

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ ABOU-BEKR BELKAÏD – TLEMÇEN

FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR

DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS

2737
06-09-04
46/02

Mémoire de Magister en Electronique

Option : *Signaux et Systèmes*

THEME

ANALYSE ET SYNTHÈSE DES RESEAUX D'ANTENNES
IMPRIMEES MULTIBANDES A L'AIDE
DES MODELES EQUIVALENTS

Présenté par

ABRI Mehadj

Soutenue en Juin 2004 devant le jury :

Président :
Examineurs :

Directeur de thèse :
Co-Directeur de thèse :

Mr M. FEHAM
Mr K. GHAFfour
Mr M. CHIKH-BLED
Mr F.T. BENDIMERAD
Mr N. BOUKLI-HACENE

Prof à l'Université de Tlemcen
M.C à l'Université de Tlemcen
M.C à l'Université de Tlemcen
Prof à l'Université de Tlemcen
C.C à l'Université de Tlemcen

*A tous mes parents
A tous mes amis*

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au le Laboratoire de Télécommunications du Département d'Electronique de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l' Université Abou-Bekr Belkaïd-Tlemcen.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur **F. T. BENDIMERAD**, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd et Directeur du Laboratoire de Télécommunications, de m'avoir dirigé et guidé tout le long de ce travail. Ses critiques constructives, remarques et précieux conseils ont contribué à faire progresser mes recherches.

Je remercie très sincèrement Monsieur **N. BOUKLI-HACENE**, Chargé de cours à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, pour son suivi et soutien permanent, ses conseils judicieux et ses remarques constructives qui ont fait avancer mes travaux.

J'exprime mes remerciements à Monsieur **M. FEHAM**, Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, qui a bien voulu me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur **M. CHIKH-BLED**, Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de faire partie du jury.

Monsieur **K. GHAF FOUR**, Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, me fait l'honneur d'examiner cette thèse, je le remercie vivement.

Je tiens à remercier sincèrement tous les membres du Laboratoire de Télécommunications pour leurs encouragements, sans oublier mes collègues des autres Laboratoires de recherche.

Enfin, j'adresse mes remerciements à toutes les personnes qui de près ou de loin m'ont aidé et soutenu pendant cette période.

Résumé :

Ce travail concerne l'analyse et la synthèse des réseaux d'antennes imprimées annulaires fonctionnant en multibande.

Des structures de formes particulières sont tout d'abord présentées. La méthode d'analyse est celle de la cavité modifiée pour tenir compte des effets de bords des champs en remplaçant la permittivité des substrats diélectriques par une permittivité dynamique (concept de WOLF) fonction des paramètres physiques et géométriques des antennes. Les résultats obtenus de l'antenne seule sont comparés à ceux de la littérature.

Ensuite, nous avons envisagé le problème de synthèse que nous l'avons résolu avec deux méthodes stochastiques à savoir l'algorithme génétique et le recuit simulé. Ces méthodes sont capables d'optimiser le réseau d'antennes imprimées par action sur ses différents paramètres c'est-à-dire l'amplitude et la phase de l'alimentation et la position des sources.

Mots clés : Antenne imprimée, Réseau d'antennes, Multibande, Analyse, Méthode de la cavité, Synthèse, Diagramme de rayonnement, algorithme génétique, recuit simulé.

Abstract

This work concerns the analysis and the synthesis of the ring printed antennas arrays operating in multiband.

Structures of particular forms are first of all presented. The analysis method is that of the modified cavity in order to take account of the fields edges effects by replacing the permittivity of the dielectric substrates by a dynamic permittivity (Wolf concept) function of the physical and geometrical antennas parameters. The obtained results for the alone antenna are compared with those of the literature.

Then, we considered the synthesis problem solved with two stochastic methods namely the genetic algorithm and simulated annealing. These methods are able to optimize the printed antennas arrays by action on its various parameters i.e. the supply amplitude and phase and the sources position.

Key words: Printed antenna, antennas arrays, multiband, analysis, cavity method, synthesis, radiation pattern, genetic algorithm, simulated annealing.

Sommaire

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : Généralités sur les antennes imprimées	
I.1 L'antenne imprimée.....	5
I.2 Technologie des antennes imprimées.....	6
I.2.1 Les matériaux diélectriques.....	6
I.2.2 Les matériaux conducteurs.....	6
I.2.3 Différentes formes d'antennes imprimées.....	6
I.3 Techniques d'alimentation.....	9
I.4 Mécanisme de rayonnement.....	9
I.5 Avantages et inconvénients.....	10
I.5.1 Avantages des antennes imprimées	11
I.5.2 Inconvénients des antennes imprimées	11
I.6 Application des antennes imprimées.....	11
I.7 Antennes imprimées fonctionnant en multibandes.....	11
I.8 Méthodes utilisée pour le calcul des caractéristiques des antennes imprimées.....	14
I.8.1 Méthodes rigoureuses.....	14
I.8.1.1 méthodes des différences finies.....	14
I.8.1.2 Méthodes des éléments finis.....	14
I.8.1.3 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM).....	15
I.8.1.4 Méthode intégrales.....	15
I.8.2 Méthodes simples.....	15
I.8.2.1 Méthode de lignes de transmission.....	15
I.8.2.2 Méthode de la cavité.....	16
I.9 Conclusion.....	16
CHAPITRE II : Analyse du rayonnement	
II.1 Introduction.....	18
II.2 Analyse de la structure	18
II.3 Champ rayonne par une antenne annulaire.....	21
II.4 Réseau linéaire.....	22
II.4.1 Diagramme de rayonnement	22
II.5 Réseau plan.....	24
II.6 Résultats d'analyse	26
II.6.1 Antenne seule.....	26
II.6.2 Comparaison entre les modes	28
II.6.3 Réseau d'antennes annulaires.....	29
II.6.3.1 Réseaux linéaires.....	29
II.6.3.2 Réseaux plans.....	35
II.7 Etude de l'influence des différents paramètres de l'antenne sur le diagramme de rayonnement du réseau.....	40
II.7.1 Influence des rayons r_1 et r_2 de l'anneau	40
II.8 Conclusion	45

CHAPITRE III : Algorithmes génétiques

III.1 Introduction.....	47
III.2 Principe de l'algorithme génétique.....	48
III.3 Caractéristique des algorithmes génétiques.....	49
III.4 Codage des paramètres.....	49
III.5 Fonction d'évaluation.....	51
III.6 Création de la population initiale	51
III.7 Opérateur de l'algorithme génétique.....	52
III.7.1 Sélection	52
III.7.1.1 Sélection par décimation	52
III.7.1.2 Sélection proportionnelle.....	53
III.7.1.3 Sélection par tournois.....	54
III.7.2 Croisement	54
III.7.2.1 Croisement en un point	54
III.7.2.2 Croisement en deux points	54
III.7.2.3 Croisement uniforme	55
III.7.3 Mutation.....	55
III.8 Cycle de l'algorithme génétique	57
III.9 Application de l'algorithme génétique	58
III.10 Avantages et inconvénients.....	58
III.11 Conclusion	58

CHAPITRE IV : Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique

IV.1 Introduction.....	61
IV.2 Problème de synthèse	61
IV.3 Algorithme génétique et réseaux d'antennes imprimées.....	63
IV.4 Application aux réseaux linéaires.....	64
IV.4.1 Synthèse par loi d'amplitude	64
IV.4.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale	67
IV.4.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase.....	70
IV.5 Application aux réseaux plans	72
IV.5.1 Synthèse par loi d'amplitude.....	73
IV.5.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale	76
IV.5.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase.....	80
IV.6 Synthèse de réseaux linéaire pour d'autres modes de propagation.....	83
IV.6.1 Synthèse par loi d'amplitude	83
IV.6.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale.....	86
IV.7 Conclusion.....	90

CHAPITRE V : Recuit simulé

V.1 Introduction	92
V.2 Recuit Simulé	92
V.2.1 Caractéristiques du Recuit Simulé	94
V.2.1.1 Température.....	94
V.2.1.2 Température Initiale T_0	94

V.2.1.3	Décroissance de la température	95
V.2.1.4	Chaîne de Markov	97
V.2.2	Critère de Metropolis	97
V.2.3	Choix du nouveau point et décroissance de la température.....	98
V.2.3.1	L'algorithme de BOLTZMANN (B A : Boltzmann Annealing)..	101
V.2.3.2	Recuit Rapide (FA : Fast Annealing).....	101
V.2.3.3	Recuit Simulé Adaptatif (ASA).....	101
V.3	Méthode Utilisée	102
V.4	Conclusion.....	106

CHAPITRE VI : Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par le recuit simulé

VI.1	Applications aux réseaux linéaires.....	108
VI.1.1	Synthèse par loi d'amplitude	108
VI.1.2	Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale	110
VI.1.3	Synthèse par lois d'amplitude et de phase.....	113
VI.2	Application aux réseaux plans	115
VI.2.1	Synthèse par loi d'amplitude.....	115
VI.2.2	Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale	119
VI.2.3	Synthèse par lois d'amplitude et de phase.....	122
VI.3	Synthèse de réseaux linéaire pour d'autres modes de propagation.....	126
VI.3.1	Synthèse par loi d'amplitude	126
VI.4	Conclusion.....	129

CONCLUSION GENERALE	131
----------------------------------	------------

ANNEXE A : Calcul de la capacité dynamique	134
---	------------

ANNEXE B : Détermination de l'expression de l'impédance du circuit équivalent	136
--	------------

ANNEXE C : Logiciel de synthèse de réseaux d'antennes imprimées annulaires	138
---	------------

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	144
--	------------

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'antenne est une interface entre le milieu dans lequel les ondes sont guidées et le milieu dans lequel se propagent les ondes entre les lieux d'émission et de réception. Afin de ne pas pénaliser le bilan d'énergie, l'antenne doit généralement concentrer les signaux dans des directions privilégiées de l'espace (vers les correspondants) et au contraire en envoyer peu dans d'autres directions pour diminuer les brouillages entre systèmes. Pour des raisons d'encombrement, il lui est fréquemment demandé de fonctionner dans plusieurs bandes de fréquence, généralement en émission et en réception. Les antennes imprimées annulaires peuvent répondre aux exigences de ces applications.

Afin d'améliorer leurs performances, les antennes imprimées se prêtent très bien à la réalisation de réseaux de plusieurs dizaines, ou plusieurs centaines d'éléments et cela pour divers raisons :

- Les faibles dimensions des éléments et leur simplicité de réalisation.
- Leur aptitude à être imprimées sur des surfaces planes ou incurvées, facilement intégrables, par exemple, au fuselage d'un avion ou d'une fusée.
- La possibilité de disposer les éléments rayonnants et le dispositif d'alimentation de part et d'autre d'un plan de masse commun et une structure très compacte, légère et peut coûteuse.

L'analyse de l'antenne imprimée annulaire est élaborée en utilisant le modèle de la cavité avec l'introduction de la permittivité dynamique permettant une meilleure prise en compte des effets de bord. Dans cette étude les expressions des champs lointains rayonnés sont établies et explicitées. Les résultats numériques du diagramme de rayonnement pour une antenne seule excitée aux modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} sont présentés et comparés. Une extension de cette étude aux réseaux d'antenne a été établie.

Le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et de répartition spatiale des éléments rayonnants, qui permettent de fournir un

diagramme de rayonnement aussi proche que possible d'un diagramme désiré optimal spécifié par un gabarit. Le but de cette optimisation est 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. 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.

Nous proposons des méthodes basées sur l'algorithme génétique et le recuit simulé capables d'optimiser le réseau d'antennes imprimées par action sur les différents paramètres du réseau.

Le premier chapitre de ce travail offre un panorama général sur les antennes imprimées. Après avoir donné les fondements de base d'un tel dispositif, nous décrivons brièvement l'ensemble des techniques d'alimentations utilisées pour ce type d'antennes. Nous poursuivons cette étude par quelques applications. Nous avons aussi énuméré les différentes façons d'obtenir plusieurs fréquences de résonance et nous avons recensé quelques méthodes utilisées pour le calcul des caractéristiques radioélectriques de ces antennes imprimées.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la structure annulaire et nous nous sommes intéressés à l'analyse de réseau d'antennes annulaires, linéaires et plans. La méthode de la cavité a été utilisée pour la formulation du champ électrique avec l'introduction du concept de la permittivité dynamique permettant une meilleure prise en compte des effets de bords.

Dans le troisième chapitre, une approche pratique des algorithmes génétiques est exposée. Après une présentation générale de ces algorithmes, les différents opérateurs génétiques sont décrits avec leurs variantes les plus couramment rencontrées.

Dans le quatrième chapitre, nous abordons la synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique, plusieurs cas concrets de réseaux d'antennes linéaires et plans sont traités et simulés.

Dans le cinquième chapitre, nous étudierons la méthode du recuit simulé. L'introduction d'une telle variante, représente aussi une alternative intéressante pour la synthèse de réseaux d'antennes imprimées.

Dans le sixième chapitre, la synthèse de réseaux d'antennes imprimées par le recuit simulé est effectuée, plusieurs cas concrets de réseaux d'antennes linéaires et plans sont traités et simulés.

Le logiciel réalisé à base de l'algorithme génétique et du recuit simulé permet de modifier les caractéristiques de rayonnement du réseau d'antennes par action sur l'amplitude, la phase et les positions des sources rayonnantes.

Chapitre I

Généralités sur les antennes imprimées

I.1 L'ANTENNE IMPRIMÉE

Une antenne imprimée est une surface de métallisation, supportée par un matériau non conducteur appelé substrat diélectrique, caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r et sa tangente de pertes $tg\delta$ et son épaisseur Hs . L'autre face du substrat est entièrement métallisée appelée plan de masse (figure I.1) [1].

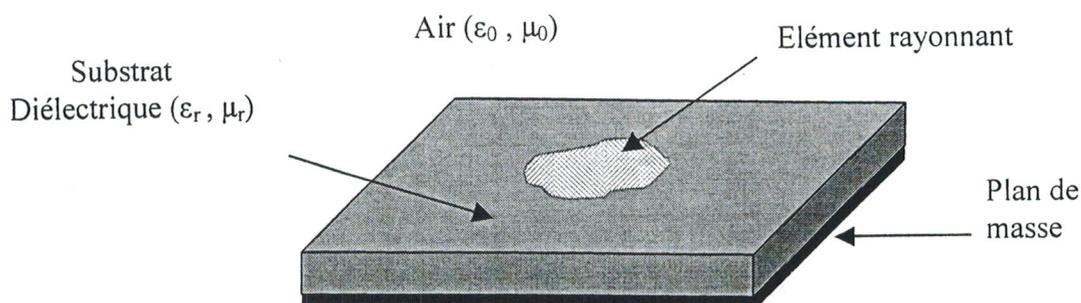


Figure I.1 Antenne imprimée de forme quelconque.

Les dimensions de l'élément métallique sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde de travail. Le rayonnement est directionnel dans un demi-espace si le plan de masse ou plan réflecteur est supposé infini. Une antenne plaque imprimée se caractérise par les grandeurs suivantes : l'impédance d'entrée, la fréquence de résonance, la bande passante, le diagramme de rayonnement, la directivité, la polarisation, le facteur de couplage, le gain, le rendement. La métallisation sera alimentée par des générations de courants reliés à l'antenne par l'intermédiaire d'une liaison (guide d'ondes, ligne de transmission, ...) en un ou plusieurs points déterminés selon la polarisation désirée.

Pour une utilisation adéquate, il est indispensable de connaître les valeurs de toutes ces grandeurs. Le principal intérêt des antennes imprimées réside dans la possibilité d'en constituer des réseaux de plusieurs dizaines d'éléments, voire plusieurs centaines. Ces réseaux ont des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé. De plus le balayage du faisceau principal peut se faire électroniquement.

I.2 TECHNOLOGIE DES ANTENNES IMPRIMEES

I.2.1 Les matériaux diélectriques

Ces matériaux diélectriques sont utilisés comme substrat, comme protection ou comme couche intermédiaire. Les qualités qu'ils doivent avoir pour une utilisation en microruban sont [2] [3] :

- Une résistance mécanique suffisante, car ils doivent souvent supporter la structure entière.
- Une conductivité thermique suffisante pour éviter un échauffement excessif.
- L'hydrophobie, car l'eau altère les performances du matériau.
- Des pertes diélectriques très faibles.
- Une dispersion faible.
- Une faible anisotropie et un comportement linéaire.
- Un usinage et une découpe faciles.

Il existe une grande variété de matériaux tels que les matériaux synthétiques (polystyrène...), les céramiques, les quartz, les semi-conducteurs (Si, GaAs).

I.2.2 Les matériaux conducteurs

Dans une structure microruban, les conducteurs se présentent sous la forme de ruban très mince découpé suivant différentes géométries. Les matériaux couramment employés sont le cuivre, l'argent, l'or ou l'aluminium du fait de la valeur de leur conductivité.

I.2.3 Différentes formes d'antennes imprimées

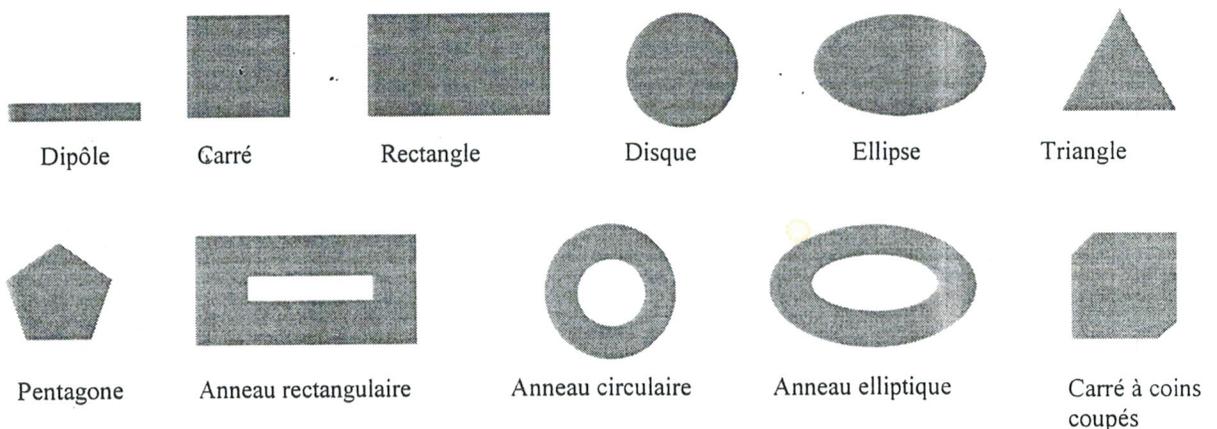
L'élément rayonnant conducteur est en général cuivré. Il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée (figure I.2). Il y a tout d'abord le dipôle microruban, qui attire par sa petitesse quelques applications. Cependant son exploitation reste limitée à cause de sa bande passante étroite. Le plus souvent rencontrées, sont les antennes rectangulaires. C'est la configuration la plus simple. Elle fonctionne aux modes fondamentaux TM_{01} ou TM_{10} de la cavité rectangulaire. Sa bande passante très étroite limite son domaine d'application. La polarisation du champ est rectiligne si l'antenne est excitée en un seul point, mais la question de la pureté de la polarisation, se pose. La recherche théorique et expérimentale est abondante sur ce sujet. Souvent on ajoute une couche supplémentaire de

diélectrique, mais cela entraîne une diminution de la fréquence de résonance [4] [5]. La bande passante peut être élargie en augmentant l'épaisseur du substrat [6] [7], mais cela induit une diminution du rendement, à cause du phénomène des ondes de surface dont il faut tenir compte lors de l'analyse. Dans la littérature, il existe des formules simples donnant les valeurs approchées de la fréquence de résonance, de l'impédance d'entrée, diagramme de rayonnement et du rendement [8].

Quant à l'antenne circulaire, ses performances sont comparables à celle de l'antenne rectangulaire. Généralement elle est utilisée à la fréquence du mode TM_{11} de la cavité cylindrique.

L'utilisation de la forme triangulaire a également été prise en considération par certains auteurs [9]. L'élément triangulaire présente des caractéristiques de rayonnement semblables à celle du rectangle. En plus de cela, il a été établi que les éléments triangulaires déposés d'une certaine façon, permettent au constructeur de réduire de manière considérable le couplage entre éléments adjacents du réseau.

On trouve également d'autres formes plus complexes et plus difficiles à analyser. Elles résultent souvent de la combinaison de deux formes simples et sont utilisées dans certaines applications particulières.



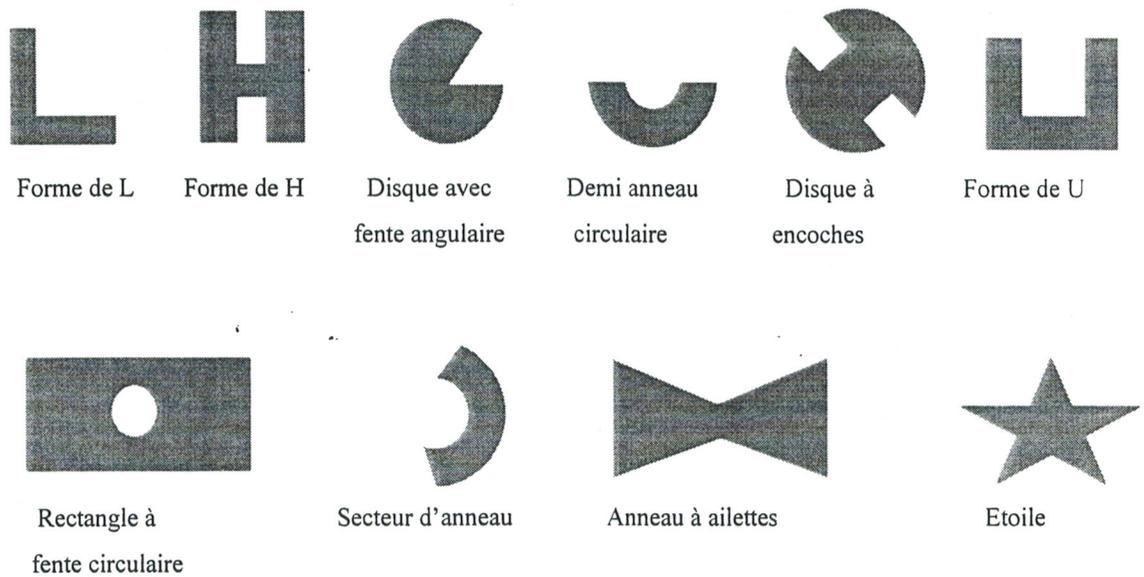


Figure I.2 Différentes formes des Antennes imprimées.

Dans le cadre de notre travail, notre choix s'est porté sur l'antenne de forme annulaire. Dans la figure I.3, on présente une antenne de forme annulaire de rayons r_1 et r_2 .

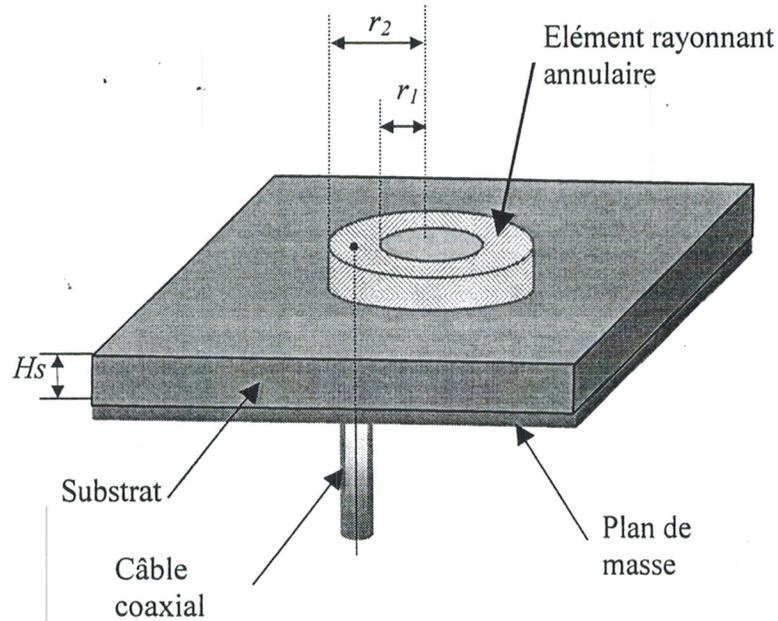


Figure I.3 -Antenne imprimée de forme annulaire.

I.3 TECHNIQUES D'ALIMENTATION [10] [11]

L'alimentation est l'étape la plus importante et la plus délicate dans la fabrication d'une antenne imprimée. L'alimentation peut modifier les caractéristiques de rayonnement. Elle pourra être soit centrée soit arbitraire par rapport à la forme de l'élément.

Il existe une large variété de mécanismes d'alimentation permettant ainsi de fournir à l'antenne, l'énergie qui lui est nécessaire pour rayonner.

Les plus couramment utilisées :

- Alimentation par câble coaxial
- Alimentation par ligne micro ruban
- Alimentation par fente
- Alimentation par couplage
- Alimentation par ligne coplanaire

I.4 MECANISME DE RAYONNEMENT

En se basant sur la théorie de l'optique géométrique [12].

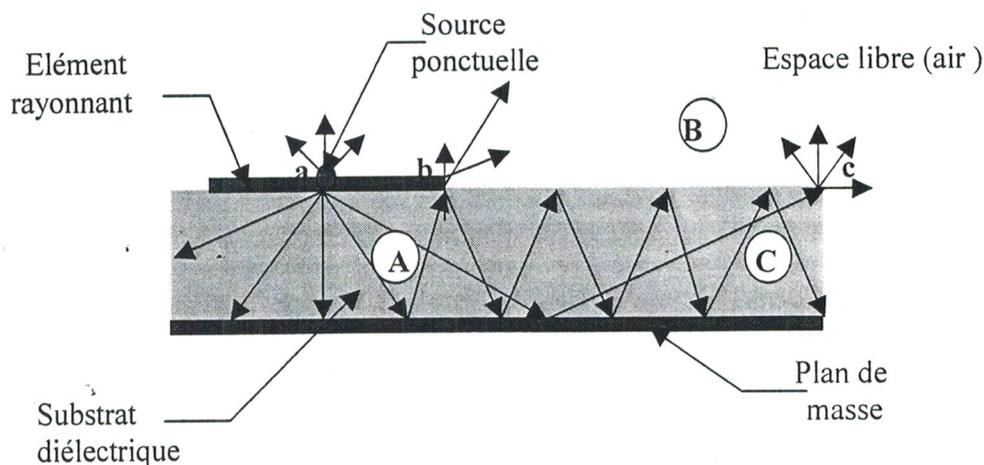


Figure I.4 Trajectoire des rayons dans une antenne micro ruban.

Sur le conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle au point « a » qui rayonne dans toutes les directions (source isotopique). Une partie de celui-ci est réfléchi par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite à l'intérieur du substrat.

Certains rayons aboutissent sur l'arrête du conducteur (point « **b** ») qui les diffracte, par conséquent le champ se décompose en deux composantes normale et tangentielle par rapport au plan de masse. On distingue alors trois régions différentes :

Région A : Dans cette région le champ électromagnétique s'accumule plus fortement. Lorsque les fréquences sont basses ; le champ électromagnétique est concentré dans cette zone. Donc il y a propagation sans rayonnement.

Région B : Région de l'espace libre au dessus du substrat dans laquelle il y a dispersion libre du champ, la contribution des sources ponctuelles est faible, la partie la plus grande du rayonnement provient des rayons à l'extrémité du conducteur supérieur (point « **b** »). Si on augmente la fréquence, nous obtenons un fonctionnement en antenne.

Région C : Dans cette région, une partie des rayons atteint le bord du substrat (point « **c** ») et reste piégée à l'intérieur du diélectrique. Les rayons sont diffractés et engendrent un rayonnement parasite (phénomène d'ondes de surface guidées).

1.5 AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS [13]

Les antennes imprimées ont une structure plane, on peut donc exploiter tous les avantages de la technologie des circuits imprimés, elles ont par ailleurs de nombreux avantages par rapport aux antennes conventionnelles. Toutefois, comme rien n'est jamais parfait, nous pouvons citer quelques inconvénients.

1.5.1 Avantages des antennes imprimées

- Un faible poids.
- Une faible épaisseur.
- Un coût réduit dans le cas d'une réalisation en grande série.
- Elles peuvent être polarisées linéairement ou circulairement (droite ou gauche) par simple changement de la position d'alimentation.
- Possibilité d'intégration des éléments actifs, directement sur le même substrat (oscillateurs, amplificateurs, modulateurs...).
- Un encombrement réduit (conditions d'utilisation sur les systèmes embarqués) et compatibilité aisée.
- En raison de leur faible coût et encombrement, on peut facilement les associer en réseau afin d'améliorer leur gain.

1.5.2 Inconvénients des antennes imprimées

- Bande passante très étroite.
- Faible gain dû aux pertes et faible rendement dû à la concentration des champs sur les parois métalliques.
- Effet de couplage parasite entre les éléments (excitation d'ondes de surface guidées).
- Rayonnement parasite de l'alimentation.
- Puissance supportable plus faible vis à vis aux antennes classiques.
- Pureté de polarisation difficile à obtenir.

1.6 APPLICATIONS DES ANTENNES IMPRIMEES

Pour un utilisateur, la principale qualité des antennes imprimées reste leur faible volume et leur discrétion. Grâce à leur conformabilité, elles perturbent très peu l'aérodynamisme des véhicules terrestres ou aériens sur lesquels elles sont montées.

L'aviation civile et militaire a des besoins spécifiques et bien souvent la sécurité en vol dépend d'un composant crucial qui est l'antenne. La technologie des antennes imprimées a été introduite dans les systèmes de communication, de navigation et d'atterrissage.

L'antenne à balayage électronique constitue une application typique des réseaux d'antennes imprimées aux systèmes de télédétection ou RADAR, et concurrence les antennes classiques à balayage mécanique car elle ne connaît pas les problèmes d'usure mécanique. Mais en revanche, son coût de fabrication est nettement plus élevé.

Les antennes imprimées ont été montées sur des missiles comme système de guidage. Dans les applications de guidage et de télédétection, la qualité importante de l'antenne est d'avoir une bonne directivité, par contre pour les systèmes de communication la bande passante est nécessairement large.

La sécurité routière et le confort des passagers peuvent être améliorés à l'aide de systèmes RADAR utilisant des antennes imprimées placées sur des véhicules, pour connaître la distance entre les véhicules par temps de brouillard, la vitesse, et l'état de la route pour les systèmes à suspension active.

1.7 ANTENNES IMPRIMEES FONCTIONNANT EN MULTIBANDE

De nombreux auteurs se sont penchés sur ce type d'antenne. La principale méthode a été de modifier des éléments rayonnants de formes classiques (carré, disque) afin d'obtenir

plusieurs fréquences de résonance. Nous donnons, ci-après, quelques exemples d'antennes de formes particulières.

Antenne à encoche : [14]

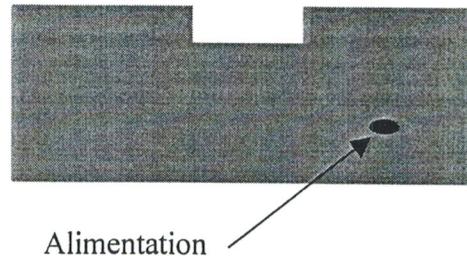


Figure I.5 Antenne à encoche.

La double résonance peut être obtenue en taillant une encoche rectangulaire dans une antenne microruban carrée (figure I.5). La variation de la dimension de cette encoche entraîne une variation de l'écart entre les fréquences de résonance.

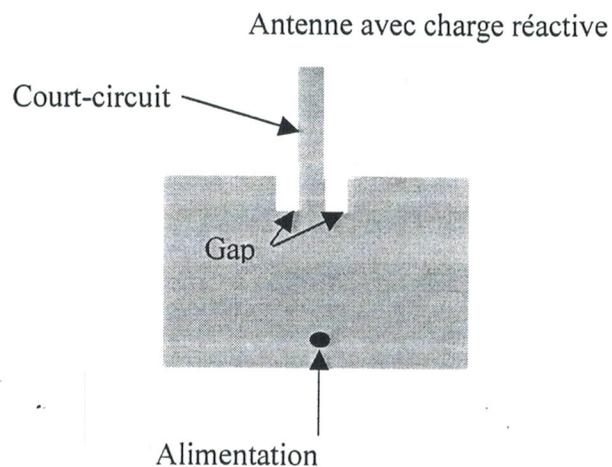


Figure I.6 Antenne avec charge réactive.

Davidson et Al [15] ont ajouté à une antenne à encoche une ligne microruban court-circuitée. Ainsi, en faisant varier les dimensions de la ligne ou la largeur du "gap", il est possible d'obtenir deux fréquences de résonance plus ou moins proches l'une de l'autre.

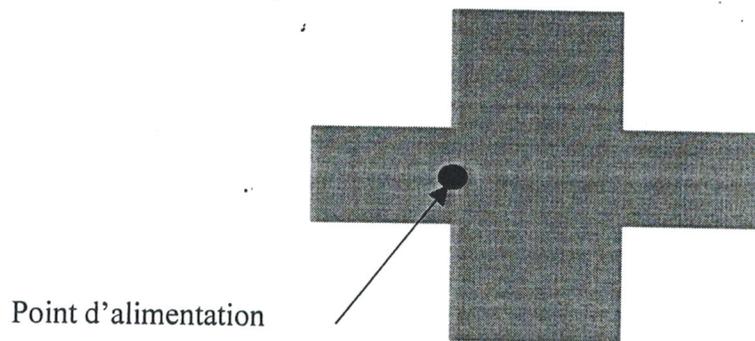


Figure I.7 Antenne en forme de croix [16].

Un bon fonctionnement en bibande est obtenu pour des longueurs des branches identiques. Une variation de la largeur des branches entraîne une variation des valeurs des impédances d'entrée de chaque résonance.

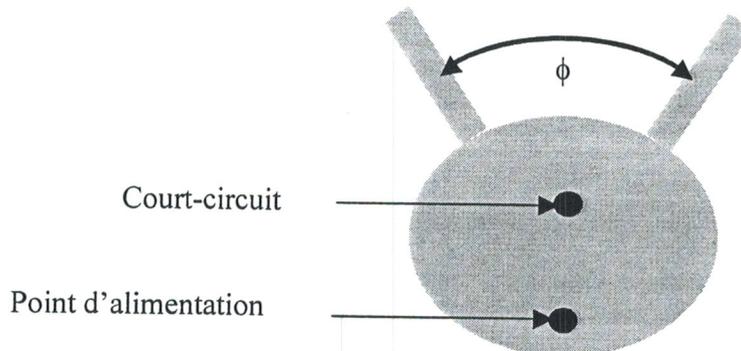


Figure I.8 Antenne de forme circulaire avec lignes radiales [17].

Un antenne de forme circulaire peut être modifiée (figure I.8), en ajoutant deux "oreilles", afin d'obtenir deux fréquences de résonance. La séparation des fréquences de résonances est modifiée en faisant varier soit la dimension des lignes radiales soit l'angle entre ces deux lignes.

I.8 METHODES UTILISEES POUR LA DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES DES ANTENNES IMPRIMEES

I.8.1 Méthodes rigoureuses

I.8.1.1 Méthode des différences finies

Les équations aux dérivées partielles représentant la propagation des champs sont remplacées par un ensemble d'équations aux différences finies exprimées aux nœuds d'un réseau de points répartis, dans le domaine modélisé. Cette procédure aboutit à un ensemble d'équations linéaires qui, une fois résolu, donne une distribution approximative du champ [18]. Cette méthode qui a été largement utilisée, est cependant difficile à implanter dans un logiciel général de CAO à cause des difficultés de discrétisation inhérente à la méthode.

I.8.1.2 Méthode des éléments finis

La région de propagation est divisée en un nombre fini, généralement grand, de sous-domaines de formes triangulaires appelés éléments. Le champ électromagnétique est représenté par un polynôme. On impose à toutes les interfaces, entre les différents éléments, les relations de continuité. En employant une formulation variationnelle du champ électromagnétique et par minimisation de celle-ci en différents points appelés points nodaux, ou en calculant le flux de la fonction inconnue à travers les arêtes de l'élément, on aboutit à la résolution d'un système aux valeurs propres (les constantes de propagation) dont les vecteurs propres sont les valeurs du champ électromagnétique associé. Le problème aux valeurs propres est résolu par des techniques standard de l'analyse numérique [19]. Les fonctions sont développées au voisinage de chacun des points d'un maillage (et non globalement comme pour les méthodes spectrales). L'espace est ainsi découpé en éléments à l'intérieur desquels, les fonctions sont remplacées par leur développement fini. Cette méthode permet donc la prise en compte d'une structure quelconque.

La grande souplesse d'adaptation de la méthode des éléments finis à modéliser des phénomènes complexes dans des géométries élaborées, a conduit à la généralisation de son utilisation presque à tous les problèmes aux dérivées partielles. Cependant, la présence de discontinuités ou de non symétrie augmente considérablement le temps de calcul, par un raffinement poussé du maillage dans les zones sensibles.

1.8.1.3 Méthode de la matrice des lignes de transmission (TLM)

La méthode TLM est un processus itératif temporel qui effectue une discrétisation spatiale et permet ainsi, de connaître l'évolution temporelle du champ électromagnétique en chaque point du maillage. Pour effectuer l'étude dans le domaine spectral, la transformée de FOURIER rapide a été remplacée par une méthode d'analyse paramétrique reposant sur la méthode de Prony-Pisarenko (PPM) [20]. L'usage conjugué des calculateurs parallèles et de la PPM, a apporté de très importantes améliorations permettant de déterminer dans un large domaine de fréquence et en un seul calcul (avantage temporel) l'impédance d'entrée, les diagrammes de rayonnement et les caractéristiques de polarisation d'antennes imprimées.

1.8.1.4 Méthode intégrales

C'est une méthode d'analyse basée sur la résolution d'équations intégrales utilisant la méthode des moments. Dans le domaine cartésien, les éléments rayonnants sont découpés en cellules rectangulaires supportant chacune un courant de forme triangulaire (méthode MPIE : "Mixed-Potential Integral Equation") [21]. Cette caractérisation permet de modéliser des formes complexes, à angle droit, d'éléments rayonnant (dipôles replié, croix, ...etc.).

Dans le domaine spectral, les fonctions inconnues sont développées sur un ensemble de fonctions de base généralement globales. Cela permet d'obtenir un grand nombre d'équations algébriques que l'on peut intégrer numériquement. Elles permettent d'arriver rapidement au résultat mais nécessitent une étude numérique délicate (choix automatique des fonctions, intégration,...) [22].

La méthode des équations intégrales de frontière ne considère que le champ sur les frontières du domaine. En particulier, les problèmes extérieurs sont très bien représentés et la discrétisation ne nécessite qu'une décomposition des frontières en éléments finis de surface.

1.8.2 Méthodes simples

1.8.2.1 Modèle de ligne de transmission

L'antenne imprimée est modélisée par deux fentes rayonnantes dans le demi espace supérieur au plan de masse, qui sont situées aux deux extrémités d'une ligne de transmission de longueur $\lambda/2$.

1.8.2 .2 Modèle de la cavité.

Ce modèle assimile l'antenne à une cavité fermée latéralement par des murs magnétiques et horizontalement par des murs électriques (élément rayonnant et plan de masse) [23]. Les courants magnétiques fictifs circulant sur les murs latéraux constituent les sources de rayonnement de l'antenne. Comme dans une cavité, l'antenne rayonne à des modes privilégiés liés aux dimensions de l'élément rayonnant. Dans l'analyse élémentaire, on considère un mode résonnant unique. La cavité est alors équivalente à un circuit RLC parallèle.

Nous remarquons que le modèle de la cavité suppose un champ magnétique purement transverse et un champ électrique purement axial à l'intérieur de la cavité. Il ignore donc les effets de bords au niveau des arêtes de l'élément rayonnant, effets qui déforment les champs et s'amplifient lorsque la fréquence augmente.

1.9 CONCLUSION

Dans ce premier chapitre nous avons présenté de façon générale, l'essentiel de la théorie des antennes imprimées.

Après avoir étudié le fonctionnement d'une antenne imprimée, nous nous sommes intéressé aux plus importantes techniques utilisées pour son alimentation ainsi qu'aux différentes caractéristiques de son rayonnement. Par la suite, nous avons présenté quelques avantages et inconvénients des antennes imprimées.

En fin, nous avons énuméré les différentes façons d'obtenir plusieurs fréquences de résonances et nous avons recensé quelques méthodes utilisées pour la détermination des caractéristiques radioélectriques de ces antennes imprimées.

Comme il existe une grande variété de formes que peut prendre une antenne imprimée, notre étude s'est portée sur l'antenne annulaire pour son fonctionnement en multibande.

Chapitre II

Analyse du rayonnement

II.1 INTRODUCTION

Les antennes imprimées ont connu un succès croissant grâce à leurs caractéristiques physiques intrinsèques et à leur facilité de réalisation. Ces antennes présentent, malheureusement, certains défauts comme une bande passante étroite, et dans la plupart des cas, une seule fréquence au mode fondamental.

Suite au développement des télécommunications spatiales, de nombreux chercheurs se sont intéressés aux différentes structures fonctionnant en multifréquence. Ainsi, dans ce chapitre, nous allons étudier une forme particulière d'antenne imprimée, il s'agit d'une structure annulaire fonctionnant en multibande. Cette forme d'élément présente de nombreux avantages tels que [24] :

- la polarisation circulaire est aisément réalisable.
- pour une fréquence donnée, la taille de l'anneau est substantiellement plus petite que celle d'autres formes d'éléments rayonnants (carré, disque,...).
- la séparation des différents modes excités peut être contrôlée par le rapport entre les rayons extérieur et intérieur de l'anneau.

Le modèle de la cavité est exploité pour caractériser le champ électromagnétique en se basant sur le concept de la permittivité dynamique permettant une meilleure prise en compte des effets de bord.

II.2 ANALYSE DE LA STRUCTURE

Sur la figure II.1, nous représentons les divers paramètres utiles lors de l'analyse de l'antenne annulaire.

L'anneau est placé dans le plan (Ox, Oy) . L'alimentation de la structure est réalisée par un câble coaxial dont le point de soudure, sur l'anneau, est repéré par les coordonnées cylindriques (ρ_0, φ_0) .

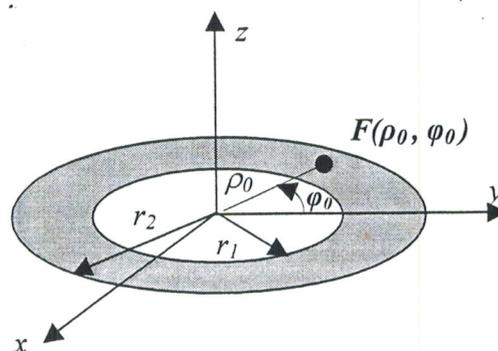


Figure II.1 Paramètres descriptifs de l'antenne annulaire.

La méthode de la cavité peut être appliquée à notre structure car l'épaisseur du substrat H_s est relativement faible devant la longueur d'onde dans le vide ($H_s < \lambda_0$).

La région comprise entre l'anneau et le plan de masse est assimilée à une cavité résonnante à murs électriques horizontaux et murs magnétiques transverses (figure II.2).

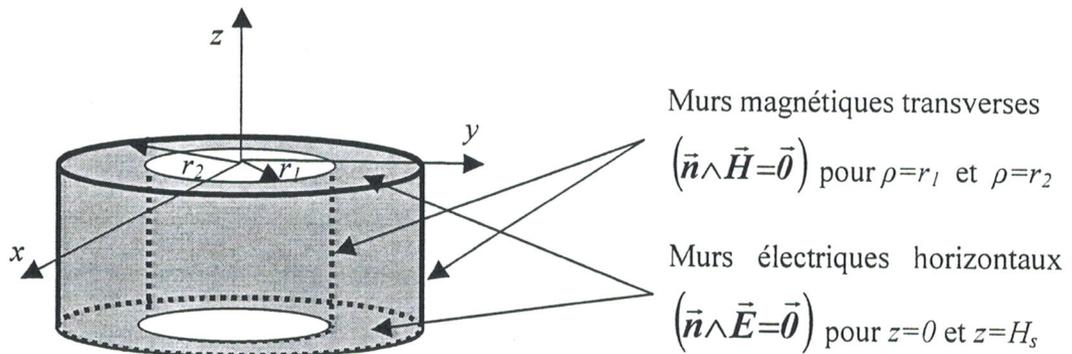


Figure II.2 Modèle de la cavité pour une antenne annulaire.

Les modes de résonances sont du type TM_{mnp} , où n , m et p indiquent respectivement les variations dans les directions azimutale, radiale et le long de l'axe Oz.

Pour les substrats de faible épaisseur, le champ électrique sous l'anneau est porté par l'axe Oz et ne dépend pratiquement pas de z .

L'équation d'HELMHOLTZ est résolue dans le système de coordonnées cylindriques (ρ, φ, z) associé aux conditions aux limites sur les parois magnétiques et électriques. Les expressions des composantes non nulles des champs dans la cavité s'écrivent alors sous la forme suivante :

$$E_z = E_0 F_{nm}(\rho) \cos n\varphi \tag{II.1}$$

$$H_\rho(\rho, \varphi) = j \frac{\omega\epsilon}{K^2 \rho} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \tag{II.2}$$

$$H_\varphi(\rho, \varphi) = -j\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial \rho} \tag{II.3}$$

Avec:

$$F_{nm}(\rho) = J_n(K_{nm}\rho) Y_n'(K_{nm}r_1) - J_n'(K_{nm}r_1) Y_n(K_{nm}\rho) \tag{II.4}$$

J_n et Y_n sont respectivement, les fonctions de BESSEL et NEWMAN d'ordre n et J_n' et Y_n' sont respectivement les premières dérivées de J_n et Y_n . Pour $\rho=r_2$, $H_\varphi=0$ (mur magnétique), nous

II.3 CHAMP RAYONNE PAR UNE ANTENNE ANNULAIRE

La source rayonnante de base est placée dans un système de coordonnées sphériques (r, θ, φ) (figure II.3).

Le centre de l'anneau est positionné au point O du repère $(Oxyz)$, et soit \overline{OM} une position quelconque, définie par les angles θ et φ . Le champ rayonné au point M se trouvant à grande distance de la source, est situé dans le plan $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi)$. Il s'écrit :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \varphi) \vec{u}_\theta + E_\varphi(\theta, \varphi) \vec{u}_\varphi \quad (\text{II.13})$$

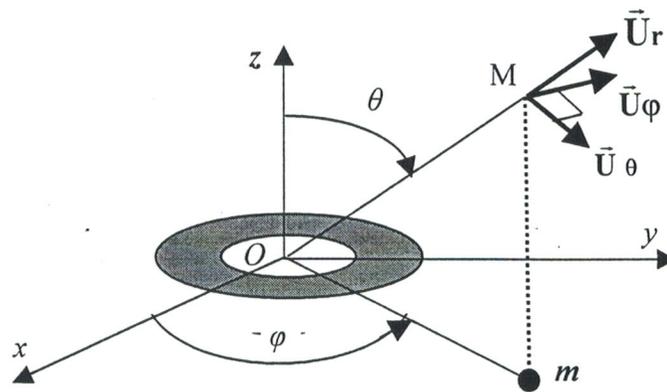


Figure II.3 Source rayonnante de base sous forme annulaire liée au repère des coordonnées cylindriques.

La modélisation consiste à établir les expressions analytiques des composantes E_θ et E_φ . L'alimentation de l'antenne est réalisée par l'intermédiaire d'une sonde coaxiale.

La détermination des champs internes dans la cavité permet d'obtenir les sources équivalentes représentant les champs sur les murs magnétiques dans la région extérieure à partir desquels les champs rayonnés peuvent être calculés. Les composantes du champ électrique lointain sont données par les expressions suivantes :

$$E_\theta = -j^n E_0 \frac{e^{-jkr} K_0 H_s}{2r} \left[\begin{array}{c} r_{2eq} A_n(K_0 r_{2eq} \sin\theta) F_{nm}(r_{2eq}) \\ -r_{1eq} F_{nm}(r_{1eq}) A_n(K_0 r_{1eq} \sin\theta) \end{array} \right] \cos n\varphi \quad (\text{II.14})$$

$$E_\varphi = -j^n E_0 \frac{e^{-jkr} K_0 H_s}{2r} \left[\begin{array}{c} r_{2eq} B_n(K_0 r_{2eq} \sin\theta) F_{nm}(r_{2eq}) \\ -r_{1eq} F_{nm}(r_{1eq}) B_n(K_0 r_{1eq} \sin\theta) \end{array} \right] \cos n\varphi \quad (\text{II.15})$$

II.4 RESEAU LINEAIRE

Afin de palier aux inconvénients de l'élément seul, les antennes sont mises en réseau. Dans un premier temps, nous disposons N antennes imprimées suivant l'axe Ox pour réaliser un réseau linéaire. La distance inter-élément Δx désigne le pas du réseau (figure II.4).

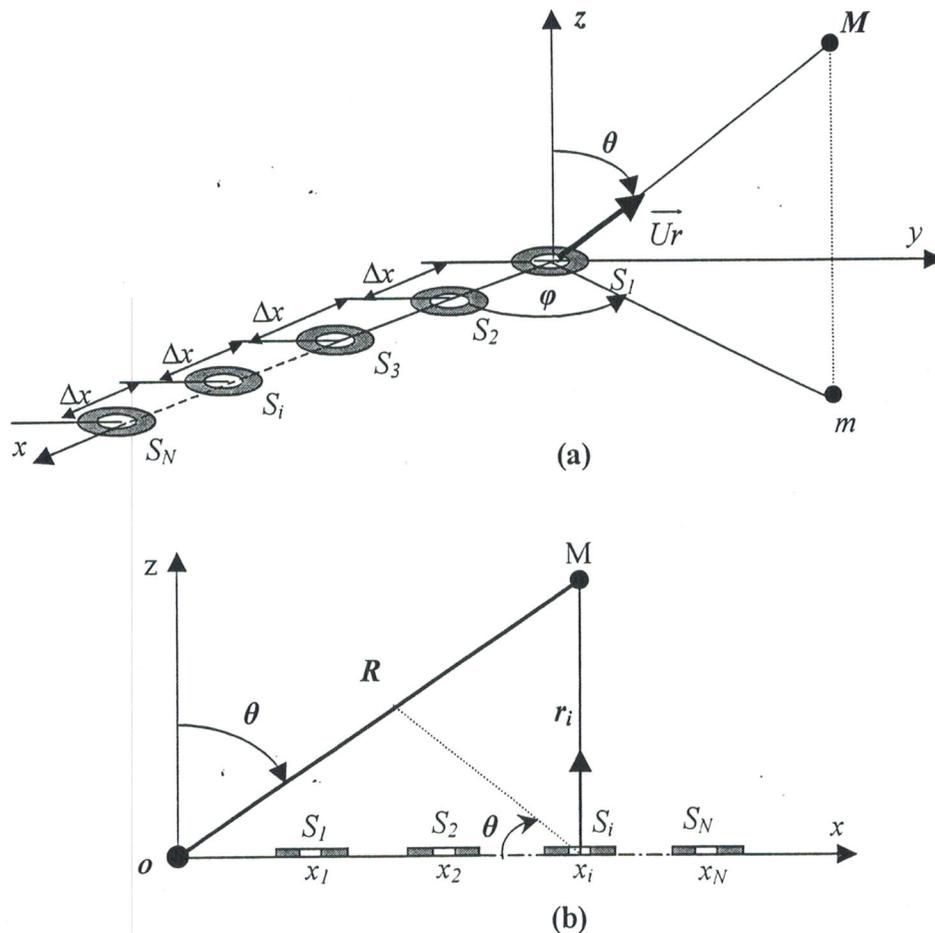


Figure II.4 Réseau linéaire à N éléments annulaires.

(a) dans un système de coordonnées $Oxyz$.

(b) dans le plan $\varphi=0^\circ$.

II.4.1 Diagramme de rayonnement

Le champ rayonné par la source S_i d'ordre i au point M de l'espace s'écrit :

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = W_i \frac{e^{-jk|S_i M|}}{|S_i M|} \vec{F}_i(\theta, \varphi) \quad (\text{II.16})$$

$$\vec{E}_i(\theta, \varphi) = W_i \frac{e^{-jk r_i}}{r_i} \vec{F}_i(\theta, \varphi) \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$\vec{F}_i(\theta, \varphi)$: Caractéristique vectorielle de rayonnement de la source S_i .

W_i : pondération complexe d'alimentation de la source S_i tel que :

$$W_i = A_i e^{j\varphi_i} \quad (\text{II.18})$$

A_i : amplitude d'alimentation.

φ_i : phase d'alimentation.

Le champ total rayonné par N éléments s'exprime par la relation :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N W_i \frac{e^{-jk |S_i M|}}{|S_i M|} \vec{F}_i(\theta, \varphi) \quad (\text{II.19})$$

A grande distance, on peut considérer que toutes les distances $S_i M$ sont égales.

$$|S_1 M| = |S_2 M| = \dots = |S_i M| = \dots = |S_N M| = |OM| = R \quad (\text{II.20})$$

En terme de phase par contre, d'après la figure II.4 -b, le terme $|S_i M|$ est remplacé par

$|S_i M| = R - x_i \sin \theta$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et par $|S_i M| = R - x_i \sin \theta \cos \varphi$ dans le cas général.

Si on considère que toutes les sources rayonnantes sont identiques, l'expression du champ électrique devient alors :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \frac{e^{-jkR}}{R} \vec{F}(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N W_i e^{jk x_i \sin \theta \cos \varphi} \quad (\text{II.21})$$

L'expression du diagramme de rayonnement est donnée par :

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) FR \quad (\text{II.22})$$

Où FR est un scalaire propre au réseau appelé facteur de réseau, il dépend de la géométrie du réseau et de la loi d'alimentation W_i .

$f(\theta, \varphi)$: est la caractéristique de rayonnement normalisée de l'antenne imprimée.

Si l'on suppose que le réseau présente une périodicité Δx suivant X (éléments équidistants) le champ électrique devient alors :

$$\vec{E}_t(\theta, \varphi) = \frac{e^{-jKR}}{R} \vec{F}(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N W_i e^{jK(n-1)\Delta x \sin \theta \cos \varphi} \quad (\text{II.23})$$

II.5 RESEAU PLAN

Ce qui vient d'être dit au sujet des alignements peut facilement se généraliser à un groupement de sources en réseau plan. Cette dernière nous permet de faire une exploration plus étendue de l'espace.

Considérons un tel réseau situé dans le plan xOy (figure II.5) et une direction OM , définie par (θ, φ) , et pour laquelle nous nous proposons de calculer la champ.

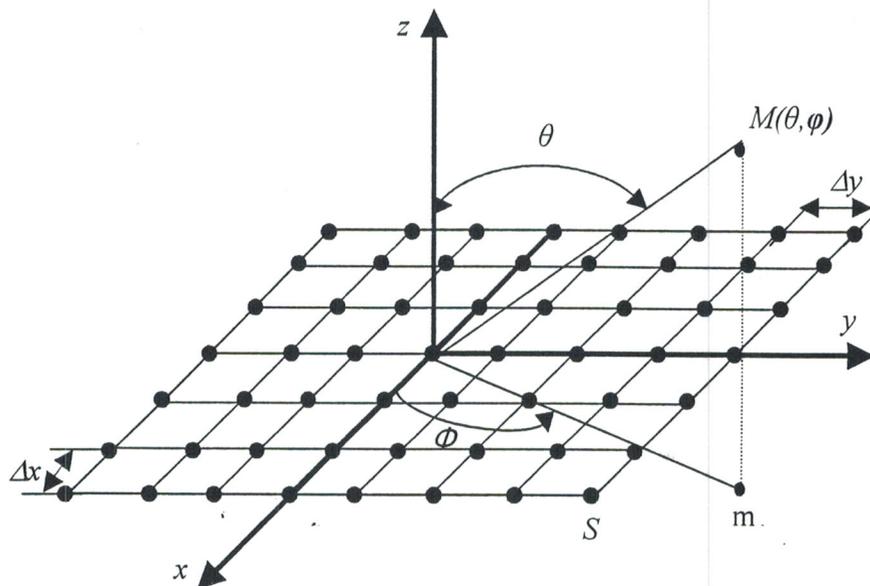


Figure II.5 Réseau plan d'antennes imprimées

Le champ total rayonné par le réseau au point M est :

$$\begin{aligned} \vec{E}_t(\theta, \varphi) &= \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N \vec{E}_{nm}(\theta, \varphi) \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{i=1}^N W_{nm} \frac{e^{-jkr_{nm}}}{r_{nm}} \vec{f}_{nm}(\theta, \varphi) \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Où W_{nm} est la pondération complexe propre à l'élément S_{nm} et $\vec{f}_{nm}(\theta, \varphi)$ sa caractéristique vectorielle de rayonnement.

Comme on s'intéresse au champ rayonné à grande distance, alors on peut faire les approximations suivantes :

II.6 RESULTATS D'ANALYSE

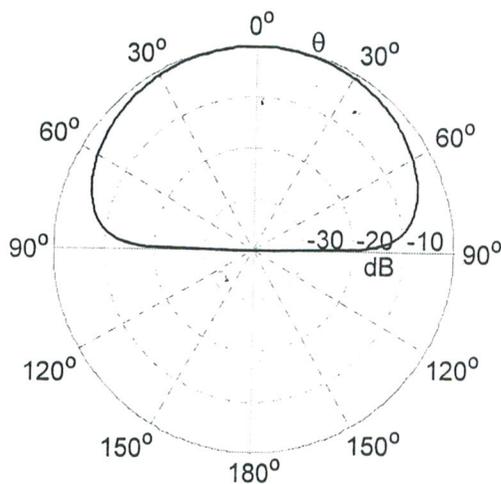
II.6.1 Antenne seule

Une des règles fondamentales de la démarche scientifique est la validation de la théorie par l'expérimentation. Une grande difficulté est que d'une part les conditions qui entourent la mesure sont variables, et que d'autre part la solution numérique est une approximation de la théorie qui a un domaine restreint de validité.

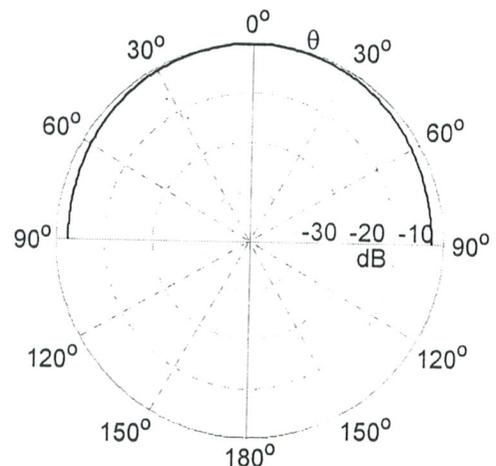
Pour valider notre programme écrit sous MATLAB 5.3 , et à cause du manque d'expérimentation concernant le diagramme de rayonnement, nous avons comparés les résultats obtenus avec ceux de la littérature notamment ceux de LEE et DAHELE [26]. Pour cela nous avons tracé les diagrammes de rayonnement d'une antenne annulaire seule caractérisée par les paramètres suivants : $r_1=3.5\text{cm}$, $r_2=7\text{cm}$, $\epsilon_r=2.32$, $H_s=0.159\text{cm}$ pour les différents modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} . Les fréquences de travail sont respectivement : 1Ghz, 2.8Ghz, 2.2Ghz et 4.2Ghz. Nous avons remarqué qu'il y a une bonne concordance entre les deux résultats.

Tout d'abord, nous présentons dans la figure II.6 les diagrammes de rayonnement d'une antenne seule en coordonnées polaires dans les deux plans E et H [28].

Mode TM_{11} :

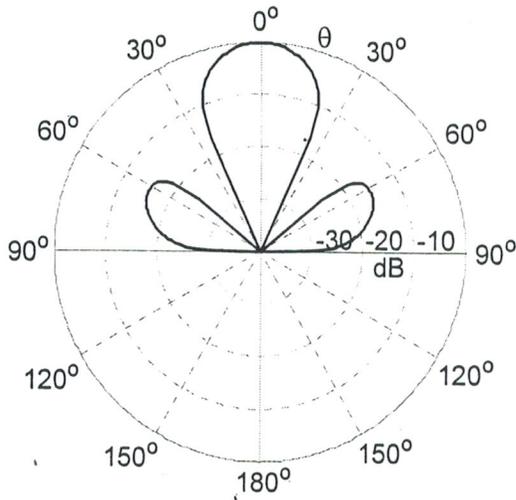


Plan E ($\phi=0^\circ$).

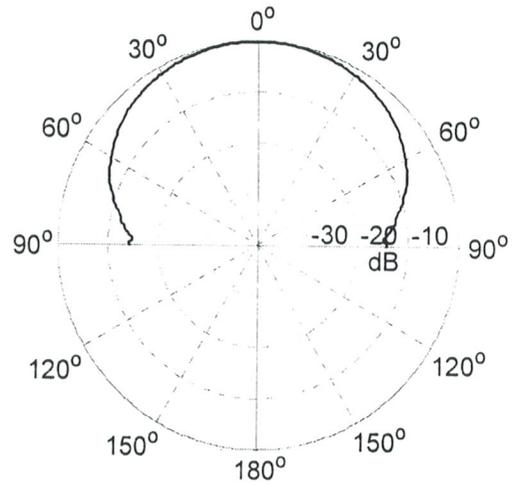


Plan H ($\phi=90^\circ$).

Mode TM_{12} :

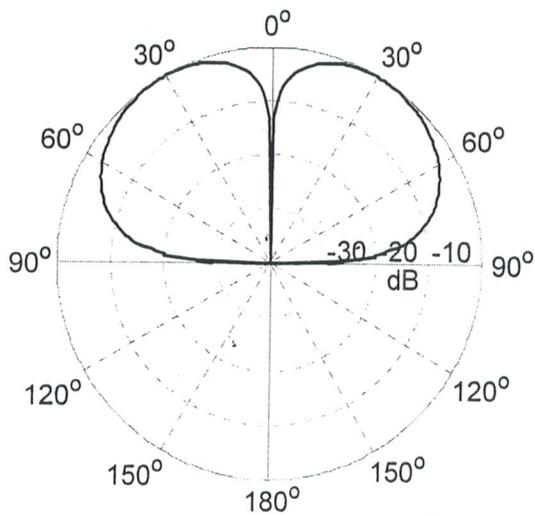


Plan E ($\phi=0^\circ$).

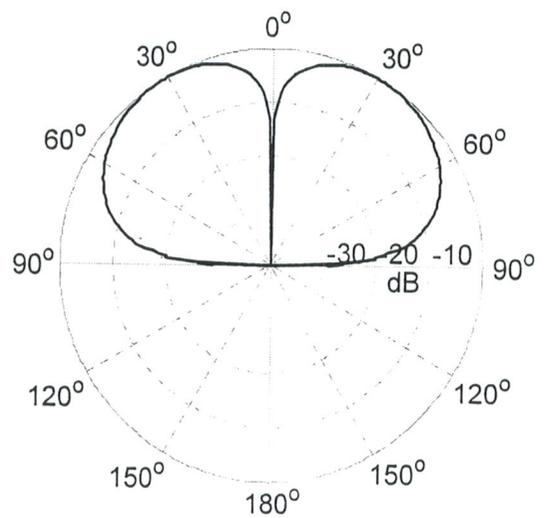


Plan H ($\phi=90^\circ$).

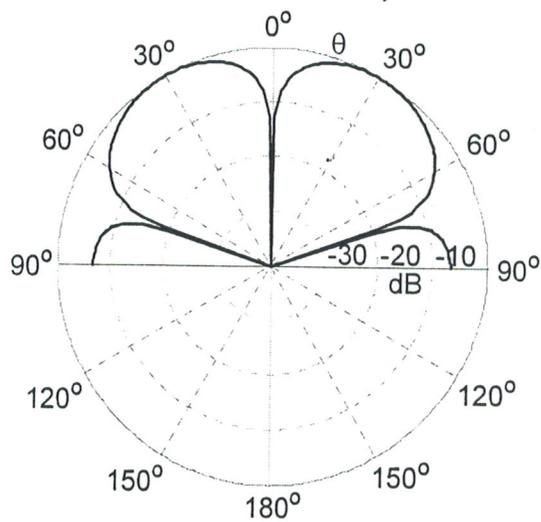
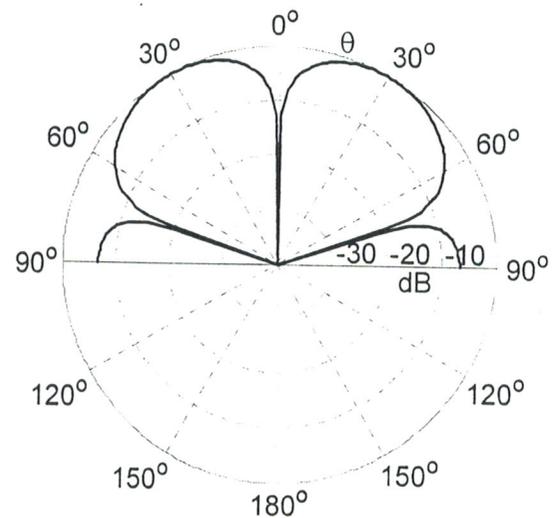
Mode TM_{21} :



Plan E ($\phi=0^\circ$).



Plan H ($\phi=90^\circ$).

Mode TM_{22} :Plan E ($\phi=0^\circ$).Plan H ($\phi=90^\circ$).**Figure II.6 :** Diagrammes de rayonnement des modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} ($a=2$).**II.6.2 Comparaison entre les modes**

Le mode TM_{11} est constitué par un seul lobe ; il est omnidirectif dans le plan H et presque dans le plan E.

Pour le mode TM_{12} , nous remarquons que le diagramme de rayonnement est constitué d'un lobe principal suivi de deux lobes secondaires dans le plan E et d'un seul lobe dans le plan H. Dans ce cas le lobe principal est plus directif que celui du mode TM_{11} .

Dans le mode TM_{21} , nous remarquons l'existence de deux lobes de grande ouverture symétriques par rapport à l'axe Oz et dirigés suivant les directions $+30^\circ$ et -30° dans les plan E et H. La même remarque est faite pour le mode TM_{22} , seulement ici les lobes sont plus directifs et il y a apparition de deux lobes secondaires.

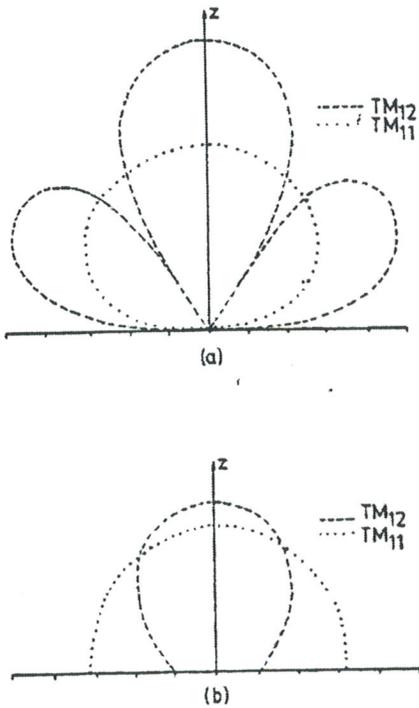


FIG. 2. — Sketches of the radiation patterns of the TM_{11} and TM_{12} modes of an annular-ring microstrip antenna with $b/a = 2$.
 (a) relative field strength $R_E(\theta)$ in the E -plane ;
 (b) relative field strength $R_H(\theta)$ in the H -plane.

Diagrammes de rayonnement des modes TM_{11} et TM_{12} d'une antenne microruban annulaire avec $b/a = 2$.

- (a) intensité de champ relative $R_E(\theta)$ dans le plan E ;
- (b) intensité de champ relative $R_H(\theta)$ dans le plan H .

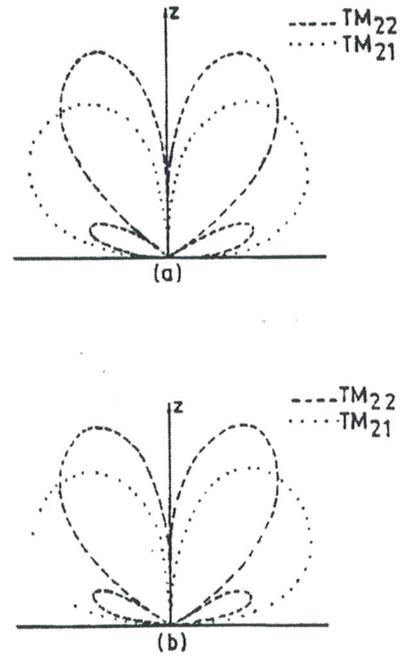


FIG. 3. — Sketches of the radiation patterns of the TM_{21} and TM_{22} modes of an annular-ring microstrip antenna with $b/a = 2$.
 (a) relative field strength $R_E(\theta)$ in the E -plane ;
 (b) relative field strength $R_H(\theta)$ in the H -plane.

Diagrammes de rayonnement des modes TM_{21} et TM_{22} d'une antenne microruban annulaire avec $b/a = 2$.

- (a) intensité de champ relative $R_E(\theta)$ dans le plan E ;
- (b) intensité de champ relative $R_H(\theta)$ dans le plan H .

Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement des modes TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} ($a=2$).

- (a) plan E .
- (b) plan H .

II.6.3 Réseau d'antennes annulaires

II.6.3.1 Réseau linéaire

On considère le cas d'un réseau linéaire à 10 éléments imprimés annulaires. Les antennes présentent les mêmes paramètres que précédemment, c'est à dire : $\epsilon_r=2.32$; $H_s=0.00159\text{m}$;

$$r_1=0.035\text{m}; r_2=0.07\text{m}; a=\frac{r_2}{r_1}=2.$$

Les résultats d'analyse obtenus sont présentés dans les figures II.8 à II.19. Les diagrammes de rayonnement sont représentés en 2D (en tracé cartésien et polaire) et en 3D.

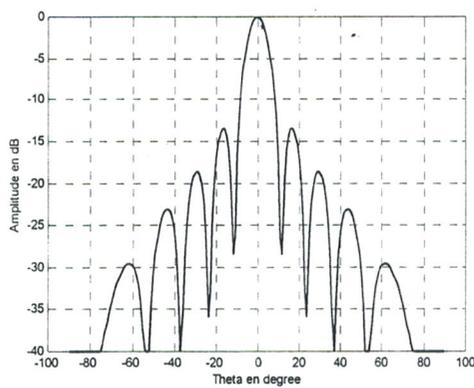
La figure II.8-a représente le diagramme de rayonnement du mode TM_{11} en plan E ($\varphi=0^\circ$). On voit dès lors, l'apparition d'un lobe principal dont l'ouverture à mi-puissance est de l'ordre de $\theta=10^\circ$. Le premier lobe secondaire a un niveau de -13 dB.

La figure II.8-b, quant à elle, représente la caractéristique de rayonnement du même mode, observé sur le plan H ($\varphi=90^\circ$). Sur cette figure, on remarque que le diagramme de rayonnement présente un seul lobe de grande ouverture dont la valeur à mi-puissance est de l'ordre de 90° .

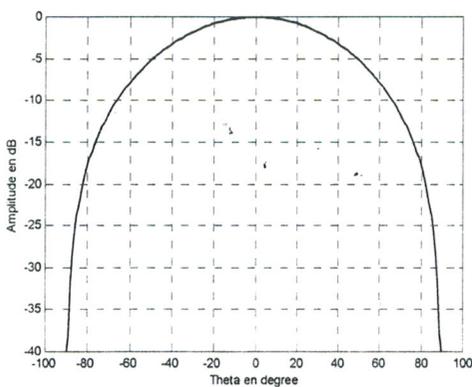
Le diagramme de rayonnement du même mode est tracé en coordonnées polaires (figures II.9-a et II.9-b).

Pour avoir une meilleure exploration du diagramme de rayonnement nous avons représenté dans la figure II.10, le tracé en 3D. Les tracés précédents sont alors vérifiés sur cette figure.

Mode TM_{12} :



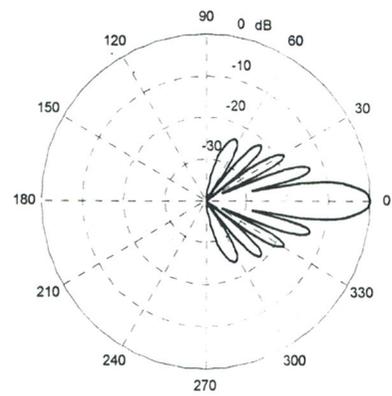
(a)



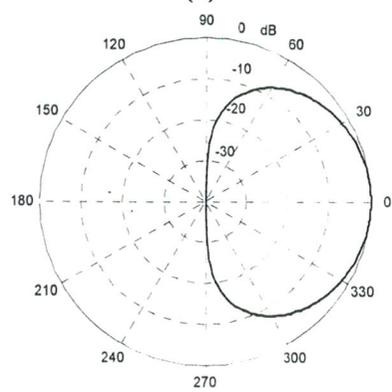
(b)

Figure II.11 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.12 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

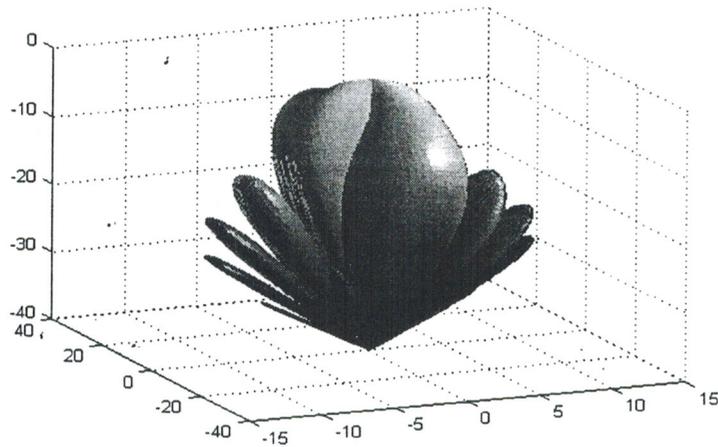


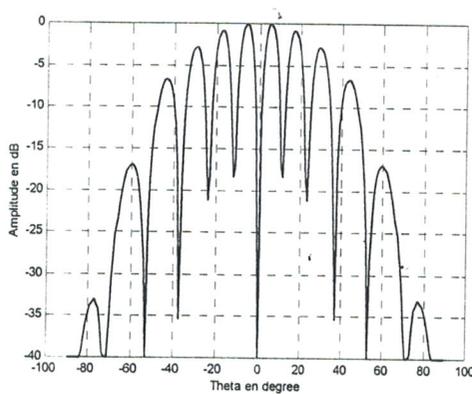
Figure II.13 Diagramme de rayonnement en 3D.

On schématise sur la figure II.11-a le diagramme de rayonnement du mode TM_{12} en amplitude normalisée en fonction de la colatitude, sur le plan de référence $\varphi=0^\circ$. Ce diagramme présente les mêmes caractéristiques que celui du mode TM_{11} .

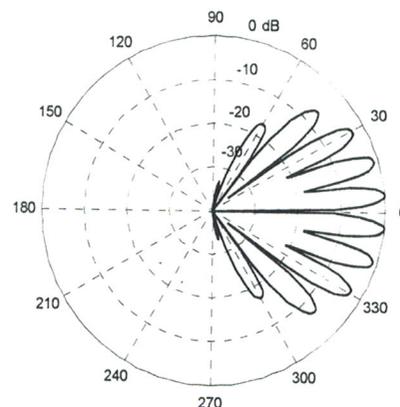
Sur la figure II.11.b, nous observons le comportement électromagnétique sur le plan $\varphi=90^\circ$. Le diagramme de rayonnement présente alors un seul lobe de grande ouverture à mi-puissance qui est de l'ordre de 90° .

Les tracés précédents sont représentés en polaire par les figures II.12-a et II.12-b. Quant au tracé en 3D, il est représenté par la figure II.13.

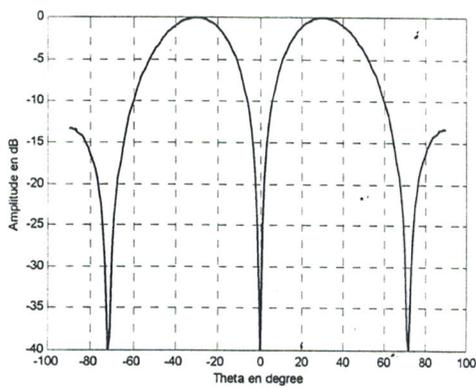
Mode TM_{21} :



(a)



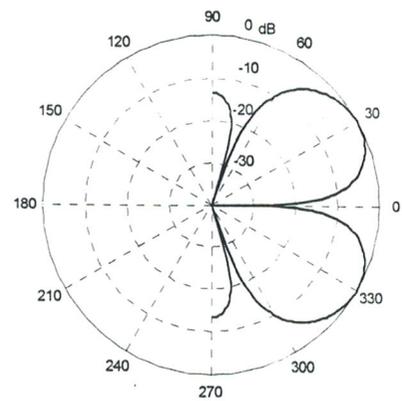
(a)



(b)

Figure II.14 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(b)

Figure II.15 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

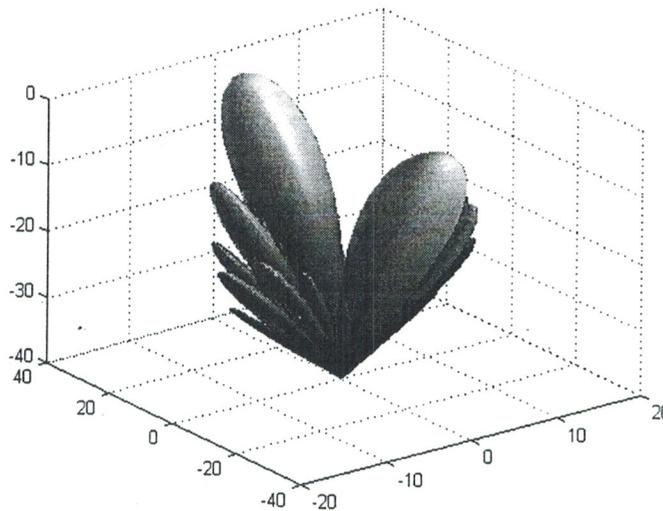


Figure II.16 Diagramme de rayonnement en 3D.

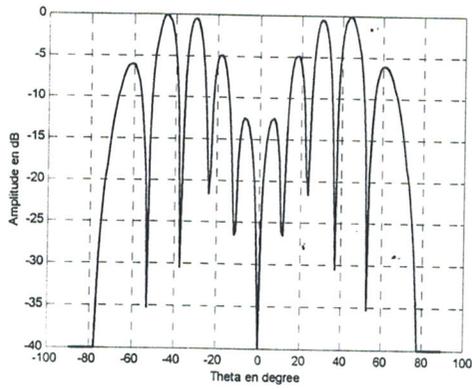
On voit sur la figure II.14-a que le diagramme de rayonnement du mode TM_{21} , dans le plan E, s'annule dans la direction $\theta=0^\circ$, et en revanche il présente une multitude de directions de rayonnement symétriques par rapport à $\theta=0^\circ$.

Sur le plan H ($\varphi=90^\circ$) schématisé par la figure II.14-b, on remarque l'existence de deux lobes principaux qui présentent une symétrie par rapport à la direction $\theta=0^\circ$ et dirigés suivant les directions $\theta=+30^\circ$ et $\theta=-30^\circ$. La largeur à mi-puissance de chaque lobe est de l'ordre de 26° .

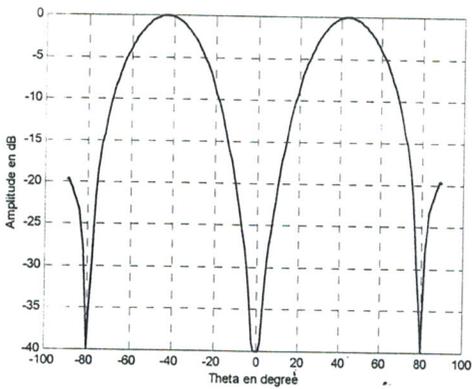
La représentation en polaires de ces diagrammes correspond respectivement aux figures II.15-a et II.15-b. Le tracé en 3D du diagramme est représenté par la figure II.16.

Sur ce tracé apparaît deux autres directions de rayonnement inexistantes dans les figures II.14-a et II.14-b. Ceci montre bien alors l'intérêt des tracés en 3D.

Mode TM_{22} :



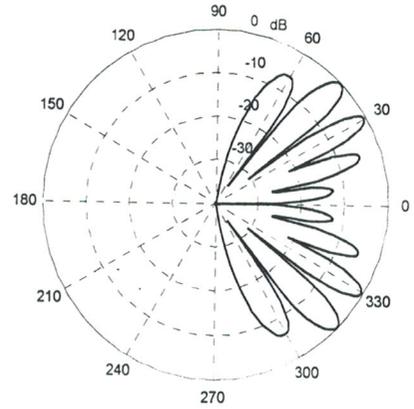
(a)



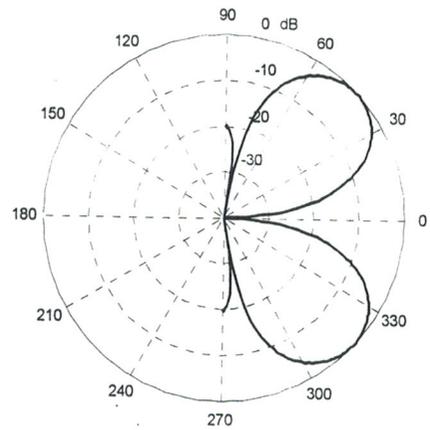
(b)

Figure II.17 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.18 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

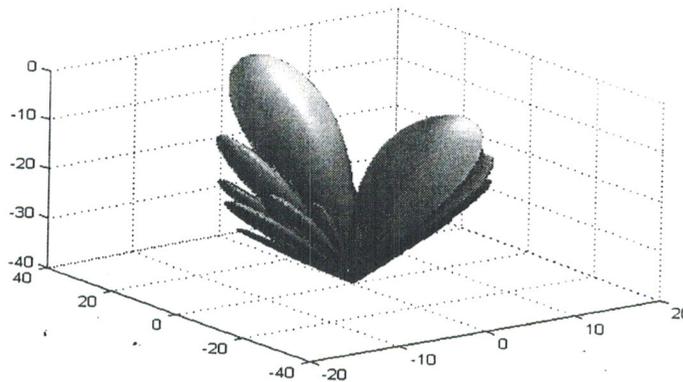
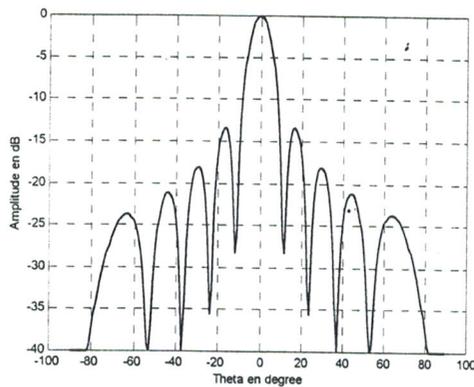


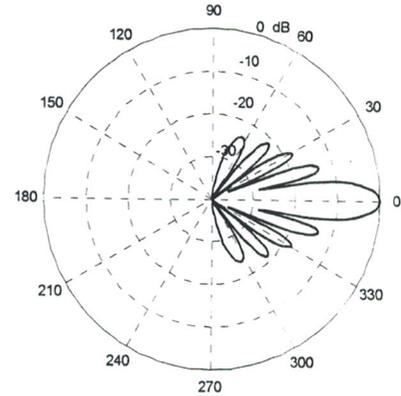
Figure II.19 Diagramme de rayonnement en 3D.



(b)

Figure II.20 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(b)

Figure II.21 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

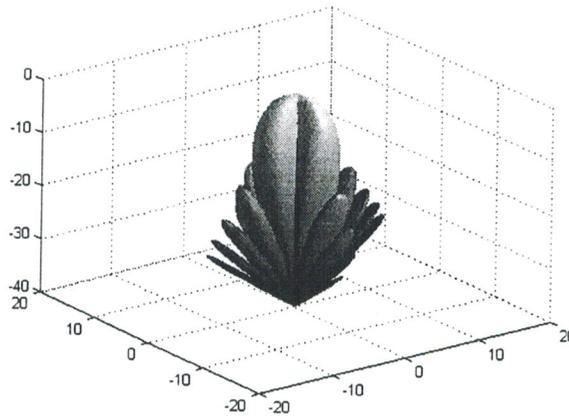


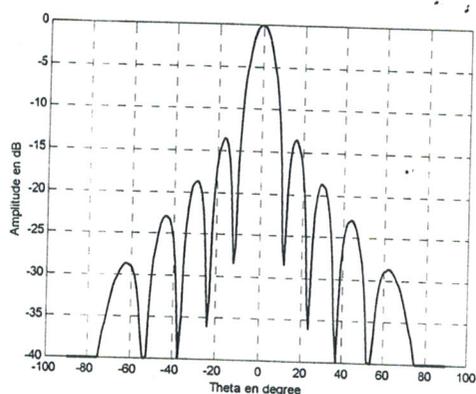
Figure II.22 Diagramme de rayonnement en 3D.

La figure II.20-a représente le diagramme de rayonnement du mode TM_{11} en plan E ($\varphi=0^\circ$). Il est constitué d'un lobe principal dont l'ouverture à mi-puissance est de l'ordre de $\theta=5^\circ$. Le premier lobe secondaire a un niveau de l'ordre de -13,5 dB.

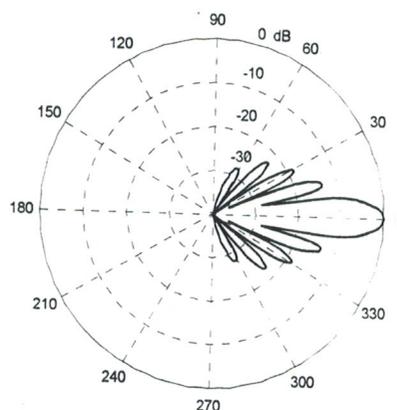
Pour le diagramme de rayonnement dans le plan H (figure II.20-b) nous remarquons qu'il est le même que celui présenté dans le plan E.

Les figures III.21-a et III.21-b représentent les caractéristiques de rayonnement du réseau plan en coordonnées polaires. Quant à la figure II.22, elle représente le diagramme de rayonnement en 3D.

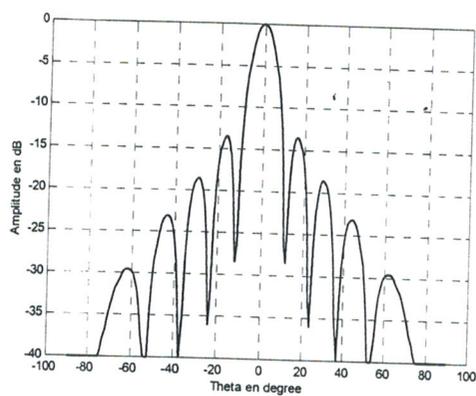
Mode TM_{12} :



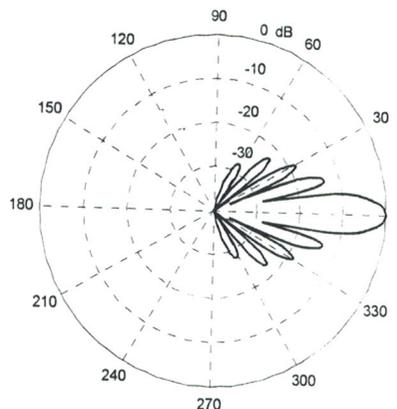
(a)



(a)



(b)



(b)

Figure II.23 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

Figure II.24 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

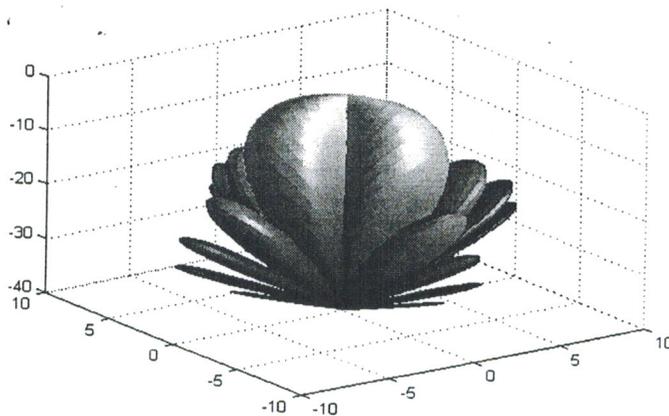
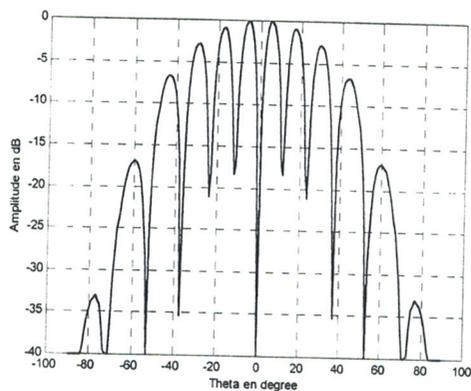


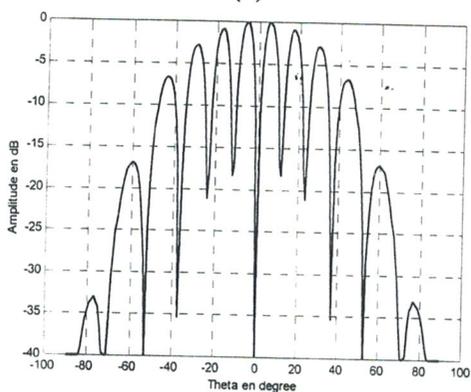
Figure II.25 Diagramme de rayonnement en 3D.

Les figures II.23, 24, 25 qui représentent le diagramme de rayonnement du réseau pour le mode TM_{12} présentent les mêmes remarques que celles du mode TM_{11} , seulement les niveaux des lobes secondaires sont affaiblis.

Mode TM_{21} :



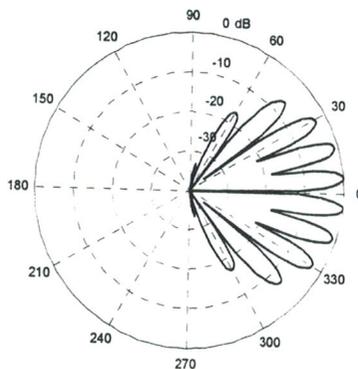
(a)



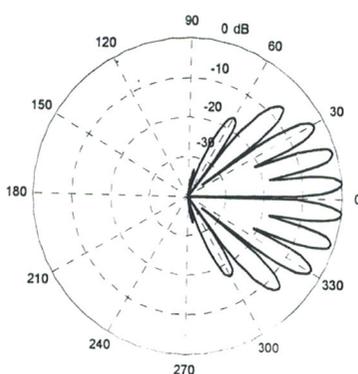
(b)

Figure II.26 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.27 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

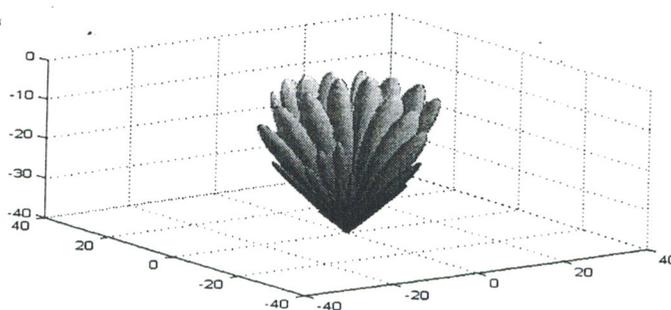


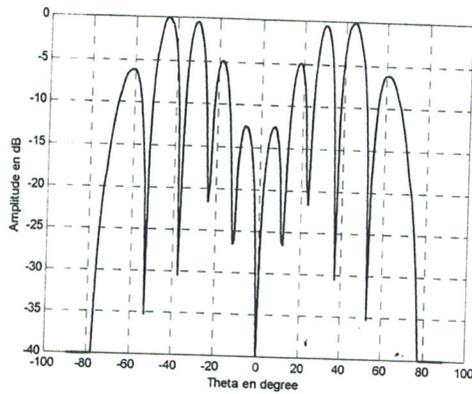
Figure II.28 Diagramme de rayonnement en 3D.

Dans la figure II.26-a qui représente le diagramme de rayonnement du mode TM_{21} tracé en plan E ($\varphi=0^\circ$), on observe l'absence d'un lobe principal. Les lobes présents ici ont presque le même niveau. Dans ces conditions l'antenne peut fonctionner en multifaisceaux.

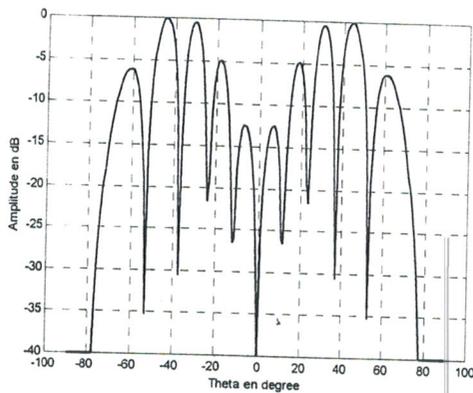
La même remarque est faite sur la figure III.26-b qui schématise le diagramme dans le plan H.

Les figures II.27-a et II.27-b représentent les caractéristiques de rayonnement du réseau plan en coordonnées polaires. Le comportement de fonctionnement en multifaisceaux de l'antenne apparaît clairement sur le tracé en 3D de la figure II.28.

Mode TM_{22} :



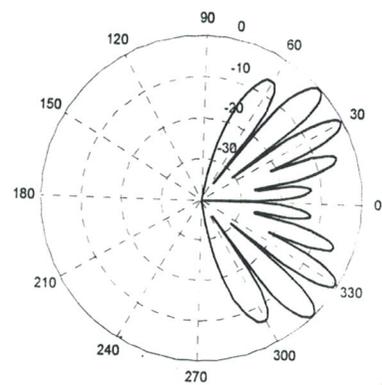
(a)



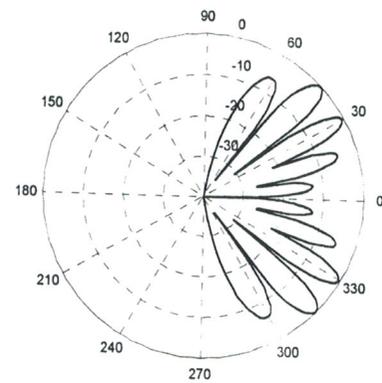
(b)

Figure II.29 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=90^\circ$ (b) $\varphi=0^\circ$



(a)



(b)

Figure II.30 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=90^\circ$ (b) $\varphi=0^\circ$

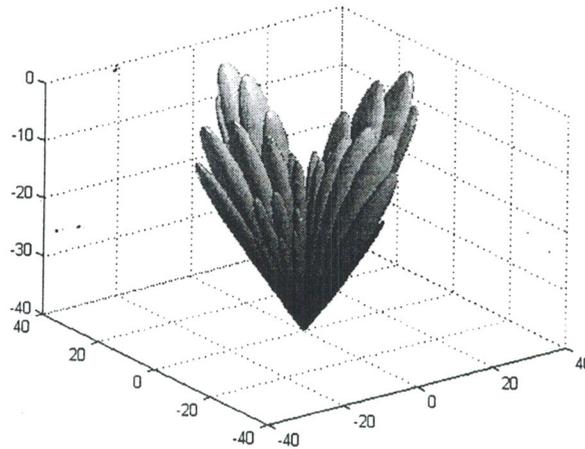


Figure II.31 Diagramme de rayonnement en 3D.

Les figures II.29, 30, 31 qui représentent le diagramme de rayonnement du réseau du mode TM_{22} présentent les mêmes remarques que celles du mode TM_{21} , seulement les niveaux des lobes secondaires aux alentours du centre du réseau sont relativement affaiblis.

II.7 ETUDE DE L'INFLUENCE DES DIFFERENTS PARAMETRES DE L'ANTENNE SUR LE DIAGRAMME DE RAYONNEMENT DU RESEAU

L'étude de l'influence des paramètres de l'antenne sur le comportement électromagnétique, consiste à varier ces derniers dans les formulations du champ pour essayer de tirer profit des caractéristiques du rayonnement.

Les paramètres que nous pouvons varier sont : les rayons intérieur et extérieur r_1 et r_2 de l'anneau, l'épaisseur du substrat H_s et la permittivité relative ϵ_r .

Pour l'épaisseur du substrat H_s et la permittivité relative ϵ_r , nous avons remarqué que leurs variations n'apporte aucune influence sur le comportement des diagramme de rayonnement. Cependant, un choix adéquat du rapport du rayon intérieur et extérieur de l'anneau $a = \frac{r_2}{r_1}$, nous a montré que nous pouvons réaliser le fonctionnement en multifaisceaux [29].

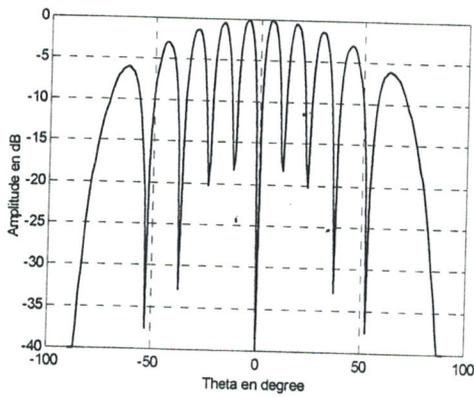
II.7.1 Influence des rayons r_1 et r_2 de l'anneau

Dans l'étude précédente nous avons pris $a = \frac{r_2}{r_1}$ égal à 2. Nous traçons respectivement les diagrammes de rayonnements pour $a = 1.17$ et $a = 5$ d'un réseau plan de (10×10) éléments. Les autres paramètres sont gardés constants, c'est à dire : $\epsilon_r = 2.32$ et $H_s = 0.00159$.

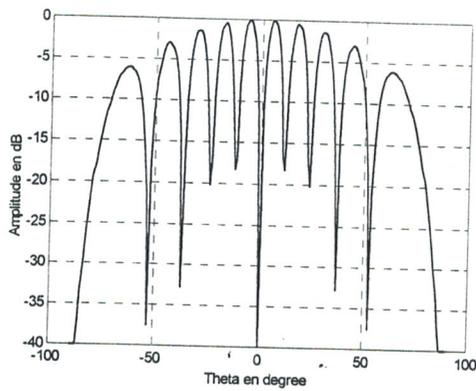
Nous traitons seulement le cas des modes TM_{21} et TM_{22} .

Mode TM_{21}

Pour $a=1.17$



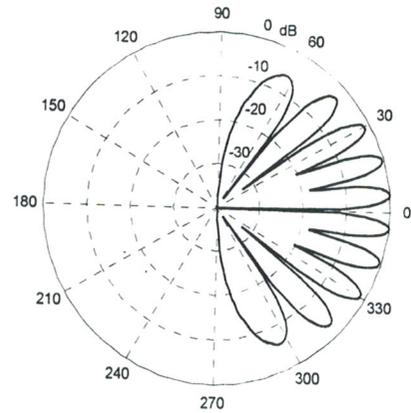
(a)



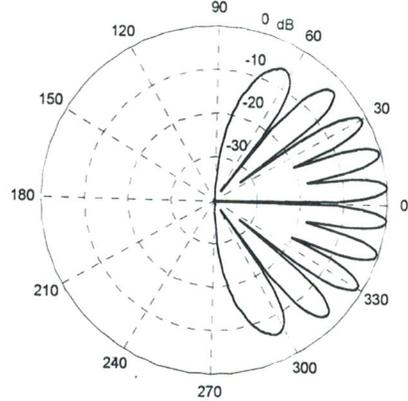
(b)

Figure II.32 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.33 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

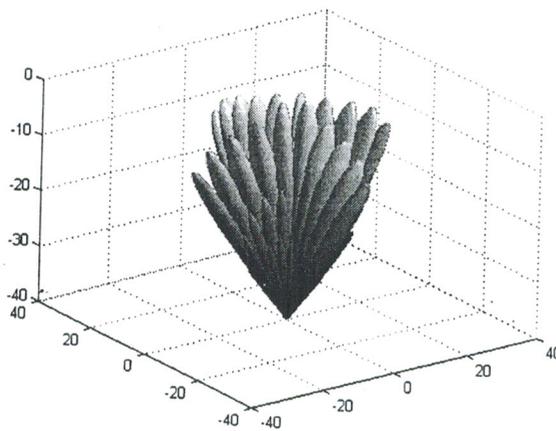
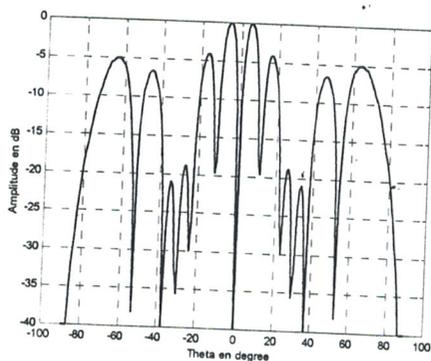


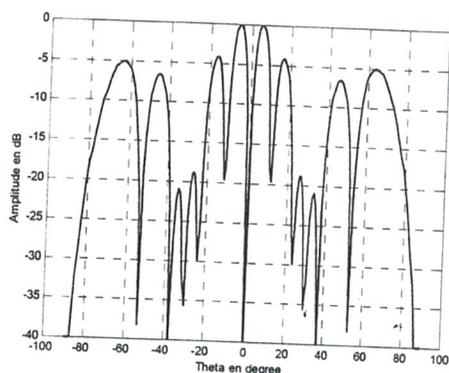
Figure II.34 Diagramme de rayonnement en 3D.

Nous constatons sur les figures II.32.33.34 qui représentent respectivement le diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D du mode TM_{21} pour une valeur de $a=1.17$ que le rayonnement est multidirectionnel et les lobes sont de mêmes niveau.

Pour $a=5$



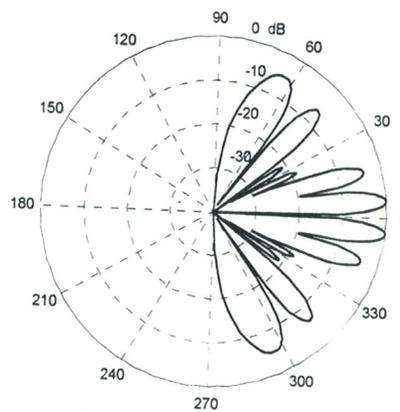
(a)



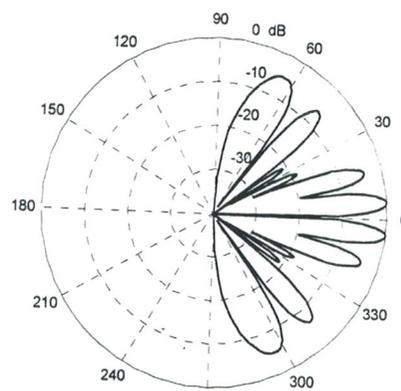
(b)

Figure II.35 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.36 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

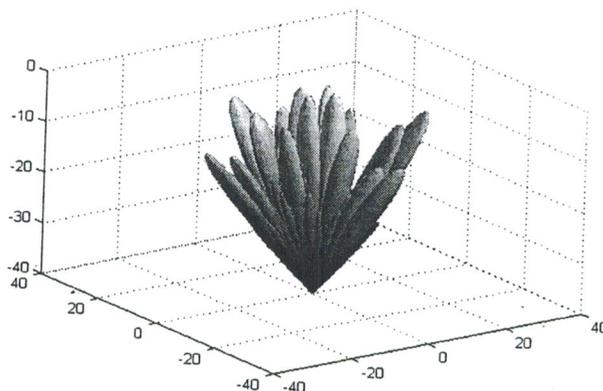
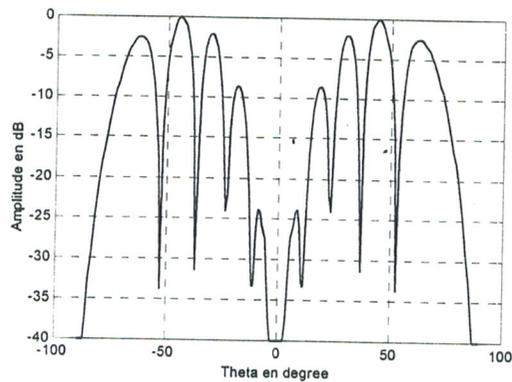


Figure II.37 Diagramme de rayonnement en 3D.

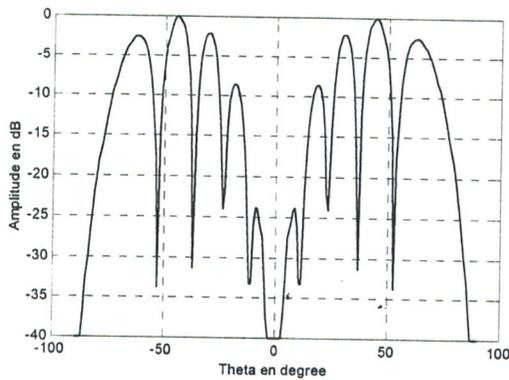
Sur les figures II.35, 36, 37 qui représentent respectivement le diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D du mode TM_{21} pour une valeur de $a=5$, nous observons que le rayonnement des lobes est concentré au centre du réseau et dans les directions $\theta = \pm 45^\circ$.

Mode TM_{22}

Pour $a=1.17$



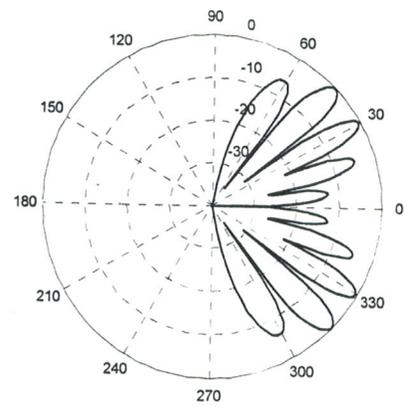
(a)



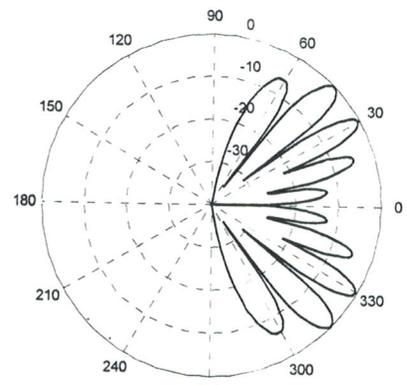
(b)

Figure II.38 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$



(a)



(b)

Figure II.39 Diagramme de rayonnement en polaire d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=0^\circ$ (b) $\varphi=90^\circ$

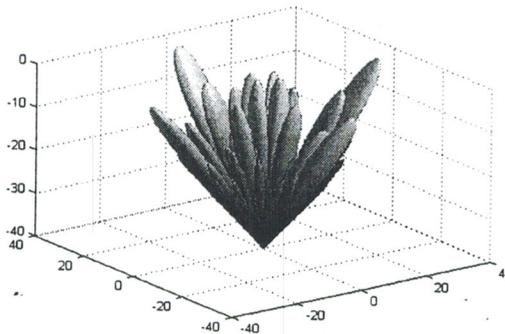
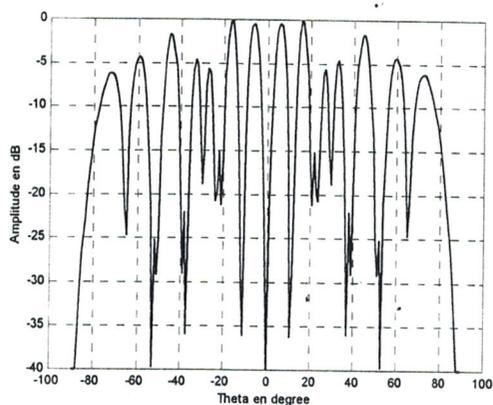


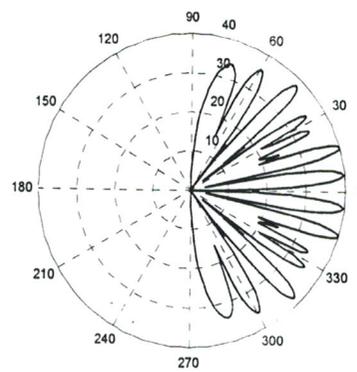
Figure II.40 Diagramme de rayonnement en 3D.

Nous observons sur les figures II.38.39.40 qui représentent respectivement le diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D du mode TM_{22} pour une valeur de $a=1.17$ que le rayonnement est pointé en direction $\theta = \pm 45^\circ$ et ceci dans les deux plans.

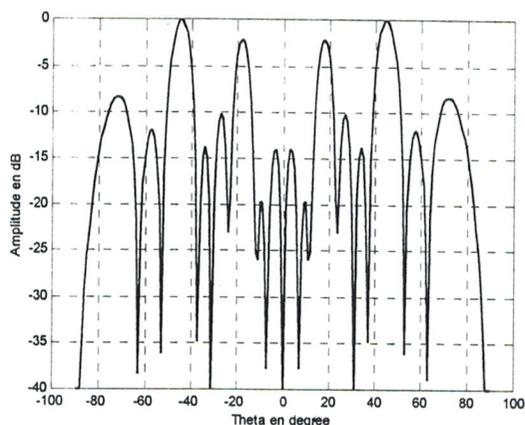
Pour $a=5$



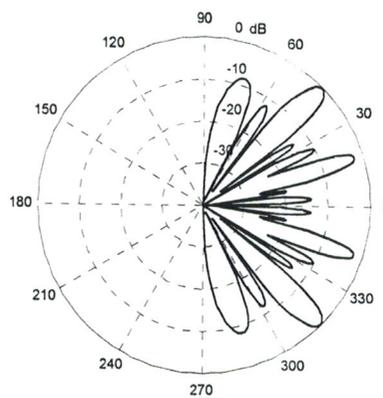
(a)



(a)



(b)



(b)

Figure II.41 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=90^\circ$ (b) $\varphi=0^\circ$

Figure II.42 Diagramme de rayonnement en 2D d'un réseau linéaire.

(a) $\varphi=90^\circ$ (b) $\varphi=0^\circ$

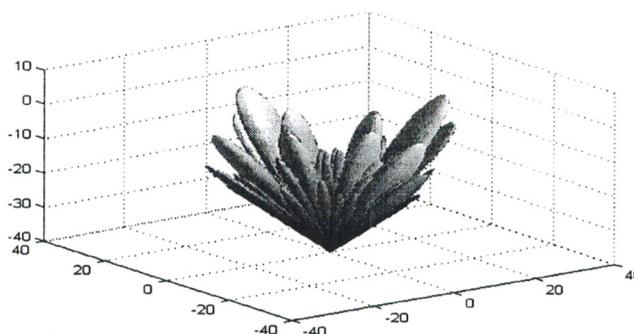


Figure II.43 Diagramme de rayonnement en 3D.

Les figures II.41.42.43 représentent respectivement le diagramme de rayonnement en coordonnées cartésiennes, polaires et en 3D du mode TM_{22} pour une valeur de $a=5$. Nous remarquons que le diagramme de rayonnement est doté de plusieurs lobes qui ont le même niveau. Ces derniers présentent une symétrie par rapport à la direction $\theta = 0^\circ$ dans les deux plans de référence.

II.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de l'antenne annulaire et nous nous sommes intéressés à l'analyse de réseaux d'antennes annulaires, linéaires et plans.

La méthode de la cavité a été utilisée pour la formulation du champ électrique avec l'introduction du concept de la permittivité dynamique (meilleure prise en compte des effets de bords).

Pour la validation du programme nous avons comparés les résultats obtenus d'une antenne seule avec ceux d'autres auteurs.

Les diagrammes de rayonnement d'antennes associées en réseaux sont représentés en 2D, polaire et en 3D pour les différents modes : TM_{11} , TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} , puis nous avons étudié l'influence des différents paramètres de l'antenne annulaire sur le diagramme de rayonnement.

Notons enfin, que pour un choix adéquat du rapport du rayon intérieur et extérieur de l'élément rayonnant, nous pouvons réaliser un fonctionnement en multifaisceaux pour les modes TM_{21} et TM_{22} .

Chapitre III

Algorithmes génétiques

III.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent nous avons analysé le rayonnement de réseau d'antennes imprimées annulaire. Le but de l'analyse consiste à déterminer les caractéristiques électromagnétiques du réseau donné, alors la synthèse consiste à agir sur l'un des paramètres à savoir l'amplitude, la phase des courants d'alimentation et la position des sources rayonnants pour obtenir un diagramme de rayonnement désiré. Ainsi le but de la synthèse est de déterminer ces paramètres.

Dans la littérature, les méthodes développées pour résoudre les problèmes d'optimisation globale sont réparties, selon les auteurs, en différentes classes. On trouve, parmi celles-ci, les méthodes stochastiques, qui sont des méthodes où l'approche de l'optimum est en partie ou entièrement guidée par un processus stochastique. Les procédures purement aléatoires qui explorent et mémorisent le meilleur élément trouvé, ne sont pas non plus, efficaces et robustes. On leur préfère les méthodes dites pseudo-aléatoires ; celles-ci utilisent un choix aléatoire comme outil pour guider une exploration intelligente de l'espace des solutions. Parmi ces méthodes, les algorithmes génétiques qui nous ont paru plus appropriés et nous ont permis d'éviter les limitations impliquées par les méthodes classiques.

Les algorithmes génétiques sont des méthodes d'optimisation de fonctions. Ces algorithmes s'inspirent de l'évolution génétique des espèces. Schématiquement, ils copient de façon extrêmement simplifiée certains comportements des populations naturelles. Ainsi, ces techniques reposent toutes sur l'évolution d'une population de solutions qui, sous l'action de règles précises, optimisent un comportement donné [30].

Les algorithmes génétiques sont l'œuvre de John Holland (1975) et de ses étudiants de l'Université de Michigan puis Goldberg [31]. Ils présentent des qualités intéressantes pour la résolution de problèmes combinatoires complexes. Ils sont basés sur la théorie de l'évolution des espèces dans leur milieu naturel, soit une transposition artificielle des concepts de base de la génétique et des lois de survie énoncées par Darwin [32].

III.2 PRINCIPE DE L'ALGORITHME GENETIQUE

Les algorithmes génétiques sont des algorithmes d'optimisation basés sur les mécanismes de la sélection naturelle. Ils ont été conçus, à l'origine, pour résoudre des problèmes traitant l'adaptation des individus à leur environnement, ce qui a amené les chercheurs à tenter de reproduire certains phénomènes naturels [33].

John Holland a débuté ses recherches dans les années 70. Il s'est directement inspiré du modèle des lois de Darwin de la nature, modèle basé sur la survie des espèces les plus fortes. Tout comme dans la nature où les spécimens se reproduisent, dans le modèle des AG les spécimens se reproduisent aussi ; en particulier, ceux jugés plus forts se reproduiront à un rythme plus rapide. Des opérations génétiques sont effectuées sur deux candidats pour obtenir deux nouveaux candidats plus performants que leur propre parent. La progéniture aura héritée des bons gènes de chaque parent, du moins on l'espère [34].

En biologie, on manipule des gènes et des chromosomes ; il s'en va de même dans le modèle des algorithmes génétiques. Les problèmes et les solutions sont codés, le codage peut prendre différentes formes. Une des plus répandues étant la chaîne de bits. Ces chaînes sont comparables aux chromosomes des systèmes biologiques, alors que les caractères ou les bits qui composent les chaînes sont comparables aux gènes. L'ensemble des chaînes forme une structure, alors qu'en biologie le bagage génétique se nomme génotype.

La première étape dans un algorithme génétique est de définir *une génération* initiale constituée par un ensemble d'individu, codés chacun par une chaîne binaire appelée génotype.

Ces individus sont soit définis au départ, soit choisis de manière purement aléatoire. On opte le plus souvent pour la seconde possibilité à cause de la simplicité de sa réalisation. On aboutit à une structure globale à cinq niveaux d'organisation (figure III.1), d'où résulte le comportement complexe des algorithmes génétiques.

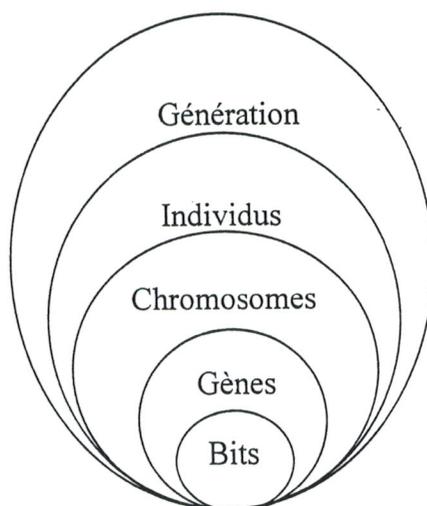


Figure III.1 les cinq niveaux d'organisation de l'algorithme génétique.

III.3 CARACTERISTIQUE DES ALGORITHMES GENETIQUES

Pour trouver une solution à un problème, les algorithmes génétiques utilisent une part du hasard. En effet, les candidats à la reproduction sont choisis de façon probabiliste. Les gènes de chaque parent sont croisés de façon aléatoire dans la progéniture. En croisant ainsi des générations en générations parmi les candidats jugés performants, on cherche à obtenir une progéniture plus performante que celle de la génération précédente, s'approchant ainsi de la solution optimale.

Les algorithmes génétiques, en tant qu'approche de résolution de problèmes, se caractérisent par un certain nombre d'aspects qui sont :

- Les AG possèdent une représentation codée et cherchent une représentation dans l'espace des solutions et non pas directement dans le domaine original.
- Les AG travaillent sur une population de points, au lieu d'un point unique.
- Les AG n'utilisent que les valeurs de la fonction étudiée, et non sa dérivée, ou une autre fonction auxiliaire.
- Les AG utilisent des règles de transmission probabilistes et non déterministes.

III.4 CODAGE DES PARAMETRES

Les algorithmes génétiques manipulent le codage de l'ensemble des paramètres plutôt que les paramètres eux-mêmes. Avec l'approche de l'algorithme génétique, les paramètres sont codés sous forme de chaînes de longueur finie, à partir d'un alphabet fini.

C'est grâce aux codes et aux similitudes de ces codes, que nous arrivons à trouver une solution satisfaisante à notre problème [35].

Le codage le plus fréquemment utilisé est le codage binaire. A chaque variable d'optimisation x_i (à chaque paramètre du dispositif), nous faisons correspondre un gène codé en une série de « 0 » et de « 1 ». Rappelons que dans cette étude les n variables sont supposés réelles. Nous considérons un espace de recherche fini :

$$X_{i\min} \leq X_i \leq X_{i\max} \quad \forall i \in [1, n] \quad (\text{III.1})$$

Afin de coder nos variables réelles en binaires, nous discrétisons l'espace de recherche. Ainsi un codage sur 16 bits implique une discrétisation des intervalles en :

$$g_{\max} = 2^{16} - 1 = 65535 \text{ valeurs discrètes.}$$

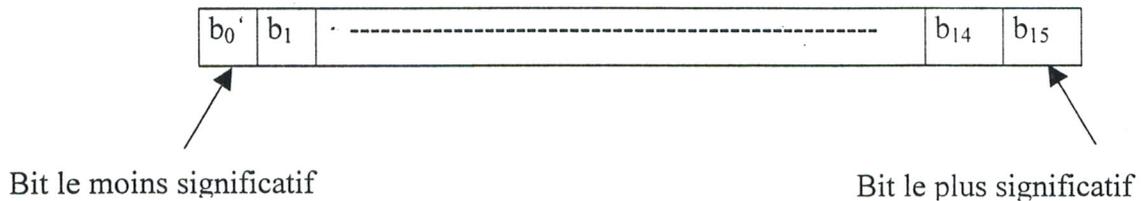


Figure III.2 Gène (paramètre du dispositif) codé par un entier long (16 bits).

A chaque variable réelle X_i on associe donc un entier de longueur g_i :

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

$$\text{Avec : } g_i = \sum_{i=1}^n b_i 2^i \quad (\text{III.3})$$

Les formules de codage et décodage sont alors les suivantes :

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

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

III.5 FONCTION D'ÉVALUATION

La fonction d'évaluation $f(x)$ (ou fonction *Fitness*) est une fonction qui associe à chaque individu une valeur d'adaptation, afin de déterminer le nombre de fois que cet individu sera sélectionné pour la reproduction. Les algorithmes génétiques utilisent cette fonction pour entreprendre une recherche efficace des structures plus performantes. Ils ne requièrent que des valeurs des fonctions d'évaluation associées aux chaînes individuelles. Les valeurs de la fonction *fitness* serviront au processus de sélection des candidats « aptes » à la reproduction et au processus de survie de certaines espèces. Cette fonction représente également le lien entre le problème physique à résoudre et l'algorithme génétique.

Les AG sont des maximiseurs par défaut. Le problème posé doit être transformé en un problème de minimisation d'une fonction numérique à valeurs positives sur son domaine de définition. Pour résoudre le problème de minimisation, il suffit d'appliquer l'équation suivante :

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

Où *Max* représente la valeur maximale de la fonction d'évaluation.

III.6 CREATION DE LA POPULATION INITIALE

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

Nous discuterons plus loin de la taille N de cette population, mais nous pouvons déjà dire qu'elle résultera d'un compromis entre le temps de calcul et la qualité de la solution. Une population trop petite évoluera probablement vers un optimum local peu intéressant. Une population trop grande sera inutile car le temps de convergence sera excessif. La taille de la population doit être choisie à réaliser un bon compromis entre le temps de calcul et la qualité du résultat.

III.7 OPERATEURS DE L'ALGORITHME GENETIQUE

Les opérateurs génétiques sont appliqués à une population initiale de façon à réduire dans le temps, des populations successives de qualité. Nous étudions dans cette section les trois opérateurs génétiques de base : la sélection, le croisement et la mutation.

III.7.1 Sélection

La sélection est le processus selon lequel des chaînes de la population globale sont choisies suivant la valeur de leur fonction *fitness* f , qu'on désire maximiser. Plus la valeur de la fonction d'évaluation d'une chaîne est élevée, plus cette chaîne a des chances d'être choisie pour la reproduction. Une partie des chaînes choisies contribuera à une solution chromosome dans les générations futures.

Il existe plusieurs techniques pour la sélection des chromosomes à reproduire. Les plus utilisées sont :

- la sélection par décimation.
- la sélection proportionnelle.
- la sélection par tournois.

La fonction d'évaluation est l'arbitre qui a le droit de vie ou de mort sur les chaînes. Si une chaîne n'a pas une valeur de fonction *fitness* élevée, elle a peu de chance d'être choisie pour la reproduction. Ainsi, elle mourra d'une certaine manière, puisque ses gènes ne se retrouveront pas dans la prochaine génération. Une fois qu'une génération est choisie, une réplique exacte de celle-ci est réalisée puis intégrée à une poule d'accouplement.

III.7.1.1 Sélection par décimation

C'est un procédé très simple qui consiste à classer tous les individus d'une génération par ordre décroissant selon leurs valeurs d'adaptation. Un seuil minimal est alors fixé et tous les individus qui présentent une fonction *fitness* inférieure à ce seuil seront éliminés. Ainsi, seuls les meilleurs individus restants participeront à compléter cette population et à créer une nouvelle génération, par accouplement entre eux.

L'inconvénient d'une telle méthode est qu'elle élimine certains individus qui ne sont pas intéressants en eux mêmes, mais qui peuvent transmettre des gènes intéressants à leurs

descendants. Cette stratégie est simple, elle reste tout de même très exploitée par les algorithmes génétiques.

III.7.1.2 Sélection proportionnelle

Par ce procédé, les parents sont sélectionnés selon leurs valeurs d'adaptation. Les meilleurs individus ont plus de chance d'être sélectionnés que les autres.

Cette stratégie peut être mise en œuvre par une roulette russe. Selon cette technique, la probabilité d'être choisie est directement proportionnelle à la valeur d'aptitude du parent. D'abord on détermine la valeur d'aptitude de chaque chromosome, puis on détermine l'aptitude totale en faisant la somme de toutes les valeurs d'aptitude de la population ; enfin, on détermine le pourcentage de l'aptitude de chaque chromosome par rapport à l'aptitude totale.

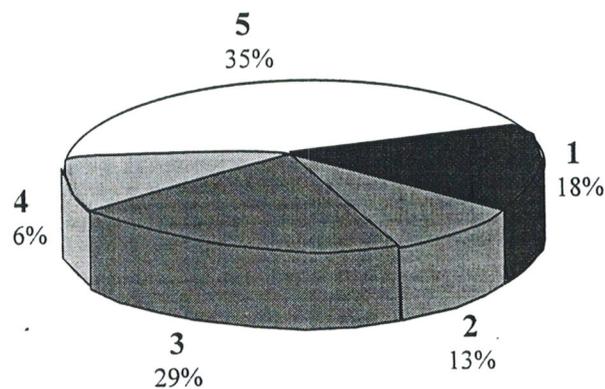


Figure III.3 sélection proportionnelle de 5 individus

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

$$\text{probabilité}_i = \frac{\text{fitness}_i}{\sum_i \text{fitness}_i} \quad (\text{III.7})$$

Comme le montre la figure III.3, les quartiers de la roulette russe sont proportionnels à la valeur d'aptitude. Nous pouvons également noter qu'en faisant tourner la roulette, nous aurons beaucoup plus de chance de choisir les chromosomes 3 et 5.

III.7.1.3 Sélection par tournois :

Dans cette stratégie, un certain nombre d'individus est choisi. Ces derniers se combattent (on compare alors leurs fonction d'adaptation) pour accéder à la génération finale. Le plus adapté l'emporte avec une probabilité $0.5 < p \leq 1$. Cette étape est répétée jusqu'à ce que la génération finale soit remplie. Il est tout à fait possible que certains individus participent à plusieurs tournois : s'ils gagnent plusieurs fois, il auront donc droit d'être copiés plusieurs fois dans la génération finale, ce qui favorisera la pérennité de leurs gènes.

III.7.2 Croisement

Les individus survivants à la phase de sélection sont appariés aléatoirement et chaque paire formée va subir le croisement avec une probabilité P_{cross} , les paires croisées sont remplacées dans la population par leurs descendances. Différents types de croisement existent.

III.7.2.1 Croisement en un point

On choisit au hasard un point de croisement identique sur les deux chromosomes, puis on effectue une coupure des deux chromosomes et on échange les deux fragments situés à droite (figure III.4)

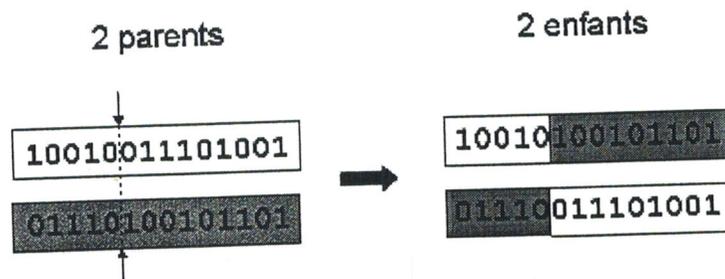


Figure III.4 représentation schématique du croisement en 1 point

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

III.7.2.2 Croisement en deux points

Le même principe que le croisement en un point sauf qu'on choisit au hasard deux points de croisement (figure III.5).

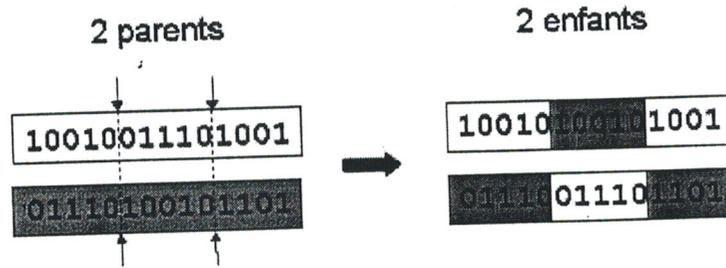


Figure III.5 représentation schématique du croisement en deux points.

Notons que d'autres formes de croisement existent, du croisement en **K** points jusqu'au cas limite du croisement uniforme.

III.7.2.3 Croisement uniforme

Dans ce cas, un masque de croisement (mot binaire de même longueur que les chromosomes) est utilisé. Un "0" à la $n^{\text{ème}}$ position du masque laisse inchangé les symboles à la $n^{\text{ème}}$ position des chromosomes. Tandis qu'un "1" déclenche un échange des symboles correspondants (figure III.6). Le masque est réalisé de façon aléatoire pour chaque couple d'individus.

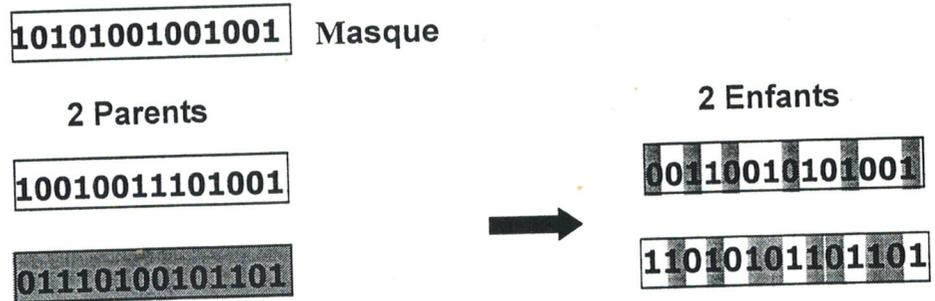


Figure III.6 représentation schématique du croisement uniforme

III.7.3 Mutation

Nous définissons une mutation 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.

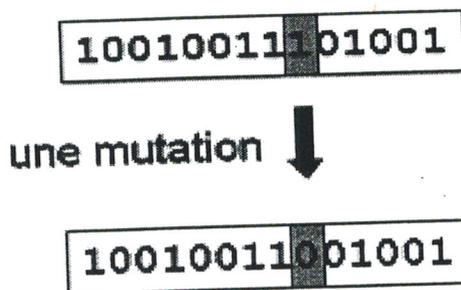


Figure III.7 représentation schématique d'une mutation dans un chromosome.

D'autre part, une population trop petite peut s'homogénéiser à cause des erreurs stochastiques : les gènes favorisés par le hasard peuvent se répandre au détriment des autres. Cet autre mécanisme de l'évolution, qui existe même en l'absence de sélection, est connu sous le nom de dérive génétique. Du point de vue du dispositif, cela signifie que l'on risque alors d'aboutir à des dispositifs qui ne seront pas forcément optimaux. Les mutations permettent de contrebalancer cet effet en introduisant constamment de nouveaux gènes dans la population.

De nombreuses méthodes existent. Souvent la probabilité de mutation P_m par bit et par génération est fixée entre 0,01 et 0,1. On peut prendre également $P_m=1/L$ où L est le nombre de bits composant un chromosome. Il est possible d'associer une probabilité différente à chaque gène, et ces probabilités peuvent être fixes ou évoluer dans le temps.

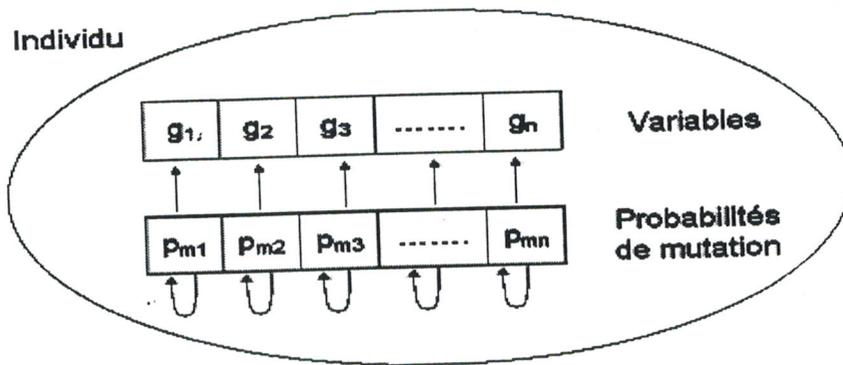


Figure III.8 principe de l'auto adaptation.

A chaque variable est associée sa propre probabilité de mutation, qui est elle-même soumise au processus d'évolution. L'individu possède donc un second chromosome codant ces probabilités.

III.8 CYCLE DE L'ALGORITHME GENETIQUE

La procédure de l'algorithme génétique fait intervenir toutes les entités précitées : la fonction d'évaluation, la sélection, le croisement et la mutation.

Pour résoudre un problème d'optimisation à l'aide de l'AG, il suffit de choisir une représentation binaire des solutions éventuelles qui va subir une évolution dans le temps, comme le montre la figure III.8.

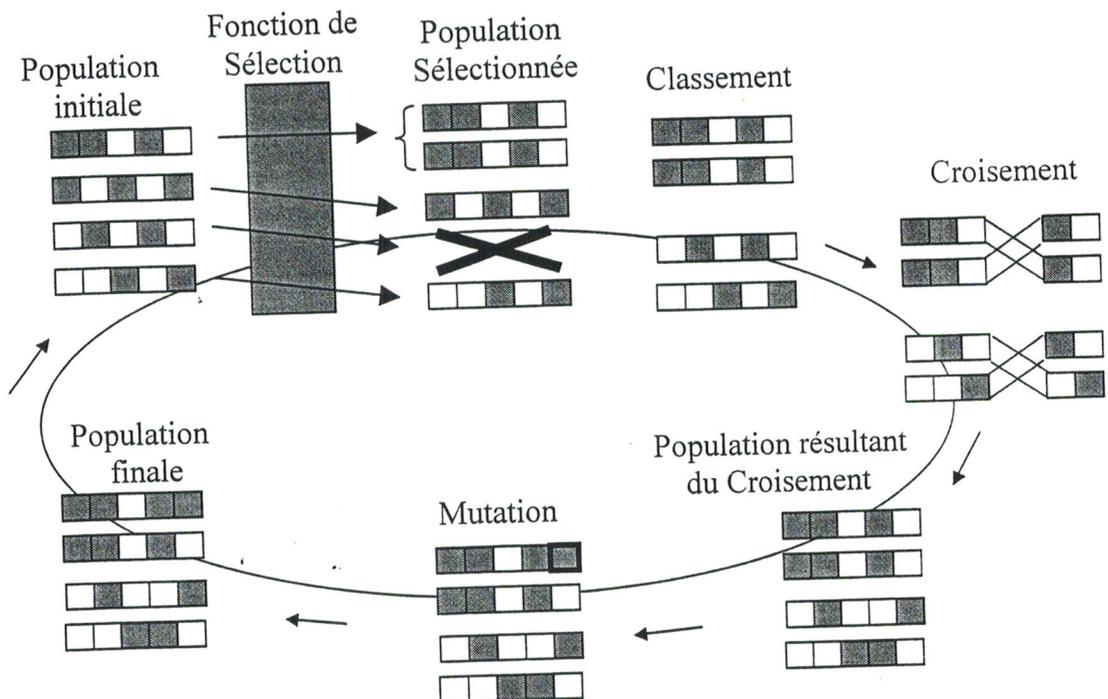


Figure III.9 cycle complet d'un algorithme génétique

Nous nous intéressons dans le chapitre suivant à l'application de l'AG dans la synthèse de réseaux d'antennes imprimées par action sur l'amplitude et/ou la phase l'alimentation des éléments et sur la répartition spatiale des sources, permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement désiré exigé à l'avance par l'utilisateur.

Chapitre IV

*Synthèse de réseaux d'antennes
imprimées par
l'algorithme génétique*

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous essayons de mettre en exergue les particularités de l'algorithme génétique dans ses applications à la synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes imprimées, ainsi que ses avantages et ses limites.

De nombreux cas concrets de synthèse pour les réseaux linéaires et plans, sont simulés par action sur différentes combinaisons de paramètres : amplitude et/ou phase d'alimentation et/ou répartition spatiale des sources. Cette nouvelle conception de réseaux d'antennes est rendue possible et réalisable grâce à l'algorithme génétique.

IV.2 PROBLEME DE SYNTHÈSE

Considérons un réseau linéaire à N sources rayonnantes identiques de diagramme de directivité $f(\theta, \varphi)$. Chacune d'elles est alimentée par une excitation complexe W_i et localisée à la position x_i . Son diagramme de rayonnement s'écrit [36] :

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{max}} \sum_{i=1}^N W_i e^{j K_0 x_i \sin \theta \cos \varphi} \quad (IV.1)$$

où $f(\theta, \varphi)$ est le diagramme de la source, x_i la position du $i^{\text{ème}}$ élément du réseau, W_i s'exprime en terme d'amplitude A_i et de phase φ_i de la manière suivante :

$$W_i = A_i e^{j\varphi_i} \quad (IV.2)$$

Le rayonnement du réseau est, comme on peut le constater, conditionné par trois paramètres : l'amplitude et la phase de la loi d'alimentation et les positions des éléments constituant le réseau.

Le diagramme de directivité $F(\theta, \varphi)$ est une fonction des deux angles de direction θ et φ . Si φ est fixé le diagramme $F(\theta, \varphi)$ pourra être conformé dans les plans E ou H. Pour des raisons de commodité, nous nous intéressons à la synthèse de réseaux linéaires dans le plan $\varphi=0$.

Le problème de synthèse consiste donc à approcher le diagramme de la directivité du réseau à un certain diagramme désiré, défini par un gabarit imposé à l'avance par l'utilisateur [37].

On cherche également à maximiser la directivité du rayonnement et minimiser les niveaux des lobes secondaires.

▪ **Spécification du diagramme désiré**

Le diagramme désiré peut être soit défini à partir d'une fonction, soit spécifié à partir d'un gabarit. Nous avons retenu cette dernière solution car il est plus pratique de faire contenir le diagramme de rayonnement dans les limites d'un gabarit que de l'approcher d'une fonction. Ainsi le gabarit présente l'avantage d'obtenir une solution plus facilement réalisable en imposant des intervalles plutôt que des valeurs. La figure IV.1 représente un exemple de gabarit exigé par l'utilisateur.

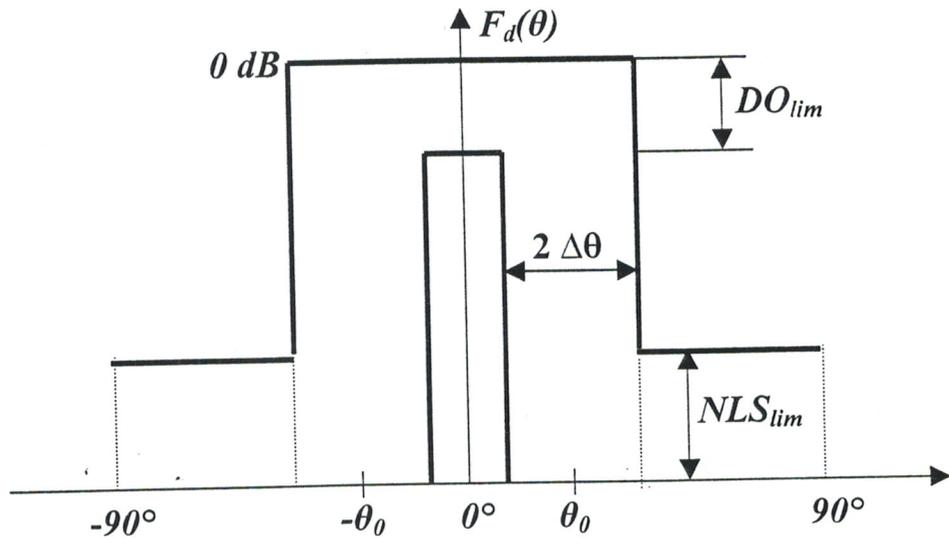


Figure IV.1 Spécification du gabarit.

- Pour $-\theta_0 + \Delta\theta \leq \theta \leq \theta_0 - \Delta\theta$, on définit le domaine d'ondulation. Le taux d'ondulation maximal est fixé par DO_{lim} .
- Pour $-90^\circ \leq \theta \leq -\theta_0 - \Delta\theta$ et $\theta_0 + \Delta\theta \leq \theta \leq +90^\circ$, on définit le niveau maximal des lobes secondaires NLS_{lim} .

L'erreur commise entre les deux diagrammes s'écrit :

$$G(\theta, \varphi) = | F_s(\theta, \varphi) - F_d(\theta) | \tag{IV.3}$$

Le problème d'optimisation consiste alors à minimiser l'erreur quadratique suivante :

$$G(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^p e^2(\theta, x) ; \tag{IV.4}$$

Le problème de synthèse auquel on s'intéresse consiste à minimiser les niveaux des lobes secondaires néfastes au rayonnement utile. Ceci est résolu par l'algorithme génétique.

IV.3 ALGORITHME GENETIQUE ET RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES

Dans le contexte de l'algorithme génétique, nous assimilons le réseau d'antennes imprimées à un chromosome dont les gènes représentent les paramètres de ce réseau (A_i , φ_i et X_i en l'occurrence).

La première phase de l'AG consiste d'abord à créer une population d'individus de façon aléatoire sous forme de matrice binaire qui contiendra un nombre $L \times C$ de chiffres « 0 » et « 1 » tel que :

- L : est le nombre de lignes, égal au nombre d'individus dans la population.
- C : est le nombre de colonnes, égal au nombre de paramètres du réseau multiplié par le nombre de bits du code binaire simple utilisé.

Nous évaluons ensuite l'aptitude (ou la force) de chaque individu de cette génération et nous déterminons leur fonction d'évaluation. Pour cela, nous décodons le chromosome correspondant à chaque individu. Nous utilisons à cet effet la formule de l'équation suivante pour un décodage de gènes à N bits :

$$P = \frac{P_{max} - P_{min}}{2^N} \sum_{n=0}^{N-1} 2^n b_n + P_{min} \quad (IV.5)$$

Où P peut aussi bien être un ou plusieurs paramètres A_i , φ_i ou x_i . P_{max} et P_{min} sont les bornes supérieure et inférieure de l'intervalle des valeurs des paramètres et b_i est le $i^{\text{ème}}$ bit le long du gène correspondant au paramètre P .

Le vecteur P obtenu, sera introduit dans la fonction $F_s(\theta)$ afin d'évaluer la fonction fitness de cet individu :

$$Fitness = Max - F_s(\theta') \quad (IV.6)$$

Où Max est la plus grande valeur que peut prendre $F_s(\theta)$, et θ' : est l'angle qui correspond à la position du plus grand lobe secondaire de $F_s(\theta)$.

L'AG aura tendance dans cette étape à effectuer un classement des individus du plus fort au plus faible (de la plus grande valeur de fitness à la plus petite). Dans notre application nous avons utilisé la sélection par décimation tout en gardant le meilleur individu qui sera répété jusqu'à compléter une nouvelle matrice de même dimension que la précédente. C'est la phase de sélection des parents.

On a donc une domination du super individu. Cela procure une convergence rapide aux dépens de la richesse du patrimoine génération. Cette stratégie de sélection est peu utilisée.

Après codage, les opérations de l'AG vont intervenir pour la reproduction, c'est le rôle des opérations de croisement et de mutation. On décode de nouveau les chromosomes des enfants, ce qui donnera de nouveaux paramètres. Ces paramètres donnent lieu à un niveau maximum des lobes secondaires inférieur à celui des anciennes générations. On sélectionnera des enfants qui seront, du fait même de leur survivance, parents à leur tour, en les croisant et en les mutant. Il faut répéter ces opérations tant qu'un nombre de générations déterminé n'est pas atteint ou tant que l'algorithme génétique ne converge pas vers un individu optimal.

IV.4 APPLICATION AUX RESEAUX LINEAIRES

Les résultats suivants ont tous été obtenus à partir d'application aux antennes imprimées en forme d'anneau pour le mode fondamental TM_{11} et fonctionnant à la fréquence de 1GHz. Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5 dB.

Les premiers essais ont été réalisés sur des réseaux linéaires avec un seul paramètre d'optimisation : l'amplitude de l'alimentation des éléments, puis avec deux paramètres d'optimisations : amplitude et répartition spatiale des éléments, et amplitude et phase des éléments. Cette première approche de synthèse est réalisée à l'aide du logiciel de synthèse programmé sous MATLAB 5.3.

IV.4.1 Synthèse par loi d'amplitude

Considérons un réseau linéaire à N éléments rayonnants annulaires ayant le même diagramme de rayonnement $f(\theta)$, chaque élément localisé à x_i est pondéré par le coefficient d'alimentation a_i . La synthèse se réduit à la recherche de la loi d'alimentation des éléments rayonnants définis par le vecteur $A = [a_1, a_2 \dots a_N]$ avec $0 \leq a_i \leq 1$: distribution d'alimentation normalisée.

Les spécifications de l'AG sont : 50 générations et 100 individus codés sur 16 bits.

Sur la figure IV.2, nous présentons la caractéristique du rayonnement électromagnétique en zone lointaine dans le plan $\varphi = 0^\circ$ d'un réseau linéaire à 12 éléments. Ceci a permis d'obtenir un diagramme de rayonnement parfaitement symétrique par rapport à la direction de référence $\theta = 0^\circ$, comme nous pouvons le voir. L'étendue angulaire du faisceau dominant est contrainte dans la zone qui lui est destinée. Le plus

dominant des lobes secondaires fait $-26,82$ dB à sa cime sur une échelle normalisée logarithmique. Ce niveau est acceptable étant donné que la valeur maximale tolérable fixée à -25 dB.

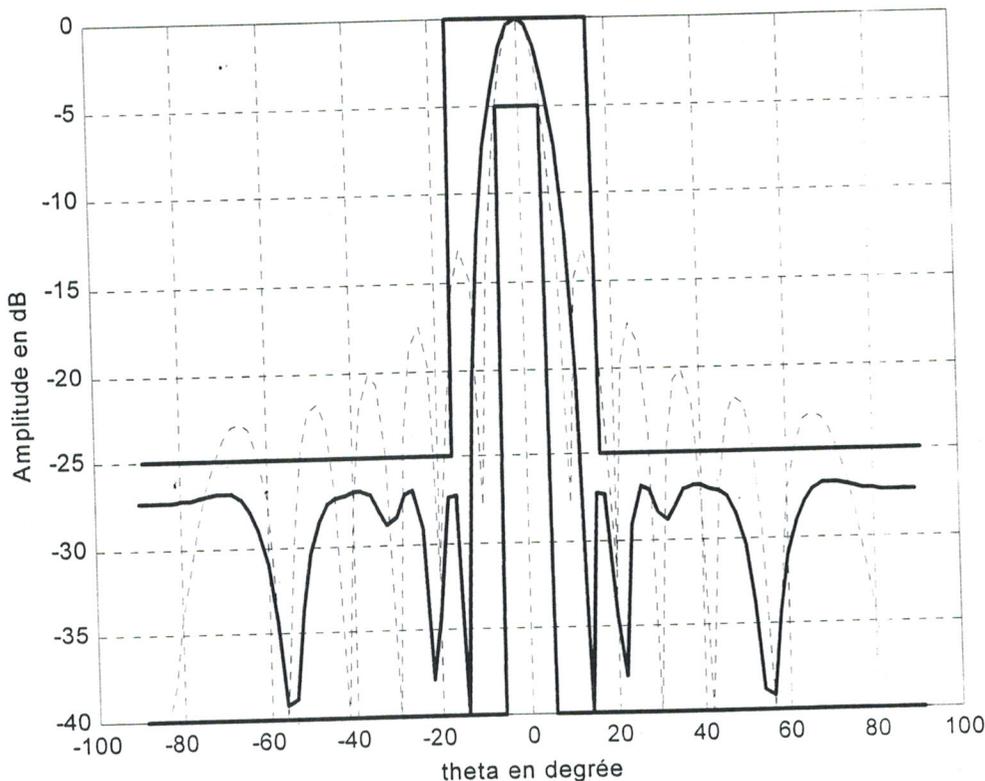


Figure IV.2 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.
 ———— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau 1.

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.3135	0.5003	0.4996	0.7941	0.9389	0.9390
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.8747	0.8816	0.6244	0.6252	0.2873	0.1855

Tableau IV.1 Valeur d'amplitude pour chaque élément.

La figure IV.3 représente le tracé du diagramme de rayonnement du réseau linéaire à 20 éléments. Pour ce résultat, le diagramme de rayonnement obtenu est bien centré en

$\theta = 0^\circ$. Nous pouvons s'en assurer, par simple observation, que le lobe principal respecte les largeurs limites minimales et maximales imposées par le gabarit. Le niveau des lobes secondaires a atteint la valeur de -30.85 dB, ce qui est tout a fait acceptable étant donné que nous l'avons imposé à -30 dB. En augmentant le nombre d'éléments, nous constatons une diminution du niveau des lobes secondaires et une amélioration de la directivité de rayonnement.

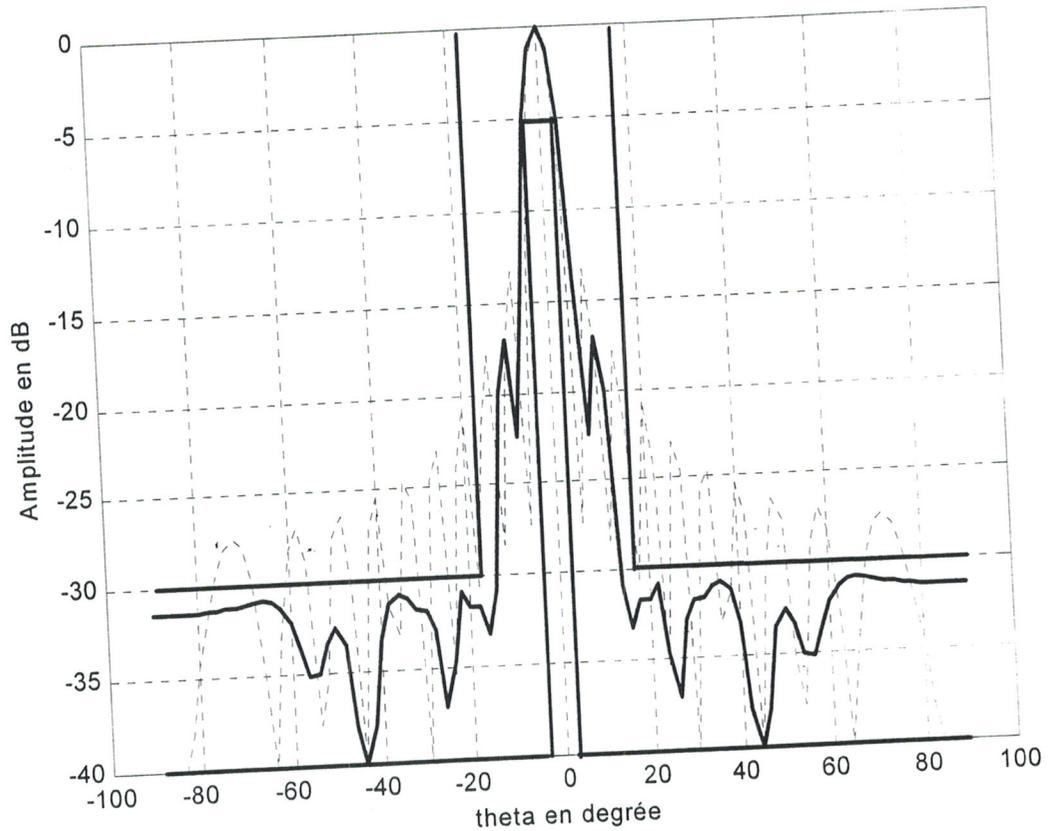


Figure IV.3 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

La distribution de l'amplitude de l'alimentation est donnée par le tableau IV.2.

Source	Amplitude A_i	Source	Amplitude A_i
1	0.0522	11	0.6285
2	0.1298	12	0.6180
3	0.2470	13	0.6411
4	0.3958	14	0.4962
5	0.4903	15	0.6253
6	0.6363	16	0.4922
7	0.7269	17	0.5159
8	0.7192	18	0.3593
9	0.7520	19	0.4071
10	0.6676	20	0.2541

Tableau IV.2 Valeur d'amplitude pour chaque élément.

IV.4.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale

La synthèse de réseaux non périodiques peut être obtenue aussi en agissant au moins sur le paramètre répartition spatiale des sources, les autres paramètres étant fixes ou variables. L'étape suivante consiste à réaliser une synthèse de réseaux non périodiques en tenant compte de la variation de deux paramètres (amplitude d'alimentation et répartition spatiale).

Le problème de synthèse consiste donc à rechercher les deux vecteurs $A = [a_1, a_2, \dots, a_N]$ et $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ afin de pouvoir négliger l'effet de couplage mutuel inter-éléments rayonnants, et l'apparition des lobes d'ambiguïtés. L'espacement minimal est supérieur à 0.25λ et l'espacement maximal est inférieur à 0.5λ soit : $0.25\lambda \leq \Delta X_i \leq 0.5\lambda$.

L'application de l'AG à un réseau de 10 éléments et 20 éléments, après 120 générations et 40 individus codés sur 8 bits, nous a permis de synthétiser un niveau maximum des lobes secondaires de -22.83 dB (figure.IV.4) et -22.5 dB (figure.IV.5) respectivement.

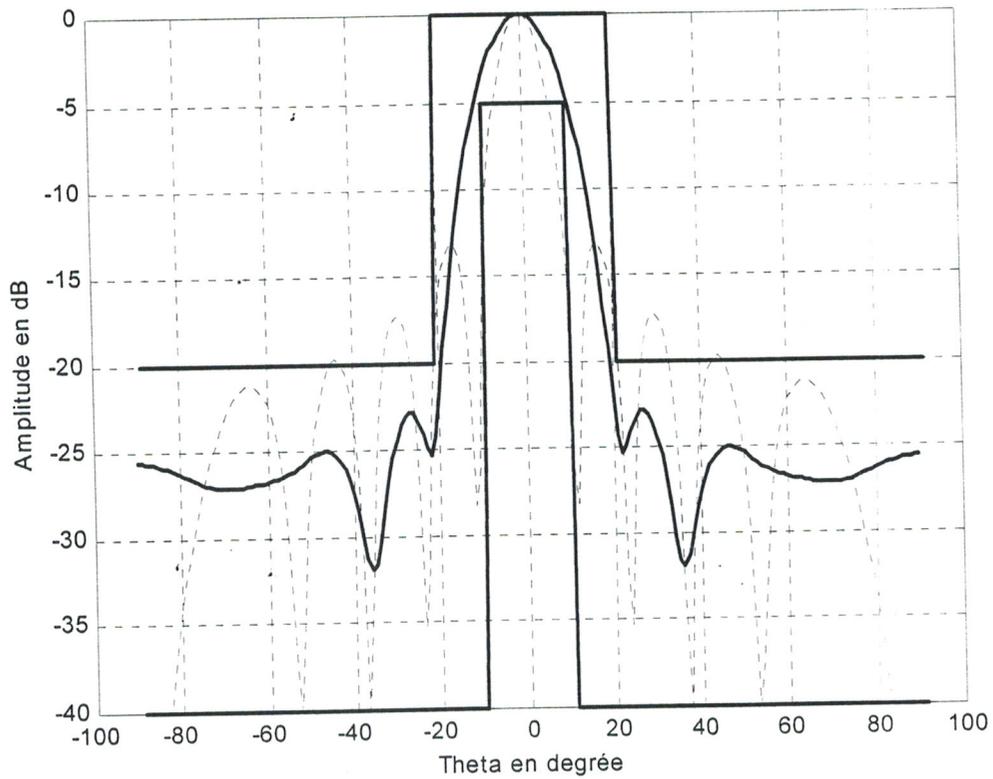


Figure IV.4 Diagramme d'un réseau linéaire à 10 éléments.

— Fs : diagramme synthétisé.

..... Fd : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des sources en fonction de la longueur d'onde.

Source	1	2	3	4	5
Position Δx	0.2990λ	0.3470λ	0.3606λ	0.3400λ	0.4203λ
Amplitude A_i	0.3725	0.5020	0.7592	0.8118	0.9745
Source Δx	6	7	8	9	10
Position	0.2813λ	0.3576λ	0.3616λ	0.3490λ	0.3606λ
Amplitude A_i	0.9294	0.8471	0.6314	0.4039	0.3961

Tableau IV.3 Amplitudes et position des différents éléments.

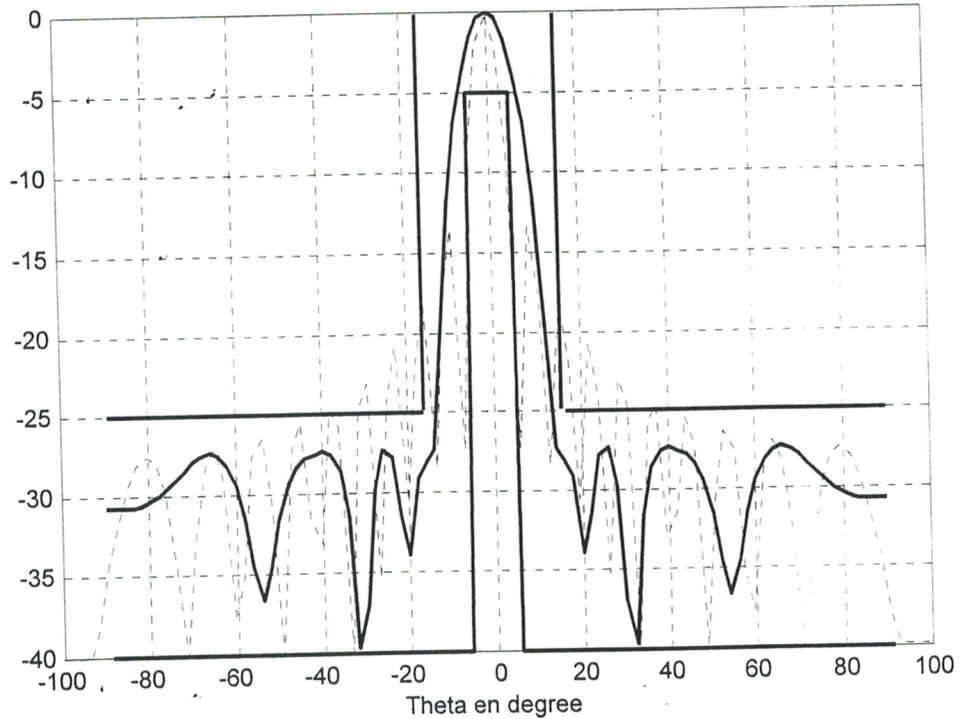


Figure IV.5 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Le tableau IV.4 donne la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des éléments.

Source	Position Δx	Amplitude	Source	Position Δx	Amplitude
1	0.4990λ	0.7490	11	0.4273λ	0.3490
2	0.3520λ	0.9255	12	0.2536λ	0.7176
3	0.4490λ	0.7804	13	0.2636λ	0.2745
4	0.4647λ	0.6510	14	0.3183λ	0.7490
5	0.4047λ	0.9882	15	0.3537λ	0.6235
6	0.3960λ	0.8431	16	0.3547λ	0.2941
7	0.4253λ	0.6157	17	0.3193λ	0.7843
8	0.2656λ	0.8824	18	0.4920λ	0.5451
9	0.4460λ	0.8275	19	0.3586λ	0.2314
10	0.2607λ	0.5804	20	0.3313λ	0.5451

Tableau IV.4 Amplitudes et position des différents éléments.

De même ici, nous constatons que les diagrammes sont parfaitement symétriques. Aussi, si nous augmentons le nombre des éléments du réseau, le niveau des lobes secondaires diminue, et la largeur du lobe principal se réduit (amélioration de la directivité).

IV.4.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase

A l'aide de réseau d'alimentation (répartiteurs et déphaseurs), nous pouvons commander la pondération complexe d'alimentation des sources, ceci en agissant sur les amplitudes et les phases de l'alimentation. Par action sur les pondérations (en amplitude et/ou en phase), il est possible de produire des diagrammes de rayonnement de formes et de direction variables suivant les exigences de l'utilisateur. Ainsi, en agissant sur le paramètre phase de l'alimentation, nous pourrions réaliser des fonctions très particulières telles que le pointage et le balayage électronique, la réjection des brouilleurs, la détection adaptative,...

Les résultats obtenus sont représentés sur les figures IV.6 et IV.7, pour deux réseaux linéaires respectivement à 12 et 20 éléments avec une distance de 0.5λ entre les éléments. Les paramètres de l'algorithme génétique sont les suivants : nombre de génération égale à 120, nombre d'individus égale à 40, codage sur 8 bits.

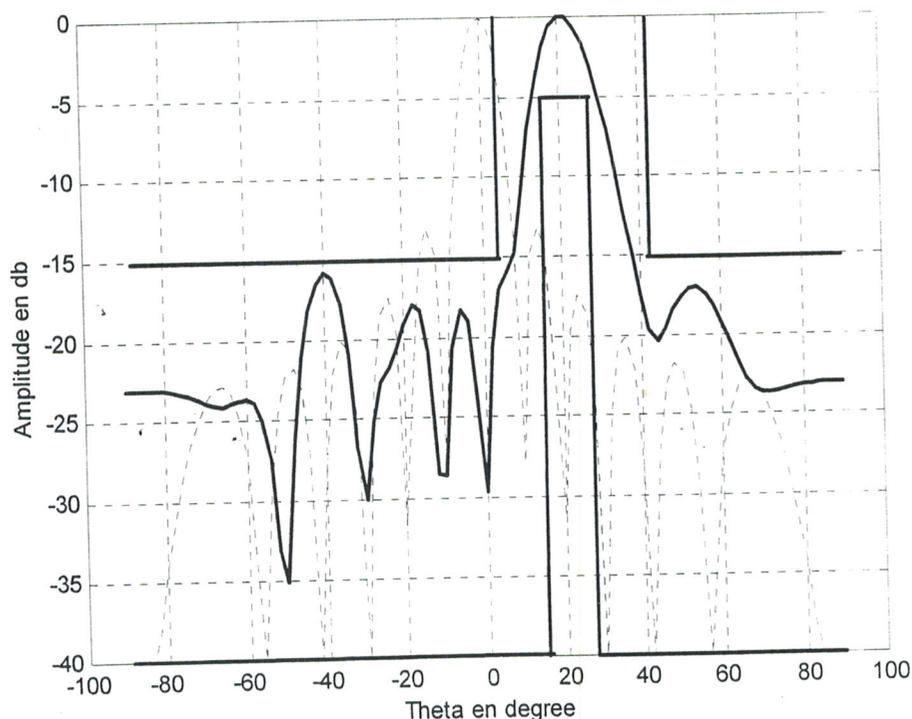


Figure IV.6 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

————— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

La déviation imposée au faisceau principal est au niveau de l'angle $\theta = 21^\circ$ porté au plan $\phi = 0^\circ$. De première vue, notre diagramme se porte bien vis à vis du problème. Nous remarquons sur la figure IV.6 projetée en $\phi = 0^\circ$, que les lobes secondaires grattent la valeur de -15.87 dB.

Les amplitudes et les phases correspondantes à cette synthèse sont données dans le tableau IV.5.

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.3135	0.5003	0.4996	0.7941	0.9389	0.9390
Phase φ_i (rad)	0.1232	0.0986	5.4947	4.4845	3.2525	2.2915
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.8747	0.8816	0.6244	0.6252	0.2873	0.1855
Phase φ_i (rad)	0.9117	6.2832	4.7309	3.3510	1.3552	2.8829

Tableau IV.5 Amplitudes et phases des différents éléments.

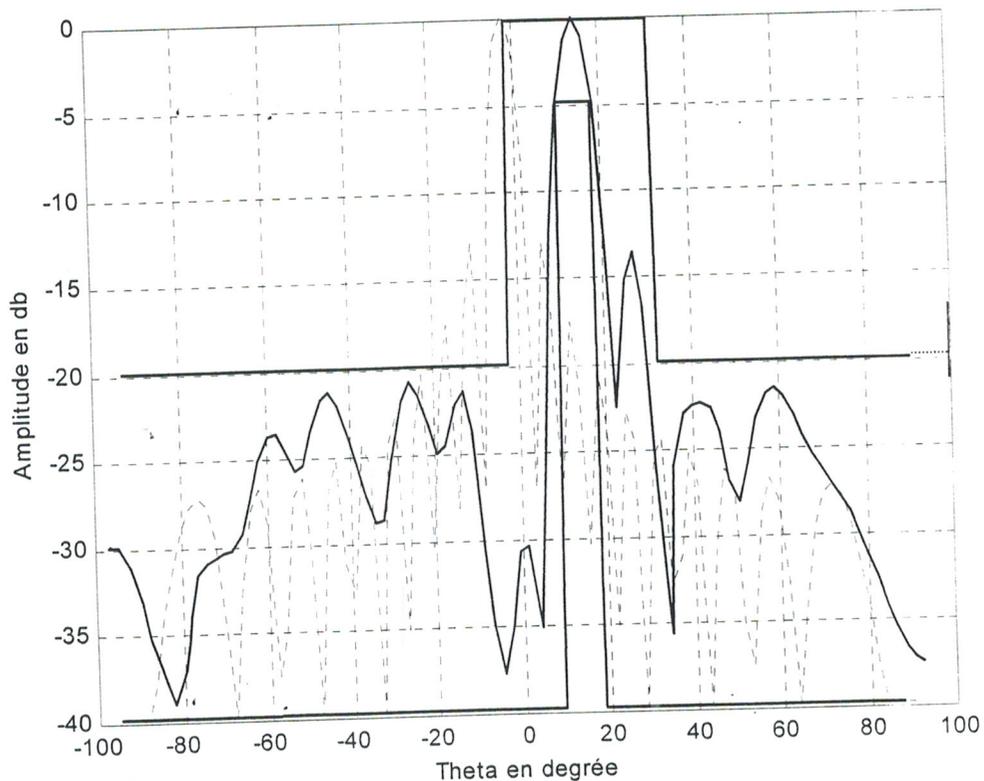


Figure IV.7 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.

——— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Les lois d'amplitude et de phase des éléments sont données dans le tableau IV.6

Source	Phase φ_i (rad)	Amplitude A_i	Source	Phase φ_i (rad)	Amplitude A_i
1	2.5133	0.2314	11	5.6179	0.3294
2	1.6755	0.5059	12	2.5872	0.3922
3	0.7392	0.6588	13	1.6509	0.3059
4	5.7165	0.7961	14	5.9136	0.3608
5	4.9773	0.9294	15	6.0861	0.4196
6	3.351	0.9882	16	4.7309	0.7059
7	3.1293	0.9882	17	4.0902	0.7333
8	0.5667	0.9098	18	2.8829	0.8235
9	0.2710	0.7176	19	0.7392	0.6706
10	6.0121	0.6275	20	0.3203	0.4863

Tableau IV.6 Amplitudes et phases des différents éléments.

Nous remarquons dans figures IV.6 et IV.7 que les niveaux des lobes secondaires ont atteint les valeurs de -15.87 dB et -21.15 dB pour des réseaux à 12 et 20 éléments respectivement. Pour le dépointage du faisceau principal, il a été respectivement de 21° et 18°.

IV.5 APPLICATION AUX RESEAUX PLANS [38]

L'approche de synthèse par l'algorithme génétique développée pour les réseaux linéaires peut être étendue pour les réseaux plans. Pour un réseau plan, la synthèse consiste en une recherche de la pondération complexe de l'alimentation et /ou la répartition spatiale des sources dans un plan. Considérons un réseau bidimensionnel à $N_x \times N_y$ éléments disposés régulièrement dans chaque direction (Ox, Oy). Son diagramme de rayonnement s'écrit :

$$F(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} W_{mn} e^{jK_0 \sin \theta (X_m \cos \varphi + Y_n \sin \varphi)} \quad (\text{IV.7})$$

Où W_{nm} est la pondération complexe d'alimentation de chaque élément du réseau. Cette dernière peut s'écrit sous la forme suivante :

$$W_{mn} = W_m \cdot W_n \quad (\text{IV.8})$$

Sachant que W_m et W_n sont respectivement les coefficients d'excitation selon les directions Ox et Oy .

L'approche utilisée pour les réseaux plans d'antennes imprimées est d'assimiler le réseau plan en une combinaison de deux sous réseaux linéaires de N_x éléments espacés de Δx suivant Ox et N_y éléments espacés de Δy suivant Oy .

IV.5.1 Synthèse par loi d'amplitude

La synthèse de réseaux plans consiste à déterminer l'amplitude d'alimentation selon Ox et Oy en considérant une répartition strictement périodique de pas Δx selon Ox et Δy selon Oy .

La figure IV.8 représente le résultat graphique de synthèse d'un réseau plan à 10×10 éléments rayonnants, les paramètres de l'AG sont les suivants : nombre de génération égal à 120, nombre d'individus égal à 40 et le codage sur 8 bits.

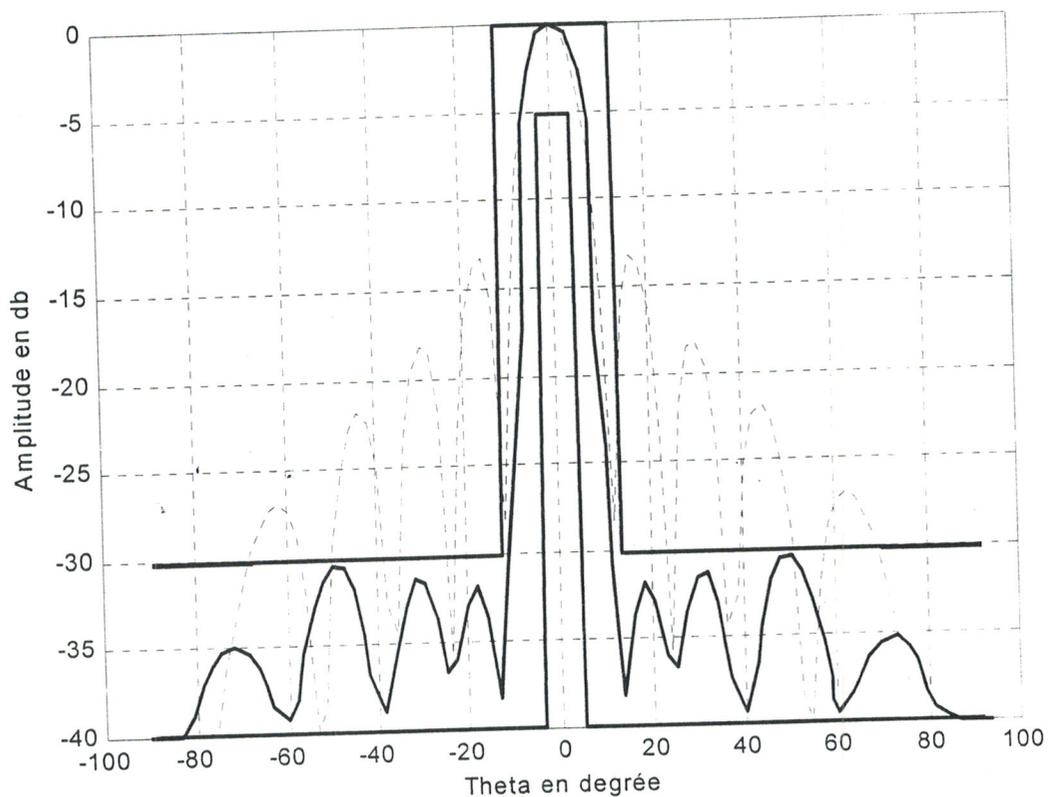


Figure IV.8 Diagramme d'un réseau plan à 10×10 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tracé de la fonction définissant le comportement électromagnétique du réseau est bien piégé dans la zone délimitée par les deux bornes du diagramme étalon, que se soit en verticale ou sur l'horizontale. La grande partie de la puissance est concentrés autour de l'angle $\theta = 0^\circ$.

Le lobe principal est plus directif que celui des réseaux linéaires. Le maximum des lobes secondaires est de -30.14 dB, chose qui reste en accord avec les exigences.

La loi d'amplitude des éléments du réseau correspondant est donnée par le tableau IV.7.

Source (Ox)	Amplitude A_i	Source (Oy)	Amplitude A_i
1	0.4157	1	0.6235
2	0.3451	2	0.3059
3	0.8275	3	0.5059
4	0.4980	4	0.7725
5	0.2118	5	0.5725
6	0.8039	6	0.5294
7	0.3020	7	0.5333
8	0.3608	8	0.1490
9	0.3451	9	0.5333
10	0.9216	10	0.5686

Tableau IV.7 Amplitudes d'alimentation pour le réseau.

Nous augmentons le nombre d'éléments du réseau (soit 20×20 éléments), on aboutit à un niveau maximum des lobes secondaires de -33.08 dB (figure IV.9), et cela avec les mêmes paramètres de l'AG.

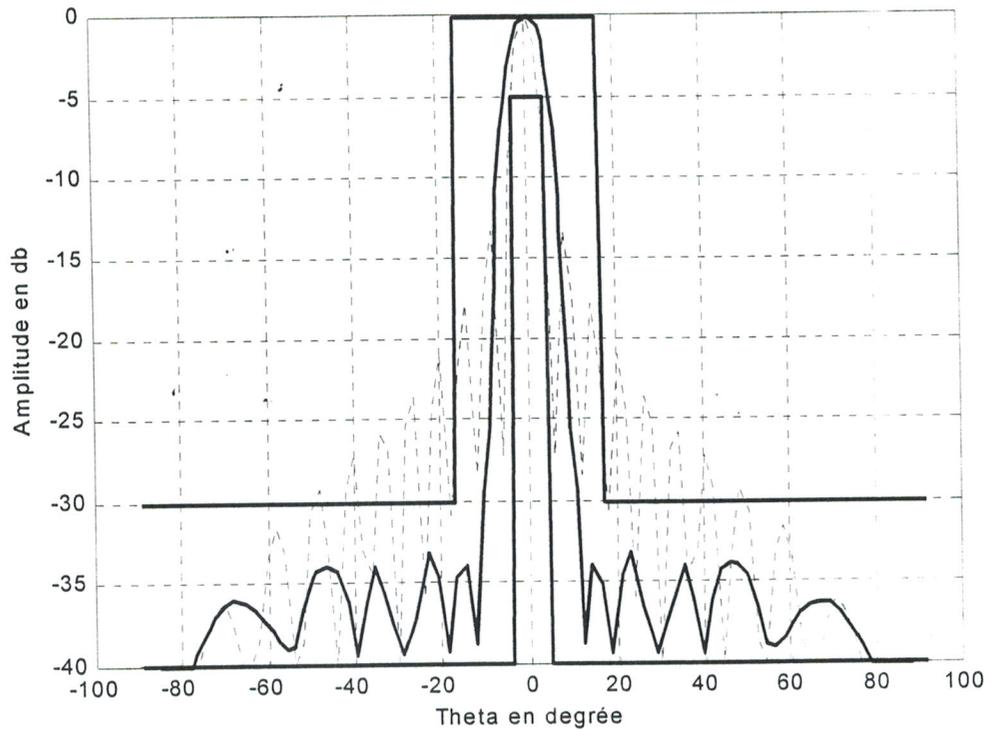


Figure IV.9 Diagramme d'un réseau plan à 20×20 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

On constate que la synthèse de réseaux plans permet de réduire considérablement le niveau maximum de lobes secondaires. Cette importante réduction revient au faite à une double réduction selon Ox et selon Oy .

La distribution de l'amplitude suivant Ox et Oy est données par le tableau IV.8 :

Source (Ox)	Amplitude A_i	Source (Oy)	Amplitude A_i
1	0.7490	1	0.1686
2	0.2980	2	0.4471
3	0.4549	3	0.4941
4	0.3725	4	0.4000
5	0.7020	5	0.6196
6	0.7961	6	0.5647
7	0.2353	7	0.3333
8	0.9922	8	0.6510
9	0.2706	9	0.9451
10	0.3059	10	0.3961
11	0.7294	11	0.7216
12	0.5333	12	0.8118
13	0.6902	13	0.7020
14	0.4471	14	0.6824
15	0.4706	15	0.7294
16	0.6510	16	0.2902
17	0.1255	17	0.9098
18	0.4275	18	0.4235
19	0.0118	19	0.6980
20	0.0549	20	0.5412

Tableau IV.8 Amplitudes d'alimentation pour le réseau.

IV.5.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale

Cette approche de synthèse est réalisée à partir de la conception de réseaux plans non périodiques. La synthèse consiste donc à agir sur les deux paramètres : amplitude de l'alimentation et répartition spatiale des sources. Le problème est de trouver les quatre

vecteurs $X=[\Delta x_1, \Delta x_2, \dots, \Delta x_{N_x}]$, $Y= [\Delta y_1, \Delta y_2, \dots, \Delta y_{N_x}]$, $A_{xi}=[a_{x1}, a_{x2}, \dots, a_{xN_x}]$, et $A_{yi}=[a_{y1}, a_{y2}, \dots, a_{yN_y}]$ qui permettent d'approcher au mieux le diagramme désiré.

Les figures 'IV.10' et IV.11 représentent respectivement les diagrammes de rayonnement des deux réseaux non périodiques de 10×10 et 20×20 éléments rayonnants. Les paramètres de l'algorithme génétique sont : Nombre de génération égal à 80, nombre d'individus égal à 40, et le codage sur 16 bits, le niveau maximum des lobes secondaires obtenu est de -25dB et -28.06dB .

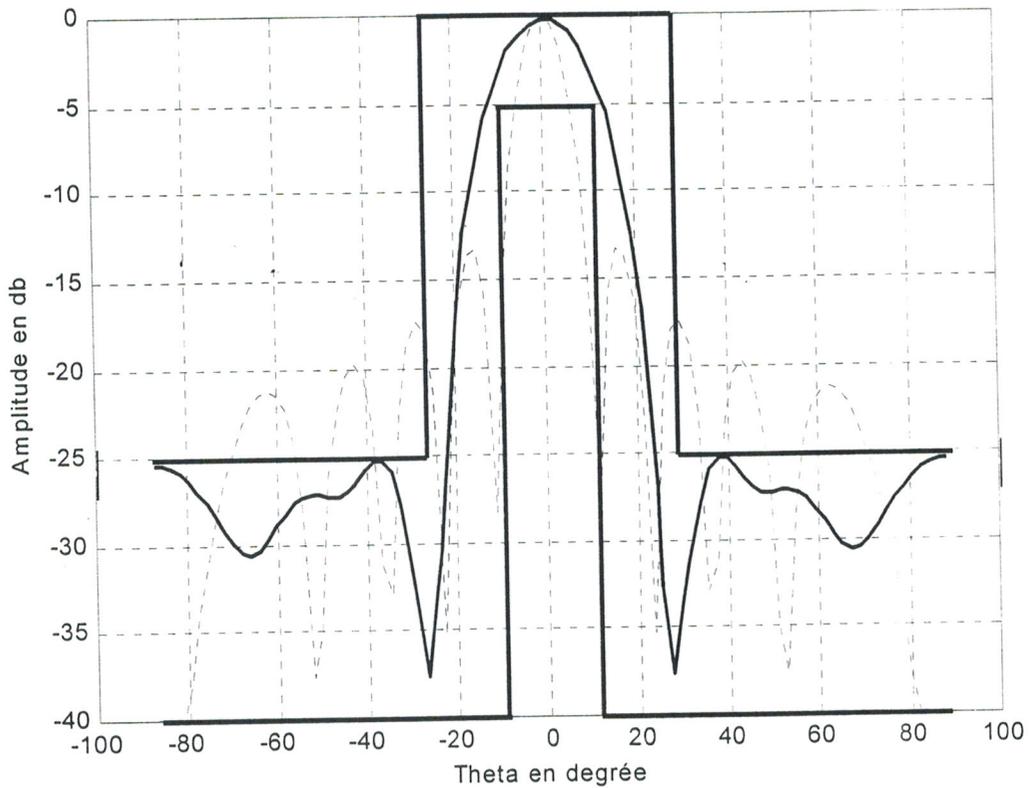


Figure IV.10 Diagramme d'un réseau plan à 10×10 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Nous constatons que la synthèse de réseaux plans par l'action sur la loi d'amplitude et répartition spatiale permet d'élargir fortement le lobe principal.

Le tableau IV.9 donne la loi d'amplitude et de répartition spatiale :

Source(O_x)	Amplitude A_i	Position Δx	Source(O_y)	Amplitude A_i	Position Δy
1	0.9255	0.4101 λ	1	0.5294	0.3309 λ
2	0.2902	0.2830 λ	2	0.0314	0.2313 λ
3	0.1059	0.2462 λ	3	0.4118	0.3074 λ
4	0.7922	0.3834 λ	4	0.2667	0.2783 λ
5	0.4000	0.3050 λ	5	0.2392	0.2728 λ
6	0.8706	0.3991 λ	6	0.5529	0.3356 λ
7	0.3373	0.2925 λ	7	0.9922	0.4234 λ
8	0.9098	0.4070 λ	8	0.3098	0.2870 λ
9	0.5529	0.3356 λ	9	0.1020	0.2454 λ
10	0.8118	0.3874 λ	10	0.8392	0.3928 λ

Tableau IV.9 Amplitudes d'alimentation et répartitions spatiales pour le réseau plan (10x10).

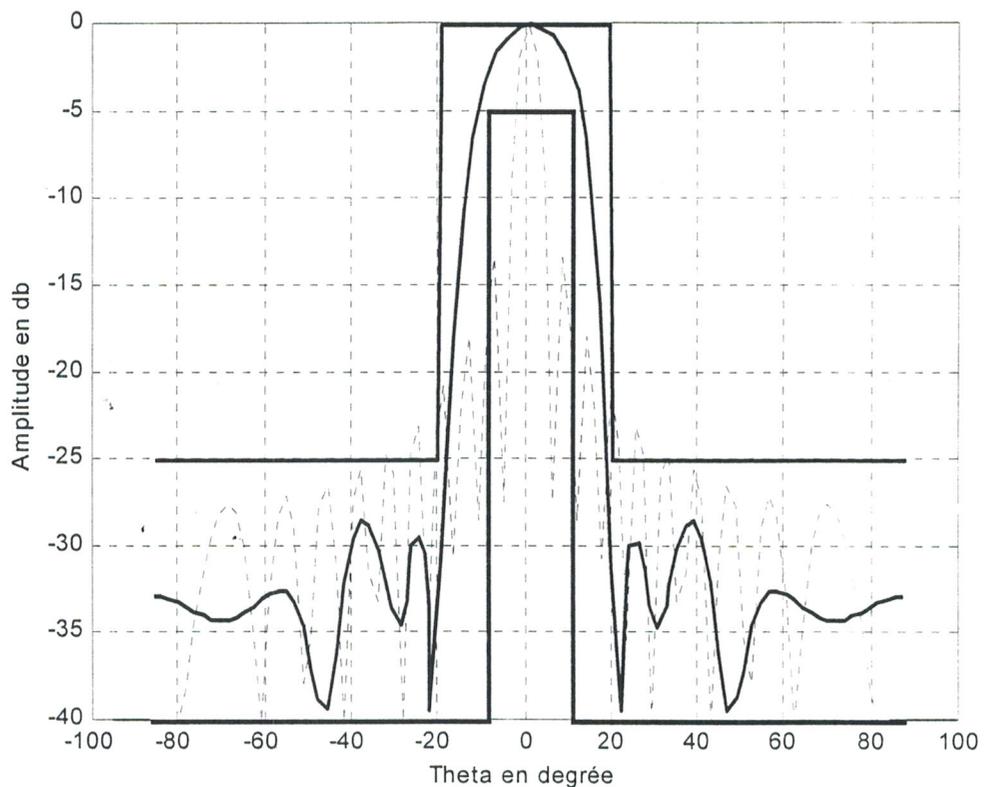


Figure IV.11 Diagramme d'un réseau plan à 20x20 éléments.

- F_s : diagramme synthétisé.
- F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

La loi d'amplitude et de répartition spatiale sont données par le tableau IV.10 :

Source(Ox)	Amplitude	Position Δx	Source(Oy)	Amplitude	Position Δy
1	0.1059	0.2462 λ	1	0.3569	0.2964 λ
2	0.4706	0.3191 λ	2	0.5490	0.3348 λ
3	0.2235	0.2697 λ	3	0.0588	0.2368 λ
4	0.6588	0.3568 λ	4	0.4039	0.3058 λ
5	0.1333	0.2517 λ	5	0.6118	0.3474 λ
6	0.6863	0.3623 λ	6	0.7333	0.3717 λ
7	0.2392	0.2728 λ	7	0.4784	0.3207 λ
8	0.9176	0.4085 λ	8	0.1765	0.2603 λ
9	0.2431	0.2736 λ	9	0.6941	0.3638 λ
10	0.6000	0.3450 λ	10	0.1765	0.2603 λ
11	0.6667	0.3583 λ	11	0.8235	0.3897 λ
12	0.2745	0.2799 λ	12	0.9333	0.4117 λ
13	0.3059	0.2862 λ	13	0.7765	0.3803 λ
14	0.3882	0.3026 λ	14	0.0706	0.2391 λ
15	0.6863	0.3623 λ	15	0.8235	0.3897 λ
16	0.4275	0.3105 λ	16	0.6745	0.3599 λ
17	0.1765	0.2603 λ	17	0.9647	0.4179 λ
18	0.0941	0.2438 λ	18	0.1608	0.2572 λ
19	0.4588	0.3168 λ	19	0.4941	0.3238 λ
20	0.5647	0.3379 λ	20	0.9490	0.4148 λ

Tableau IV.10 Amplitudes d'alimentation et répartitions spatiales.

Nous remarquons que l'augmentation de nombre d'éléments permet une diminution du niveau des lobes secondaires, et une réduction de la largeur du lobe principal.

IV.5.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase

Nous considérons un réseau bidimensionnel à $N_x \times N_y$ éléments rayonnants. La synthèse consiste ici en la recherche de quatre vecteurs : $\varphi_{xi} = [\varphi_{x1}, \varphi_{x2}, \dots, \varphi_{xN_x}]$, $\varphi_{yi} = [\varphi_{y1}, \varphi_{y2}, \dots, \varphi_{yN_y}]$, $A_{xi} = [a_{x1}, a_{x2}, \dots, a_{xN_x}]$, et $A_{yi} = [a_{y1}, a_{y2}, \dots, a_{yN_y}]$ qui permettent d'approcher au mieux le diagramme désiré.

Les figures IV.12 et IV.13 représentent les diagrammes de rayonnement de réseau régulier à 10×10 et 20×20 éléments rayonnants respectivement. Les paramètres de l'AG sont les suivants : Nombre de génération égal à 80, nombre d'individus égal à 40, et le codage sur 16 bits.

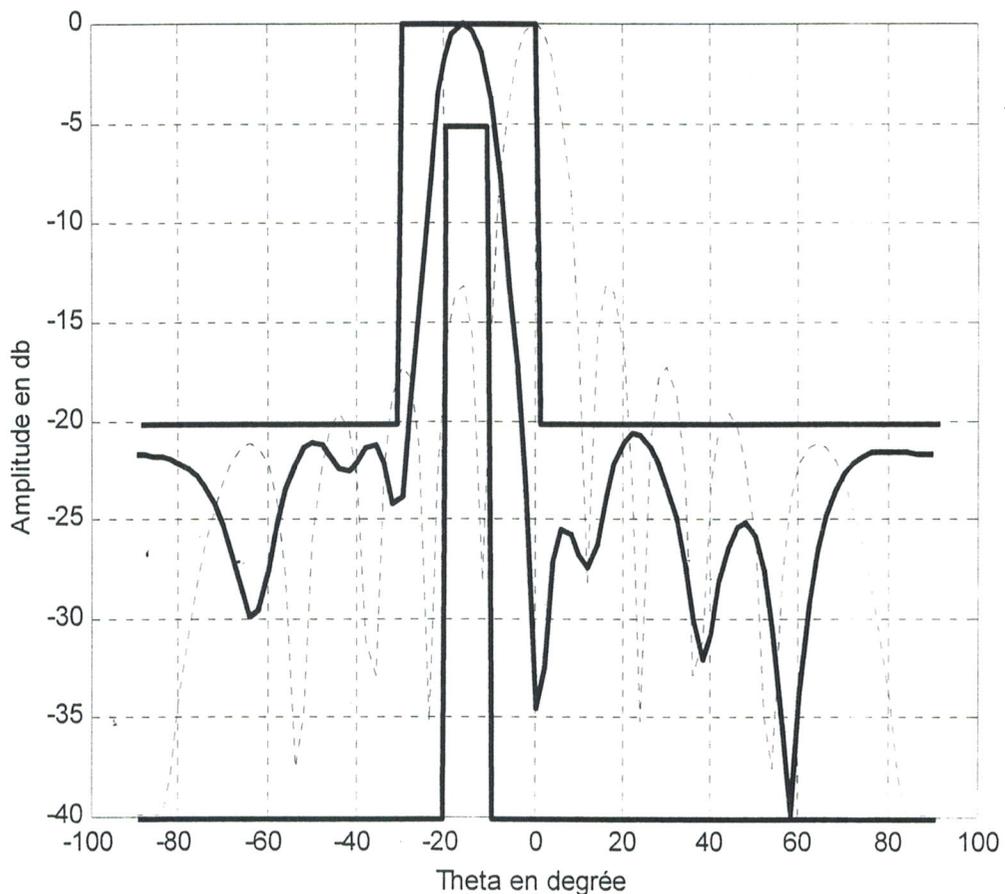


Figure IV.12 Diagramme d'un réseau plan à 10×10 éléments.

- F_s : diagramme synthétisé.
- F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tableau IV.11 donne la loi d'alimentation et la phase en radian du réseau plan correspondante :

Source(O_x)	Phase ψ_i (rad)	Amplitude	Source(O_y)	Phase ψ_i (rad)	Amplitude
1	0.3450	0.0118	1	4.5584	0.8667
2	1.7248	0.7098	2	5.7165	0.9294
3	5.0512	0.0588	3	3.7699	0.6275
4	4.0410	0.3333	4	4.4598	0.9686
5	3.5728	0.3804	5	4.8294	0.7725
6	3.1539	0.6353	6	1.3798	0.2667
7	2.2669	0.5843	7	0.8131	0.3843
8	4.3120	0.0824	8	5.5933	0.6157
9	0.5914	0.3686	9	5.1497	0.6863
10	3.6221	0.1647	10	0.7885	0.9059

Tableau IV.11 Amplitudes et phases pour le réseau plan (10×10).

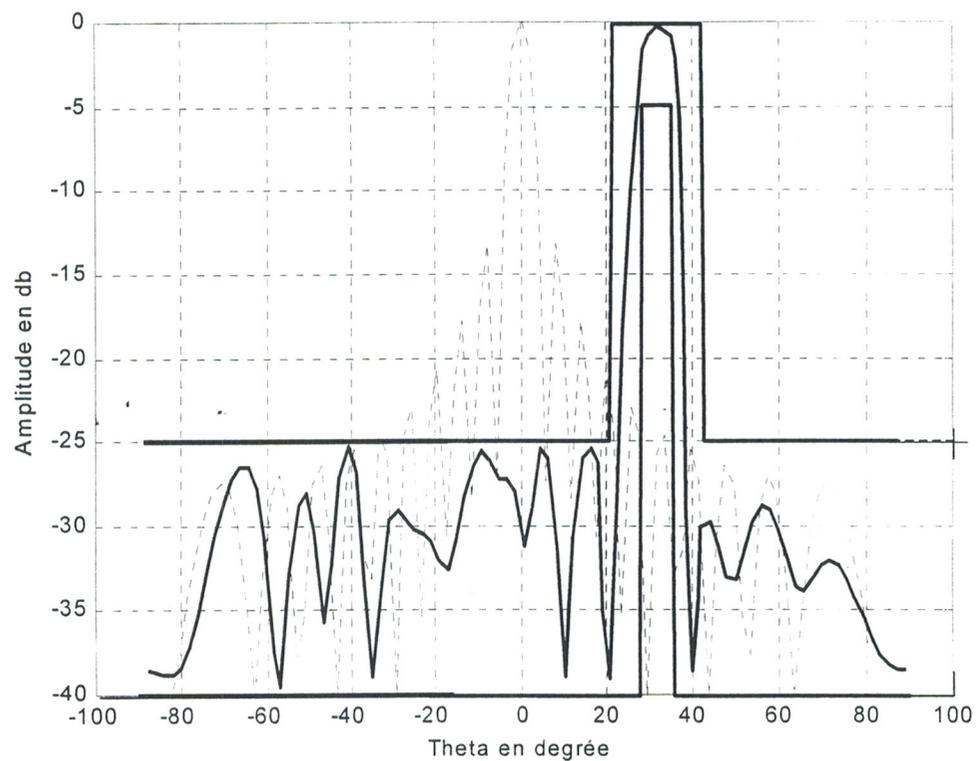


Figure IV.13 Diagramme d'un réseau plan à 20×20 éléments.

——— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

La loi d'alimentation est donnée par le tableau suivant :

Source(Ox)	Amplitude	Phase ψ_i (rad)	Source(Oy)	Phase ψ_i (rad)	Amplitude
1	0.7059	6.0861	1	1.2074	0.0627
2	0.2157	3.6714	2	3.3757	0.0392
3	0.9922	4.9033	3	0.5421	0.6627
4	0.2667	1.1827	4	2.4394	0.6314
5	0.3922	4.0656	5	2.8336	0.4078
6	0.5686	3.7946	6	4.5091	0.2941
7	0.9373	1.1827	7	1.4291	0.5255
8	0.8902	0.2218	8	4.9773	0.4235
9	0.5490	2.0205	9	6.2093	0.3451
10	0.6275	2.2669	10	2.0698	0.6235
11	0.8784	2.7597	11	6.1107	0.5569
12	0.1804	5.9875	12	1.7987	0.6078
13	0.3451	2.9814	13	1.5523	0.7333
14	0.6667	2.7104	14	3.0800	0.7882
15	0.6314	1.6016	15	0.9856	0.9608
16	0.8745	6.2339	16	5.2237	0.8118
17	0.0078	2.0205	17	3.0061	1.0000
18	0.3686	3.7699	18	1.0595	0.1961
19	0.6706	1.2813	19	2.5133	0.1922
20	0.0157	6.1353	20	4.2381	0.9961

Tableau IV.12 Amplitudes et phases pour le réseau plan (20×20).

Nous constatons que l'introduction des paramètres de phase, introduit un déphasage qui engendre le dépointage des lobes principaux par rapport à la direction $\theta=0^\circ$, tandis que le paramètre amplitude sert à réduire le niveau maximum des lobes secondaires. Ainsi le

niveau des lobes secondaires obtenu pour les deux réseaux est -21.63 dB et -25.36 dB respectivement. Pour le dépointage du faisceau principal il a été de -18° et $+30^\circ$.

IV.6 SYNTHÈSE DE RÉSEAUX LINEAIRES POUR D'AUTRES MODES DE PROPAGATION

Les premiers essais ont été réalisés sur des réseaux d'antennes imprimées linéaires et plans pour le mode de propagation TM_{11} (mode fondamental). L'étape suivante consiste à réaliser une synthèse de réseaux d'antennes imprimées en tenant compte de la variation des modes de propagation, et nous essayons de faire une synthèse avec les trois modes TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} , en fixant les mêmes nombres d'antennes et les mêmes paramètres de l'AG et en observant les différentes variations des diagrammes de rayonnement.

IV.6.1 Synthèse par loi d'amplitude

► Mode TM_{12} :

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5 dB. L'AG nous a permis de fournir pour un nombre d'éléments égal à 12, après 50 générations et 100 individus codés sur 16 bits, un niveau maximum des lobes secondaires de $-25,96$ dB (figure IV.13).

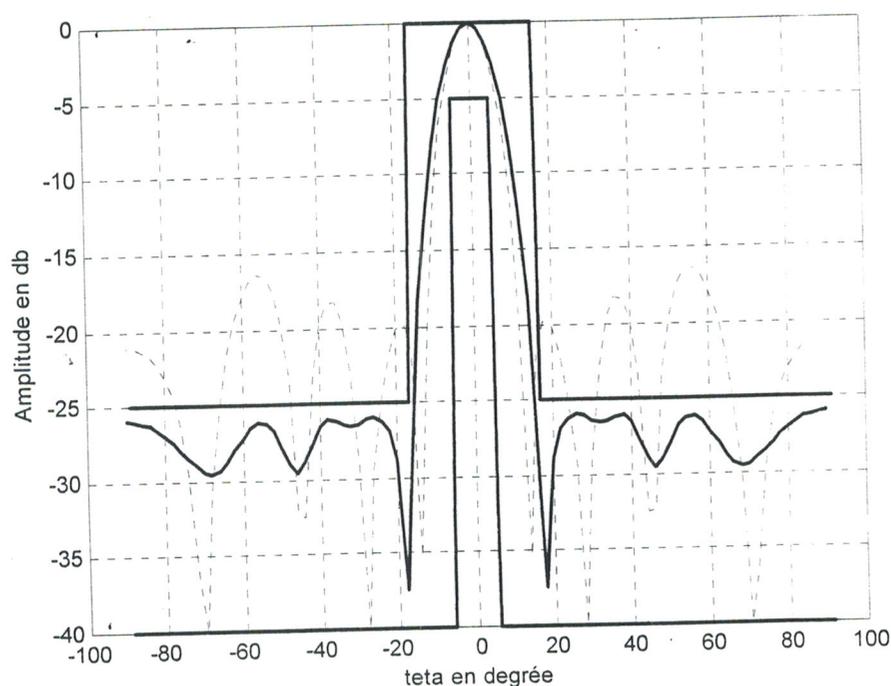


Figure IV.13 Diagramme d'un réseau linéaire à 10 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Nous constatons ici que le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposées par le gabarit. Une légère augmentation du niveau de lobes secondaires est observée pour le mode TM_{12} par rapport à celui trouvée pour le mode TM_{11} .

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau IV.12:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude	0.1568	0.1686	0.5294	0.3843	0.9215	0.4745
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude	0.9333	0.4862	0.7372	0.6352	0.5019	0.5019

Tableau IV.12 Amplitudes des différents éléments.

► Mode TM_{21} :

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5 dB. L'AG nous a permis de fournir pour un nombre d'éléments égal à 12, et après 50 générations et 100 individus codés sur 16 bits, un niveau maximum des lobes secondaires de $-10,16$ dB (figure IV.14).

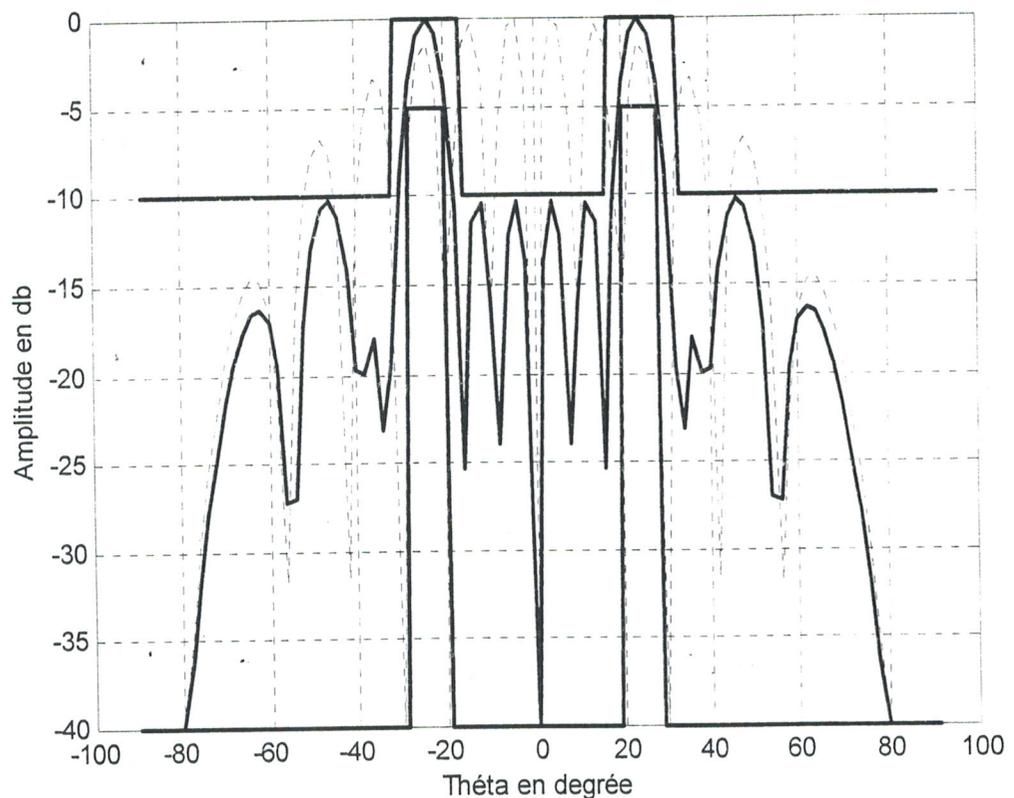


Figure IV.14 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Nous remarquons qu'il y a deux lobes principaux qui sont symétriques par rapport à $\theta=0^\circ$. Pour cela, nous avons tracé pour chacun des ces lobes un gabarit. Nous constatons que le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposés par ces gabarits, et une augmentation de niveau des lobes secondaires (de -26.82dB à -10.16dB) du mode TM_{21} par rapport au mode fondamental.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau IV.13:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude	0.4823	0.3882	0.5098	0.3921	0.2627	0.1254
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude	0.8666	0.1137	0.1019	0.6274	0.4549	0.4941

Tableau IV.13 Amplitudes des différents éléments.

► Mode TM_{22}

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5dB. L'AG nous a permis de fournir pour un nombre d'éléments égal à 12, et après 50 générations et 100 individus codés sur 16 bits, un niveau maximum des lobes secondaires de -9.68 dB (figure IV.15).

La même remarque sur le mode TM_{21} peut être observée pour le mode TM_{22} . les résultats obtenus pour ces deux modes sont moins importants que celui pour le mode fondamental et le mode TM_{12} .

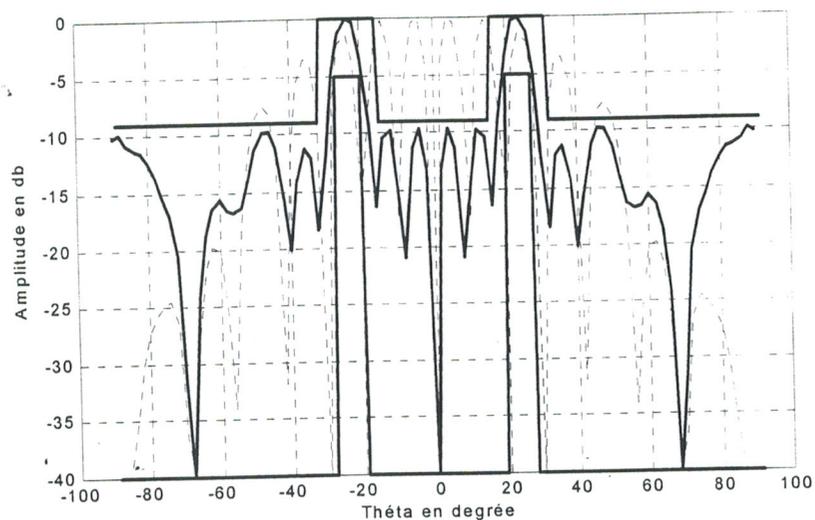


Figure IV.15 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau IV.1:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude	0.9973	0.6072	0.4130	0.2624	0.5004	0.8951
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude	0.4432	0.5042	0.1953	0.5614	0.7461	0.4996

Tableau IV.14 Amplitudes des différents éléments.

IV.6.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale

► Mode TM_{12}

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5dB. L'application de l'AG à un réseau de 10 éléments, après 120 générations et 40 individus codés sur 8 bits, nous permet de synthétiser un niveau maximum de lobes secondaires de -18.21dB (figure IV.16)

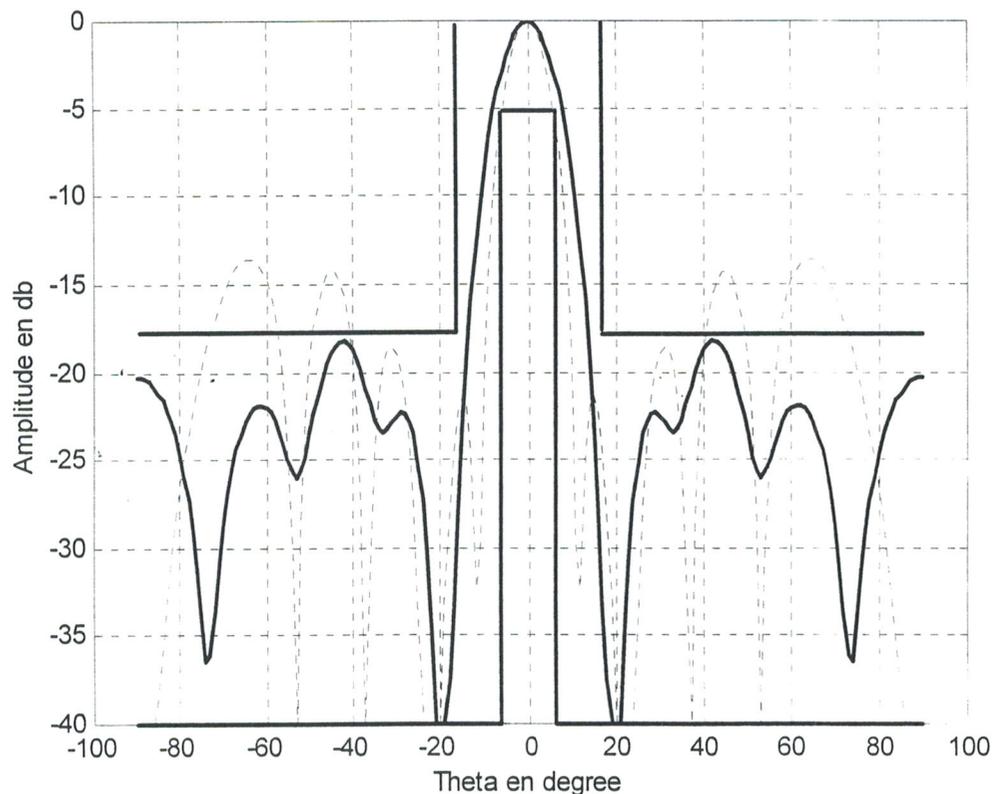


Figure IV.16 Diagramme d'un réseau linéaire à 10 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

⋯ F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

D'après cette figure, nous constatons que le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposées par le gabarit. Une légère augmentation du niveau de lobes secondaires (de -22.83dB à -18.21dB) est observée pour le mode TM_{12} par rapport à celui trouvée pour le mode TM_{11} , avec une réduction de la largeur du lobe principal.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des éléments.

Source	1	2	3	4	5
Position Δx	0.3186λ	0.4049λ	0.2843λ	0.3274λ	0.3382λ
Amplitude	0.2745	0.2862	0.3725	0.4862	0.5921
Source	6	7	8	9	10
Position Δx	0.3901λ	0.2705λ	0.3362λ	0.2970λ	0.3186λ
Amplitude	0.4039	0.6588	0.2392	0.5490	0.5019

Tableau.15 Amplitudes et positions des différentes sources.

► Mode TM_{21}

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5dB . L'application de l'AG à un réseau de 10 éléments, et après 120 générations et 40 individus codés sur 8 bits, nous permet de synthétiser un niveau maximum de lobes secondaires de -15.05dB (figure IV.17).

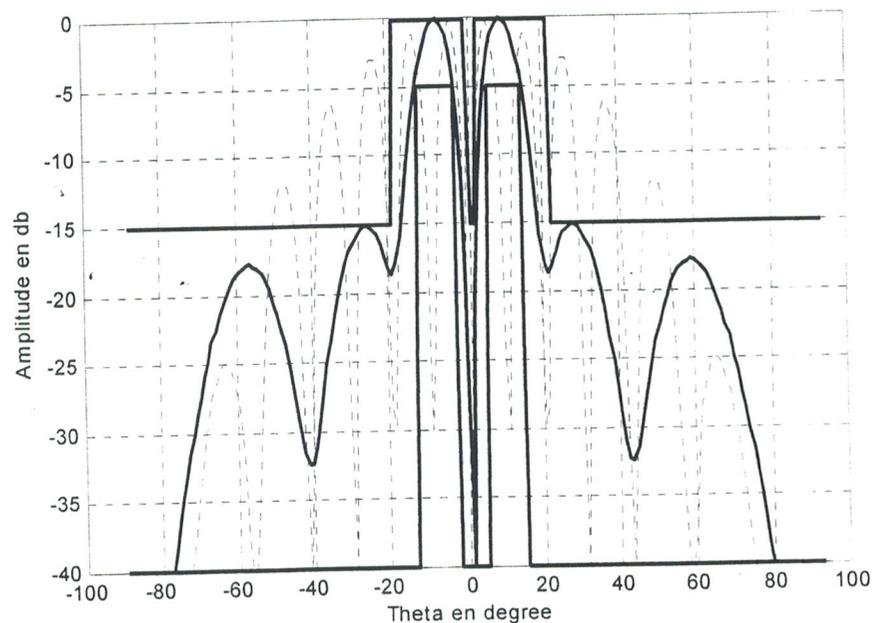


Figure IV.17 Diagramme d'un réseau linéaire à 10 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Nous remarquons d'après la figure IV.17 l'existence de deux directions principales de rayonnement qui sont symétriques par rapport à $\theta = 0^\circ$. Nous constatons que le diagramme de rayonnement est contenu dans les limites imposés par ces gabarits, et une augmentation de niveau des lobes secondaires (de -22.83dB à -15.05dB) du mode TM_{21} par rapport au mode fondamental.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des éléments.

Source	1	2	3	4	5
Position Δx	0.3941 λ	0.4264 λ	0.4352 λ	0.3852 λ	0.4107 λ
Amplitude	0.1568	0.1686	0.5294	0.3843	0.9215
Source	6	7	8	9	10
Position Δx	0.3617 λ	0.4774 λ	0.4774 λ	0.2558 λ	0.2862 λ
Amplitude	0.4745	0.9333	0.4862	0.7372	0.6352

Tableau IV.15 Amplitudes et positions des différentes sources.

► Mode TM_{22}

Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5dB. L'application de l'AG à un réseau de 10 éléments, après 120 générations et 40 individus codés sur 8 bits, nous permet de synthétiser un niveau maximum de lobes secondaires de -13.45dB (figure IV.18).

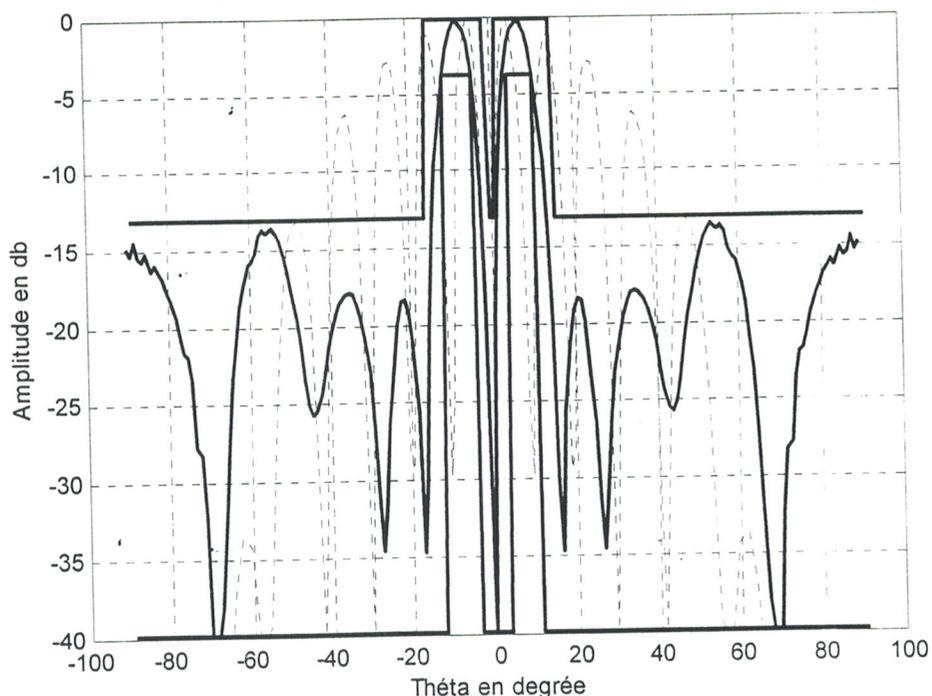


Figure IV.18 Diagramme d'un réseau linéaire à 10 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Pour le mode TM_{22} , nous notons la même remarque que le mode TM_{21} .

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des éléments.

Source	1	2	3	4	5
Position Δx	0.3941λ	0.4264λ	0.4352λ	0.3852λ	0.4107λ
Amplitude	0.1568	0.1686	0.5294	0.3843	0.9215
Source	6	7	8	9	10
Position Δx	0.3617λ	0.4774λ	0.4774λ	0.2558λ	0.2862λ
Amplitude	0.4745	0.9333	0.4862	0.7373	0.6352

Tableau IV.15 Amplitudes et positions des différents sources.

Chapitre V

Recuit simulé

V.1 INTRODUCTION

Une méthode brute pour résoudre un problème difficile est la recherche aléatoire ou énumérative dans laquelle les points sont pris au hasard ou de façon systématique dans l'espace de recherche et leur valeur est déterminée. Si celle-ci est bonne, on la sauvegarde, sinon elle est rejetée et un autre point est évalué.

Pour les fonctions continues, on utilise la méthode du gradient, appelé aussi Hill-climbing, dans laquelle la recherche est guidée par le gradient de la fonction. Mais cette technique est souvent limitée aux fonctions unimodales (ayant un seul minimum ou maximum) car l'algorithme s'arrête sur le premier minimum local trouvé. Pour des fonctions multimodales, l'idée est de combiner la recherche aléatoire et le gradient. Ce dernier commence par trouver un minimum. Puis une fois que celui-ci est localisé, la recherche recommence avec un autre point choisi au hasard. L'algorithme s'arrête après un certain nombre d'itérations défini par l'utilisateur, ou si un certain nombre de minima locaux trouvés n'apportent aucune amélioration. Cette méthode est appelée méthode d'amélioration itérative; elle est simple à implanter et peut donner de bons résultats s'il n'y a pas trop d'optimums locaux. Lorsqu'il y a plusieurs optimums locaux, ce qui est souvent le cas dans les problèmes combinatoires, on peut recommencer l'algorithme plusieurs fois avec un autre point, mais rien n'assure l'obtention d'un optimum global. Dans ce cas, On peut utiliser le recuit simulé qui est une méthode plus robuste face à des problèmes mal conditionnés, en particulier lorsque l'espace des solutions comporte des discontinuités ou des contraintes sur les paramètres et surtout un grand nombre de minimums locaux. Par contre, cette dernière méthode requière un temps de calcul beaucoup plus important.

V.2 RECUI SIMULE

Le recuit simulé est une version améliorée de la méthode d'amélioration itérative. Il est proposé en 1983 par Kirkpatrick et Al [39] pour la résolution d'un problème de placement en VLSI (Very Large Scale Integration). La méthode est inspirée du principe thermodynamique dans lequel les déplacements dans l'espace de recherche sont basés sur la distribution de Boltzmann.

La probabilité de Boltzmann, notée π_i mesure la probabilité de trouver un système dans une configuration C_i d'énergie $E(C_i)$, à une certaine température T donnée, dans l'espace de configurations U et elle est définie par :

$$\pi_i = \frac{\text{Exp} \left(\frac{-E(C_i)}{k.T} \right)}{\sum_{j \in U} \text{Exp} \left(\frac{-E(C_j)}{k.T} \right)} \quad (\text{V.1})$$

Où : k est appelé la constante de Boltzmann.

Dans cette expression, le facteur $k.T$ montre que lorsque la température est très élevée, tous les états sont à peu près équiprobables, c'est-à-dire un grand nombre de configurations sont accessibles. Au contraire quand la température est basse, les états à haute énergie deviennent peu probables par rapport à ceux de faible énergie.

Pour appliquer ce principe au problème de minimisation de coût, le processus de recherche peut être assimilé à un processus de recuit comme en métallurgie. Quand on chauffe un métal à une température très élevée, le métal devient liquide et peut occuper toute configuration. Quand la température décroît, le métal va se figer peu à peu dans une configuration qu'il est de plus en plus difficile à déformer (on dit qu'il est refroidi). A moins de le réchauffer (recuit), le métal peut être retravaillé de nouveau pour lui donner la forme désirée. L'algorithme de Kirkpatrick simule ce processus en combinant dans l'algorithme les mécanismes de refroidissement et de recuit (Figure V.1).

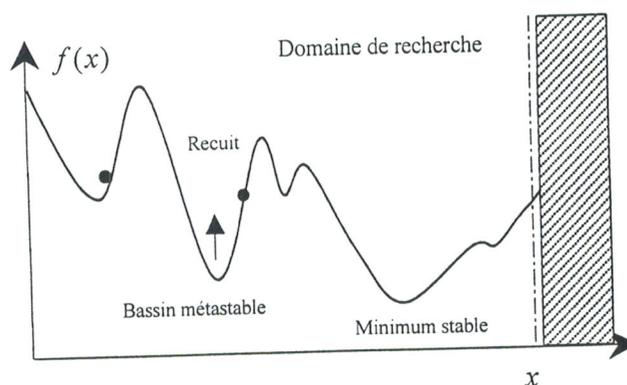


Figure V.1 Parcours de l'espace de recherche avec le recuit simulé.

Cependant, le concept de température d'un système physique n'a pas d'équivalent direct avec le problème à optimiser. Le paramètre température T doit être simplement un paramètre de contrôle, indiquant le contexte dans lequel se trouve le système (ex: stade de la recherche). En effet, le paramètre T contrôle les déplacements vers les points voisins les moins bons pour échapper aux optimums locaux, sans pour autant trop s'écarter du chemin vers le vrai minimum. L'équivalent de l'énergie sera la valeur de la fonction de coût g .

Le principe de "recuit" qui se traduit par une augmentation du niveau d'énergie, permet de sortir des minima locaux.

Ainsi, dans l'algorithme de recuit simulé, la probabilité de Boltzmann n'est pas directement appliquée, mais le critère de Metropolis est utilisé. Celui-ci permet de décider si une nouvelle configuration générée présente une variation de coût acceptable. Il permet de décider aussi de sortir des minima locaux quand le critère d'arrêt n'est pas encore atteint.

V.2.1 Caractéristiques du Recuit Simulé

V.2.1.1 Température

La température est un paramètre de contrôle. Le but est d'avoir une température assez haute pour sauter les barrières et suffisamment basse pour être malgré tout attiré vers le minimum le plus profond. En diminuant lentement la température, on permet au système de rechercher les "bassins d'attraction" dont la préférence est toujours donnée à celui dont le coût est minimal. La loi selon laquelle la température décroît est également importante pour l'efficacité de l'algorithme, puisqu'elle doit aussi laisser le temps au système de tester le maximum de configurations pour être sûr d'obtenir le minimum global. Aussi, la température initiale doit-elle être suffisamment élevée pour que la descente en température soit aussi lente que possible.

V.2.1.2 Température Initiale T_0

Sachant que les températures élevées favorisent le désordre, la valeur de la température initiale T_0 doit être choisie élevée. Elle est déterminée, sinon fixée arbitrairement, lors d'une phase de prétraitement avec une exploration initiale partielle de l'espace de configurations.

D'après Kirkpatrick et Al, T_0 doit être choisie de sorte que la probabilité d'acceptation de la plus mauvaise solution soit environ 80% (i.e. $P_r = 0.8$).

Ensuite, dans l'expression de H , l'utilisateur doit fixer l'accroissement maximal acceptable de la fonction objectif, noté ΔE^+ , pour en déduire la valeur de T_0 . On obtient alors l'expression suivante :

$$T_0 = \frac{\Delta E^+}{\ln(P_r)} \quad (V.6)$$

Cette relation peut être déduite de la probabilité de Boltzmann selon l'application. Par exemple, on génère aléatoirement un certain nombre de configurations initiales. Puis on calcule la température initiale de façon à pouvoir accepter dans la suite de l'algorithme, les configurations dont le coût est 3σ fois moins bon que la valeur moyenne des coûts connus, avec σ l'écart type du nombre de valeurs initiales de la fonction coût. La probabilité d'acceptation P_r est réglée à 0.01 pour avoir une température initiale suffisamment élevée. Ainsi, la température initiale vaut:

$$T_0 = \frac{-3\sigma}{\ln(P_r)} \quad (V.7)$$

La définition de T_0 est basée sur le taux de configurations acceptées par rapport aux configurations générées [40].

V.2.1.3 Décroissance de la température

Le changement de température T_k vers T_{k+1} est déterminé par le moment où l'on a détecté l'équilibre statistique (ou l'état de quasi-équilibre) à la température T_k . La recherche de cet état s'effectue en répétant la chaîne de Markov qui correspond à peu près au nombre de configurations testées. La variation de température se fait donc par "palier" suivant la fonction de décroissance utilisée. Les fonctions les plus couramment rencontrées dans la littérature sont les fonctions linéaires, discrètes ou exponentielles (Voir Tableau V.1).

Type	Fonctions	Paramètres
Linéaire	$T_{k+1} = \alpha . T_k$	$\alpha \leq 1$ (0.8 à 0.95)
Discrète	$T_{k+1} = T_k - \Delta T$	$\Delta T > 0$, pour la descente $\Delta T < 0$, pour le recuit
Exponentielle	$T_{k+1} = T_k . \text{Exp}\left(\frac{-T_k}{\sigma_k}\right)$ $0 \leq \frac{T_{k+1}}{T_k} \leq l$	σ_k : Ecart type des coûts des configurations acceptées sous la température T_k , l : Paramètre de réglage fixé par l'utilisateur

Tableau V.1 Lois de décroissance de température les plus utilisées.

La plus utilisée est la loi linéaire, qui permet d'avoir une décroissance ni trop rapide (discrète) ni trop lente (exponentielle).

La décroissance exponentielle permet de tenir compte de l'état précédent par l'utilisation de l'écart type des coûts obtenus sous le palier de température précédent. Au début de la recherche, presque toutes les configurations sont acceptées. Comme ces configurations peuvent être très dispersées dans l'espace de recherche, l'écart type peut être alors relativement grand et donc la température décroît plus ou moins lentement selon la valeur donnée au paramètre l . La décroissance est donc dynamique et adaptative.

Pour la fonction discrète, la décroissance est indépendante de la valeur de l'état précédent du système et dépend uniquement de la valeur de la différence ΔT . Cette fonction peut être utilisée lorsque le nombre d'itérations nécessaire pour atteindre un état d'équilibre peut être évalué avec une assez bonne précision. Le nombre d'itérations à chaque étape de température est déterminé par la longueur de la "chaîne de Markov".

V.2.1.4 Chaîne de Markov

La chaîne de Markov est l'ensemble des états finis aléatoires constitué d'une suite des probabilités associées à chaque configuration visitée à la température T_k . Lorsque T_k est constante, la probabilité est homogène. Et si le nombre de transitions tend vers l'infini, l'état le plus probable apparaît plus souvent et on obtient alors l'équilibre statistique à cette température.

Théoriquement, on montre que si l'on fait tendre la longueur de la chaîne de Markov vers l'infini, on peut obtenir la convergence asymptotique de l'algorithme [41].

En pratique, il n'est pas toujours possible de connaître à priori le nombre exact d'itérations nécessaire et le temps de calcul est limité, si bien que la convergence asymptotique ne peut être qu'approchée.

A cause de cette approximation, l'algorithme de recuit simulé ne peut garantir d'atteindre le minimum global avec une probabilité égale à 1. Ainsi, pour augmenter la chance d'obtenir une solution la plus proche du minimum global, il est important de trouver les valeurs de compromis entre les paramètres de contrôle de l'algorithme.

En résumé, le recuit simulé utilise une double dynamique :

- 1°) recherche de minima à température fixée avec la chaîne de Markov.
- 2°) diminution par étape de la température.

V.2.2 Critère de Metropolis

Après chaque passage d'un point x_0 à un autre point x_1 , on calcule la variation de la fonction de coût $\Delta E = f(x_1) - f(x_0)$. La probabilité d'acceptation déterminée par une fonction H , dépend de la température T et de la différence entre les deux valeurs de la fonction. En se référant à la loi de Boltzmann, définie comme suit [42] :

$$H = \text{Exp}(-\Delta E / T) \quad (V.2)$$

Où $E = f(x)$: représente l'énergie du système.

Lorsque la variation $\Delta E \leq 0$, l'exponentielle est supérieure ou égale à 1, le nouveau point doit être accepté, on lui affecte alors la probabilité maximale de 1.

Si $\Delta E > 0$, on compare H à un nombre aléatoire r dans $[0,1[$:

- Si $r < H$ le nouveau point x_1 est accepté;
- sinon il est rejeté et on essaie un autre point.

Les solutions ayant une forte augmentation en ΔE sont donc moins probables pour une température donnée, d'autant moins que la température est faible.

Au début de l'algorithme, la température T est élevée, la probabilité H est proche de 1 et presque toutes les variations ΔE sont acceptables. Au contraire, quand T diminue, les remontées sont de plus en plus difficiles, et seules de très faibles variations peuvent être acceptées. En fait, la valeur appelée « température » T est seulement un paramètre permettant de contrôler l'amplitude des mouvements et permet d'éviter les minimums locaux.

Quand la température est nulle, la probabilité de transition devient unitaire et l'algorithme de Metropolis est alors identique à un algorithme d'amélioration itérative, dans ce cas, on risque de finir piégé dans des minimums locaux.

En revanche, quand la température n'est pas nulle, l'algorithme peut choisir des points avec une valeur de la fonction plus élevée, ce qui permet d'éviter les minimums locaux en faveur d'un minimum global et la recherche continue avec celle-ci jusqu'à ce que le critère d'arrêt soit atteint.

V.2.3 Choix du nouveau point et décroissance de la température

Il existe plusieurs méthodes pour effectuer la transformation élémentaire afin d'obtenir le nouveau point x_1 à partir du point x_0 .

On appelle $\Delta x = x_1 - x_0$ la différence entre le nouveau point et le point courant, elle est généralement obtenue aléatoirement et respecte une densité de probabilité que l'on appelle $g(\Delta x)$.

Sur la figure VI.2, nous avons représenté la structure en bloc de l'algorithme du recuit simulé.

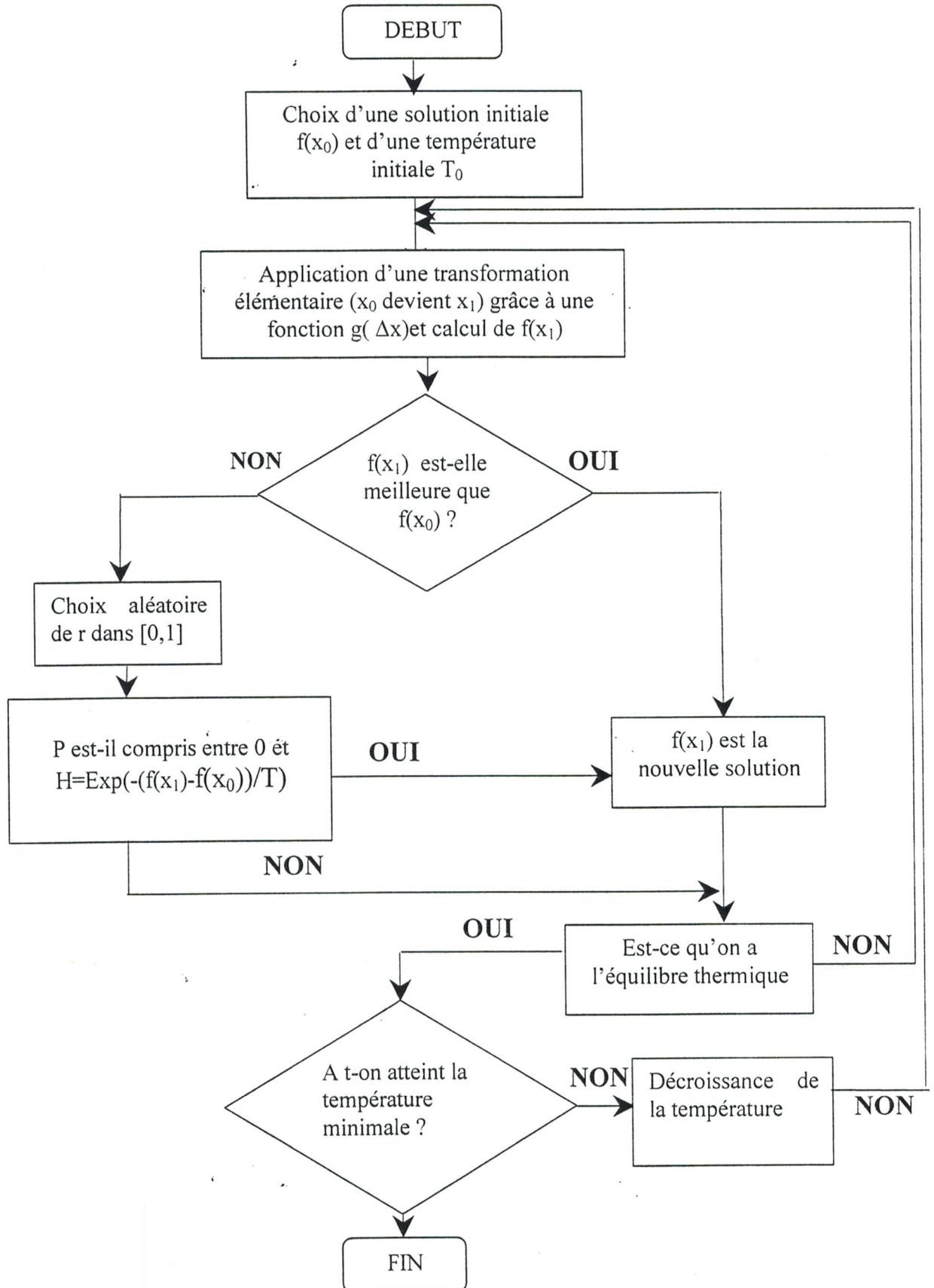


Figure V.2 Algorithme du recuit simulé (Simulated Annealing)

V.2.3.1 L'algorithme de BOLTZMANN (BA : Boltzmann Annealing)

La première fonction $g(\Delta x)$ est connue sous le nom de la fonction génératrice de recuit de Boltzmann. Elle a été employée par de nombreux utilisateurs de recuit simulé car elle permet une réduction de la zone de recherche. L'algorithme de Boltzmann permet de choisir aléatoirement des valeurs Δx qui satisfont à la densité de probabilité gaussienne suivante :

$$g(\Delta x) = (2\pi T)^{-D/2} \cdot \text{Exp}(-\Delta x^2 / (2T))$$

Où T est la température du système et D la dimension de l'espace de travail.

Le système peut alors trouver un minimum global à la fonction $f(x)$, si la température du recuit $T(K) = T_0 / \ln(K)$ a diminuée lentement pour tendre vers la température nulle. K est alors le pas du recuit simulé.

V.2.3.2 Recuit Rapide (FA : Fast Annealing)

Un algorithme plus rapide peut être obtenu en utilisant une distribution de Cauchy, elle s'est révélée souvent supérieure à la méthode du type BA et elle est définie comme suit :

$$g(\Delta x) = \frac{1}{(\Delta x^2 + T^2)^{(D+1)/2}}$$

Pour garantir que le système trouve statistiquement le minimum global, la procédure de refroidissement pour la distribution de Cauchy est de la forme :

$$T = \frac{T_0}{K^{1/D}}$$

V.2.3.3 Recuit Simulé Adaptatif (ASA)

Les méthodes BA et FA ont des distributions $g(\Delta x)$ définies dans tout le domaine, et il n'y a pas la possibilité de considérer une dimension et une sensibilité de refroidissement différente pour chaque paramètre, par contre ceci est possible avec un algorithme de type ASA [43].

L'ASA considère un paramètre α_K^i de dimension i généré autant de recuit K avec un intervalle $\alpha_K^i \in [A_i, B_i]$. Celui ci est calculé avec la variable y telle que :

$$\alpha_{K+1}^i = \alpha_K^i + (B_i - A_i) y^i \quad y^i \in [-1, 1] \quad (\text{V.3})$$

La fonction génératrice est définie par :

$$g_T(y) = \prod_{i=1}^D \frac{1}{2(|y^i| + T^i) \ln(1 + T^i)} \quad (V.4)$$

Pour générer de nouveaux points en accord avec cette distribution les nouvelles valeurs de y^i sont générées à partir de u^i pour une distribution uniforme $u^i \in [0,1]$ par :

$$y^i = \text{sgn}(u^i - \frac{1}{2}) T_i [(1 + \frac{1}{T_i})^{|2u^i - 1|} - 1] \quad (V.5)$$

$$\text{Avec : } T_i(x) = T_0 \exp(-C_i K^{1/\Delta})$$

Il faut alors calculer la variation de la température T_i .

Il est possible d'avoir un contrôle sur C_i avec :

$$T_{fi} = T_{0i} \exp(-m_i)$$

$$K_f = \exp(-n_i)$$

$$C_i = m_i \exp(-\frac{n_i}{D})$$

Où m_i et n_i sont des paramètres libres permettant le réglage de l'ASA pour des problèmes spécifiques [44]

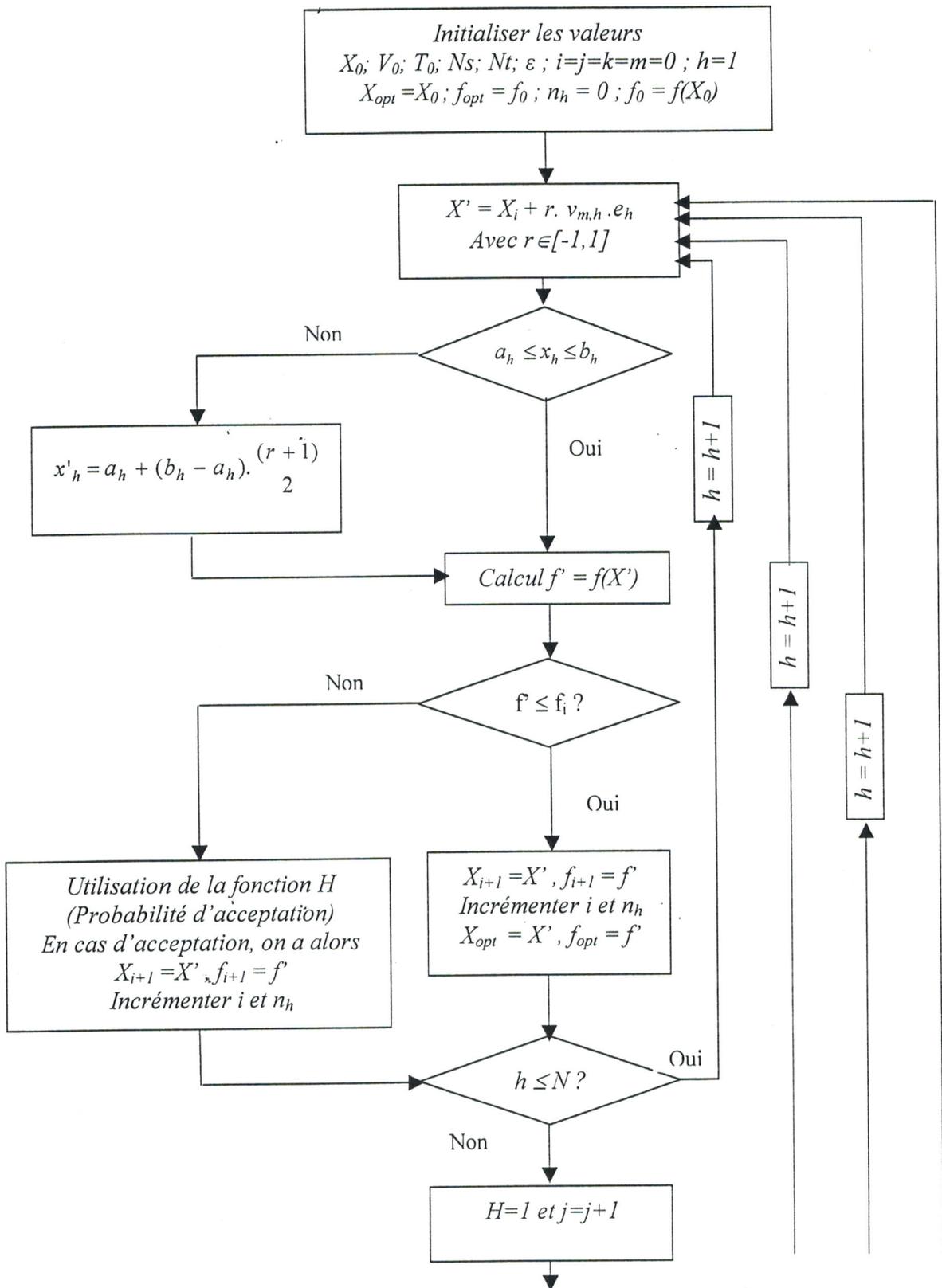
V.3 METHODE UTILISEE

Nous avons utilisé pour la synthèse de notre diagramme de rayonnement un algorithme de recuit simulé, présenté par Corona [45,46]. Cet algorithme a déjà été testé par divers auteurs et comparé à d'autres techniques comme celle du simplexe ou de gradient conjugué [47] sur des fonctions comportant des minimums locaux. Il s'est avéré qu'il a toujours trouvé le minimum global ce qui n'est pas le cas des autres méthodes. De plus, par rapport à la méthode ASA qui donne de très bons résultats, l'algorithme est très simple à l'utilisation et se présente sous la forme générale suivante :

- Choisir x_0 initial ;
- Calculer T_0 ;
- **Tant que** critère d'arrêt non vérifié **faire** :
 - $m=0$;
 - **Répéter jusqu'à ce que** $m=N_T$ (nombre d'itérations à la température T)
 - Générer un vecteur aléatoire y voisin de x

- $df = f(y) - f(x)$;
 - Appel fonction accepte (df, T)
 - Si accepte est vrai alors $x = y$
 - $m = m + 1$
 - Fin répéter
 - Diminuer la température
 - **Fin tant que**
- La fonction accepte (df, T) se présente ainsi :
- **Si $df < 0$ alors**
 - Accepte =vrai
 - **Sinon**
 - $A = \exp(-df / T)$
 - Si $\text{random}(0,1) < A$ alors accepte =vrai si non accepte =faux
 - **Fin Si**

L'organigramme du recuit simulé selon l'algorithme de CORONA est présenté dans la (Figure V.3)



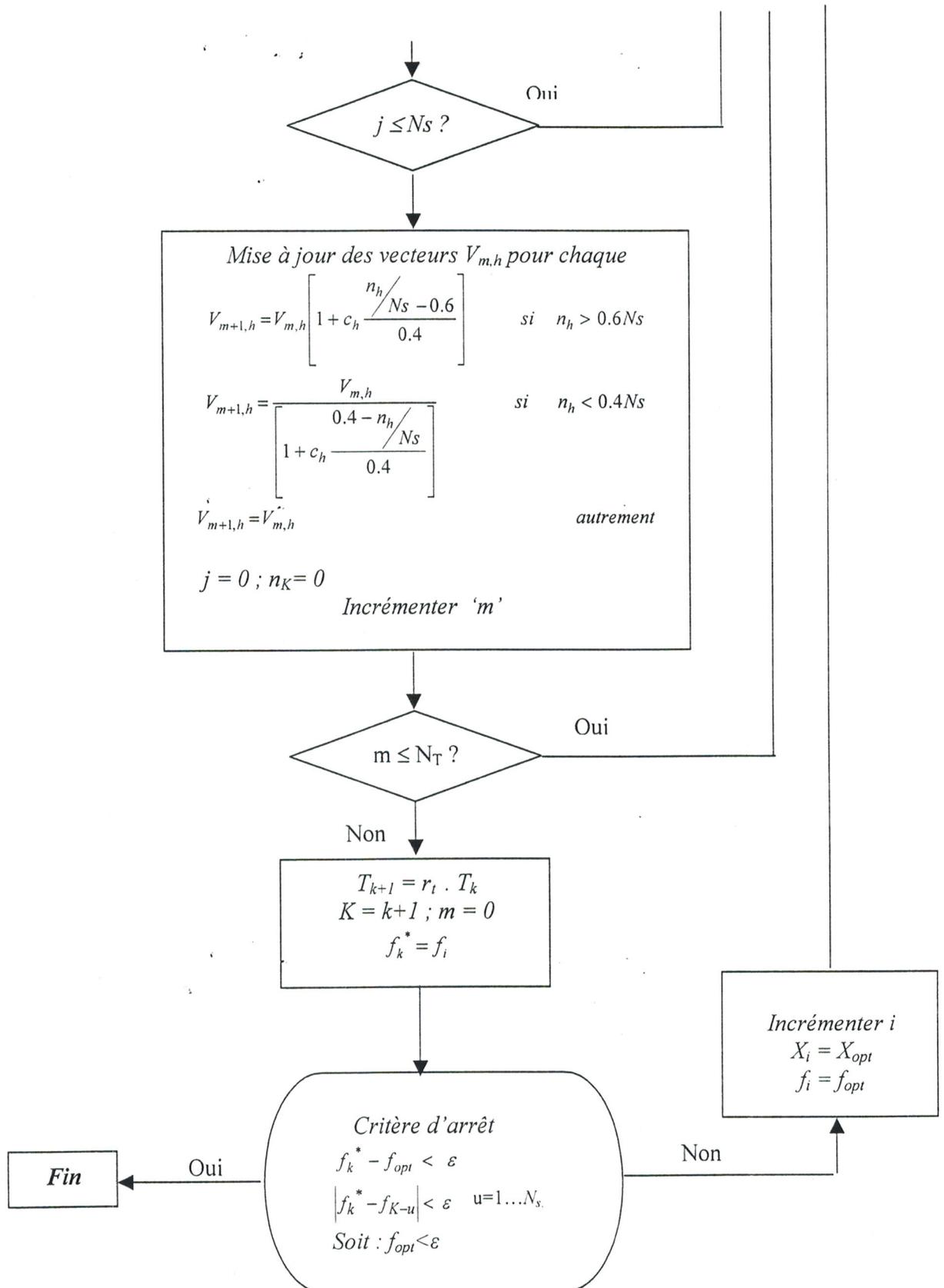


Figure V.3 Organigramme de l'Algorithme de Corona.

V.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons exposé avec détails la méthode du recuit simulé qui reste applicable à tous les problèmes d'optimisation. Cette technique de part sa procédure de recherche aléatoire peut assurer la convergence vers les optima globaux. C'est cette efficacité qui nous a poussé vers l'application de cet algorithme dans notre problème de synthèse.

Ces différentes étapes de formulation et de calcul du procédé d'optimisation ont servi à donner le coup de départ à des applications concrètes de synthèse des diagrammes de rayonnements des réseaux d'antennes imprimées annulaires, que nous allons retrouver dans le chapitre VI.

Chapitre VI

*Synthèse de réseaux d'antennes
imprimées par le recuit simulé*

VI.1 APPLICATION AUX RESEAUX LINEAIRES [48]

L'approche utilisée pour l'optimisation d'un réseau plan d'antennes imprimées par le recuit simulé est la même que celle adoptée pour l'algorithme génétique.

Dans cette première étape nous avons utilisé un réseau linéaire à 12 et 20 éléments imprimées annulaires et espacés uniformément de $\lambda/2$.

Les résultats ont tous été obtenus à partir du mode fondamental TM_{11} et fonctionnant à la fréquence de 1GHz. Le gabarit est spécifié par un domaine d'ondulation DO_{lim} de -5 dB.

Les paramètres d'entrée du recuit simulé sont :

Facteur de réduction de la température	Les bornes de variation de l'amplitude	Le nombre d'itération	Température Finale
0.45	[0,1]	30	2

VI.1.1 Synthèse par loi d'amplitude

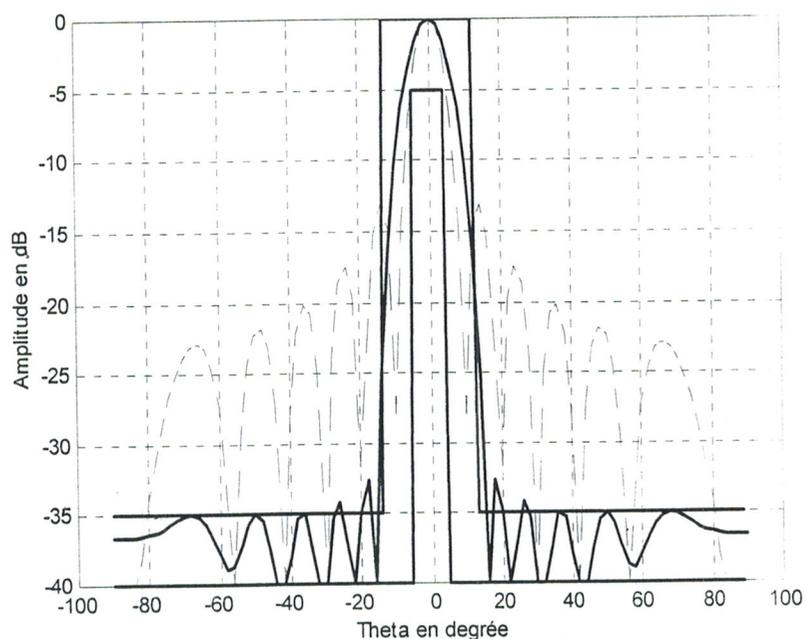


Figure VI.1 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

D'après la figure VI.1, nous constatons que le gabarit contient bien le diagramme synthétisé. Les niveaux de lobes secondaires est remarquablement très bas de l'ordre de -31.72 dB, ce qui peut être considéré comme une amélioration très nette apportée par l'application de la méthode du recuit simulé par rapport à l'algorithme génétique où le NLS=-26,82 dB avec un temps d'exécution relativement réduit.

Le diagramme de rayonnement ne subit aucune dégradation du gain.

La loi d'alimentation est donnée dans le tableau VI.1

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.1216	0.2858	0.4602	0.6684	0.8464	0.9642
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.986	0.9192	0.7646	0.5813	0.3486	0.2361

Tableau V.1 Valeur d'amplitude pour chaque élément.

L'application de la méthode fournit le diagramme de la figure en plan E avec 20 éléments rayonnants, le niveau des lobes secondaires obtenu par cette méthode est -34.5 dB.

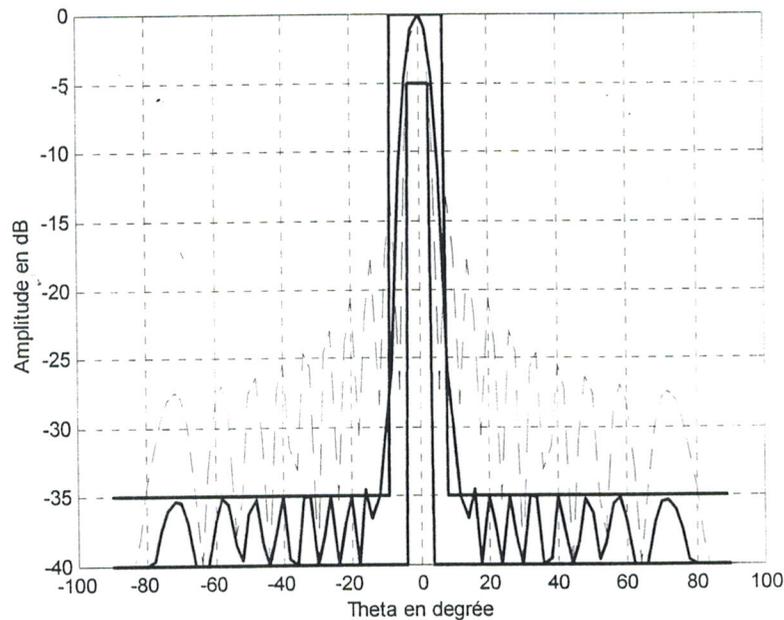


Figure VI.2 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

La distribution de l'amplitude de l'alimentation est donnée par le tableau VI.2

Source	Amplitude A_i	Source	Amplitude A_i
1	0.2290	11	0.9778
2	0.2090	12	0.9457
3	0.3492	13	0.8867
4	0.4828	14	0.8171
5	0.5752	15	0.7059
6	0.7056	16	0.6106
7	0.7969	17	0.4601
8	0.8962	18	0.3680
9	0.9501	19	0.2732
10	0.9749	20	0.1983

Tableau IV.2 Valeur d'amplitude pour chaque élément.

IV.1.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale

Les diverses caractéristiques d'un réseau classique linéaire ou plan sont étroitement liées entre elles. La loi d'alimentation détermine la directivité, le gain et le niveau de lobes secondaires. Dans le but d'introduire plus de souplesse entre les caractéristiques, le concept de réseau a été progressivement généralisé. Une généralisation de la notion de réseaux peut être constituée par le réseau non périodique.

La synthèse de réseaux non périodiques d'antennes peut être obtenue en agissant sur la position spatiale pour une alimentation fixée, c'est à dire équi-amplitude et équi-phase.

Les paramètres d'entrée du recuit simulé sont :

Facteur de réduction de la température	Les bornes de variation de la position des sources	Le nombre d'itération	Température Finale
0.45	$[0.25\lambda, 0.5\lambda]$	30	2

Les figures VI.3 et VI.4 représentent respectivement le diagramme synthétisé d'un réseau à 12 et 20 éléments. On constate que le gabarit est globalement respecté et les lobes secondaires sont inférieurs à +21.32 dB

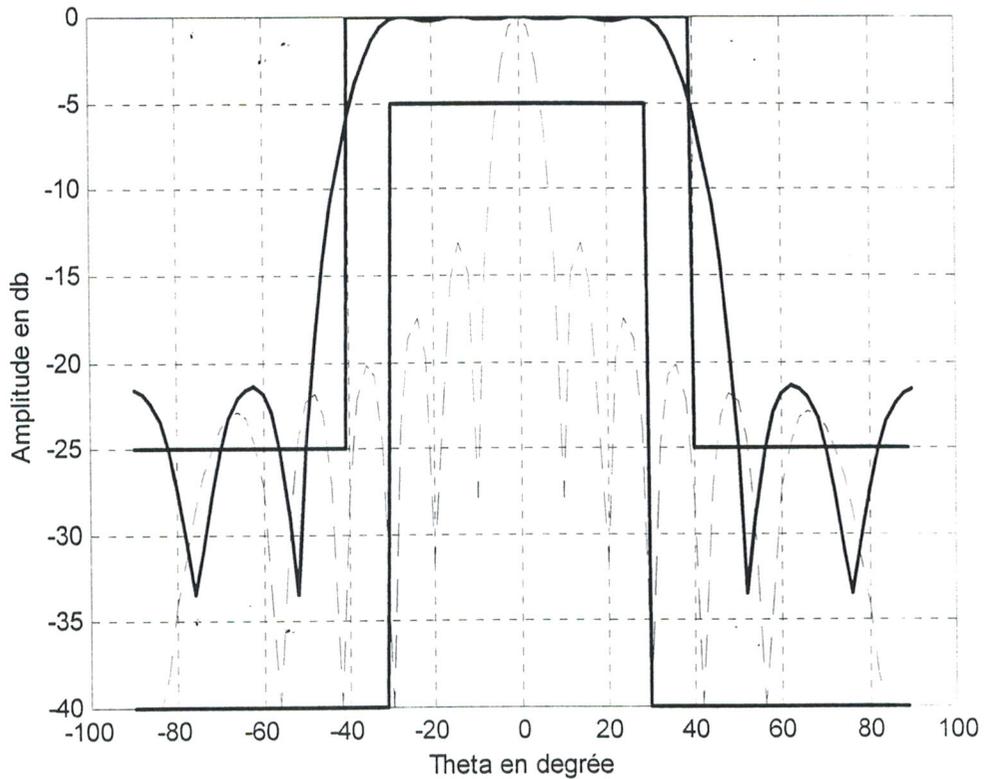


Figure VI.3 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

——— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des sources en fonction de la longueur d'onde.

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.9114	0.4401	0.9936	0.9184	0.4263	0.7843
Position	0.4142 λ	0.4999 λ	0.4508 λ	0.3362 λ	0.3807 λ	0.4573 λ
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.5545	0.2619	0.1805	0.1238	0.8453	0.1734
Position	0.3759 λ	0.4319 λ	0.3608 λ	0.3914 λ	0.4167 λ	0.2500 λ

Tableau VI.3 Amplitudes et positions des différents éléments.

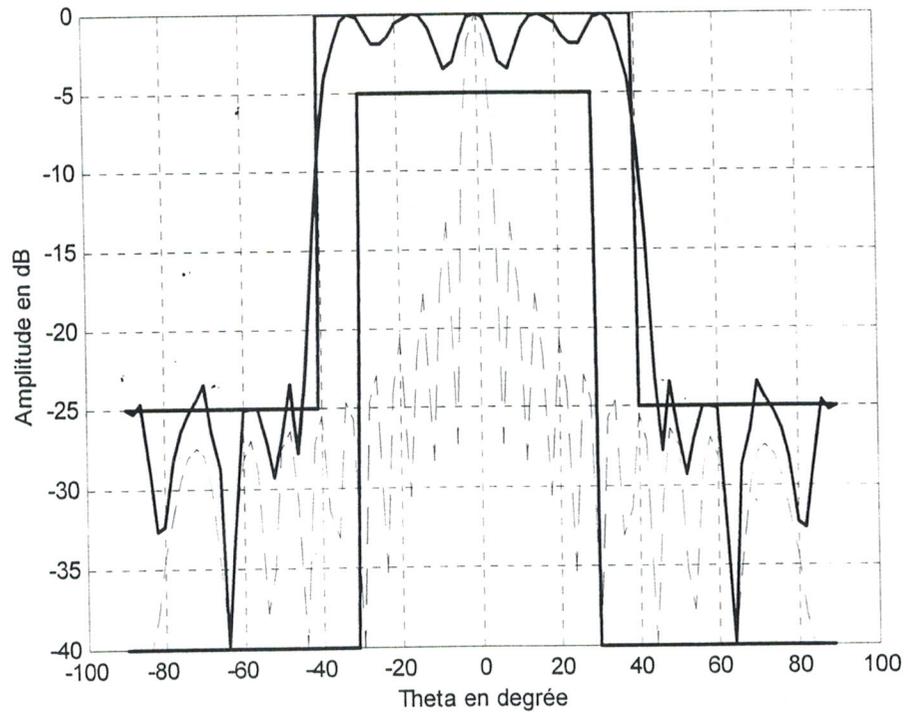


Figure VI.4 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation et de répartition spatiale des sources en fonction de la longueur d'onde.

Source	Position Δx	Amplitude	Source	Position Δx	Amplitude
1	0.3855λ	0.6675	11	0.3285λ	0.7531
2	0.4300λ	0.2317	12	0.3869λ	0.9038
3	0.4648λ	0.4909	13	0.4222λ	0.2745
4	0.4237λ	0.5478	14	0.3285λ	0.4667
5	0.3018λ	0.8673	15	0.3869λ	0.8874
6	0.4260λ	0.7357	16	0.4502λ	0.6689
7	0.3961λ	0.2512	17	0.4083λ	0.6412
8	0.3662λ	0.8396	18	0.4120λ	0.1629
9	0.4469λ	0.4539	19	0.2848λ	0.5243
10	0.2948λ	0.94177	20	0.3900λ	0.2341

Tableau IV.4 Amplitudes et position des différents éléments.

VI.1.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase

Jusqu'ici seul l'influence du paramètre amplitude de l'alimentation complexe a été pris en considération avec une phase constante, ce qui nous a permis d'étudier que des diagrammes symétriques.

Les paramètres d'entrée du recuit simulé sont :

Facteur de réduction de la température	Les bornes de variation de la position des sources	Le nombre d'itération	Température finale
0.45	$[0, 2\pi]$	30	2

La figure VI.5 représente le diagramme de rayonnement de réseau d'antennes à 12 éléments. La direction visée du rayonnement est 30° . Nous remarquons que le diagramme de rayonnement pointe cette direction et les lobes secondaires sont inférieurs à -20 dB.

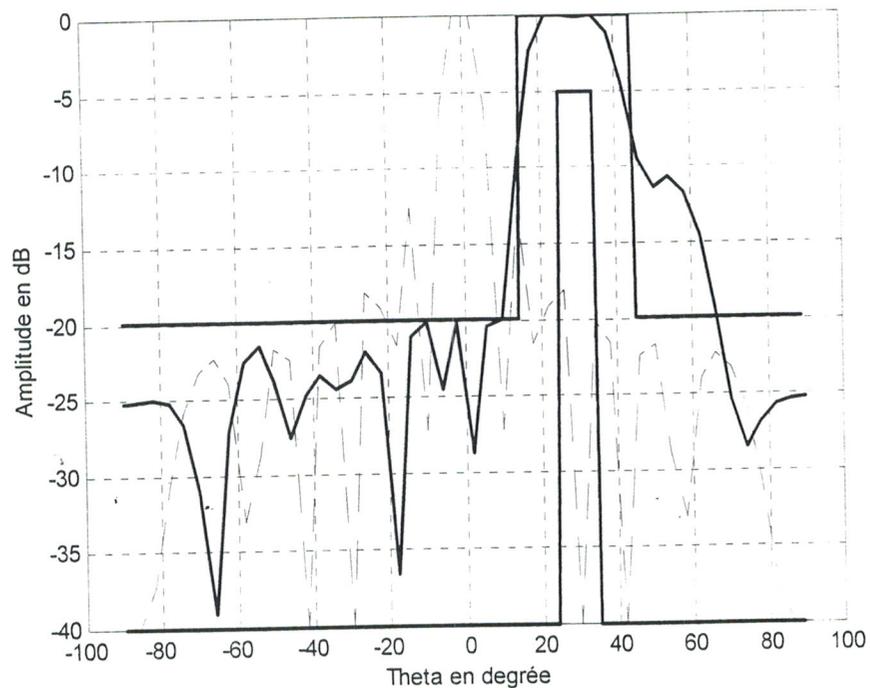


Figure VI.5 Diagramme d'un réseau linéaire à 20 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Les lois d'amplitudes et de phases sont données dans le tableau VI.5.

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.2247	0.2025	0.0174	0.0053	0.2069	0.2949
Phase φ_i (rad)	4.6601	3.1534	5.9868	3.1296	1.4263	6.2394
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.5511	0.7533	0.9669	0.8027	0.6353	0.2530
Phase φ_i (rad)	5.2758	3.7102	2.1677	6.0077	5.2623	3.6968

Tableau VI.5 Amplitudes et phases des différents éléments.

Pour voir la possibilité du diagramme à suivre un gabarit, fortement dépointé, nous avons fait un test avec un angle de dépointage de 60° . Le résultat trouvé après synthèse est éclatant comme le montre la figure VI.6 et le diagramme de rayonnement respecte les limites qui lui étaient imposées.

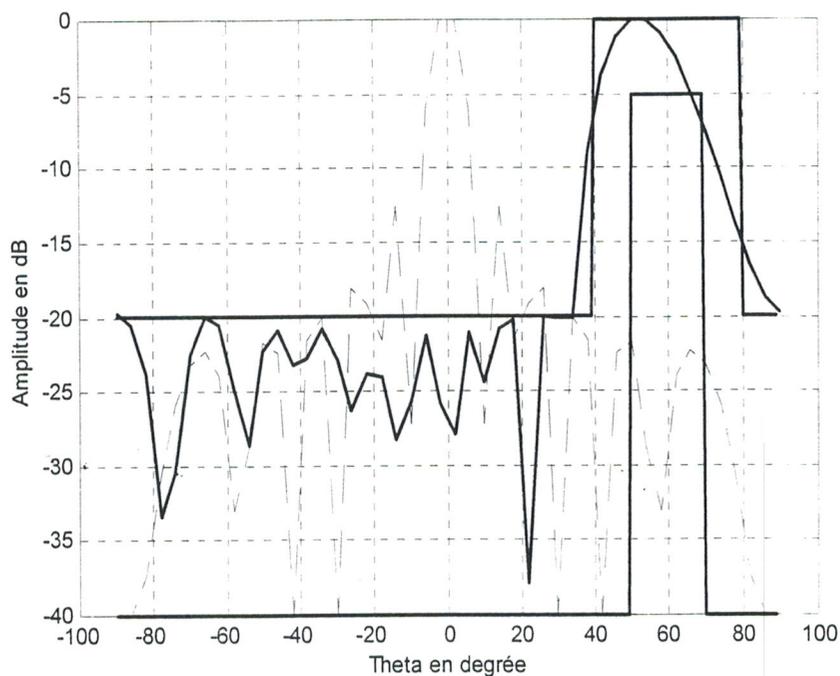


Figure IV.6 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tableau VI.6 donne les lois d'amplitudes et de phases correspondantes.

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.4311	0.6487	0.7678	0.9273	0.9797	0.9686
Phase φ_i (rad)	4.0117	1.5851	5.4135	3.1105	0.5346	4.2251
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.7761	0.7718	0.5016	0.4905	0.6336	0.1295
Phase φ_i (rad)	2.0064	5.6825	3.0072	6.4266	4.1792	5.9530

Tableau VI.6 Amplitudes et phases des différents éléments.

VI.2 APPLICATION AUX RESEAUX PLANS

Nous prenons les mêmes paramètres d'entrée du recuit simulé dans le cas du réseau rectiligne et nous essayons d'optimiser les différents types de problème de synthèse des réseaux d'antennes imprimées par action sur les différents paramètres du réseau : amplitude et/ou position spatiale et/ou phase d'alimentation.

VI.2.1 Synthèse par loi d'amplitude

Les figures VI.7 et VI.8 représentent respectivement les diagrammes de rayonnement d'un réseau plan à 12×12 et 20×20 éléments. Le niveau maximum des lobes secondaires obtenu est de -32 dB et -35 dB.

Le diagramme de rayonnement est bien piégé dans la zone délimitée par les deux bornes du diagramme étalon. La grande partie de puissance est concentrée autour de l'angle $\theta=0^\circ$.

Les résultats d'un réseau plan sont nettement meilleurs par rapport à un réseau rectiligne et le niveau des lobes secondaires limite est inférieur à celui d'un réseau rectiligne avec un lobe principal directif.

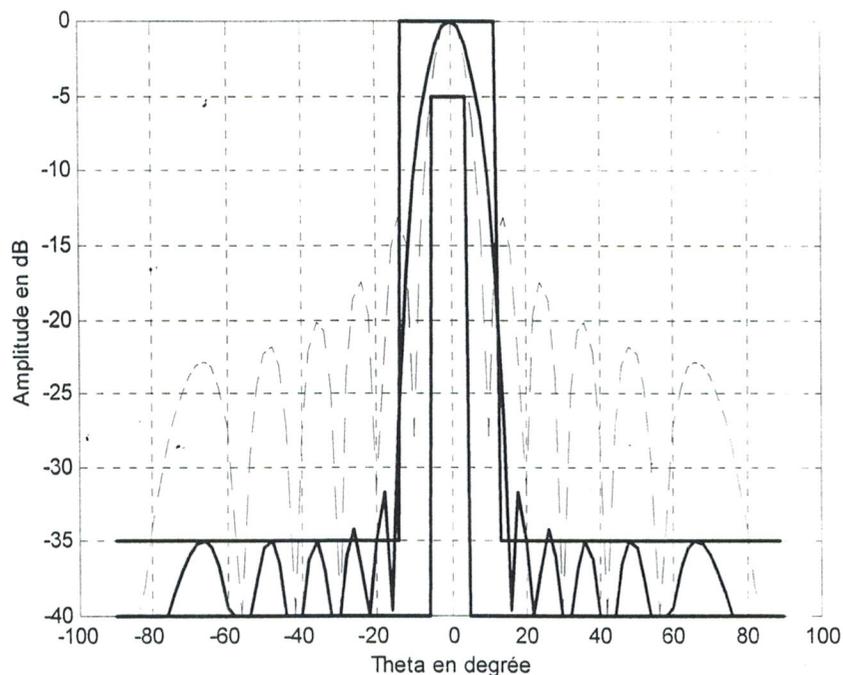


Figure VI.7 Diagramme d'un réseau plan à 12×12 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation.

Source (O_x)	Amplitude A_i	Source (O_y)	Amplitude A_i
1	0.1810	1	0.6073
2	0.3252	2	0.6421
3	0.5188	3	0.8835
4	0.7179	4	0.9431
5	0.8685	5	0.5127
6	0.9547	6	0.8989
7	0.9493	7	0.1428
8	0.8601	8	0.7371
9	0.6980	9	0.2073
10	0.5142	10	0.5841
11	0.3109	11	0.3019
12	0.1856	12	0.7754

Tableau VI.7 Amplitudes des différents éléments.

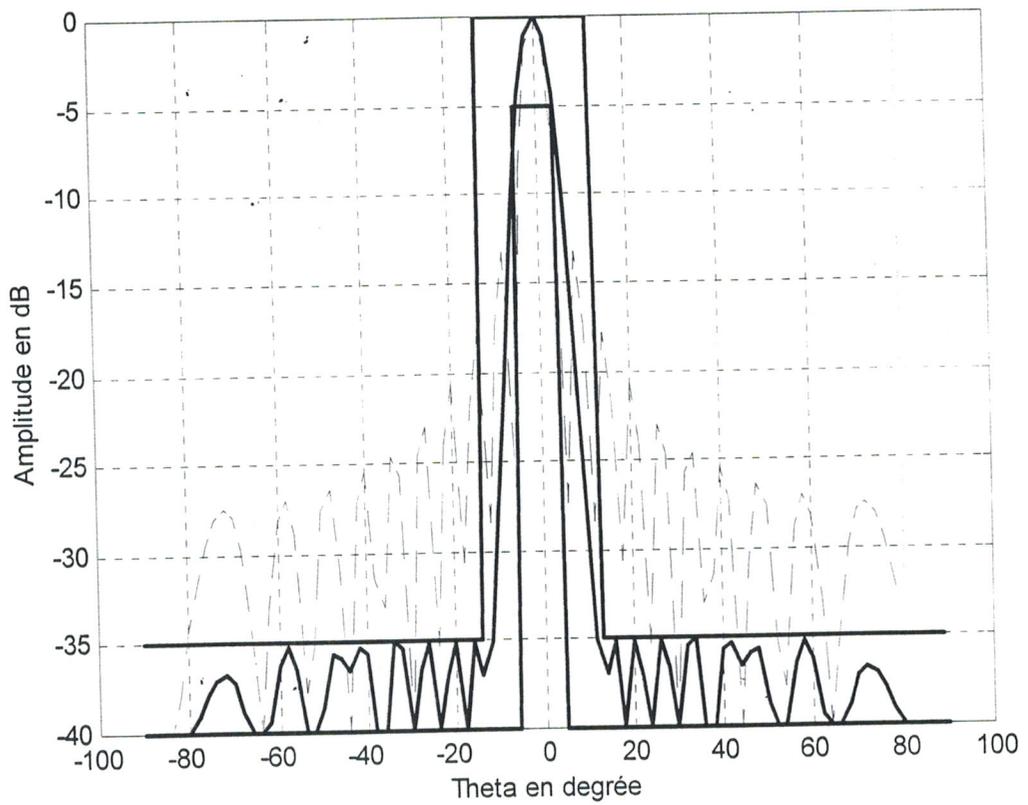


Figure VI.8 Diagramme d'un réseau plan à 20×20 éléments.
— F_s : diagramme synthétisé.
..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Le tableau suivant contient la loi d'amplitude d'alimentation.

Source (Ox)	Amplitude A_i	Source (Oy)	Amplitude A_i
1	0.2259	1	0.8360
2	0.3204	2	0.7243
3	0.4000	3	0.3566
4	0.5855	4	0.8304
5	0.6999	5	0.5803
6	0.8329	6	0.6102
7	0.9316	7	0.6589
8	0.9610	8	0.6953
9	0.9972	9	0.9284
10	0.9954	10	0.9902
11	0.9149	11	0.9774
12	0.8446	12	0.8824
13	0.7810	13	0.5080
14	0.6334	14	0.7196
15	0.5293	15	0.3647
16	0.4565	16	0.6168
17	0.3040	17	0.9923
18	0.2707	18	0.5852
19	0.1585	19	0.5256
20	0.1555	20	0.6548

Tableau VI.8 Amplitudes des différents éléments.

IV.2.2 Synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale

Les figures VI.9 et VI.10 représentent le diagramme synthétisé d'un réseau à 12×12 et 20×20 éléments respectivement. On constate que le gabarit est globalement respecté et les lobes secondaires sont inférieurs à -25 dB.

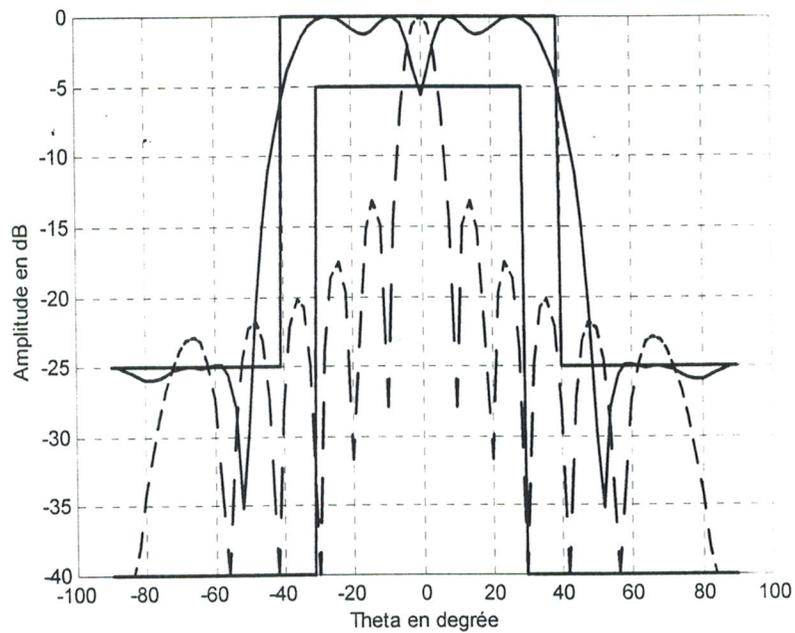


Figure VI.8 Diagramme d'un réseau plan à 12×12 éléments.
 ——— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Les lois d'amplitudes sont données dans le tableau VI.9.

Source (Ox)	Amplitude (A _i)	Position (rad)	Source (Oy)	Position (x)	Source (Oy)
1	0.5471	0.4272λ	1	0.9427	0.3972λ
2	0.4771	0.4756λ	2	0.7500	0.3078λ
3	0.6043	0.4556λ	3	0.5770	0.3856λ
4	0.4142	0.4020λ	4	0.7283	0.3758λ
5	0.9412	0.4948λ	5	0.5900	0.4159λ
6	0.6917	0.4641λ	6	0.8801	0.4818λ
7	0.1384	0.4186λ	7	0.7280	0.2785λ
8	0.6939	0.4343λ	8	0.5593	0.3406λ
9	0.5334	0.3767λ	9	0.1754	0.4915λ
10	0.5579	0.3753λ	10	0.3705	0.4719λ
11	0.1270	0.4862λ	11	0.5932	0.3948λ
12	0.8806	0.2795λ	12	0.0157	0.3756λ

Tableau VI.9 Amplitudes des différents éléments.

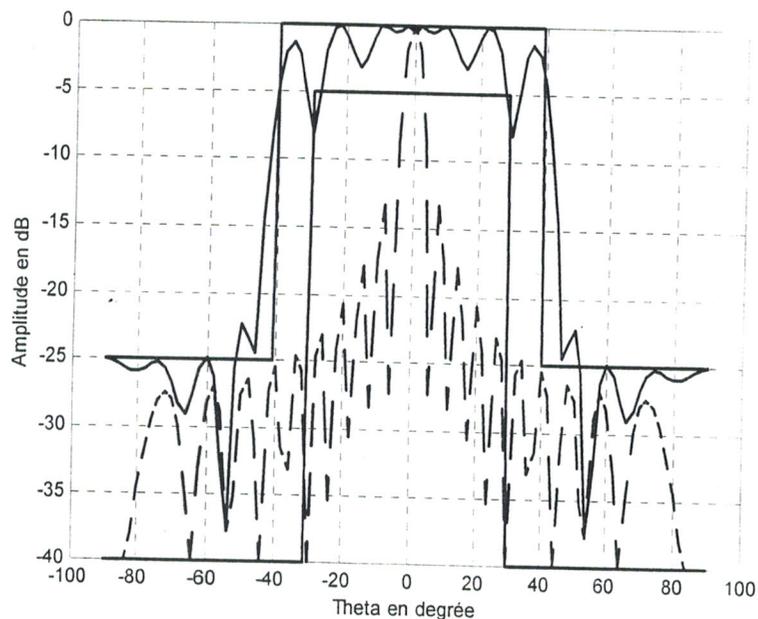


Figure VI.10 Diagramme d'un réseau plan à 20x20 éléments.

— Fs : diagramme synthétisé.

..... Fd : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

Les lois d'amplitudes sont données dans le tableau VI.10.

Source (Ox)	Amplitude A_i	position A_i	Source (Ox)	Amplitude A_i	position (Oy)
1	0.2083	0.3616	1	3.358	0.4012 λ
2	0.3426	0.3699	2	3.533	0.4301 λ
3	0.0075	0.3396	3	5.011	0.4350 λ
4	0.4706	0.3157	4	2.098	0.4339 λ
5	0.2711	0.4326	5	8.884	0.4613 λ
6	0.5066	0.2891	6	6.211	0.3872 λ
7	0.0850	0.4366	7	8.537	0.4713 λ
8	0.7836	0.3061	8	9.006	0.4018 λ
9	0.3822	0.4316	9	2.273	0.4801 λ
10	0.6193	0.3692	10	5.563	0.4461 λ
11	0.3638	0.2649	11	9.937	0.3865 λ
12	0.8025	0.4561	12	7.255	0.2973 λ
13	0.6360	0.4099	13	8.609	0.3644 λ
14	0.3058	0.4941	14	6.225	0.2613 λ
15	1.0000	0.3899	15	5.820	0.4380 λ
16	0.9381	0.3838	16	2.236	0.4815 λ
17	0.6721	0.4347	17	4.207	0.3851 λ
18	0.9546	0.3086	18	5.323	0.3013 λ
19	0.7537	0.4101	19	6.582	0.4893 λ
20	0.2401	0.2982	20	5.879	0.4649 λ

Tableau VI.10 Amplitudes des différents éléments.

VI.2.3 Synthèse par lois d'amplitude et de phase

La figure VI.11 représente le diagramme de rayonnement de réseau d'antennes à 12×12 éléments. La direction visée du rayonnement est 10° . Nous remarquons que le diagramme de rayonnement pointe cette direction et les lobes secondaires sont inférieurs à -25 dB.

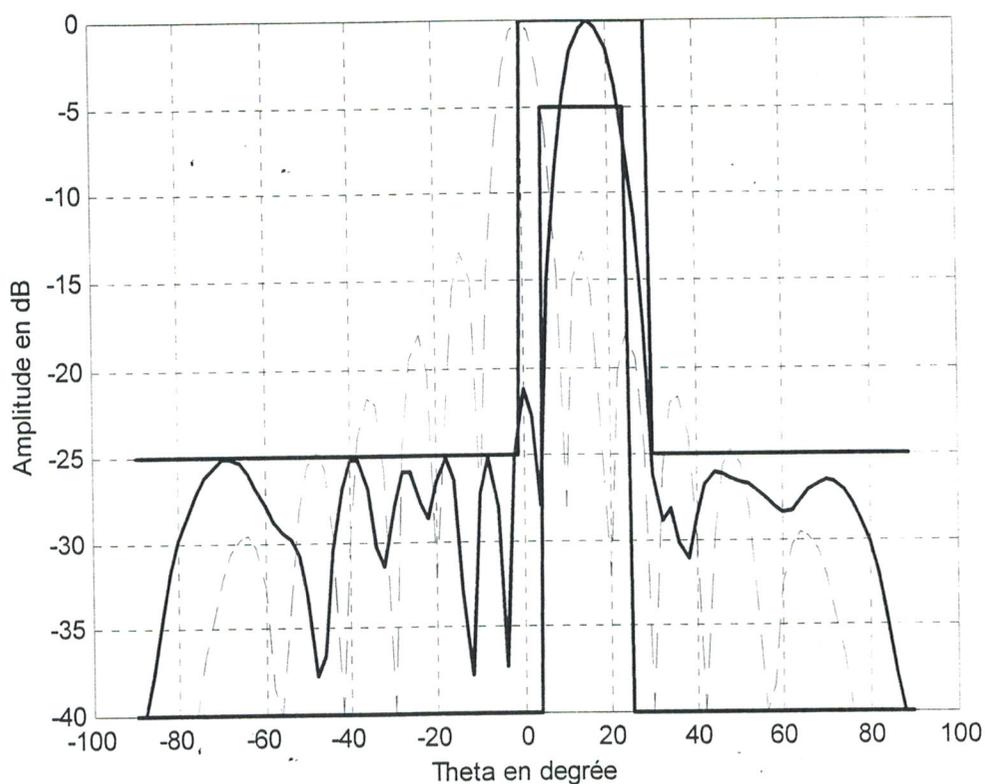


Figure VI.11 Diagramme d'un réseau plan à 12×12 éléments.

— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Les lois d'amplitudes fournies par le recuit simulé sont données dans le tableau VI.11

Source (Ox)	Amplitude (A _i)	Phase (rad)	Source (Oy)	Phase (rad)	Source (Oy)
1	0.8275	4.0617	1	0.3893	1.7902
2	0.5400	5.5143	2	0.5500	2.7556
3	0.2719	4.9044	3	0.7040	3.6497
4	0.6034	1.6115	4	0.8270	4.4529
5	0.6728	5.7909	5	0.8159	5.4826
6	0.6291	4.2052	6	0.9951	6.0955
7	0.8700	6.1827	7	0.9863	0.9943
8	0.8128	6.0888	8	0.6582	1.9336
9	0.0508	1.1724	9	0.7339	2.3795
10	0.7264	4.4299	10	0.6135	3.7372
11	0.4459	5.5710	11	0.2189	4.3833
12	0.9139	2.1261	12	0.3759	4.9915

Tableau VI.11 Amplitudes des différents éléments.

La figure VI.12 représente le diagramme de rayonnement de réseau d'antennes à 20×20 éléments. La direction visée du rayonnement est 10°. Nous remarquons que le diagramme de rayonnement pointe cette direction et les lobes secondaires sont inférieurs à -20 dB.

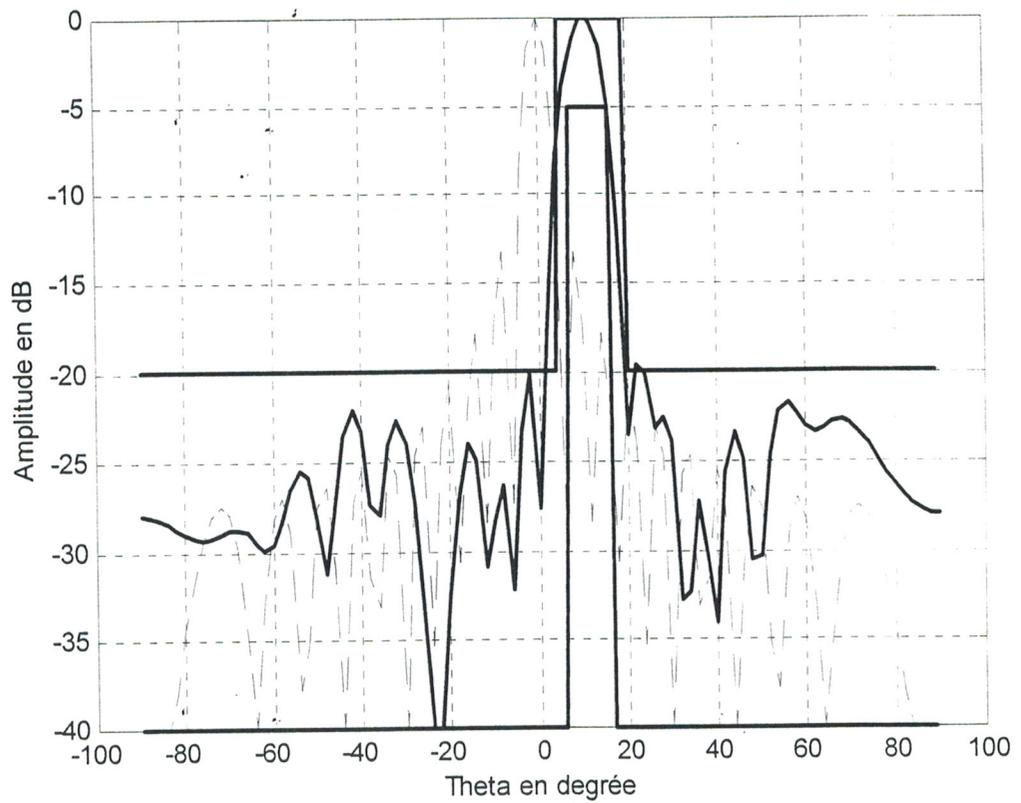


Figure VI.12 Diagramme d'un réseau plan à 20×20 éléments.

——— F_s : diagramme synthétisé.

..... F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\varphi_i=0$.

Les lois d'amplitudes fournies par le recuit simulé sont données dans le tableau VI.12

Source (Ox)	Amplitude (A _i)	Phase (rad)	Source (Oy)	Amplitude (A _i)	Phase (rad)
1	0.0446	2.9692	1	0.5006	5.0517
2	0.2964	6.0215	2	0.0630	2.0972
3	0.0230	4.3094	3	0.1501	1.1927
4	0.0896	2.4785	4	0.9157	5.2778
5	0.0034	2.2136	5	0.5950	4.6803
6	0.3901	1.6337	6	0.8969	2.1023
7	0.4769	0.8860	7	0.4857	5.6351
8	0.4482	0.4637	8	0.0576	5.0741
9	0.9417	6.1622	9	0.6829	4.8283
10	0.7825	5.6285	10	0.2515	1.6337
11	0.9264	5.0491	11	0.7387	3.1799
12	0.9290	4.3349	12	0.1279	5.2373
13	0.9892	3.8275	13	0.9519	3.0106
14	0.9976	3.3776	14	0.3387	3.2330
15	0.9637	2.6897	15	0.6850	3.3672
16	0.8706	2.2131	16	0.8763	5.7162
17	0.7408	1.4168	17	0.7234	3.5337
18	0.7285	0.9843	18	0.8886	4.7465
19	0.4894	0.1887	19	0.6614	5.9343
20	0.2292	5.6559	20	0.7712	5.4378

Tableau VI.12 Amplitudes des différents éléments.

VI.3 SYNTHÈSE DE RESEAUX LINEAIRES POUR D'AUTRES MODES DE PROPAGATION

Dans les essais qui ont été réalisés, nous avons pris en considération seulement le mode fondamental. L'étape suivante consiste à réaliser une synthèse de réseau d'antennes imprimées en tenant compte de la variation des modes de propagation. Pour cela, nous avons fait une synthèse avec les trois modes TM_{12} , TM_{21} et TM_{22} et nous voyons les améliorations apportées par l'application de la méthode du recuit simulé.

IV.3.1 Synthèse par loi d'amplitude

Les paramètres d'entrée du recuit simulé sont :

Facteur de réduction de la température	Les bornes de variation de l'amplitude	Le nombre d'itération	Température Finale
0.45	[0,1]	30	2

► Mode TM_{12} :

La figure VI.13 représente le résultat en rayonnement d'un réseau à 12 éléments rayonnants, pour un domaine d'ondulation $DO_{lim} = -5\text{dB}$. Le niveau des lobes secondaires obtenu est de -29 dB , ce qui peut être considéré comme étant une amélioration par rapport à l'application de l'algorithme génétique qui nous a donné une valeur de $-25,96\text{ dB}$ de lobe secondaire.

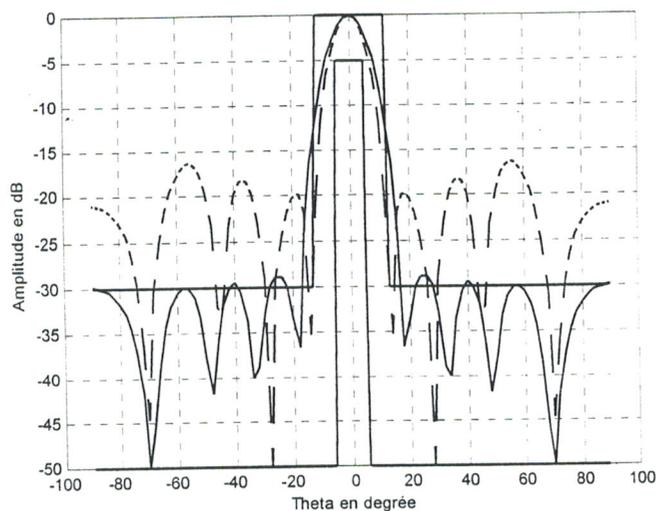


Figure IV.13 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.
 ———— F_s : diagramme synthétisé.
 F_d : diagramme donné pour $A_i=1$ et $\phi_i=0$.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau IV.12:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.1955	0.4830	0.5539	0.8361	0.7263	0.9315
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.7542	0.8424	0.6382	0.6170	0.3307	0.2664

Tableau VI.13 Amplitudes des différents éléments.

► Mode TM_{21} :

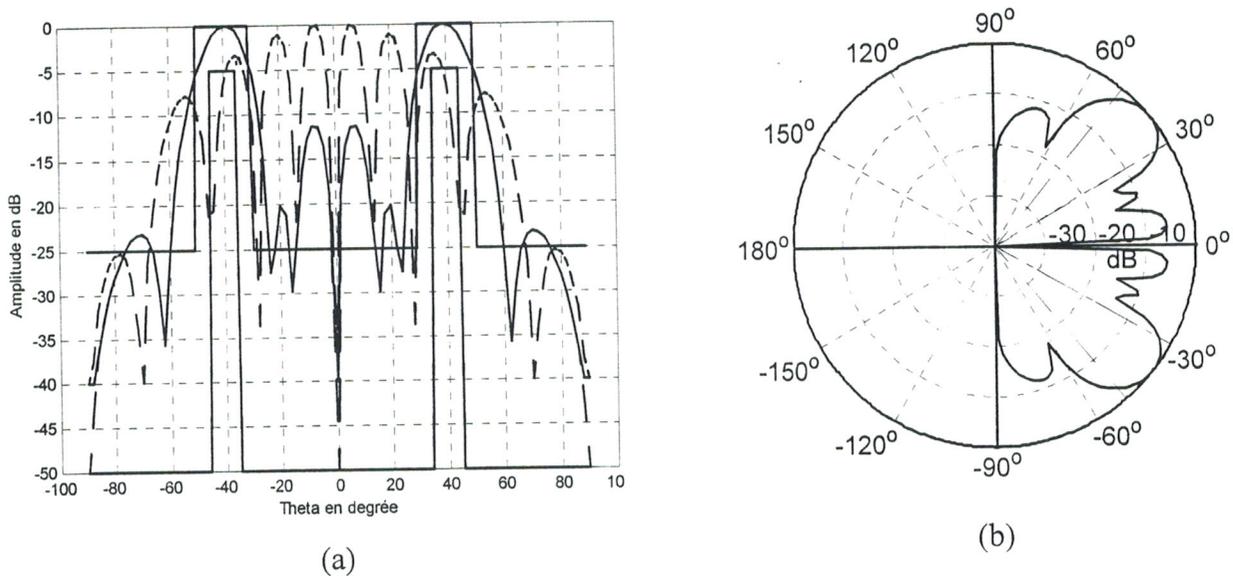


Figure VI.14 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.

- (a) Tracé en coordonnées cartésiennes.
- (b) Tracé en coordonnées polaires.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau VI.14:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.0302	0.8694	0.1381	0.0008	0.0002	0.9914
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.7856	0.0000	0.0000	0.3311	0.7856	0.0000

Tableau VI.14 Amplitudes des différents éléments.

► Mode TM_{22}

La même remarque sur le mode TM_{21} peut être observée pour le mode TM_{22} . les résultats obtenus pour ces deux modes sont moins importants que celui pour le mode fondamental et le mode TM_{12}

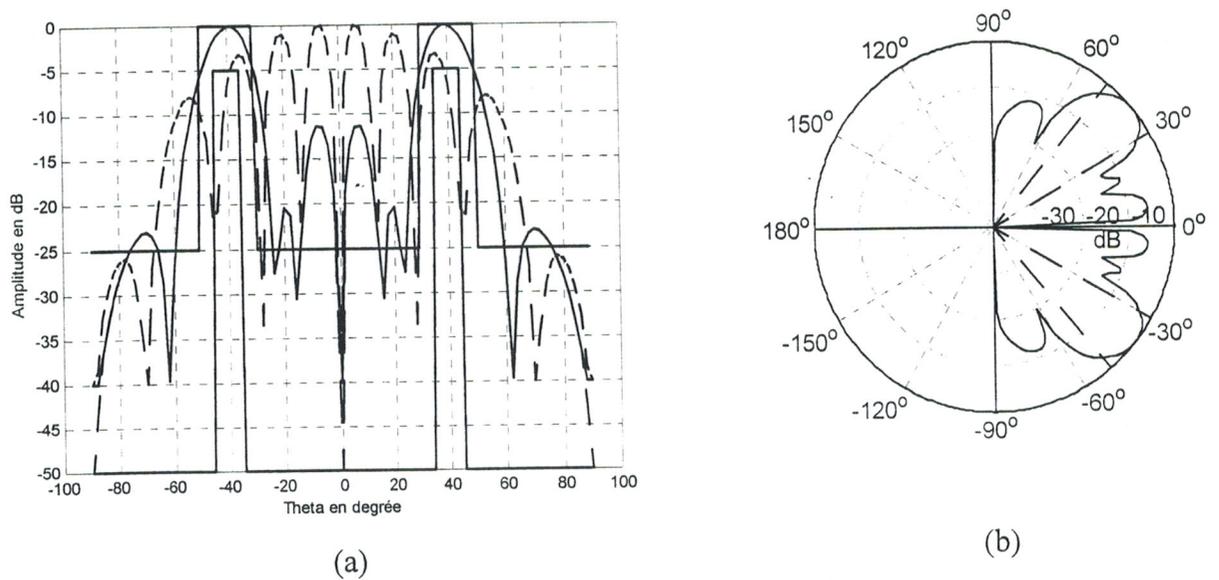


Figure VI.15 Diagramme d'un réseau linéaire à 12 éléments.
 (a) Tracé en coordonnées cartésiennes.
 (b) Tracé en coordonnées polaires.

La loi d'amplitude correspondante est donnée dans le tableau VI.15:

Source	1	2	3	4	5	6
Amplitude A_i	0.0036	0.0089	0.7872	0.2821	0.0001	0.0001
Source	7	8	9	10	11	12
Amplitude A_i	0.8003	0.9068	0.0000	0.0000	0.1546	0.8274

Tableau VI.15 Amplitudes des différents éléments.

VI.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons appliqué un algorithme d'optimisation itératif basé sur le principe du recuit simulé. Ce dernier est connu pour son efficacité à résoudre des problèmes d'optimisation combinatoires.

L'optimisation d'un réseau d'antennes imprimées par le recuit simulé a donné des résultats très intéressants.

Une amélioration relativement importante en terme de temps de calcul a été apportée par cette technique par rapport aux algorithmes génétiques.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Au cours de cette étude, nous nous sommes intéressés aux réseaux d'antennes imprimées annulaires, particulièrement à leurs modélisation et optimisation. Après avoir exposé dans une première étape une description générale sur la structure, l'alimentation et le mécanisme de rayonnement d'une antenne imprimée, nous avons présenté une analyse de l'antenne en forme d'anneau en réseaux linéaires et plans. Cette analyse a été établit à l'aide de la méthode de la cavité en utilisant le concept de la permittivité dynamique.

L'analyse présentée au cours de cette étude, nous a permis de déterminer le champ rayonné en zone lointaine et décrire la forme du diagramme de rayonnement pour un réseau rectiligne et plan. La représentation de leurs diagrammes de rayonnement est aussi établie.

Les problèmes d'optimisation requièrent des méthodes robustes, efficaces et flexibles. Afin de s'affranchir de la complexité du problème à résoudre, de réduire le coût de réalisation et de simplifier le modèle étudié, nous avons proposé deux méthodes stochastiques originales d'optimisation qui sont : l'algorithme génétique et le recuit simulé.

Dans une première étape, nous avons développé une approche de synthèse de réseaux d'antennes imprimées en utilisant largement une technique stochastique d'optimisation globale basée sur l'algorithme génétique, capable d'optimiser simultanément plusieurs paramètres électriques et géométriques du réseaux. Les méthodes globales restent plus robustes faces à des problèmes complexes avec contraintes et évitant les minima locaux des méthodes déterministes.

A partir du réseau linéaire, cette synthèse a été étendue aux réseaux plans. Les résultats de synthèse obtenus par simulation montrent le bien fondé de cette approche. Cependant, le choix de la fonction fitness est délicat, car cette dernière représente le paramètre clé de la convergence vers une solution optimale. En effet, cette convergence globale relativement lente, comparée à celle des méthodes déterministes, reste étroitement liée aux paramètres du réseau définissant la fonction fitness et les opérateurs génétiques.

Cette étude nous a conduit à proposer une nouvelle variante de synthèse de réseaux d'antennes imprimées annulaires basée sur la méthode du recuit simulé. Ce dernier a apporté une très nette amélioration, par rapport aux algorithmes génétiques.

Ces travaux développés au sein du laboratoire de télécommunications nous ont permis d'approfondir et d'enrichir nos recherches, en particulier dans le domaine de la modélisation et de l'optimisation numériques des réseaux d'antennes imprimées avec de nouveaux objectifs qui consistent en l'amélioration des performances de ces réseaux en leur associant des algorithmes puissants.

Des perspectives intéressantes peuvent rendre le logiciel de synthèse réalisé et de conception de réseaux d'antennes imprimées à base de l'algorithme génétique et de recuit simulé. Il s'agit de généraliser ce logiciel à d'autres structures multi-bandes (elliptique,...).

Annexes

ANNEXE A

Calcul de la capacité dynamique (effets de bords)

$C_{dyn,f}$ représente le capacité dynamique résultant de la prise en compte des effets de bords. Cette dernière, étant fonction de la capacité statique (C_{stat}) et de la permittivité effective ϵ_{eff} .

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0}$$

avec :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi\epsilon_0} \int_0^\infty \left| \frac{f(\tilde{\beta})}{Q} \right|^2 G(\beta) d(\beta H_s)$$

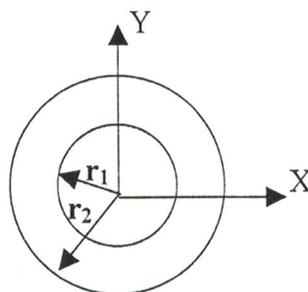
La densité de charge est donnée par une fonction test $f(x)$ telle que :

$$f(x) = 1 + \left| \frac{2x}{L} \right|^3 \quad \text{pour } -\frac{L}{2} \leq x \leq \frac{L}{2}$$

$$f(x) = 0 \quad \text{ailleurs}$$

Avec

$$L = r_2 - r_1 \quad (\text{Pour l'anneau})$$



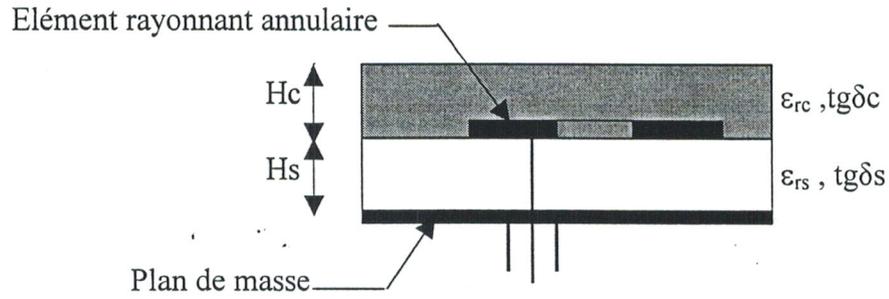
La transformée de **FOURIER** de $f(x)$ est donnée par :

$$\frac{\tilde{f}(\beta)}{Q} = \frac{8}{5} \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2}\right)}{\beta \frac{L}{2}} + \frac{12}{5} \left(\beta \frac{L}{2}\right)^{-2} \left\{ \cos\left(\beta \frac{L}{2}\right) - \frac{\sin\left(\beta \frac{L}{2}\right)}{\beta \frac{L}{2}} + \frac{\sin^2\left(\beta \frac{L}{4}\right)}{\left(\beta \frac{L}{4}\right)^4} \right\}$$

Nous avons :

$$G(\beta) = \frac{1}{\beta (1 + \epsilon_{rs} \coth(\beta H_s))}$$

Pour la structure, suivante (élément enfoui dans le diélectrique) :



Nous obtenons :

$$G(\beta) = \frac{1}{\beta (\epsilon_{rs} \coth(\beta H_s) + \epsilon_{rc} \coth(\beta H_c))}$$

Ainsi pour l'anneau, nous avons :

$$C_{dyn,f}(\epsilon_0 \epsilon_{rs}) = 0,5(\pi C(r_2 + r_1) - C_{stat})$$

Avec :

$$C_{stat} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_{rs} \pi}{H_s} (r_2 + r_1)(r_2 - r_1)$$

Pour calculer $C_{dyn,f}(\epsilon_0)$, il suffit de remplacer ϵ_{rs} par 1 dans les diverses équations ci-dessus.

ANNEXE B

Détermination de l'expression de l'impédance du circuit équivalent (RLC) :

$$\frac{1}{Z} = jC\omega + \frac{1}{jL\omega} + \frac{1}{R}$$

$$Z = \frac{\frac{jL\omega R}{1-LC\omega^2}}{R + j\frac{L\omega}{1-LC\omega^2}} = \frac{jL\omega R}{R(1-LC\omega^2) + jL\omega}$$

$$Z = \frac{jL\omega R [R(1-LC\omega^2) - jC\omega]}{R^2(1-LC\omega^2)^2 + (L\omega)^2}$$

$$Z = \frac{R(L\omega)^2}{R^2(1-LC\omega^2)^2 + (L\omega)^2} + j \frac{L\omega R [R(1-LC\omega^2)]}{R^2(1-LC\omega^2)^2 + (L\omega)^2}$$

Calcul de la puissance rayonnée dans un cavité :

$$P_r = \frac{1}{2\eta_0} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\pi/2} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) r^2 \sin(\theta) d\theta d\phi$$

Où $\eta_0 = 120\pi$ est l'impédance d'onde dans le vide

Calcul de l'énergie totale emmagasinée dans la cavité :

$$W_r = \frac{\epsilon}{2} \iiint |E_z|^2 dv$$

$$\text{Avec : } E_z = E_0 F_{nm}(\rho) \cos n\phi$$

$$F_{nm}(\rho) = J_n(k_{nm}\rho) Y'_n(k_{nm}r_{1eq}) - J'_n(k_{nm}r_{1eq}) Y_n(k_{nm}\rho)$$

$$dv = \rho d\rho d\phi dZ$$

D'où :

$$W_T = \frac{\epsilon}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^{H_{eq}} \int_{r_{1eq}}^{r_{2eq}} |E_z|^2 \rho d\rho d\phi dZ$$

$$W_T = \frac{\epsilon H_{eq} \pi}{2} E_0^2 \int_{r_{1eq}}^{r_{2eq}} F_{nm}^2(k_{nm} \rho) \rho d\rho$$

$$W_T = \frac{\epsilon H_{eq} \pi}{2} E_0^2 \left[\int_0^{r_{2eq}} F_{nm}^2(\rho) \rho d\rho - \int_{r_{1eq}}^0 F_{nm}^2(k_{nm} \rho) \rho d\rho \right]$$

Or

$$\int_0^x C_n^2(kt) t dt = \frac{1}{2} x^2 \left[\left(1 - \frac{n^2}{k^2 x^2} \right) C_n^2(kx) + C_n'^2(kx) \right]$$

$$\text{Avec : } C_n(x) = \alpha j_n(x) + \beta Y_n(x)$$

Ainsi :

$$\int_0^{r_{1eq}} F_{nm}^2(k_{nm} \rho) \rho d\rho = \frac{1}{2} r_{1eq}^2 \left[1 - \frac{n^2}{k_{nm}^2 r_{1eq}^2} \right] \times$$

$$\left[j_n(k_{nm} r_{1eq}) Y_n'(k_{nm} r_{1eq}) - J_n'(k_{nm} r_{1eq}) Y_n(k_{nm} r_{1eq}) \right]$$

1. STRUCTURE DU LOGICIEL ANASIMUL :

Le logiciel **ANASIMUL** est conçu autour d'une interface utilitaire graphique développée par le logiciel Matlab en utilisant l'interface Guide [C.1]. De ce fait, un nombre d'outils constituant le logiciel ont été mis en place, qui en se complétant, permettent la gestion graphique de toutes les tâches assignées à ce logiciel, comme les objets « menu déroulants », Menu popup et les fenêtres de différents types.

Le logiciel **ANASIMUL** permet la synthèse des réseaux d'antennes imprimées par les algorithmes génétiques et le recuit simulé à partir d'un gabarit imposé par l'utilisateur ou uniquement à partir du niveau maximum de lobes secondaires.

La synthèse est faite par action uniquement sur l'amplitude d'alimentation.

2. HIERARCHIE DU MENU FONCTIONNEL D' ANASIMUL

Le logiciel **ANASIMUL** se base sur un menu fonctionnel composé de neuf options principales à travers lesquelles l'accès aux fonctions internes est possible par un simple click sur la souris.

La figure C.1 représente le menu principal du logiciel

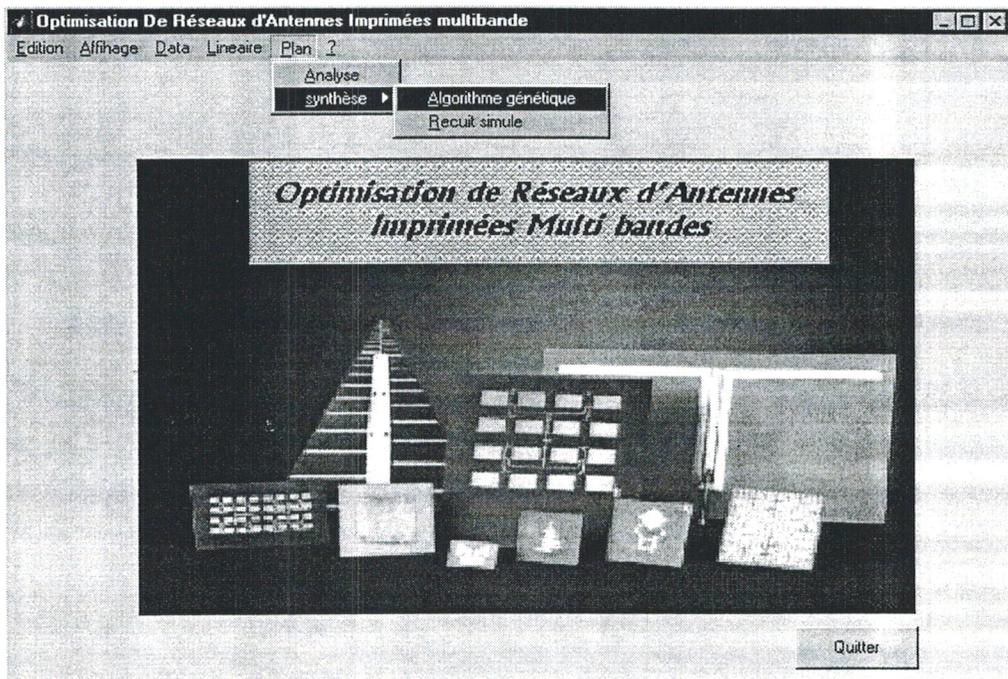


Figure C.1 : Ecran de ANASIMUL avec Menu ouvert à l'option plan

Les options Linéaire et Plan permettent d'analyser et d'optimiser différents type de synthèse en tenant compte le type du mode, les paramètres de l'antenne et le nombre de sources.

Un click sur l'option 'Analyse' génère la fenêtre suivante (figure C.2) :

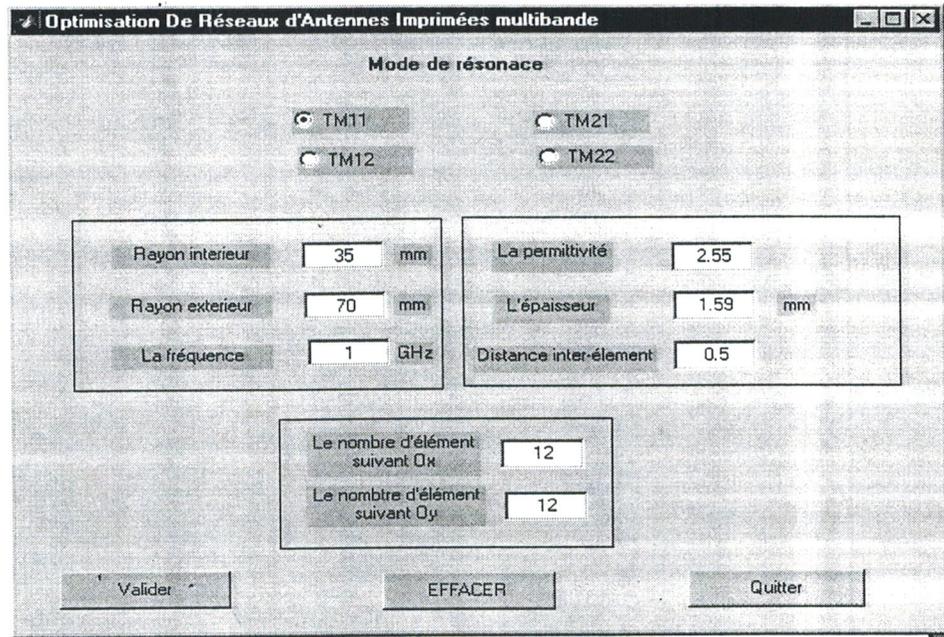


Figure C.2 : Fenêtre d'analyse pour l'acquisition des données.

Un click sur l'option 'Analyse' génère la fenêtre suivante (figure C.3) :

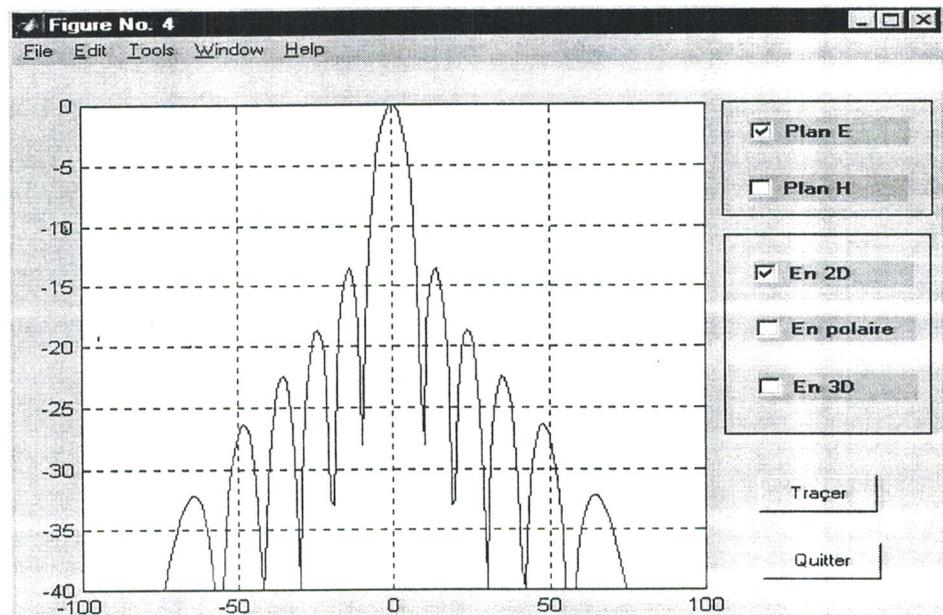


Figure C.3 : Fenêtre d'analyse (tracé en 2D).

Après avoir choisi le type du plan et du tracé, une simple click sur le bouton 'Tracer' permet de visualiser le diagramme de rayonnement et d'afficher les lois d'alimentations.

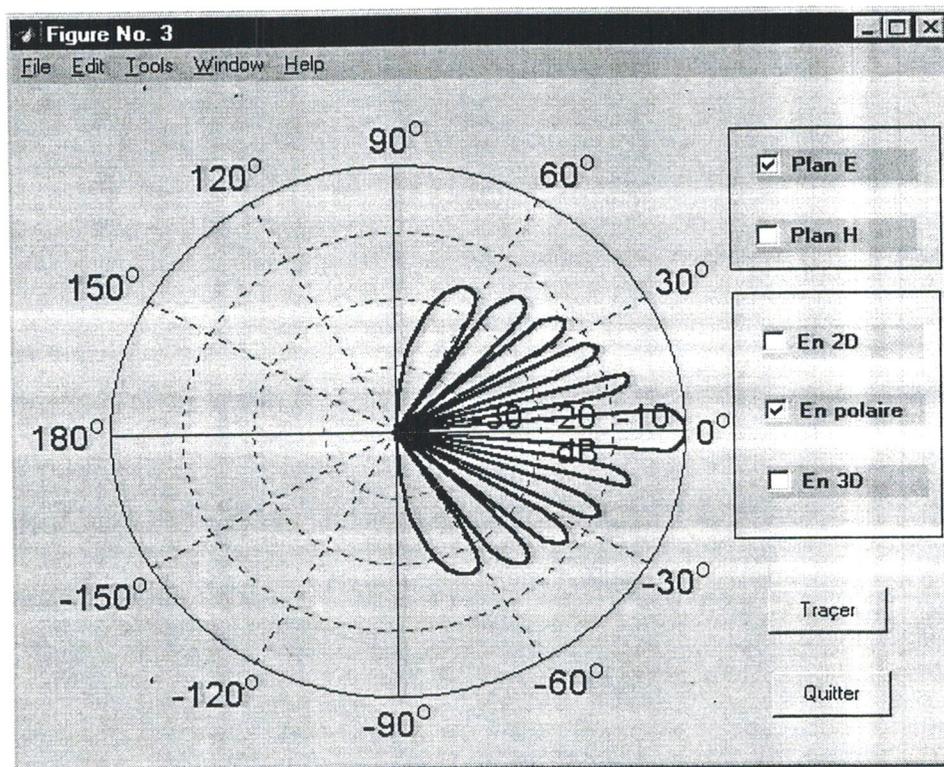


Figure C.4 : Fenêtre d'analyse (tracé en polaire)

L'option 'Algorithme génétique' dans le menu principal permet de lancer la simulation par AG.

On choisit le type du mode, les paramètres de l'antenne, le nombre de sources, les paramètres de l'AG et on click sur le bouton 'Valider' pour lancer la simulation.

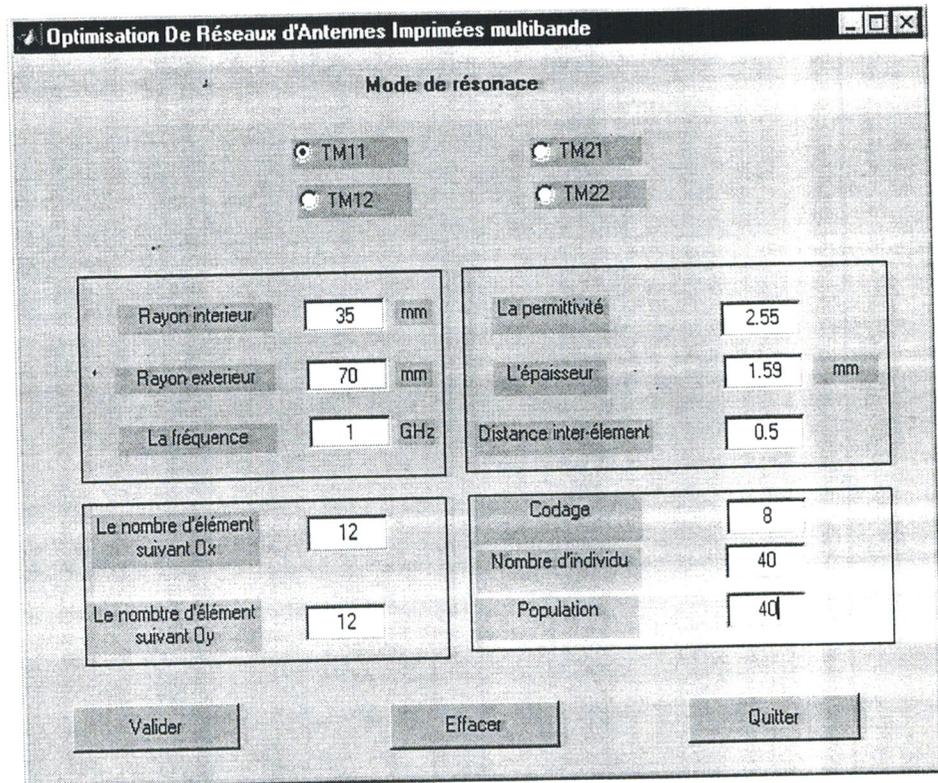


Figure C.5 : Fenêtre de synthèse par l'AG pour l'acquisition des données.

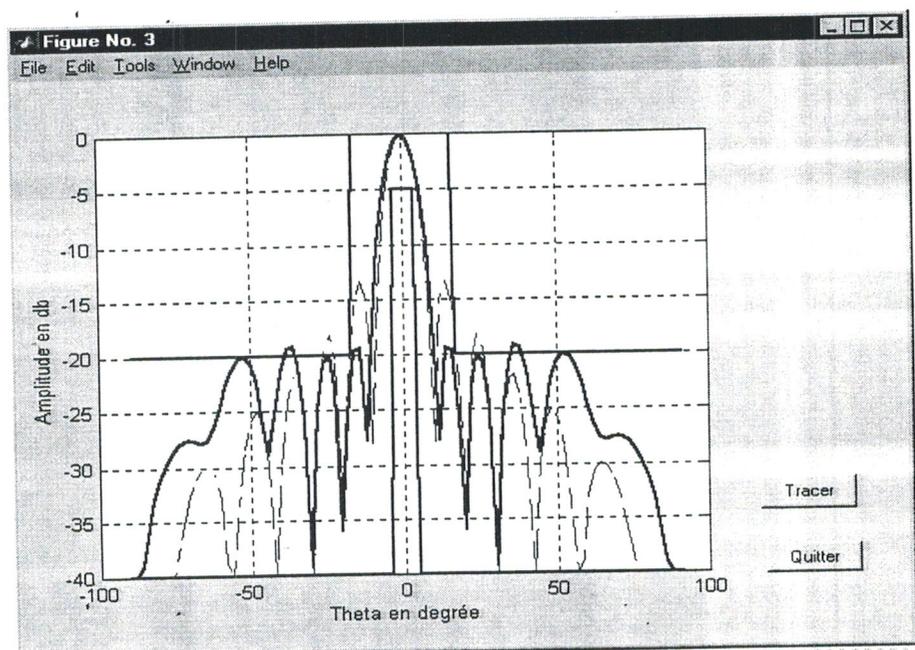


Figure C.6 : Fenêtre de résultat de synthèse par l'AG.

L'option 'Recuit simulé' dans le menu principal permet de lancer la simulation par le recuit simulé.

On choisit le type du mode, les paramètres de l'antenne, le nombre de sources, les paramètres du recuit et on click sur le bouton 'Valider' pour lancer la simulation.

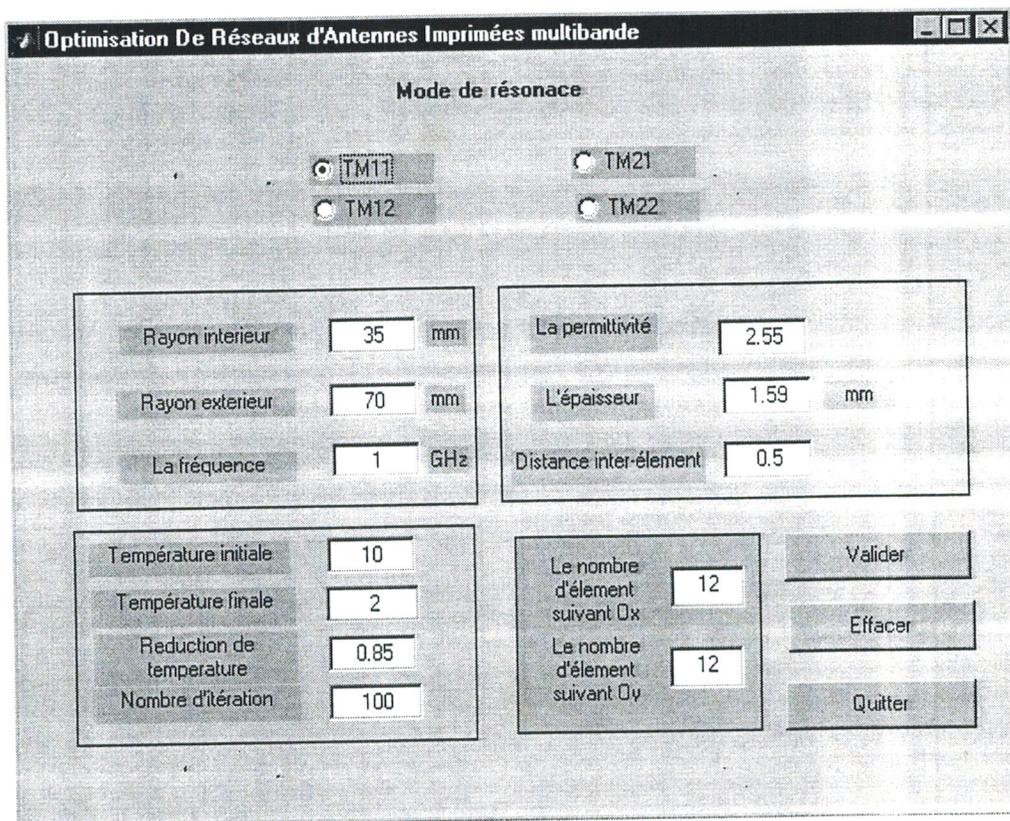


Figure C.7 : Fenêtre de synthèse par le recuit simulé pour l'acquisition des données.

Bibliographie

Références bibliographiques

- [1] James J. R., Hall P. S., Wood C., « Microstrip antennas : Theory and design »,
- [2] Carver K. R., Mink (J.W.), « Microstrip antennas technology », IEEE- trans. Ant. Propa, vol 29, N°: 1, june 1981, p.2-24.
- [3] Gardiol Z., « Conception et réalisation de circuits microruban », Annales des Télécommunications, vol 43, n : 5-6, 1988, p. 220-236
- [4] Alexaopoulos N. G., Jackson D .R., «Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas», IEEE- trans. Ant. Propa, vol 32, N°: 7, july 1983, p.550-557.
- [5] Fan Z., Lee K. F. ., «Input impedance of rectangular microstrip antennas with an air gap», Microwave and Optical Technology Letters, vol 5, N°: 3, Mar 1992, p.123-125.
- [6] Chang E., long S. A., Richards W.F., «An experemental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas», IEEE- trans. Ant. Propa, vol 34, N°: 6, june 1986, p.767-772.
- [7] Shaubert D. H., Pozar D. M., Adrian A., «Effects of microstrip antenna substrate thickness and permittivity : comparison of theories with experiment», IEEE- trans. Ant. Propa, vol 37, N°: 6, june 1989, p.677-782.
- [8] Dubost G., «Forme analytique du rendement d'une antenne plaque rectangulaire à la résonance demi-onde imputable à l'onde de surface du mode dominant TM_{01} », Annales des Télécommunications, VOL 45, n : 7-8, 1990, p. 429-436
- [9] Dahele J.S. and Lee K.F, "On the Resonant Frequencies of the Triangular Patch Antenna", IEEE Trans. Antenna and Propagation, AP-35, pp.100-101, 1987.
- [10] Robert B. « Etude des réseaux d'antennes microrubans et de leurs structures d'alimentation » Rapport de stage de DEA, Université de Nice-Sophia Antipolis, juin 1990.
- [11] Merad. L., «Modelisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et l'algorithme génétique », Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, juin 2001.
- [12] Hassaine. N., «Conception de modèles équivalents pour analyse et synthèse d'antennes microrubans en réseaux périodiques et non périodique », Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, juin 2001.

- [13] Djennas S. A., « Analyse et synthèse de structures conformées d'antennes imprimées implantées sur des objets de formes diverses », Thèse de Magister en Electronique, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen, décembre 2000.
- [14] Nakano H., Vichien K. "Dual frequency square patch antenna with rectangular notch." Electronics letters, avril 1983, vol 25, n°16, pp 1067-1068
- [15] Davidson S.E., Richard W.F and Long S.A. "Dual band microstrip antennas with monolithic reactive loading." Electronics letters, September 1985, vol 21, n°20, pp936-937.
- [16] Ribero J. M., Damiano J.P., Cambiaggio E., Papiernik A. "Antenne imprimée en forme de croix a double resonance." 8^oèmes Journées Nationales Microondes, 12-14 Mai 1993, Brest, pp 3D18-3D19.
- [17] Kerneiss N., McIl Venna J. "Modified circular microstrip antenna elemnts." Electronics letters, mars 1979, vol 15, n°7, pp 207-208
- [18] Seaux J.P., Reineix A., Jecko B. "Susceptibilité aux impulsions électromanétiques parasites des antennes plaquées sur substrat diélectrique." Annales des télécommunications, Mars/Avril 1990, vol 45, n°3-4, pp 215-223.
- [19] Helier M, Pichot C. "Structures de guidages pour circuits microondes et millimétriques." Collection : Les Techniques de l'Ingénieur, Paris 1993, Fascicules E-3260, E-3261.
- [20] Cirio L. "Antenne imprimée à commutation de polarisation analysée par simulation numérique TLM sur calculateur massivement parallèle". Thèse de l'université de Nice-Sophia Antipolis, 1994.
- [21] Mosig J.P. " Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales". Thèse de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, 1983.
- [22] Damiano J.P. "Contribution à l'étude des antennes microrubans multicouches à éléments superposés ou décalés". Thèse de l'université de Nice-Sophia Antipolis, 1989.
- [23] Shen L.C. "The elliptical microstrip antenna with circular polarization". IEEE Trans., Janvier 1981, vol. AP-29, n°1, pp.90-94.
- [24] Ribero J. M., Staraj R and Damiano J. P. "Analytical models for fast analysis and synthesis of various printed Antennas", Antennas and associated systems for mobil satellite communication, 1997, pp. 508-515.
- [25] Wolff I., Knoppik N., "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators" IEEE trans., oct. 1974, vol MTT-22, pp.857-864.

- [26] Lee K. F, Dahele J. S., "Theory and experiment on the annular -ring microstrip antenna". *Annales des Télécommunications*, 1985, vol. 40, n°9-10, pp. 508-515.
- [27] Yamashita E., "Variational method for the analysis of microstrip - like transmission line", *IEEE Trans.*, 1968, vol. MTT-16, pp. 529-535.
- [28] Abri. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., "Analyse du rayonnement d'une antenne imprimées annulaire à l'aide de modèles équivalents", Conférence internationale sur les systèmes de télécommunication, électronique médicale et d'automatique., CISTEMA'2003, Tlemcen, 27-29 Sep 2003.
- [29] Abri. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., "Ring printed antennas arrays radiation. Application to multibeam", *Mediterranean Microwave Symposium-mms'2004*, Marseille, France, Juin 2004.
- [30] Nasri. M, EL Hitmy. M., «Algorithme génétique et critère de la trace pour l'optimisation du vecteur attribut : application à la classification supervisée des images textures », *Ecole superieur de technologie, OUJDA, MAROC*, 1997.
- [31] Goldberg D. E., « Genetic algorithm search, optimization and machine learning », *Addison-wesley* 1994.
- [32] Hadj A. F. « Réseaux adaptatifs d'antennes à balayage électronique pour systèmes radar. Application aux antennes imprimées », *Thèse de Magister, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen*, juin 2000.
- [33] Legault. G, «Un algorithme génétique pour la conception topologique de réseaux téléinformatiques à communication de paquets », *Mémoire présenté comme exigence partielle de la maîtrise en mathématique, Université de Québec à Monreal, Décembre, 1994.*
- [34] Khiat. A, Badreddine. S., «Algorithme génétique », *Mémoire d'ingénieur en Génie Mécanique, Université de Houari Boumediene, 2000.*
- [35] Aissi. M, Benammar. M., «Synthèse de réseaux d'antennes imprimées par l'algorithme génétique », *Mémoire d'ingénieur en Electronique, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen, Novembre 1999.*
- [36] Bendimerad F. T., « Synthèse de réseaux périodiques d'antennes microrubans à loi d'alimentation uniforme ou prédéterminée », *Thèse de Docteur de l'Université, de Nice-Sophia Antipolis, juin 1989.*

- [37] Bendimerad F. T., Cambiaggio E., Papiernik A., « Méthode non linéaire de synthèse de réseaux d'antennes non périodiques : Application aux antennes microrubans », Annales des télécommunications, 43, N°5-6, pp 265-275., 1988.
- [38] Abri. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., « Synthèse de réseaux d'antennes imprimées en forme d'anneau. Optimisation par l'algorithme génétique ». International Conference on Physical systems, Electrical, Electronic Engineering and communication., SAIDA , Mai 2004.
- [39] Kikpatrick. S et Al
« Optimisation by Simulated Annealing », Science 220, 671-680, 1983
- [40] Lutfiyya. H end Mcmillan., « Composite stock cutting through simulated annealing », T. R. n° CSC 91-09 or ISC 91-04, dept. Computer Science, Univ. Missouri at Rolla, 1991.
- [41] Lin. F. T., Kayo. C. Y and Hsu. C. C., « Appling the Genetic Approach to Simulated Annealing in Solving Some NP-Hard Problems », IEEE Trans. On Sys. Man & Cybern., vol. 23, n°6, Nov-Dec 1993, pp. 1752-1767.
- [42] : <http://www.vtt.fi/tte/staff/bon/theisis/chap3/chap3.html>.
- [43] Ingber. L., « Simulated Annealing, practice versus theory », Math I comput modelling, vol 18, n°11, 1993, pp. 29-57.
- [44] : <http://www.alumni.caltech.edu/~ingber/>
- [45] Corona. A, Marches. M et Ridellas. M., « Minimisation des fonctions multimodales avec Variables Continues par le Recuit simulé », vol 13, n°3, Sep 1987, pp. 262-280.
- [46] : <http://www.netlib.org/opt/Simann.f>
- [47] Bougais. M., Daniel. J. P et Terret. C., « Deux Méthodes de Synthèse de Réseaux d'Antennes, Applications aux Antennes Imprimées », Journée Internationale de Nice sur les Antennes, France, Nov 1986. Symposium proceding, pp 310-314.
- [48] Abri. M., Boukli-hacene. N et Bendimerad. F. T., « Une Méthode Stochastique pour la Synthèse par Loi d'Amplitude de Réseaux Linéaires d'Antennes imprimées en forme d'anneau », 2^{emes} Séminaire sur les systèmes de détection architecture et technologie DAT'2004. Alger, 30 Mai-1 Juin 2004.
- [C.1] Mokhtari M., Mesbah A., « Apprendre et maîtriser matlab », springer-verlag Berlin Heidelberg, 1997.