

*REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE*  
*MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE*  
*SCIENTIFIQUE*



*UNIVERSITE SAAD DAHLEB DE BLIDA*  
*FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR*  
*DÉPARTEMENT D'AÉRONAUTIQUE*



## **MÉMOIRE DE FIN D'ETUDES**

*Pour L'obtention Du Diplôme D'ingénieur*  
*D'état En Aéronautique*

*Spécialité : Navigation Aérienne*

*Option : Installation*

### **THÈME**

*Optimisation d'un réseau d'antennes par*  
*l'algorithme génétique*

Présenté Par :

Rahni Lyes

Encadré Par :

*Mr* : Meguelati Smail

**Année universitaire**

*2008 / 2009*



*Je dédie ce modeste travail :*

*À ma mère, à mon adorable mère, à celle qui est toujours présente et continue de l'être pour faire mon bonheur. Merci pour t'être sacrifiée pour que tes enfants grandissent et prospèrent. Merci de trimer sans relâche, malgré les péripéties de l'âge, de la santé, de la vie, au bien-être de tes enfants. Enfin ! Merci tout simplement d'être... ma mère.*

*Merci aussi à mon père, mon très chère père, à celui qui a été toujours présent pour mes études mon avenir, merci d'être toujours inquiet pour l'avancement de mon travail, pour avoir été toujours là sur mon dos à me gronder à chaque fois que je me laisse aller, merci pour tes conseils sur la vie et tes mots d'encouragements qui m'ont remonté le morale. Enfin ! Merci tout simplement d'être... mon père.*

*Merci aussi à ma sœur chérie, à l'unique sœur que j'ai au monde, YASMINE, d'être toujours à mes côtés, par ta présence, par ton amour, pour donner à chaque jour un rayon de soleil sur ma vie.*

*Merci aussi à mes adorables frères, AMINE et SOFIANE.*

*Merci de remplir ma vie de joie et de bonheur. Un coucou tout particulier à SOFIANE qui, dans les longues et pénibles après-midi de rédaction, coupé du reste du monde, figé devant mon ordinateur, me tenait compagnie, me demandant s'il prouvent m'aider dans mon travail.*

*Merci aussi à mon frère AMINE d'être coopératif et d'assumer à ma place certaine de mes responsabilités familiales.*

*À mes amis, et mes collègues HAMMADOU DAOUIA, RAHMOUNI LYES, DEHOUCHE SIHEME, HANNACHI Med AMINE, LEBAL NAIMA, HERRREDJ LYNDIA, BOUCHAME MAAMER, KIBICHE AMINE, BOUKRIFE IMANE, BENBRAHIM SAIF ELISLEME et bien d'autres encore, étaient la bouffée d'oxygène qui me ressourçait dans les moments pénibles, de solitude et de souffrance, où l'on a terriblement besoin d'un petit mot, d'un petit geste, aussi humble soit-il, de soutien moral.*

*Enfin, j'espère du fond du cœur que tout ce petit monde, mon monde à moi, trouve ici un mot de reconnaissance, et que chacun se reconnaisse en ce qui le concerne. J'espère aussi que l'effort déployé dans le présent travail réponde aux attentes des uns et des autres.*

*A TOUT LA PROMOTION 2008/2009*



## RESUME

---

هذه المذكرة تعالج موضوع ابتكار حصىلة تقريبيية لشبكة الهوائيات مرتكزة على تقنيية الخوارزمية الوراثة المقتبسة من نظرية التطور والوراثة الطبيعية.

التطوير المتعدد الصفات لشبكة الهوائيات يسمح بالبحث في أن واحد عن التوزيع الكهربائي والفضائي للعناصر المشعة (الهوائيات) حتى يكون الرسم البياني لهذه الشبكة الأقرب ممكن للمنحنى المرغوب فيه ا وان يقدم الأصفار المرفوضة (المطرودة).

Ce mémoire traite présente de l'approche de conception de réseaux d'antennes basée sur la technique des algorithmes génétiques inspirée des processus de l'évolution des espèces et de la génétique naturelle. Cette approche d'optimisation multicritère permet de rechercher simultanément la loi d'alimentation optimale et la répartition spatiale des éléments rayonnants pour que le diagramme de directivité du réseau soit aussi proche que possible d'un diagramme désiré ou de présenter des zéros de réjection des interférences.

This memory treats present approach of the design of antennas networks based on the technique of the genetical algorithm inspired by the processes of the evolution of the species and the natural genetics. This approach of multicriterion Optimization makes it possible Simultaneously to seek the law of optimal feed and the space distribution of the beaming elements so that the diagram of directivity of the network is as close as possible to a desired diagram or to present the zeros of rejection of the interferences.

---

# TABLE DES MATIERES

---

<b>RESUMES .....</b>	<b>1</b>
<b>LISTE DES FIGURES .....</b>	<b>1</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>4</b>
<b>CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES .....</b>	<b>5</b>
I.1 Introduction.....	5
I.1 Bref historique.....	5
I.2 Base théorique des antennes.....	5
I.2.1 Système de coordonnées sphériques .....	5
I.2.2 Rayonnement électromagnétique .....	6
I.2.3 Equations de Maxwell.....	6
I.3 4. Propagation des ondes électromagnétiques.....	7
I.4 Les antennes.....	8
I.4.1 Définition .....	8
I.4.2 Génération d'onde.....	9
I.5 Caractéristiques d'une antenne .....	10
I.5.1 Directivité.....	10
I.5.2 Gain en puissance et rendement .....	11
I.5.3 Diagramme de rayonnement .....	11
I.5.4 Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture .....	12
I.5.5 Polarisation d'une antenne .....	13
I.5.6 Surface effective d'une antenne en réception.....	14
I.6 Equation de transmission ( FRIIS).....	14
I.7 Les types d'antennes .....	15
I.7.1 Antennes filaires.....	15
I.7.2 Antenne à réflecteur .....	17
I.7.3 Antenne patch.....	18
I.7.4 Les antennes réseaux.....	18
I.8 Conclusion .....	19
<b>CHAPITRE II : OPTIMISATION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT .....</b>	<b>20</b>
II.1 Introduction.....	20
II.2 Les réseaux d'antennes .....	20
II.2.1 Facteur de réseau .....	21
II.2.2 Réseaux linéaires uniformes .....	23
II.2.3 Réseaux plans .....	25
II.2.4 Réseaux circulaires .....	27

---

II.2.5 Réseaux non uniformes.....	27
II.3 Formation de faisceaux.....	28
II.4 Méthodes de synthèse des réseaux.....	31
II.5 Antennes adaptatives (Smart Antennas).....	34
II.5.1 Méthodes utilisées pour le calcul de l'angle d'arrivée.....	35
II.5.2 Antenne à commutation de faisceaux ( « swiched beam antenna systems » ).....	35
II.5.3 Antennes adaptatives.....	36
II.6 Conclusion.....	38
<b>CHAPITRE III : L'ALGORITHME GENETIQUE .....</b>	<b>39</b>
III.1 Introduction.....	39
III.2 Processus d'optimisation.....	39
III.2.1 Variables de conception.....	40
III.2.2 Espace de recherche.....	40
III.2.3 Fonction objectif.....	40
III.2.4 Contraintes de conception.....	41
III.2.5 Formulation mathématique.....	41
III.2.6 Méthodes d'optimisation.....	41
III.3 1. Historique des AG.....	42
III.4 Les algorithmes génétiques.....	43
III.4.1 Définitions.....	43
III.4.2 Optimisation sous contraintes.....	43
III.4.3 Fonction d'adaptation F.....	44
III.4.4 Codage des variables de conception.....	44
III.4.5 Opérateur de sélection.....	45
III.4.6 Amélioration du processus de sélection.....	47
III.4.7 Opérateur de croisement.....	48
III.4.8 Opérateur de mutation.....	50
III.4.9 Critères d'arrêt.....	51
III.4.10 Les applications.....	51
III.4.11 Résumé de l'AG.....	51
III.5 Conclusion.....	52
<b>CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS.....</b>	<b>53</b>
IV.1 Introduction.....	53
IV.2 Quelques classes de grands problèmes de synthèse.....	53
IV.3 Les méthodes simulées.....	56
IV.4 Déroulement de l'algorithme.....	58
IV.5 Résultats des simulations.....	59
IV.6 Conclusion.....	73
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>75</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>76</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>79</b>

---



## LISTE DES FIGURES

---

<b>Chapitre</b>	<b>Page</b>
Chapitre I	
Fig. I.1 Représentation du vecteur en coordonnées sphériques .....	5
Fig. I.2 Onde TEM .....	7
Fig. I.3 Antennes en émission et en réception .....	6
Fig. I.4 Types d'antennes .....	9
Fig. I.5 Génération d'onde .....	10
Fig. I.6 Diagramme en trois dimensions .....	12
Fig. I.7 Diagramme en coordonnées polaires .....	12
Fig. I.8 Diagramme en coordonnées cartésiennes (échelle logarithmique).....	12
Fig. I.9 Ouverture mi-puissance .....	13
Fig. I.10 Les différentes polarisations d'une antenne .....	14
Fig. I.11 Liaison radio .....	15
Fig. I.12 Le dipôle demi-onde.....	15
Fig. I.13 Diagramme de l'antenne demi-onde.....	16
Fig. I.14 Antenne cadre .....	16
Fig. I.15 Antenne parabolique.....	17
Fig. I.16 Cornet.....	18
Fig. I.17 Antenne patch.....	18
Chapitre II	
Fig. II.1 Réseau plan 5x5 à éléments « patch ».....	21
Fig. II.2 Champ lointain de deux dipôles .....	22
Fig. II.3 Configuration d'un réseau uniforme de N sources.....	23
Fig. II.4 Réseau linéaire de huit éléments « patch ».....	24
Fig. II.5 Effet de la distance d .....	24
Fig. II.6 Effet du nombre de sources .....	25
Fig. II.7 Effet de la phase .....	25
Fig. II.8 Réseau plan MxN .....	26
Fig. II.9 Exemple de diagramme produit par un réseau plan .....	26
Fig. II.10 Réseau circulaire de N éléments.....	27

---

Fig. II.11 Architecture d'un « beamformer » simple .....	29
Fig. II.12 Matrice de Butler.....	29
Fig. II.13 « Beamformer » numérique.....	30
Fig. II.14 « Beamformer » multi-faisceaux.....	31
Fig. II.15 Méthode des séries de Fourier.....	32
Fig. II.16 Méthode Dolph-Chebyshev.....	34
Fig. II.17 Antenne à commutation de faisceaux.....	36
Fig. II.18 Antenne à commutation de faisceaux.....	37
Fig. II.19 Architecture d'un réseau adaptatif.....	38
Chapitre III	
Fig. III.1. Processus d'optimisation.....	39
Fig. III.2. Exemple de roulette artificielle .....	46
Fig. III.3. Exemple de roulette artificielle .....	47
Fig. III.4. Croisement à un point .....	48
Fig. III.5. Croisement à deux points .....	49
Fig. III.6. Exemple de croisement uniforme.....	50
Fig. III.7. Une mutation.....	50
Fig. III.8. Organigramme de l'AG.....	52
Chapitre IV	
Fig. IV.1. Exemple de gabarit avec zone d'annulation .....	54
Fig. IV.2. Exemple de gabarit avec zone d'annulation.....	55
Fig. IV.3. Exemple de gabarit avec largeur de lobe principal fixée.....	55
Fig. IV.4. Diagrammes Méthode éliminations d'interférences $N=10$ $\theta_{inter}=30^\circ$ .....	60
Fig. IV.5. Diagrammes Méthode d'éliminations d'interférences $N=16$ $\theta_{inter}=16^\circ$ .....	61
Fig. IV.6-a. Diagrammes Méthode d'éliminations d'interférences $N=16$ $\theta_{inter}=10^\circ$ et $11^\circ$ .....	62
Fig. IV.6-b. Fitness Méthode d'éliminations d'interférences $N=16$ $\theta_{inter}=10^\circ$ et $11^\circ$ .....	62
Fig. IV.7-a. Diagrammes Méthode d'éliminations d'interférences $N=32$ $\theta_{inter}=5^\circ$ et $11^\circ$ .....	63
Fig. IV.7-b. Fitness Méthode d'éliminations d'interférences $N=32$ $\theta_{inter}=5^\circ$ et $11^\circ$ .....	64
Fig. IV.8-a. Diagramme Méthode de contrainte sur les lobes secondaires Pmax= 24 dB N=10.....	66
Fig. IV.8-b. Fitness pour Pmax= 25 dB et N=10.....	66
Fig. IV.9-a. Diagramme Méthode de contrainte sur les lobes secondaires Pmax= 25 (dB) N=16.....	67
Fig. IV.9-b. Fitness pour Pmax= 25 (dB) et N=16.....	68
Fig. IV.10-a. Diagramme Méthode lobes secondaires bas niveau Pmax= 25 (dB) N=32.....	69
Fig. IV.10-b. Fitness pour Pmax= 25 (dB) et N=16.....	69



---

Fig. IV.11-a. Diagramme Méthode de Schelkunoff N=16 Zéros en $10^\circ$ et $11^\circ$ .....	71
Fig. IV.11-b. Fitness méthode de Schelkunoff N=16 Zéros en $10^\circ$ et $11^\circ$ .....	71
Fig. IV.12-a. Diagramme Méthode de Schelkunoff N=32 Zéros en $5^\circ$ et $11^\circ$ .....	72
Fig. IV.12-b. Fitness méthode de Schelkunoff N=32 Zéros en $5^\circ$ et $11^\circ$ .....	73

---

---

## INTRODUCTION GENERALE

---

Dans le domaine des réseaux d'antennes, le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et la répartition spatiale des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de directivité aussi proche que possible d'un diagramme désiré ou de pratiquer des « trous » afin de rejeter des interférences gênantes.

Le but de l'étude est donc de rechercher la combinaison optimale de ces différents paramètres afin que le réseau réponde aux besoins de l'utilisateur.

Dans ce domaine, de nombreux outils déterministes de synthèse ont été développés (Fourier, Dolph-Tchebycheff, Woodward-Lawson, Newton, gradient, etc). Compte tenu de la diversité des buts recherchés par les utilisateurs, on ne trouvera pas une méthode générale de synthèse applicable à tous les cas, mais plutôt un nombre important de méthodes propres à chaque type de problème.

Récemment, des techniques générales stochastiques et d'optimisation globale sont apparues, capables d'obtenir un minimum global et sans rester piéger dans un minimum local comme dans le cas des méthodes déterministe. L'objectif de notre étude est d'élaborer une technique de synthèse pour la formation de voies et l'annulation d'interférents qui réponde aux spécifications imposées par le système adaptatif en utilisant les algorithmes génétiques.

Le premier chapitre de ce mémoire est consacré à une présentation générale des antennes, de leurs caractéristiques. Un certain nombre de types d'antennes sont décrits.

L'objet du second chapitre est une présentation des différents types de réseaux d'antennes. Nous décrivons ensuite, les différentes techniques de synthèse des réseaux d'antennes à partir de spécification imposées sur le diagramme d'antenne. Nous présentons finalement les concepts liés des antennes adaptatives (structure, techniques de formation de faisceaux).

Le troisième chapitre est consacré à une présentation de l'algorithme génétique. Nous décrivons le codage des paramètres et les différentes étapes de l'algorithme avec les techniques permettant son amélioration.

Dans le dernier chapitre, nous décrivons trois méthodes permettant la détermination des paramètres du réseau à partir des spécifications imposées sur le diagramme de rayonnement (gabarit, niveau des lobes secondaires, placement de zéros à l'aide de l'algorithme génétique). Plusieurs configurations de réseaux sont testés.

---

## CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES ANTENNES

---

### I.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, on rappellera quelques notions générales sur la propagation des ondes électromagnétiques, puis on décrira un certain nombre des caractéristiques importantes des antennes et on finira par une présentation des antennes les plus courantes.

#### I.1 Bref historique

Les premiers systèmes de communication furent la télégraphie introduite en 1844, suivie par la téléphonie en 1878. Dans ces systèmes, les signaux sont transmis par des lignes de transmission.

La théorie des antennes intervient après des développements mathématiques de James Maxwell, en 1854, corroborés par les expériences d'Hertz en 1887 et les premiers systèmes de radiocommunication de Marconi en 1901 (première communication trans-océanique sans fils entre l'Angleterre et le Canada sur une fréquence de 820 kHz).

En 1916, Marconi réalisa des expériences avec des signaux de 2 à 3 m de longueur d'onde en utilisant des réflecteurs paraboliques.

Dans la décade 1910-1920, de nouvelles techniques ont vu le jour, comme les aides à la navigation aérienne, les communications sous-marines, les systèmes de commande à distance.

### I.2 Base théorique des antennes

#### I.2.1 Système de coordonnées sphériques

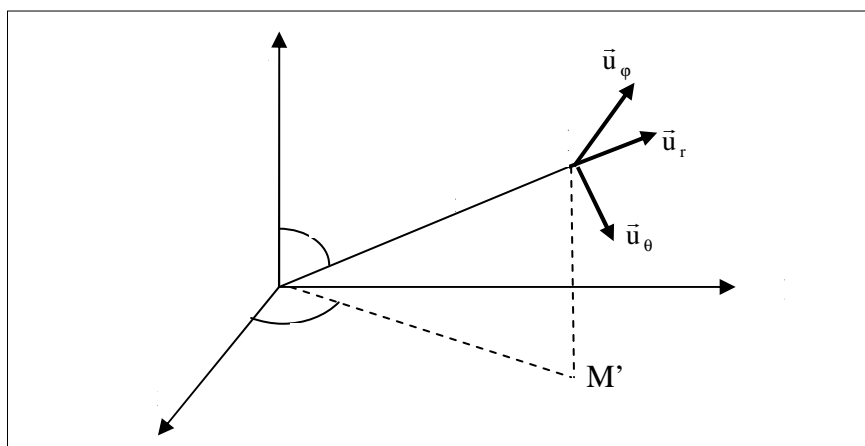


Fig. I.1 : Représentation du vecteur en coordonnées sphériques

---

On utilise en électromagnétisme les coordonnées sphériques pour représenter un vecteur. Le système de coordonnées sphériques est défini par le repère mobile  $(M, u_r, u_\theta, u_\phi)$  illustré par la figure I.1.

### I.2.2 Rayonnement électromagnétique

Une onde électromagnétique est constituée d'un champ électrique  $E$  et d'un champ magnétique  $H$ . Dans le vide, ces deux champs sont orthogonaux et transverses (perpendiculaires à la direction de propagation): c'est une onde dite TEM (Transverse Electro-Magnétique). L'étude de ces ondes se fait à l'aide des équations de Maxwell.

### I.2.3 Equations de Maxwell

Les équations de Maxwell tiennent une grande importance dans les antennes, étant donné que d'elles dérivent leurs propriétés.

Les équations de Maxwell relient les champs  $\vec{E}(r), \vec{H}(r)$ , le déplacement électrique  $\vec{D}$ , le flux magnétique  $\vec{B}$ , la densité de courant  $\vec{J}$  et la densité volumique de charges électrique  $\rho$ .

Elles s'écrivent :

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{Loi de Faraday}) \quad (.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\vec{D} + \vec{J} \quad (\text{Loi d'Ampère-Maxwell}) \quad (.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{Loi de Gauss}) \quad (.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{Loi de Gauss}) \quad (.4)$$

avec :

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{J} = -j\omega\rho \quad (.5)$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} \quad (.6)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} \quad (.7)$$

Dans le vide  $\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi 10^9} \text{F/m}$  est la permittivité électrique et  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$  est la perméabilité magnétique. On a  $1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = c \approx 3 \cdot 10^8 \text{m/s}$ , la vitesse de la lumière dans le vide.

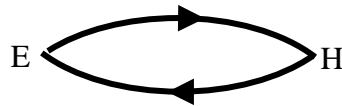
Dans le vide, en l'absence de courant et de charge, on a :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = 0$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = 0$$

- **Commentaire**

Ces équations montrent que toutes variations temporelles du champ électrique E induit une variation spatiale du champ magnétique H, et de même toutes variations temporelles du champ magnétique induit une variation spatiale du champ électrique. Il ne peut donc pas avoir de propagation seule de l'un des champs E ou H, c'est pourquoi l'on parle d'onde électromagnétique.



### I.3 4. Propagation des ondes électromagnétiques

La résolution des équations de Maxwell dans le vide conduit aux deux équations d'onde suivantes :

$$\nabla^2 \vec{E} = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad (.8)$$

$$\nabla^2 \vec{H} = \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} \quad (.9)$$

Une solution générale de ces équations a la forme suivante :

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} \quad (.10)$$

$$\vec{H} = \vec{H}_0 e^{j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)} \quad (.11)$$

Une onde électromagnétique (EM) est donc constituée d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H. Dans le vide, ces deux champs sont orthogonaux et transverses (perpendiculaires à la direction de propagation) : c'est une onde TEM (Transverse Electro-Magnétique) (figure(I.2)).

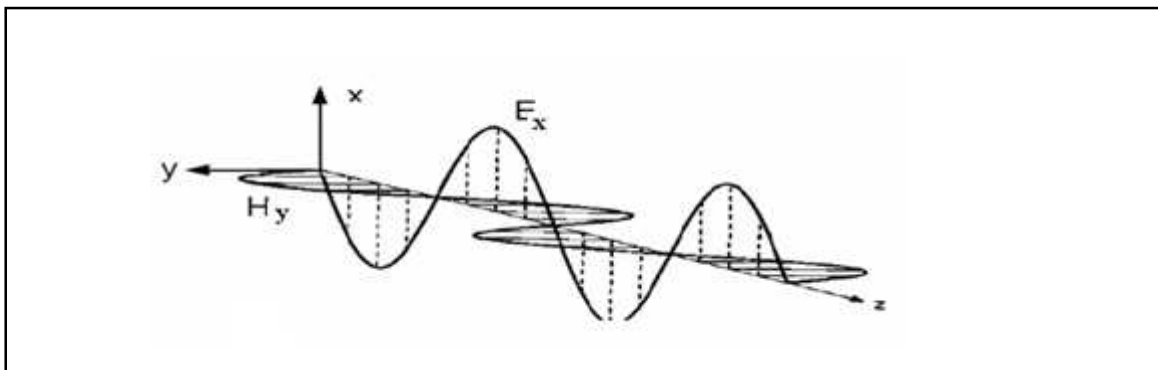


Fig. I.2 : Onde TEM

La vitesse d'une onde électromagnétique dans le vide est égale à la vitesse de lumière, soit:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3.10^8 \text{ m/s}$$

La densité de puissance rayonnée par l'onde se calcule à partir de la valeur réelle du vecteur de Poynting :

$$P(r, \theta, \varphi) = \text{Re}\{\vec{E} \times \vec{H}\} \quad (\text{W} / \text{m}^2) \quad (.12)$$

## I.4 Les antennes

### I.4.1 Définition

Une antenne en émission est un élément servant de transition entre une onde guidée (dans une ligne coaxiale ou guide d'onde) et l'espace libre. De par sa structure, elle permet de détachement des champs électromagnétique de leur support métallique et leur rayonnement dans l'espace. Une antenne en réception effectue l'opération inverse (figure I.3).

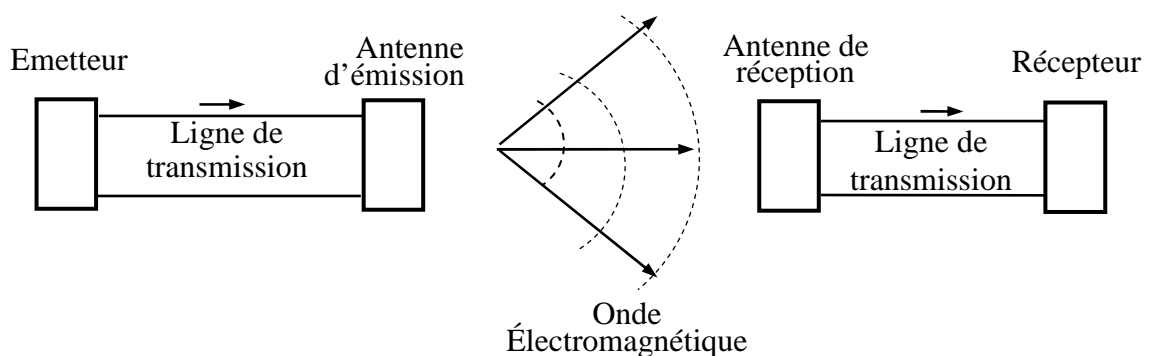


Fig. I.3 : Antennes en émission et en réception

Il existe un grand nombre de types d'antennes (figure I.4). Elles peuvent être classifiées de différentes manières. Par exemple :

- Formes ou géométries :
  - Antennes filaires : dipôle, boucle, spirale
  - Antennes d'ouverture : cornet, fente
  - Antennes imprimées : patch, dipôle imprimé, spirale
- Gain :
  - Gain élevé : plat
  - Gain moyen : cornet
  - Gain faible : dipôle, boucle, fente, patch

- Formes de faisceau :
  - Omnidirectionnel : dipôle
  - Faisceau de crayon : plat
  - Faisceau de fan : rangée
- Largeur de bande :
  - Large bande : hélix
  - Bande étroite : patch

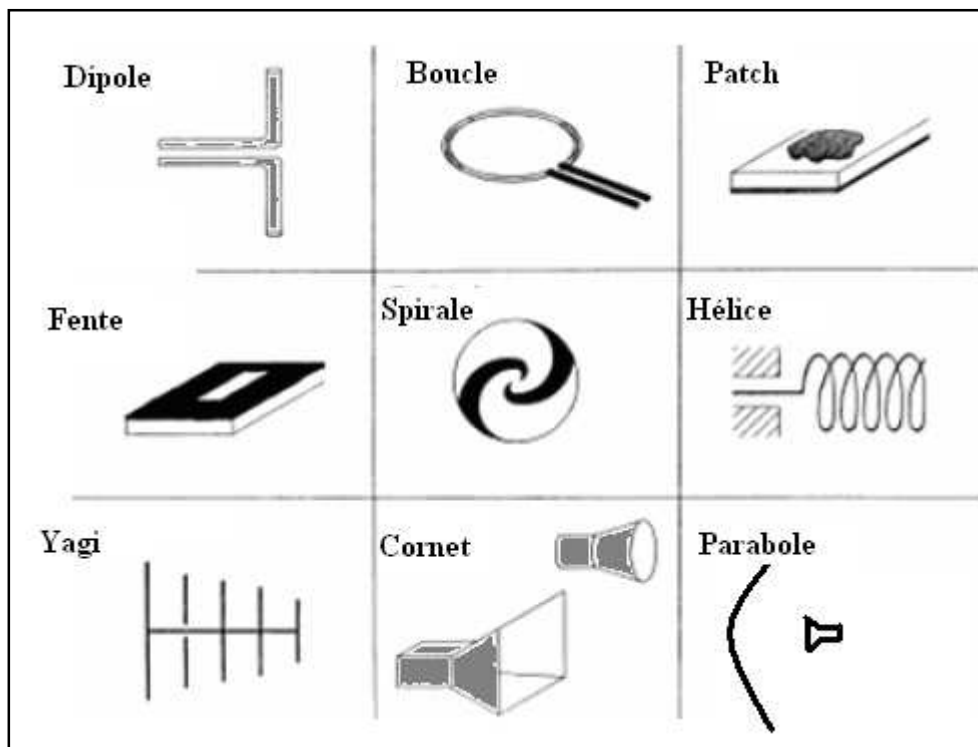


Fig. I.4 : Types d'antennes

### I.4.2 Génération d'onde

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

- par des courants, représentés vectoriellement par une densité de courant  $J$  en  $A/m^2$ . C'est le cas des antennes filaires.
- par une ouverture dans un volume où règne un champ EM, par exemple à l'extrémité ouverte d'un guide d'onde. C'est le principe des antennes paraboliques.

La Figure I.5 illustre le cas d'un dipôle (antenne filaire) et d'une antenne parabolique.

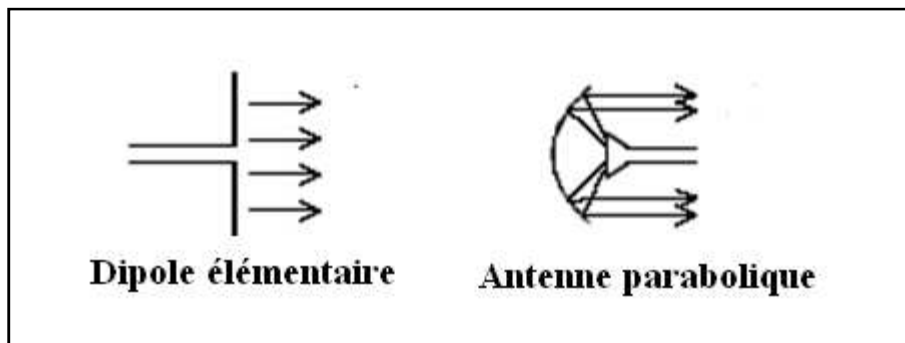


Fig. I.5 : Génération d'onde

## I.5 Caractéristiques d'une antenne

Les caractéristiques d'intérêt d'une antenne sont :

- directivité et gain,
- efficacité
- diagramme de rayonnement,
- ouverture du faisceau,
- polarisation,
- largeur de bande.

### I.5.1 Directivité

La *directivité* (parfois appelée gain directionnel) d'une antenne est définie comme le rapport de la densité de puissance surfacique  $P(r, \theta, \varphi)$  rayonnée par l'antenne et la densité de puissance surfacique  $P_{iso}$  rayonnée par l'antenne isotrope. L'antenne isotrope est une antenne fictive émettant la même puissance dans toutes les directions.

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(r, \theta, \varphi)}{P_{iso}} \quad (.13)$$

qui peut aussi s'écrire :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 P(r, \theta, \varphi)}{P_r} \quad (.14)$$

$P_r$  étant la puissance totale rayonnée par l'antenne et  $r$  la distance.

La directivité indique dans quelles directions la densité de puissance est meilleure ou moins bonne que celle de l'antenne isotrope.



### I.5.2 Gain en puissance et rendement

Le gain se définit de la même manière que la directivité mais en tenant compte des pertes, c'est-à-dire en remplaçant la puissance rayonnée par la puissance fournie  $P_F$  à l'antenne :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi r^2 P(r, \theta, \varphi)}{P_F} \quad (.15)$$

Le rendement d'une antenne est défini ainsi :

$$\eta = \frac{G(r, \theta, \varphi)}{D(r, \theta, \varphi)} = \frac{P_r}{P_F} (<1) \quad (.16)$$

Le *gain en puissance* dépend de la fréquence du signal émis. Il est très faible aux basses fréquences mais atteint des valeurs de 75% à 95% pour des fréquences supérieures à 1 MHz.

On utilise surtout le gain maximal  $G = \max[G(\theta, \varphi)]$

Les plus grands gains sont obtenus avec des antennes paraboliques (20 à 60 dB).

**Attention :** Une antenne est un élément strictement passif qui n'amplifie pas le signal. Son gain, par définition, représente la concentration de puissance dans une direction privilégiée par rapport à une antenne isotrope sans pertes.

On déduit la densité de puissance maximale d'une antenne par rapport à la puissance fournie  $P_F$  :

$$P(r, \theta, \varphi) = G \frac{P_F}{4 \cdot \pi \cdot r^2} \quad (\text{W} / \text{m}^2) \quad (.17)$$

De fait, le gain en puissance d'une antenne est un paramètre plus intéressant que sa directivité; en effet, comme le rendement  $\eta$  est inclus, on peut calculer la densité de puissance en introduisant directement la valeur de la puissance fournie  $P_F$ .

### I.5.3 Diagramme de rayonnement

C'est la représentation du rapport des gains en puissance  $G(\theta, \varphi)/G_{\text{Max}}$ . Parfois, c'est tout simplement la représentation du gain  $G(\theta, \varphi)$  lui-même. On utilise aussi le diagramme champ en remplaçant le gain par le champ électrique

Différents types de représentation de diagramme sont utilisés :

- Représentation en trois dimensions qui donne une idée de la répartition de la puissance rayonnée dans l'espace (figure I.6)
- Représentation en coordonnées polaires dans des plans choisis, (figure I.7)
- Représentation en coordonnées cartésiennes (échelle linéaire)

– Représentation en coordonnées cartésiennes (échelle logarithmique) : cette échelle est habituellement souhaitable parce qu'une échelle logarithmique peut accentuer les détails des parties du diagramme qui ont des valeurs très basses (figure I.8)

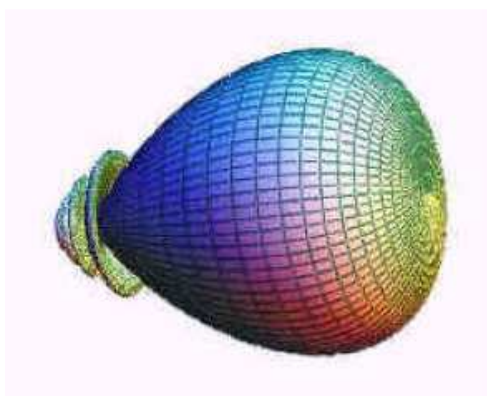


Fig. I.6 : Diagramme en trois dimensions

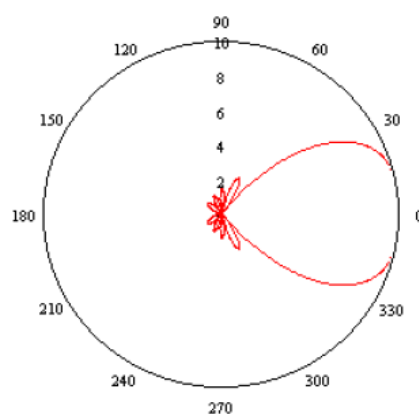


Fig. I.7 : Diagramme en coordonnées polaires

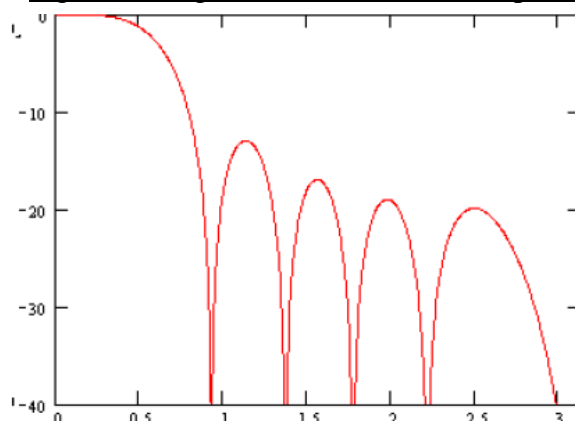


Figure I.8 : Diagramme en coordonnées cartésiennes (échelle logarithmique)

#### **I.5.4 Lobe principal, lobes secondaires et angle d'ouverture**

Généralement dans un plan donné, le diagramme de rayonnement d'une antenne directive comprend un lobe principal et des lobes secondaires qui sont indésirables.

La plus grande partie de la puissance rayonnée est contenue dans un cône d'ouverture HPBW (Half Power Beam Wide) défini à mi-puissance, ce qui correspond à une chute de 3 dB par rapport à la puissance maximale ou à un champ max divisé par  $\sqrt{2}$  (figure I.9).

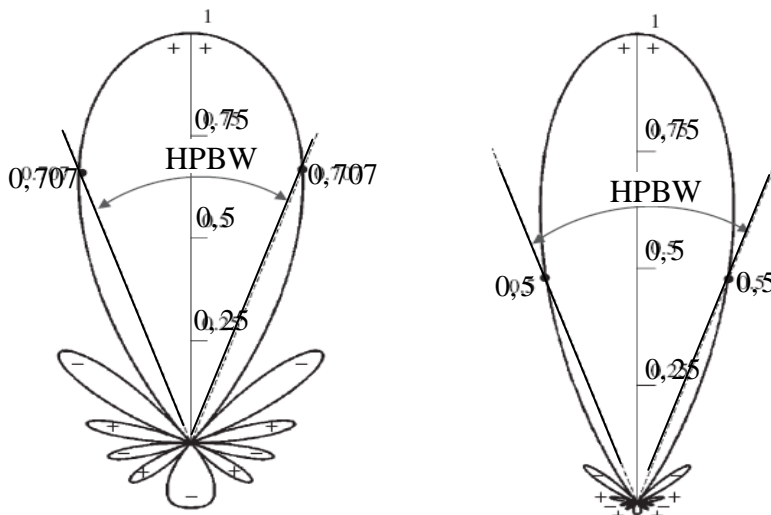


Figure I. 9 : Ouverture mi-puissance

### I.5.5 Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme « la polarisation de l'onde transmise (rayonnée) par l'antenne, c'est-à-dire de la direction du champ électrique émis par l'onde. Quand la direction n'est pas énoncée, la polarisation est prise pour être la polarisation dans la direction du gain maximum. » Dans la pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction de l'antenne, de sorte que les différentes parties du diagramme puissent avoir différentes polarisations.

Les antennes peuvent émettre des ondes à polarisation (Figure I.10):

- Linéaire : le champ électrique conserve une direction constante
- Circulaire : l'extrémité du champ électrique décrit un cercle lors de sa propagation
- Elliptique : l'extrémité du champ électrique décrit une ellipse lors de sa propagation

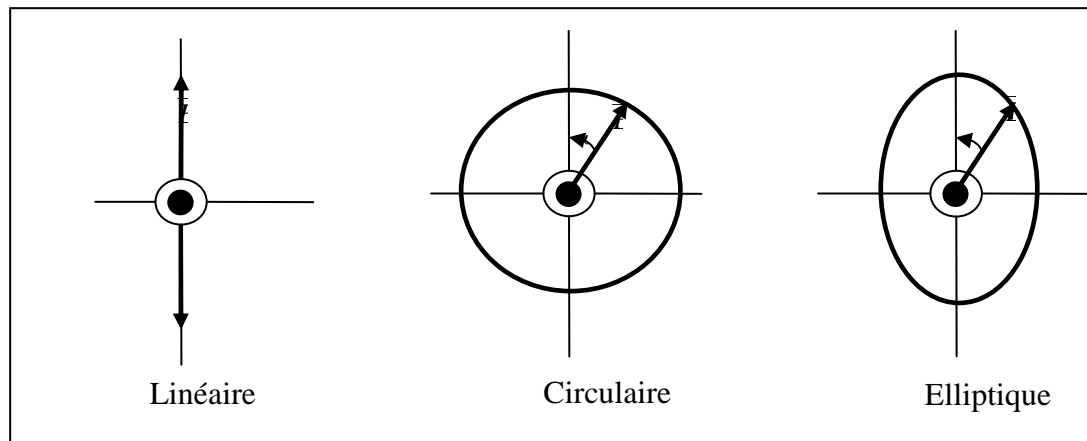


Figure I.10 : Les différentes polarisations d'une antenne

### I.5.6 Surface effective d'une antenne en réception

A chaque antenne, nous pouvons associer une surface effective. Celle-ci est employée pour calculer la puissance captée par une antenne.

La surface effective (ou équivalente)  $A_e$  d'une antenne dans une direction donnée est définie comme « le rapport de la puissance disponible sur les bornes de l'antenne en réception  $P_{rec}$  à la puissance de l'onde plane incidente  $P(r, \theta, \varphi)$  sur l'antenne dans cette direction :

$$A_e = \frac{P_{rec}}{P(r, \theta, \varphi)} \quad (\text{m}^2) \quad (.18)$$

La surface effective de n'importe quelle antenne est reliée à son gain max  $G$  par la relation importante :

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (\text{m}^2) \quad (.19)$$

$\lambda$  Étant la longueur d'onde du signal émis par l'antenne.

Cette relation découle du théorème de réciprocité qui stipule qu'une antenne en émission conserve les mêmes caractéristiques en réception.

### I.6 Equation de transmission ( FRIIS)

L'équation de transmission relie la puissance captée  $P_{rec}$  en fonction des caractéristiques de la liaison émetteur-récepteur (figure 1.11):

$$P_{rec} = P_F G_E G_r \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \quad (\text{W}) \quad (.20)$$

Où

$P_F$  : la puissance fournie à l'antenne d'émission

$G_E$  : gain de l'antenne d'émission

$G_R$  : gain de l'antenne de réception

$r$  : la distance ente l'émetteur et le récepteur

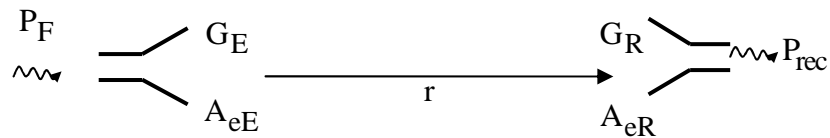


Figure I.11 : Liaison radio

Notons que cette équation ne tient pas compte des effets de désadaptation des antennes, ni des pertes atmosphériques.

## I.7 Les types d'antennes

### I.7.1 Antennes filaires

Les antennes de type filaire sont faits de fils conducteur et sont généralement faciles à construire, ainsi leur coût est normalement très bas. Les exemples de ce type d'antenne incluent les dipôles, des monopoles, des boucles, des spirales, le Yagi-Uda.

- **Le dipôle demi-onde**

C'est un conducteur électrique de longueur  $\lambda/2$ . Il est alimenté en son centre (figure I.12).

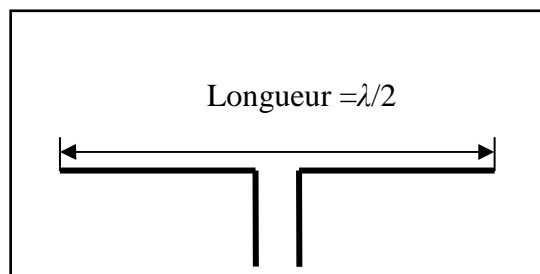


Figure I.12 : Le dipôle demi-onde

Le dipôle demi-onde a une propriété extrêmement utile : taillé mécaniquement en demi-onde pour une fréquence donnée (à la bande passante près), son impédance est de  $73 \Omega$  et cette impédance est purement résistive ce qui permet son alimentation par un câble coaxial  $75 \Omega$  sans difficultés.

C'est une antenne très utilisée dans le domaine des fréquences VHF et UHF. Son diagramme de rayonnement est donnée par :

$$G(\theta, \varphi) = 1.64 \left[ \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta)\right)}{\sin(\theta)} \right]^2$$

Il est omnidirectionnel dans le plan perpendiculaire au dipôle (plan H) et directif dans le plan contenant le dipôle (plan E) comme le montre la figure 1.13.

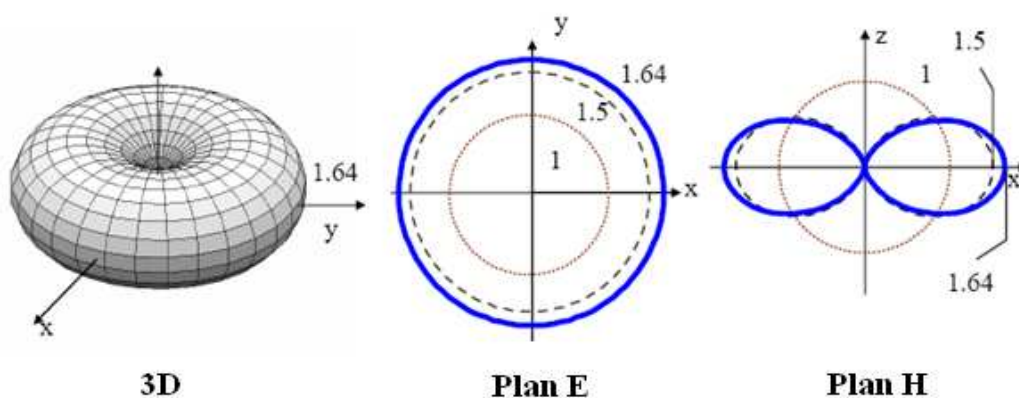


Figure I.13 : Diagramme de l'antenne demi-onde

- **Antenne cadre**

Pour les ondes longues et moyennes, les antennes filaires sont difficiles d'emploi. On leur préfère souvent les antennes cadres. Comme son nom l'indique, l'antenne cadre est constituée d'une ou plusieurs spires enroulées sur un cadre de dimensions relativement grandes (quelques cm à quelques dizaines de cm) (figure I.14).

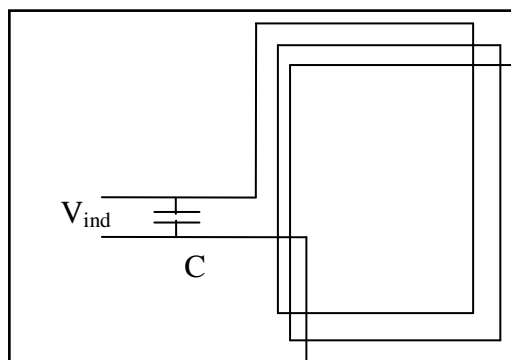


Figure I.14 : Antenne cadre

L'antenne ferrite, version moderne de l'antenne cadre, possède un noyau en ferrite qui augmente le flux magnétique. Cette antenne est intéressante lorsqu'on doit réaliser un récepteur de petite taille.

### I.7.2 Antenne à réflecteur

C'est l'antenne parabolique utilisée en télécommunications en :

- Faisceaux hertziens (4 à 12 GHz),
- Stations terrestres pour les télécommunications spatiales,
- Antennes des satellites.

L'antenne parabolique est constituée d'un cornet (antenne de type ouverture) et d'un réflecteur parabolique (Figure I.15). La fonction du réflecteur parabolique est la transformation de l'onde sphérique provenant du cornet en une onde plane.

Les antennes paraboliques se caractérisent par une directivité très forte. On les utilise en général pour des fréquences plus hautes que 1 GHz. En dessous de 400 MHz, leur taille devient problématique.

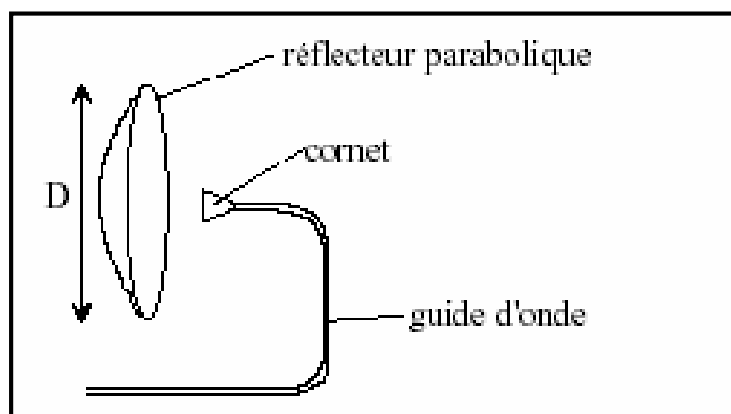


Figure I.15 : Antenne parabolique

#### ● Antennes à fentes et ouvertures rayonnantes

L'antenne à fentes se caractérise par son développement vertical en forme de cornière, ou guide d'ondes, avec des fentes à dimensions et emplacement particuliers qui sont fonctions de la fréquence. L'antenne à fente est utilisée pour réaliser des antennes sectorielles, c'est-à-dire possédant un gain significatif sur un angle d'ouverture assez grand. Ces antennes sont utilisées notamment pour le Wifi et le radio-amateurisme.

- Exemple du cornet (figure 1.16)

Une antenne cornet est une antenne en forme de cylindre, de cône ou pyramide tronquée surtout employée par les radioamateurs et dans les applications professionnelles. La limite d'utilisation inférieure se situe vers 2.3 GHz englobant l'ISM et le Wifi, mais est particulièrement efficace et intéressante dès 10 GHz.

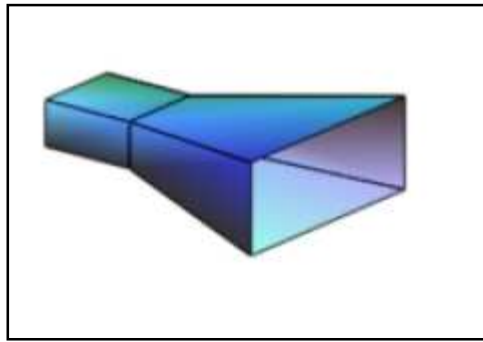


Figure I.16 : Cornet

### I.7.3 Antenne patch

Les antennes micro-ruban, (figure I.17) sont également connues sous le nom d'antenne patch. de formes typiques : rectangulaire, carrée, circulaire. Simple et bon marché, pour les fabriquer on utilise la technologie des circuit imprimé. En outre, elle est très souple en termes de fréquence de résonance, impédance de puissance d'entrée, diagramme de rayonnement et polarisation. Tout ceux-ci l'ont rendue une antenne moderne extrêmement populaire pour des fréquences au-dessus de 300MHz (de la bande de fréquence UHF). Les inconvénients majeurs de ce type d'antenne sont : sa basse efficacité (conduction, diélectrique et particulièrement les pertes d'onde surfacique), basse capacité d'alimentation (non appropriée aux applications de haute puissance), bande de fréquence relativement étroite . Cependant, des améliorations significatives lui ont été apportée, par exemple, l'élargissement de la largeur de bande (par la méthodes des empilement et autres afin de satisfaire la demande éclatante de l'industrie de communications sans fil). La grande attention a été prêtée récemment à la façon de rendre l'antenne réglable et reconfigurable.

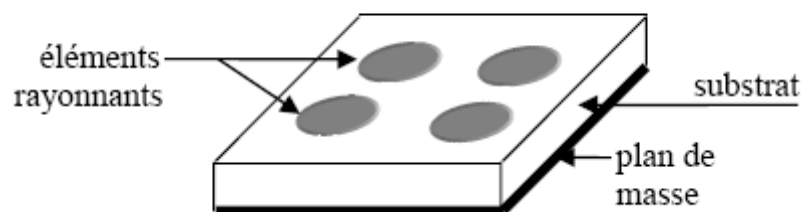


Figure I.17 : Antenne patch

### I.7.4 Les antennes réseaux

Les antennes réseaux sont constituées par un ensemble de sources élémentaires alimentées par des voies séparées. Ces sources sont souvent des cornets ou des fentes rayonnantes ou des éléments imprimés ou même des dipôles. Un dispositif d'alimentation, appelé en français « réseau d'alimentation des sources » et en anglais *Beamforming network* permet de commander les amplitudes et les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude



et en phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue. Il sera notamment possible de les conformer localement.

Les réseaux seront étudiés en détail dans le deuxième chapitre.

### **I.8 Conclusion**

Nous avons développé dans ce chapitre certaines notions très importantes sur les antennes, comme le gain et le diagramme de rayonnement qui nous seront utiles dans la suite de notre travail. Nous avons aussi énuméré quelque type d'antennes courantes.

---

## CHAPITRE II : OPTIMISATION DES DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT

---

### II.1 Introduction

L'intérêt de l'utilisation de réseaux, plutôt que d'une seule source est que l'élément isolé a un rayonnement figé dans l'espace (sauf si on le fait tourner mécaniquement). En disposant plusieurs sources dans l'espace, et en pondérant chacun des éléments, on peut jouer sur les retards entre les signaux émis par les différentes sources pour obtenir une répartition spatiale de la puissance rayonnée variable avec la loi de pondération

On peut même, en contrôlant la loi de pondération du réseau, orienter le maximum du rayonnement vers un angle choisi. En changeant l'orientation de ce maximum, on effectue un balayage de l'espace sans faire tourner le réseau mécaniquement

Dans ce chapitre, nous décrivons les différents types de réseaux d'antenne rencontrés en pratique et leurs caractéristiques, puis nous donnons un aperçu des différentes méthodes de synthèse des diagrammes de rayonnement en vue d'obtenir certaines caractéristiques intéressantes. Finalement, nous verrons le fonctionnement des antennes modernes dites « intelligentes »

### II.2 Les réseaux d'antennes

Des antennes peuvent être arrangées dans l'espace, selon différentes configurations géométriques, pour obtenir des diagrammes très directifs. Ces configurations d'antennes s'appellent des réseaux. Dans un réseau d'antennes, les champs des différents éléments s'ajoutent de manière constructive dans certaines directions et de manière destructive (annulation) dans d'autres. A des fins d'analyse, on supposera par la suite des réseaux constitués d'éléments identiques, bien qu'il soit possible de créer un réseau avec des éléments ayant des diagrammes différents.

L'avantage principal des réseaux d'antennes par rapport à une antenne simple est leurs capacités de balayage électronique, c'est-à-dire, que le lobe principal peut être orienté vers n'importe quelle direction en changeant la phase du courant d'excitation de chaque élément du réseau (antennes à

---

réseaux déphasés). En outre, en agissant également sur les amplitudes des courants d'excitation, une grande variété de diagrammes de rayonnement et des caractéristiques de niveau des lobes secondaires peuvent être produites. Les antennes adaptatives (également appelées "antennes intelligentes" dans des applications de communication mobiles) passent encore à un stade supérieur par rapport aux réseaux déphasés en dirigeant leur lobe principal (avec un gain accru) dans une direction désirée (par exemple, un utilisateur mobile dans un système de communication cellulaire) et annulant le faisceau dans les directions de l'interférence ou des brouilleurs.

Il y a cinq paramètres principaux qui affectent les performances globales d'un réseau d'antennes :

- la géométrie du réseau (par exemple, linéaire, circulaire, ou planaire des éléments rayonnants),
- distances de séparation entre les éléments adjacents,
- amplitudes des courants d'excitation de chaque élément,
- phase de chaque élément rayonnant,
- diagramme de rayonnement de chaque élément.

La figure II.1 montre un exemple d'un réseau bidimensionnel (réseau plan) formé d'antennes de type « patch ».

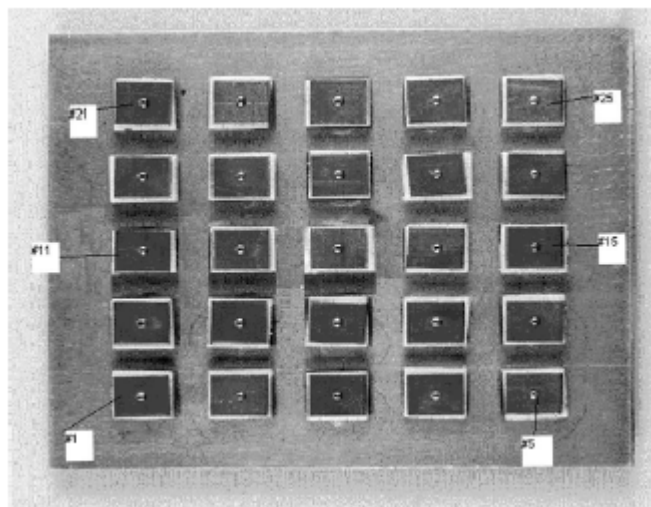


Fig. II.1 : Réseau plan 5x5 à éléments « patch »

### II.2.1 Facteur de réseau

Supposons d'abord le scénario simple d'un alignement de deux dipôles élémentaires horizontaux d'antenne isolés dans l'espace, placé comme représenté sur la figure II.2. Le dipôle 1 est excité par un courant  $I_1 \angle \phi / 2$ , le dipôle par le courant  $I_2 \angle \phi / 2$ .  $\phi$  Et  $d$  représentent respectivement le déphasage entre les courants et la distance entre les deux sources.

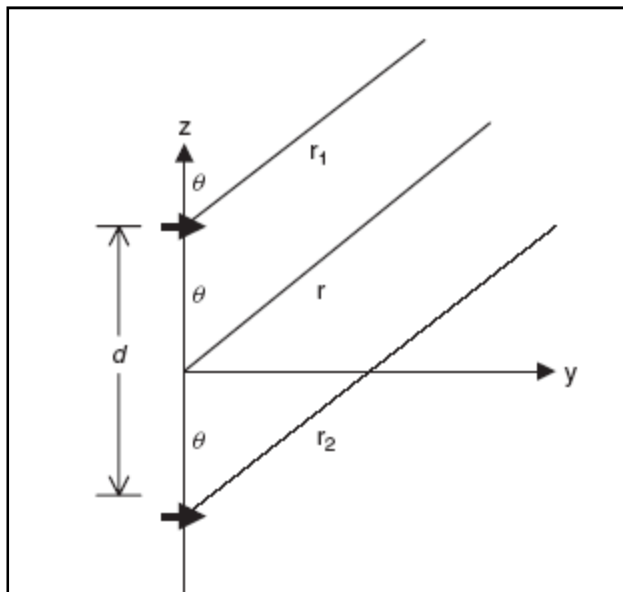


Fig. II.2: Champ lointain de deux dipôles

Le champ électrique au point M d'observation supposé très éloigné, est l'addition vectorielle des champs dus aux deux d antennes (en négligeant les effets de couplage mutuels) :

$$E_{\text{total}} = E_1 + E_2 = \vec{a}_\theta \left[ \frac{j\eta k I_0}{4\pi r} e^{-jkr} \cos \theta \right] 2 \cos \left( \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \phi) \right)$$

On observe que le champ total est égal au champ de l'élément simple situé à l'origine, multiplié par un facteur de réseau F donné par :

$$1. \quad F(\theta) = 2 \cos \left( \frac{1}{2} (kd \cos \theta + \phi) \right) \quad (\text{I.1})$$

D'une façon générale, le diagramme de champ lointain d'un réseau est donné par le diagramme de rayonnement de l'élément simple multiplié par le facteur de réseau :

$$\text{Diagramme du réseau} = \text{Diagramme de l'élément simple} \times \text{facteur de réseau}$$

Le facteur de réseau est une fonction des paramètres suivants :

- l'arrangement géométrique des éléments rayonnants du réseau
- les courants d'excitation des éléments
- le nombre d'éléments
- la distance de la séparation d des éléments adjacents
- fréquences (ou longueur d'onde) d'opération

### II.2.2 Réseaux linéaires uniformes

Considérons maintenant un réseau de  $N$  éléments de sources isotropes représentés sur la figure II.3. C'est un réseau linéaire puisque tous les éléments sont placés suivant une ligne et uniforme parce que les éléments identiques sont alimentés avec un courant de même amplitude mais avec un déphasage progressif  $\phi$ . La distance de séparation entre les éléments adjacents est  $d$ . Dans ce cas-ci le facteur de réseau peut être exprimé comme la somme des contributions de chaque élément :

$$F(\psi) = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi} \quad (\text{I.2})$$

$$\text{où } \psi = kd \cos \theta + \phi, \quad (\text{I.3})$$

C'est une série géométrique qui peut s'écrire de façon compacte par :

$$F = \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (\text{I.4})$$

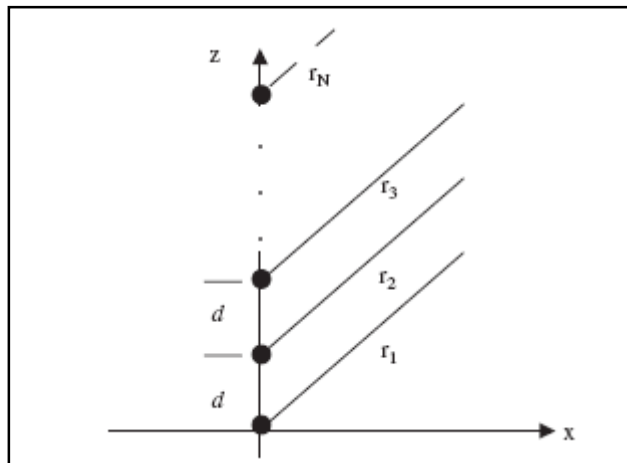


Fig. II.3 : Configuration d'un réseau uniforme de  $N$  sources

L'examen de cette équation permet de faire ressortir les points suivants concernant le facteur de réseau d'un réseau linéaire uniforme :

- Le maximum principal (lobe principal) se produit quand  $\psi = 0$ , c'est-à-dire,  $kd \cos \theta_{\text{Max}} + \psi = 0$

ou

$$\theta_{\text{Max}} = \text{Arc cos} \left( -\frac{\lambda \psi}{2\pi d} \right) \quad (\text{I.5})$$

- Les nuls se produisent quand  $\sin(N\psi/2) = 0$ , c'est-à-dire,  $N\psi/2 = \pm n\pi$  pour  $n = 1, 2, 3, \dots$

La figure II.4 montre un exemple d'un réseau linéaire de huit antennes « micros trip » montées sur un avion au sol.

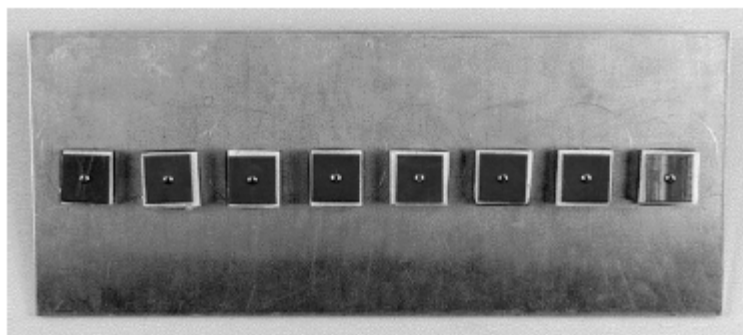


Fig. II.4 : Réseau linéaire de huit éléments « patch »

### ■ Effet de la distance d

En général, on ne doit pas avoir un dédoublement du lobe principal dans la zone balayée. Le nombre de lobes principaux dans l'espace réel dépend de la distance  $d$  entre les sources :

- Si  $d \leq \lambda/2$ , il y a un seul lobe principal
- Si  $d \geq \lambda$ , il y a plus d'un lobe principal. Les lobes en plus s'appellent lobes de réseau.
- Lorsque  $\lambda/2 \leq d \leq \lambda$ , l'apparition de lobes de réseau dépend du déphasage  $\phi$ . Pour l'éviter, on doit avoir ;

$$d < \frac{\lambda}{1 + |\cos \theta_{\text{Max}}|} \quad (\text{I.6})$$

La figure II.5 montre un exemple de configuration où on a un seul lobe de réseau et une autre configuration avec deux lobes de réseau ( $N$  désigne le nombre d'éléments du réseau).

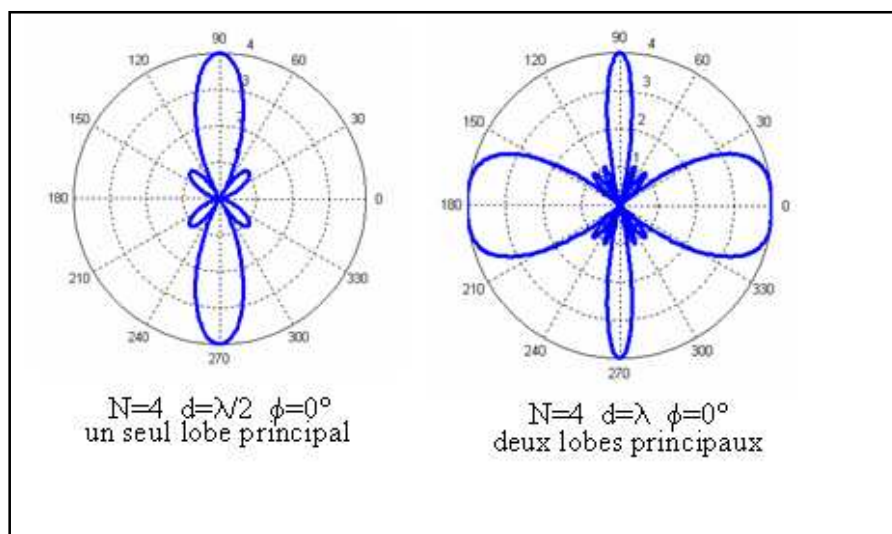


Fig. II.5 : Effet de la distance d

### ■ Effet du nombre N de sources

Pour une distance  $d$  constante, l'augmentation de  $N$  augmente la directivité et le nombre de lobes secondaires et diminue donc l'ouverture du lobe principal (figure II.6).

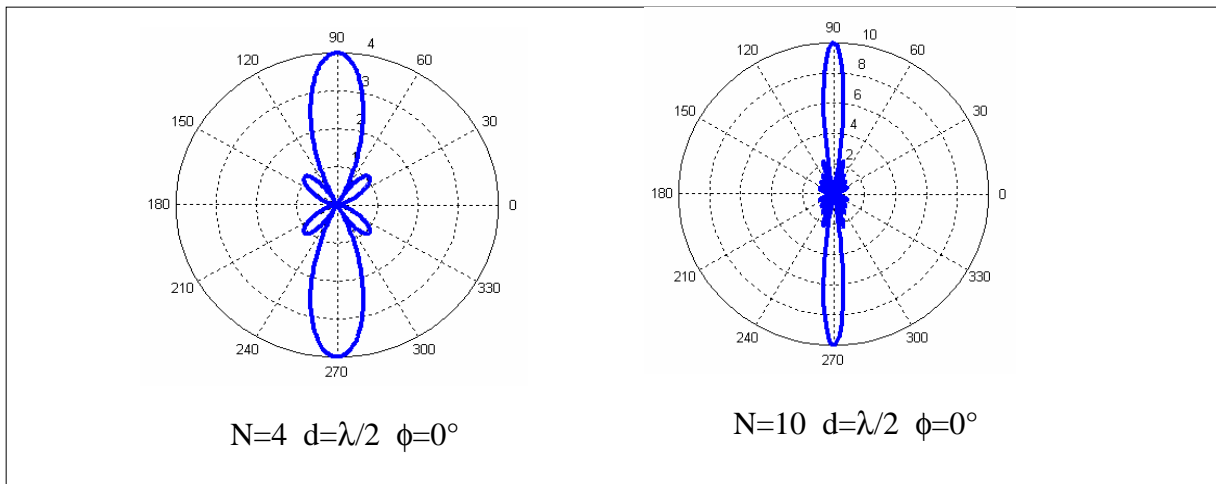


Fig. II.6 : Effet du nombre de sources

■ Effet du déphasage  $\phi$

Une phase variable permet d'orienter le lobe de broadside ( $\theta_{Max} = \pm 90^\circ$ ) à endfire ( $\theta_{Max} = 180^\circ$ ) (figure II.7). A partir d'un réseau donné, on peut donc faire varier, dynamiquement ou non, l'orientation privilégiée du gain en jouant sur les alimentations des divers éléments : c'est le principe des antennes à balayage électronique.

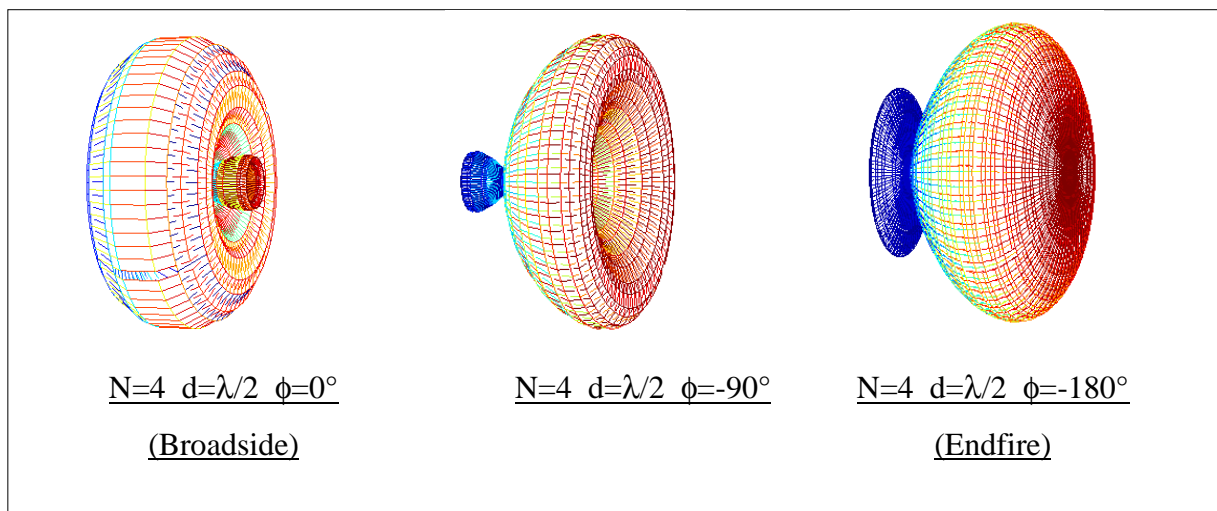


Fig. II.7 : Effet de la phase

II.2.3 Réseaux plans

A la différence des réseaux linéaires qui peuvent seulement balayer dans un plan ( $\theta$  ou  $\phi$ ), les réseaux plans peuvent balayer dans les deux plans  $\theta$  et  $\phi$ . Les réseaux plans offrent un gain plus

élevé et des lobes secondaires plus bas aux dépens d'un nombre d'éléments plus grand. Les principes de conception des réseaux plans sont semblables à ceux présentés pour les réseaux linéaires. Puisque les éléments sont placés dans deux dimensions (fig. II.8), le facteur de réseau d'un réseau plan peut être exprimé comme le produit des facteurs de réseau de deux réseaux linéaires : l'un situé le long de l'axe des abscisses et l'autre le long de l'axe des ordonnées :

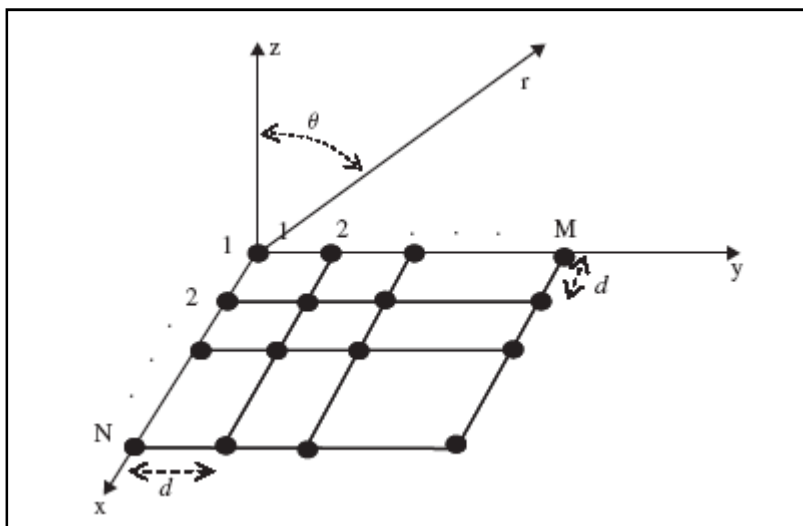


Fig. II.8 : Réseau plan MxN

$F_{\text{plan}} = (F_x)(F_y)$  ou :

$$F = \left( \frac{\sin(N\psi_x/2)}{N \sin(\psi_x/2)} \right) \left( \frac{\sin(M\psi_y/2)}{M \sin(\psi_y/2)} \right) \quad (\text{I.7})$$

où  $\psi_x = kd_x \cos \theta \cos \phi + \phi_x$  et  $\psi_y = kd_y \sin \theta \sin \phi + \phi_y$

La figure II.9 montre un exemple de diagramme produit par un réseau plan 11x11 d'espacement  $\lambda/2$  avec un lobe principal orienté dans la direction  $(20^\circ, 30^\circ)$

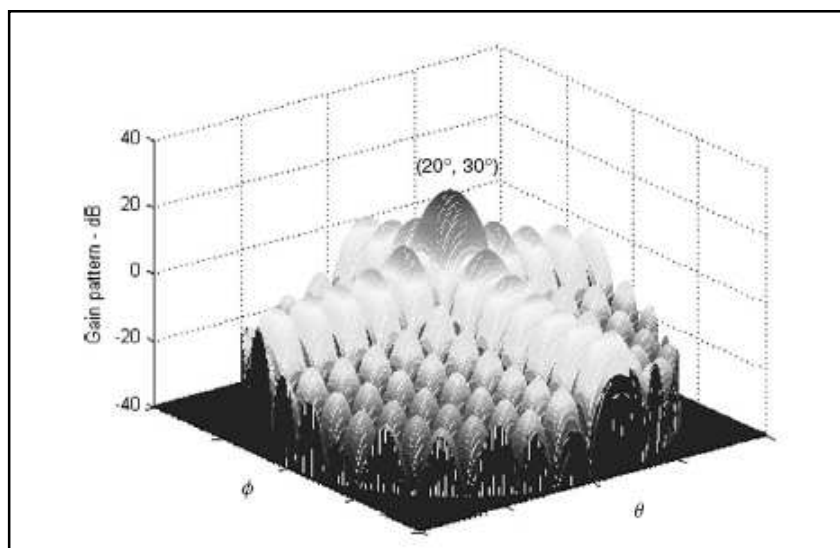


Fig. II.9 : Exemple de diagramme produit par un réseau plan



### II.2.4 Réseaux circulaires

Dans une configuration de réseau circulaire, les éléments sont placés sur un cercle, comme représenté sur le schéma II.8 . Le facteur de réseau dans ce cas est donné par :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jka(\sin\theta\cos(\varphi-\varphi_n) - \sin\theta_0\cos(\varphi_0-\varphi_n))} \quad (\text{I.8})$$

où  $\theta_0$  et  $\varphi_0$  sont les angles du faisceau principal,  $a$  est le rayon du réseau circulaire et  $I_n$  les courants d'excitation des éléments. Le figure II.10 montre un exemple de diagramme de rayonnement produit avec une réseau circulaire de 15 éléments avec un espacement de  $\lambda/2$ .

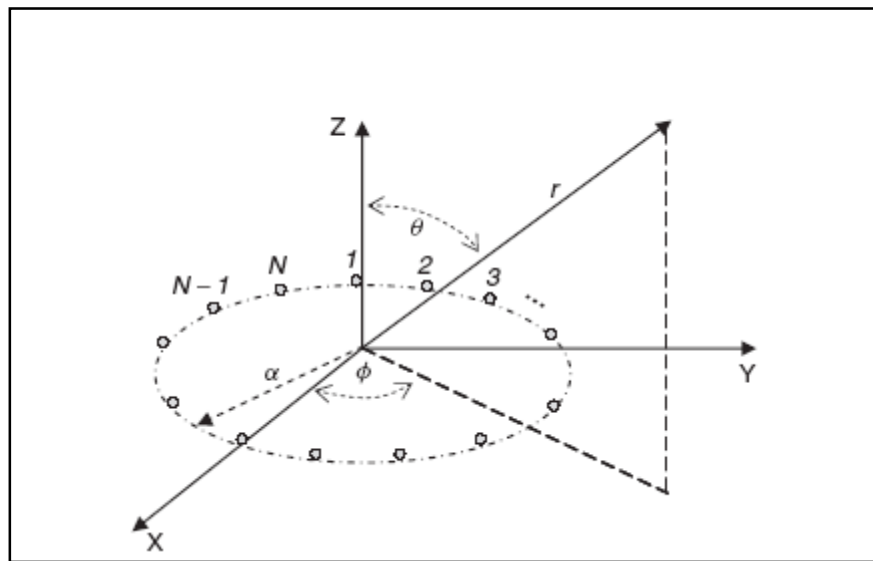


Fig. II.10 : Réseau circulaire de N éléments

### II.2.5 Réseaux non uniformes

Les alignements non-uniformes sont des alignements dont les éléments peuvent avoir des excitations variables. On utilise des réseaux non-uniformes afin par exemple de réduire le niveau des lobes secondaires du diagramme ou d'imposer des nuls dans certaines directions. Différents méthodes peuvent être utilisées pour obtenir les excitations des éléments du réseau.

Par exemple, on peut employer la méthode de placement des zéros de Schelkunoff pour placer des nuls dans certaines directions dans le diagramme de rayonnement. Une autre technique bien connue est l'approche binomiale, qu'on peut employer pour réaliser des niveaux de lobes secondaires nuls quand l'espacement entre les antennes de l'alignement est de  $\lambda/2$ . Cependant, ceci provoquera également une plus grande largeur de faisceau. Une technique offrant un compromis entre les réseaux uniforme et binomial est le réseau de Dolph-Chebyshev.

- **Exemple du réseau binomial**

Considérons le facteur de réseau d'un alignement de N sources isotropes :

$$F(\theta, \varphi) = 1 + e^{j\psi} + e^{j2\psi} + e^{j3\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}$$

Dans le cas d'un réseau binomial avec N éléments, on peut montrer que le facteur de réseau avec des coefficients d'excitation non-uniformes peut s'exprimer comme :

$$F(\theta, \varphi) = (1 + e^{j\psi})^{N-1} = 1 + (N-1)e^{j\psi} + \frac{(N-1)(N-2)}{2!}e^{j2\psi} + \dots \quad (I.9)$$

On peut observer que les courants du réseau prennent la forme d'une série binomiale et c'est pourquoi ce réseau est connu sous le nom de réseau binomial. Le tableau suivant montre les coefficients d'excitation pour différentes valeurs de N.

1											$N = 1$
1	1										$N = 2$
1	2	1									$N = 3$
1	3	3	1								$N = 4$
1	4	6	4	1							$N = 5$
1	5	10	10	5	1						$N = 6$
1	6	15	20	15	6	1					$N = 7$
1	7	21	35	35	21	7	1				$N = 8$
1	8	28	56	70	56	28	8	1			$N = 9$
1	9	36	84	126	126	84	36	9	1		$N = 10$

### Coefficients binomiaux

- Avantages

Le réseau binomial possède des lobes secondaires très bas qu'on peut annuler lorsque la distance est de  $\lambda/2$ .

- Inconvénients

- Ils ont une ouverture grande comparativement au réseau uniforme
- Il y a de grandes variations entre les coefficients d'excitation

### II.3 Formation de faisceaux

Le terme de formation de faisceau correspond à la capacité du réseau d'antennes à concentrer l'énergie vers une direction spécifique dans l'espace et l'annuler dans des directions non désirées. Pour cette raison, la formation de faisceau est désignée souvent sous le nom de filtrage spatial.

On voit voir certains aspects des méthodes de formation de faisceaux analogiques et numériques.

- **Formation analogique de faisceaux**

Le schéma II.11 dépeint un exemple de formateur de faisceau (« beamformer ») pour créer un faisceau unique. L'orientation du faisceau est obtenue en fixant les valeurs de la phase des courants d'excitation des différents éléments à l'aide des déphaseurs.

En pratique, les « beamformer » peuvent utiliser des guides d'onde, des structures de microruban, des lignes de transmission, ou des circuits imprimés à micro-ondes.

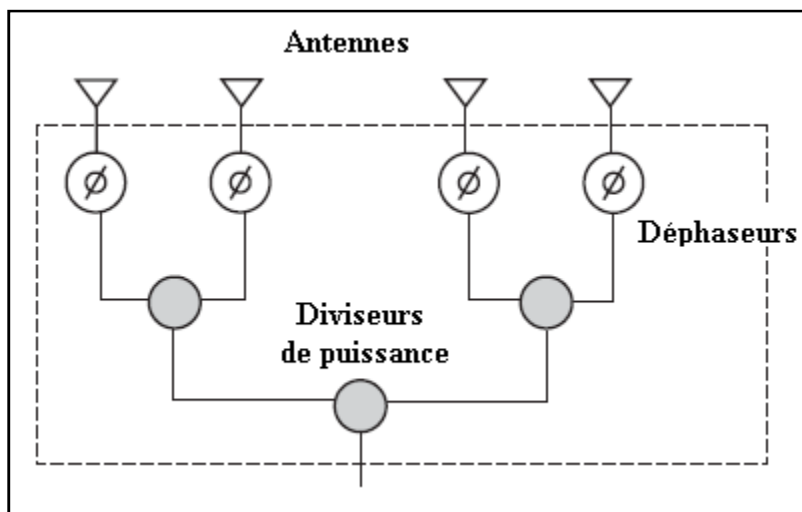


Fig. II.11 : Architecture d'un « beamformer » simple

Les « beamformer » à faisceaux multiples ont des configurations plus complexes. Ils sont basés sur des matrices. La matrice de Butler est la plus connue. La figure II.12 montre une matrice de Butler d'un réseau à quatre éléments. Cette matrice utilise deux déphaseurs de  $45^\circ$  et quatre coupleurs hybrides. Elle est capable de générer quatre faisceaux différents en fonction de l'entrée utilisée.

Typiquement, le nombre de faisceaux d'une matrice de Butler est égal au nombre d'éléments du réseau.

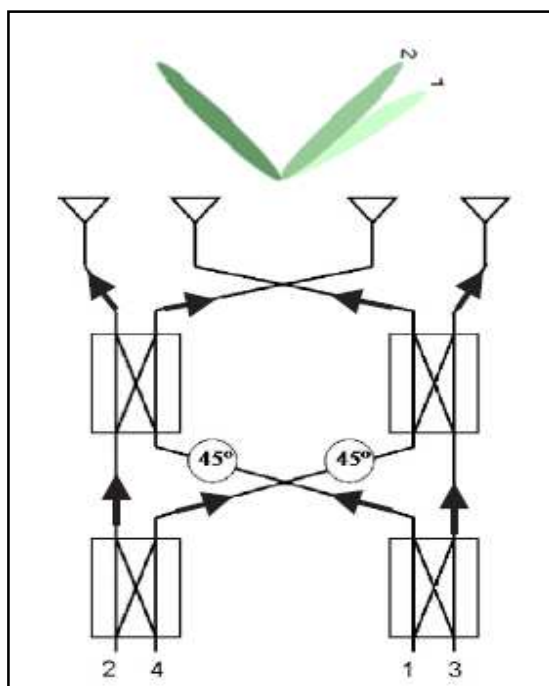


Fig. II.12 : Matrice de Butler

- **Formation numérique de faisceaux**

La formation numérique de faisceau est réalisée en convertissant le signal incident sur chaque élément d'antenne en deux signaux complexes binaires de bande de base qui représentent le composant en phase et en quadrature. Ces signaux pondérés sont échantillonnés et stockés, et des faisceaux sont alors formés en additionnant les échantillons appropriés. Par le choix des poids, on peut utiliser cette technique pour réaliser un réseau d'antennes multifaisceaux pour des systèmes à commutation ou adaptatifs.

Une structure simple de N antennes avec un processeur inséré dans le réseau d'antennes pour réaliser la formation de faisceau est montrée en figure II.13. La sortie  $y_n(\theta)$  est donné par la somme des données échantillonnées en bande de base des N capteurs :

$$y_n(\theta) = \sum_{m=0}^{N-1} w_m^* x_m(n) \quad (\text{I.10})$$

où  $x_m$  est le signal de l'élément numéro m du réseau,  $w_m$ , le poids appliqué au même élément. Cette équation peut aussi s'écrire :

$$y_n(\theta) = w^H x(n) \quad (\text{I.11})$$

H représente la matrice hermitienne. L'échantillon  $y_n(\theta)$  est donné en multipliant les sorties des capteurs par un ensemble de poids choisis de façon à orienter le faisceau dans la direction désirée.

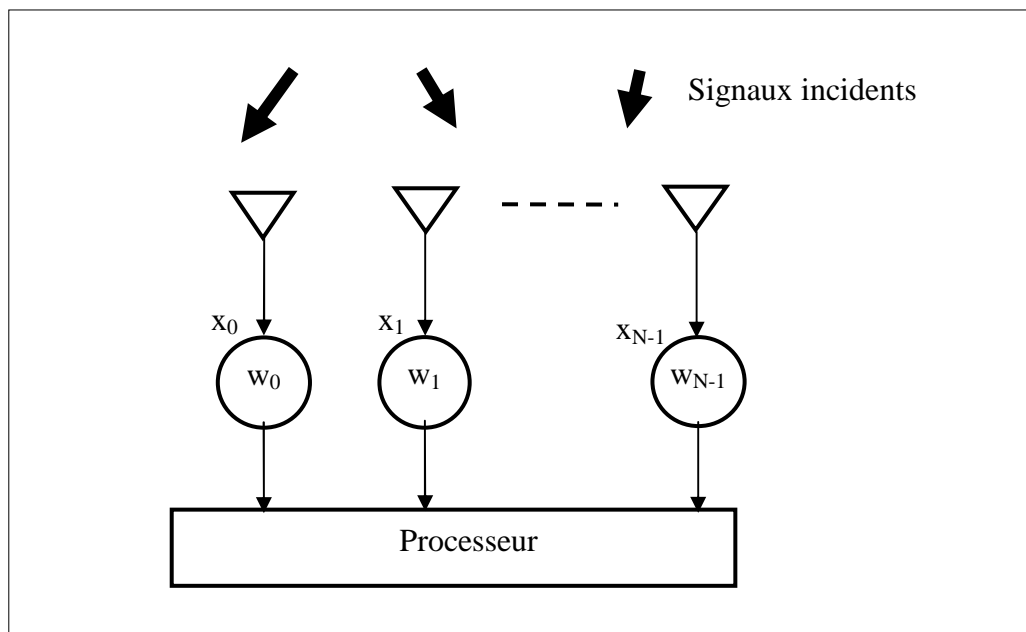


Fig. II.13 : « Beamformer » numérique

Pour générer un nombre arbitraire de faisceaux simultanés par un réseau de  $N$  éléments, on peut utiliser l'arrangement représenté sur le schéma II.14. Ici, chaque « beamformer » fabrique son propre faisceau avec ses propres poids, c'est-à-dire :

$$y(\theta_i) = \sum_{n=0}^{N-1} w_n^{i*} x_n \quad (\text{I.12})$$

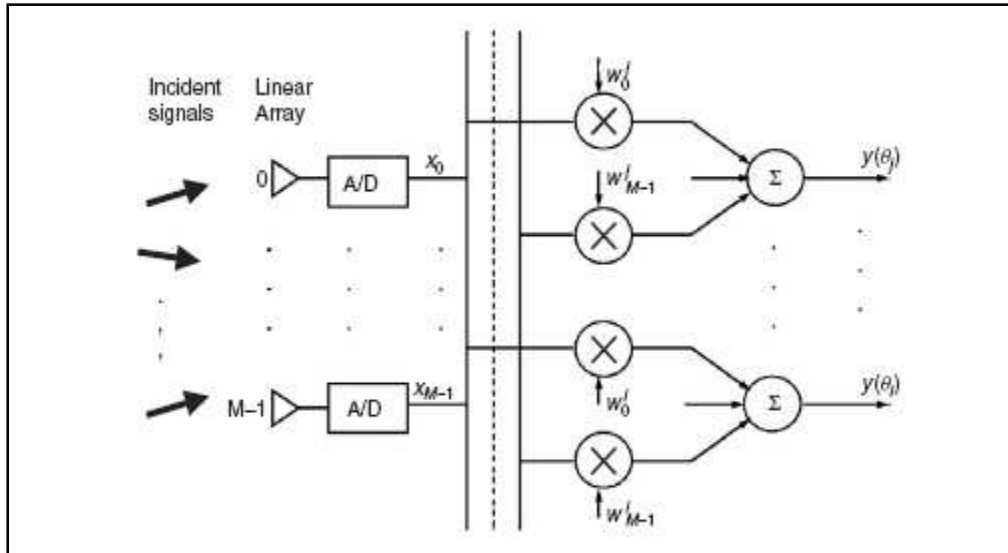


Fig. II.14 : « Beamformer » multifaisceaux

#### II.4 Méthodes de synthèse des réseaux

Il existe un grand nombre de méthodes permettant de synthétiser différents types de diagrammes sous certaines contraintes, comme par exemple la forme du lobe principal, le niveau des lobes secondaires, des nuls en certains endroits du diagramme...

Nous allons énumérer certaines de ces méthodes.

- **Méthode des séries de Fourier**

Le diagramme de n'importe quel réseau peut s'exprimer comme le produit deux fonctions :

$$F(\theta, \varphi) = g(\theta, \varphi) f(\theta, \varphi)$$

où  $g$  est le diagramme de l'élément du réseau et  $f$  le facteur de réseau.

Le facteur de réseau est déterminé par l'espacement  $d$  entre les éléments et les excitations  $\{i_n\}$ .

Pour un nombre impair d'éléments  $P = 2N+1$ , on a :

$$f(\omega) = K \sum_{n=-N}^N i_n e^{j2\pi n(d/\lambda)\omega} \quad (\text{I.13})$$

Cette expression est similaire à une série de Fourier. On peut donc la représenter par :

$$f_d(\omega) = K \sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n e^{j2\pi n(d/\lambda)\omega} \quad \text{Avec } -\lambda/2d < \omega < \lambda/2d \quad (\text{I.14})$$

avec pour coefficients :

$$b_n = \frac{d}{\lambda} \int_{-\lambda/2d}^{\lambda/2d} f_d(\omega) e^{-j2\pi n(d/\lambda)\omega} d\omega \quad (\text{I.15})$$

$d$  est la distance entre les antennes et  $\omega = \cos\theta$  ( $\theta$ , la direction). Une méthode pratique de synthèse consiste à tronquer la somme de façon à avoir :

$$i_n = b_n \quad 1 \leq |n| \leq N$$

On a représenté en figure II.15 un diagramme d'un réseau de 21 sources obtenu par la méthode des séries de Fourier.

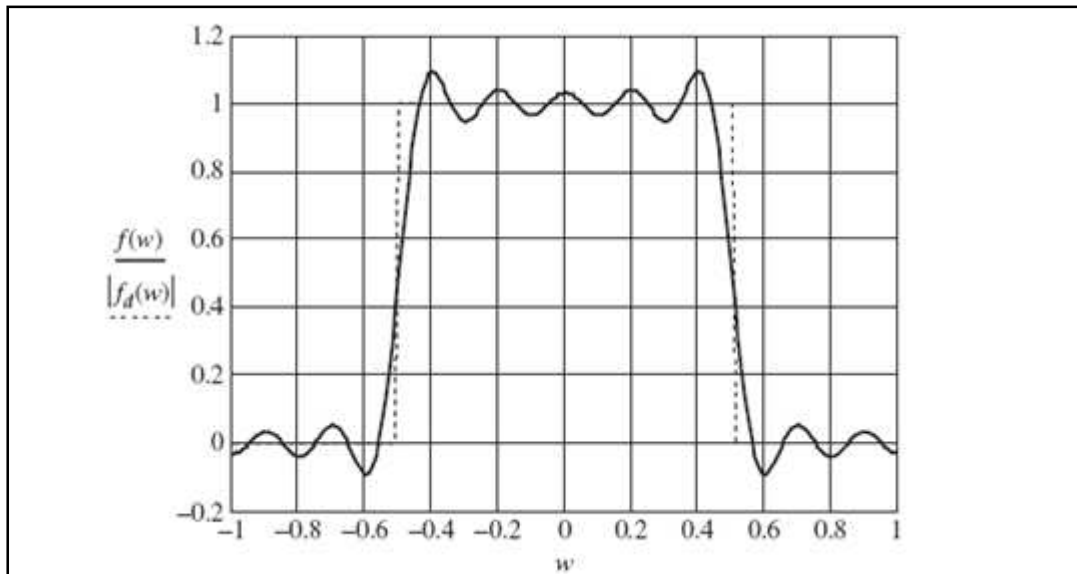


Fig. II.15 : Méthode des séries de Fourier

- **Synthèse par des zéros de Schelkunoff**

Schelkunoff a été à l'origine de la méthode de la synthèse d'un réseau d'antenne également espacés par manipulation des zéros du polynôme du réseau. Pour comprendre cette technique, examinons d'abord les racines du facteur de réseau. Par les théorèmes de l'algèbre, le facteur de rangée peut être exprimé par :

$$f(\omega) = K \sum_{n=-N}^N b_n z^n = K(z-z_1)(z-z_2)\cdots(z-z_{2N}) \quad (\text{I.16})$$

où  $z_n = e^{j2\pi\omega_n d/\lambda}$  sont les zéros du polynôme. La variable  $z = e^{j2\pi\omega d/\lambda}$  a un module égal à l'unité

et  $\omega = \cos \theta$  varie en fonction de l'angle  $\theta$ . Donc, si un zéro, par exemple  $z_k$  est situé sur le cercle unité, il produira un nul dans le diagramme du réseau dans la direction  $\theta_k$ .

Si tous les zéros se trouvent sur le cercle unité, il y aura  $P-1$  nuls dans la région visible.

### ● Synthèse par niveau des lobes secondaires

Les lobes secondaires doivent avoir des niveaux très bas quand il est nécessaire de rejeter les signaux parasites arrivant en dehors du faisceau principal.

Une réduction modérée des niveaux des lobes secondaires (au-dessous de ceux obtenus avec une ouverture uniforme) est exigée pour se prémunir contre les interférences, et une réduction extrême des lobes secondaires est parfois nécessaire lorsque il ya des émetteurs parasites de forte puissance. Dans certains cas, la commande (adaptative) dynamique du diagramme est nécessaire pour s'adapter à un environnement changeant.

Diverses méthodes existent, citons par exemple celle de Taylor, de Dolph-Chebyshev, ...

### ● Méthode de Dolph-Chebyshev

La méthode de Dolph-Chebyshev est bien connue. Dolph a exploité les propriétés des ondulations des polynômes de Chebyshev pour la conception de réseaux linéaires ayant un faisceau principal étroit et des lobes secondaires de même niveau fixé à l'avance.

En raison de la relation entre la largeur du faisceau et le niveau des lobes secondaires, pour des lobes secondaires d'égales amplitudes, on peut optimiser la largeur du lobe principal. La méthode de Dolph-Chebyshev fournit une solution à ce problème.

Le processus de synthèse de Dolph-Chebyshev commence en spécifiant le niveau relatif  $R$  des lobes secondaires par rapport au niveau du lobe principal et permet ensuite de trouver les courants d'excitation d'un réseau de  $P$  antennes ayant une largeur de lobe minimale.

Le facteur de réseau est exprimé comme un polynôme de Chebyshev :

$$f(\psi) = T_{P-1} \left( x_0 \cos \frac{\psi}{2} \right) \quad (\text{I.17})$$

Où la variable  $\psi = \frac{2\pi}{\lambda} d \cos \omega$ . La valeur pic  $R$  se produit pour  $\psi=0$  :

$$f(\psi = 0) = R = T_{P-1}(x_0) = \cosh[(P-1)\text{Arccosh}(x_0)]$$

Résolvant cette équation, on obtient :

$$x_0 = \cosh \left[ \frac{\text{Arccosh} R}{P-1} \right] \quad (\text{I.18})$$

La procédure de synthèse consiste d'abord à spécifier le niveau relatif  $R$  des lobes secondaires et calculer ensuite la valeur de  $x_0$ . Finalement le réseau est calculée à l'aide de l'équation II. . .

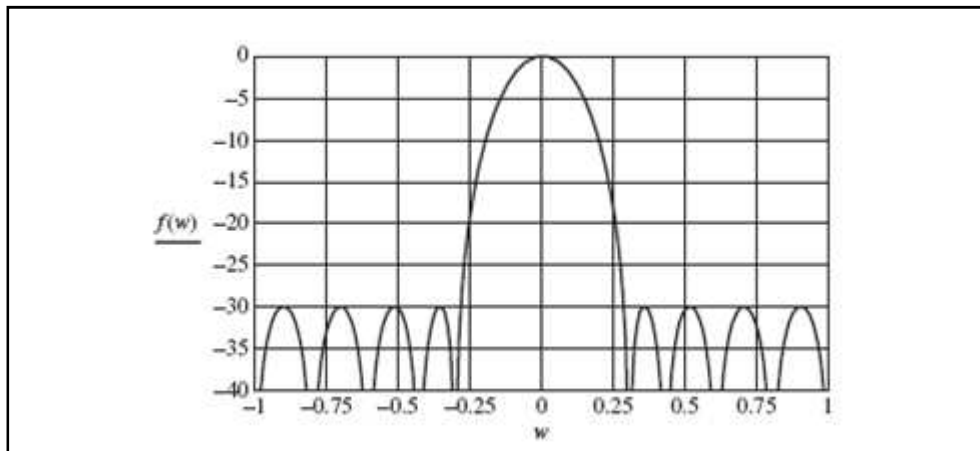


Fig. II.16 : Méthode Dolph-Chebyshev

Cette méthode est surtout utilisée pour des réseaux ne présentant pas un grand nombre d'antennes. D'autres méthodes de même type ont été développées pour les grands réseaux.

La figure II.16 montre un diagramme de 10 éléments obtenu avec la méthode Dolph avec  $R$  fixé à -30dB.

#### ● Synthèse par recherche

La programmation quadratique emploie l'erreur quadratique moyenne entre le diagramme synthétisé et le diagramme désiré comme fonction de coût pour déterminer les excitations optimales pour une géométrie de réseau donnée. L'algorithme génétique qui fait l'objet de notre étude est particulièrement intéressant de ce point de vue.

Des méthodes de réseau de neurones ont été appliquées avec succès dans ce domaine. La méthode des filtres particuliers a été récemment utilisée dans la synthèse des réseaux d'antennes et a donné des résultats encourageants.

### II.5 Antennes adaptatives (Smart Antennas)

Les systèmes à antennes adaptatives s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la



même cellule en téléphonie cellulaire. Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée.

Avant de présenter les deux techniques de formations de voies et les algorithmes adaptatifs nous décrivons brièvement les méthodes utilisées pour l'estimation de l'angle d'arrivée.

### II.5.1 Méthodes utilisées pour le calcul de l'angle d'arrivée

Toutes les techniques basées sur la détermination des Directions D'Arrivée (DDA ou AOA pour Angle Of Arrival) utilisent le vecteur signal reçu  $\mathbf{x}(t)$  et la connaissance de la diversité spatiales des antennes pour obtenir d'une part une estimation des directions d'incidence des sources. Plusieurs techniques dites à haute résolution telles que MUSIC, ESPRIT peuvent être utilisées pour déterminer les angles d'arrivée. La contrainte principale de ces méthodes est de ne fonctionner que lorsque le nombre de fronts d'onde incident sur le réseau est inférieur au nombre d'antennes moins un. Une classification possible des différentes méthodes pour estimer les directions d'arrivée des ondes (DOA) peut être faite de la façon suivante :

- **Méthodes basées sur la recherche spectrale**

Les méthodes, MUSIC (**M**Ultiple **S**ignal **C**lassification), minimum variance method, nullsteering and *linear predictive method*, utilisent une analyse spectrale et recherchent les maxima ou les minima.

- **Méthodes sans recherche spectrale**

ESPRIT (**E**stimation of **S**ignal **P**arameters via **R**otationnal **I**nvariance **T**echniques) est une méthode haute résolution pour la détermination des paramètres d'un signal mesuré en sortie d'un réseau d'antennes. Cette méthode haute résolution est classée parmi les méthodes sans recherche spectrale, donc il n'y a pas ici de calcul de spectre, mais plutôt un calcul discret (les temps de retard et directions d'arrivée sont extraits à partir d'un calcul de valeurs propres).

### II.5.2 Antenne à commutation de faisceaux ( « swichted beam antenna systems » )

C'est la technique la plus simple, et comporte seulement une fonction de commutation entre les antennes à faisceaux directives séparées ou prédéfinie. Le lobe qui fournit le niveau de signal le plus élevé est choisi.

Ces antennes détectent la qualité du signal reçu, choisissent parmi un des multiples lobes prédéterminés et commutent d'un rayon à un autre en fonction du mouvement de l'utilisateur.

La figure II.17 représente un diagramme à commutation de faisceaux divisé en trois secteurs de 120°, chacun comprenant quatre faisceaux.

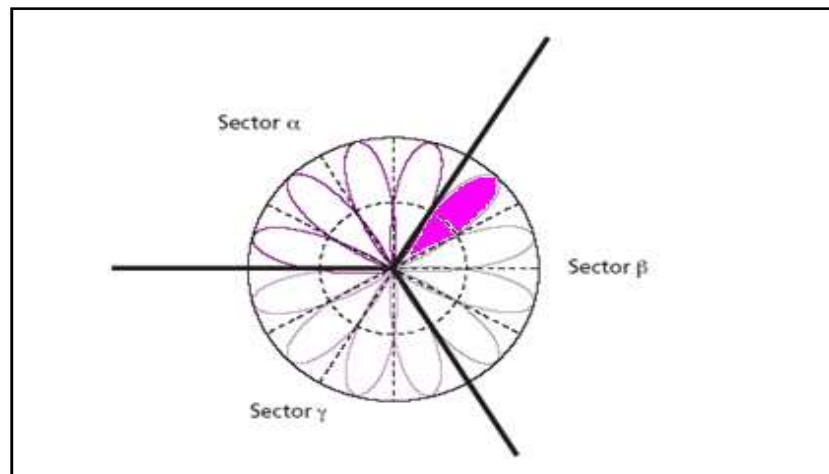


Fig. II.17 : Antenne à commutation de faisceaux

- Avantages
  - Simplicité à mettre en œuvre
  - Économique
- Inconvénients
  - Peu adaptables
  - Trous dans la couverture

### **II.5.3 Antennes adaptatives**

Les systèmes adaptatifs procèdent selon une autre approche. Ils s'adaptent constamment à l'environnement radio au fur et à mesure de ses changements. Ils reposent sur des algorithmes de traitement du signal sophistiqués permettant de distinguer en permanence les signaux utiles des signaux issus des trajets multiples et des brouilleurs et de calculer leurs directions d'arrivée. Grâce à la capacité de poursuite précise et de rejet d'interférence, plusieurs utilisateurs peuvent se partager le même canal à l'intérieur de la même cellule. Cette antenne focalise son lobe principal dans la direction où une source est détectée. Avec les systèmes des antennes adaptatives, il est possible de réaliser de plus grandes performances que celles obtenues en utilisant à commutation d'antennes.

Les systèmes adaptatifs procèdent par deux étapes (figure II.18) :

- Estimation des directions d'arrivée,
- Calcul des pondérations,
- Formation de faisceaux

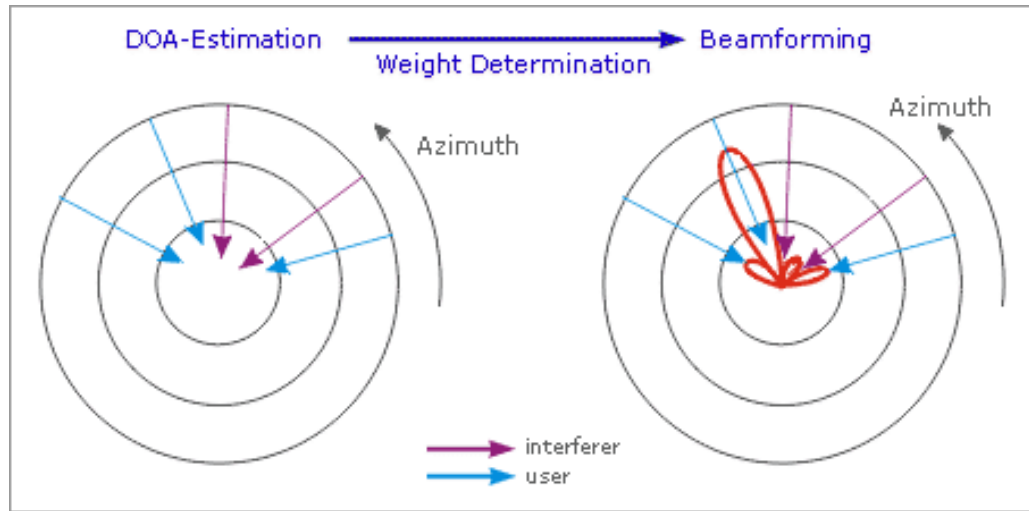


Fig. II.18 : Antenne à commutation de faisceaux

### • Techniques sous-optimales

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

$$w^H x(\theta_i) = 1 \quad i = 1 \dots M \quad (M \text{ lobes}) \quad (I.19)$$

$$w^H x(\theta_i) = 0 \quad i = 1 \dots N - M - 1 \quad (N - M - 1 \text{ zéros}) \quad (I.20)$$

qui sous forme matricielle devient :

$$w^H X = e^T \quad (I.21)$$

X est la matrice dont les colonnes contiennent les vecteurs directeurs des différentes sources :

$$X = [x(\theta_0), x(\theta_1), \dots, x(\theta_N)]$$

et e, est un vecteur dont seuls les M premiers termes ont des valeurs non nulles :

$$e = [1, 1, \dots, 0]^T$$

La solution générale du système d'équations nécessite l'utilisation de techniques d'optimisation appropriées qui permettent de calculer les pondérations pour chaque configuration des lobes désirés.

La figure I.19 donne une configuration possible de ce type de traitement. La première étape consiste à estimer les angles d'arrivée de toutes les sources. Connaissant la structure du réseau,

linéaire par exemple, il est possible de former la matrice  $X$  et son inverse ou pseudoinverse. Il ne reste qu'à calculer les pondérations optimales.

A part l'estimation des angles d'arrivée de la source utile et des interférents, cette technique de calcul des pondérations est indépendante des données en entrée du réseau (data independent beamforming). Elle est dite sous-optimale car elle ne maximise pas le rapport signal à bruit.

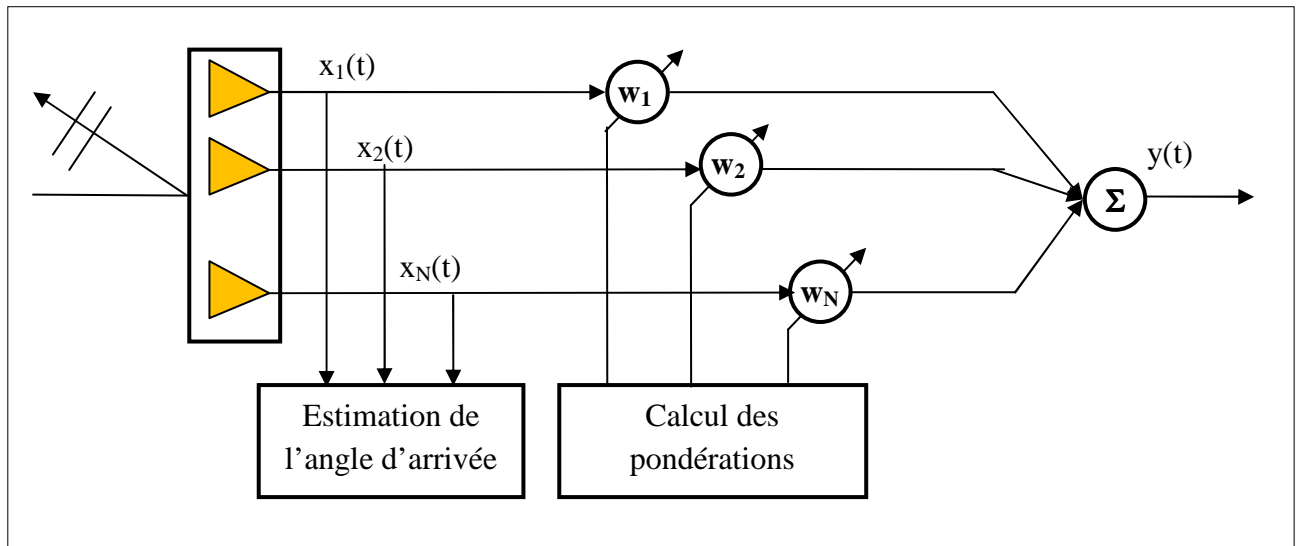


Fig. II.19 : Architecture d'un réseau adaptatif

### • Techniques optimales

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont (Annexe A) :

- LMS: algorithme du gradient stochastique.
- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)
- Algorithme des moindres carrés récurrents (RLS, Recursive least squares algorithm)
- Algorithme à module constant (CMA- Constant modulus algorithm)

## II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le contexte général de notre étude, à savoir la synthèse des diagrammes de rayonnement. Nous avons ainsi passé en revue les différents types de réseau et nous avons présenté les méthodes de synthèse. Vous avons décrit aussi le concept moderne des antennes

## CHAPITRE III : L'ALGORITHME GENETIQUE

---

### III.1 Introduction

Parmi les problèmes rencontrés par le chercheur et l'ingénieur, les problèmes d'optimisation occupent à notre époque une place de choix. La méthode de base de l'optimisation est la méthode d'essai et d'erreur : il s'agit de tester un certain nombre de solutions potentielles jusqu'à l'obtention d'une solution adéquate. Ce schéma est très général. On peut l'appliquer aussi bien au comportement des organismes vivants, à l'évolution des espèces à l'évolution des sciences ou au processus d'optimisation. L'algorithme génétique es basé sur ce principe.

Nous allons présenter en détails dans ce chapitre l'algorithme génétique.

### III.2 Processus d'optimisation

La figure II.1 présente les tris étapes du processus d'optimisation : analyse synthèse et évaluation. Tout d'abord, il convient d'analyser le problème et d'opérer un certain de choix préalables.

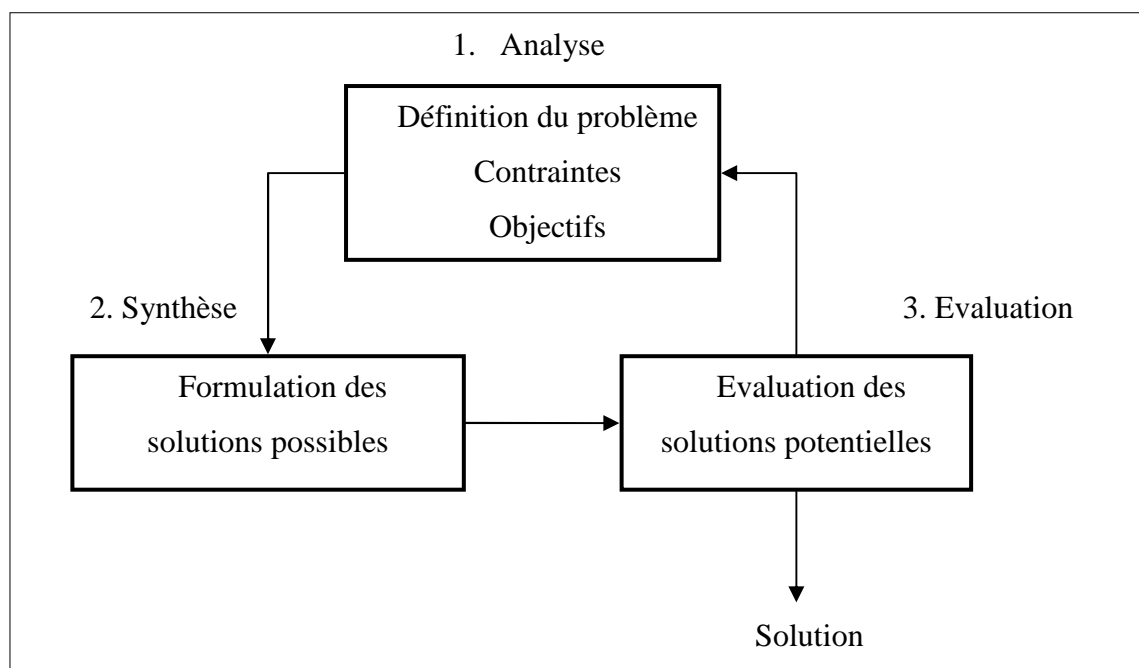


Fig. III.1 : Processus d'optimisation

---

- Variables du problème : quels sont les paramètres intéressants à faire varier ?
- Espace de recherche : dans quelles limites faire varier ces paramètres ?
- Fonction objectif : quels sont les objectifs à atteindre ?
- Méthode d'optimisation : quelle méthode choisir ?

Une fois effectués ces choix, la méthode choisie synthétise les solutions potentielles qui sont évaluées, puis éliminées jusqu'à obtention d'une solution acceptable.

### III.2.1 Variables de conception

Les variables de la fonction objectif sur lesquelles porte l'optimisation sont les variables de conception qui peuvent être de natures diverses. Par exemple, pour un réseau d'antennes, il peut s'agir de la position des antennes, de leurs courants d'alimentation, etc.

C'est à l'utilisateur de définir les variables du problème. Il peut avoir intérêt à faire varier un grand nombre de paramètres afin d'augmenter les degrés de liberté de l'algorithme.

### III.2.2 Espace de recherche

Dans certains algorithmes d'optimisation, tels que les stratégies d'évolution, l'espace de recherche est infini : seule la population initiale est confinée dans un espace fini. Mais dans le cas des algorithmes de type génétiques, il est généralement nécessaire de définir un espace de recherche fini.

Nous désignerons par  $x_{\min}$  et  $x_{\max}$  les bornes de chaque  $x_i$  :

$$x_{\min} < x_i < x_{\max} \quad \forall i \in [1, N]$$

### III.2.3 Fonction objectif

Cette fonction objectif ou d'évaluation  $f$  (fitness) permet de mesurer l'efficacité de la solution. La pertinence des solutions potentielles dépend essentiellement de la formulation de cette fonction. En effet, quelle que soit sa définition, l'algorithme convergera vers un optimum de cette fonction. Elle doit donc exprimer le plus fidèlement possible sous forme mathématique le ou les objectifs à atteindre.

Dans les problèmes de conception de réseaux d'antennes, la fonction « fitness » peut être par exemple le niveau des lobes secondaires. Le problème d'optimisation consistera donc à minimiser ce niveau.

Les problèmes d'optimisation doivent souvent satisfaire des objectifs multiples, dont certains sont concurrents. Une méthode classique consiste à définir des fonctions objectif  $f_i$ , traduisant chacun un objectif à atteindre et de les combiner au sein de la fonction d'adaptation. Le plus simple est de se ramener à une somme pondérée des fonctions objectif

$$f = \sum_i \alpha_i f_i$$

où les poids  $\alpha_i$  doivent être de tels que la fonction d'adaptation reste dans l'intervalle (0,1).

### III.2.4 Contraintes de conception

Les contraintes de conception peuvent être de différentes natures. Pour un réseau d'antennes, il s'agira par exemple :

- Du niveau maximum de lobes secondaires à ne pas dépasser,
- De l'ouverture du faisceau à ne pas dépasser,
- Du nombre maximal d'antennes formant le réseau

### III.2.5 Formulation mathématique

Soient  $\vec{x}$  un vecteur de  $n$  variables de conception appartenant à un espace de recherche  $R$  et  $f$  une fonction à minimiser sous  $m$  contraintes inégalités  $g_i$  et  $p$  contraintes égalités  $h_k$ . De manière formelle, un problème d'optimisation discrète sous contraintes peut être décrit par la formulation générale ci-dessous.

$$\begin{aligned} \vec{x} &= \{x_1, x_2, \dots, x_n\} & x_i &\in R \\ \min(f(x)) & & f &: R^n \rightarrow R \\ g_j(\vec{x}) &\leq 0 & g_j &: R^n \rightarrow R \quad j=1, \dots, m \\ h_k(\vec{x}) &\leq 0 & h_k &: R^n \rightarrow R \quad j=1, \dots, p \end{aligned}$$

### III.2.6 Méthodes d'optimisation

Une fois définie la fonction à optimiser, il s'agit de choisir une méthode adaptée au problème posé. Les méthodes peuvent être classées en méthodes déterministes et en méthodes non-déterministes. Les méthodes déterministes (par exemple la méthode de gradient) sont en général efficaces quand l'évaluation de la fonction est très rapide ou quand la forme de la fonction est connue a priori. Les cas complexes seront souvent traités plus efficacement par des méthodes non-déterministes.

Parmi les méthodes non-déterministes, on peut citer :

- **Les méthodes Monté Carlo** : la fonction est évaluée en un grand nombre de points choisis aléatoirement.
- **Le recuit simulé** : on effectue des déplacements aléatoires à partir d'un point initial. Si un déplacement mène à une valeur plus grande de la fitness, il est accepté. Sino, il est accepté

avec une probabilité :  $p = e^{-|\Delta f|/f}$  où  $f$  est la variation de la fonction.  $T$  est assimilé à une température qui décroît au cours du temps et  $k$  est une constante. Cette méthode est basée sur une analogie avec les processus de recuit en métallurgie et qui visent à atteindre une configuration d'énergie minimale.

- **Les algorithmes évolutionnaires** : le principe est de simuler l'évolution d'une population d'individus divers auxquels on applique différents opérateurs génétiques et que l'on soumet à chaque génération à une sélection. Ces algorithmes sont de plus en plus utilisés car ils sont particulièrement adaptés aux problèmes d'optimisation comportant de nombreux paramètres.

L'algorithme génétique (AG) fait partie des algorithmes dits évolutionnaires. Nous allons le décrire en détails dans ce qui suit.

### III.3 1. Historique des AG

Au siècle dernier, Charles Darwin observa les phénomènes naturels et fit les constatations suivantes :

- l'évolution n'agit pas directement sur les êtres vivants ; elle opère en réalité sur les chromosomes contenus dans leur ADN.
- l'évolution a deux composantes : la sélection et la reproduction.
- la sélection garantit une reproduction plus fréquente des chromosomes les plus forts.
- la reproduction est la phase durant laquelle s'effectue l'évolution.

Dans les années 60, John H. Holland expliqua comment ajouter de l'intelligence dans un programme informatique avec les croisements (échangeant le matériel génétique) et la mutation (source de la diversité génétique).

Il formalisa ensuite les principes fondamentaux des algorithmes génétiques :

- la capacité de représentations élémentaires, comme les chaînes de bits, à coder des structures complexes.
- le pouvoir de transformations élémentaires à améliorer de telles structures.

et récemment, David E. Goldberg ajouta à la théorie des algorithmes génétiques les idées suivantes :

- un individu est lié à un environnement par son code d'ADN.
  - une solution est liée à un problème par son indice de qualité
-



### III.4 Les algorithmes génétiques

#### III.4.1 Définitions

Les AG sont des algorithmes d'optimisation stochastique qui s'inspirent fortement des mécanismes de l'évolution biologique liés aux principes de sélection et d'évolution naturelle pour les transposer à la recherche de solutions adaptées au problème qu'on cherche à optimiser.

Un AG fera évoluer un ensemble de solutions, appelé *population*, aléatoirement initialisé, dans le but de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace de recherche. La recherche est réglée par trois opérateurs qui sont appliqués successivement pendant deux phases :

- la phase de coopération qui fait appel aux opérateurs de sélection et de croisement
- et la phase d'adaptation individuelle qui fait appel à l'opérateur de mutation pour générer de nouveaux gènes.

Pendant la phase de coopération, les solutions sont comparées puis combinées entre elles pour produire de nouvelles solutions admissibles qui héritent des caractéristiques prédominantes contenues dans les solutions de la population courante.

Les AG utilisent un codage des éléments de l'espace de recherche et non pas les éléments eux-mêmes. Cette étape associe à chacun des points de l'espace de recherche une structure de données, appelée *chromosome*, qui synthétise toute l'information liée à ces derniers.

Les AG diffèrent des algorithmes classiques d'optimisation essentiellement en quatre points fondamentaux :

1. Les AG utilisent un codage des éléments de l'espace de recherche et non pas les éléments eux-mêmes.
2. Les AG recherchent une solution à partir d'une population de points et non pas à partir d'un seul point.
3. Les AG n'imposent aucune régularité sur la fonction étudiée (continuité, dérivabilité, convexité...). C'est un des gros atouts des algorithmes génétiques.
4. Les AG ne sont pas déterministes, ils utilisent des règles probabilistes de transition.

#### III.4.2 Optimisation sous contraintes

Pour prendre en compte les contraintes d'optimisation dans un AG, on intègre celle-ci à la fonction objectif sous forme de pénalités pour les individus qui ne les respectent pas.

---

Joines et Hook ont proposé une forme de pénalité évoluant avec les générations. Ainsi, la fonction objectif prend la forme exprimée par :

$$F(x) = f(x) + (r_0 \cdot t)^\alpha \sum_{j=1}^m P_j^\beta(x)$$

avec :

$f$  est la fonction d'évaluation,

$r_0$  est le coefficient de pénalité,

$t$  est le numéro de la génération

$P_{j,i}$  est la valeur de pénalité évaluée de la façon suivante :

$$P_i = \begin{cases} g_i & \text{si } g_i > 0 \\ 0 & \text{si } g_i < 0 \end{cases} \quad i = 1, \dots, m$$

et  $g_i$  est la  $i^{\text{ème}}$  fonction contrainte :

Pour  $r_0$ ,  $\alpha$  et  $\beta$ , les valeurs 0,5, 2 et 2 sont recommandées. Les contraintes  $g_i$  sont normalisées de façon à disposer du même poids dans la fonction objectif.

D'autres formes de fonction de pénalité ont été proposées dans la littérature.

### III.4.3 Fonction d'adaptation F

Dans un AG la fonction d'adaptation  $F$ , déterminée à partir de la fonction d'évaluation, mesure la performance d'un individu par rapport à l'ensemble de la population. Le résultat fourni par cette fonction va permettre de sélectionner ou de refuser un individu pour ne garder que les individus ayant la meilleure performance en fonction de la population courante. Le choix de la fonction d'adaptation est important et dépend du problème à résoudre et de l'espace de recherche qui en découle. Son comportement influence la convergence de l'algorithme vers des solutions optimales pour le problème étudié.

Dans un AG le problème d'optimisation est un problème de maximisation de la fonction objectif  $F$ . Pour un problème de minimisation, on propose en général que  $F$  soit soustraite d'une constante assez grande, de façon à ce que la fonction d'adaptation de chaque individu soit toujours positive.

### III.4.4 Codage des variables de conception

Les AG utilisent un codage des éléments de l'espace de recherche et non pas les éléments eux-mêmes. Par analogie avec la biologie, chaque individu de la population est codé par un *chromosome* qui est un ensemble de *gènes*. A chaque variable d'optimisation  $x_i$ , nous faisons correspondre un gène. La qualité du codage des données conditionne le succès des algorithmes génétiques. Il existe plusieurs méthodes de codage : binaire, réel, gray, etc.

Le codage binaire a pour principe de coder la solution selon une chaîne de bits qui peuvent prendre les valeurs 0 ou 1. Ce type de codage est le plus utilisé. Il présente l'avantage d'être facile et permet de coder toutes sortes d'objets : des réels, des entiers, des chaînes de caractères, etc.

Dans notre travail, les variables de conception correspondent par exemple aux phases des courants d'alimentation des antennes du réseau. Chaque solution de conception possible sera codée par un chromosome constitué d'un nombre de gènes qui correspond au nombre de variables de conception. On a autant de gènes que de variables de conception. Chaque gène représente la phase du courant d'une antenne. On a donc affaire à des nombres réels.

La fonction de décodage la plus simple qui permet la transformation d'une chaîne binaire  $A = \{b_1, b_2, \dots, b_n\}$  en un nombre  $x$  s'écrit :

$$x = \sum_{i=1}^n b_i 2^{n-i}$$

#### III.4.5 Opérateur de sélection

La sélection permet d'identifier statistiquement les meilleurs individus de la population courante qui seront autorisés à se reproduire. Cette opération est fondée sur la performance des individus, estimée à l'aide de la fonction objectif.

Le paramètre principal de cette étape de sélection est ce que l'on appelle la pression sélective, qui correspond globalement au quotient de la probabilité de sélection du meilleur individu par la probabilité de sélection de l'individu moyen de la population courante. Ce paramètre gère la rapidité de concentration de la population autour de son meilleur individu.

Il existe différents principes de sélection, dont on citera les plus connus et utilisés.

- **Sélection par tournoi**

Elle consiste à tirer aléatoirement deux individus dans la population. Celui qui a la performance la plus élevée sera reproduit dans la nouvelle population avec une probabilité  $p$  comprise entre 0.5 et 1. Le fait d'augmenter ou de diminuer la valeur de  $p$  permet respectivement de diminuer ou d'augmenter la pression de sélection. Cette méthode permet d'obtenir des résultats très satisfaisants.

- **La sélection par roulette artificielle**

Elle consiste à associer à chaque individu un secteur de la roulette dont la surface est proportionnelle à sa performance. On tire alors un nombre aléatoire de distribution uniforme entre 0 et 1, puis on regarde quel est le secteur sélectionné, et on reproduit l'individu correspondant. La

---

figure (III.2) illustre une roulette dans laquelle chaque individu se voit attribuer un secteur dont l'angle est proportionnel à sa performance donnée par :

$$f_i = \frac{F(\bar{x}_i)}{\sum_{j=1}^n F(\bar{x}_j)}$$

Où  $f_i$  est la performance de l'individu  $i$ ,  $F$  est la fonction d'adaptation et  $n$  est le nombre d'individus de la population.

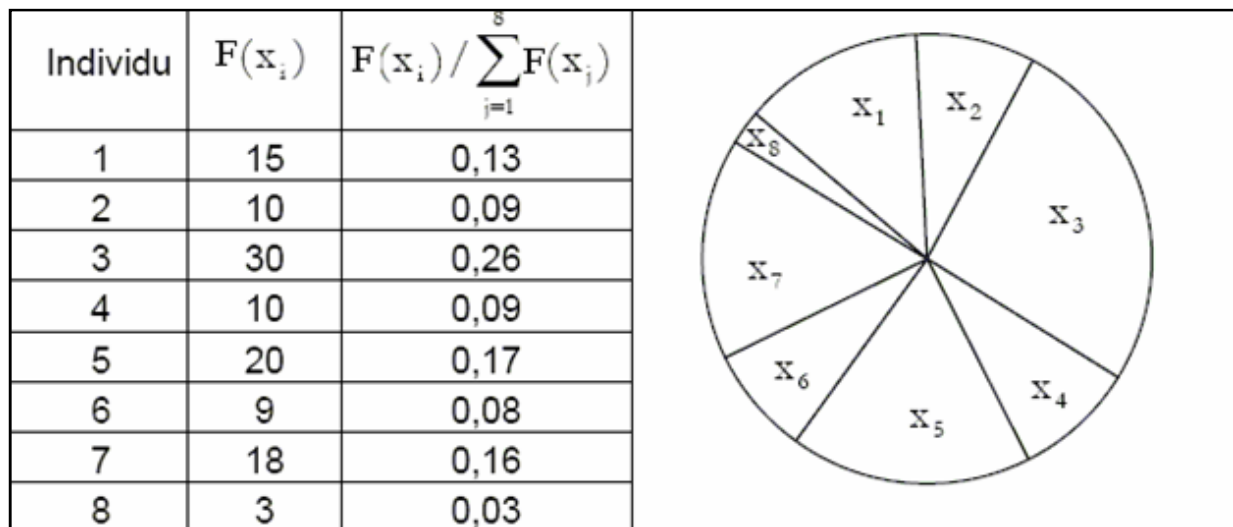


Fig. III.2 : Exemple de roulette artificielle

L'influence de la pression sélective vis-à-vis de la diversité génétique est énorme. En effet, cette technique peut favoriser la domination d'un super-individu, ayant une performance largement supérieure aux autres individus de la population. Cela peut mener à une convergence prématurée, par sur-sélection de cet individu qui impliquera le blocage des populations au voisinage de ce point. De même, un ralentissement de l'évolution peut provenir de l'aplatissement des valeurs de performance au sein de la population, amenant à des probabilités de sélection quasi uniforme au sein de la population

Cette méthode de sélection peut être améliorée en lui associant une méthode de sélection déterministe qui consiste à associer à chaque individu le rapport  $r_i$  de sa performance sur la moyenne des performances puis d'en prendre sa partie entière  $E(r_i)$  qui indique le nombre de fois à reproduire l'individu  $i$ . Ainsi la sélection sera exécutée sur tous les individus affectés de nouvelles fitnesses  $r_i - E(r_i)$ . Cependant, les individus faibles (performance inférieure à la performance moyenne) sont invariablement éliminés avec cette méthode, ce qui n'est pas nécessairement

favorable puisque ceux-ci, associés avec d'autres, peuvent cependant nous rapprocher du sous-domaine contenant l'optimum.

### III.4.6 Amélioration du processus de sélection

Comme nous l'avons mentionné précédemment, le processus de sélection est très sensible aux écarts de performances. En effet, un très bon individu risque d'être reproduit trop souvent et peut même provoquer l'élimination complète de ses congénères. Cela peut mener à un ralentissement de l'évolution et à une convergence prématurée. Une solution à ce problème consiste à utiliser une fonction d'adaptation modifiée. Ainsi, nous pouvons utiliser un changement d'échelle que l'on appelle « scaling » afin de diminuer ou d'accroître de manière artificielle l'écart relatif entre les performances des individus.

Le processus de sélection n'opère plus sur la performance réelle, mais sur son image après scaling. Parmi les fonctions de scaling, on peut envisager le scaling exponentiel défini de la façon suivante :

$$F_s(x_i) = F(x_i)^{k(t)}$$

où  $F$  est la fonction d'adaptation avant « scaling »,  $F_s$  est la fonction objectif modifiée par le scaling,  $t$  représente le numéro de la génération courante et  $k$  est une fonction définie par :

$$k(t) = \left[ \operatorname{tg} \left( \frac{t}{N+1} \frac{\pi}{2} \right) \right]^\alpha$$

avec  $N$ , le nombre maximal des générations et  $\alpha$  un paramètre à choisir en fonction du problème. La figure (III.3) montre l'effet de ce paramètre sur l'accentuation du milieu.

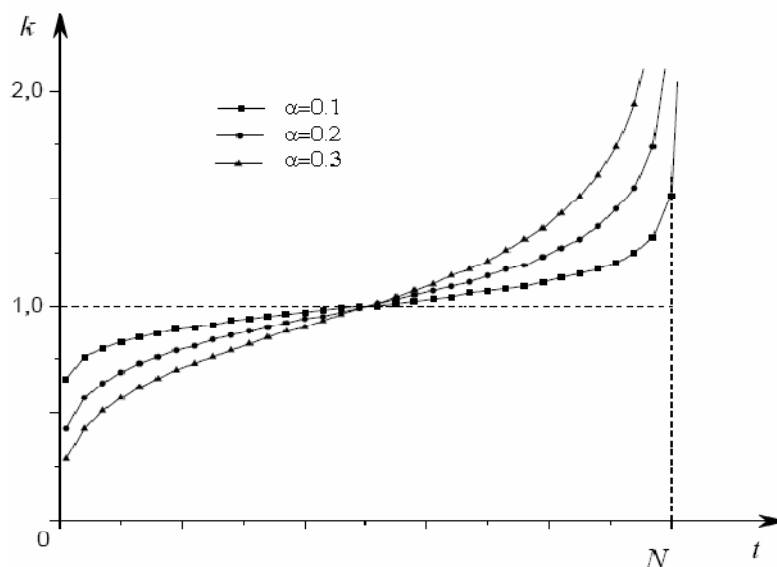


Fig. III.3 : Exemple de roulette artificielle

Durant les premières générations, les écarts de performance sont fortement réduits. Aucun individu n'est vraiment favorisé et l'AG se comporte comme un algorithme de recherche aléatoire et permet d'explorer l'espace. Puis, le scaling devient inopérant. Les individus sont triés juste selon leur performance propre. Finalement, la pression du milieu est accentuée. Seuls les bons individus sont sélectionnés ce qui produit l'émergence des optimums locaux de la fonction à optimiser.

### III.4.7 Opérateur de croisement

Le croisement a pour but d'enrichir la diversité de la population en manipulant la structure des chromosomes. Pour un problème discret, le croisement utilisé avec les chaînes de bits est le croisement à découpages de chromosomes qui se fait en trois étapes. Au départ, deux solutions P1 et P2 appelées parents sont sélectionnées en fonction de leurs performances. Puis, on tire aléatoirement une position inter-gènes dans chacun des parents. Enfin, on échange les deux sous-chaînes de chacun des chromosomes, ce qui produit deux autres solutions C1 et C2 appelées enfants (figure III.4)

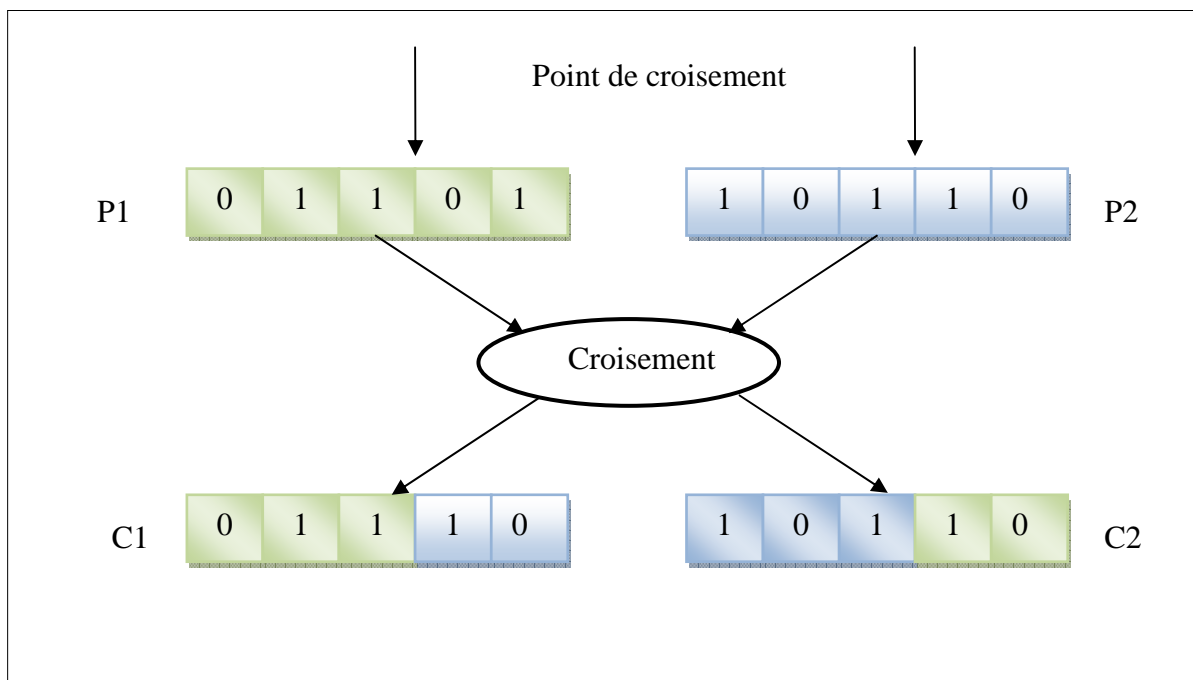


Figure III.4 : Croisement à un point

Ce mécanisme présente l'inconvénient de privilégier les extrémités des individus ce qui peut générer des fils plus ou moins proches de leurs parents. Pour éviter ce problème, on peut étendre ce principe en découpant le chromosome en 3 sous-chaînes comme illustré sur la figure (III.5) ou encore en plusieurs sous chaînes.

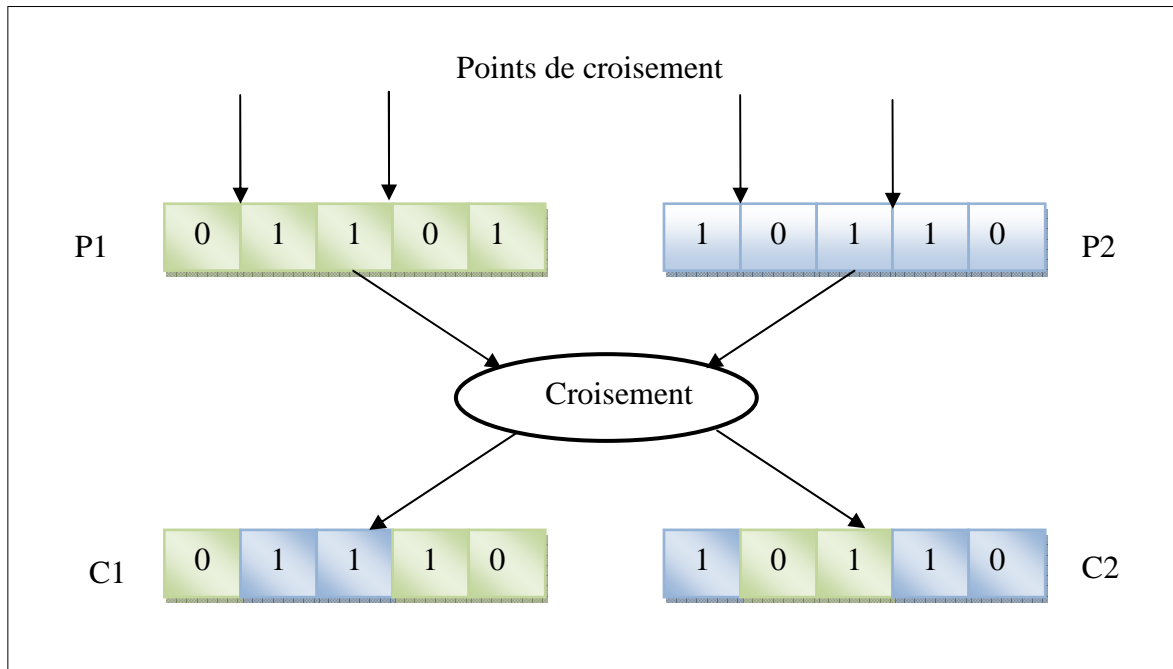


Figure III.5 : Croisement à deux points

Le croisement peut, aussi, se faire d'une manière uniforme. Chaque gène des individus enfants est créé en copiant le gène correspondant d'un parent, choisi grâce à un masque. Pour chaque couple de parents, un masque binaire est généré aléatoirement. Comme illustré sur la figure (III.6), pour chaque gène, lorsque le masque a pour valeur 1, le gène du premier enfant est la copie du gène du premier parent. Lorsqu'il a pour valeur 0, le gène du premier enfant est la copie du gène du second parent. Cet opérateur de croisement favorise les recombinaisons complexes de gènes entre les individus appariés.

L'exécution de l'opération de croisement dépend du résultat de tirage d'un nombre aléatoire par rapport à la probabilité du croisement  $p_c$  qui peut varier dans le temps ou rester fixe (entre 0.50 et 0.90).

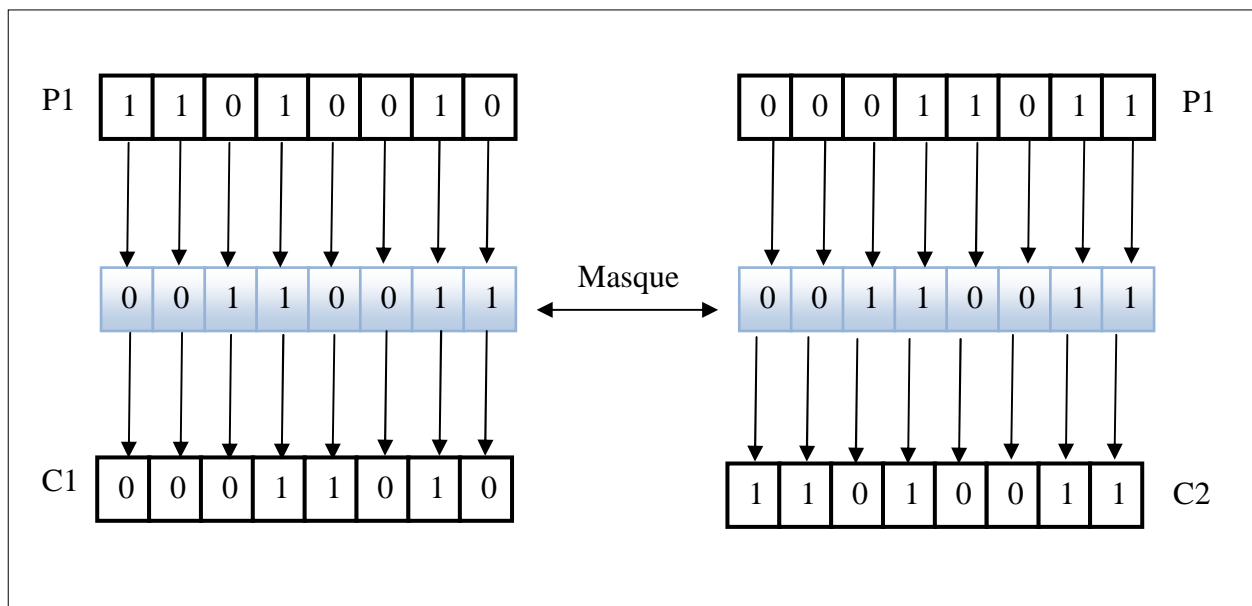


Figure III.6 : Exemple de croisement uniforme

### III.4.8 Opérateur de mutation

Une mutation est définie comme étant l'inversion d'un bit dans un chromosome (figure III.7). Cela revient à modifier aléatoirement la valeur d'un paramètre du dispositif. Les mutations jouent le rôle de bruit et empêchent l'évolution de se figer. Elles permettent d'assurer une recherche aussi bien globale que locale, selon le poids et le nombre des bits mutés. De plus, elles garantissent mathématiquement que l'optimum global peut être atteint.

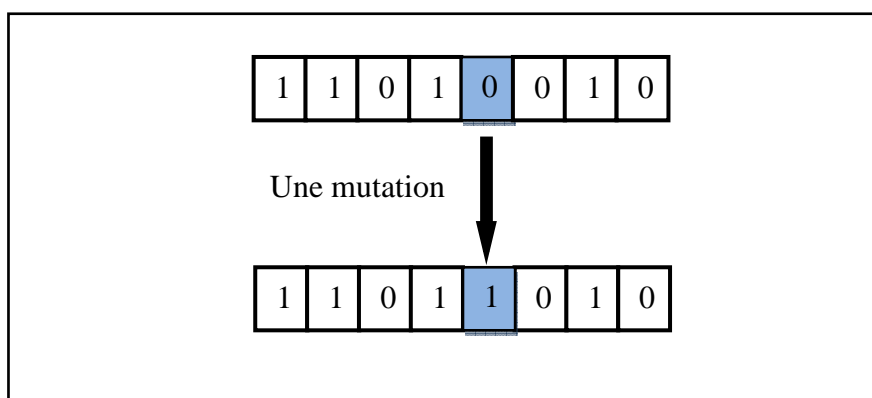


Figure III.7 : Une mutation

La mutation par bit et par génération se fait avec une probabilité  $p_m$  entre 0.001 et 0.01. On peut prendre également  $p_m = 1/n_b$  où  $n_b$  est le nombre de bits composant un chromosome. Il est aussi possible d'associer une probabilité différente à chaque gène.



Ce taux est généralement faible puisqu'un taux élevé risque de conduire à une solution sous-optimale. Pour éviter que les meilleurs individus soient altérés on utilise une stratégie élitiste qui permet de reproduire à l'identique les meilleurs individus de la population, l'opérateur de reproduction ne jouant alors que sur les individus restants.

### III.4.9 Critères d'arrêt

Le critère d'arrêt indique que la solution est suffisamment approchée de l'optimum. Plusieurs critères d'arrêt de l'algorithme sont possibles. On peut arrêter l'algorithme après un nombre de générations suffisant pour que l'espace de recherche soit convenablement exploré. Ce critère peut s'avérer coûteux en temps de calcul si le nombre d'individus à traiter dans chaque population est important.

L'algorithme peut aussi être arrêté lorsque la population n'évolue plus suffisamment rapidement. On peut aussi envisager d'arrêter l'algorithme lorsque la fonction d'adaptation d'un individu dépasse un seuil fixé au départ.

Comme les opérateurs génétiques utilisent des facteurs aléatoires, un AG peut se comporter différemment pour des paramètres et population identiques. Afin d'évaluer correctement l'algorithme, il faut l'exécuter plusieurs fois et analyser statistiquement les résultats.

### III.4.10 Les applications

Les applications des AG sont multiples :

- optimisation de fonctions numériques difficiles (discontinues...), traitement d'image (alignement de photos satellites, reconnaissance de suspects...), optimisation d'emplois du temps, optimisation de design, contrôle de systèmes industriels
- Les AG peuvent être utilisées pour contrôler un système évoluant dans le temps (chaîne de production, centrale nucléaire...) car la population peut s'adapter à des conditions changeantes. Ils peuvent aussi servir à déterminer la configuration d'énergie minimale d'une molécule.
- Les AG sont également utilisés pour optimiser des réseaux (câbles, fibres optiques, mais aussi eau, gaz...), des antennes]...

### III.4.11 Résumé de l'AG

Le déroulement de l'AG est le suivant (figure III.8) :

- 1- Générer aléatoirement des séquences de bits pour composer la population initiale,
  - 2- Mesurer l'adaptation de chacune des séquences présentes,
  - 3- Sélection des séquences en fonction de leur adaptation,
  - 4- Faire l'opération de croisement (ou hybridation) aléatoirement
-

- 5- Faire l'opération de mutation d'un bit choisi aléatoirement dans une ou plusieurs séquences.
- 6- Retour à l'étape 2 (mesurer l'adaptation à nouveau).

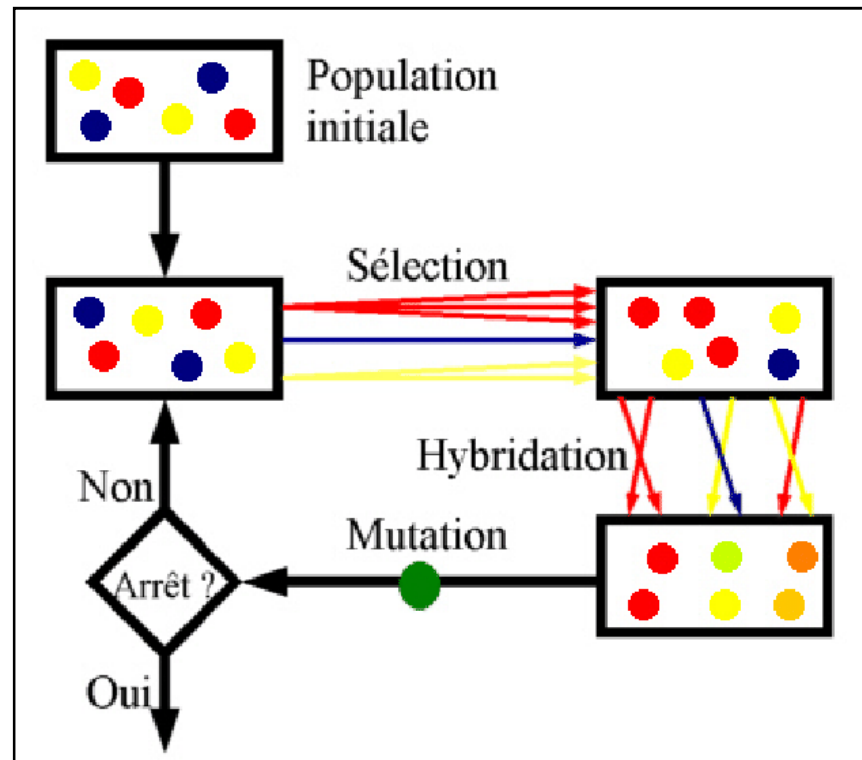


Figure III.8 : Organigramme de l'AG

### III.5 Conclusion

Ce chapitre a été entièrement consacré à l'étude de l'algorithme génétique et à ces différentes phases, à savoir les méthodes de sélection, de croisement et de mutation. Nous avons ainsi développé les principales méthodes pour effectuer les phases de sélection et croisement et nous avons indiqué comment améliorer ces méthodes.

---

## CHAPITRE IV : SIMULATIONS ET RESULTATS

---

### IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons décrire les démarches que nous avons utilisées et les résultats obtenus afin d'optimiser le diagramme de rayonnement des réseaux d'antennes par l'algorithme génétique pour répondre à différentes exigences .

Pour cela nous intervenons sur les paramètres de positionnement et d'alimentation des différents éléments constituant le réseau à savoir la phase, l'amplitude et la distance.

Deux types de synthèse peuvent être envisagés :

**Synthèse en phase:** Ce type permet de réaliser des lobes directifs avec un niveau des lobes secondaires " moyennement contrôlable". Avec cette technique, on peut contrôler le niveau reçu dans la direction du rayonnement utile et interférent. Sa mise en pratique nécessite des "déphaseurs" contrôlés par un outil de synthèse de phase. Ce type de synthèse est un bon compromis qui permet de réaliser le formage du lobe directif avec un temps de calcul et un coût relativement faible.

**Synthèse en amplitude seulement:** Ce type permet de réaliser des lobes directifs symétriques avec la possibilité de jouer sur le niveau des lobes secondaires. Les techniques analytiques (Fourrier, Tchebychev, ...) permettent de calculer les coefficients du réseau. Les applications de ce type de synthèse sont limitées.

### IV.2 Quelques classes de grands problèmes de synthèse

Les problèmes envisagés dans la synthèse sont tous du type : trouver le vecteur des courants d'alimentation du réseau satisfaisant un certain nombre de contraintes, ou si cela n'est pas possible, trouver le vecteur  $I$  dont la distance aux contraintes est la plus petite ( minimisation d'une fonction de coût).

En ce qui concerne le diagramme de rayonnement du réseau, les contraintes peuvent être de différent types

Dans les méthodes de synthèse, les contraintes seront traduites par des fonctions borne supérieure  $bu(\theta)$  et inférieure  $bl(\theta)$  sur le diagramme de rayonnement  $r(\theta)$  :

---

$$\forall (\theta) \quad bl(\theta) \leq r(\theta) \leq bu(\theta)$$

On prendra par exemple le gabarit représenté dans la figure IV.1.

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall \theta \in \left[ -\frac{\pi}{2}, \theta_0 - \Delta\theta \right] \quad bu(\theta) = p_{\max} \quad \text{et} \quad bl(\theta) = -\infty \\ \forall \theta \in [\theta_0 - \Delta\theta, \theta_0] \quad bu \text{ et } bl \text{ non définies} \\ \forall \theta \in [\theta_0, \theta_1] \quad bu(\theta) = p_d(\theta) + \text{osc} \quad bl(\theta) = p_d(\theta) - \text{osc} \\ \forall \theta \in [\theta_1, \theta_1 + \Delta\theta] \quad bu \text{ et } bl \text{ non définies} \\ \forall \theta \in \left[ \theta_1 + \Delta\theta, \frac{\pi}{2} \right] \quad bu(\theta) = p_{\max} \quad \text{et} \quad bl(\theta) = -\infty \end{array} \right.$$

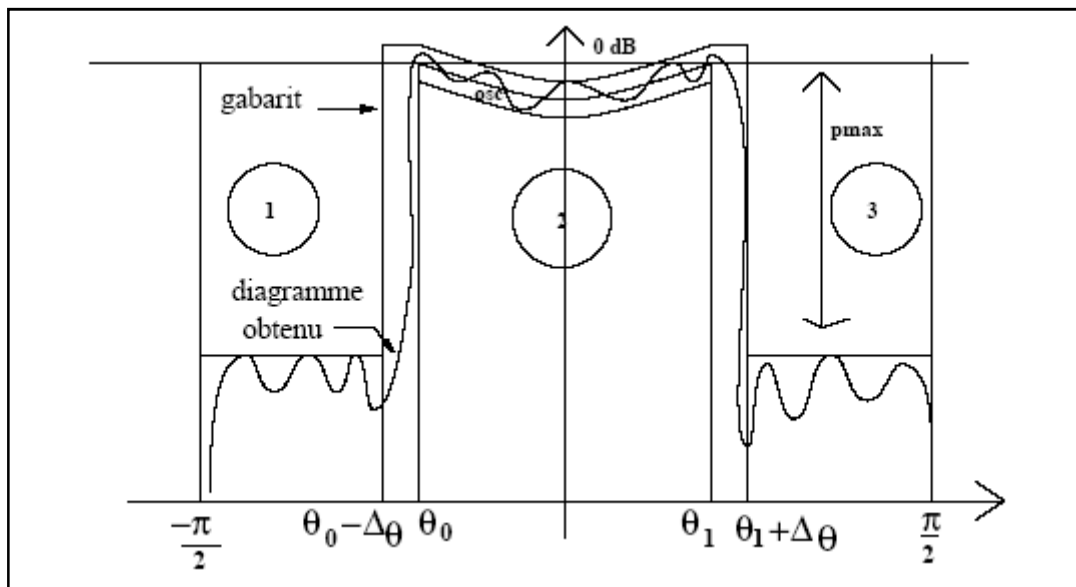


Figure IV.1 : Exemple de gabarit avec zone d'annulation

### Remarques

On aura quelquefois un niveau de lobes secondaires différents pour les zones 1 et 3. On définira alors deux paramètres  $p_{\max_1}$  et  $p_{\max_3}$

#### ● **Elimination d'un signal parasite**

On veut annuler, sur une petite bande angulaire, l'émission ou la réception d'un signal. On définira alors  $bu(\theta)$  par  $-\infty$  (ou plutôt par une valeur très basse). On définira alors  $bu$  et  $bl$  sur toute la zone de dentition du gabarit en relâchant, s'il y a besoin, les contraintes  $p_{\max}$ ,  $\Delta\theta$ ,  $\text{osc}$ ,  $\theta_0$ ,  $\theta_1$  pour que le gabarit soit satisfait en donnant la priorité à la zone où on veut l'annulation. L'exemple d'un tel gabarit satisfait est donné en figure IV.2.

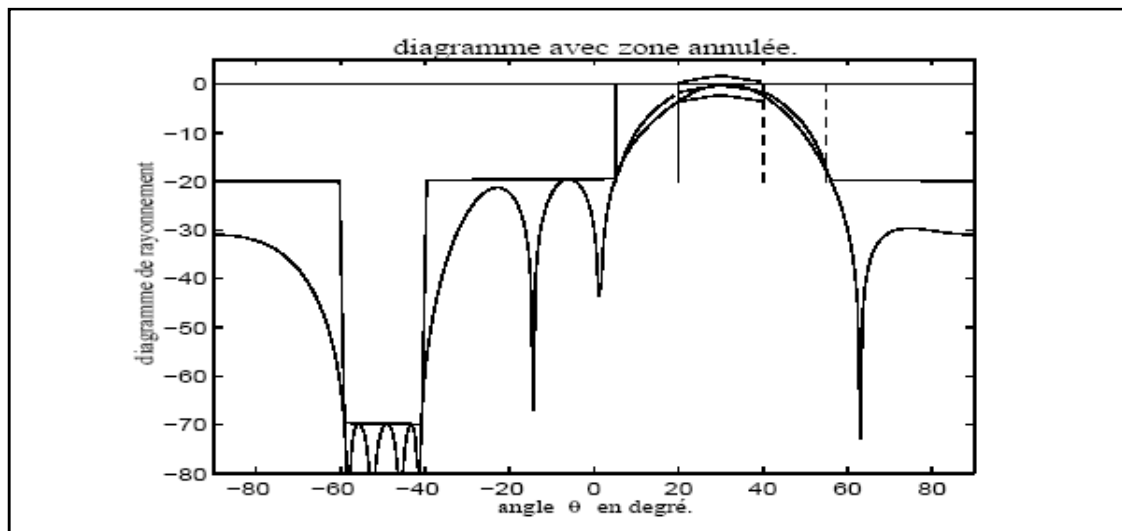


Figure IV.2 : Exemple de gabarit avec zone d'annulation

- **Contrainte sur les lobes secondaires**

On veut souvent que le niveau des lobes secondaires soit le plus bas possible. On mettra donc le paramètre  $p_{\max}$  à une valeur basse, quitte à relâcher les autres valeurs traduisant les contraintes,  $\Delta\theta$ ,  $\text{osc}$ ,  $\theta_0$ ,  $\theta_1$  pour que la contrainte  $r(\theta) < p_{\max}$  soit satisfaite.

- **Contrainte sur la largeur du lobe principal**

On rappelle que la largeur du lobe principal est définie par la valeur du paramètre  $\theta$  pour laquelle la fonction  $r(\theta)$  est à -3dB au dessous de sa valeur maximale. Dans le cas où on veut fixer cette valeur, on choisira les paramètres  $\Delta\theta$ ,  $\text{osc}$ ,  $\theta_0$ ,  $\theta_1$  pour satisfaire cette contrainte. On relâchera alors le paramètre  $p_{\max}$ . L'exemple d'un tel gabarit est donné en figure IV.3.

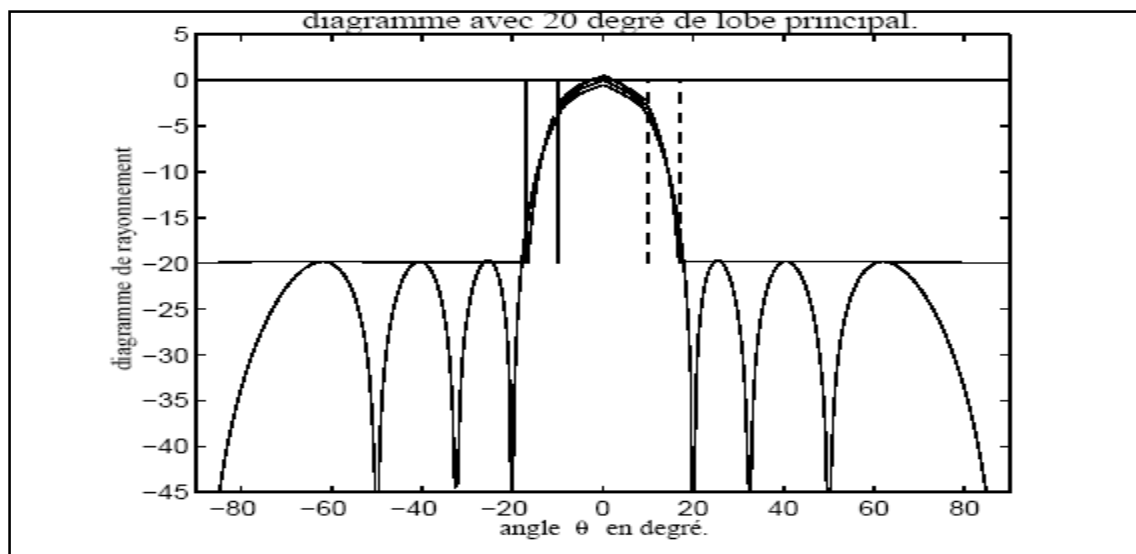


Figure IV.3 : Exemple de gabarit avec largeur de lobe principal fixée

### IV.3 Les méthodes simulées

Nous avons considéré dans notre mémoire l'étude de trois cas :

- **Elimination d'interférences**

On cherchera ici à déterminer les phases  $\phi_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) des courants d'alimentation des  $N$  antennes du réseau sous la contrainte d'annulation des champs dans les directions  $\theta_i$  ( $i=1,2,\dots$ ) des interférences qu'on veut annuler. On supposera des courants de même amplitude et des antennes équidistantes (distance  $d_i=d$  qu'on fixera).

La fitness qui sera utilisée aura donc la forme suivante :

$$F = \sum_i e^{j\phi_i} \left| e^{jkid_i \sin(\theta_i)} \right|$$

Il s'agira de minimiser la somme des amplitudes du champ pour l'ensemble des angles.

Le  $N$  phases correspondra aux  $N$  gènes de chaque chromosome (individu) qui seront codées entre 0 et 360° avec une précision qu'on peut fixer (un ou deux chiffres après la virgule).

De la même façon, on déterminera les distances,

- **Contrainte sur les lobes secondaires**

Pour le moment, on a considéré la géométrie des sources, fixe, c'est-à-dire des distances  $d$  constantes. Or, l'utilisation de l'algorithme génétique nous permet de prendre en compte des variables de nature physique différente telles que les pondérations d'amplitude et les distances entre sources.

On va donc reconsidérer le problème suivant : trouver les  $N$  pondérations sur les amplitudes et les  $N-1$  distances entre les  $N$  sources, afin que le diagramme du réseau est un niveau de lobes secondaires qui ne dépasse pas une valeur  $p_{\max}$  fixée dans les zones de gabarit  $\left[ -\frac{\pi}{2}, \theta_0 - \Delta\theta \right]$  et.

$\left[ \theta_1 + \Delta\theta, \frac{\pi}{2} \right]$  Définies plus haut.

La fonction fitness sera définie ici comme l'aire de la courbe, obtenue avec les variables, qui « sort » du gabarit.

Pour un réseau linéaire de sources omnidirectionnelles disposées sur l'axe  $Ox$ , de distances à l'axe  $d_i$  et de pondérations d'amplitude  $I_i$ , le diagramme de rayonnement dans une direction  $\theta_k$  exprimé en décibels s'écrit :

$$r(\theta_k) = 20 \log \left[ \sum_{i=1}^N |I_i| e^{jkid_i \sin(\theta_k)} \right]$$

On échantillonne l'espace en  $m$  points et on crée un vecteur  $K$  de dimension  $m$  dont la  $k^{\text{ème}}$  composante vaut  $r(\theta_k)$ .

On crée un vecteur  $B$  correspondant à la borne supérieure  $bu$  du gabarit pour les  $m$  points choisis.

On crée un vecteur de même dimension que  $K$ ,  $S$  tel que la  $k^{\text{ème}}$  composante de  $S$  s'écrive :

$$S(k) = \begin{cases} 0 & \text{si } K(k) \leq B(k) \\ 20 \cdot \log\left(\frac{K(k)}{B(k)}\right) & \text{si } B(k) \leq K(k) \end{cases}$$

La fonction de fitness qu'il s'agira de minimiser, est alors définie comme la somme des composantes du vecteur  $S$ , qui correspond bien à l'aire de la courbe qui dépasse le gabarit.

$$F = \sum_{k=1}^m S_k$$

On a supposé ici des courants de même phase.

Les Amplitudes relatives seront comprises entre 0 et 1.

Pour la quantification des distances entre sources, on définit une distance minimale et une distance maximale (qui sont souvent imposées par la physique du réseau : non-chevauchement, encombrement réduit,...).

Ainsi, la distance entre la source  $i$  et la source  $(i+1)$  s'écrira :

$$d_i = d_{\min} + (d_{\max} - d_{\min}) \cdot \delta_i$$

où  $\delta_i$  est la variable comprise entre 0 et 1 qui va représenter la distance dans l'algorithme génétique.

Il y aura ici deux types de chromosomes : un chromosome constitué par  $N$  gènes que sont les paramètres  $\delta_i$  et un autre chromosome constitué par  $N$  gènes que sont les distances  $d_i$ .

### ● Méthode de Schelkunoff

La méthode des zéros a été développée dans le chapitre II. Elle consiste à fixer un certain nombre de racines du polynôme du réseau (nuls dans certaines directions du diagramme pour éliminer des interférences) et à déterminer les autres zéros. Les zéros étant connus, on peut déterminer ensuite les courants.

Dans les méthodes présentées précédemment, la relation entre la variation d'un des paramètres et la variation du diagramme de rayonnement sur l'horizon n'est pas facile à prévoir : si on modifie une

des pondérations, on ne sait pas dire ce qui va se passer sur le diagramme obtenu. En utilisant la technique de Schelkunoff, on va pouvoir très facilement faire un trou dans le diagramme à un endroit précis en mettant seulement un des paramètres à zéro.

On note  $\psi$  le nombre réel compris entre  $-\pi$  et  $\pi$  et  $Z$  le nombre complexe tels que :

$$\begin{cases} \Psi = \frac{2\pi.d.\sin(\theta)}{\lambda} \\ Z = e^{j\Psi} \end{cases}$$

où  $Z_i = e^{a_i + jb_i}$   $[i = 1, \dots, N-1]$  les racines du polynôme du réseau

On échantillonne l'espace en  $m$  points dans les zones de gabarit  $\left[-\frac{\pi}{2}, \theta_0 - \Delta\theta\right]$  et  $\left[\theta_1 + \Delta\theta, \frac{\pi}{2}\right]$

définies plus haut et on crée un vecteur  $K$  de dimension  $m$  dont la  $k^{\text{ième}}$  composante vaut  $r(\theta_k)$ .

La fonction fitness à minimiser  $F(\theta)$  s'écrit :

$$F = \sum_{k=1}^m r(\theta_k)$$

Si on veut obtenir des pondérations réelles, il faut imposer une symétrie hermitienne aux racines (avec la racine du milieu à la valeur 1). Pour limiter les lobes secondaires, on prendra  $a_i = 0$ .

Il s'agira de déterminer les paramètres  $b_i$  des racines inconnues qui constituent les gènes des chromosomes.

Pour déterminer entre les pondérations, on utilisera les relations entre les zéros et les coefficients (voir Annexe B)

#### IV.4 Déroulement de l'algorithme

##### ● Quantification des variables

En ce qui concerne le nombre de bits pour coder les pondérations, on utilisera une fonction qui calculera le nombre de bits nécessaires pour une précision donnée et un domaine de variation des paramètres.

La formule pour calculer le nombre  $n$  de bits minimal avec un nombre de chiffres après la virgule égal à « prec » pour coder en binaire le paramètre « var » est :

$$2^n \geq (\text{var}_{\max} - \text{var}_{\min}) \times 10^{\text{prec}}$$

Le décodage du nombre en binaire de  $\text{var} = \sum_{i=1}^n b_i 2^i$  se fera de la manière suivante :



$$\text{var} = \frac{\text{var}_{\max} - \text{var}_{\min}}{2^n} \sum_{i=0}^{n-1} b_i 2^i + \text{var}_{\min}$$

$\text{var}_{\max}$  et  $\text{var}_{\min}$  sont respectivement les bornes supérieure et inférieure de l'intervalle de variation du paramètre var.

Les étapes de l'algorithme sont les suivantes :

- **La sélection**

Après plusieurs essais, on a décidé de choisir la méthode élitiste qui consiste à trier la population selon leur fitness de manière croissante et après on sélectionne la moitié des meilleurs individus. Cette méthode donne de bon résultats.

- **Le croisement**

On a choisi d'utiliser la méthode de croisement à un point avec tirage aléatoire de deux individus, puis on effectue le croisement avec une probabilité  $P_C$ . Le processus continue jusqu'à obtenir toute la population qui doit conserver une dimension constante.

- **La mutation**

On effectue une mutation en remplaçant une valeur binaire 0 ou 1 par son complément selon une probabilité  $P_m$ .

#### IV.5 Résultats des simulations

Dans toutes les simulations, nous avons considéré un réseau linéaire de N antennes isotropes.

- Population  $M = 100$  individus
- Probabilité de croisement  $P_C = 0.7$
- Probabilité de mutation  $P_m = 0.04$
- Nombre de générations  $N_g = 50$

- **Méthode d'élimination des interférences**

Nous avons utilisé deux méthodes, l'une de recherche des pondérations des courants, l'autre les distances

- **Scénario 1**

- Nombre d'antenne  $N = 10$
- Interférence à  $\theta_{\text{interf}} = -30^\circ$
- $d = \lambda / 2$
- $\phi_{\max} = 30^\circ$
- $\phi_{\min} = -30^\circ$

La figure IV.4 montre les diagrammes du réseau non optimisé (en pointillés) et optimisé par l'algorithme AG (en trait continu).

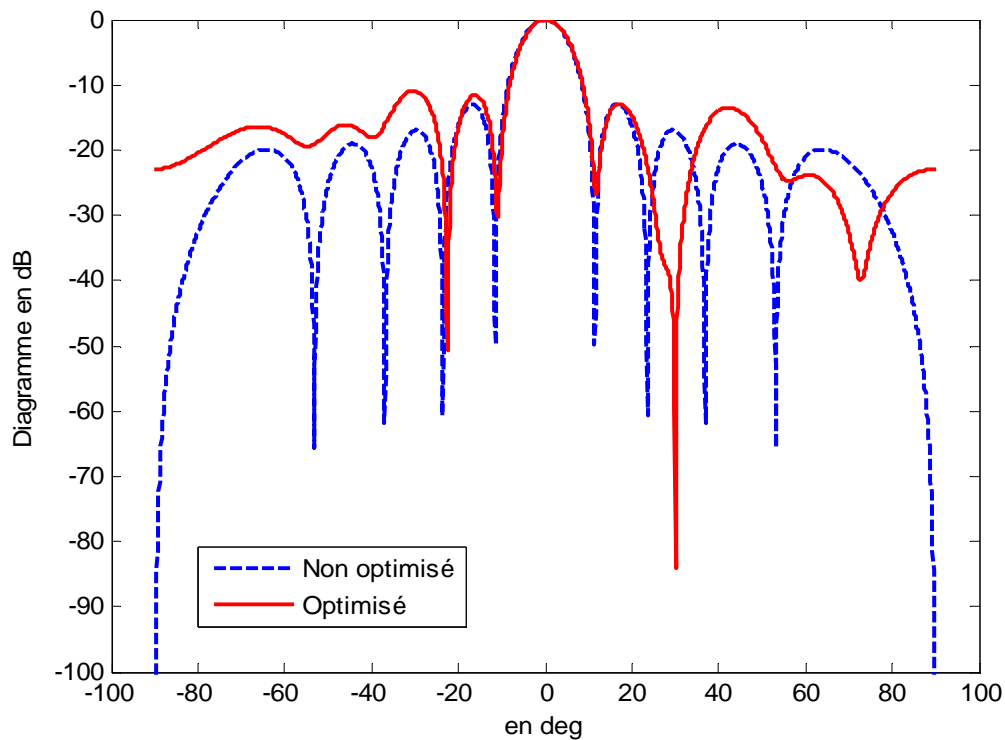


Figure IV.4 : Diagrammes Méthode élimination d'interférences  
 $N=10$   $\theta_{\text{inter}}=30^\circ$

#### Pondérations des courants

20.46 25.85 2.93 19.33 19.58 10.84 24.93 0.92 20.56 28.22

#### • Scénario 2

- Nombre d'antenne  $N=16$
- Interférence à  $\theta_{\text{interf}} = 16^\circ$

La figure IV.5 montre les diagrammes du réseau non optimisé (en pointillés) et optimisé par l'algorithme AG (en trait continu).

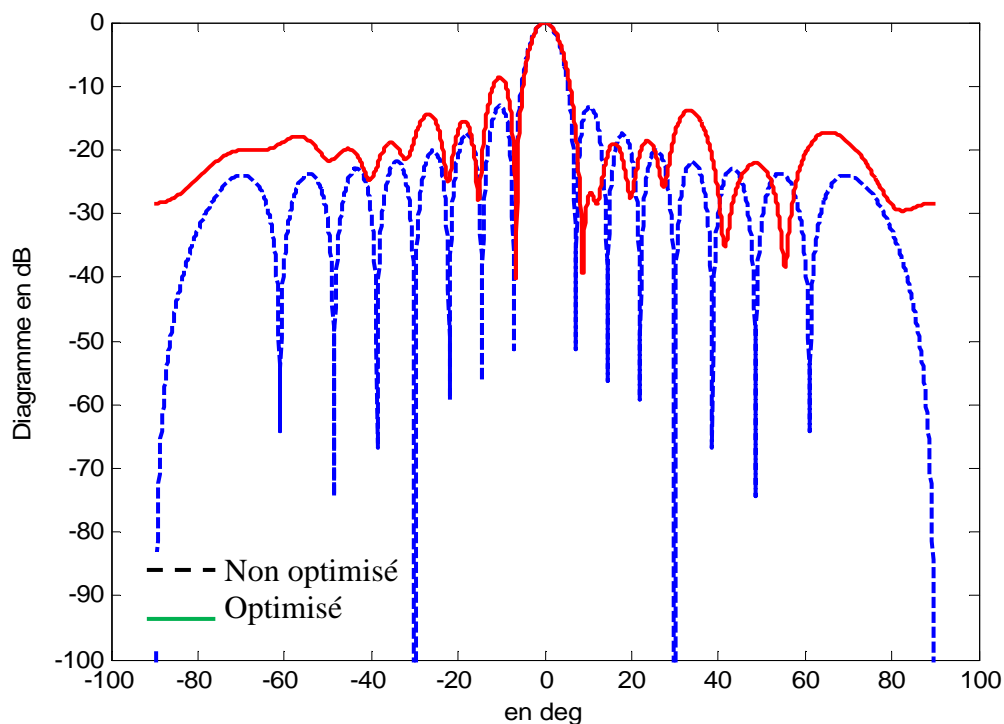


Figure IV.5 : Diagrammes Méthode d'élimination d'interférences

$$N=16 \quad \theta_{\text{inter}}=16^\circ$$

#### Pondérations des courants

-20,87 10,9 -10,6 -1,83 24,74 -21,73 2,35 24,5 -18,82 -24,422 8,33 12,81  
 -18,62 7,34 3,09 -27,68

#### • Scénario 3

- Nombre d'antenne  $N=16$
- Interférence à  $\theta_{\text{interf}}=10^\circ$  et  $11^\circ$

La figure IV.6-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.6-b, la variation de la fitness.

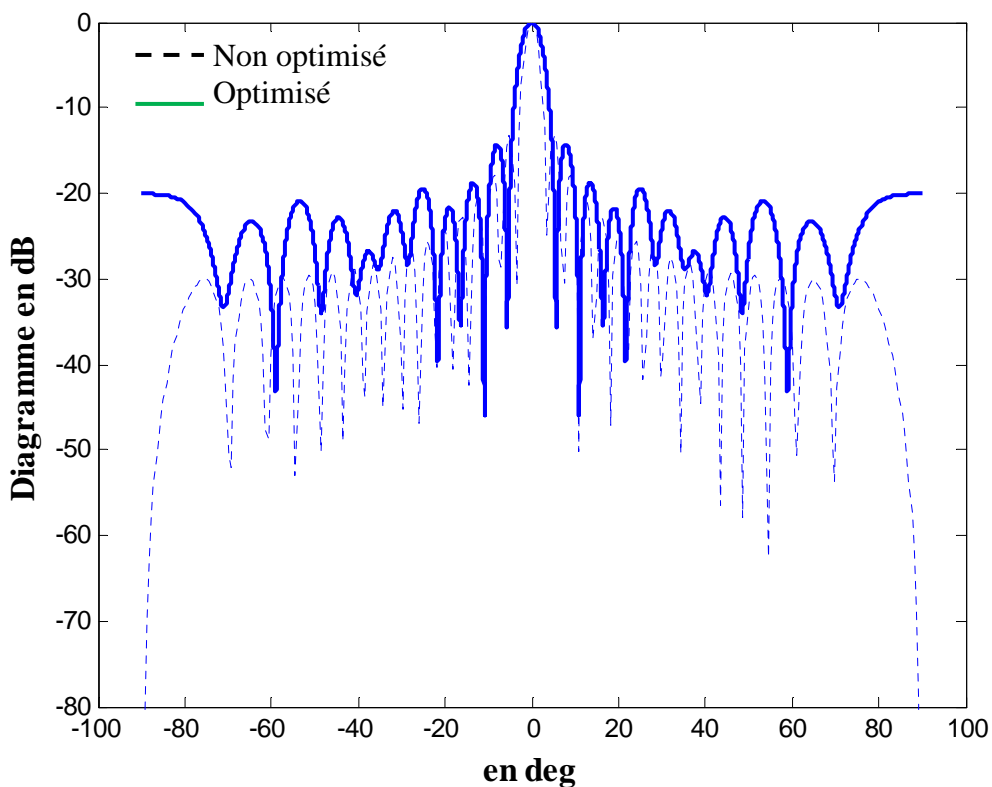


Figure IV.6-a : Diagrammes Méthode d'élimination d'interférences  
 $N=16$   $\theta_{inter}=10^\circ$  et  $11^\circ$

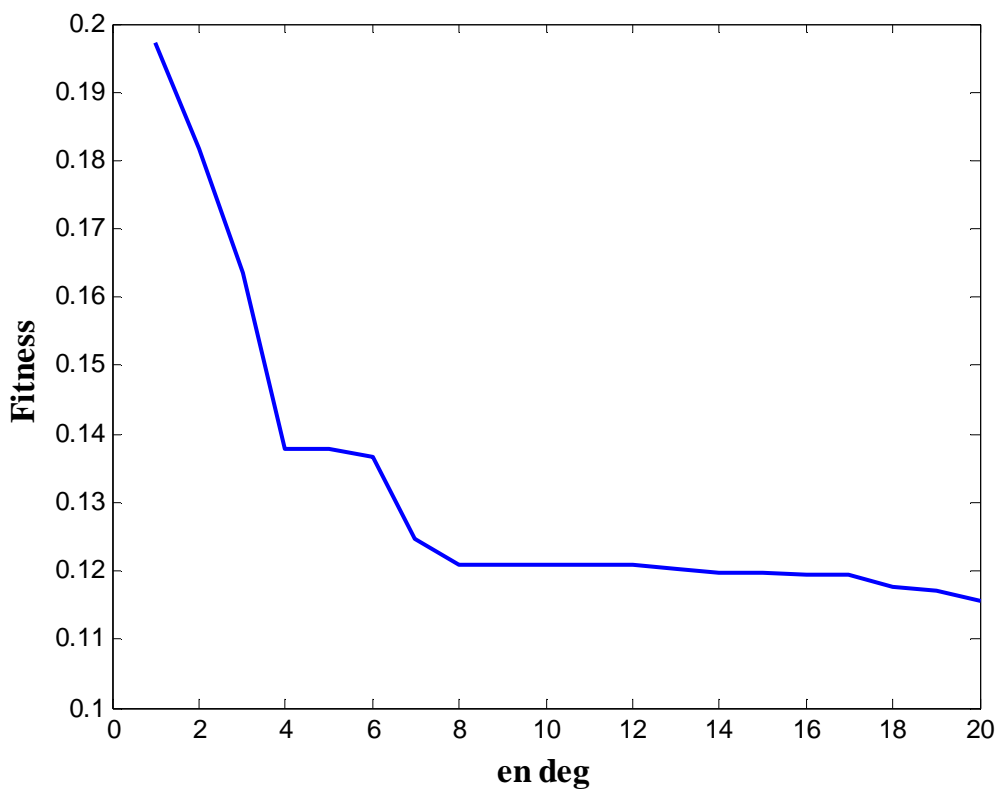


Figure IV.6-b : Fitness Méthode d'élimination d'interférences  
 $N=16$   $\theta_{inter}=10^\circ$  et  $11^\circ$

Positions des antennes

0 0.7449 1.4636 2.1637 2.7739 3.4459 4.0867 4.8226  
5.3752 5.9137 6.6244 7.2337 7.7979 8.5158 9.1935 9.8743

**• Scénario 4**

- Nombre d'antenne  $N=32$
- Interférence à  $\theta_{\text{interf}} = 5^\circ$  et  $11^\circ$

La figure IV.7-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.7-b, la variation de la fitness.

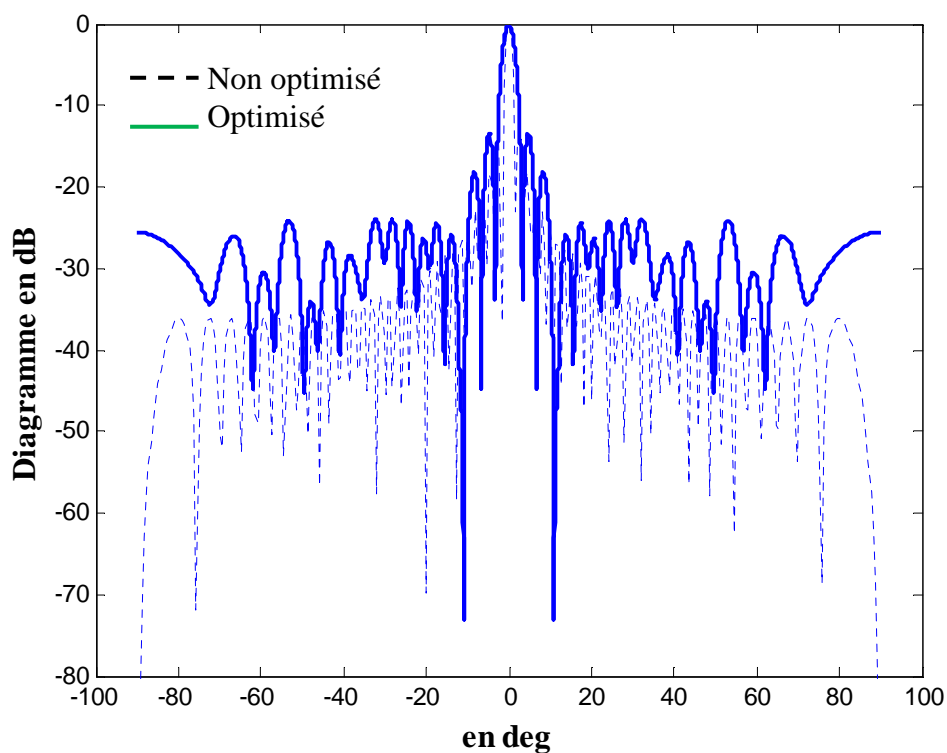


Figure IV.7-a : Diagrammes Méthode d'éliminations d'interférences  
 $N=32$   $\theta_{\text{inter}}=5^\circ$  et  $11^\circ$

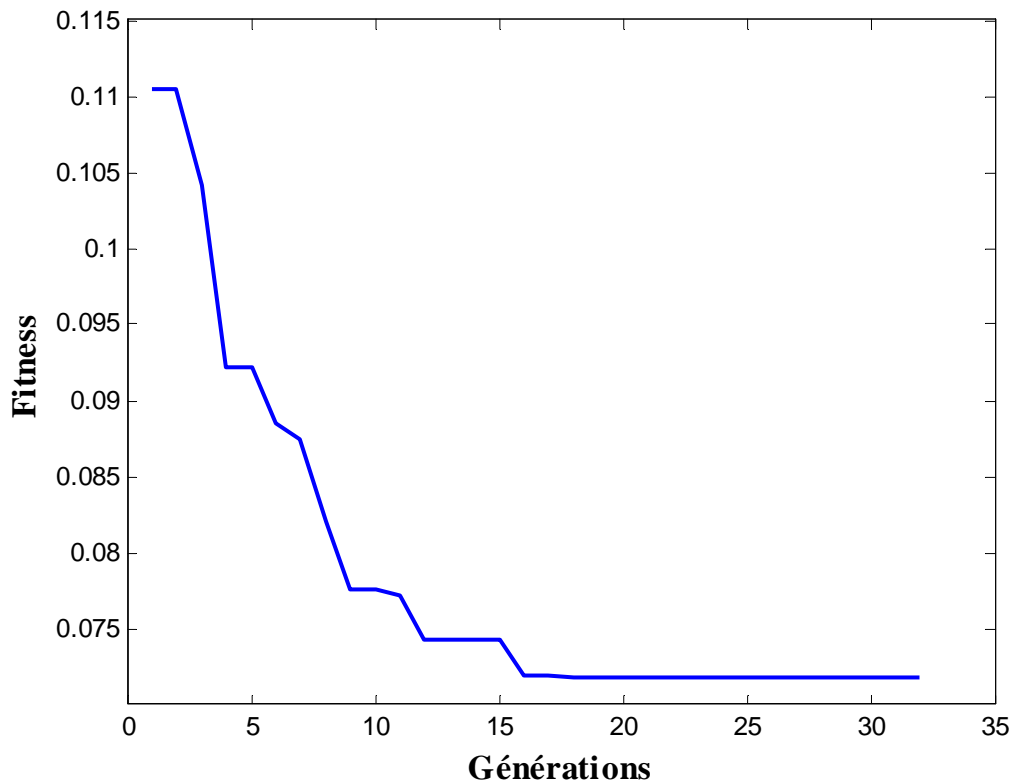


Figure IV.7-b : Fitness Méthode d'élimination d'interférences  
N=32  $\theta_{inter}=5^\circ$  et  $11^\circ$

#### Positions des antennes

0 0.6667 1.3480 1.8565 2.3778 2.9028 3.4199 3.9653 4.4059 5.0085  
 5.6970 6.2995 6.7260 7.2712 7.7882 8.2848 8.6856 9.1060 9.6261 10.1965  
 10.6045 11.2115 11.7220 12.3402 12.7749 13.1898 13.6394 14.1677 14.6837  
 15.1977 15.8134 16.5003

#### • Commentaires

Dans le scénario 1et 2 avec la recherche des phases des pondérations, nous remarquons que le diagramme n'est pas symétrique et lobe principal du diagramme de rayonnement ne subit aucune déformation. Mais on constate une remontée des lobes du cote opposé.

Dans les scénarios 3 et 4 avec la recherche de positions des antennes, le diagramme est symétrique. Le niveau des lobes secondaires est faible mais avec un élargissement du lobe principal.

Dans tous les cas, il y a bien une bonne réjection des interférences (jusqu'à -70dB).

- **Méthodes de contrainte sur les lobes secondaires**

On sait que, pour un réseau linéaire de sources équidistantes, dont la distance inter-sources est supérieure à  $d = 0,5\lambda$ , le phénomène de repliement de spectre peut être observé. Il se caractérise par la poussée d'un lobe secondaire pour des angles voisins de  $\theta = \pm 90^\circ$ .

On va utiliser l'algorithme l'AG pour éliminer ce phénomène en recherchant les pondérations réelles et les distances avec optimisation des lobes secondaires.

On prendra les paramètres suivants :

- $P_{\max} = 25$  dB
- $I_{\max} = 1$
- $I_{\min} = 0$
- $d_{\max} = 0,7$
- $d_{\min} = 0,4$
- Population  $M = 100$  individus
- Probabilité de croisement  $P_c = 0.7$
- Probabilité de mutation  $P_m = 0.04$
- Nombre de générations  $N_g = 50$
- Nombre de points échantillonnés  $N_p = 50$

- **Scénario 1**

- Nombre d'éléments  $N = 10$

La figure IV.8-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.8-b, la variation de la fitness.

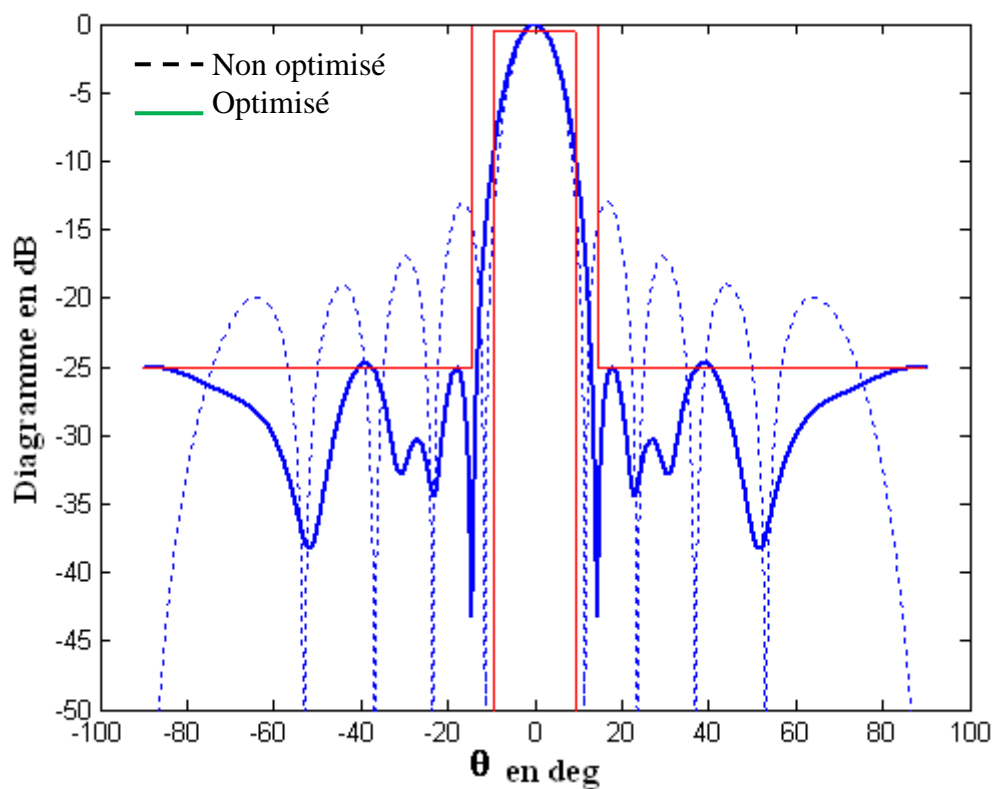


Figure IV.8 a) : Diagramme Méthode de contrainte sur les lobes secondaires

Pmax= 24 dB N=10

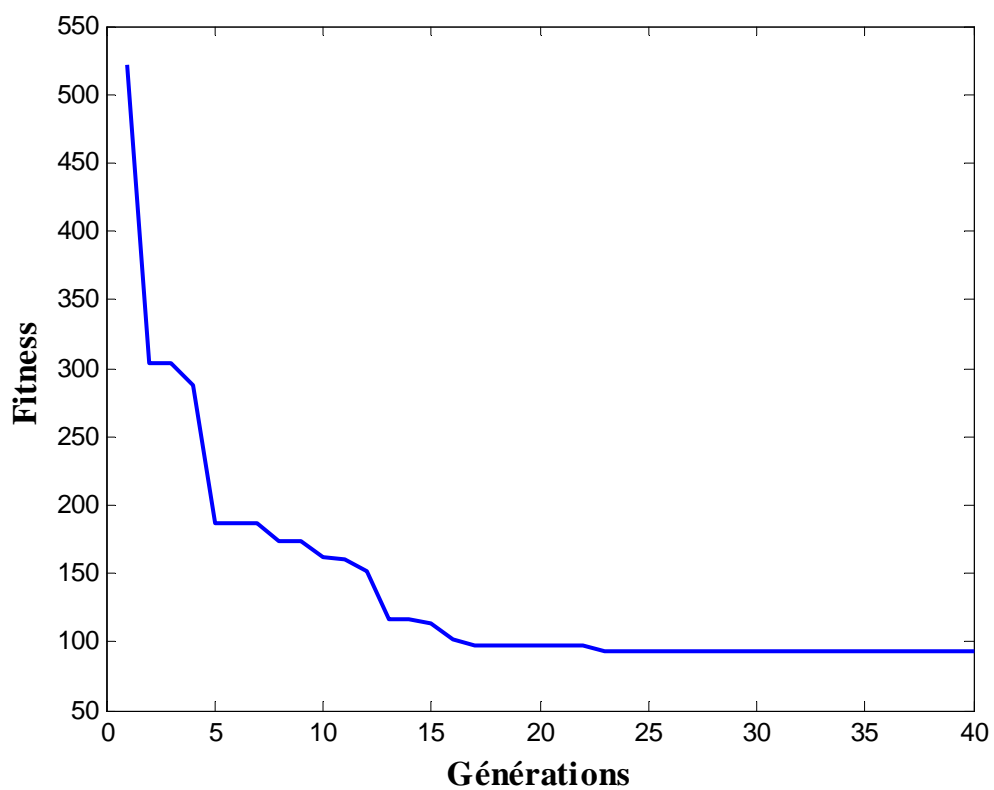


Figure IV.8 b) : Fitness pour Pmax= 25 dB et N=10



Pondérations des courants

0.3470 0.6618 0.9863 0.9062 0.8895 0.9042 0.8798 0.8358 0.7009 0.2727

Positions des antennes

0.6419 1.3129 1.8774 2.3839 2.8613 3.3097 3.8258 4.5065 5.1871

- **Scénario 2**

- Nombre d'éléments  $N=16$

La figure IV.4-a montre les diagrammes du réseau non optimisé (en pointillés) et optimisé par l'algorithme AG (en trait continu).

La figure IV.9-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.9-b, la variation de la fitness.

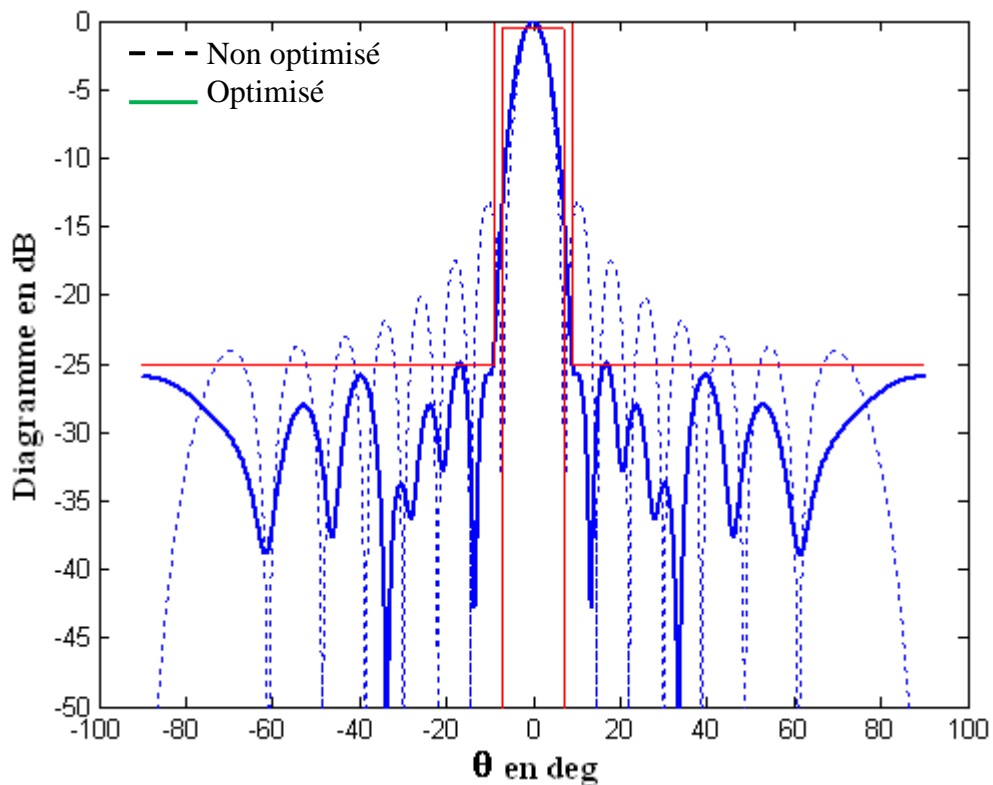


Figure IV.9 a) : Diagramme Méthode de contrainte sur les lobes secondaires

$P_{max}= 25$  (dB)  $N=16$

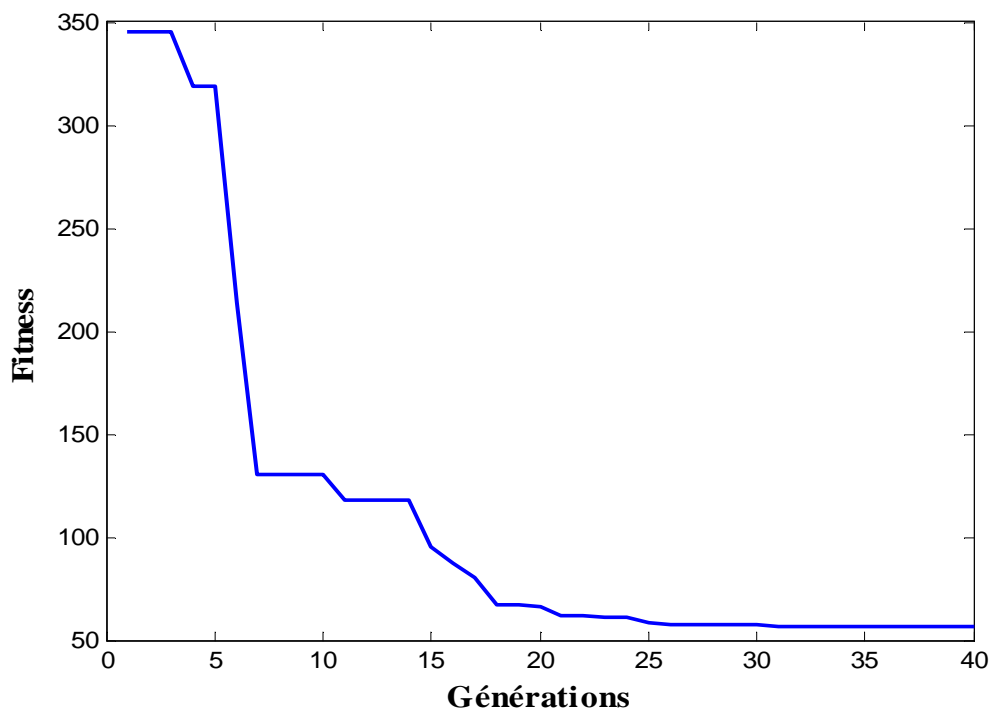


Figure IV.9 b) : Fitness pour Pmax= 25 (dB) et N=16

#### Pondérations des courants

0.1359 0.3685 0.5239 0.8456 0.8485 0.8328 0.8866 0.8671 1.0000 0.9179  
 0.8025 0.489 0.3050 0.3920 0.3402 0.1994

#### Distances

0.6129 1.2065 1.8968 2.5387 3.1226 3.6290 4.1355 4.7194 5.3129 5.9548  
 6.6065 7.0065 7.5323 8.1161 8.5548

#### • Scénario 3

- Nombre d'antennes N= 32
- Pmax=25

La figure IV.10-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.10-b, la variation de la fitness.

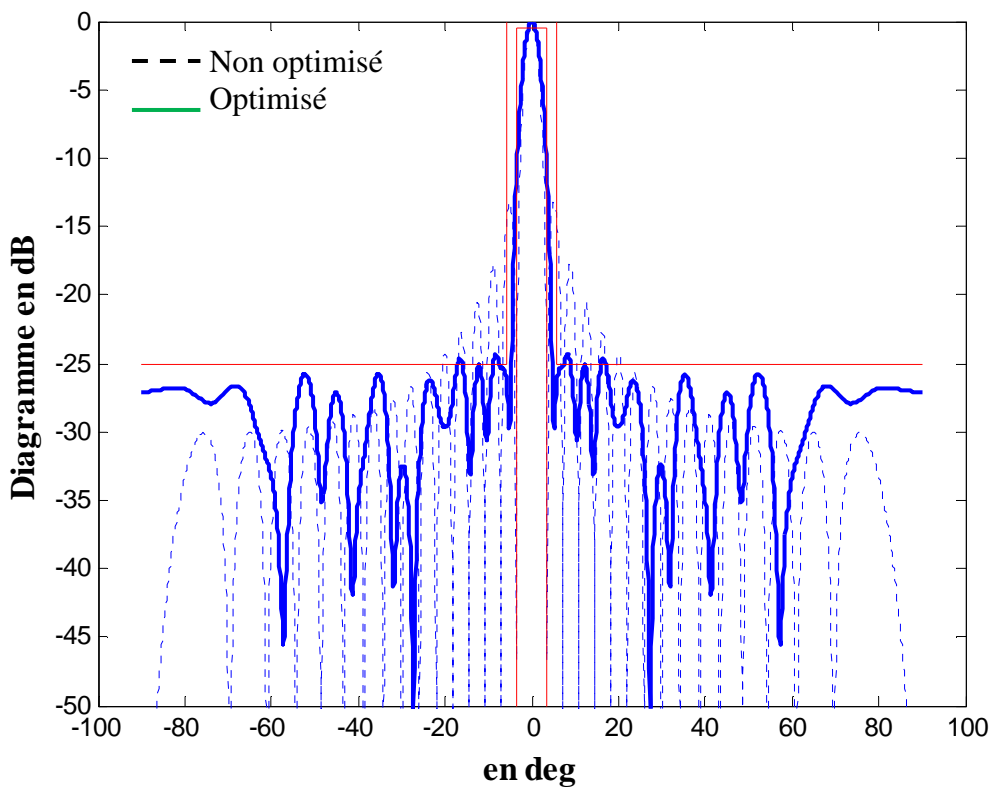


Figure IV.10 a) : Diagramme Méthode lobes secondaires bas niveau  
Pmax= 25 (dB) N=32

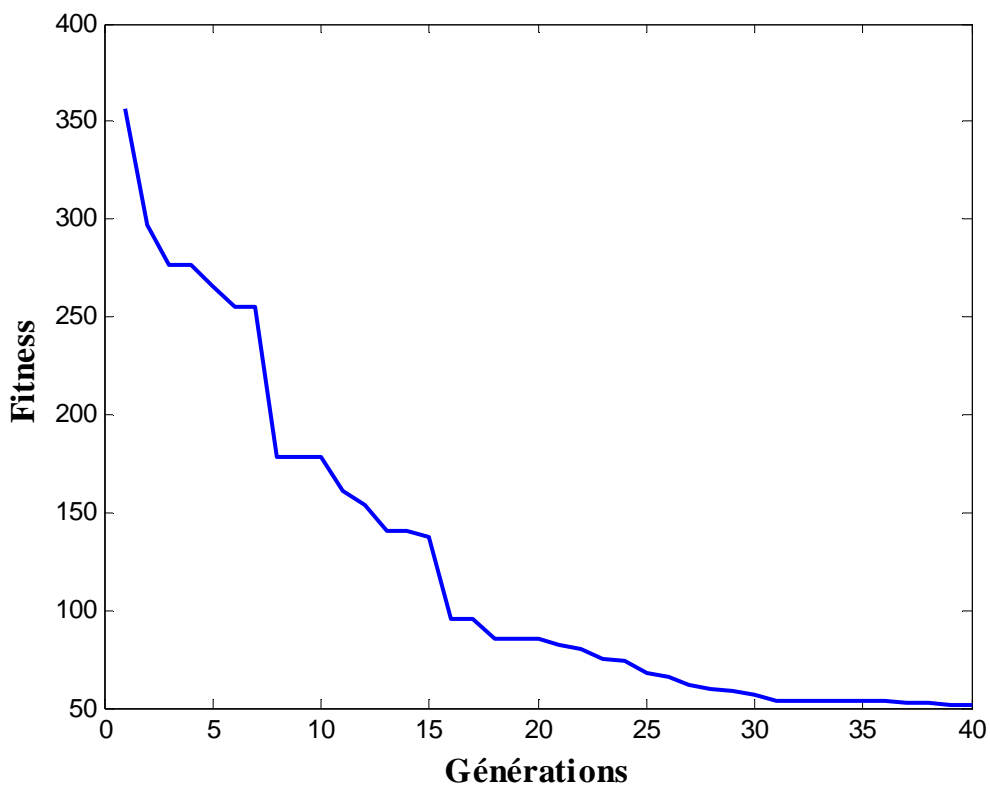


Figure IV.10 b) : Fitness pour Pmax= 25 (dB) et N=16

Pondérations des courants

0.3548	0.3060	0.2395	0.2444	0.3998	0.3920	0.7605	0.8456	0.7331	0.4457	0.7351
0.3920	0.8788	0.9863	0.9531	0.7136	0.7498	0.7566	0.8045	0.9140	0.7693	0.9433
0.7947	0.7498	0.6764	0.7908	0.6178	0.8856	0.5699	0.4868	0.2786	0.0821	

Positions des antennes

0.0000	0.7000	1.4000	1.8484	2.4903	3.1323	3.7935	4.3677	4.9323	5.3419	
5.7419	6.1903	6.6000	7.1645	7.5742	8.0226	8.4419	8.8516	9.2806	9.7774	
10.2161	10.6935	11.2774	11.8032	12.3097	12.7484	13.2645	13.9065	14.4710	15.0548	
15.6484	16.1839									

- **Commentaires**

Cette seconde méthode utilise l'algorithme génétique, ou la fonction objectif fait intervenir les pondérations ainsi que les distances entre les sources. On recherche des solutions satisfaisant la contrainte sur le niveau des lobes secondaires. Les distances sont contraintes à rester entre deux valeurs minimale et maximale, ce qui évite les problèmes de chevauchement de sources.

En conservant une largeur de lobe principal identique à celle du réseau non optimisé, nous avons obtenu des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -25 dB pour des réseaux de 32 antennes. ce qui est remarquable. Le diagramme est ici, symétrique.

- **Méthode de Schelkunoff**

- **Scénario 1**

N=16 Zéro à 10° et 11 °

La figure IV.11-a montre les diagrammes du réseau non optimisé et optimisé et la figure IV.11-b, la variation de la fitness.

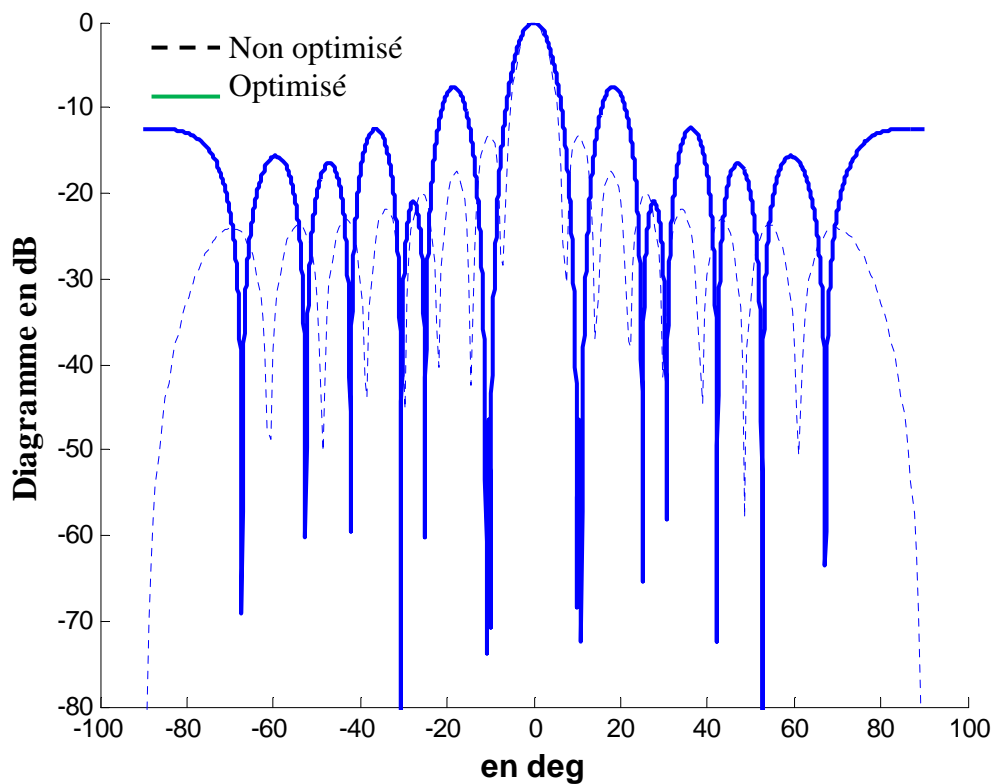


Figure IV.11a) : Diagramme Méthode de Schelkunoff

N=16 Zéros en 10° et 11°

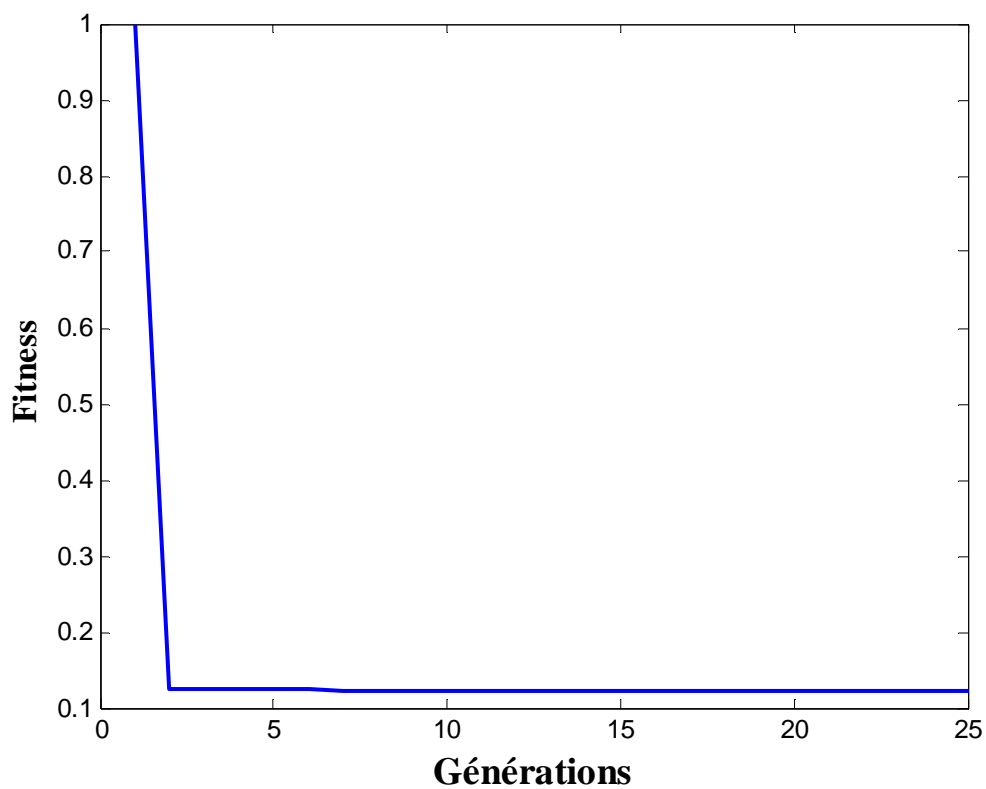


Figure IV.11 b) : Fitness méthode de Schelkunoff

N=16 Zéros en 10° et 11°

Les zéros

-67.2991 **-52.6100** -42.2916 **-30.5843** -25.0416 -11.0000 -10.0000

10.0000 11.0000 25.0416 **30.5843** 42.2916 **52.6100** 67.2991

- **Scénario 2**

N=32 Zéro à 5° et 11°

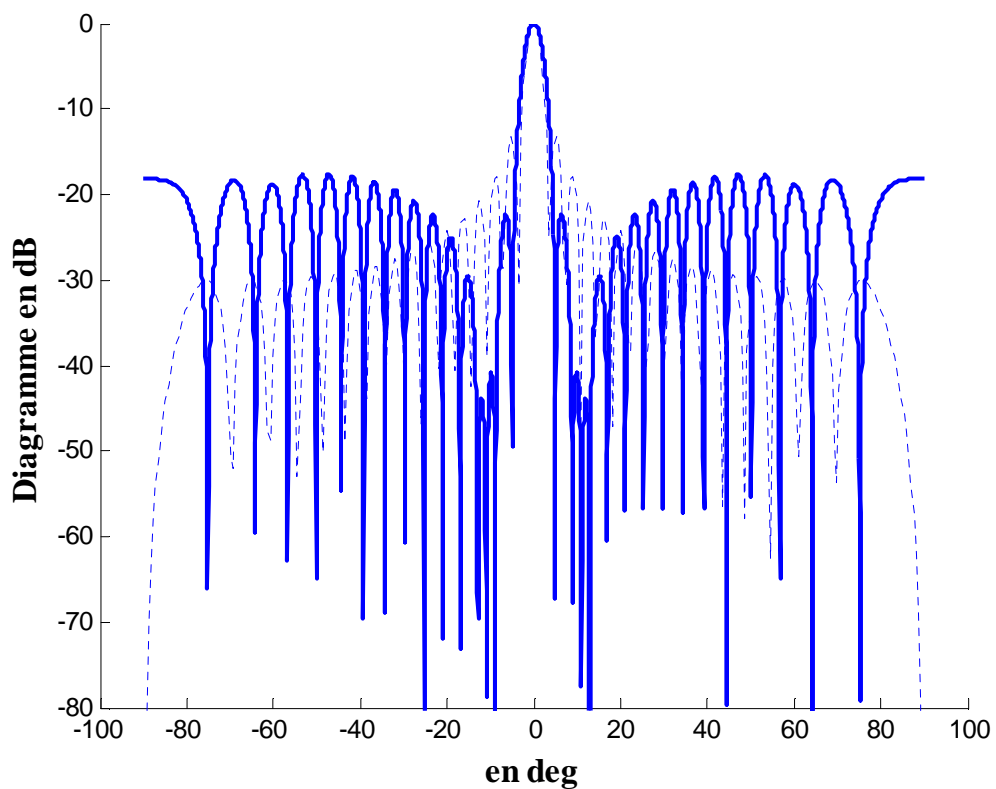


Figure IV.12 a) : Diagramme Méthode de Schelkunoff

N=32 Zéros en 5° et 11°

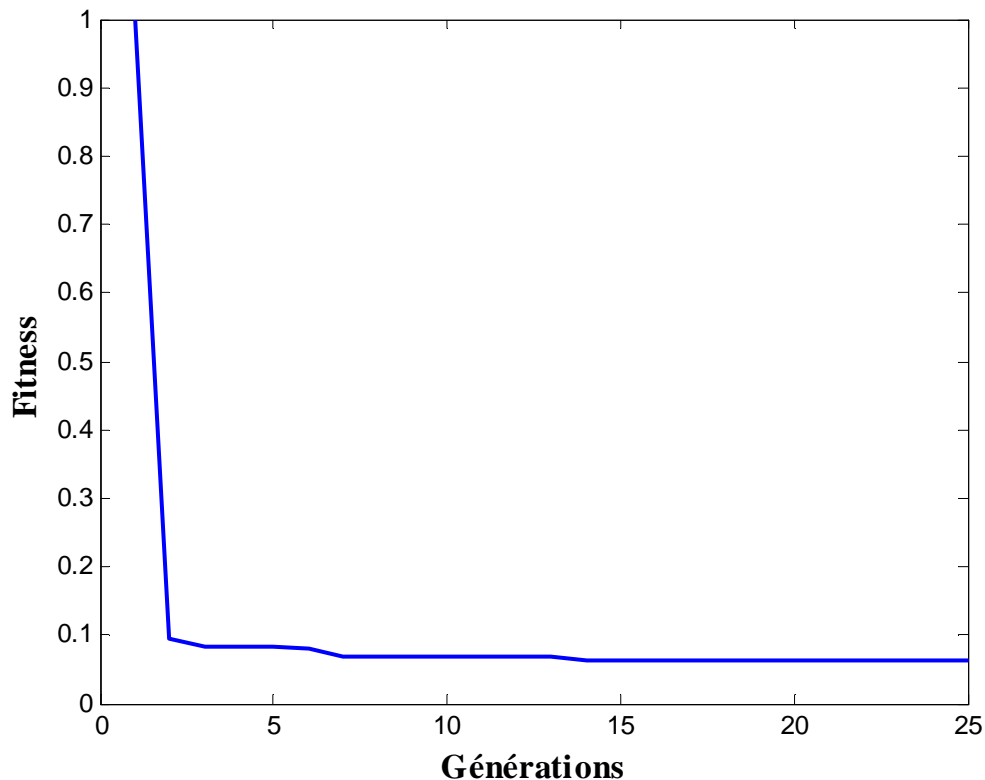


Figure IV.12 b) : Fitness méthode de Schelkunoff

N=32 Zéros en 5° et 11°

#### Les zéros

**-75.1795 -64.1838** -56.7242 -50.1710 -44.4173 -39.1829 -34.3133 -29.7118 -25.3126  
 -21.0681 -16.9416 -12.9039 -11.0000 -8.9305 -5.0000 5.0000 8.9305 11.0000  
 12.9039 16.9416 21.0681 25.3126 29.7118 34.3133 39.1829 44.4173 50.1710  
 56.7242 **64.1838 75.1795**

Les résultats obtenus avec la méthode de Schelkunoff sont dans l'ensemble assez bons. Le diagramme est symétrique. Comparativement à la méthode de réjection d'interférences, on a ici une remontée des lobes secondaires des deux côtés, mais ici, la réjection est infinie.

#### **IV.6 Conclusion**

L'optimisation des diagrammes d'antennes à l'aide de l'algorithme génétique a donné de très bons résultats, vu les simulations que nous avons effectuées. Cet algorithme permet de résoudre beaucoup de problèmes comme l'élimination d'interférences, la satisfaction des contraintes d'un gabarit,... On peut aussi fixer certains paramètres telle que les positions des antennes et optimiser les autres. L'algorithme est très facile à programmer. Cependant, cette méthode n'est pas

---

reproductible et présente un inconvénient majeur représenté par le temps de calcul élevé. Ce dernier dépend de la taille de la population à explorer (il faut un nombre élevé d'individus pour une meilleure recherche de la solution optimale).

---



---

## CONCLUSION GENERALE

---

Dans ce travail, nous avons contribué au développement du concept des réseaux d'antennes en se basant sur l'algorithme génétique, pour chercher des changements à apporter sur les différents paramètres des réseaux d'antennes, pour ça, nous avons essayé d'optimiser un réseau d'antennes linéaire, en changeant les paramètres d'alimentation et de distribution des antennes. Afin de répondre à des exigences liés au diagramme de rayonnement tel que ;

- Une rejection d'interférence.
- Réductions des lobes secondaires à l'aide d'un gabarit.
- Mettre des zéros dans les directions désirées, en utilisant la méthode de SHELKUNOFF.

Cette approche a donné des résultats très satisfaisants, mais le temps de calcul de cette technique est de l'ordre des secondes, ce qui la rend inadaptée pour des applications qui nécessitent une réponse très rapide comme le secteur des télécommunications où la plupart des applications sont en temps réel.

---

## ANNEXES

### Annexe A : Les algorithmes adaptatifs

Pour obtenir les pondérations optimales, diverses méthodes sont possibles. Le choix de l'algorithme qui permet d'atteindre la solution optimale est une étape cruciale car de lui dépendent la vitesse de convergence et la complexité d'intégration matérielle. Les algorithmes utilisés sont :

- LMS : algorithme du gradient stochastique

Cet algorithme, le LMS, est sans doute le plus commun et de nombreux travaux y font référence. Il est basé sur la méthode du gradient qui calcule et remet à jour les pondérations de façon récursive. On montre que l'erreur est une forme quadratique des pondérations et, intuitivement, la solution optimale est obtenue en corrigeant pas à pas le vecteur de pondération dans la direction du minimum. Les pondérations optimales au temps  $n+1$  sont calculées selon la relation de récurrence suivante :

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2} \mu \left[ -\nabla (E\{\varepsilon^2(n)\}) \right]$$

or  $E\{\varepsilon^2(t)\} = -2r_{xd} + 2R_{xx} w$ , ce qui revient à écrire :

$$w(n+1) = w(n) + \mu [r_{xd} - R_{xx} w(n)]$$

En pratique, la valeur exacte du gradient ne peut être déterminée du fait que les matrices  $r_{xd}$  et  $R_{xx}$  ne sont pas elles-mêmes connues. L'une des solutions consiste à utiliser leurs estimations instantanées qui sont respectivement définies par :

$$\hat{R}_{xx}(n) = x(n)x^H(n) \text{ et } \hat{r}_{xd}(n) = d^*(n)x(n)$$

Les pondérations sont remises à jour selon :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n) \left[ d^*(n) - x^H(n) \hat{w}(n) \right] = \hat{w}(n) + \mu x(n) \varepsilon^*(n)$$

Le LMS est un algorithme adaptatif qui met à jour les pondérations au rythme de l'échantillonnage des données de telle sorte que la séquence converge vers la solution optimale. Le principal avantage du LMS est sa simplicité et ses performances sont acceptables dans beaucoup d'applications. En termes de convergence, il est cependant médiocre. Quand les valeurs propres de

$R_{xx}$  sont très différentes, la convergence peut être lente et d'autres algorithmes plus rapides doivent être envisagés.

- Inversion directe de la matrice de convergence (DMI)

L'une des solutions pour augmenter la vitesse de convergence est d'inverser directement la matrice de covariance  $R_{xx}$ , les signaux utiles et interférents n'étant pas a priori connus, les matrices  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  sont estimées dans un intervalle de temps fini :

$$R_{xx} = \sum_{i=N_1}^{N_2} x(i)x^H(i) \quad \text{et} \quad \hat{r}_{xd} = \sum_{i=N_1}^{N_2} d^*(i)x(i)$$

Les performances du DMI en termes de convergence sont supérieures à celles du LMS, mais cette méthode demande un calcul plus complexe. L'algorithme de DMI exige également un signal de référence.

- Algorithme des moindres carrés récursifs (RLS, Recursive least squares algorithm)

La méthode RLS estime  $R_{xx}$  et  $r_{xd}$  en utilisant une somme pondérée :

$$\hat{R}_{xx} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} x(i)x^H(i) \quad \text{et} \quad \hat{r}_{xd} = \sum_{i=1}^N \gamma^{n-1} d^*(i)x(i)$$

Le facteur d'oubli,  $0 < \gamma < 1$ , permet de donner plus d'importance aux échantillons les plus récents tandis que les échantillons plus lointains dans le temps sont oubliés. L'intérêt d'introduire le paramètre  $\gamma$  est de permettre au processeur de suivre les variations statistiques des signaux reçus.

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

$$\hat{R}_{xx}(n) = \gamma \hat{R}_{xx}(n-1) + x(n)x^H(n) \quad \text{et} \quad \hat{r}_{xd}(n) = \gamma \hat{r}_{xd}(n-1) + d^*(n)x(n)$$

Il reste maintenant à déterminer l'inverse de la matrice de covariance que l'on obtient par la relation de récurrence :

$$R_{xx}^{-1}(n) = \gamma^{-1} \left[ R_{xx}^{-1}(n-1) - q(n)x_{rd}(n)R_{xx}^{-1}(n-1) \right]$$

$$\text{où le facteur } q \text{ est donné par : } q(n) = \frac{\gamma^{-1} R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}{1 + \gamma^{-1} x^H R_{xx}^{-1}(n-1)x(n)}$$

Finalement, les pondérations sont remises à jour :

$$\hat{w}(n) = \hat{w}(n-1) + q(n) \left[ d^*(n) - w^H(n-1)\hat{x}(n) \right]$$

- Algorithme à module constant « CMA- Constant modulus algorithm »

L'algorithme à module constant est un algorithme adaptatif sans visibilité proposé par Il n'exige aucune connaissance précédente du signal désiré. En forçant le signal reçu pour avoir une amplitude constante, CMA récupère le signal désiré.

L'équation de mise à jour de vecteur poids (pondération) est donné par :

$$\hat{w}(n+1) = \hat{w}(n) + \mu x(n) \varepsilon^*(n) \quad \text{et} \quad \varepsilon(n) = [1 - |y(n)|^2] y(n) x(n)$$

Quand l'algorithme de CMA converge, il converge vers une solution optimale, mais la convergence de cet algorithme n'est pas garantie parce que la fonction  $\varepsilon$  n'est pas convexe et peut avoir des faux minima. Un autre problème potentiel est que s'il y a plus d'un signal fort, l'algorithme peut acquérir un signal peu désiré. Ce problème peut être surmonté si les informations additionnelles sur le signal désiré sont disponibles.

- Antenne adaptative à traitement spatial (PA) (phased array) :

En faisant la formation des faisceaux « beamforming » numériquement (en appliquant des algorithmes) un faisceau mobile continu est établi, qui est orienté vers le composant de signal de plus forte puissance. C'est la généralisation du concept de lobes commutés et à un nombre de directions de faisceaux infini.

### **Annexe B : Calcul des pondérations à partir des zéros**

Supposons qu'on ait un polynôme de la variable complexe  $Z$ , de degré  $N$ . Ce polynôme peut se mettre sous la forme :

$$q(Z) = \sum_{i=0}^N A_i Z^i$$

On montre que ce polynôme admet  $N$  racines complexes  $Z_1, Z_2, \dots, Z_{N-1}, Z_N$  telles que :

$$F(\theta) = q(Z) = a_N \prod_{p=1}^N (Z - Z_p)$$

avec les relations entre racines  $Z_p$  et coefficients  $A_p$  suivantes :

$$\forall p \in [0, N], A_p = (-1)^p \cdot \sum_{C_N^p} \prod_{(N-p) \text{ racines différentes}}$$

Avec

$$C_N^p = \frac{N!}{p! \cdot (N-p)!}$$

---

**BIBLIOGRAPHIE**

---

[1] Optimisation par les réseaux de neurones de réseaux d'antennes imprimées », Journées des Mathématiques Appliquées, JMA'2000', Blida, 13-14 novembre 2000, recueil des résumés p. 53.

[2] Merad, F.T. Bendimerad et S.M. Meriah «Conception de réseaux d'antennes imprimées par les algorithmes génétiques et le recuit simulé » Traitement du signal 2004 volume 21 numéro 3

[3] Cengiz and H. Tokat “Linear antenna array design with use of genetic, memetic and tabu search optimization algorithms” Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 1, 63–72, 2008

[4] Debbat F. Bendimerad « Optimisation d'un réseau adaptatif d'antennes par l'algorithme génétique et le recuit simulé. 6<sup>ème</sup> Conférence Francophone de Modélisation et Simulation - MOSIM 06 - du 3 au 5 avril 2006 Rabat

[5] Zied Malouche et Odile Macchi « Séparation de sources adaptative et estimation des angles d'arrivée pour une antenne linéaire » 16<sup>ème</sup> colloque gretsi 15-19 septembre 1997 grenoble

[6] Gaël GODI, Ronan SAULEAU, Daniel THOUROUDE « Conception d'Antennes Lentilles par Algorithme Génétique »

[7] Ghayoula Ridha, Gharsallah Ali, FADLALLAH Najib, « Optimisation à la synthèse des diagrammes de rayonnement de réseau d'antennes linéaires par les réseaux de neurones, SETIT 2007 Tunisia

[8] Debbat.F et \*Bendimerad.F.T « Les Algorithmes d'Optimisation Globale: Application Réseaux Intelligents d'Antennes » SETIT 2005 Tunisia

[9] Vincent Magnin « Optimisation et algorithme génétique » UMR CNRS N° 8520

[10] Thomas Vallée et Murat Yıldızoğlu, « Présentation des algorithmes génétiques et de leurs applications en économie » 7 septembre 2001, v. 1.2

---

