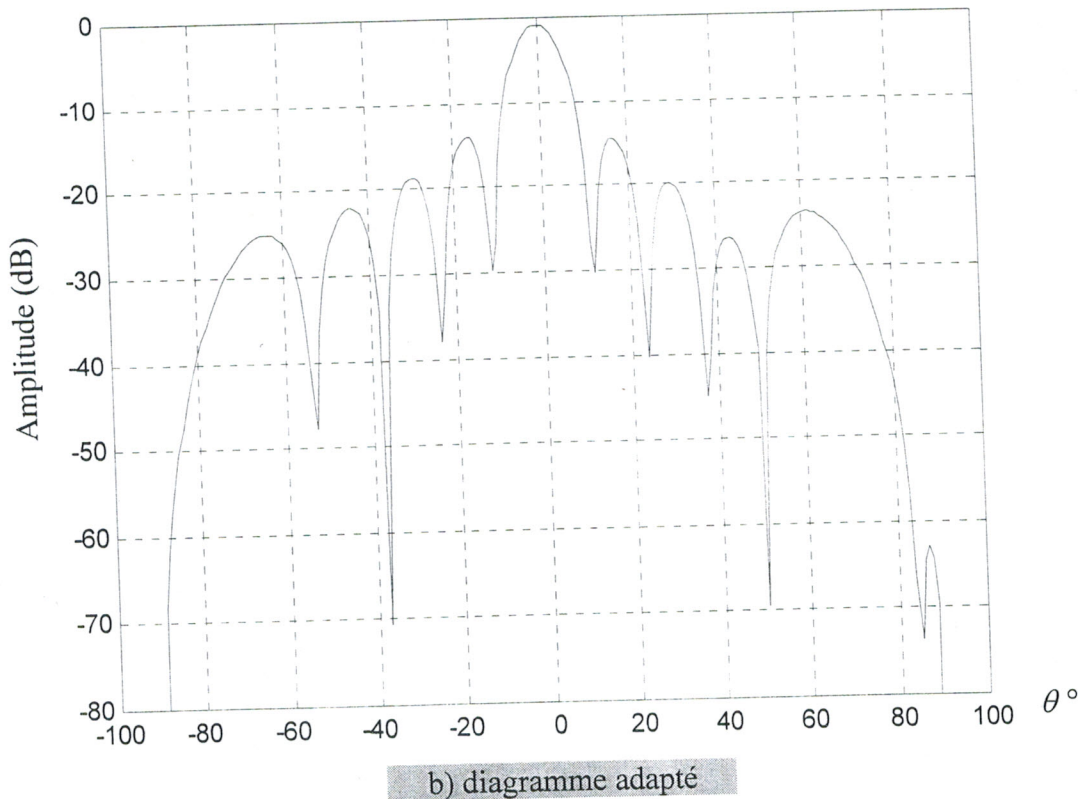


Figure II.28 : Diagramme de rayonnement d'un réseau à 10 éléments en présence d'une interférence à  $50^\circ$

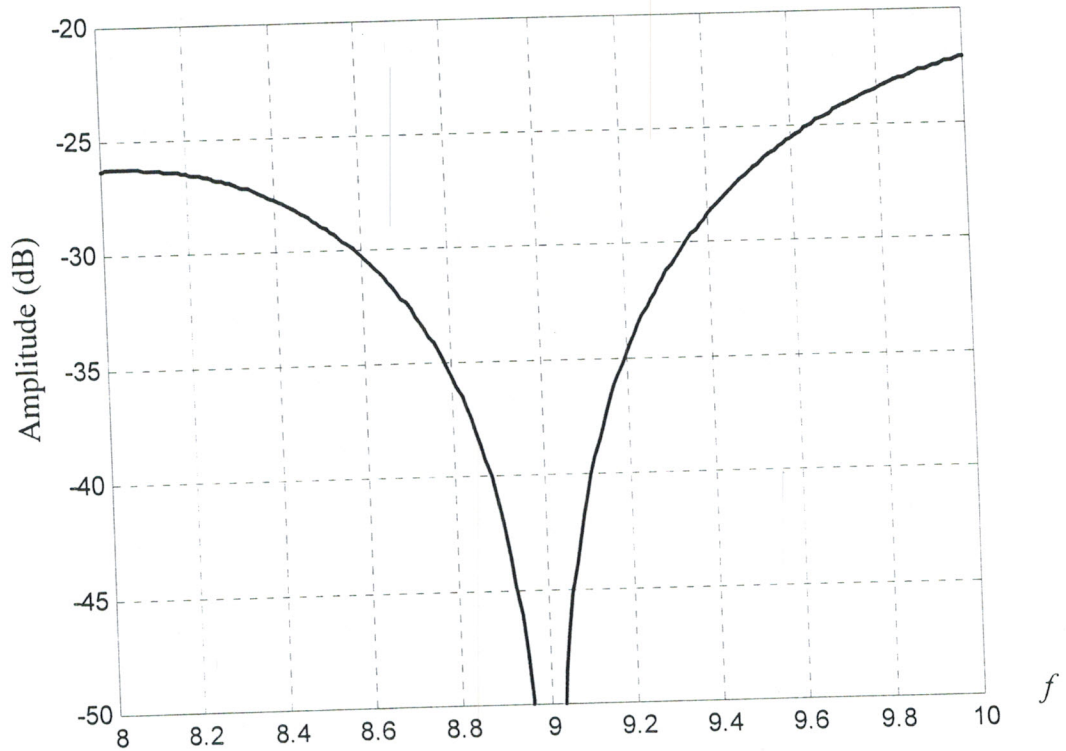
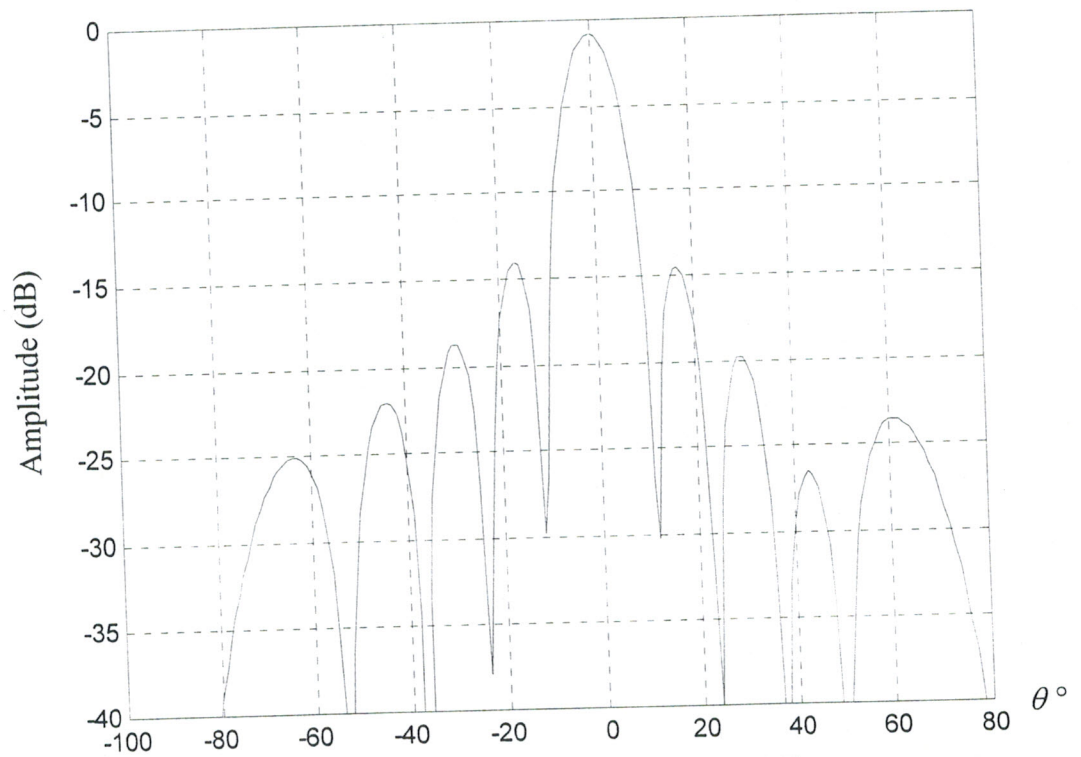
On constate que le niveau de rejection atteint est de  $-70$  dB.

Le diagramme de rayonnement obtenu est très comparable à celui de la rejection d'interférences par optimisation du rapport S/B.

### • Etude de la bande passante de rejection d'interférences

La rejection d'interférences, présentée dans la figure II.29, se produit sur une faible bande passante, en utilisant la méthode des moindres carrés. En simulant des interférences fictives montrées dans les figures II.30 et II.31, nous remarquons une augmentation de la bande de rejection sans avoir de dégradation du signal utile.

Les résultats de rejection par cette méthode sont similaires à ceux de la méthode d'optimisation du rapport S/B.

a) Taux de réjection d'interférence à  $50^\circ$ b) Réjection d'interférence à  $50^\circ$ Figure II.29 : Bande passante de réjection d'interférence à  $50^\circ$  et diagramme de rayonnement



## RESUME

*Le travail présenté dans ce mémoire développe une étude d'adaptation de réseaux d'antennes à un environnement hostile de brouilleurs.*

*Le réseau adaptatif d'antennes proposé permet de minimiser la dégradation de la liaison utile de communication par une programmation adéquate et optimale de sa loi d'alimentation, à partir de quatre algorithmes déterministes d'adaptation différents dans leur principe de fonctionnement :*

- *des projections,*
- *d'optimisation de rapport signal sur bruit,*
- *des moindres carrés,*
- *du gradient conjugué.*

*Les outils de réjection d'interférences développés pour les réseaux d'antennes imprimées prennent en compte les contraintes imposées par le balayage électronique et par la réalisation pratique.*

*Sur le plan de réalisation pratique, l'outil statistique de réjection développé à base de l'algorithme génétique, constitue une alternative pour simplifier à l'extrême le réseau d'alimentation et pour générer de nouvelles fonctions permettant la mise au point de réseaux de performances accrues ou intelligents.*

**Mots clés :** *Réseau d'antennes, système radar, balayage électronique, réseau adaptatif, antenne imprimée, réseau d'alimentation, réjection d'interférences, diagramme de rayonnement, algorithme des projections, algorithme d'optimisation de rapport signal sur bruit, algorithme des moindres carrés, algorithme du gradient conjugué, algorithme génétique.*



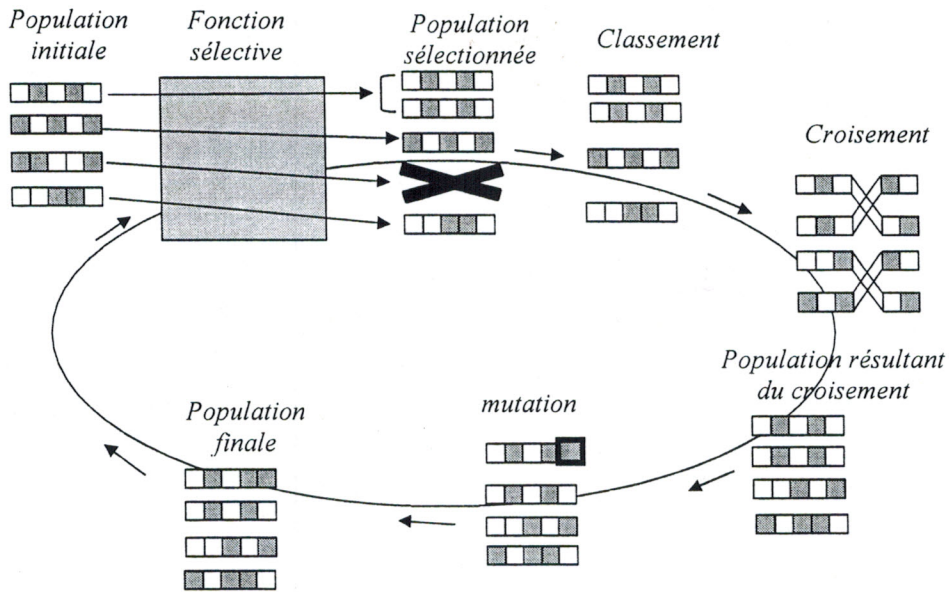


Figure III.7 : Cycle complet définissant un algorithme génétique

Pour résoudre un problème à l'aide de l'algorithme génétique, il suffit alors de choisir une représentation des solutions sous la forme d'un codage binaire. Il est donc important que la représentation binaire des solutions soit opérée en respectant une notion de topologie. En effet, si un code est modifié d'un seul élément binaire (un zéro devient un, par exemple), il semble évident que la nouvelle solution doit être proche de l'ancienne. De même, lorsque l'on croise deux codes, il faut que le code résultant ait une signification d'interpolation ou d'agglomération, entre les deux codes parents, sans quoi l'opération de croisement n'apporte rien de nouveau par rapport à une modification aléatoire. Le choix d'une représentation des solutions du problème représente une part importante de la résolution d'un problème par les algorithmes génétiques.

### III.8. Optimisation de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées

#### III.8.1. Problème posé

Soit un réseau rectiligne de  $N$  éléments (figure III.8). Le champ total est donné par :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} w_i \exp(j k_0 i d \sin \theta \cos \varphi) \tag{III.8}$$

tel que :

$$w_i = a_i e^{j b_i} \tag{III.9}$$

Le champ devient :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(j k_0 i d \sin \theta \cos \varphi + b_i) \quad (\text{III.10})$$

Le principe de l'adaptation du réseau d'antennes est de déterminer la pondération complexe d'alimentation qui place des zéros dans les directions des interférences, c'est à dire trouver les valeurs de  $a_i$  et  $b_i$ . L'approche utilisée à l'aide de l'algorithme génétique pour adapter le réseau d'antennes imprimées à son environnement est de fixer l'amplitude de la pondération et de rechercher uniquement la loi de phase optimale qui minimise les niveaux de rayonnement en direction des interférences.

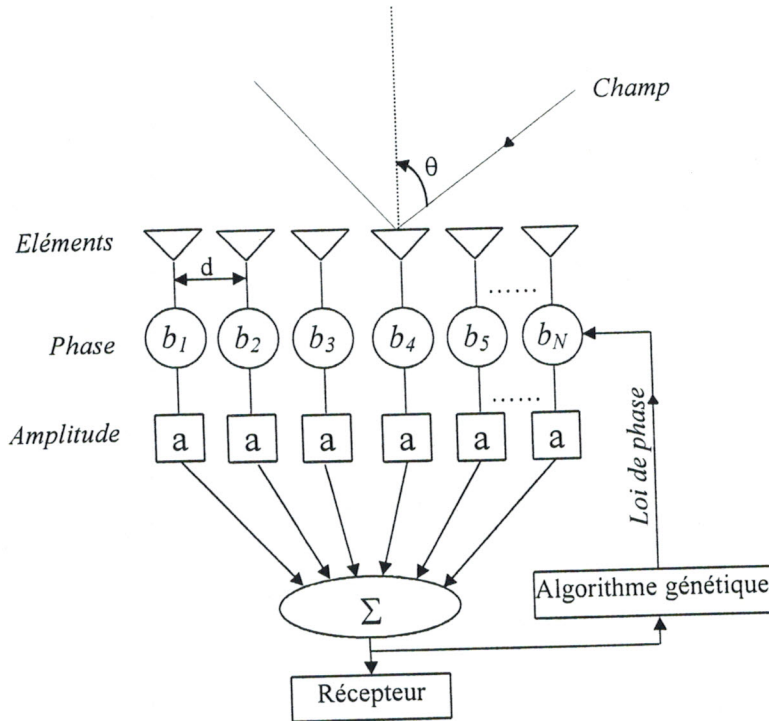


Figure III.8 : Principe de l'adaptation par l'algorithme génétique

### III.8.2. Application de l'algorithme génétique

Le lien entre l'algorithme génétique et le problème d'adaptation du réseau d'antennes [27, 28] est réalisé par la fonction d'évaluation fitness. Cette fonction est donnée par :

$$fitness = 20 \log_{10} \left( \sum_{i=1}^{M+1} s_i f(\theta_i) \sum_{n=1}^N a_n \exp(j k_0 n d \sin \theta_n \cos \varphi_n + b_n) \right) \quad (\text{III.11})$$

avec :

$M$  : nombre d'interférences,

$P_{min}$  et  $P_{max}$  sont les bornes supérieure et inférieure de l'intervalle de variation des phases  $b_i$ .  $P_i$  est le  $i$ ème bit du chromosome à décoder. Le vecteur  $b$  obtenu servira ensuite à calculer la fonction fitness pour cet individu. On modifie légèrement la fonction fitness, puisqu'on cherche à minimiser le niveau de rayonnement. L'AG étant un maximiseur par défaut, on applique donc la formule de l'équation (III.6) et la fonction fitness deviendra :

$$fitness = Max - fitness \quad (III.13)$$

$Max$  est un nombre réel positif de grande valeur (plus grande que le maximum de toutes les valeurs de la fonction fitness).

A partir de cette étape, les opérateurs de l'algorithme génétique vont intervenir dans la reproduction de populations par les opérations : la sélection, le classement, le croisement et la mutation. Notons que ces opérateurs sont réalisés sur la population codée en binaire.

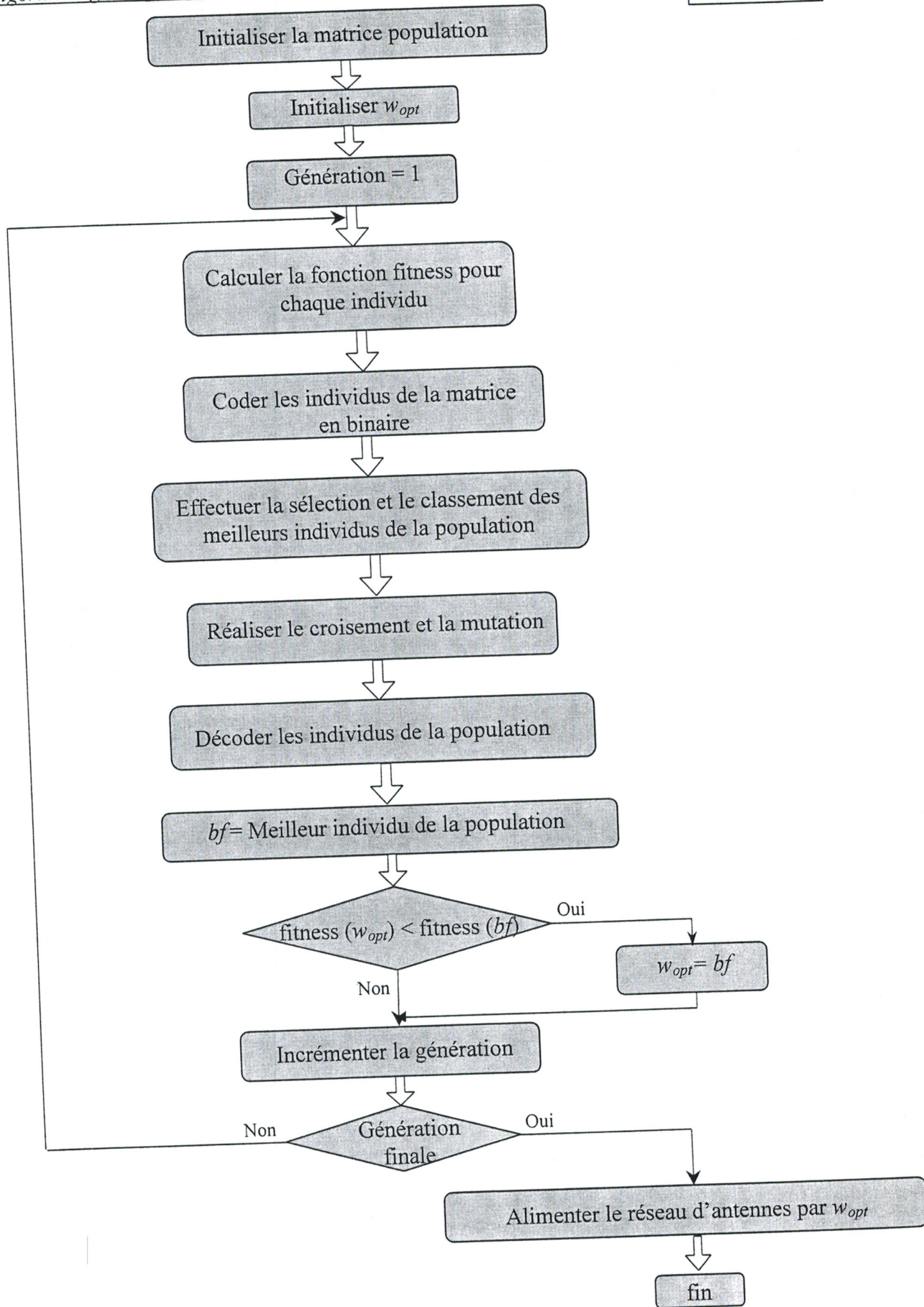
L'AG effectue la sélection et le classement des meilleurs individus en se basant sur le principe de la sélection proportionnelle présenté précédemment. Les dimensions de la matrice initiale doivent être maintenues après chaque opérateur. Le choix de la sélection proportionnelle procure une richesse du patrimoine génétique de la population donnant ainsi de meilleurs résultats de réjection, mais cette sélection ralentie la convergence.

Après le classement de la population, on lui fait subir le croisement et la mutation. Après l'application de ces deux opérateurs séparément, on génère une nouvelle population dite population enfants à partir de la population parents précédente.

La dernière population d'individus obtenue est appelée une génération, elle est composée d'individus meilleurs que la population initiale. Mais cela n'est pas suffisant pour avoir de bon résultats. Il faut répéter les quatre opérations tant qu'un nombre de générations déterminé n'est pas atteint ou tant que l'algorithme génétique ne converge pas vers un individu optimal.

L'organigramme de la réjection d'interférences par l'algorithme génétique se résume :





Organigramme 5 : Adaptation du réseau d'antennes par l'algorithme génétique



### III.8.3. Résultats

La méthode de l'adaptation par l'algorithme génétique a été programmée en Matlab [15].

Le logiciel réalisé à partir de cette approche est présenté en annexe A.

On a utilisé un réseau rectiligne de dix antennes imprimées et espacées uniformément de  $\frac{\lambda}{2}$ .

Le réseau est d'abord alimenté uniformément en phase et en amplitude, son diagramme est représenté par de la figure III.10.a.

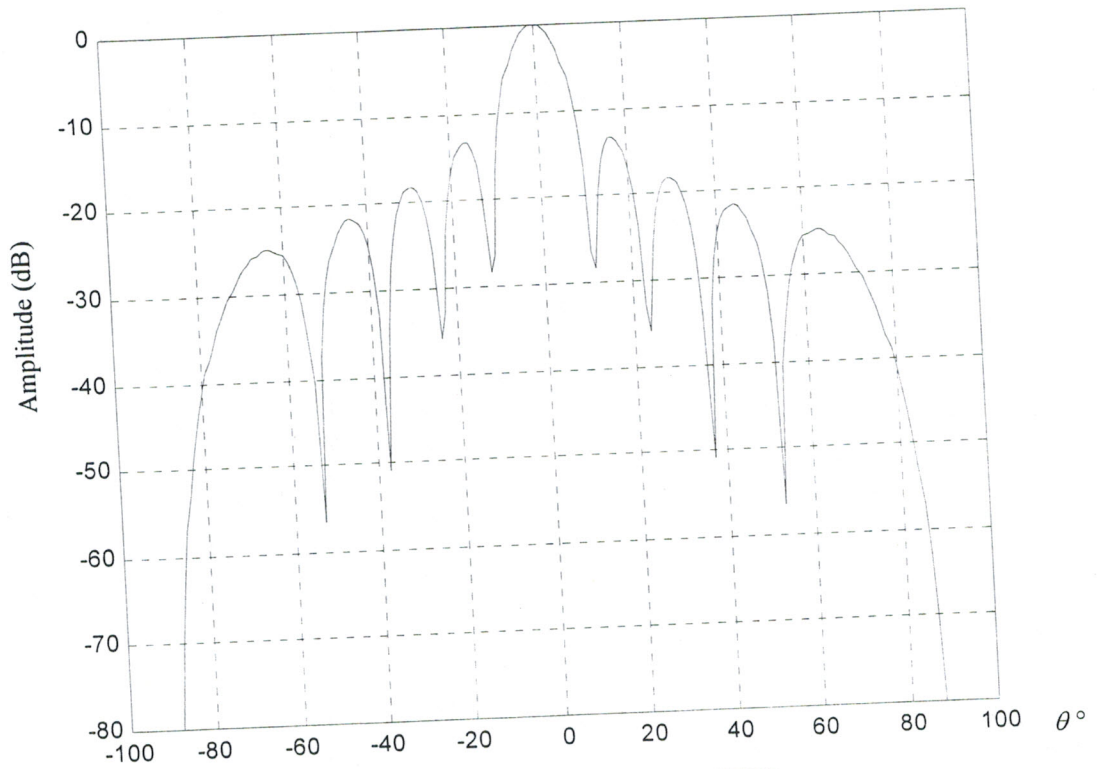
Les paramètres de l'algorithme génétique sont :

- codage à 16 bits,
- bornes de variation de la phase :  $[-30^\circ, 30^\circ]$ ,
- nombre de populations : 60,
- nombre de générations : 20,
- probabilité de croisement : 0.7,
- probabilité de mutation : 0.033.

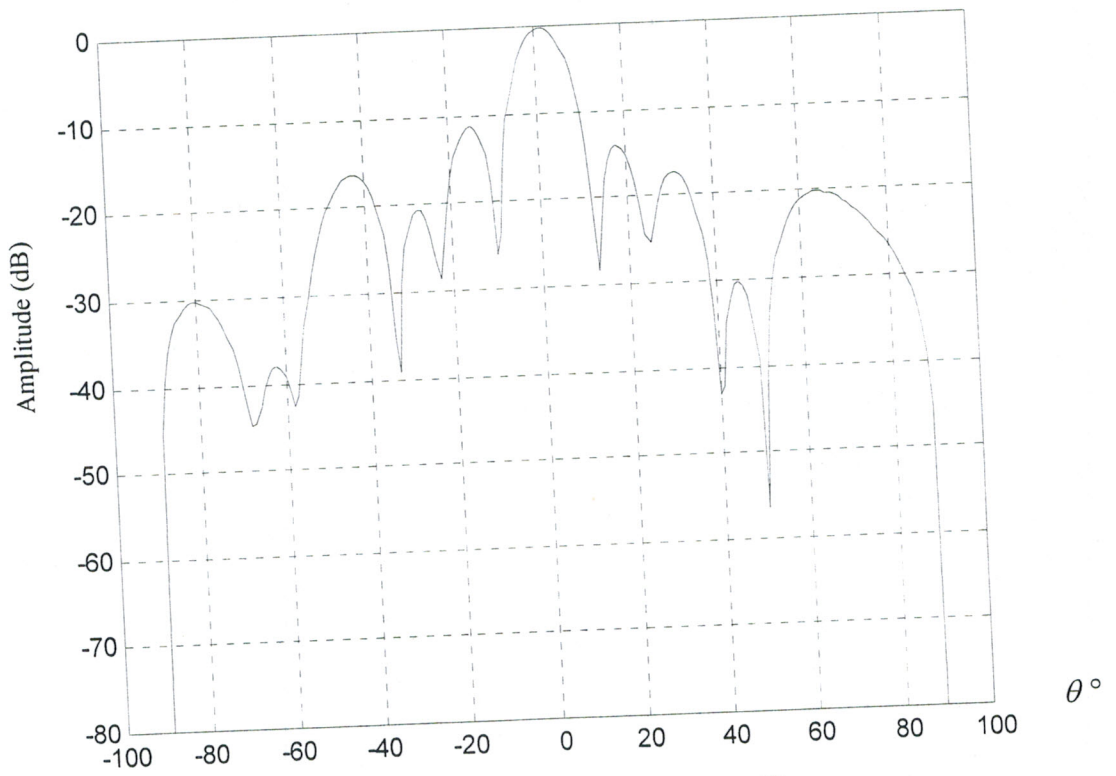
En présence d'une interférence, localisée à la direction  $\theta = 50^\circ$ , la loi de phase générée par l'algorithme génétique est donnée par :

$$b = \begin{bmatrix} -12.98^\circ \\ -11.09^\circ \\ -2.39^\circ \\ -1.24^\circ \\ -29.39^\circ \\ 20.10^\circ \\ 7.31^\circ \\ 24.10^\circ \\ 27.41^\circ \\ 19.99^\circ \end{bmatrix}$$

Le diagramme de rayonnement adapté par la méthode de l'algorithme génétique est présenté sur la figure III.10.b.



a) diagramme non adapté



b) diagramme adapté

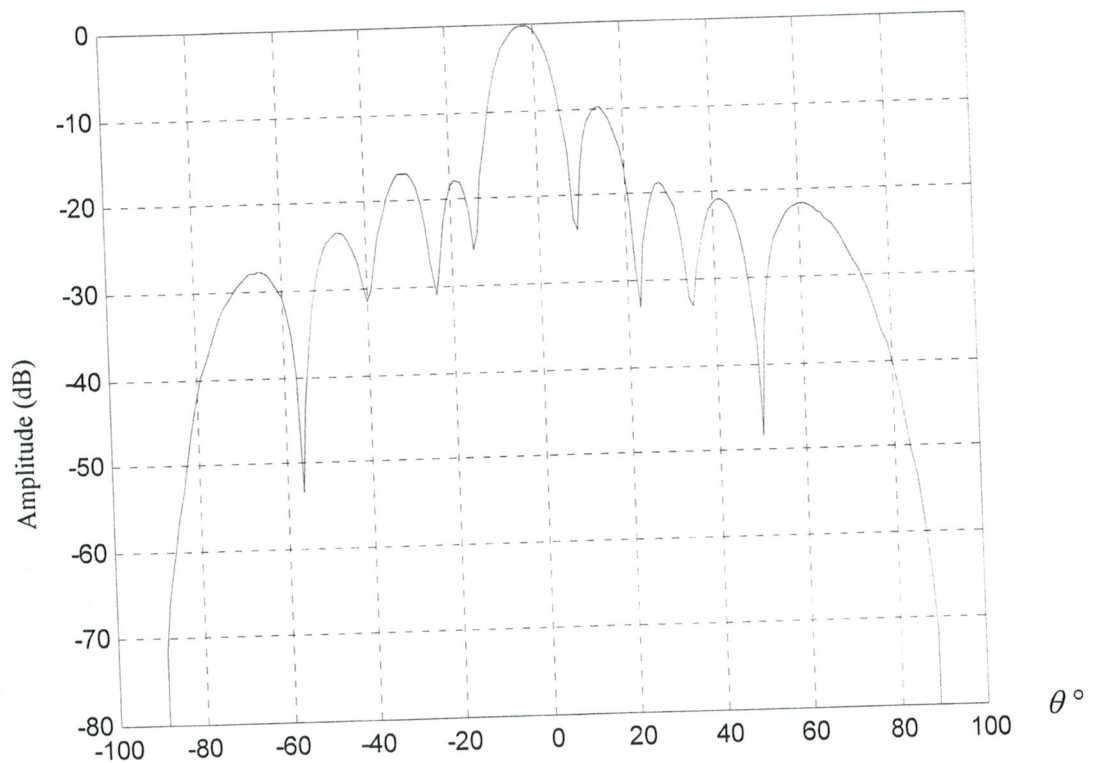
Figure III.10 : Diagramme de rayonnement d'un réseau à 10 éléments en présence d'une interférence à  $50^\circ$

Le niveau de réjection est de l'ordre de  $-58 \text{ dB}$  qui reste acceptable par rapport aux autres méthodes déterministes (chapitre 2).

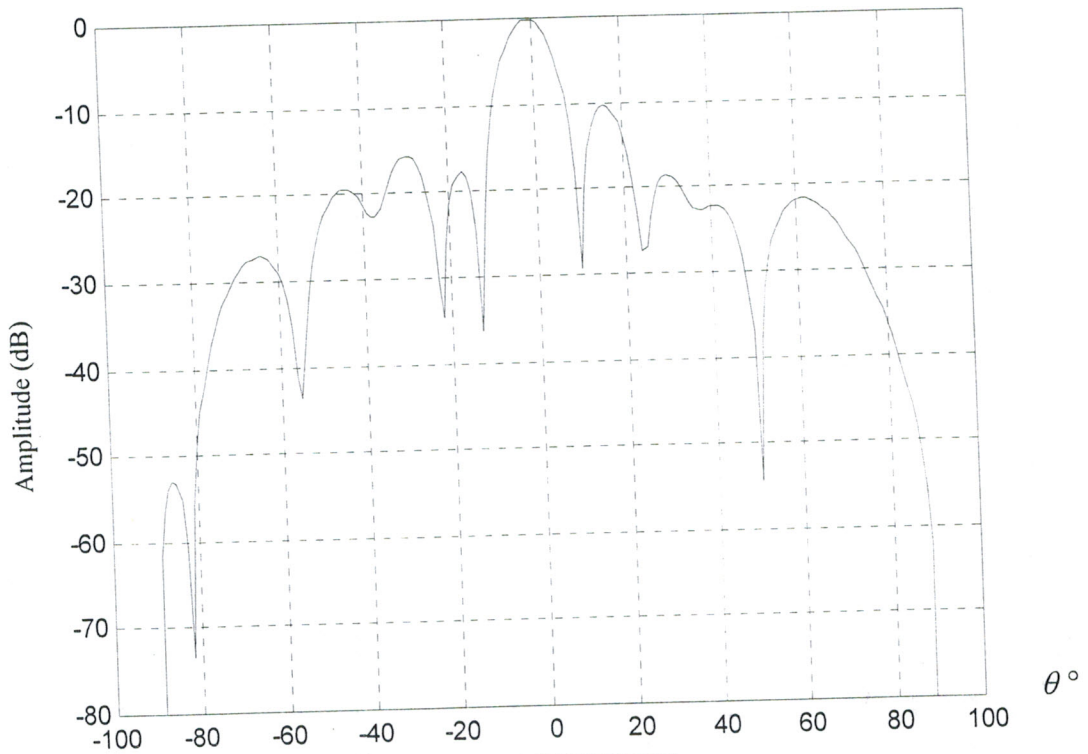
Le diagramme de rayonnement ne subit aucune dégradation.

• **Etude de la réjection en fonction des puissance de l'interférence**

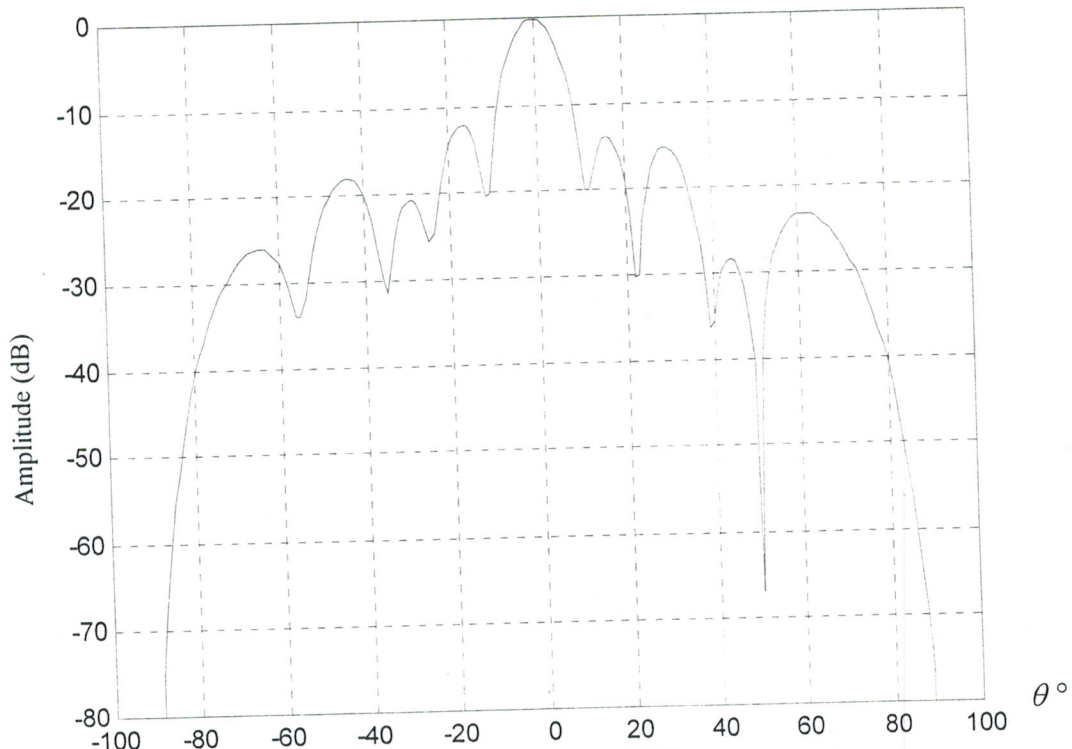
Nous étudions les taux de réjection pour différents rapports de puissances ( $\frac{P_i}{P_s}$ ) en utilisant le même réseau d'antennes rectiligne utilisé précédemment, en présence d'une interférence à  $50^\circ$ . Les résultats obtenus sont représentés par les figures III.11 a, b et c.



a)  $\frac{P_i}{P_s} = 1$



b)  $\frac{P_i}{P_s} = 10$



c)  $\frac{P_i}{P_s} = 100$

Figure III.11 : Réjection en fonction de la puissance relative des interférences



Plus la puissance de l'interférence est élevée et plus le taux de réjection augmente comme le montre les résultats suivants :

- $\frac{P_1}{P_s} = 1$ , le taux de réjection est de  $-48 \text{ dB}$  (Figure III.11.a).
- $\frac{P_1}{P_s} = 10$ , le taux de réjection est de  $-54 \text{ dB}$  (Figure III.11.b).
- $\frac{P_1}{P_s} = 100$ , le taux de réjection est de  $-67 \text{ dB}$  (Figure III.11.c).

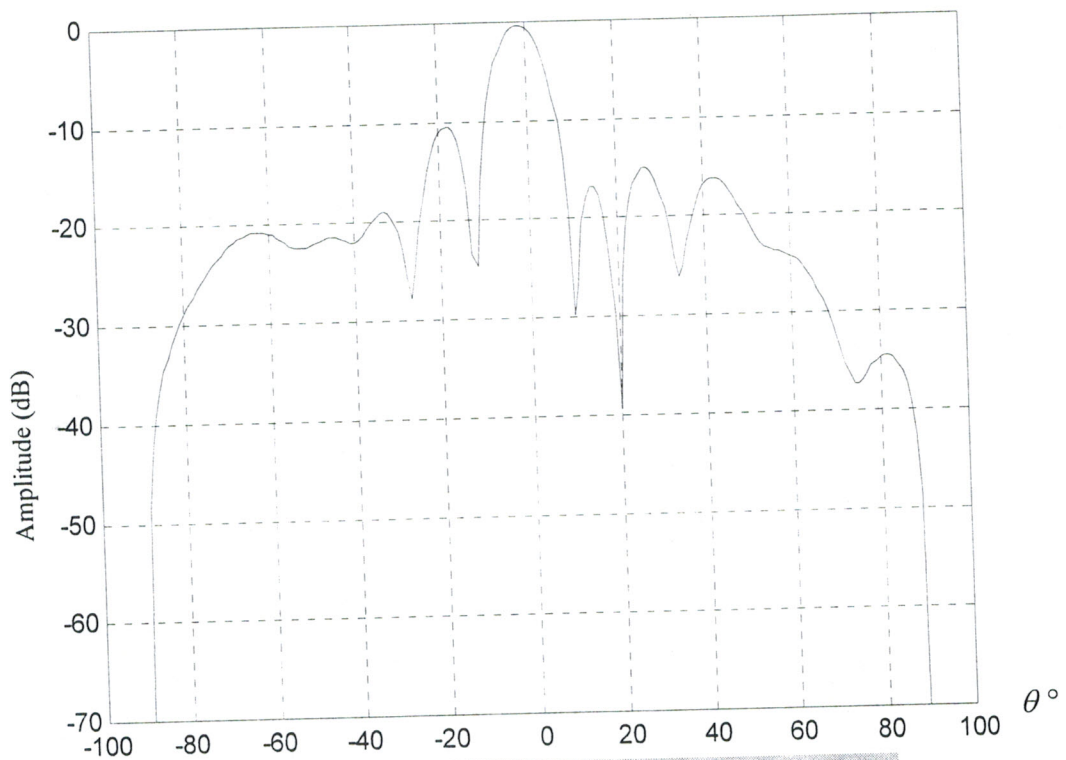
Relativement aux autres méthodes analytiques, les taux de réjection restent très comparables.

• **Cas de multiples interférences**

On utilise le même réseau rectiligne constitué de 10 éléments espacés de  $\frac{\lambda}{2}$ .

On suppose que toutes les interférences ont la même puissance apparente relative  $\frac{P_1}{P_s} = 10$ .

Les diagrammes de rayonnement du réseau adapté issus de la méthode de réjection des interférences par l'algorithme génétique sont représentés par la figure III.12.



a) Réjection d'interférences à  $10^\circ$  et  $20^\circ$

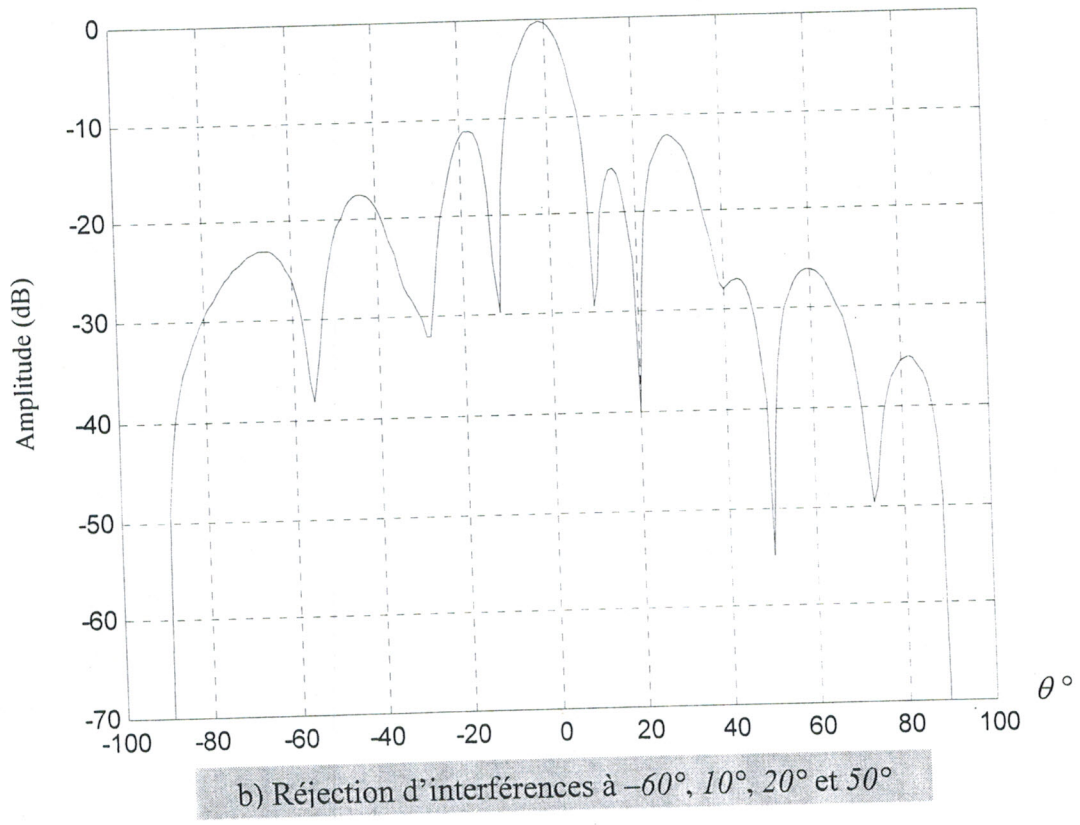
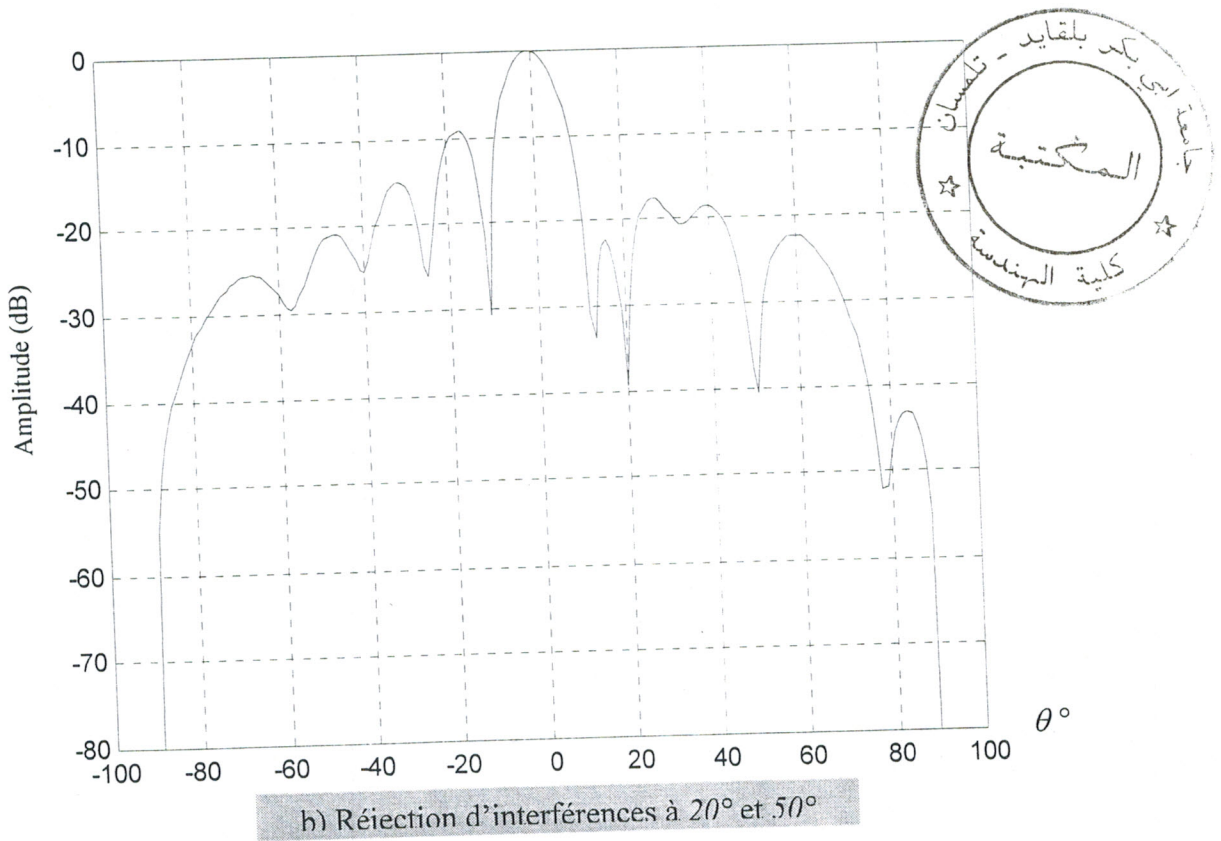


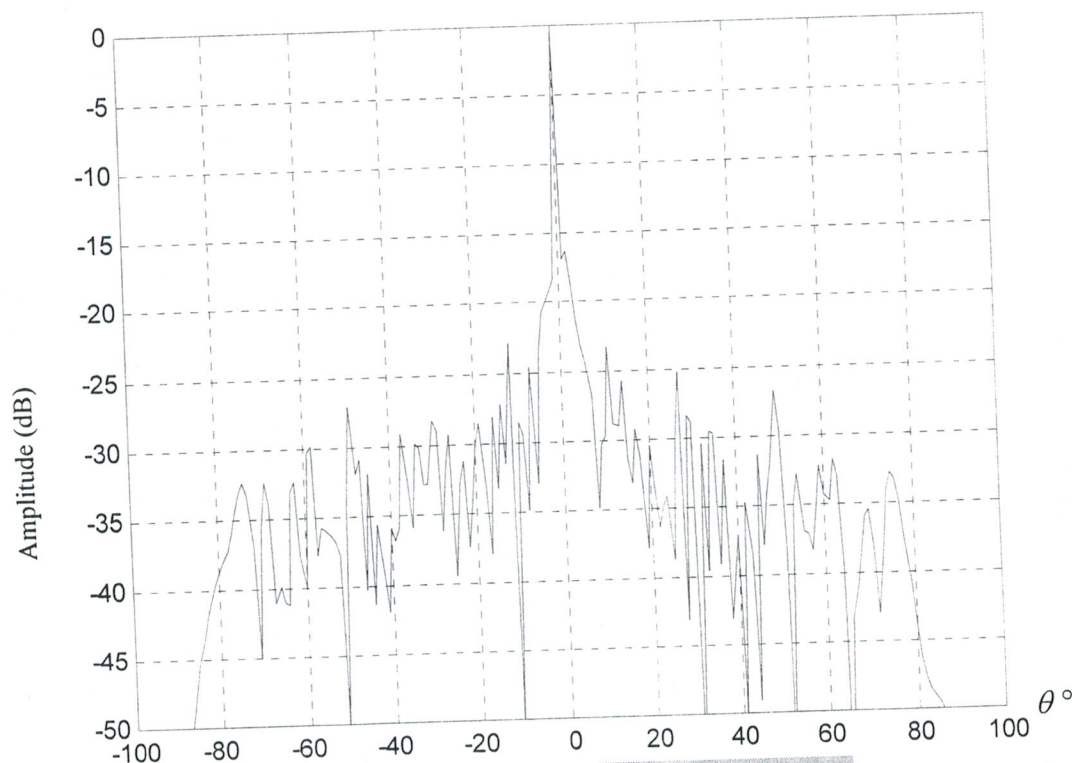
Figure III.12 : Diagrammes de rayonnements adaptés à plusieurs interférences.

On constate, en utilisant cette approche de réjection d'interférences que le gain du réseau d'antennes ne subit aucune dégradation en direction du signal utile principal (figure III.12.a, b et c). Ceci, constitue une amélioration des résultats par rapport aux autres méthodes. Cependant, nous observons dans ce cas de multiples interférences que les niveaux de réjection ne sont pas aussi élevés.

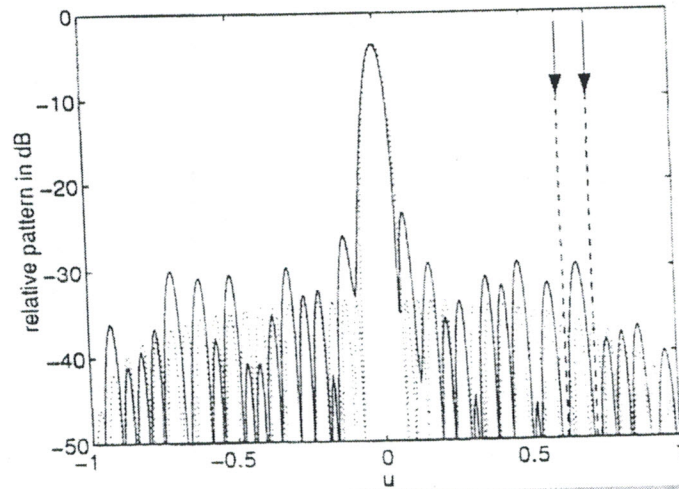
En se rapprochant du lobe principal, le niveau de réjection est de l'ordre de  $-30$  dB, alors qu'au delà le niveau dépasse  $-40$  dB.

Le résultat de la figure III.12.c ne présente pas de réjection à  $-60^\circ$ . Dans le cas d'un grand nombre d'interférences (plus de trois), l'algorithme génétique n'est pas aussi performant.

Nous utilisons maintenant un réseau rectiligne à 100 éléments, en présence de deux interférences à  $44^\circ$  et  $52^\circ$ . Le diagramme de rayonnement adapté est présenté dans la figure III.13.a. Ce résultat est comparable en taux de réjection à celui trouvé par R. L. Haupt [29] présenté à la figure III.13.b, qui a utilisé en plus de l'adaptation, la méthode de Chebychev pour rabaisser le niveau des lobes secondaires. Nous observons une dégradation du lobe principale chez R. L. Haupt.



a) Réjection d'interférences à  $44^\circ$  et  $52^\circ$



b) Réjection d'interférences à 44° et 52°

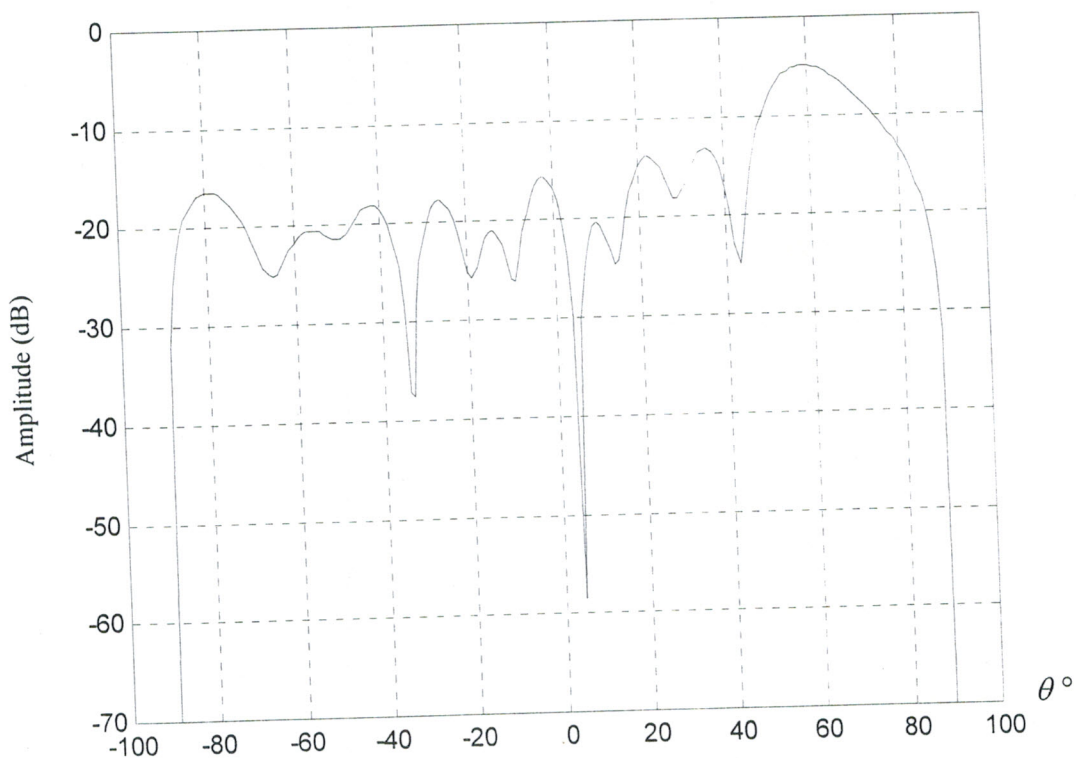
Figure III.13 : Diagrammes adaptés en présence d'interférences à 44° et 52°

• **Adaptation avec dépointage**

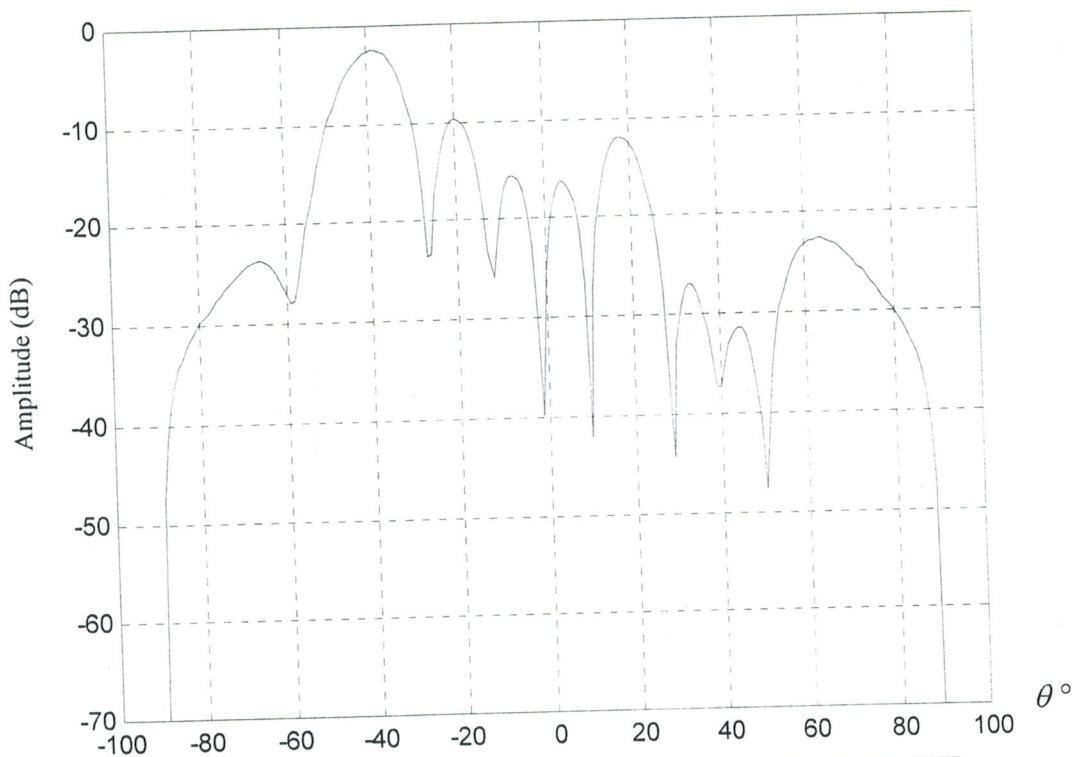
On a déjà vu dans le chapitre 2 qu'il est difficile d'adapter un réseau d'antennes en présence d'interférences en direction du signal utile principal, c'est pourquoi nous effectuons un dépointage du faisceau principal.

La figure III.14 représente les diagrammes dépointés et adaptés de rayonnement d'un réseau rectiligne à 10 éléments, espacés de  $\frac{\lambda}{2}$ , en présence d'interférences.

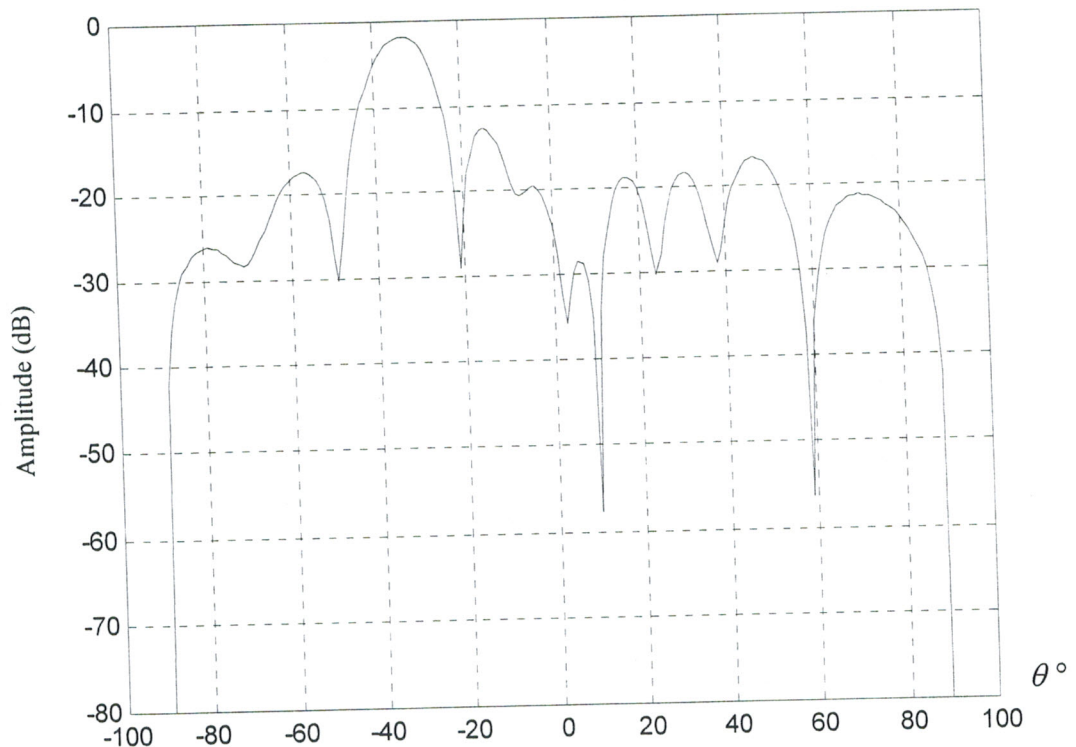




a) Dépointage de  $60^\circ$  et réjection d'interférences à  $5^\circ$



b) Dépointage de  $-40^\circ$  et réjection d'interférences à  $50^\circ$



c) Dépointage de  $-35^\circ$  et réjection d'interférences à  $10^\circ$  et  $60^\circ$

Figure III.14 : Diagrammes de rayonnement dépointés et adaptés.

On constate que le dépointage apporte ici une légère dégradation en direction du lobe principal de l'ordre de  $-4\text{ dB}$  (figures III.14.a, b et c).

Avec le dépointage, cette dégradation n'est pas observée dans le cas des autres méthodes.

Dans la figure III.14.a, le niveau de réjection est de l'ordre de  $-60\text{ dB}$  en direction de l'interférence.

En présence de 2 interférences, le niveau de réjection est de l'ordre de  $-60\text{ dB}$  (figure III.14.c). Le dépointage a tendance à améliorer le taux de réjection.

On utilise maintenant un réseau rectiligne à 100 éléments, espacés de  $\frac{\lambda}{2}$ , en présence d'interférence à  $5^\circ$ . Le diagramme de rayonnement dépointé de  $60^\circ$  et adapté est présenté sur la figure III.15.

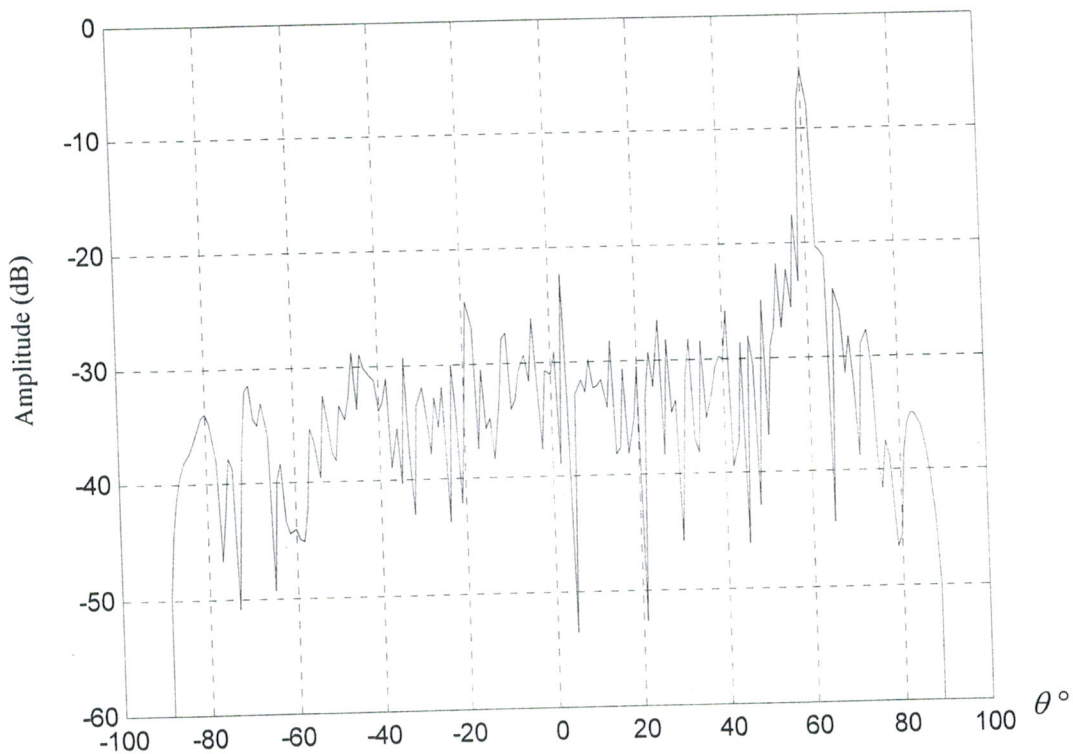


Figure III.15 : Diagramme de rayonnement dépointé de  $60^\circ$  et adapté en présence d'interférence à  $5^\circ$ .

Le niveau de réjection en direction de l'interférence est de  $-53 \text{ dB}$ . On constate que le gain du réseau a subi une dégradation de  $-5 \text{ dB}$ .

### III.9. Conclusion

La méthode de l'algorithme génétique procure des résultats de réjection d'interférences assez intéressants, puisque la dégradation en direction du signal principal utile est évitée. Ces réjections ont été obtenues, en n'optimisant qu'un seul paramètre de l'alimentation du réseau, à savoir la phase. Ceci, a pour effet directe de réduire le coût de réalisation du réseau et son encombrement. Cependant, cette méthode de réjection présente un inconvénient majeur représenté par le temps de calcul machine. En effet, celui-ci s'avère trop élevé par rapport aux méthodes analytiques. Ce temps dépend de la taille de la matrice de la population à explorer (il faut un nombre élevé d'individus dans la matrice pour une meilleure recherche de la solution) et surtout du choix de la fonction fitness. Cette dernière reste le paramètre clé de la convergence vers l'alimentation optimale.

A cause de l'aspect statistique de cette méthode et à chaque exécution de l'algorithme, les résultats obtenus ne sont pas toujours identiques mais se rapprochent.

Aussi un autre phénomène apparaît qui est celui d'une légère dégradation du signal principal en direction du signal utile dépointé. Bien entendu, ce signal est conservé sans aucune dégradation en absence du dépointage. Toutefois, le dépointage a pour effet d'améliorer le taux de réjection de l'interférence.

En perspective de cette approche et afin de simplifier le problème de réjection, nous pouvons utiliser une loi de phase commutable à optimiser, ainsi nous éviterons l'étape de décodage réalisée par l'algorithme. Une de nos principales préoccupations à venir est de rendre cet algorithme encore plus performant.



**CONCLUSION**

**GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette étude, nous nous sommes intéressés aux réseaux adaptatifs d'antennes imprimées destinés particulièrement à des systèmes radar. Ces réseaux d'antennes peuvent être situés dans un cadre général ; des réseaux dont l'alimentation et le diagramme de rayonnement sont programmables.

Après avoir rappelé dans une première étape les propriétés des réseaux d'antennes imprimées, nous avons exposé les principales fonctions propres du réseau : le balayage électronique, la commande de l'alimentation et la détection adaptative. Cette dernière fonction est généralement présentée comme une mission particulière de synthèse de réseaux d'antennes liée au domaine de l'antibrouillage : l'adaptation du réseau d'antennes à un environnement de brouilleurs.

Dans une seconde étape, nous avons envisagé l'application des antennes imprimées, utilisées en réception, à cette mission particulière : la protection d'une liaison utile de communication contre un brouillage. Pour cela, quatre algorithmes : des projections, d'optimisation du rapport signal sur bruit, des moindres carrés et du gradient conjugué, différents dans leur principe de fonctionnement, ont été étudiés et développés, permettant de déterminer une loi d'alimentation optimale des sources du réseau qui engendre la réjection du brouillage.

L'analyse des performances du réseau adapté, traduite en termes de bande passante de réjection, de puissance de l'interférence, de taux de réjection, de gain du réseau, de rapport signal sur bruit (y compris l'interférence), a été effectuée pour l'ensemble des méthodes de réjection. Excepté l'algorithme des projections, les trois autres algorithmes peuvent être qualifiés d'optimaux.

Les variations du rapport signal sur bruit avec la configuration de brouillage (direction et puissance apparente du brouilleur) et le diagramme de rayonnement du réseau d'antennes ont été étudiées. Pour cela, nous avons simulé et traité de nombreux cas concrets d'adaptation de diagrammes de rayonnement pour différents types de réseaux (réseaux rectilignes et plans, à faibles et grandes dimensions) et pour différentes configurations du brouillage.

En outre, les outils de réjection d'interférences développés ont permis de prendre en compte les contraintes imposées par le dépointage du faisceau principal. Avec cette approche de balayage électronique, la solution du problème de réjection peut être optimale même dans le cas de diagrammes dépointés.

Les études comparatives des résultats des différentes méthodes et ceux des autres auteurs, nous ont permis d'effectuer la validation des principes et des logiciels développés.

Toutefois, sur le plan de réalisation pratique, ces algorithmes nécessitant des fonctions particulières à réaliser, nous ont conduit à proposer et à étudier une autre approche de réjection basée sur l'algorithme génétique, nettement plus simple à mettre en œuvre au détriment d'un temps de calcul machine relativement élevé.

Des perspectives intéressantes peuvent rendre le logiciel à base de l'algorithme génétique très performant. La première consiste à choisir d'une manière très judicieuse la fonction d'évaluation (fitness) à optimiser.

La seconde a été déjà mise en évidence en dernière étape, il s'agit de déterminer une loi binaire de phase imposée commutable. Nous éviterons ainsi l'étape de décodage effectuée par l'algorithme génétique. L'intérêt de cette nouvelle approche de réjection par l'algorithme génétique réside dans la simplification à l'extrême du réseau d'alimentation et dans les perspectives d'adaptation du diagramme de rayonnement par simple commutation de la phase d'alimentation.

Ces travaux développés nous ont permis d'approfondir et d'enrichir un axe nouveau de recherche au sein du Laboratoire en matière de réseaux d'antennes imprimées et de traitement de signal avec de nouveaux objectifs ; ces derniers consistent en l'amélioration des performances des réseaux en leur associant des algorithmes puissants (algorithme génétique, réseaux de neurones, ...), afin de générer de nouvelles fonctions comme la commutation électronique, la commande optimale d'alimentation, le balayage électronique, l'autoadaptativité, la détection adaptative, etc... On pourra alors parler de réseaux d'antennes imprimées de performances accrues ou intelligents.

Les aspects d'études technologiques de composants répondant aux normes spatiales, en particulier de déphaseurs numériques, représentent en outre nos principales préoccupations à venir.



# REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES



## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J. R. JAMES, P. S. HALL, « Handbook of microstrip antennas », Tomes 1 et 2, IEE, Electromagnetic Waves, Series 28, London, 1989.
- [2] J. P. DAMIANO, « Contribution à l'étude des antennes microrubans multicouches à éléments superposés ou décalés », Thèse de Docteur Es-sciences, Université de Nice Sophia-Antipolis, France, Janvier 1989.
- [3] L. THOUREL, « Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques », Cepadues-Editions, 1990.
- [4] M. CARPENTER, « Radars bases modernes », 6<sup>ème</sup> édition, Masson, 1990.
- [5] J.P. HARDANGE, P. LACOMBE, J.C. MARCHAIS, « Radars aéroportés et spatiaux », Edition Masson, 1995
- [6] R. N. LOTHES, M. B. SZYMANSKI, R. G. VILLEY, « Radar vulnerability to jamming », Artech House, 1990.
- [7] M. COHEN, « Etude théorique et expérimentale d'une antenne réseau adaptative », Thèse de Docteur Ingénieur à l'Ecole nationale supérieure de l'aéronautique et de l'espace de Toulouse, Octobre 1983.
- [8] R.A. MONZINGO, T.W. MILLER, « Introduction to adaptive arrays », Willey-Interscience Publication, 1980.
- [9] J.F. HUDSON, « Adaptive Arrays Principle », IEEE Electromagnetic Waves, Series 11, 1991.
- [10] S. APPLEBAUM, « Adaptive arrays », IEEE, Vol. 24, N°5, pp. 2143-2159, Septembre 1976.
- [11] B. WIDROW, P.E. MANTEY, L.J. GRIFFITHS, B.B. GOODBE, « Adaptive antenna systems », IEEE, Vol. 55, N°12, pp. 2143-2159, Décembre 1967.
- [12] J. F. DIOURIS, « Récepteur adaptatif multicapteur pour communications radiomobiles », Thèse de l'Université de Rennes1, Décembre 1991.
- [13] H. SUBBARMAN, « Interference suppression via orthogonal projections: a performance analysis », IEEE, Transactions on antennas and propagation, Vol. 41, N°9, pp. 1187-1193, Septembre 1993.
- [14] S. IVANDICH, A. CANTONI, « Performance analysis of narrow-Band adaptive arrays using projected perturbation sequences », IEEE, Transactions on antennas and propagation, Vol. 41, N° 5, pp. 625-634, Mai 1993.
- [15] M. MOKHTARI, A. MESBAH, « Apprendre et maîtriser Matlab », Springer Berlin, 1997.

- [16] L. CHANG, Y. CHIEN-CHUNG, « Effect of pointing errors on the performance of the projection beamforming », IEEE, Transactions on antennas and propagation, Vol. 41, N° 5, pp. 1045-1056, Août 1993.
- [17] M. BOUMAH RAT, A. GOURDIN, « Méthodes numériques appliquées », OPU, réimpression 1993.
- [18] F. GABRIEL, « Adaptive processing array system », IEEE, Vol. 80, N°1, pp. 152-162, Janvier 1992.
- [19] T. S. RAPPAPORT, « Smart antennas. Adaptive arrays, algorithms, & wireless position localisation », IEEE, 1998.
- [20] R.T. COMPTON, « Adaptive Antennas – Concept and performance », Prentice Hall, 1988.
- [21] J.L. MILIN, « Etude et réalisation d'une antennes auto-adaptative. Application à la radio-navigation NAVSTAR-GPS », Thèse de l'Université de Rennes1, Juin 1992.
- [22] M. DIOP, « Contribution à l'étude et à la réalisation d'une antenne adaptative faibles coût à temps de réponse minimal pour radiomobiles », Thèse de l'Université de Rennes1, Octobre 1991.
- [23] S. BULJIORE, « Récepteur adaptatif multicapteur : Comparaison de structures multi et monocapteurs pour l'égalisation aveugle du canal radiomobile », Rapport de DEA, IRESTE, Nantes, Juillet 1992.
- [24] Z. MICHALEWICZ, « Genetic algorithms + data structures = evolution programs », Springer, 1999.
- [25] D. E. GOLDBERG, « Genetic algorithms in search, optimization and machine learning », Addison-Wesley, 1994.
- [26] A. M. S. ZALZALA, P. J. FLEMMING, « Genetic algorithms in engineering systems », The Institution on Electrical Engineers, 1997.
- [27] A. TENNANT, M. M. DAWOUD, & A. P. ANDESON, « Array pattern nulling by element position perturbations using a genetic algorithm », Electronics Letters, Vol. 30, N° 3, pp. 174-176, Février 1994.
- [28] F. HADJ AMARA, F. T. BENDIMERAD, « Optimisation par l'algorithme génétique de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées pour systèmes radar », Article soumis aux Journées des Mathématiques Appliquées, JMA 2000, Blida, 13-14 Novembre 2000.
- [29] R. L. HAUPT, « Phase-only adaptive nulling with a genetic algorithm », IEEE, Transactions on antennas and propagation, Vol. 45, N°6, pp. 1009-1015, Juin 1997.

ANNEXE

A

LOGICIEL DE  
SYNTHESE DE  
RESEAUX  
ADAPTATIFS  
D'ANTENNES  
IMPRIMEES



## ANNEXE A

### LOGICIEL DE SYNTHÈSE DE RESEAUX ADAPTATIFS D'ANTENNES IMPRIMEES

Le logiciel de synthèse de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées se présente sous la forme d'une succession de plusieurs menus. L'utilisateur doit choisir :

- le type de réseau (plan ou rectiligne),
- le type de la méthode d'adaptation (analytique ou statistique),
- introduire les paramètres nécessaires pour déterminer la pondération optimale et tracer le diagramme adapté.

Le choix est effectué en appuyant par la souris sur le bouton adéquat.

La présentation du logiciel est donnée dans la figure A.1.

Une fois tous les paramètres introduits dans la dernière fenêtre, l'utilisateur doit appuyer sur TRACER pour déterminer la pondération et tracer le diagramme de rayonnement adapté aux configurations de brouillage introduites.

#### Remarque

Ce logiciel peut être facilement généralisé à d'autres types d'antennes.





**Réseau adaptatif V1.0**

Choix du type de réseau adaptatif

Réseau rectiligne

Réseau plan

**Réseau adaptatif V1.0**

Choix du type de méthode d'adaptation

Méthode analytique

Méthode statistique

**Réseau adaptatif V1.0**

Choix du type de méthode d'adaptation

Méthode analytique

Méthode statistique

2

1

**Réseau adaptatif v1.0**

Introduire les données concernant:

<b>Le patch</b> Wx: <input type="text"/> cm Wy: <input type="text"/> cm La fréquence: <input type="text"/> GHz	<b>Le substrat</b> La permittivité: <input type="text"/> L'épaisseur: <input type="text"/> cm Tangente de pertes: <input type="text"/>
---	---

**Le réseau d'antenne**

Nombre d'éléments d'antennes suivant ox: <input type="text"/>	Distance inter-élément (ox): <input type="text"/> $\lambda$
Nombre d'éléments d'antennes suivant oy: <input type="text"/>	Distance inter-élément (oy): <input type="text"/> $\lambda$
Nombre d'interférences: <input type="text"/>	Angle de Dépointage: <input type="text"/> °

Les directions de chaque interférence en degrés (-90<math>^{\circ}</math> à +90<math>^{\circ}</math>):

Les niveaux de chaque interférence:  dB  dB  dB  dB  dB  dB

Choix de la méthode de réjection d'interférence

- Méthode de projection
- Méthode de maximisation du rapport
- Méthode de moindres carrés
- Méthode du gradient conjugué

EFFACER    FIN    TRACER

**Réseau adaptatif v1.0**

Introduire les données concernant:

<b>Le patch</b> Wx: <input type="text"/> cm Wy: <input type="text"/> cm La fréquence: <input type="text"/> GHz	<b>Le substrat</b> La permittivité: <input type="text"/> L'épaisseur: <input type="text"/> cm Tangente de pertes: <input type="text"/>
---	---

**Le réseau d'antenne**

Nombre d'éléments d'antennes: <input type="text"/>	Angle de Dépointage: <input type="text"/> °
Nombre d'interférences: <input type="text"/>	Distance inter-élément: <input type="text"/> $\lambda$

Les directions de chaque interférence en degrés (-90<math>^{\circ}</math> à +90<math>^{\circ}</math>):

Les niveaux de chaque interférence:  dB  dB  dB  dB  dB  dB

Choix de la méthode de réjection d'interférence

- Méthode de projection
- Méthode de maximisation du rapport
- Méthode de moindres carrés
- Méthode du gradient conjugué

EFFACER    FIN    TRACER



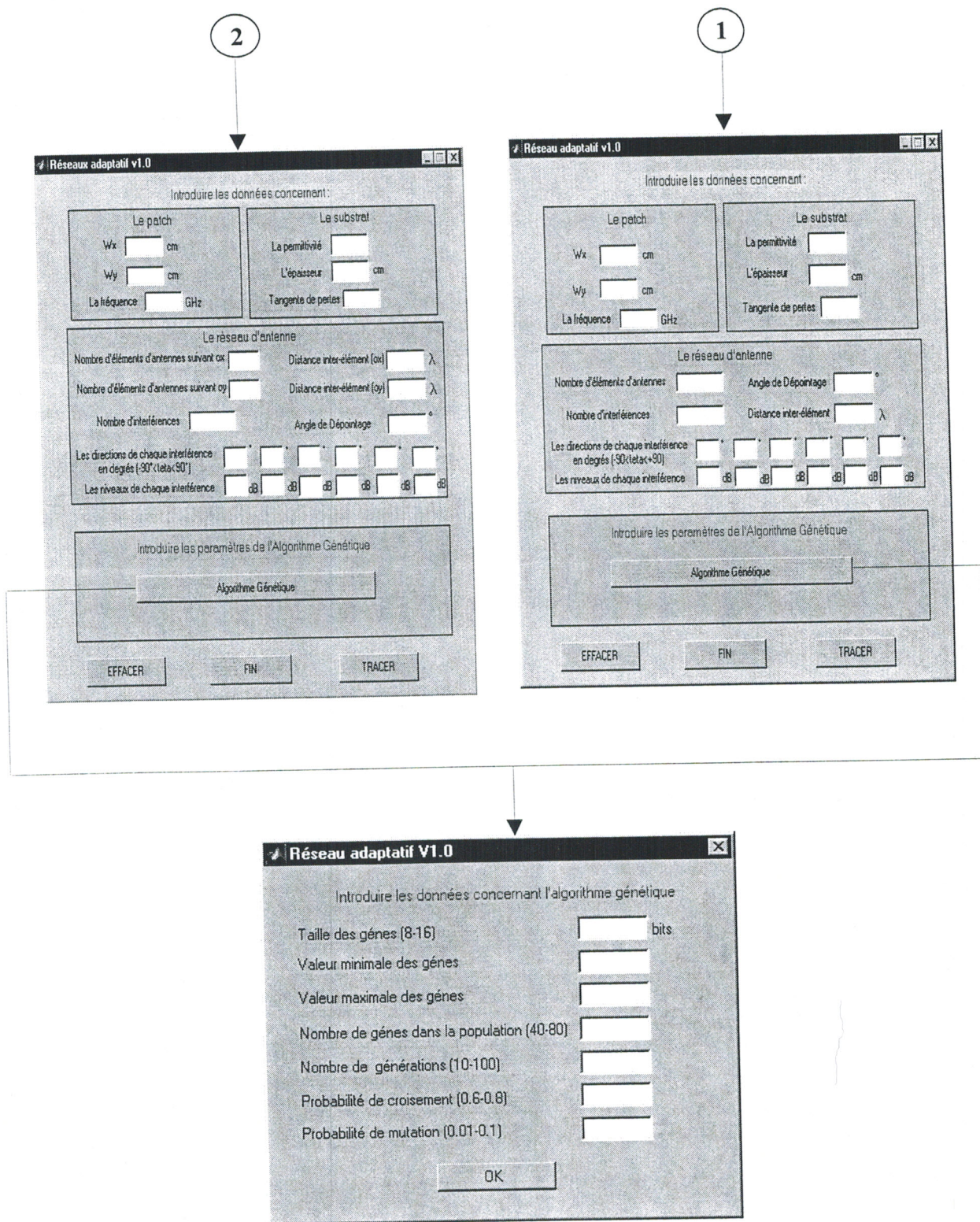


Figure A.1 : Arborescence du logiciel de synthèse de réseaux adaptatifs d'antennes imprimées

ANNEXE

B

MODELISATION  
DE  
LA  
SOURCE  
ELEMENTAIRE

## ANNEXE B

## MODELISATION DE LA SOURCE ELEMENTAIRE

L'antenne imprimée de forme rectangulaire appelée aussi patch repérée par le système de coordonnées sphériques est représentée par la figure A.1.

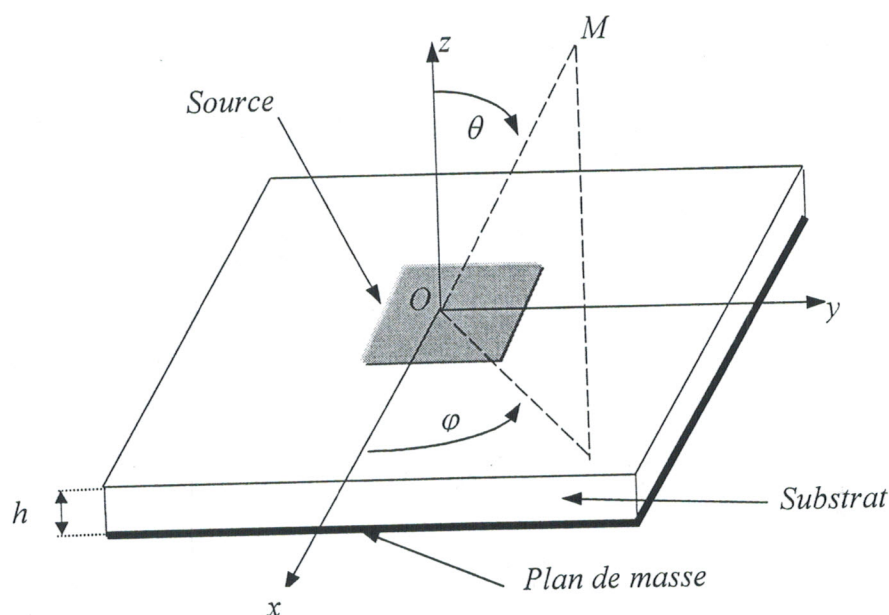


Figure B.1. : Antenne élémentaire carrée.

A grande distance, au point M de l'espace, le champ induit par la source est situé dans le plan  $(U_\theta, U_\phi)$ , il s'exprime par :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \phi) \vec{U}_\theta + E_\phi(\theta, \phi) \vec{U}_\phi \quad (\text{B.1})$$

$$E_\theta(\theta, \phi) = F(\theta) \cdot [\cos\phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \sin\phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (\text{B.2})$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = G(\theta) \cdot [-\sin\phi \cdot J_x(\theta, \phi) + \cos\phi \cdot J_y(\theta, \phi)] \quad (\text{B.3})$$

avec :

$$F(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cos\phi}{T - j\varepsilon_r \cos\theta \cot g(k_0 T h)} \quad (\text{B.4})$$



$$G(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cos\varphi}{\cos\theta - jT \cot g(k_0 T h)} \quad (\text{B.5})$$

Les courants de surface se décomposent suivant :

$$J_x = L_x L_y I_1 \frac{\sin[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))]}{[k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2)] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))^2]} \quad (\text{B.6})$$

$$J_y = L_x L_y I_2 \frac{\sin[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2))]}{[k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2)] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2))^2]} \quad (\text{B.7})$$

avec :

$$T = \sqrt{\varepsilon_r (1 - j \tan\delta) - \sin^2\theta} \quad (\text{B.8})$$

$J_x$  et  $J_y$  courants de surface de l'antenne imprimée,

$\mu_0$  perméabilité du vide,

$k_0$  nombre d'onde,

$L_x$  longueur de l'antenne,

$L_y$  largeur de l'antenne,

Les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont des grandeurs complexes qui permettent de définir les plans  $E$  et  $H$ . Si on choisit  $I_1 = 1$  (purement réel) et  $I_2 = 0$  alors l'élément est polarisé linéairement selon  $Ox$ . Ainsi le plan  $E$  est le plan  $xOy$  alors que le plan  $H$  sera le plan  $yOx$ . Ceux-ci seront inversés si  $I_2 = 1$  et  $I_1 = 0$ .

ANNEXE

C

CALCUL  
DE LA  
PONDERATION  
OPTIMALE

## ANNEXE C

## CALCUL DE LA PONDERATION OPTIMALE

Le problème consiste à déterminer  $w$  qui minimise la fonction d'erreur  $\varepsilon$  :

$$\varepsilon^2 = E[|s(t)|^2] - 2.\Re(w^t C^*) + w^h R_x w \quad (C.1)$$

La méthode consiste à annuler la dérivée partielle de  $\varepsilon$  par rapport à  $w_i$ .

Notons :

$$w = w_r + jw_j \quad (C.2)$$

$$C = C_r + jC_j \quad (C.3)$$

$$R = R_r + jR_j \quad (C.4)$$

• **études**  $X = \Re(w^t C^*)$

$$X = \Re[(w_r^t + jw_j^t).(C_r - jC_j)] = w_r^t C_r + w_j^t C_j \quad (C.5)$$

Par conséquent :

$$\frac{\partial X}{\partial (w_r)_k} = (C_r)_k \quad \text{et} \quad \frac{\partial X}{\partial (w_j)_k} = (C_j)_k \quad (C.6)$$

Soit :

$$\text{grad}_{w \in \mathbb{C}^N} (X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial X}{\partial (w_r)_1} + j \frac{\partial X}{\partial (w_j)_1} \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix} = C \in \mathbb{C}^N \quad (C.7)$$

• **études**  $Y = w^h . R_x w$

$$Y = w_r^t R_r w_r + w_j^t R_r w_j + w_j^t R_j w_r - w_r^t R_j w_j \quad (C.8)$$

La matrice  $R_x$  est donc Hermitienne :

$$R_r^t = R_r \quad (C.9)$$

$$R_j^t = -R_j \quad (C.10)$$

Il vient :

$$Y = w_r^t R_r w_r + w_j^t R_r w_j - 2.w_r^t R_j w_j \quad (\text{C.11})$$

En développant les formes quadratique précédentes, on obtient :

$$\frac{\partial Y}{\partial (w_r)_n} = 2\Re(Rw)_n \quad (\text{C.12})$$

$$\frac{\partial Y}{\partial (w_j)_n} = 2\Im(Rw)_n \quad (\text{C.13})$$

donc :

$$\text{grad}_{w \in \mathbb{C}^N}(Y) = 2.Rw \quad (\text{C.14})$$

• **Solution finale :**

$$\text{grad}(\varepsilon^2) = -2.\text{grad}(X) + \text{grad}(Y) = 0 \quad (\text{C.15})$$

En remplaçant les gradients par leurs expressions, on a :

$$-2.C + 2.R.w_{lms} = 0 \quad (\text{C.16})$$

La solution optimale au sens des moindres carrées sera donc :

$$w_{lms} = R^{-1}.C \quad (\text{C.17})$$



