

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Abou Bekr Belkaïd - Tlemcen

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

*Département d'Electronique
Laboratoire des télécommunications
L.T.T*

*Thèse de Magister en Electronique
Option : Signaux et Systèmes*

Présentée par :

Mostefa ANANE

Thème :

*Synthèse de Structures Conformées d'Antennes
par Commutation de l'Alimentation*

Soutenue en Avril 2003 devant le jury composé de :

Président
Directeur de thèse
Co-Directeur de Thèse
Examineurs

M^r. BEREKSI REGUIG F.
M^r. BENDIMERAD F.T.
M^r. MERIAH S.M.
M^r. FEHAM M.
M^r. CHIKH BLED M.

Prof / Université de Tlemcen
M.C. / Université de Tlemcen
C.C / Université de Tlemcen
Prof / Université de Tlemcen
M.C. / Université de Tlemcen



1897 سجل تحت رقم
2003-05-24 تاريخ
H1/01 الوثيقة

*A mon cher Papa,
A ma chère Maman,
A mes chers frères et sœurs,
A tous mes fidèles...*

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire des Télécommunications (LTT) sis au Département d'Electronique de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou-Bekr Belkaïd – Tlemcen.

J'exprime particulièrement toute ma gratitude à Monsieur BENDIMERAD F.T., Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd et Directeur du Laboratoire LTT, de m'avoir encadré ainsi que pour ses nombreux conseils, suggestions et encouragements. Qu'il soit assuré de ma profonde considération.

Je remercie très sincèrement Monsieur MERIAH S.M., Chargé de cours à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, qui a su me soutenir malgré ses occupations.

J'exprime toute ma reconnaissance et mes remerciements à Monsieur FEHAM M., Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de thèse.

Je remercie Monsieur BEREKSI REGUIG F., Professeur à l'Université Abou-Bekr Belkaïd et CHIKH BLED M., Maître de conférence à l'Université Abou-Bekr Belkaïd pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à ce travail en acceptant d'être les examinateurs de cette thèse.

Merci également à tous les membres de l'équipe du Laboratoire LTT pour leur ambiance et collaboration.

Finalement, je tiens à remercier les familles BEN AISSA et LATFAOUI pour leur chaleureux accueil.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
PRESENTATION DE LA THESE	3
CHAPITRE I : STRUCTURE CONFORMEES D'ANTENNES IMPRIMEES	
I.1. Introduction.....	5
I.2 La source élémentaire	5
I.2.1 Avantages	6
I.2.2 Nature de l'élément rayonnant.....	6
I.2.3 Techniques d'alimentation	7
I.3 Rayonnement d'une source isolée.....	7
I.4 Problématique.....	9
I.5 Aspect conformé.....	13
I.5.1 Contraintes liées aux réseaux conformées	14
I.5.2 Test de visibilité des éléments rayonnants	15
I.5.3 Prise en compte des diagrammes	17
I.5.4 Diagramme dans le repère global.....	18
I.6 Conclusion.....	20
CHAPITRE II:ANALYSE DE RESEAUX CONFORMES D'ANTENNES IMPRIMEES	
II.1 Introduction.....	21
II.2 Procédure d'analyse de rayonnement	21
II.2.1 Hypothèse de travail.....	23
II.2.2 Diagramme de rayonnement élémentaire.....	23
II.2.3 Passage vers les réseaux conformés.....	24
II.2.4 Types de loi d'alimentation.....	24
II.3 Analyse des réseaux conformés.....	25
II.3.1 Réseau dièdre.....	25
II.3.2 Réseau pyramidal	32

II.3.3 Réseau conique.....	38
II.3.4 Réseau cylindrique.....	43
II.3.5 Réseau hémisphérique.....	49
II.4 Conclusion.....	54

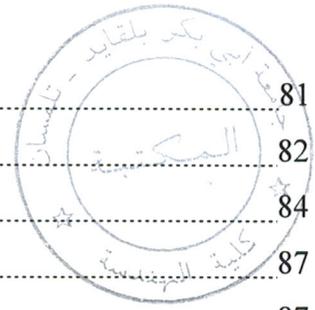
CHAPITRE III : METHODES D'OPTIMISATION

III.1 Introduction.....	55
III.2 Définition	55
III.3 Méthodes classiques d'optimisation locale.....	56
III.3.1 Recherche aléatoire.....	56
III.3.2 Amélioration itérative.....	57
III.4 Méthode d'optimisation globale.....	59
III.4.1 Classification des méthodes d'optimisation globale.....	59
III.4.2 Principe d'un algorithme stochastique d'optimisation globale.....	60
III.5 Principales metaheuristiques modernes	61
III.5.1 Algorithmes génétiques.....	62
III.5.1.1 Principe de base.....	63
III.5.1.2 Codage.....	65
III.5.1.3 Détermination de la fonction qualité.....	65
III.5.1.4 Opérateurs de reproduction.....	66
III.5.2 Méthode du recuit simulé.....	68
III.5.3 Méthode de Recherche Tabou.....	73
III.5.3.1 Principe de base.....	74
III.5.3.2 Critère d'aspiration.....	75
III.5.3.3 Intensification.....	77
III.5.3.4 Diversification.....	77

CHAPITRE IV : SYNTHÈSE DES RESEAUX CONFORMES

A ALIMENTATION COMMUTABLE

IV.1 Introduction.....	78
IV.2 Importance du choix des poids d'alimentation comme paramètres de synthèse.....	79
IV.3 Spécifications du gabarit.....	80
IV.4 Contraintes du gabarit.....	81



IV.5 Méthodes de synthèse.....	81
IV.5.1 Méthode de l'algorithme génétique.....	82
IV.5.2 Méthode du recuit simulé.....	84
IV.6 Applications aux réseaux conformés.....	87
IV.6.1 Réseau dièdre.....	87
IV.6.2 Réseau pyramidal.....	93
IV.6.3 Réseau conique.....	96
IV.6.4 Réseau cylindrique.....	100
IV.6.5 Réseau hémisphérique.....	103
IV.7 Autres applications.....	108
IV.7.1 Balayage électronique.....	108
IV.7.2 Rejection d'interférences.....	111
IV.8 Amélioration du temps de calcul.....	112
IV.9 Conclusion.....	114
CONCLUSION GENERALE.....	115
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	118
ANNEXE A : Modélisation de la source élémentaire.....	120
ANNEXE B: Développement du produit scalaire $\vec{OM} \cdot \vec{U}$	122

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les télécommunications terrestres ou spatiales et les services mobiles de télécommunication nécessitent une utilisation de réseaux d'antennes adaptés à la nature de la surface porteuse. Afin de répondre à de telles exigences, il est utile de trouver le type de réseau d'antennes adapté à l'application souhaitée et d'élaborer des outils facilitant la conception et la synthèse de structures conformées susceptibles d'être implantées sur des objets de formes diverses (pyramidale, cylindrique, conique, etc...). De telles structures présentent un intérêt certain pour leur souplesse d'implantation sur des surfaces de formes quelconques et sont ainsi à l'origine d'applications très diverses (radar, satellite, missile, avion,...), particulièrement les communications mobiles qui nécessitent des couvertures de rayonnement souvent très larges.

Pour un réseau conformé, la contribution des éléments rayonnants est différente pour chaque direction donnée. Elle peut même s'annuler pour des sources cachées par cette direction. Ces sources peuvent être considérées alors comme hors service (c'est-à-dire non alimentées), les autres sources étant en service et alimentées. Cette nouvelle fonction de commutation peut être introduite dans le réseau conformé d'antennes afin de répondre à un cahier de charges imposé par l'utilisateur. L'intérêt d'une telle étude réside dans la simplification du système d'alimentation par la mise en hors service de certains éléments rayonnants.

Le travail que nous présentons répond essentiellement à deux objectifs, d'une part, l'étude théorique des réseaux conformés d'antennes imprimées, d'autre part, l'évaluation de l'adéquation des algorithmes d'optimisation globale dans le cadre du problème particulier du synthèse de ces réseaux.

En fait, nous nous intéressons à synthétiser le diagramme de rayonnement des réseaux conformés d'antennes imprimées conformément à une spécification imposée par l'utilisateur, celle-ci peut être soit une fonction où l'on désire atteindre ses valeurs, soit des niveaux où il suffit de respecter des intervalles. Ceci dit, on doit être en mesure de minimiser l'écart qui sépare le diagramme de rayonnement réel d'un réseau d'antennes et un diagramme étalon. Pour résoudre ce problème d'optimisation avec contraintes, il est donc nécessaire de recourir à un algorithme d'optimisation stochastique.

Il est donc fortement utile de trouver le type de réseau d'antennes adapté à une application particulière souhaitée et d'élaborer des outils facilitant la conception et la synthèse des structures conformées, par commutation de l'alimentation, susceptible d'être implantées sur des objets de formes diverses (pyramidale, cylindrique, conique, etc....).

Pour ce faire, de nombreux outils ont été développés ; compte tenu de la variété et 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 types de problème.

Les méthodes stochastiques qui sont proposées dans le cadre de cette thèse sont adaptées pour la synthèse des réseaux conformés d'antennes imprimées, avec la contrainte de la commutation de l'alimentation. Ces méthodes prévoient la minimisation d'une fonction coût construite à partir des données relatives au problème indirect de synthèse.

PRESENTATION DE LA THESE

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse s'appuie sur les acquis et le savoir faire de l'équipe du Laboratoire de Télécommunication (LTT) en matière d'analyse et de synthèse des réseaux d'antennes imprimées. Notre travail vise essentiellement à faire obéir, au maximum, le motif de rayonnement d'un réseau d'antennes à un gabarit désiré, en agissant uniquement sur l'état de service des éléments rayonnants.

L'intérêt d'une telle étude réside dans la simplification du système d'alimentation par la mise en hors service de certains éléments rayonnants. Le diagramme de rayonnement peut être ainsi conservé malgré la défaillance d'un ou plusieurs éléments, et ceci en cherchant une autre loi commutable qui exclue a priori ces éléments infectés en les forçant à « 0 » 'inactifs'. C'est pour cette simple raison que nous nous sommes particulièrement intéressés à la synthèse par alimentation commutable, de plus la solution permettra une meilleure répartition d'énergie entre sources.

Nous avons donc réalisé un outil de synthèse d'antennes réseaux conformées. C'est à dire un outil qui permettra, à partir des spécifications de l'antenne réseau, de déterminer la loi d'alimentation en amplitude binaire qui génère un diagramme de rayonnement optimal compris dans des limites spécifiées en module par des gabarits. Mais pour que les solutions de cette synthèse soient exploitables et aient une réalité physique, plusieurs paramètres peuvent être pris en compte, tels que :

- la géométrie conforme implique que certaines sources sont masquées pour certaines directions de propagation ; il faut déterminer lesquelles,
- la contribution du diagramme élémentaire de chaque source est différente et dépend de l'orientation de celle-ci,
- le modèle du champ émis par la source élémentaire.

Cependant, nous ne faisons pas intervenir les éventuels problèmes de couplage, ni les problèmes pouvant être liées à la structure sur laquelle sont disposés les éléments rayonnants, et nous ne nous occupons plus des problèmes dus à la polarisation.

En réalité, nous voyons que ce travail est à facettes multiples, mais peut se résumer globalement comme étant une étude sur l'adéquation d'algorithmes d'optimisation globale au problème du synthèse des réseaux conformés d'antennes.

La première partie du travail servira à voir comment tenir compte des réalités physiques dues à la géométrie conforme d'antennes étudiées, et permettra également au lecteur de se faire une idée de la problématique et de se familiariser avec les contraintes liées aux structures conformées.

Dans la seconde partie, nous aborderons le problème direct d'analyse pour se rendre compte de la difficulté du problème inverse de synthèse. En effet, le diagramme de rayonnement est fortement influencé par le changement de la loi d'excitation des sources.

La troisième partie est consacrée à la présentation des différents algorithmes d'optimisation et divers aspects de chaque algorithme sont abordés, ainsi que des améliorations proposées.

Une fois la méthodologie mise en place, la quatrième partie montrera l'application des outils à la synthèse d'antennes réseaux conformées à travers différents exemples de géométries, à savoir ; le dièdre, le cône, le cylindre, la pyramide et la sphère.

Egalement dans cette partie, nous avons été amenées à faire une synthèse dans tout l'espace, avec une optimisation multi-objectifs, à plusieurs contraintes, dont le plan de coupe (référence) ne doit pas être forcément imposé par l'utilisateur, Cette synthèse a permis d'élargir notre espace de solutions et de mieux s'approcher du gabarit décrit dans un cahier de charge. Nous verrons donc, dans cette principale partie, le comportement de ces outils de synthèse ainsi que les conclusions que l'on peut tirer des résultats présentés.

Enfin, nous tirerons les conclusions générales de cette étude et l'on présentera les perspectives offertes par ce travail.

STRUCTURES CONFORMEES

D'ANTENNES IMPRIMEES

I.1 Introduction

En raison de leur souplesse, leur faible coût et masse, et leur bonne intégrabilité avec les circuits d'alimentation hyperfréquences, les antennes imprimées sont de plus en plus utilisées dans plusieurs applications telles que : les télécommunications terrestres ou spatiales et les services mobiles des télécommunications. Pour assurer l'ensemble de ces applications elles ont été intégrées dans plusieurs structures planes ou conformées.

I.2 Source élémentaire

La source élémentaire la plus simple consiste en une plaque de matériau non conducteur, appelé substrat diélectrique caractérisé par sa hauteur 'h' et sa permittivité ' ϵ_r ' sur laquelle est plaqué un conducteur métallique appelé pavé rayonnant, la face inférieure du substrat est entièrement métallisée et représente le plan de masse .

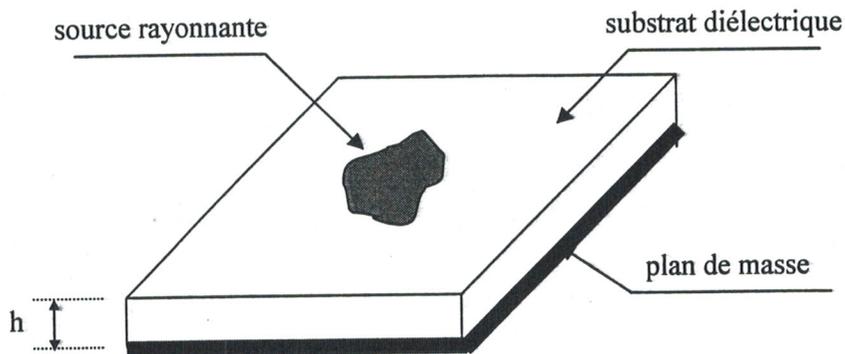


Figure I.1 : Structure d'une antenne imprimée

Les paramètres physiques et géométriques liés à cette structure sont :

- la permittivité relative du substrat diélectrique,
- la tangente des pertes dans ce même substrat, avec dominance des pertes joules,
- l'épaisseur du substrat,
- l'épaisseur, la forme, les dimensions propres du dépôt métallique rayonnant.

Pour mieux comprendre les difficultés que nous avons rencontrées au cours de notre travail, nous énumérons par la suite quelques inconvénients et avantages de cette structure microruban.

I.2.1 Avantages

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

- faible encombrement et conformabilité aisée,
- fort rendement d'ouverture,
- mise en réseau facile et qui apporte une forte amélioration en gain.

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

- bande passante très étroite,
- rayonnement parasite de l'alimentation,
- changement brusque de rayonnement par l'action sur l'alimentation,
- couplage inter-élément.

Les travaux sur ce type d'antennes se sont fortement développés depuis une vingtaine d'années et de nombreuses géométries de pavés rayonnants ont été étudiées [1]:

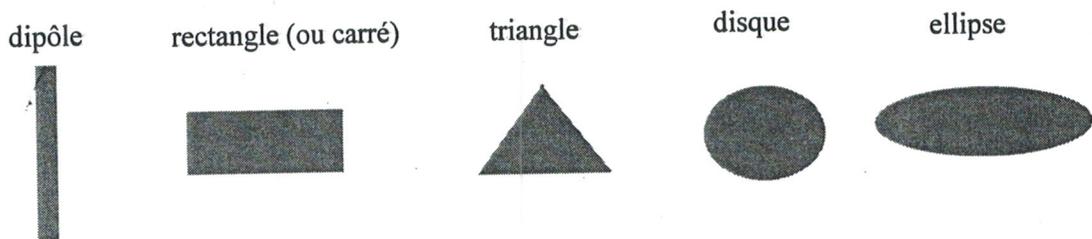


Figure I.2 : Formes usuelles d'antennes imprimées

I.2.2 Nature de l'élément rayonnant

Notre choix s'est porté, durant toute cette thèse, sur le pavé rectangulaire aux dépens de sources circulaires ou de dipôles.

Cette antenne reste la plus répandue et de nombreux modèles la décrivent. C'est pourquoi, elle favorise une utilisation immédiate tout en étant très facilement reproductible et relativement peu encombrante (encombrement moindre qu'une source circulaire ou qu'un dipôle à la même fréquence de résonance). De plus, elle présente des dimensions conditionnées par la fréquence de travail.

I.2.3 Techniques d'alimentation

Il existe plusieurs techniques pour alimenter ce type d'antennes, les plus répandues sont:

- alimentation par ligne microruban,
- alimentation par sonde coaxiale,
- alimentation par fente (couplage électromagnétique),
- alimentation par proximité,
- alimentation par guide d'onde coplanaire,
- alimentation mixte.

Malgré tout, l'avenir semble s'orienter vers des techniques à base de guide d'ondes coplanaires et de fibres optiques.

I.3 Rayonnement d'une source isolée

Dans toute la suite de cette étude nous considérons des champs rayonnés lointains, c'est à dire que la distance entre le point d'émission et le point où l'on va mesurer l'onde électromagnétique est très grande devant la longueur d'onde λ de l'onde électromagnétique rayonnée dans le vide.

La longueur d'onde λ est reliée à la fréquence de l'onde par :

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad \text{Où 'c' est la vitesse de la lumière dans le vide : } c=3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$$

Une onde électromagnétique, c'est un couple champ électrique-champ magnétique qui se propage. Les grandeurs vectorielles champ électrique et champ magnétique vérifient l'équation de propagation dans le vide :

$$\Delta \vec{E} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} \quad \text{Où } \Delta \text{ est l'opérateur Laplacien et où } \vec{E} \text{ est le champ électrique.}$$

On trouve cette équation à partir des équations de Maxwell [2].

Le milieu de propagation (air) sera considéré comme homogène, sous peine d'influencer les conditions de propagation. Cette hypothèse, nous permet de ne considérer que des ondes électromagnétiques planes se propageant dans le vide. En effet, si l'on se trouve loin de la source, figure I.3, le front d'onde sphérique près de la source peut être considéré comme localement plan. De plus, on considère que la source émet une onde avec une seule fréquence f (onde monochromatique).

$$\vec{k}_o = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{O\vec{M}}{\|OM\|}$$

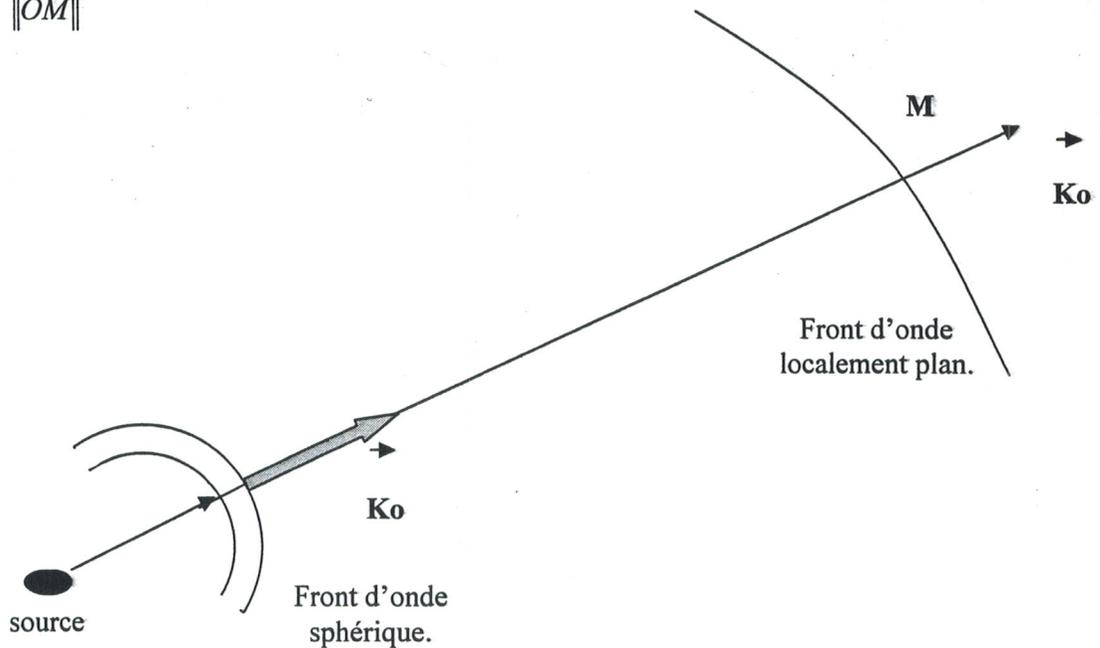


Figure I.3 : Hypothèse de champ lointain

Champ Lointain :

Nous essayons de préciser les régions dans lesquelles nous pouvons considérer des champs proches ou des champs lointains.

D'après BALANIS [3], nous pouvons considérer trois grandes régions :

- la région entourant immédiatement l'élément rayonnant, où le champ proche réactif prédomine, reactive near-field region,
- la région dite de Fresnel, où le champ rayonné prédomine et où la distribution angulaire de champ dépend de la distance à l'antenne. Cette région s'étend de R_1 à R_2 ,
- la région dite de Fraunhofer, où l'hypothèse de champ lointain est valide, c'est à dire que le champ rayonné prédomine et la distribution angulaire ne dépend plus fortement de la distance à l'antenne. Cette région correspond à $R > R_2$.

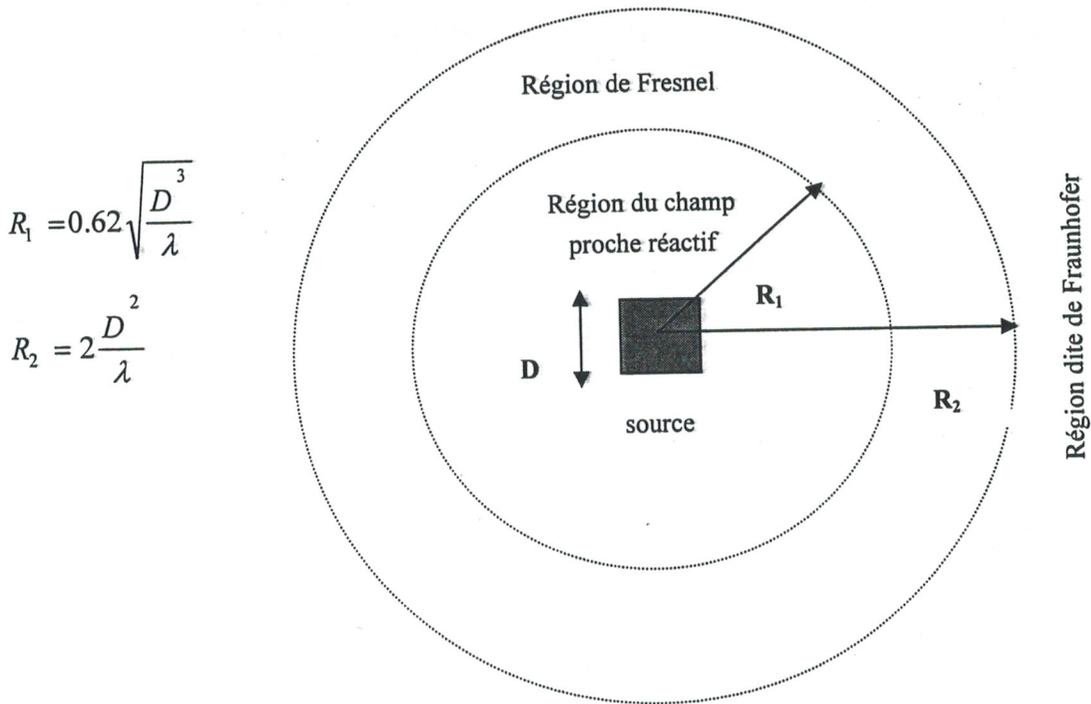


Figure I.4 : Régions de prédominance du champ

Dans ce travail, nous nous intéressons à des réseaux d'éléments rayonnants et le terme D qui est la longueur de l'antenne va être assimilée à la longueur du réseau.

I.4 Problématique

Le groupement de sources imprimées en réseau permet de diversifier les allures du diagramme de rayonnement du réseau ainsi constitué.

Il s'agit pour le problème d'analyse (direct) des diagrammes de rayonnement, d'injecter un vecteur d'alimentation aux sources du réseau et de récupérer en conséquence un motif de rayonnement. Inversement, pour le problème indirect de synthèse, nous sommes contraints de répondre à des paramètres électromagnétiques attribués au diagramme de rayonnement en faisant état d'une optimisation de la loi d'alimentation des sources du réseau.

Dans notre cas de problème, cette loi optimale doit être binaire et souvent désignée par une loi d'alimentation commutable, c'est à dire; la source en service sera représentée par '1', par contre la source hors service sera codée par un '0' [4].

L'allure que doit prendre la fonction caractéristique de rayonnement d'un réseau d'antennes est un gabarit borné géométriquement par deux niveaux définis de la manière suivante:

$$Mi(\theta, \varphi) \leq |f(\theta, \varphi)| \leq Mu(\theta, \varphi) \quad \text{I.1}$$

Avec :

$Mi(\theta, \varphi)$: Borne inférieure du gabarit,

$Mu(\theta, \varphi)$: Borne supérieure du gabarit,

$|f(\theta, \varphi)|$: Diagramme de rayonnement réel obtenu.

Nous cherchons à synthétiser le diagramme de rayonnement d'un réseau conformé d'antennes à N_s éléments rayonnants, c'est à dire que le module au carré de la fonction complexe [2-5-6]:

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N_s} a_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (o\bar{m}_n \bar{u})} E_n(\theta, \varphi) \quad \text{I.2}$$

qui représente la puissance émise loin de la source reste piéger dans un gabarit fixé par l'utilisateur sur l'ensemble des directions angulaires (θ, φ) . En fait, l'horizon est échantillonné sur 'm' directions et le module au carré de la fonction (I.2) doit satisfaire le gabarit limité par une borne inférieure $Mi(\theta, \varphi)$ et une borne supérieure $Mu(\theta, \varphi)$ pour ces 'm' échantillons.

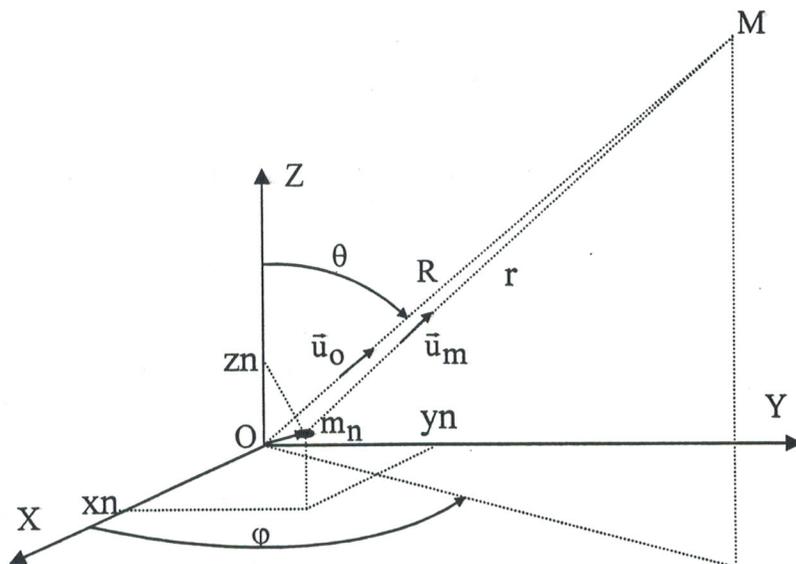


Figure I.5 : Source et point d'observation repérés en zone lointaine

De plus, les notations suivantes sont utilisées:

- a_n : alimentation complexe de la source n,
- λ : longueur d'onde,
- $o\vec{m}_n$: vecteur position de la source n définie dans le repère cartésien (O,X,Y,Z),
- $E_n(\theta, \varphi)$: contribution du diagramme élémentaire de la source n dans la direction de propagation,
- $\vec{u} = \vec{u}_o$: vecteur direction de propagation défini par les angles θ et φ ,
- N_s : nombre total de sources du réseau,
- (x_n, y_n, z_n) : représentent les coordonnées de la source n,
- M : point d'observation en zone lointaine.

Rappelons que \vec{u} en coordonnées cartésiennes a pour composantes :

$$\vec{u} \begin{cases} u = \sin \theta \cos \varphi \\ v = \sin \theta \sin \varphi \\ w = \cos \theta \end{cases}$$

(u, v, w) : sont appelés cosinus directeurs,

$$\vec{u} = \frac{\vec{OM}}{|\vec{OM}|}$$

D'après la formule (I.2) du champ total, il est évident que la mise en réseau des sources imprimées permet de diversifier les allures de diagramme résultant.

Le cheminement des deux problèmes est représenté de façon simplifiée par la figure I.6.

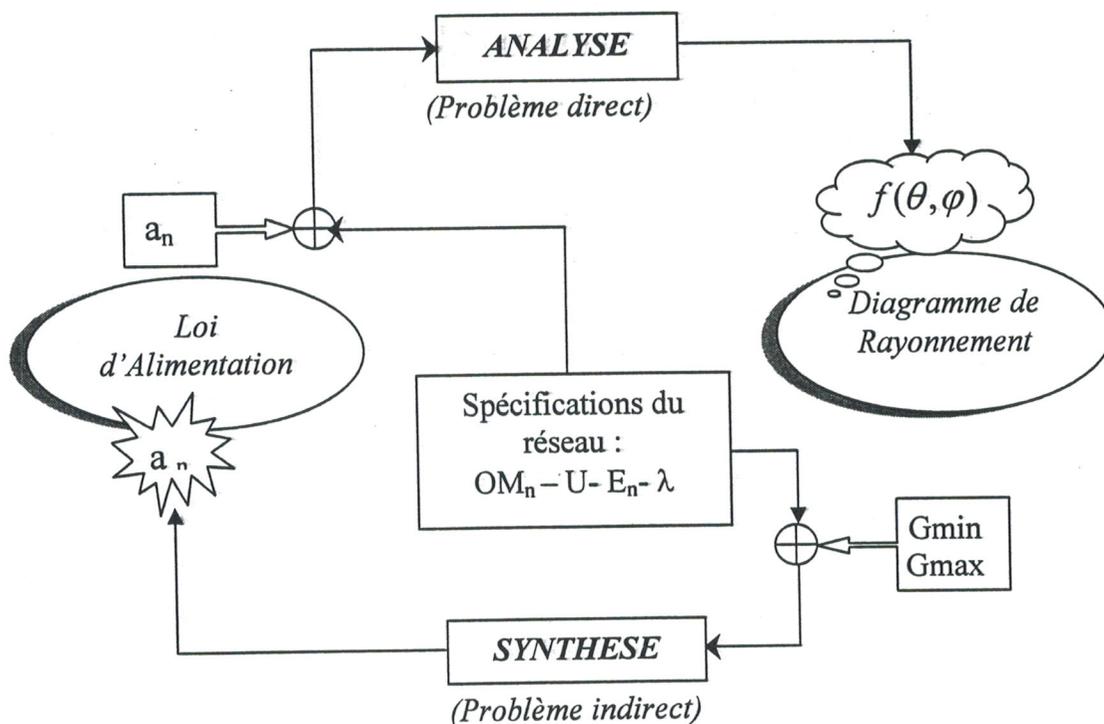


Figure I.6 : Schématisation des problèmes

Etant donné les caractéristiques de l'antenne, le choix de la loi de l'alimentation (a_n) va déterminer incontestablement le diagramme de rayonnement $f(\theta, \varphi)$ dans le cas de problème directe (analyse) de rayonnement.

Tandis que pour le problème inverse (synthèse) de rayonnement, même si les spécifications de l'antenne restent identiques, le point de départ de résolution est différent, ce n'est plus la loi d'alimentation mais le diagramme de rayonnement spécifié en module par un gabarit. La loi d'alimentation (a_n) du réseau reste donc, pour nous l'inconnue que nous cherchons à déterminer.

Un problème d'optimisation est défini, suivant une terminologie spécifique 'AUDOUY' [5] par les éléments suivants :

un Critère J : appelé aussi fonctionnelle, appliquant l'espace des variables à optimiser à l'espace des réels.

les Contraintes : qui définissent l'ensemble des solutions du problème d'optimisation.

Pour une synthèse propre d'antennes réseaux conformées, c'est la définition du critère et des contraintes qui va déterminer le choix d'une méthode particulière. Nous avons ainsi défini trois critères de choix, à savoir :

- La synthèse en puissance :
La fonction d'erreur doit permettre d'obtenir une loi d'alimentation commutable (entière) à partir du gabarit spécifié en module.
- La précision et le temps de calcul :
Il faudra certainement trouver un compromis entre les deux paramètres qui dépendent du type de convergence de la méthode utilisée.
- La sensibilité et l'invariance de la méthode :
Il est intéressant d'obtenir une solution stationnaire pour notre problème. Nous verrons pour cela, que même si l'obtention d'un optimum global n'est pas assurée mathématiquement, les contraintes physiques, nous assurent la meilleure solution possible.

1.5 Aspect conformé

Comme nous l'avons déjà énoncé, les éléments imprimés peuvent être associés en réseaux linéaires, plans ou conformés. Le terme conformé désigne au sens mathématique une surface épousant exactement la forme d'une autre sur laquelle elle est placée. Ceci implique que cette surface n'est pas forcément plane. Un réseau conformé d'antennes imprimées est considéré comme étant un ensemble d'éléments rayonnants épousant parfaitement la forme de la surface sur laquelle ils sont plaqués. L'apparition de ce type d'antennes, pour des besoins principalement militaires, date d'une dizaine d'années [6-7-8].

Les sources considérées sont des éléments imprimés possédants un plan de masse. De ce fait, leur rayonnement n'est pas isotrope, c'est à dire le même dans toutes les directions de l'espace, mais plutôt semi-hémisphérique.

L'aspect conformé de la surface porteuse rend les contributions des sources au rayonnement, différentes pour chaque direction de l'espace visible. Ceci dit, la contribution potentielle de chaque source doit être déterminée, pour toutes les directions spatiales dans un repère global usant des matrices d'Euler [6]. Celles-ci assurent la transition entre deux repères sans aucune ambiguïté. Il s'agit du passage du repère global, associé directement à l'antenne, généralement fixe qui a pour origine un point prédéterminé (O), au repère local tournant lié à la source considérée qui a pour origine le centre géométrique de cette source, et vice versa.

I.5.1 Contraintes liées aux réseaux conformés

Les deux principales différences, entre un réseau d'antennes de géométrie plane et un autre de géométrie conformée, se situent au niveau de la répartition des sources et des diagrammes élémentaires.

Dans le cas plan, la répartition équidistante des sources permet une écriture simplifiée des expressions des champs rayonnés en factorisant la distance entre sources. Ceci donne des expressions fonctions des indices (numéros) des sources et non plus de leurs positions réelles.

De même, en ce qui concerne les diagrammes élémentaires des réseaux de type linéaires ou plans, s'ils sont identiques pour chaque source, la contribution de ces sources est la même pour une direction donnée, c'est à dire :

$$E_n(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi), \text{ pour } n \text{ variant de } 1 \text{ à } N_s, \text{ comme le montre la figure I.7:}$$

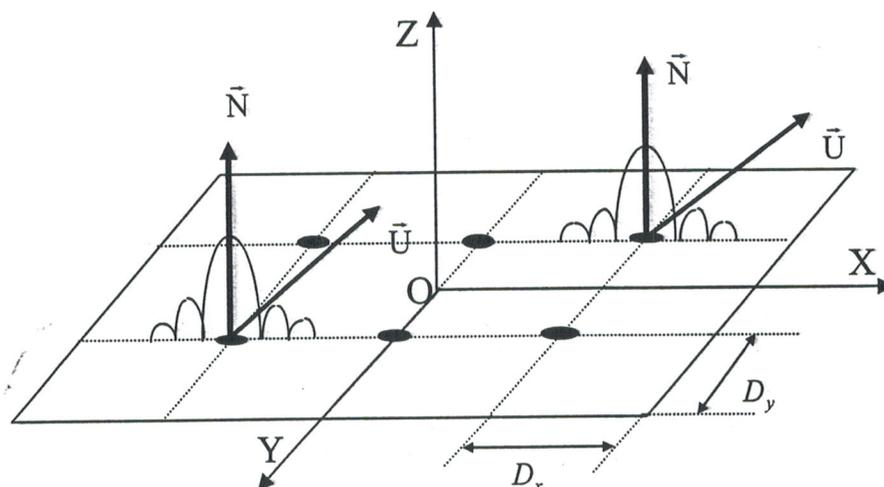


Figure I.7 : Diagrammes élémentaires, cas plan.

\vec{N} , \vec{U} : représentent respectivement le vecteur unité de la normale et le vecteur unité de la direction de propagation.

D_x , D_y : pas du réseau plan en abscisses et ordonnées.

Par contre, pour un réseau conformé, la normale de chacune des sources pointant des directions différentes, la contribution de leurs diagrammes élémentaires n'est pas forcément la même. D'où l'utilité d'indicer les diagrammes de rayonnement élémentaires par rapport à chacune des sources. Il est donc nécessaire de connaître, par mesure ou par calcul, les diagrammes pour chaque source dans toutes les directions.

Comme nous pouvons le constater sur la figure I.8, toutes les sources ne sont pas vues selon une même direction (θ, φ) , ce qui fait apparaître la notion de « sources cachées ». De ce fait, cette dernière doit être mise en compte lors des calculs.

Il est à remarquer que le diagramme élémentaire contient l'information de visibilité. En effet, $E_n(\theta, \varphi)$ est nul si la source 'n' est cachée pour la direction (θ, φ) . La figure I.8 en est le meilleur témoin.

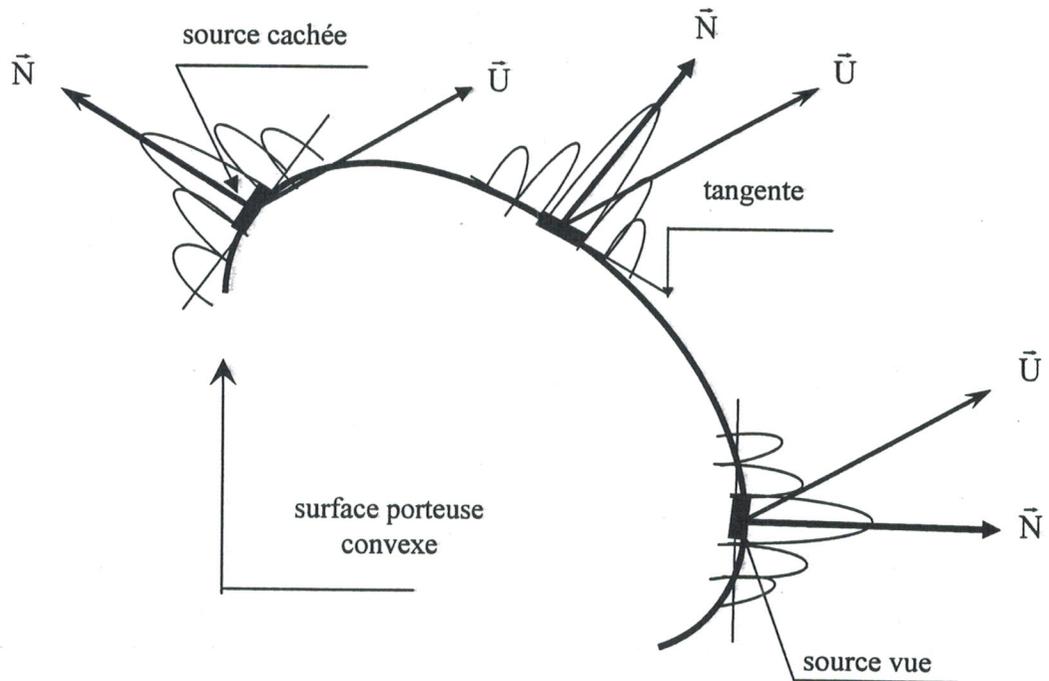


Figure I.8 : Diagrammes élémentaires, cas conformé.

1.5.2 Test de visibilité des éléments rayonnants

Nous avons vu auparavant l'importance de la prise en compte des sources cachées. En fait, pour le calcul des diagrammes élémentaires, il est important de savoir si la source concernée est vue ou non pour une certaine direction. Pour cela, un simple test faisant intervenir le produit scalaire des vecteurs direction de propagation et la normale à la surface de l'antenne, nous révèle si la source est vue ou non [5-6].

La normale de l'antenne représente la direction principale de rayonnement de la source. Elle est définie comme étant la perpendiculaire au plan tangent à la surface de l'antenne au point source considéré.

Pour le cas d'une source non ponctuelle, le point de tangence sera pris au centre géométrique de l'élément rayonnant. Ceci définit, les angles θ_n et φ_n comme le montre

clairement la figure I.9. Nous verrons, par la suite, que ces mêmes angles définissent le repère lié à la source.

Pour une source isotrope, le domaine de rayonnement est défini par une demi-sphère, cette définition reste valable pour tout autre type de source qu'il soit isotrope ou non.

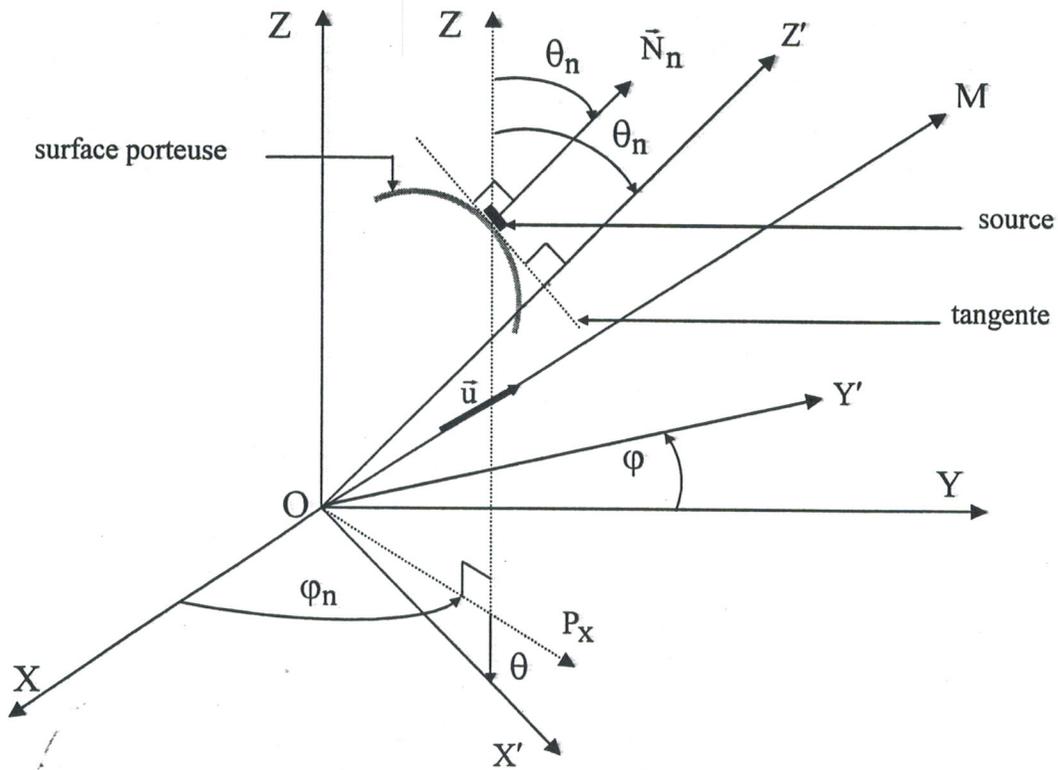


Figure I.9 : Vecteurs associés au test de visibilité

θ_n , φ_n définissent le repère lié à la source n,

M : point d'observation lointain.

$$\vec{N}_n = \begin{cases} u_n = \sin \theta_n \cos \varphi_n \\ v_n = \sin \theta_n \sin \varphi_n \\ w_n = \cos \theta_n \end{cases} \quad \vec{u} = \begin{cases} u = \sin \theta \cos \varphi \\ v = \sin \theta \sin \varphi \\ w = \cos \theta \end{cases} \quad \text{I-3}$$

\vec{u} : vecteur direction d'observation ou propagation,

\vec{N}_n : vecteur unité porté par la perpendiculaire au plan tangent à la source n en son centre géométrique.

$\vec{u} \cdot \vec{N}_n \geq 0$: est la condition nécessaire pour qu'une source n soit vue.

I-4

Remarque :

Ce test de visibilité n'est valable que dans le cas de surfaces convexes.

1.5.3 Prise en compte des diagrammes élémentaires

Si l'élément rayonnant est isotrope, la valeur de son diagramme de rayonnement élémentaire est identique dans toutes les directions. S'il ne l'est pas, nous devons déterminer sa contribution au diagramme de rayonnement par rapport à son orientation dans le repère général du réseau d'antennes. Pour cela, il faut exprimer le vecteur direction de propagation dans le repère de la source. Ce repère est lié au repère (O, X, Y, Z) par les angles θ_n et φ_n qui définissent la normale à l'élément rayonnant en son centre géométrique.

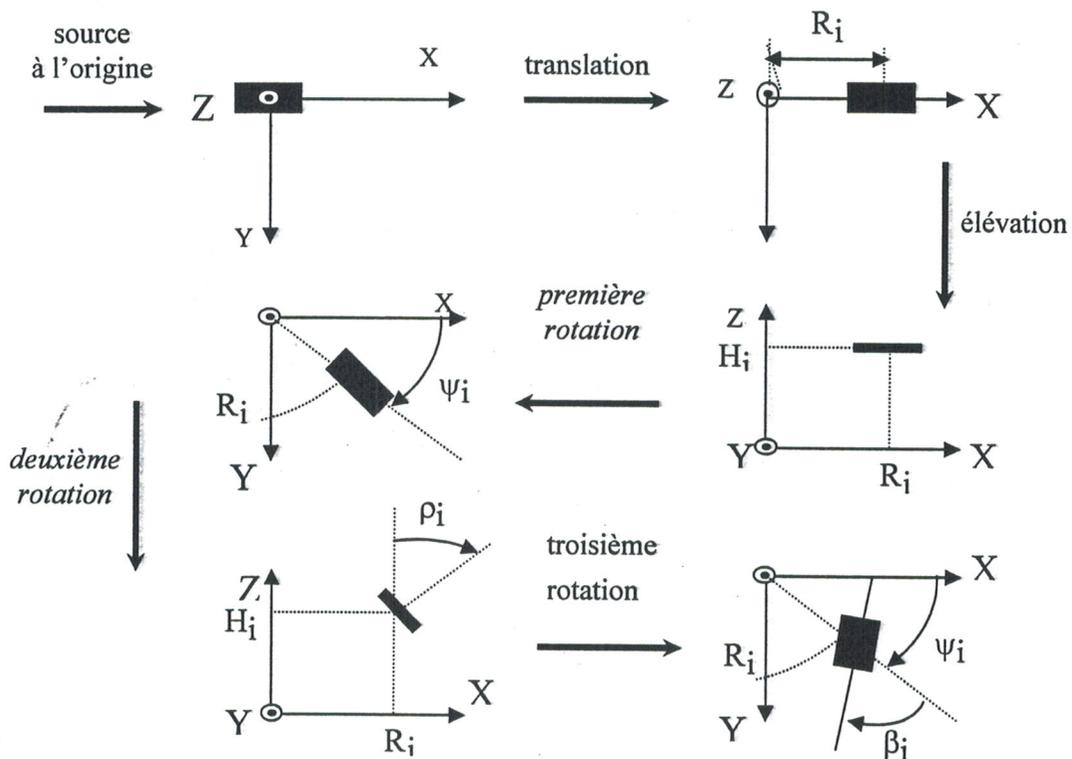


Figure I.10 : Etapes de positionnement des sources dans l'espace

Le changement de repère est effectué par deux rotations, la première autour de l'axe OZ d'une valeur φ_n , la seconde autour de l'axe OY' défini par la rotation précédente, d'une valeur θ_n . Ces deux rotations vont donner la matrice de changement de repère ou matrice de passage (MP).

L'expression de la matrice de passage est donnée de façon classique par :

La rotation de (φ_n) autour de l'axe (OZ) ;

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} \rightarrow \text{rot } \varphi_n \text{ autour de } (OZ) \rightarrow \begin{pmatrix} OP_x \\ Y' \\ Z \end{pmatrix} \Rightarrow MP1 = \begin{bmatrix} \cos \varphi_n & \sin \varphi_n & 0 \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(OP_x) est l'axe résultant du pivotement de l'axe OX autour de OZ d'une valeur (φ_n) .

La rotation de (θ_n) autour de l'axe (OY') est définie par la rotation précédente de l'axe (OY) ;

$$\begin{pmatrix} OP_x \\ Y' \\ Z \end{pmatrix} \rightarrow \text{rot } \theta_n \text{ autour de } (OY') \rightarrow \begin{pmatrix} X' \\ Y' \\ Z' \end{pmatrix} \Rightarrow MP2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_n & 0 & -\sin \theta_n \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta_n & 0 & \cos \theta_n \end{bmatrix}$$

D'où la matrice totale :

$$MP = MP2 \times MP1$$

$$MP = \begin{bmatrix} \cos \theta_n \cos \varphi_n & \cos \theta_n \sin \varphi_n & -\sin \theta_n \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ \sin \theta_n \cos \varphi_n & \sin \theta_n \sin \varphi_n & \cos \theta_n \end{bmatrix} \quad \text{I-5}$$

L'expression des coordonnées du vecteur direction de propagation dans le repère de la source est donnée par :

$$\vec{u}' = MP \cdot \vec{u} \quad \text{I-6}$$

Ce qui permettra de connaître la valeur du diagramme de rayonnement de chacun des éléments rayonnants dans toutes les directions de l'espace.

Remarques :

- $\text{Det}(MP) = 1 \Rightarrow MP^{-1} = MP^T$.
- Le déplacement de l'origine des repères associés aux sources est déjà pris en compte dans les formules de propagation.

I.5.4 Diagramme dans le repère global

Chaque source prend sa position finale sur le réseau en question par une translation et une élévation par rapport à l'origine du repère fixe et trois rotations de base qui définissent son orientation dans l'espace. Bien que dans notre cas, deux rotations remplissent cette tâche vue la symétrie de révolution des réseaux étudiés, ceci simplifie donc les termes constitutifs de la matrice de passage.

Les paramètres qui gèrent le problème de positionnement des sources sur le réseau conformé sont (figure I.10) :

- une translation de composante radiale R_i ,
- une altitude H_i , pour obtenir l'aspect tridimensionnel des réseaux,
- une rotation azimutale ψ_i autour de l'axe zénithal OZ, c'est la première des trois rotations de base,
- une inclinaison en élévation, d'envergure ρ_i par rapport à l'axe OZ, c'est la deuxième de la triade,
- une rotation de révolution β_i appliquée à la source autour de sa perpendiculaire.

Cette dernière rotation n'a aucune utilité pour les réseaux à symétrie de révolution, ce qui est d'ailleurs notre cas, on en tiendra pas compte ni dans nos calculs ni dans la construction de la matrice d'Euler.

Grâce aux deux rotations de base imposées aux sources, les composantes du champ dans le repère global sont liées directement à celles dans le repère local par la matrice de passage ;

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = MP^{-1} \begin{pmatrix} E_{x'} \\ E_{y'} \\ E_{z'} \end{pmatrix} \quad \text{I-7}$$

E_x, E_y, E_z : représentent les composantes du champ dans le repère global (O, X, Y, Z) .

$E_{x'}, E_{y'}, E_{z'}$: représentent les composantes du champ dans le repère local (O, X', Y', Z') .

Remarque :

L'expression du champ est donnée selon la nécessité en coordonnées sphériques ou cartésiennes. De ce fait, il paraît indispensable de définir deux autres matrices facilitant la transition entre coordonnées sphériques et cartésiennes et vice versa. Elles font intervenir uniquement la colatitude et le gisement du point d'observation en question, de la manière suivante [6] :

$$M_T = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I-8}$$

$$M_F = \begin{bmatrix} \sin \theta' \cos \varphi' & \sin \theta' \sin \varphi' & \cos \theta' \\ \cos \theta' \cos \varphi' & \cos \theta' \sin \varphi' & -\sin \theta' \\ -\sin \varphi' & \cos \varphi' & 0 \end{bmatrix} \quad \text{I-9}$$

M_T : permet le passage des coordonnées sphériques vers les coordonnées cartésiennes,

M_F : permet le passage des coordonnées cartésiennes vers les coordonnées sphériques,

θ, φ : coordonnées angulaires dans le repère fixe associé au réseau,

θ', φ' : coordonnées angulaires dans le repère tournant associé à la source.

L'expression du champ lointain ' E_F ' en coordonnées sphériques dans le repère global est déduite de l'expression du champ lointain ' E_T ' en coordonnées sphériques dans le repère local de la manière suivante [6-9]:

$$E_F(\theta, \varphi) = M_F M_P^{-1} M_T E_T(\theta', \varphi') \quad \text{I-10}$$

De première vue, nous constatons que les coordonnées dans le repère global s'expriment en fonction de θ et φ alors que celles du repère local pour leur part s'expriment en fonction de θ' et φ' .

1.6 Conclusion

Dans cette partie, nous avons rappelé quelques théories relatives à l'antenne imprimée et nous avons en particulier insisté sur les théories de passage de la source isolée au réseau de sources et montrer quels sont les problèmes auxquels nous sommes confrontés pour déterminer le diagramme de rayonnement d'un réseau de sources dans le cas général.

L'étude du réseau conformé d'antennes a été ainsi amorcée en exposant les différentes techniques de sa conception.



ANALYSE DE RESEAUX CONFORMES D'ANTENNES IMPRIMEES

II.1 Introduction

Avant de parvenir à l'étape de synthèse, nous passerons par l'analyse de quelques structures conformées d'antennes intéressantes. Cette approche pas à pas simplifiée, nous permet en même temps de se familiariser avec les difficultés du problème de synthèse.

D'une manière générale, la complexité d'analyse et/ou de synthèse des réseaux conformés, s'appuie sur le fait que chaque élément ne présente pas une direction normale identique. Ceci, nous empêche de définir, aussi aisément que cela est possible pour les réseaux plans, un facteur de réseau. Les surfaces, ont de plus un aspect convexe, ce qui entraîne que les sources déposées sur celles-ci doivent suivre cette courbure. Le phénomène de rayonnement dans des directions différentes, propre à chaque élément rayonnant, influe sur le circuit d'alimentation.

Il est donc évident, que les approches proposées jusqu'ici, pour déterminer les diagrammes de rayonnement de la source élémentaire, ne sont plus vraiment adaptées. Par ailleurs, des travaux ont été amorcés sur une méthode d'analyse basée sur le principe de la cavité, ramenée à une cavité subissant les effets de courbure. Ceux-ci, permettront d'affiner la précision sur le diagramme de rayonnement de cette source élémentaire et ainsi sur l'ensemble du réseau. On trouve également d'autres analyses tenant en compte de l'aspect incurvé des sources. Dans le cadre de notre travail, nous nous sommes placés dans le contexte tel que l'on puisse considérer localement une source plane. Deux situations sont alors possibles :

- Soit les antennes sont réalisées à partir de pliages du substrat. Chaque source ou groupe de sources appartient alors à une surface plane de cette structure (dièdre, pyramide,...). L'hypothèse est donc tout à fait fondée.
- Soit elles sont obtenues à partir de la courbure de ce substrat (cylindre, cône,...). L'hypothèse sera alors vérifiée si le rayon de courbure est suffisamment grand pour considérer que chaque source, après rotations, est localement plane (non incurvée) dans le repère associé à ces rotations.

Afin de cerner le problème d'analyse de rayonnement de ces réseaux, plusieurs outils informatiques ont été mis au point pour sa simulation. Cette dernière est basée sur des conditions mathématiques préliminaires qui seront décrites dans ce chapitre à savoir, les matrices de changement de repère associées aux rotations.

Le but de notre étude est donc de pouvoir réaliser un logiciel pour l'analyse du diagramme de rayonnement d'un réseau conformé d'antennes imprimées d'une part et d'autre

part d'intégrer ce logiciel dans la mise en œuvre d'une synthèse permettant de déterminer à priori la loi d'alimentation commutable d'un réseau afin d'approcher au mieux les caractéristiques de rayonnement imposées par un cahier des charges.

II.2 Procédure d'analyse de rayonnement

Pour l'analyse du diagramme de rayonnement d'antennes conformées, nous considérons que le champ total résultant est déterminé par une sommation vectorielle des contributions des champs rayonnés par chaque source en tenant compte de la position relative de chaque élément ainsi que de l'amplitude et de la phase de son alimentation. Pour ce faire, on procède comme suit :

Premièrement, on détermine le diagramme de rayonnement de chaque source du réseau dans son propre repère.

Deuxièmement, on calcule la contribution de cette source au champ lointain complexe en tenant compte de son orientation spatiale (on fait usage pour ce cas des matrices d'Euler), de sa position dans l'espace (le terme de translation figurant dans l'exposant exprimant le déphasage géométrique) et du poids affecté, en amplitude et phase, à chaque source.

Troisièmement, on passe à une sommation des contributions de toutes les sources pondérées par leurs termes d'amplitude, de déphasage électrique et de déphasage géométrique, ce qui permet de déterminer le champ complexe de tout le réseau en zone lointaine.

Rappelons que le champ rayonné par un réseau à N_s éléments est égal à la somme des champs rayonnés par chacun des éléments, soit :

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N_s} a_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (o\vec{m}_n \vec{u})} E_n(\theta, \varphi) \quad \text{II.1}$$

D'après la formulation du champ total rayonné, il est clair que la connaissance à priori de la loi d'alimentation est suffisante pour déterminer le diagramme de rayonnement $f(\theta, \varphi)$ dans le cas du problème direct d'analyse de rayonnement.

Remarque :

L'expression (II.1) du champ total rayonné n'est valable que pour un rayonnement en zone lointaine (voir Chap1) engendrant des simplifications et des approximations données.

Puisque $|\overrightarrow{Om_n}| \ll |\overrightarrow{OM}|$, alors \overrightarrow{OM} et $\overrightarrow{m_nM}$ sont presque parallèles et le deviennent lorsque M est à l'infini.

- $\vec{u}_o = \vec{u} \approx \vec{u}_m$,
- $r = R - o\vec{m}_n \vec{u}$,

$$- \frac{e^{-jkr}}{r} \approx \frac{e^{-j k R}}{R} e^{j k (\vec{o\tilde{m}}_n \vec{u})},$$

Le terme $e^{j k (\vec{o\tilde{m}}_n \vec{u})}$ est le même qui apparaît dans l'expression du diagramme de rayonnement sous forme de déphasage géométrique.

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde ou la constante de propagation.

II.2.1 Hypothèses de travail

Nous nous plaçons sous les hypothèses de travail suivantes, nous considérons alors :

- N_s antennes (sources rayonnantes) identiques dont on connaît leurs caractéristiques individuelles : position par rapport à un point dans un repère fixe, dimensions, comportement élémentaire du champ électrique dans son environnement. On néglige dans toute la suite le phénomène de couplage entre sources en prenant le pas du réseau $d \geq 0.5\lambda$ [5-10],
- chaque source est pondérée en amplitude et en phase, par une alimentation commutable, et qu'elle peut être soit active soit inactive,
- chaque source rayonne un champ électromagnétique qui se propage avec une longueur d'onde λ reliée à la fréquence du signal. Cette fréquence est commune à toutes les sources,
- les ondes électromagnétiques rayonnées par les différentes antennes se propagent dans l'air, et on repérera le point M par ses coordonnées sphériques $M(r, \theta, \varphi)$.

II.2.2 Diagramme de rayonnement élémentaire

Il existe plusieurs approches pour la modélisation du champ élémentaire de la source et ceci quelque soit la forme de cette dernière, grâce à des logiciels professionnels qui évitent des calculs analytiques fastidieux faisant intervenir les fonctions de Green, en les remplaçant par des fichiers de données qui dérivent directement des mesures effectuées en chambre anéchoïde (chambre sourde) [5-6]. Il reste que pour un élément rectangulaire simple, il existe quelques formules analytiques qui permettent de modéliser correctement son diagramme de rayonnement. Les résultats des travaux de DAMIANO [11] et MOSIG [12] ont prouvé la validité de ce modèle.

II.2.3 Passage vers les réseaux conformés

Les réseaux rectilignes et plans d'antennes sont très connus actuellement et il est facile par différentes approches de déterminer leurs diagrammes de rayonnement. Toutefois, ils représentent un réel handicap en raison de leur géométrie plane qui assure une couverture angulaire limitée à 90° en élévation, ce qui pose de sérieux problèmes pour certaines applications à savoir, l'opération de balayage électronique. Les lobes de réseau empêchent un balayage sans perturbation au delà d'un certain seuil θ_m , correspondant à la déviation maximale du faisceau sans apparition de ces lobes gênants pour un niveau de lobes secondaires donné. Les réseaux cylindriques, coniques, et sphérique en formes complètes ou par morceaux assurent une envergure d'illumination plus importante pouvant atteindre les 360° , c'est à dire la sphère d'observation absolue, ce qui était impossible avec les réseaux rectilignes ou plans, d'où l'intérêt porté pour les structures conformées[5-13].

La loi d'alimentation des sources est soit imposée dans le but de faire face à un problème d'analyse, soit extraite d'après des spécifications de rayonnement (problème inverse) imposées par un gabarit fonction ou à niveaux, on réalise ainsi une synthèse de réseaux qui fera l'objet des chapitres suivants.

II.2.4 Types de loi d'alimentation

Le regroupement de plusieurs pavés rayonnants élémentaires, forme ce que l'on appelle un réseau d'antennes. Le problème de l'alimentation déjà soulevé, persiste et s'accroît avec l'augmentation du nombre de sources. Le dispositif électronique qui les excite est appelé réseau d'alimentation. Il est constitué d'une part, d'un répartiteur (ou distributeur) de puissance, qui affecte à chaque source une pondération en amplitude et d'autre part, d'un ensemble de déphaseurs qui impose une phase particulière à chaque élément. L'ensemble constitue ce que l'on appelle la loi d'illumination. Lorsque la phase varie avec le temps, la fonction de balayage électronique est réalisée. Les dispositifs mécaniques utilisés par les paraboles habituelles pour la fonction de dépointage, deviennent alors obsolètes. On diminue ainsi considérablement le coût global du système tout en réduisant le temps d'acquisition d'informations, du fait de l'absence d'inertie [2]. C'est à partir de la disposition spatiale de chaque élément et des phases et amplitudes d'alimentation appliquées, qu'il est possible de produire des diagrammes de rayonnement particuliers et variés. On peut agir sur la directivité des lobes de rayonnement, sur la présence de "zéros" (réjections d'interférences) dans des directions particulières ou tout simplement

effectuer une synthèse de réseau d'antennes permettant d'imposer un gabarit à ce rayonnement.

Nous allons faire un bref rappel sur quelques lois d'alimentation susceptibles d'être injectés dans le réseau et dans le but de faire face au problème d'analyse ou de synthèse.

- Loi d'alimentation uniforme : toutes les sources du réseau sont excitées par la même loi de pondération W_i , en amplitude et en phase.
- Loi d'alimentation à gradient de phase : à l'encontre des autres lois, les W_i ont la même amplitude, mais présentent un gradient de phase.
- loi d'alimentation commutable : le principe consiste à alimenter une partie seulement de l'ensemble des sources élémentaires constituant le réseau d'antennes. Chacun des éléments du réseau peut être soit en service, c'est à dire alimenté, soit hors service (non alimenté) ou absent, donc le module du W_i bascule entre les états 1 ou 0.

II.3 Analyse des réseaux conformés

Avant de parvenir à l'étape des réseaux complexes, nous passons par l'analyse des structures simples intermédiaires qui sont la base des réseaux conformés, car elles se situent entre les structures bidimensionnelles et tridimensionnelles. Pour cela, nous allons présenter une description géométrique de quelques réseaux conformés ainsi que leurs caractéristiques de rayonnement.

Remarque :

Afin de donner une plus large idée sur la réponse électromagnétique des structures conformées à excitation électrique commutable, ce qui est d'ailleurs le but de notre travail. Nous schématisons dans les figures suivantes, les diagrammes de rayonnement, normalisés par rapport au rayonnement maximum, qui seront la plus part du temps décelés dans un plan d'observation. Par confort de lecture, nous ramènerons l'amplitude réelle de la grandeur en décibels « dB ».

II.3.1 Réseau dièdre

Cette structure est la plus simple du point de vue géométrique. Elle est composée de deux faces planes sur lesquelles les éléments rayonnants sont disposés. Nous vérifions ainsi la notion de sources localement planes. Nous rappelons aussi la notion de repère tournant associé à chaque source. Au fait, en supposant que le repère tournant (T) soit confondu initialement avec le repère fixe (F), alors, deux rotations et une translation sont nécessaires

pour disposer chaque source à sa position finale. La première rotation symbolisée par φ_i s'effectue autour de la normale, la seconde indiquée par ρ , autour de la médiane et enfin une translation d'une quantité 'd' par rapport au point d'origine.

Pour des raisons de symétrie, la deuxième rotation ρ reste la même pour toutes les sources, par contre l'angle φ_i de la première rotation est différent, car il dépend de l'orientation de la polarisation imposée à chaque pavé.

a. Disposition des Sources

Le logiciel réalisé laisse le choix libre à l'utilisateur d'un certain nombre de paramètres avant le lancement de la procédure. Nous en explicitons quelques-uns :

- la valeur de l'inclinaison ρ à affecter aux faces du dièdre,
- la valeur de l'écartement d, elle sera identique pour les deux faces,
- la validation ou extinction de chaque source. On conserve pour chaque programme de simulation le confort de pouvoir 'allumer' (activer) ou 'éteindre' chaque source,
- nombre d'éléments par face,
- la valeur de la phase imposée à chacun des pavés, paramètre reste avant tout, celui qui permettra d'envisager ultérieurement les dépointages, la fonction de poursuite du faisceau mais aussi la nature de la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée.

b. Inclinaison des pentes

L'inclinaison des faces du dièdre agit sur la combinaison des champs rayonnés. Les chevauchements qui existent entre les motifs de rayonnement propres à chaque source varient avec l'angle ρ . Lorsque cet angle est nul, le champ produit est celui d'un réseau plan. En l'absence de déphasage entre les sources et pour le cas plan, le maximum de rayonnement est obtenu dans la direction normale [9-14]. Par contre, le positionnement, selon le dièdre génère deux directions distinctes (mais symétriques) de rayonnement maximum. Ces directions sont liées à la rotation ρ . En effet, les normales propres à chaque source se retrouvent inclinées d'autant par rapport à la direction normale d'origine. Evidemment, plus la pente de chaque face, sera prononcée et moins le rayonnement de l'une interférera sur celui de l'autre. La situation extrême, consiste en un rayonnement maximum correspondant à une inclinaison de 90° , elle est utilisée pour la simulation des réseaux cylindriques. Divers résultats théoriques ont permis de mettre en évidence la validité des hypothèses et des effets de cette inclinaison sur le diagramme de rayonnement produit par une telle antenne [9-14].

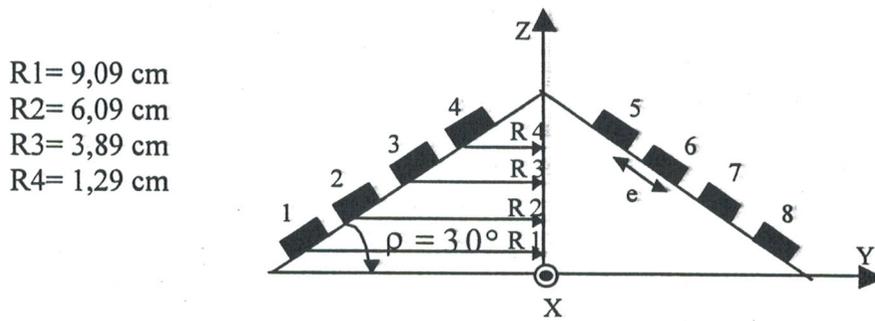


Figure II.1 : Vue en coupe de la structure dièdre

Rappelons que ce réseau se présente sous la forme de deux faces où sont imprimés des pavés rayonnants rectangulaires (figure II-1). Chaque élément est excité en un point d'une médiatrice par une sonde coaxiale. Cette excitation en un seul point permet de considérer les sources polarisées linéairement [6]. Leurs dimensions ont été calculées à partir de la fréquence de travail et des caractéristiques du substrat diélectrique utilisé.

Les coordonnées des sources situées sur la partie gauche du dièdre sont données par des expressions simples :

$$X_i = 0, \quad Y_i = -R_i, \quad Z_i = i e \sin(\rho).$$

Les coordonnées des sources plaquées sur la face droite du dièdre sont déduites par symétrie.

Source N°	1	2	3	4	5	6	7	8
X_i	0	0	0	0	0	0	0	0
Y_i	-9.09	-6.48	-3.89	-1.29	-1.29	-3.89	-6.49	-9.09
Z_i	1.501	3.002	4.503	6.004	6.004	4.503	3.002	1.501

Tableau II.1 : Placement des sources

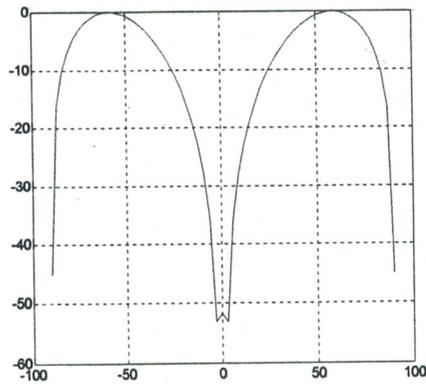
La structure dièdre possède huit sources qui fonctionnent avec une même fréquence de travail égale à 5 Ghz., ces sources sont disposées de tel sorte que la distance entre elles permet d'éviter le problème d'interférence électromagnétique, soit $e = 0.5\lambda = 3 \text{ cm}$.

Les figures II.2-a et II.2-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau dièdre dans le cas d'une pondération d'alimentation uniforme.

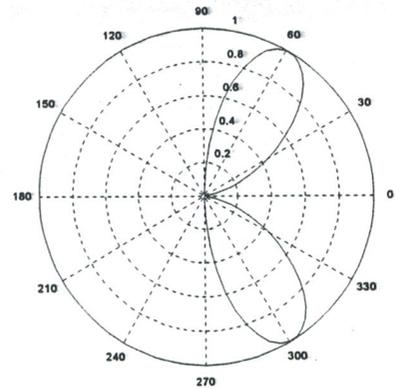
Les figures II.5-a et II.5-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau dièdre dans le cas d'une pondération d'alimentation commutable alternative.

Les figures II.4 et II.7 sont respectivement les représentations en trois dimensions des deux caractéristiques de rayonnement précédentes.

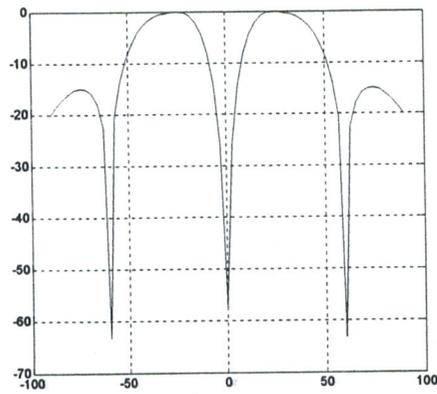
Cas I : Loi de pondération uniforme



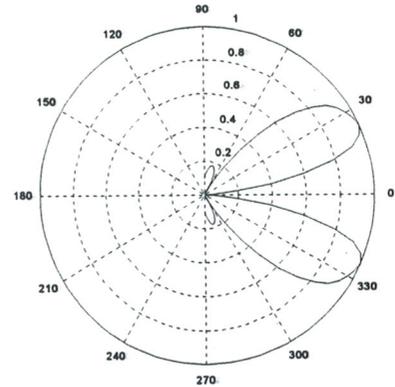
a)



a)



b)



b)

Figure II.2 : Diagramme du réseau dièdre
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

Figure II.3 : Diagramme polaire du réseau dièdre
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

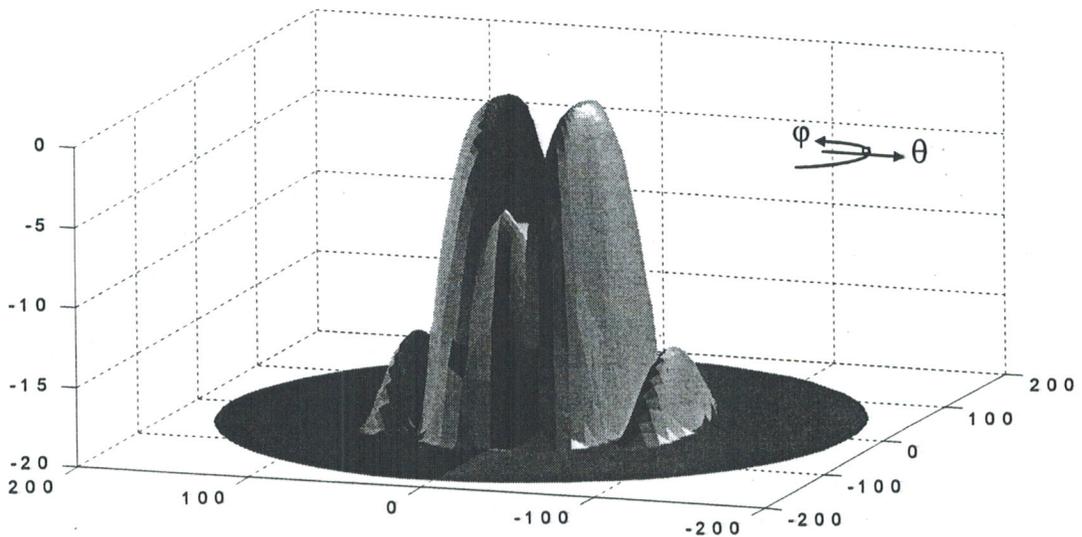


Figure II.4: Diagramme du réseau dièdre en 3D

La figure II.2-a est représentative du motif de rayonnement de la structure dièdre dont les sources implantées sur ses deux faces sont excitées avec des poids ex aequo. On voit dès lors, l'apparition de deux maxima de rayonnement sur les deux directions $\theta = \pm 60^\circ$, engendrées systématiquement par l'effet de la pente, et un zéro sur la direction au centre, ce qui est tout à fait en accord avec les mesures et les travaux menés par S. Djennas, D. Augustin et M. Boussehla [6-9-14]. Ces deux maxima sont d'envergure en terme de largeur et pour cause le nombre restreint des sources.

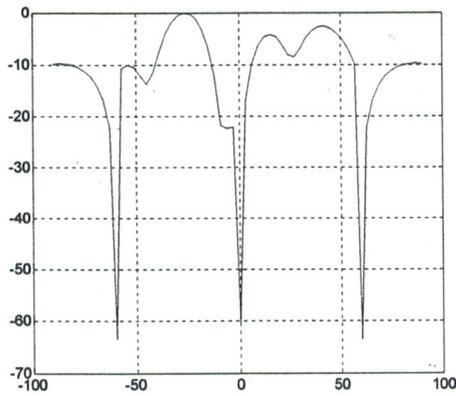
La figure II.2-b, quand à elle, est représentative de la caractéristique de rayonnement de la même structure, observée sur le plan $\varphi = 90^\circ$. Sur cette figure, on voit l'apparition de trois directions de rejet correspondants respectivement aux angles $\theta = 0^\circ$, $\theta = +60^\circ$ et $\theta = -60^\circ$. Rappelons que les directions de rejet sur $\theta = \pm 60^\circ$ constituaient des maxima sur le plan $\varphi = 0^\circ$ (figure II.2-a). La structure rayonne essentiellement par le moyen de deux lobes principaux centrés sur les angles $\theta = \pm 30^\circ$, en lien directe avec l'inclinaison des faces du dièdre par rapport à l'horizon. Autrement dit, cette configuration est obtenue du fait que chaque facette a son propre maximum de rayonnement. La largeur de ces lobes principaux est relativement grande, de l'ordre de 60° , ce qui a causé un nombre minime de lobes secondaires. Ces derniers lobes ont un niveau moyen de l'ordre de -15 dB.

Les figures II.3-a et II.3-b sont issues des représentations polaires où nous vérifions l'évolution du diagramme de rayonnement et les régions angulaires. Une remarque importante peut être faite, pour une loi uniforme, concernant l'allure du diagramme de rayonnement indépendante du plan φ d'observation. En effet, compte tenu du réseau analysé et donc de ses symétries, la structure rayonne en double faisceaux, figure II.4, ce qui permettra d'assurer une fonction très particulière qui représente l'émission ou la réception en plusieurs faisceaux.

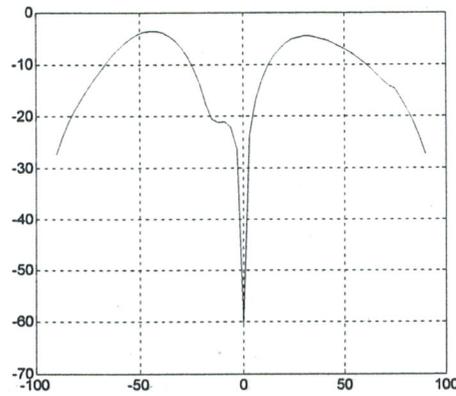
Une autre façon de rendre compte rapidement de l'effet de la loi d'excitation des sources est de représenter le diagramme rayonné lointain par la structure dièdre en trois dimensions (3D).

On constate sur la figure II.4, que le rayonnement tend vers deux motifs distincts dont les maximums sont diamétralement parallèles.

Cas 2 : Loi de pondération commutable alternative

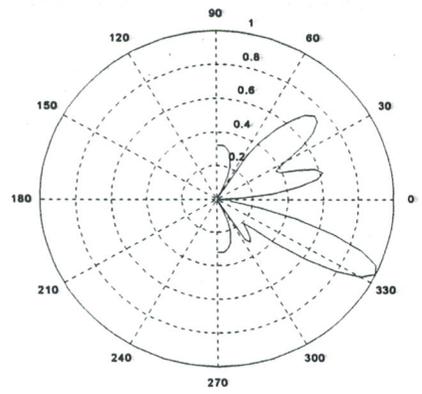


a)

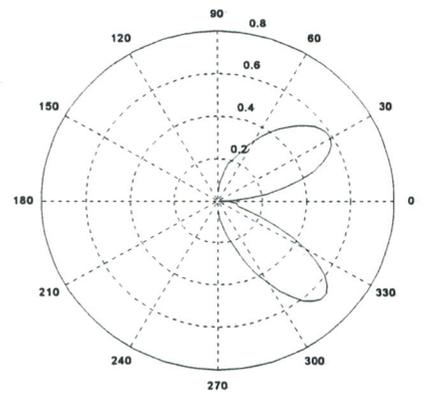


b)

Figure II.5 : Diagramme du réseau dièdre
a) $\varphi = 90^\circ$ b) $\varphi = 30^\circ$



a)



b)

Figure II.6 : Diagramme polaire du réseau dièdre
a) $\varphi = 90^\circ$ b) $\varphi = 30^\circ$

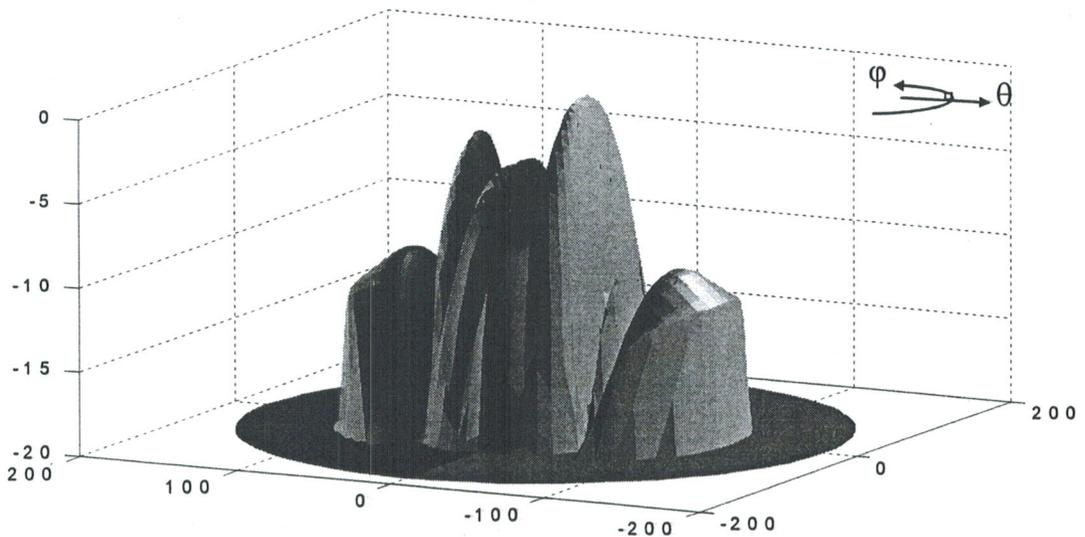


Figure II.7: Diagramme du réseau dièdre en 3D

Afin de donner une plus large idée sur la réponse électromagnétique du réseau dièdre à une excitation électrique commutable quelconque, ce qui est au fait le but de l'analyse, on conserve le même réseau dièdre précédent. Avec les mêmes conditions de travail, nous allons juste changer la loi d'excitation et on excite seulement les sources à indice impair.

On schématise sur la figure II.5-a le diagramme de rayonnement en amplitude normalisée en fonction de la colatitude, récupérée après injection d'une loi commutable alternative, sur le plan de référence $\varphi = 90^\circ$. Ce diagramme est parfaitement dissymétrique avec des rejets sur les angles $\theta = +60^\circ$, $\theta = -60^\circ$ et sur l'origine à $\theta = 0^\circ$, ce qui veut dire que le réseau analysé a conservé les mêmes positions des zéros de rayonnement que celles repérées dans le cas précédent.

Le 0 dB est visualisé aux environs de l'angle $\theta = -25^\circ$ avec une directivité moyenne, le deuxième lobe centré sur la direction $\theta = -32^\circ$, qui était principal pour le cas précédent, est dégradé et est devenu un lobe secondaire avec un seuil élevé de -7 dB. Tout laisse à dire qu'il s'agit bien du précédent motif de rayonnement ayant subi des déformations, ceci est attribué au jeu d'excitation commutable alternative injectée.

Nous conservons la même loi d'excitation commutable injectée, et nous observons le comportement électromagnétique sur un autre plan, soit le plan $\varphi = 30^\circ$. Sur la figure II.5-b on repère une seule direction de rejet qui correspond à l'origine. Le diagramme est doté de deux lobes principaux centrés sur $\theta = \pm 45^\circ$ et ayant une ouverture à mi-puissance moyenne de l'ordre de 30° .

L'ouverture des lobes principaux est donc, assez importante et nous mène à dire que pour cette loi commutable, le dièdre est moins directif, mais il peut être utile pour desservir une large étendue angulaire dans l'espace visible.

Les représentations polaires sur les figures II.6-a et II.6-b vérifient les motifs de rayonnements en coupes trouvés par les représentations cartésiennes

La figure II.7 est une représentation en 3D pour visualiser le comportement hémisphérique du rayonnement dans le cas de la structure dièdre à 08 éléments. On trouve à chaque fois des motifs vérifiés par les diagrammes en coupes précédents.

II.3.2 Réseau pyramidal

Ce réseau est étudié tout en augmentant le degré de complexité du réseau dièdre. En fait, il constitue une suite logique d'évolution du réseau dièdre, là aussi, on conserve l'état de sources localement planes, ces dernières subiront les mêmes étapes de positionnement en réseau tridimensionnel.

C'est un réseau réalisé à partir du pliage d'une surface plane qu'on vêtira d'éléments rayonnants figure II.8.

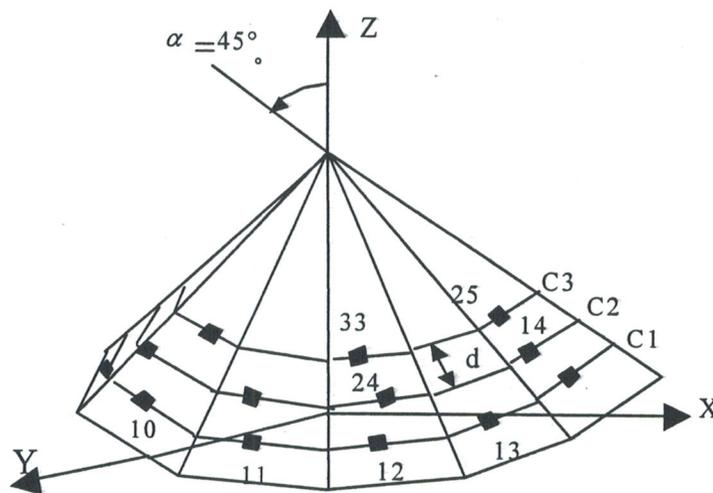


Figure II.8 : Structure pyramidale à 33 éléments

La conception de la structure pyramidale est une étape préliminaire vers le passage à la configuration conique du fait que la pyramide est obtenue par pliage du substrat diélectrique souple, tandis que le cône est obtenu par courbure de ce même substrat diélectrique. Les éléments rayonnants sont répartis symétriquement sur trois couronnes avec des nombres non égaux de sources. La distance entre les sources varie dans l'intervalle 0.5λ à 0.7λ .

Les couronnes C1, C2, C3 comprennent respectivement 13, 11, 9 sources, avec des rayons de courbures : $RC1 = 15$ cm, $RC2 = 11.46$ cm, $RC3 = 7.92$ cm. Les coordonnées des sources rayonnantes sont déterminées de la façon suivante :

$$x_{ic} = RC \cos\left(\frac{2(i-1)\pi}{NC}\right), \quad y_{ic} = RC \sin\left(\frac{2(i-1)\pi}{NC}\right), \quad z_{ic} = IC d \sin(\alpha).$$

Avec :

- $i \in [1, NC]$: indice de la source sur la couronne C,
- NC : nombre totale des sources sur la couronne C,
- RC : rayon de la couronne C, il prend les valeurs respectives : RC1, RC2, RC3,
- IC : indice de la couronne, il est égale respectivement à 1, 2, 3,
- α : demi-angle au sommet = 15° ,
- d : distance entre les couronnes = 0.5λ .

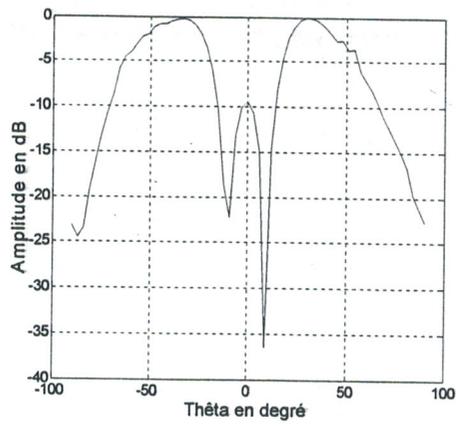


Les figures II.9-a et II.9-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau pyramidal dans le cas d'une pondération d'alimentation uniforme.

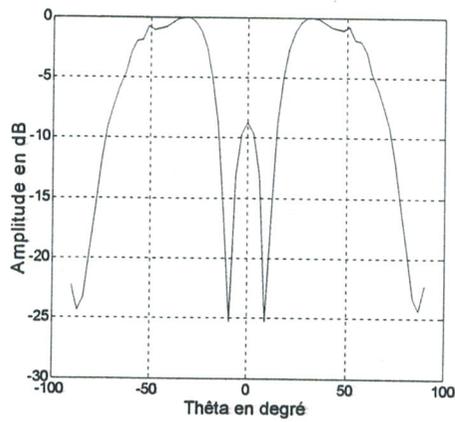
Les figures II.12-a et II.12-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau pyramidal dans le cas d'une pondération d'alimentation commutable alternative.

Les figures II.11 et II.14 sont respectivement les représentations en trois dimensions des deux caractéristiques de rayonnement précédentes.

cas I : Loi de pondération uniforme

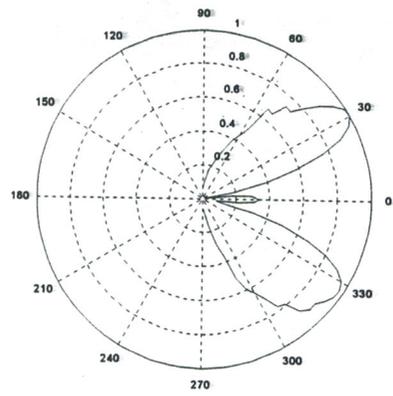


a)

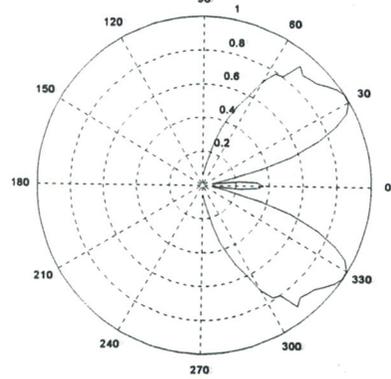


b)

Figure II.9 : Diagramme du réseau pyramidal
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$



a)



b)

Figure II.10 : Diagramme polaire du réseau pyramidal
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

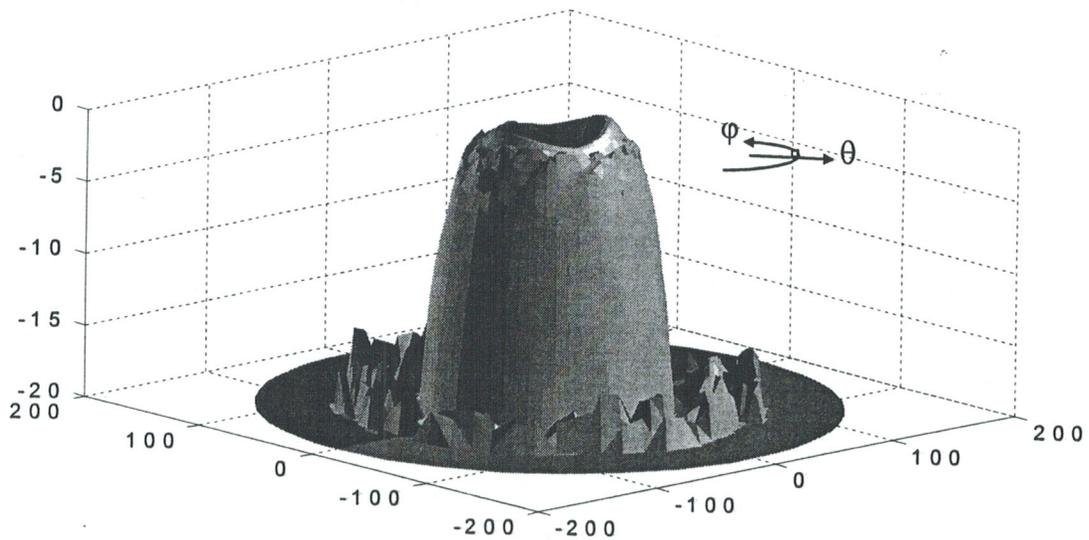


Figure II.11: Diagramme du réseau pyramidal en 3D

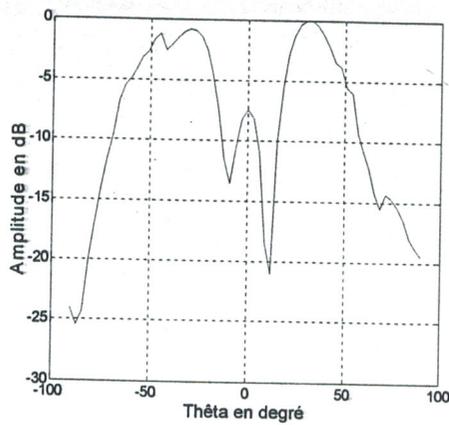
La suite logique des travaux d'analyse effectués sur le dièdre est la simulation d'une pyramide à 33 éléments. Le choix d'une alimentation uniforme injectée dans le module d'analyse du réseau en question (figure II.8) a permis le tracé du diagramme de rayonnement représenté par la figure II.9-b sur le plan de coupe $\varphi = 90^\circ$. La symétrie est parfaite et on remarque l'existence de deux maxima globaux de puissance centré autour de $\theta = \pm 45^\circ$ qui est la valeur spécifique de la demi-pente au vertex de la pyramide, ce qui reste conforme, du fait que le maximum de rayonnement est toujours dirigé suivant la normale en cas d'absence de loi de phase particulière entre sources. De plus un autre maxima qui est cette fois-ci local est parfaitement centré entre les deux précédents avec une zénith touchant les -3 dB.

La largeur à mi-puissance moyenne est de l'ordre des 30° , ce qui permet une étendue angulaire plus large que celle de la structure dièdre, obtenue avec la même loi d'excitation et sur le même plan d'observation (figure II.2-b).

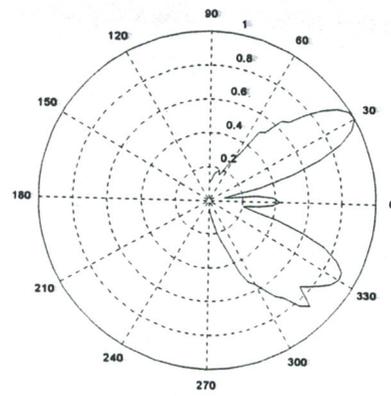
La figure II.9-a montre le tracé du rayonnement électromagnétique lointain choisi pour le plan de référence $\varphi = 0^\circ$. On voit sur cette dernière, l'existence de deux lobes principaux beaucoup plus larges que ceux du cas $\varphi = 90^\circ$, entre lesquels se situe un lobe secondaire qui ne dépasse pas les -10 dB en amplitude normalisée sur une échelle en dB. La structure dans ce plan de coupe présente une rejéction en cas d'interférence à $\theta = +10^\circ$.

Nous faisons de nouveau appel à la représentation en 3D du diagramme rayonné lointain, pour visualiser le comportement hémisphérique du rayonnement dans le cas de la pyramide, figure II.11. Cette structure pyramidale garde aussi le sens de rayonnement bilatéral exactement comme pour le cas de la structure dièdre.

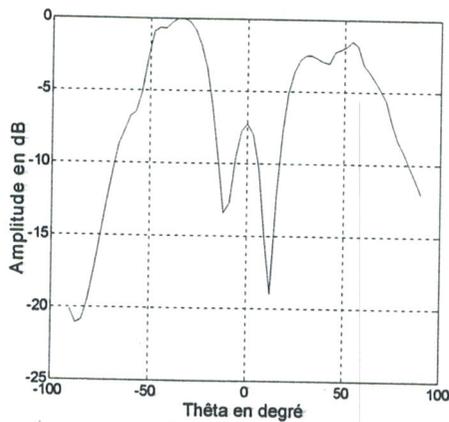
Cas 2 : Loi de pondération commutable alternative



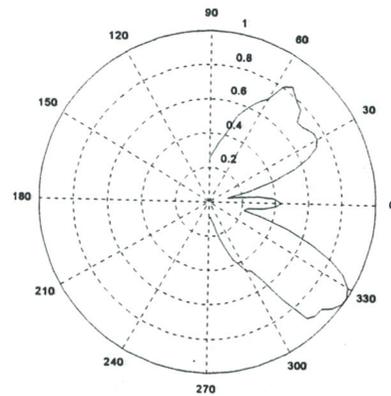
a)



a)



b)



b)

Figure II.12 : Diagramme du réseau pyramidal

a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 60^\circ$

Figure II.13 : Diagramme polaire du réseau pyramidal

a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 60^\circ$

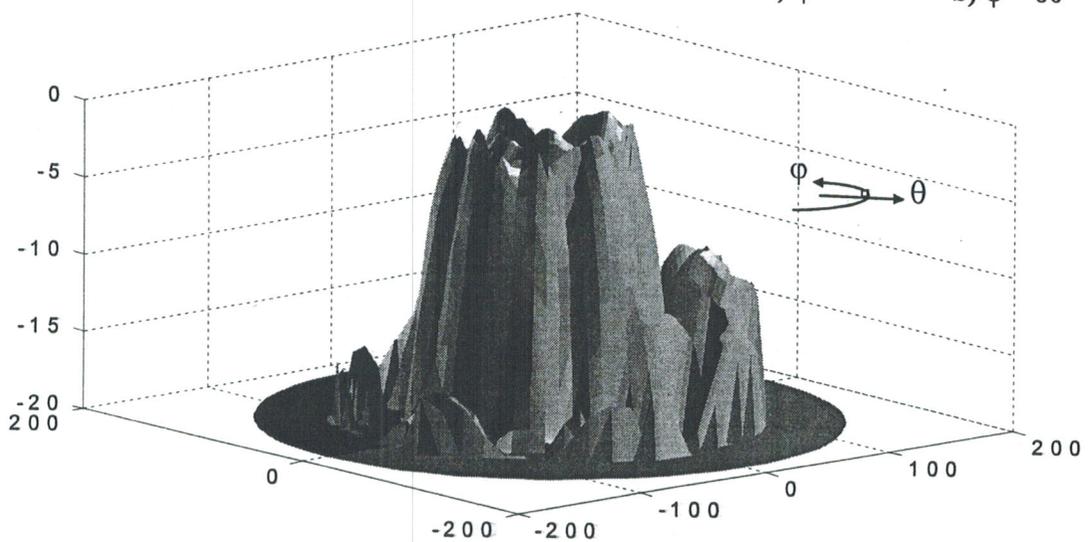


Figure II.14: Diagramme du réseau pyramidal en 3D

Comme pour le cas de l'analyse de la structure dièdre, visualisons le comportement électromagnétique de la pyramide en cas de pondération virtuelle des sources par des poids commutables alternés.

La visualisation est réalisée sur le plan de coupe $\varphi = 0^\circ$. Le diagramme de rayonnement, schématisé sur la figure II.12-a, est dépointé à quelques degrés près sur l'angle en élévation $\theta = 30^\circ$ avec une ouverture à -3 dB moins importante atteignant les 20° , ce qui fait que le faisceau n'est pas très directif et possède un taux d'ondulation de l'ordre de 1 dB dans cette zone. De ce fait il peut être à la fois, utilisé pour couvrir une large étendue spatiale et localiser plusieurs cibles présentes sur la zone couverte, bien que le niveau des lobes d'ambiguïté constitue une source de gêne pour cette application.

Toujours dans le cadre de l'analyse et pour une visualisation dans un autre plan de référence, soit le plan $\varphi = 60^\circ$. La figure II.12-b est observée dans ce dernier, elle exhibe un lobe suprême en décalage par rapport à l'axe de référence ($\theta = 0^\circ$), visant approximativement la direction angulaire $\theta = -35^\circ$ avec une largeur à mi-puissance de l'ordre des 25° . De plus, on voit bien que les lobes secondaires sont en nombre infime avec une cime importante touchant les -3 dB, valeur qui rappelons le, reste très nuisible pour une éventuelle émission ou réception, en mono faisceau, sans défaut.

Les figures II.12-a et II.12-b sont donc, un vrai témoignage sur la fonction de dépointage qui reste l'une des préoccupations majeures relevant un défi aux chercheurs et aux utilisateurs. Notre structure pyramidale présente un très grand potentiel pour réaliser une déviation angulaire du lobe principal uniquement par action sur les poids commutables des sources et sans appliquer un jeu de phase.

Autre chose remarquable, est le zéro de rayonnement sur la position $\theta = +10^\circ$, déjà soulevée dans le cas du plan $\varphi = 60^\circ$, et le summum des lobes secondaires grattant les -2 dB.

II.3.3 Réseau conique

La structure conique est la plus intéressante, du point de vue application, car elle permet un balayage électronique plus large que les deux structures précédentes. La fonction de balayage ou de poursuite est obtenue en appliquant une loi de phase entre les éléments de la structure.

La structure pyramidale était une étape préliminaire vers le passage à la configuration conique, ceci est dû au fait que la pyramide est obtenue par pliage du substrat diélectrique souple, tandis que le cône est obtenu par courbure de ce dernier. La seule différence est que le premier, qui est obtenu par pliage du substrat, possède un rayon de courbure spécifique.

Toutefois, pour un léger pliage, le rayon de courbure sera grand et on pourra vérifier l'hypothèse de source localement plane. De ce fait, il est bien clair qu'un réseau conique peut être considéré comme étant un réseau pyramidale à plusieurs faces (figure II.15).

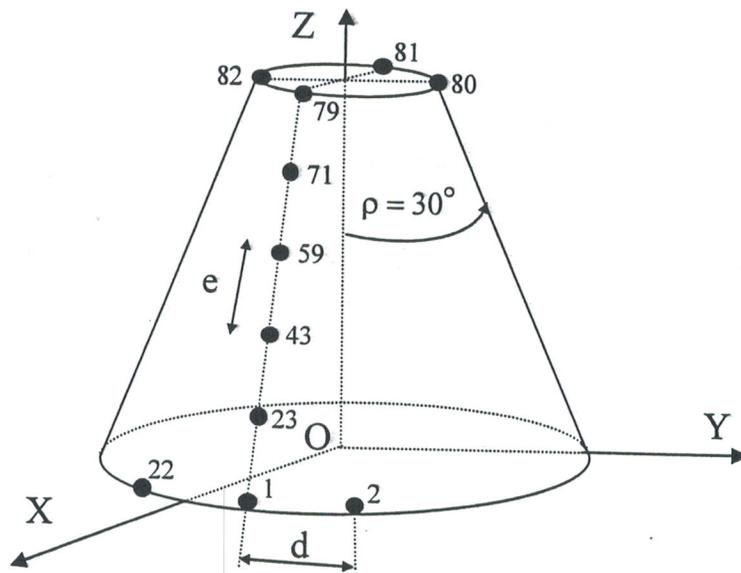


Figure II.15 : Structure conique à 82 éléments

Ce réseau est composé de 82 éléments rayonnants répartis sur 6 couronnes distantes de $e = 0.8 \lambda$ l'une de l'autre. La fréquence de résonance est égale à 3 Ghz, soit une longueur d'onde de 10 cm.

Le demi-angle au vertex du cône est égal à $\rho = 30^\circ$, ce qui implique une colatitude θ_n des normales aux sources constante et égale à 60° .

La couronne supérieure a un rayon de 5.09 cm et comporte 4 éléments, la couronne de base possède un rayon de 22.39 cm et comporte 22 éléments.

La distance d entre les éléments rayonnants d'une même couronne a été calculée pour être comprise entre 0.6λ et 0.8λ par la relation :

$$d = \frac{2 \pi r}{N_{sc}}, \text{ sachant que : } r = r_{cb} - (IC - 1)e \sin \rho$$

Avec :

- r : rayon de la couronne considérée,
- N_{sc} : nombre de sources sur la couronne, il vaut dans le sens base-vertex : 22, 20, 16, 12, 8, 4,
- r_{cb} : rayon de la couronne de base,
- IC : indice de la couronne dans le sens ascendant, il prend les valeurs de 1 à 6.

Pour chaque couronne, les coordonnées cartésiennes ainsi que la colatitude de la normale de chaque élément rayonnant sont données par les relations :

$$x_i = r \cos \left(\frac{(i-1)2\pi}{n_{sc}} \right) ; \quad y_i = r \sin \left(\frac{(i-1)2\pi}{n_{sc}} \right)$$

$$z_i = (IC - 1)e \cos \rho \quad ; \quad \theta_{ni} = 90^\circ - \rho = 60^\circ$$

Avec :

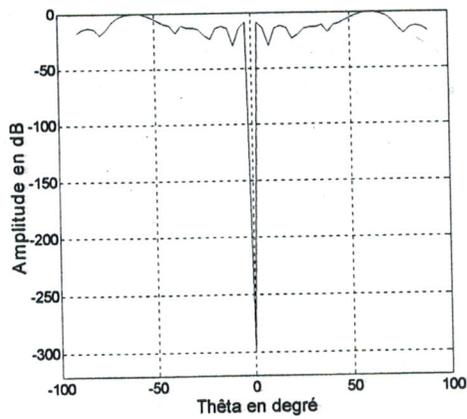
- i : indice de la source sur sa couronne, il est compris entre 1 et n_{sc} .

Les figures II.16-a et II.16-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau conique dans le cas d'une pondération d'alimentation uniforme.

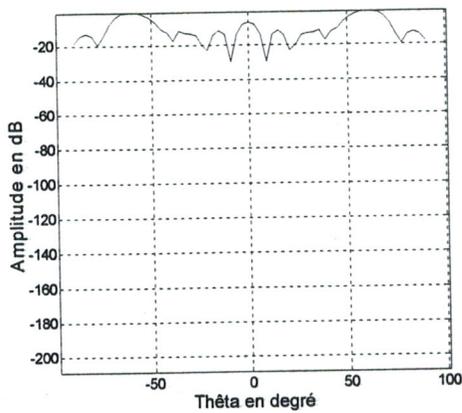
Les figures II.19-a et II.19-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau conique dans le cas d'une pondération d'alimentation commutable alternative.

Les figures II.18 et II.21 sont respectivement les représentations en trois dimensions des deux caractéristiques de rayonnement précédentes.

Cas I : Loi de pondération uniforme

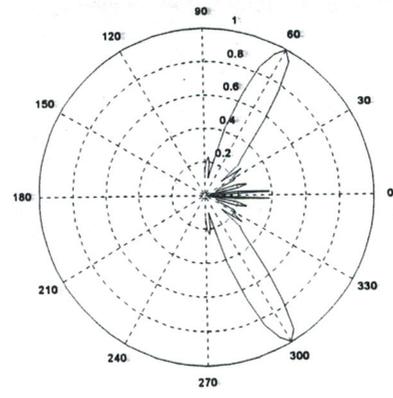


a)

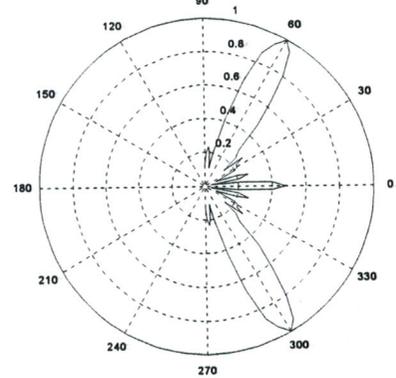


b)

Figure II.16 : Diagramme du réseau conique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$



a)



b)

Figure II.17 : Diagramme polaire du réseau conique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

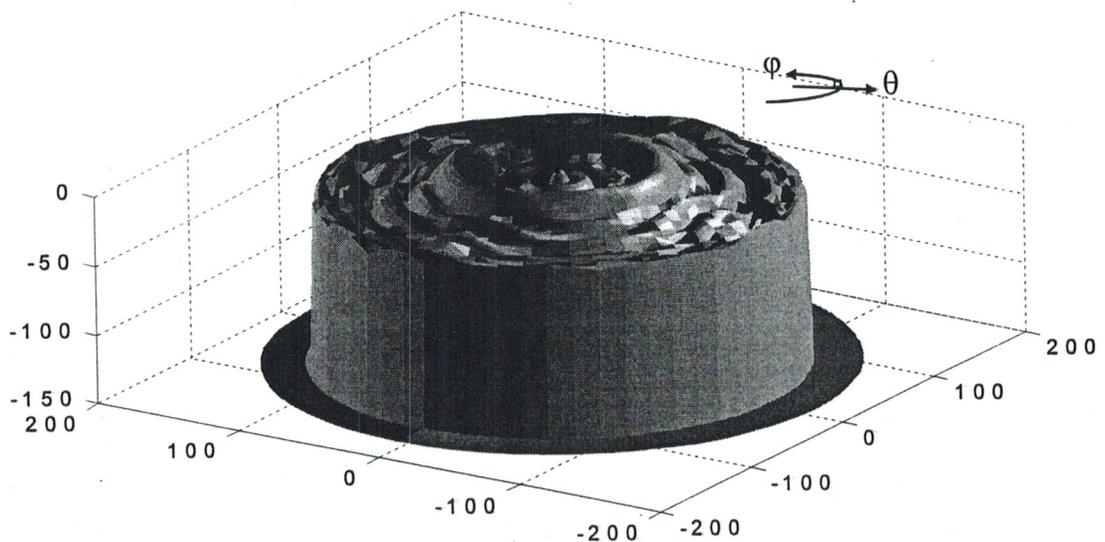
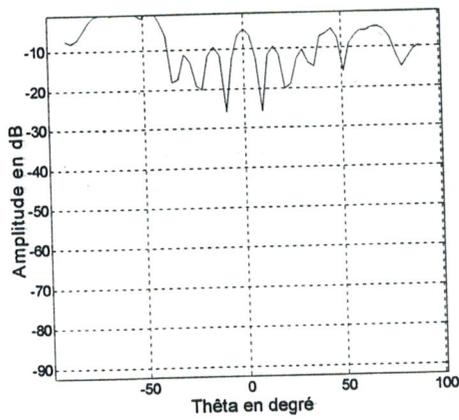
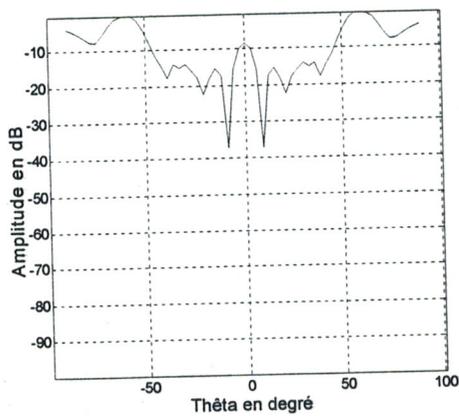


Figure II.18: Diagramme du réseau conique en 3D

Cas 2 : Loi de pondération commutable alternative

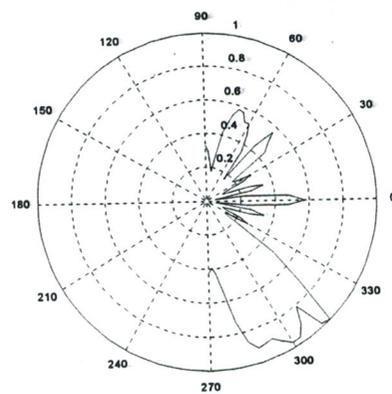


a)

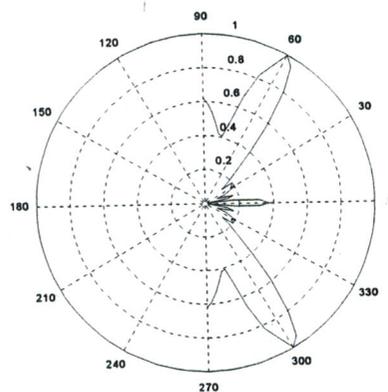


b)

Figure II.19 : Diagramme du réseau conique
a) $\varphi = 30^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$



a)



b)

Figure II.20 : Diagramme polaire du réseau conique
a) $\varphi = 30^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

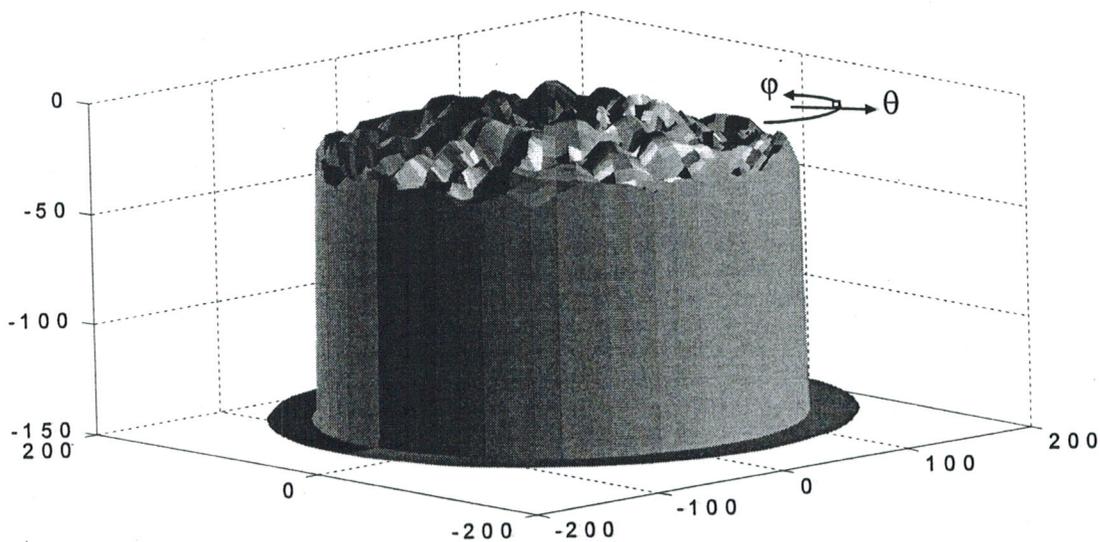


Figure II.21: Diagramme du réseau conique en 3D

La simulation de la structure conique à 82 éléments dont les sources sont pondérées par une distribution uniforme a engendré un diagramme de rayonnement, représenté par la figure II.16-a. Ce dernier est doté d'une symétrie remarquable et d'un zéro de rayonnement sur la direction de référence $\theta = 0^\circ$. Sur les deux directions angulaires $\theta = +60^\circ$ et $\theta = -60^\circ$, directions directement liées à la pente du cône, on localise un maxima d'amplitude normalisé et repéré par le seuil 0 dB.

Autrement dit, le rayonnement est maximum pour les directions se trouvant sur la perpendiculaire aux génératrices du cône. Ce phénomène engendre l'apparition d'une séparation spatiale entre le rayonnement dans les deux demi-plans droit et gauche sur le plan d'observation $\varphi = 0^\circ$. Bien que le nombre de sources constituant notre structure conique est relativement élevé, les lobes d'ambiguïté sont quasiment absents avec un seuil moyen de -20 dB, et ils se concentrent entre les deux maxima de rayonnement.

Sur l'autre plan d'observation $\varphi = 90^\circ$ schématisé par la figure II.16-b, la structure conique présente à peu près le même comportement décelé sur le plan de référence $\varphi = 0^\circ$, sauf l'absence du rejet en cas de brouillard éventuel qui interagit sur la direction $\theta = 0^\circ$ où elle ne peut pas repousser les ondes de brouillage électromagnétique en provenance de la direction en question, ce qui sera susceptible de perturber le comportement normal du réseau d'antennes.

Le comportement électromagnétique dans l'espace présenté par la figure II.18, justifie la ressemblance trouvée dans les deux plans de coupes précédents. Nous pouvons généraliser la remarque et dire que la structure conique avec une pondération uniforme se comporte de la même manière dans tout l'espace.

La deuxième loi commutable appliquée à la structure conique donne naissance à un diagramme de rayonnement, esquissé sur la figure II.19-a. Il est dépointé par rapport à l'axe de référence ($\theta = 0^\circ$), visant approximativement la direction angulaire $\theta = -60^\circ$ avec une largeur à mi-puissance considérable de l'ordre des 40° . On remarque aussi l'augmentation du nombre des lobes secondaires et qui reste infime par rapport au nombre des sources relativement élevé.

Nous constatons, sur ce plan de référence $\varphi = 30^\circ$, que le réseau conique est directif vis à vis du nombre d'éléments qui reste relativement important (figure II.15).

Le réseau conique avec cette loi rayonne bilatéralement avec une symétrie éclatante, sur les directions $\theta = \pm 60^\circ$ (figure II.19-b).

L'appel de nouveau à la représentation en 3D de la puissance rayonnée dans l'espace nous permet de voir la dissemblance du comportement, qui est en relation directe avec la loi de pondération des sources injectée (figure II.18 et II.21).

Il reste une chose à dire concernant le phénomène de bretelle de la fonction caractéristique du rayonnement qui est repéré par la distinction entre les motifs associés à chaque partie, droite et gauche du cône ou du pyramide.

II.3.4 Réseau cylindrique

Ce type de réseau est un cas spécial de la structure conique, il est à la fois simple et épouse parfaitement le fuselage d'un avion ou d'un missile.

Ce réseau n'est ni plus ni moins qu'un réseau conique doté d'une pente nulle à son sommet, il a le pouvoir d'effectuer un balayage électronique azimutal dans le plan sectoriel sans loi de phase entre les couronnes [5-6]. Ainsi il permet de desservir une étendue angulaire importante, comparée aux structures précédentes.

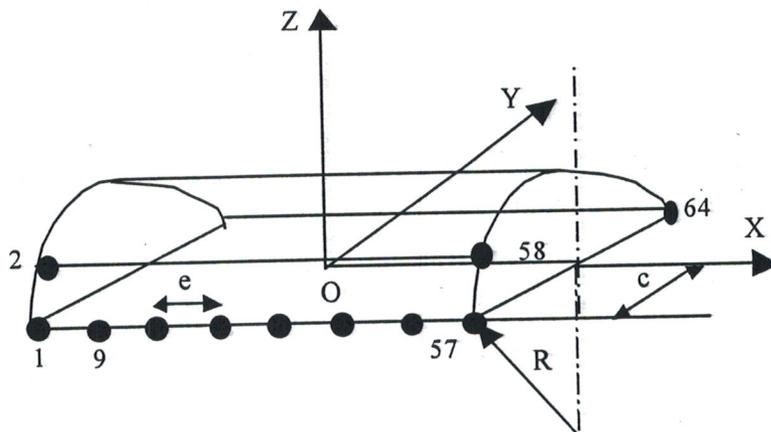


Figure II.22 : Structure d'antennes cylindrique à 64 éléments

A l'opposé du réseau conique ou pyramidal, sur cette structure, on peut plaqué en nombre égal les sources sur chaque couronne, tout en gardant la même distance inter-éléments. Le cylindre subit les mêmes contraintes géométriques pour prendre sa forme finale, à l'exception de l'angle au sommet qui est nul dans ce cas.

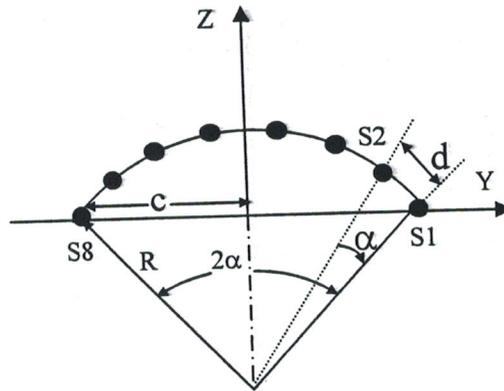


Figure II.23 : Coupe sectoriel du réseau cylindrique

Les couronnes portantes des sources, à grandeurs prédéterminées d'après la fréquence de résonance, sont empreintes sur la circonférence du cylindre avec une distance entre sources suffisamment grande pour négliger l'effet du couplage mutuel inter-éléments, capable d'influencer le comportement électromagnétique du réseau, ceci n'est possible qu'avec un choix judicieux du rayon de courbure de la structure permettant de conserver l'hypothèse des sources localement planes.

Les éléments rayonnants sont répartis symétriquement par rapport à l'axe OZ. La distance entre les sources suivant l'axe OX est égale à 0.75λ . Pour déterminer les coordonnées de la position suivant l'axe OZ et suivant l'axe OY, ainsi que la valeur de l'angle (θ_n) de la normale, nous avons utilisé les relations suivantes :

$$\alpha_d \approx \frac{d}{R} ;$$

$$2\alpha = (Nsa - 1)\alpha_d = \frac{(Nsa - 1)d}{R} ;$$

$$\theta_m = \frac{180^\circ}{\pi} (\alpha - (i-1)\alpha_d) ;$$

$$x_i = (IA - 4.5) e ; \quad y_i = R \sin(\alpha - (i-1)\alpha_d) ; \quad z_i = R \cos(\alpha - (i-1)\alpha_d) - R \cos \alpha$$

Avec les données suivantes :

- R : rayon de courbure de la surface cylindrique = 47.25 cm,
- c : demi corde = 24.92 cm,

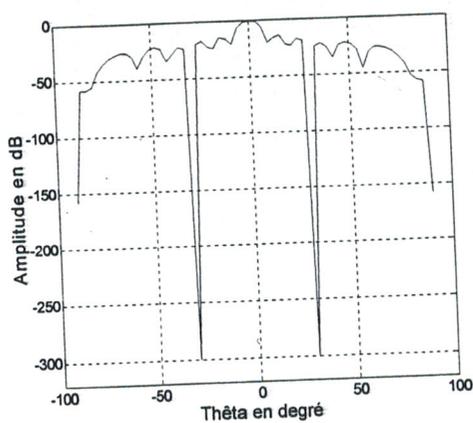
- d : arc entre deux sources sur le même anneau = $0.75 \lambda = 7.5 \text{ cm}$,
- N_{sa} : nombre de sources sur l'anneau, il a la valeur constante de 8,
- i : indice de la source sur l'anneau, compris entre 1 et n_s ,
- IA : indice de l'anneau dans le sens positif de l'axe (OX), variant entre 1 et 8.

Les figures II.24-a et II.24-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau cylindrique dans le cas d'une pondération d'alimentation uniforme.

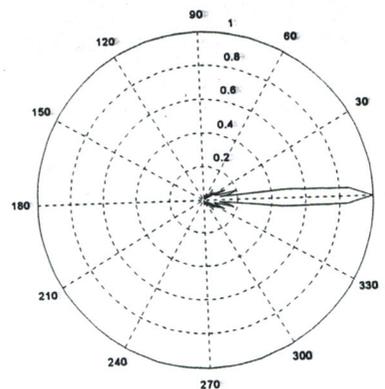
Les figures II.27-a et II.27-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau cylindrique dans le cas d'une pondération d'alimentation commutable alternative.

Les figures II.26 et II.29 sont respectivement les représentations en trois dimensions des deux caractéristiques de rayonnement précédentes.

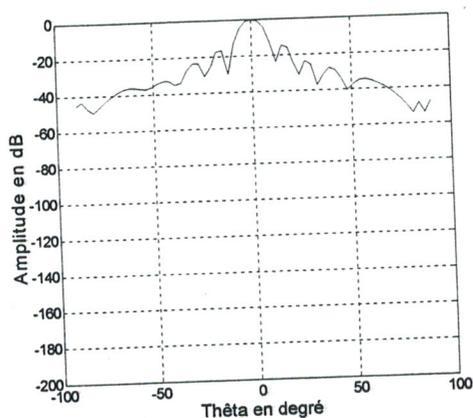
Cas I : Loi de pondération uniforme



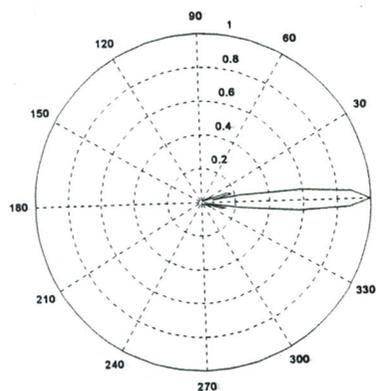
a)



a)



b)



b)

Figure II.24 : Diagramme du réseau cylindrique

a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 30^\circ$

Figure II.25 : Diagramme polaire du réseau cylindrique

a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 30^\circ$

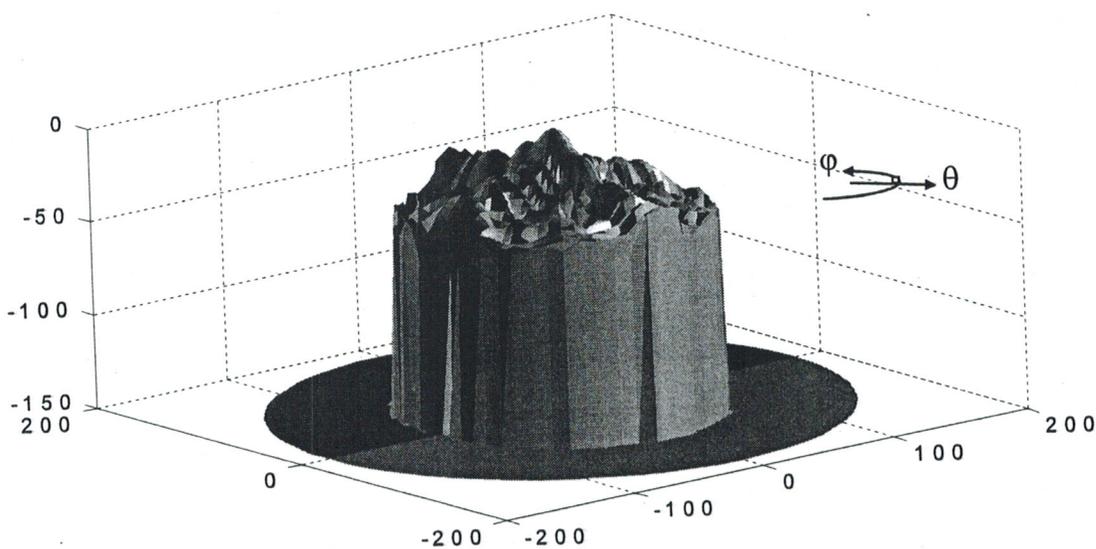
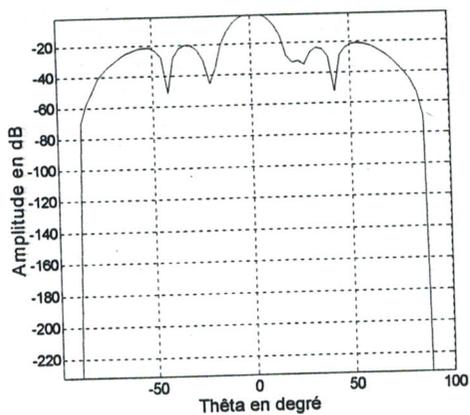
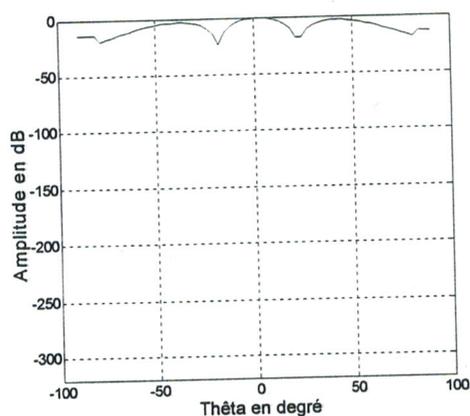


Figure II.26: Diagramme du réseau cylindrique en 3D

Cas 2 : Loi de pondération commutable alternative

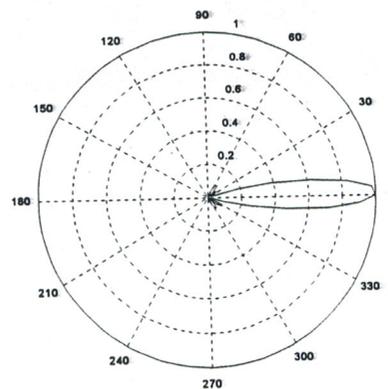


a)

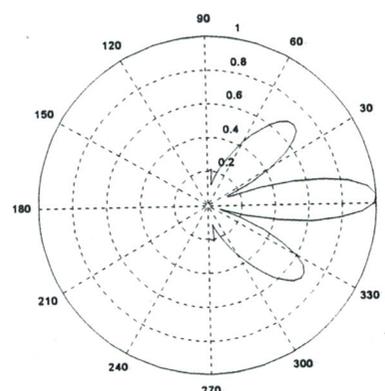


b)

Figure II.27 : Diagramme du réseau cylindrique
a) $\varphi = 60^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$



a)



b)

Figure II.28 : Diagramme polaire du réseau cylindrique
a) $\varphi = 60^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

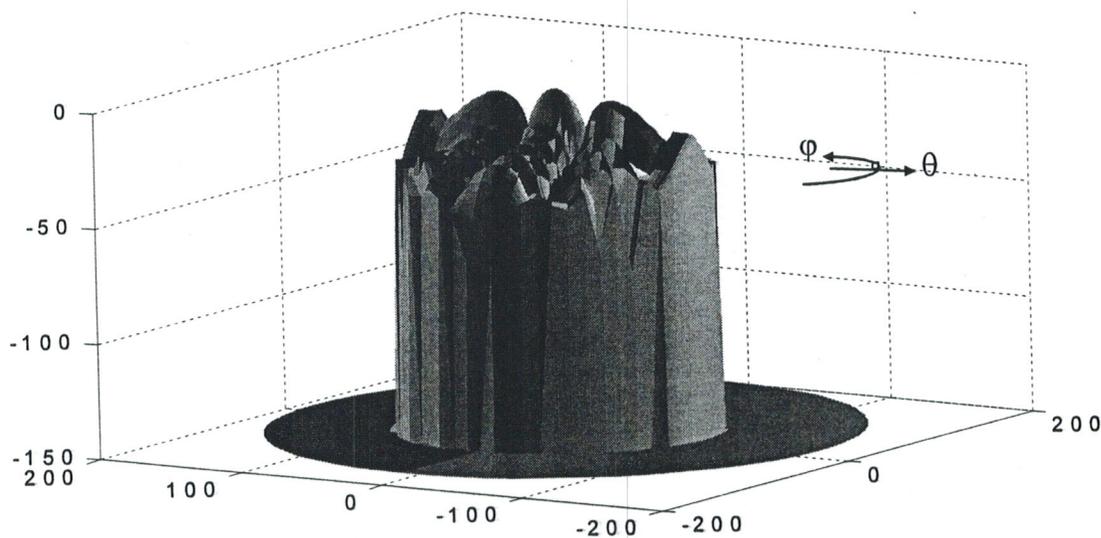


Figure II.29: Diagramme du réseau cylindrique en 3D

Nous continuons à la manière de simulation des réseaux conformés précédents. L'application d'une pondération uniforme aux sources du même tronçon du cylindre (figure II.22), a généré l'apparition, sur le plan de référence ($\varphi = 0^\circ$), d'un diagramme de rayonnement doté d'une symétrie éclatante avec la présence de deux zéros de rayonnement dans les directions angulaires repérées par $\theta = \pm 30^\circ$. Représenté par la figure II.24-a et possédant un nombre moyen des lobes secondaires, le 0 dB est accordé à la direction $\theta = 0^\circ$ avec une ouverture du lobe principal dans le plan considéré de 10° , ce qui le rend aussi très directif (figure II.25-a).

L'observation du comportement électromagnétique sur un autre plan, soit le plan $\varphi = 30^\circ$, a donné naissance à un diagramme de rayonnement quasi symétrique. Le faisceau principal se trouve toujours centré sur la direction angulaire de référence $\theta = 0^\circ$, et avec approximativement la même largeur à -3 dB, mais cette fois-ci, notre réseau sur ce plan de coupe ne présente aucun rejet d'interférence sur toutes les directions angulaires du demi-espace d'observation.

Ce motif de rayonnement caractérisant ce réseau dans le plan considéré se trouve aussi très directif. L'observation en 3D (figure II.26), nous montre que cette structure cylindrique avec une pondération uniforme possède un comportement directif dans tout l'espace, ce qui peut être d'une utilité extrême.

En injectant dans le réseau d'alimentation une autre loi commutable, soit la loi commutable déjà injectée dans les réseaux précédents, on récupère comme résultat donné sur la figure II.27-a un diagramme de rayonnement dissymétrique. Ce motif de rayonnement prélevé dans le plan de coupe $\varphi = 60^\circ$ possède un faisceau centré sur l'angle $\theta = 0^\circ$ et un nombre réduit des lobes secondaires ne dépassants pas le niveau des -20 dB.

Dans le plan de coupe $\varphi = 90^\circ$ (figure II.27-b), le diagramme de rayonnement observé est doté d'une symétrie brillante et peut être très utile pour une application de transmission en multi-faisceaux. En fait, le diagramme présente trois maxima de rayonnement correspondants respectivement, dans le sens positif de l'axe des abscisses à $\theta = -40^\circ$, $\theta = 0^\circ$ et $\theta = +40^\circ$. Ce diagramme, est aussi caractérisé par l'absence totale des lobes secondaires, ce qui ouvre plus d'horizons sur la mise en application de ce type de réseau qui est rappelons le, le plus important de point de vue applications des réseaux conformés.

Les représentations polaires et en trois dimensions permettent de bien se rendre compte du comportement électromagnétique de ce type de réseau (figure II.26 et II.29).

II.3.5 Réseau hémisphérique

La structure sphérique est une extension ordinaire du réseau conique multi-couronnes et multi-pentes vu l'équivalence qui en existe. Ceci étant vrai, car chaque couronne présente à la fois une différence de rayon pour assurer la forme oblique et une différence d'inclinaison des sources par rapport aux couronnes voisines pour donner l'aspect sphère au réseau. De ce fait, la normale à chaque couronne se retrouve avec une colatitude différente de celles des autres, et c'est là toute la différence qui existe entre cette structure et la configuration conique.

Le réseau sphérique se présente donc sous forme de ceintures à diamètre décroissant dans le sens ascendant si on part de la base. La surface du solide porte des pavés rayonnants angulaires. L'hypothèse des sources localement planes est conservée par le biais de courbure assez important.

La structure proposée est constituée de 104 éléments rayonnants répartis sur 06 couronnes. Ces dernières sont séparées par des arcs de longueurs $e = \lambda$, ce qui induit un rayon de courbure constant de 28.648 cm, sachant que la fréquence de travail est de 4 Ghz ($\lambda = 7.5$ cm).

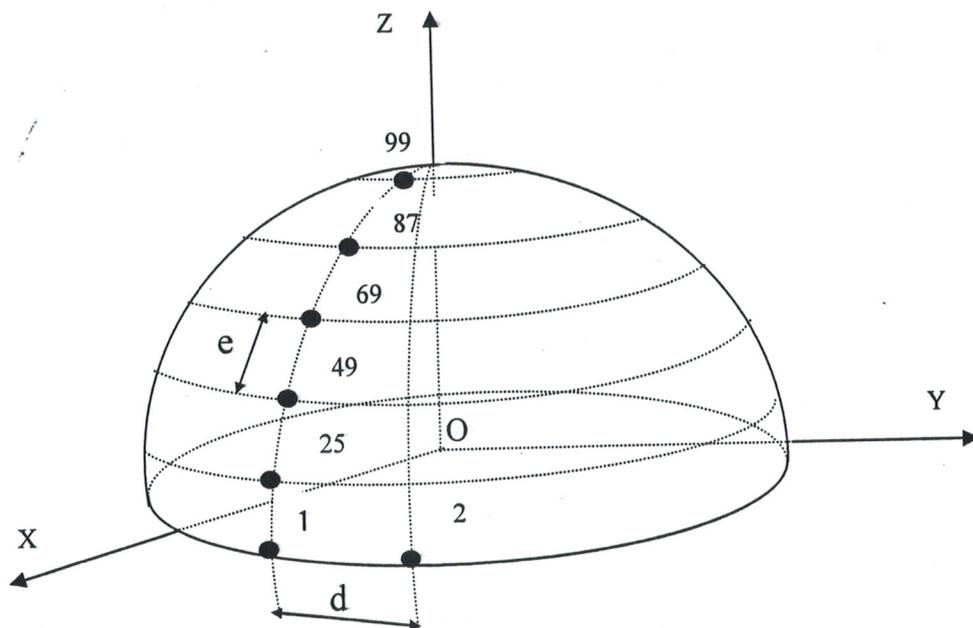


Figure II.30 : Structure hémisphérique à 104 éléments

Cette structure possède l'axe OZ comme axe de révolution. La distance inter-éléments rayonnants varie dans l'intervalle 0.6λ et 0.7λ .

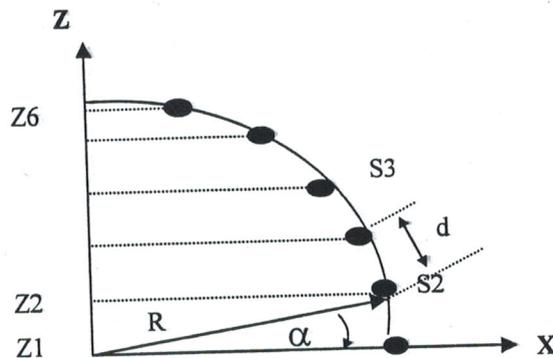


Figure II.31 : vue de coupe du réseau hémisphérique

Les positions, abscisses et ordonnées, des pavés rayonnants de chaque couronne sont calculées de la même façon que pour le cas du réseau cône. Pour ce qui est de la coordonnée Z de la source ainsi que sa normale θ_n , elles restent constantes pour chaque couronne et sont données par les relations :

$$Z_i = R \cdot \sin((i-1)\alpha) ;$$

$$\theta_{ni} = 90^\circ - (NC - IC)\alpha$$

Avec les données suivantes :

- R : rayon de courbure de l'hémisphère = 28.648 cm,
- Nsc : nombre total de sources sur la couronne considérée, il vaut dans le sens ascendant, les valeurs : 24, 20, 18, 12, 6,
- NC : nombre de couronnes, il a la valeur 6,
- i : indice de la source sur sa couronne, compris entre 1 et nsc,
- IC: indice de la couronne dans le sens base-sommet de l'hémisphère, variant entre 1 et NC,
- α : écartement angulaire entre les couronnes = 15° .

Les figures II.32-a et II.32-b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau hémisphérique dans le cas d'une pondération d'alimentation uniforme.

Les figures II.35-a et II.35 -b représentent la caractéristique de rayonnement du réseau hémisphérique dans le cas d'une pondération d'alimentation commutable alternative.

Les figures II.34 et II.37 sont respectivement les représentations en trois dimensions des deux caractéristiques de rayonnement précédentes.

Cas I : Loi de pondération uniforme

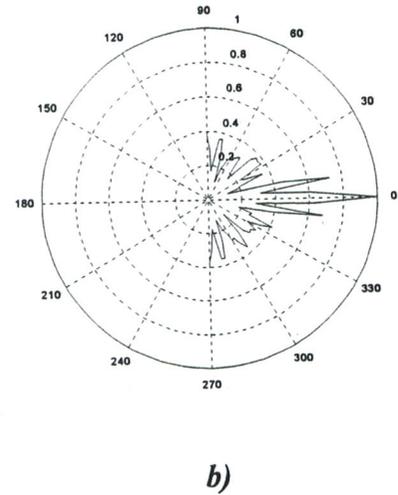
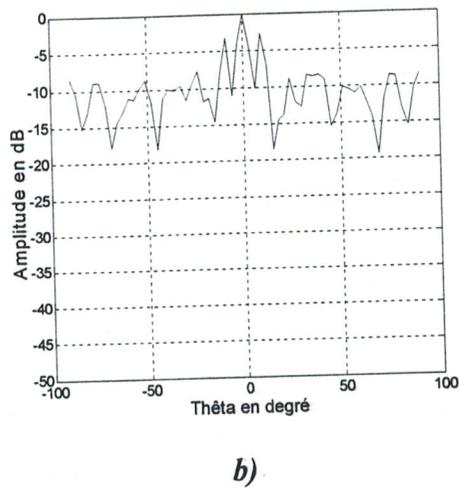
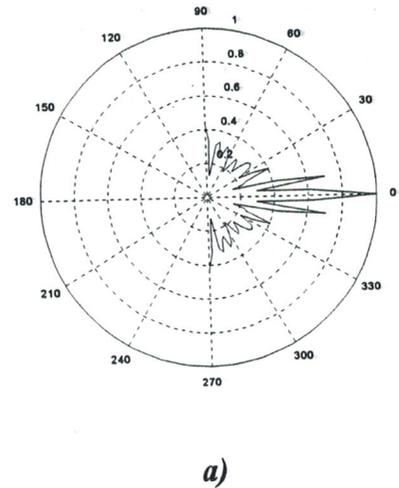
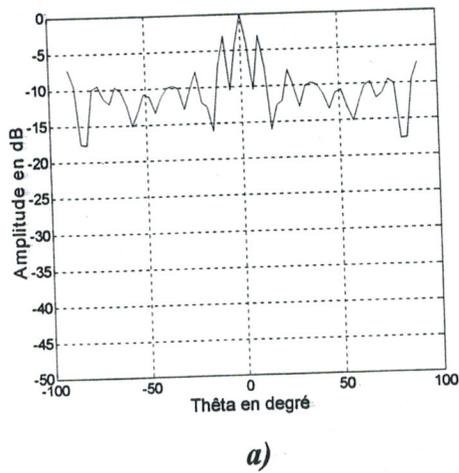


Figure II.32 : Diagramme du réseau sphérique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

Figure II.33 : Diagramme polaire du réseau sphérique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 90^\circ$

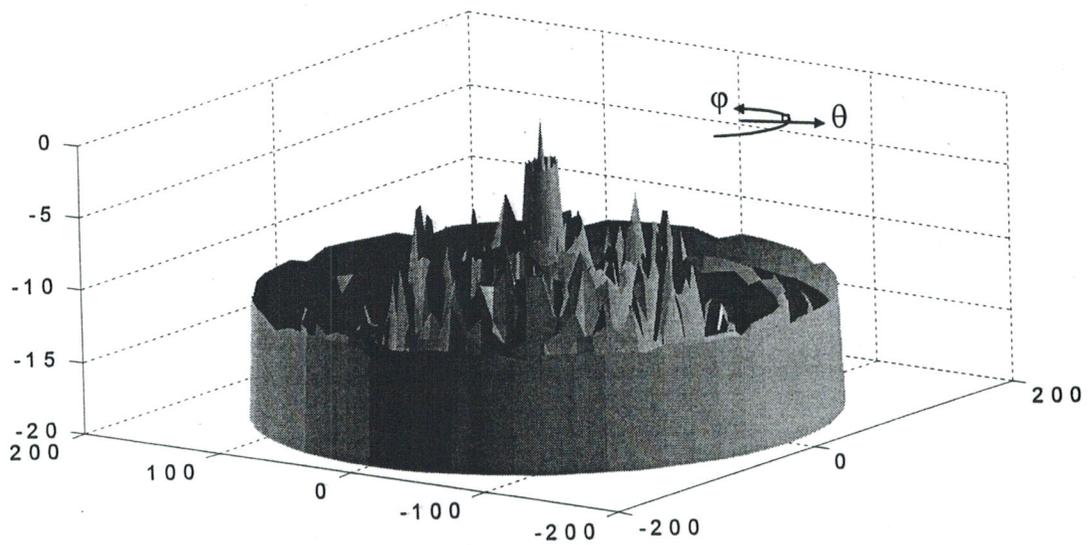


Figure II.34: Diagramme du réseau sphérique en 3D

Cas2 : Loi de pondération commutable alternative

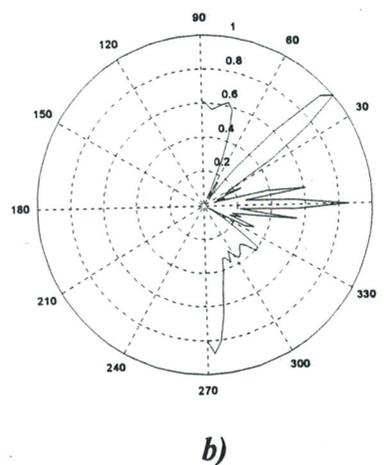
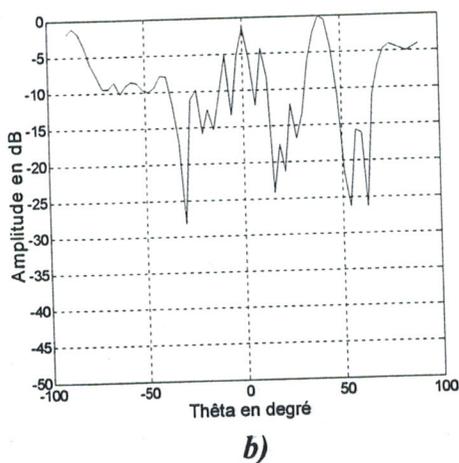
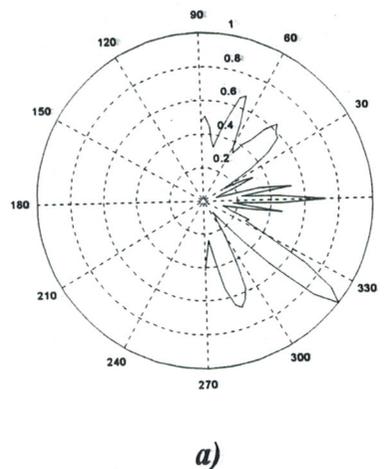
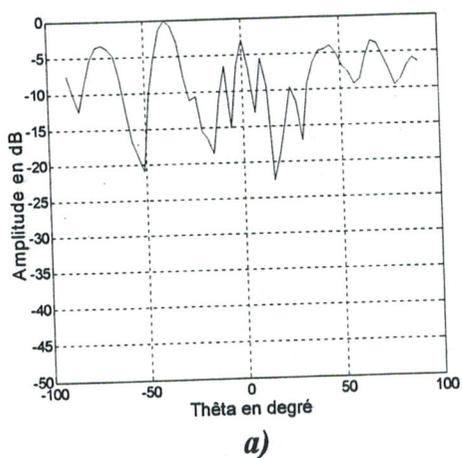


Figure II.35 : Diagramme du réseau sphérique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 60^\circ$

Figure II.36 : Diagramme polaire du réseau sphérique
a) $\varphi = 0^\circ$ b) $\varphi = 60^\circ$

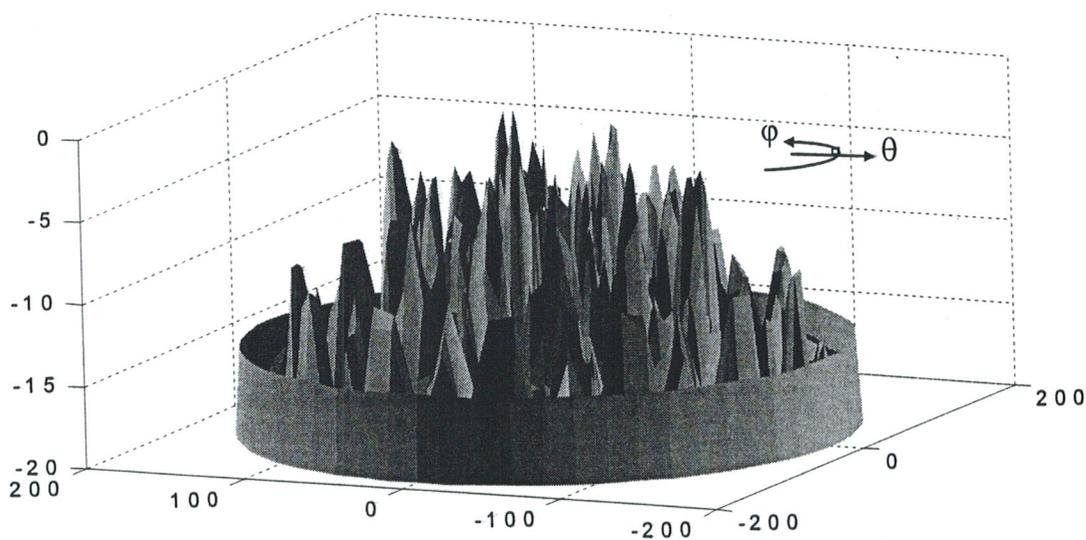


Figure II.37: Diagramme du réseau sphérique en 3D

La dernière simulation consacrée à la structure conformée hémisphérique et par le biais d'une pondération uniforme, a permis une visualisation dans le plan de coupe $\varphi = 90^\circ$ d'une réponse électromagnétique représentée par la figure II.32-a. Cette réponse est bien symétrique à première vue, centrée, tout en ayant un zéro décibel sur la direction centrale $\theta=0^\circ$. Elle est aussi, très directif du point de vue largeur à mi-puissance de son lobe principal qui ne dépasse pas les 5° et pour cause le nombre important des sources et la structure hémisphérique sur laquelle elles sont implantées.

Avec cette configuration, on peut donc très bien concentrer la fraction de puissance dans une direction spatiale privilégiée de choix et la cibler en dépit des autres directions, ce qui est de première nécessité pour des problèmes de localisation spatiale à couverture étroite. Le nombre des lobes d'ambiguïté est modéré, toutefois leur cime a franchit le seuil des -4 dB, ce qui n'est pas très encourageant et fait que la loi de pondération choisie peut causer des problèmes associés à l'utilisation du réseau hémisphérique.

Dans l'autre plan d'observation $\varphi = 30^\circ$ (figure II.32-b) et malgré que le diagramme de rayonnement caractéristique est dissymétrique, le comportement électromagnétique est approximatif à celui repéré dans le cas précédent et les représentations en trois dimensions et polaires sont le meilleur témoin.

Le réseau hémisphérique possède donc, un comportement électromagnétique très directif dans tout l'espace d'observation (figure II.34).

Toujours dans le cadre de l'analyse du réseau hémisphérique, pour l'autre loi commutable et une visualisation dans le plan $\varphi = 0^\circ$, le réseau en question se trouve très sensible. Ce dernier a changé carrément son comportement électromagnétique, ce qui veut dire qu'il faut faire très attention si jamais une source rayonnante tombe en panne.

Le diagramme de rayonnement résultant de la nouvelle loi d'alimentation est dépointé (figure II.35-a) et est centré à quelques degrés près de l'angle en élévation $\theta = +40^\circ$ avec une ouverture à -3 dB atteignant les 10° , ce qui fait que le faisceau est très directif. Le nombre des lobes secondaires est cette fois-ci important et leur niveau dépasse les -5 dB, ce qui constitue une source de gêne.

Les mêmes remarques dites dans le plan $\varphi = 0^\circ$, sont aussi notées dans le diagramme en coupe $\varphi = 60^\circ$ (figure II.35-b).

Nous remarquons aussi que les figures II.36-a et II.36-b de plans de coupe respectifs $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 60^\circ$ présentent une symétrie au niveau des lobes principaux.

En fait appel une dernière fois à l'outil de visualisation en trois dimensions dans cette partie d'analyse (figure II.37), où on remarque le nombre important des lobes d'ambiguïté en

relation directe avec le nombre de sources rayonnantes (104 éléments) plaquées sur la structure conformée hémisphérique.

II.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principaux résultats d'analyse obtenus pour l'ensemble des réseaux conformés étudiés

Les lois virtuelles injectées dans le module d'analyse ont été choisies dans la plupart des cas commutables, afin de se rendre compte essentiellement du comportement électromagnétique des structures conformées dans le cas d'une éventuelle pondération commutable qui sera, rappelons le, une contrainte dans le module de synthèse.

La validation des caractéristiques de rayonnement, propre aux réseaux conformés, est établie par des représentations graphiques cartésiennes et polaires.

Un certain nombre de représentations en 3D ont été proposées à chaque fois, pour visualiser la couverture hémisphérique obtenue grâce à ces antennes. Elles sont également destinées à une illustration des dépointages associés au changement des poids commutables appliqués aux sources.

**METHODES
D'OPTIMISATION**

III.1 Introduction

En général, les algorithmes d'optimisation dans le cadre d'une synthèse de rayonnement d'un réseau d'antennes, cherchent à s'approcher d'un gabarit donné. Afin d'arriver à cet objectif, il est recommandé d'utiliser un algorithme permettant une solution optimale.

Il existe plusieurs algorithmes d'optimisation différents dans leur fonctionnement ainsi que dans leur critère de convergence.

Dans cette partie, nous allons exposer les différentes classes de techniques d'optimisation existantes dans la littérature, tout en détaillant quelques algorithmes. Ce travail rentre dans le cadre de trouver des algorithmes répondants à note contrainte de commutation d'alimentation du réseau d'antennes.

III.2 Définition

Formellement, tout problème d'optimisation sans contraintes peut s'exprimer de la manière suivante : étant donné un ensemble Ω (l'espace de recherche) de configurations 'x' du problème à résoudre et une fonction de coût C, quelle est la configuration x' qui soit de coût minimal ?

$$c(x') = \min \{ c(x) \mid x \in \Omega \} \quad \text{III.1}$$

Cette configuration x' peut ne pas être unique. D'autre part, il est à noter que dans certains problèmes et algorithmes on parlera plutôt de fonction d'énergie (notée E) que de fonction de coût. Notons également qu'un problème de maximisation peut s'exprimer sous la forme d'une minimisation :

$$\max \{ c(x) \mid x \in \Omega \} = - \min \{ -c(x) \mid x \in \Omega \} \quad \text{III.2}$$

Lorsque le problème est formalisé par un ensemble de contraintes, comme notre cas, et que l'ensemble Ω est fini ou dénombrable, mais avec un cardinal ne permettant pas de l'énumérer en temps raisonnable [15], alors le problème d'optimisation est dit combinatoire. Dans ce contexte, résoudre un problème d'optimisation combinatoire consiste donc à trouver la configuration optimale dans le sens de C sur l'ensemble des configurations de Ω satisfaisants les contraintes du problème.

Un grand nombre d'heuristiques, qui produisent des solutions proches de l'optimum, ont été développées pour les problèmes d'optimisation combinatoire difficiles. La plupart d'entre elles, sont conçues spécifiquement pour un type de problème donné. D'autres, au

contraire, désormais appelées "méta heuristiques", sont capables de s'adapter à différents types de problèmes, combinatoires ou mêmes continus [16].

Nous pouvons classer les méthodes en deux catégories. Celles qui permettent de déterminer un minimum local, ces méthodes sont appelées méthodes locales, et celles qui s'efforcent de déterminer un optimum global, ces méthodes sont appelées méthodes de recherche globale.

Ces méthodes ne s'excluent pas mutuellement. Afin d'améliorer les performances d'une recherche, plusieurs auteurs combinent les deux types d'algorithmes. Une recherche globale permet de bien explorer l'espace de recherche ; cette phase est appelée diversification, et une recherche locale permet de bien exploiter une zone prometteuse (susceptible de contenir un minimum global), localisée lors de l'exploration du domaine de recherche ; cette phase est appelée intensification.

Nous présentons dans le paragraphe suivant quelques méthodes classiques d'optimisation locale (la recherche aléatoire et la méthode de la descente). Nous décrivons en suite, trois méta-heuristiques d'optimisation globale: les algorithmes génétiques, le recuit simulé et la méthode de recherche tabou.

III.3 Méthodes classiques d'optimisation locale

Le principe d'une méthode d'optimisation locale est le suivant : à partir d'une solution de départ ' x_0 ', considérée temporairement comme étant la valeur minimale $x(\min)$, on engendre par transformations élémentaires une suite finie de voisins. A chaque fois, on compare le nouveau point généré au précédent.

III.3.1 Recherche aléatoire (méthode de Monte-Carlo)

C'est la plus simple des méthodes stochastiques. Cette méthode consiste à tirer à chaque itération une solution au hasard. La fonction objectif ' f ' est évaluée en ce point. La nouvelle valeur est comparée à la précédente. Si elle est meilleure que la précédente, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante, et le processus continue. Sinon on repart du point précédent et on recommence le procédé, jusqu'à ce que les conditions d'arrêt soient atteintes. L'algorithme est présenté dans la figure III.1.

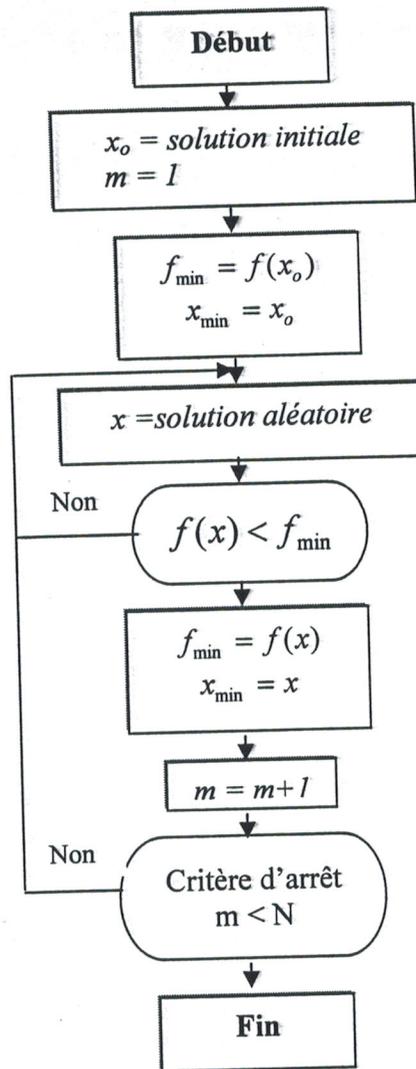


Figure III.1 : Algorithme de la recherche aléatoire

III.3.2 Amélioration itérative (méthode de la descente)

Cette méthode vise à déterminer une solution $s(x)$ dans le voisinage de la solution courante ' x ', telle que $f(s(x)) < f_{min}$ (f_{min} désigne la valeur minimale courante de f). La méthode consiste à engendrer, à chaque itération, un N -échantillon, suivant un procédé aléatoire ou cyclique, ou suivant une loi de distribution uniforme, dans le voisinage de la solution courante ' x '. La fonction objectif ' f ' est évaluée en chaque point de l'échantillon, et la solution x' correspond à la plus petite valeur de ' f ' obtenue,

$$f(x') = f(s(x)) = \min[f(s_l(x))] \quad \text{avec } 1 \leq l \leq N \quad \text{III.3}$$

Cette nouvelle valeur $f(x')$ est comparée à la valeur minimale courante f_{min} . Si elle est meilleure, cette valeur est enregistrée, ainsi que la solution correspondante, et le processus continue. Sinon l'algorithme prend fin et un minimum local est atteint. Cet algorithme est présenté dans la figure III.2. Après avoir atteint un minimum local, cette procédure peut repartir d'un autre point pris au hasard.

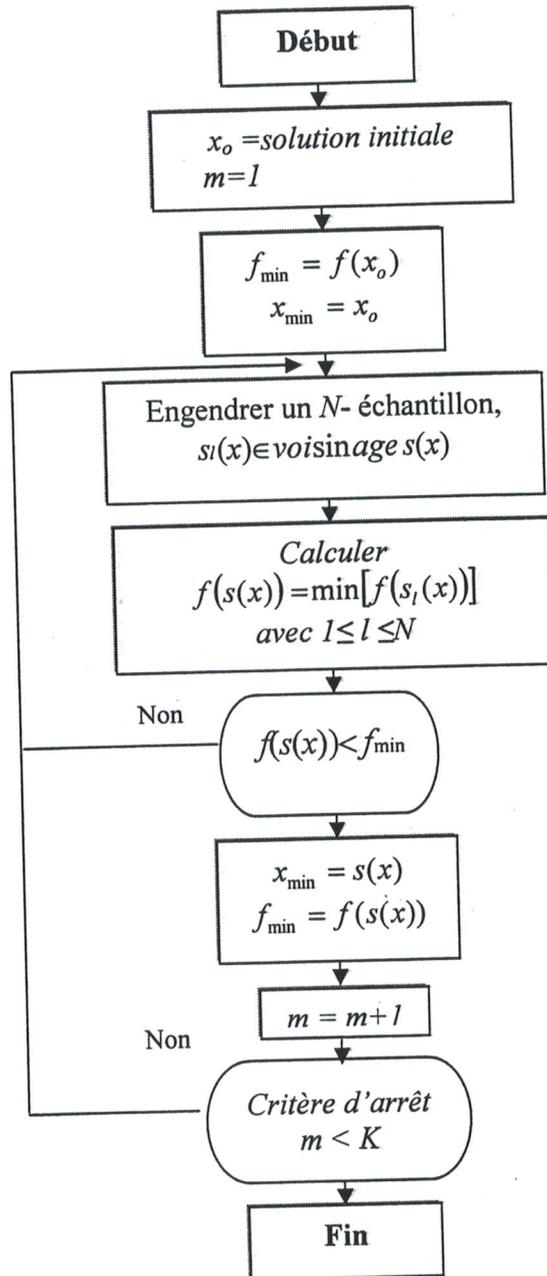


Figure III.2 : Algorithme de la méthode d'amélioration itérative

III.4 Méthodes d'optimisation globale

III.4.1 Classification des méthodes d'optimisation globale

Dans la littérature, les méthodes développées pour résoudre des problèmes d'optimisation globale sont réparties, selon les auteurs, en différentes classes [16]. Pour Goldberg, selon les critères de robustesse, les méthodes d'optimisation sont subdivisées en trois types [17]: les méthodes déterministes, les méthodes énumératives, et les méthodes stochastiques utilisant un processus aléatoire guidé.

- **les méthodes déterministes**, qui n'utilisent aucun concept stochastique, requièrent des hypothèses sur la fonction ' f ' à optimiser, telles que : ' f ' est continue et dérivable en tout point du domaine S des solutions, où ' f ' possède une constante de Lipschitz L , c'est-à-dire :

$$\forall (x_1, x_2) \in X^2, \quad |f(x_1) - f(x_2)| \leq L \|x_1 - x_2\| \quad \text{III.4}$$

Les méthodes déterministes se divisent en deux classes principales : les méthodes d'exploration directe et les méthodes d'exploration indirecte.

Les méthodes indirectes cherchent à atteindre les extrema locaux en résolvant les systèmes d'équations, souvent non linéaires, obtenus en annulant le vecteur gradient de la fonction étudiée. La recherche d'un extremum hypothétique commence par la restriction de l'espace de recherche aux points de pente nulle dans toutes les directions.

Les méthodes d'exploration directes recherchent les optima locaux en se déplaçant dans une direction qui dépend du gradient de la fonction. Pour trouver un minimum local, on peut emprunter la direction de la plus forte pente.

Ces méthodes présentent deux inconvénients majeurs :

- en pratique, un grand nombre de fonctions à optimiser ne sont pas dérivables et souvent même pas continues. Il est difficile de savoir si la fonction ' f ' à étudier satisfait ou non à de telles conditions,
- ces méthodes ne convergent vers l'optimum global que lorsque le point de départ de l'algorithme est proche de cet optimum.

- **les méthodes énumératives**, qui sont de principe simple; dans un espace de recherche fini, ou infini mais discrétisé, un algorithme énumératif évalue la valeur de la fonction à optimiser en chaque point de l'espace solution. L'utilisation d'un tel algorithme est

intéressante lorsque le nombre de points n'est pas très important. Mais en pratique, beaucoup d'espaces de recherche sont trop vastes pour que l'on puisse explorer toutes les solutions une par une et tirer une information utilisable.

Ces méthodes présentent deux inconvénients majeurs :

- elles sont inadaptées aux problèmes de grande dimension,
 - elles ne sont pas guidées par un raisonnement ou un processus intelligent, qui conduit la recherche vers des sous-espaces, susceptible de contenir une bonne solution, sans balayer tout l'espace des solutions.
- **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 ; ces méthodes utilisent un choix aléatoire comme outil pour guider une exploration intelligente de l'espace des solutions.

Ces méthodes présentent un inconvénient majeur :

- on ne peut garantir leur convergence que d'une manière asymptotique (ou pas du tout).

En résumé, les méthodes d'exploration traditionnelles, déterministes ou énumératives, ne sont pas efficaces pour tout type de problème. Lorsqu'on veut résoudre un problème difficile, dès que la dimension du problème est grande, ces méthodes peuvent avoir des temps de calcul déraisonnables, et on a alors recours aux méthodes stochastiques.

III.4.2 Principe d'un algorithme stochastique d'optimisation globale

La plupart des algorithmes stochastiques sont itératifs et comportent trois éléments principaux : un mécanisme de perturbation, un critère d'acceptation et un critère d'arrêt. Ils sont appliqués à partir d'un ou plusieurs points de la fonction objectif, choisis aléatoirement.

- **Perturbation aléatoire**

- Toutes les coordonnées du vecteur solution courant, ou une partie seulement, sont perturbées, plusieurs coordonnées à la fois ou une par une.
- la transformation suit une loi de distribution particulière dans un voisinage du point courant, par exemple une loi de distribution uniforme.

- Le ou les nouveaux points sont générés selon une loi qui dépend des points précédents et/ou des valeurs précédentes de la fonction objectif, ou ne dépend que du point courant.
- **Critère d'acceptation**
 - Le ou les nouveaux points sont acceptés selon une certaine loi de probabilité,
 - Le ou les nouveaux points sont acceptés selon certaines conditions,
 - Le ou les meilleurs points sont conservés pour l'étape suivante,
 - Une recherche locale est effectuée à partir du ou des nouveaux points.
- **Critère d'arrêt**
 - Ils peuvent être liés à la qualité du minimum obtenu :
 - la procédure est arrêtée quand il n'y a plus d'amélioration de la solution après un certain nombre d'itérations,
 - elle s'arrête quand les perturbations ne dépassent plus un certain seuil.
 - Ils peuvent être liés à des coûts de calcul et la procédure s'arrête après :
 - un nombre maximal d'évaluations de la fonction objectif,
 - un nombre d'itérations fixé,
 - un certain temps de calcul fixé.

III.5 Principales métaheuristiques modernes

Parmi les différentes méthodes stochastiques d'optimisation globale, nous allons uniquement nous intéresser aux heuristiques modernes [15]. Le mot heuristique vient du grec *heurein* (découvrir) et qualifie tout ce qui sert à la découverte, à l'invention et à la recherche. Pour l'algorithmique, les heuristiques sont des méthodes qui cherchent à approcher une solution optimale; on les appelle parfois méthodes approchées.

Une heuristique peut être conçue pour résoudre un type de problème donné, ou bien être conçue comme une méthode générale, qui peut être adaptée à divers problèmes d'optimisation. Dans le second cas, elle est désignée sous le terme de métaheuristique.

Les métaheuristiques sont à l'origine dédiées aux problèmes combinatoires [16], où les paramètres ne peuvent prendre que des valeurs discrètes. Par exemple, dans le cas du problème du voyageur de commerce, la permutation de deux villes voisines est un moyen d'engendrer les tournées voisines d'une tournée donnée et la distance entre deux configurations peut être considérée comme le nombre minimal de transformations

élémentaires nécessaires pour passer de l'une à l'autre. Cette distance, ainsi définie, induit une topologie dans l'espace des configurations. Pour l'optimisation d'une fonction continue, ces méthodes d'optimisation peuvent être adaptées moyennant des transformations plus au moins aisées, en inventant une nouvelle topologie. Chaque paramètre doit être discrétisé de façon individuelle. La difficulté majeure réside dans la détermination de la taille optimale du pas de discrétisation et de sa direction (résultant des variables sur lesquelles on agit) [16].

Le choix de la loi de discrétisation est un compromis entre deux situations extrêmes :

- si le pas est trop petit, on n'explore qu'une région limitée de l'espace des configurations, et l'algorithme risque d'être piégé dans un minimum local,
- si le pas est trop grand, la recherche devient quasiment aléatoire.

La meilleure solution peut consister à élaborer une topologie adaptative.

Les heuristiques comportent souvent plusieurs paramètres contrôlant les différents opérateurs et l'influence du ou des processus stochastiques. L'efficacité d'une heuristique dépend du choix de ses paramètres de contrôle. Ce réglage est complexe, surtout quand le nombre de paramètres est élevé et quand la plage de variation de chacun de ces paramètres est étendue. Les différents paramètres sont généralement corrélés, ce qui rend encore plus difficile leur réglage. Enfin pour un jeu de paramètres de contrôle donnés, l'aspect stochastique fait que les résultats varient d'une exécution à l'autre.

III.5.1 Algorithmes génétiques

Les principes fondamentaux de ces algorithmes ont été exposés par Holland [18]. Ces algorithmes s'inspirent du fonctionnement de l'évolution naturelle, notamment la sélection de Darwin, et la procréation selon les règles de Mendel.

La sélection naturelle, que Darwin appelle l'élément propulseur de l'évolution, favorise les individus d'une population qui sont le mieux adaptés à un environnement. La sélection est suivie de la reproduction, réalisée à l'aide de croisements et de mutations au niveau du patrimoine génétique des individus (ou "génotype"), constitué d'un ensemble de gènes. Ainsi deux individus "parents", qui se croisent, transmettent une partie de leur patrimoine génétique à leurs descendants. Le génotype de l'enfant fait que celui-ci est plus au moins bien adapté à l'environnement. S'il est bien adapté, il a une plus grande chance de procréer dans la génération future. Au fur et à mesure des générations, on sélectionne les individus les mieux adaptés, et l'augmentation du nombre des individus bien adaptés fait

évoluer la population entière.

Dans ce chapitre, nous allons présenter d'abord le principe de base des algorithmes génétiques. Le paragraphe suivant sera consacré à la présentation des différents codages. Puis nous décrirons les opérateurs génétiques, avant de rappeler quelques résultats théoriques.

III.5.1.1 Principe de base

Dans les algorithmes génétiques, on essaie de simuler le processus d'évolution d'une population. On part d'une population de N solutions du problème représentées par des individus. Cette population choisie aléatoirement est appelée population parent. Le degré d'adaptation d'un individu à l'environnement est exprimé par la valeur de la fonction coût $f(x)$, où ' x ' est la solution que l'individu représente. On dit qu'un individu est d'autant mieux adapté à son environnement, que le coût de la solution qu'il représente est plus faible. Au sein de cette population, intervient alors la sélection au hasard d'un ou deux parents, qui produisent une nouvelle solution, à travers les opérateurs génétiques, tels que le croisement et la mutation. La nouvelle population, obtenue par le choix de N individus parmi les populations parent et enfant, est appelée génération suivante. En itérant ce processus, on produit une population plus riche en individus mieux adaptés. La figure III.3, présente le principe d'un algorithme génétique de base.

Cet algorithme comporte trois phases distinctes :

- la production de la population d'individus la mieux adaptée pour contribuer à la reproduction de la génération suivante (version artificielle de la sélection naturelle),
- la phase de reproduction, qui exploite les opérateurs de croisement et de mutation,
- la stratégie de remplacement des populations parent et enfant par la génération suivante, qui pourra être mise en œuvre sous plusieurs formes.

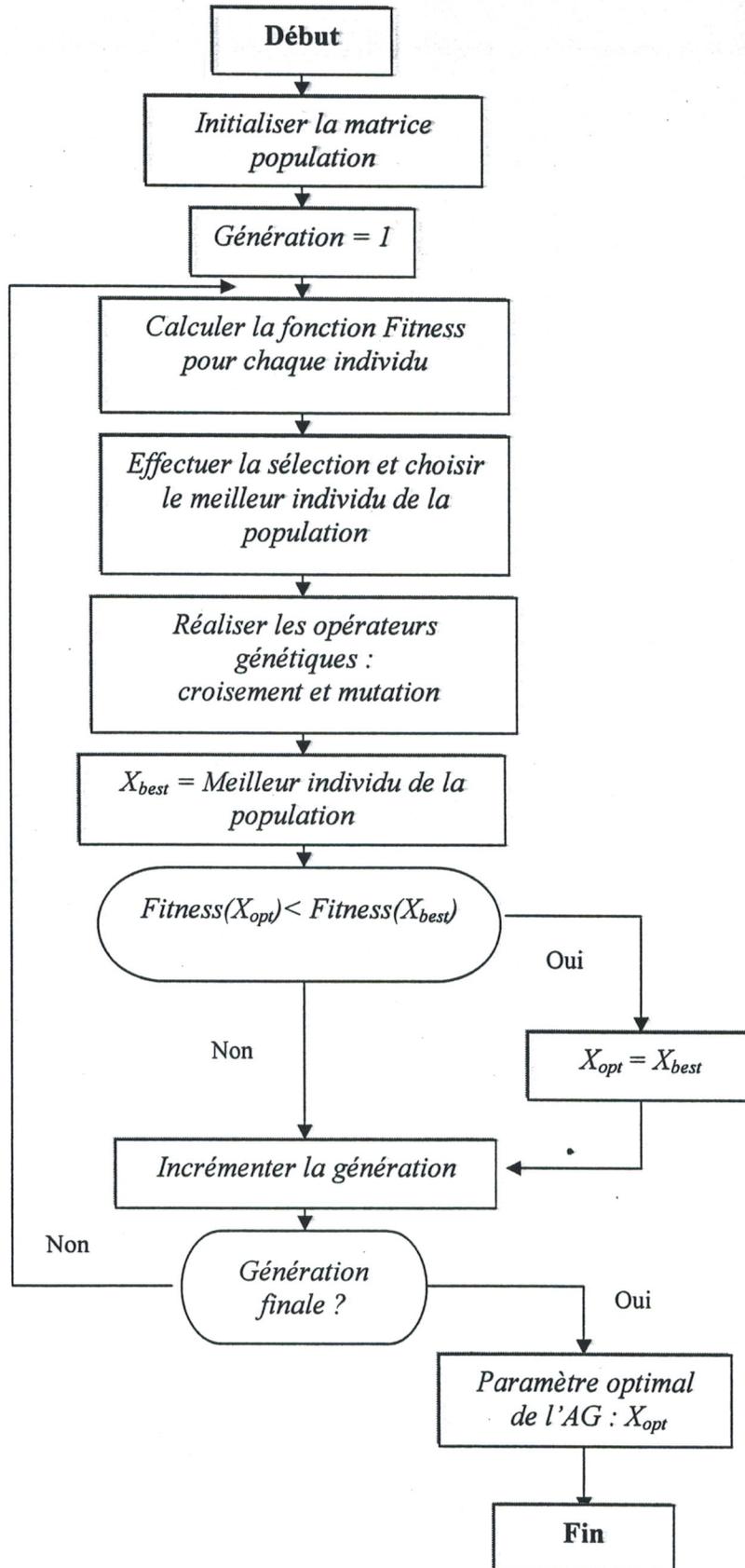


Figure III.3 : Algorithme génétique simple

III.5.1.2 Codage

Plusieurs codes d'informations sont utilisés. Les plus fréquemment utilisés sont le code binaire naturel et le code binaire de Gray. Plus récemment le codage réel a fait son apparition.

- **Codage binaire :**

Ce codage consiste, pour un individu donné, à concaténer toutes ses variables codées en binaire. La chaîne binaire 1000| 0110| 1101, par exemple, correspond à un individu défini par 3 variables (8, 6, 13) en codage binaire naturel sur 4 bits chacune. Ce codage binaire présente plusieurs avantages : alphabet minimum, facilité de mise en place d'opérateurs génétiques et existence de résultats théoriques [17]. Néanmoins, ce codage présente trois inconvénients majeurs :

- les performances de l'algorithme sont diminuées lorsque la longueur de la chaîne augmente,
- deux nombres décimaux voisins (exemples : 7 et 8) peuvent être éloignés dans le codage binaire naturel (1000 et 0111) : falaise de Hamming. Ce problème peut être réglé en remplaçant le code binaire naturel par le code binaire de Gray.
- la dissymétrie entre le 0 (plus fréquent) et le 1.

- **Codage réel :**

Ce codage consiste simplement à la concaténation des variables x_i d'un individu 'x'. Si en prend l'exemple d'un individu x (25, 31, 8) codé par 25 | 31 | 8. Ce codage présente des avantages majeurs. Il est plus précis que le codage binaire et l'espace de recherche est le même que l'espace du problème. Il a le mérite d'être simple à utiliser, l'évaluation de la fonction coût est plus rapide. Le codage réel évite de faire le transcodage du binaire naturel ou de Gray vers les réels à chaque évaluation. Néanmoins, il possède deux inconvénients, son alphabet est infini, et il a besoin d'opérateurs appropriés.

III.5.1.3 Détermination de la fonction qualité (Fitness)

On détermine la population d'individus les mieux adaptés. On calcule la qualité de chaque individu de la population pour déterminer sa probabilité de sélection. Plus la qualité est élevée, mieux l'individu est adapté. On obtient cette qualité à partir de la fonction de coût 'f' par une transformation telle que :

$$Fitness(x) = f_{max} - f(x)$$

III.5

f_{max} , devra être choisie de manière à ce que la valeur de *Fitness*, appelée aussi *Qualité(x)*, reste toujours positive.

III.5.1.4 Opérateurs de reproduction

La phase de reproduction exploite principalement deux opérateurs : le croisement et la mutation. Elle comporte aussi l'opération de sélection et l'opération de production de la génération suivante, à partir des populations parent et enfant.

- **Sélection :**

La sélection consiste à choisir les paires d'individus qui vont participer à la reproduction de la population future. La fonction de sélection détermine une probabilité de sélection pour chaque individu, en fonction de sa qualité et de la qualité de tous les autres individus dans la population.

Il existe différentes solutions pour sélectionner les individus. Voici une liste des techniques les plus répandues :

- a - Sélection par tournoie

Deux individus choisis au hasard se combattent grâce à leur valeur d'adaptation. Le plus adapté l'emporte avec une certaine probabilité qui permet de réduire la pression de sélection. Le vainqueur fera partie de la prochaine génération. Certains individus pourront combattre plusieurs fois et seront donc copiés plusieurs fois, ce qui favorise la pérennité de leurs gènes

- b- Roulette de casino

C'est la méthode classique, elle est utilisée dans la majorité des applications. Les individus sont sélectionnés selon leur indice (*Fitness*). Plus leur indice est élevé, plus ils ont des chances d'être sélectionnés. Imaginons une roulette de casino où sont placés tous les individus de la population. Ils ont une part plus ou moins importante de la roulette suivant leur fitness. Les meilleurs individus ont donc plus de chance d'être sélectionnés quand la roue tournera.

- c- Elitisme

Les individus sont triés selon leur fonction d'adaptation. Seule la moitié supérieure de la population (celle qui correspond aux meilleurs individus) est sélectionnée, dans le cas d'un élitisme de $N/2$. Cette méthode peut induire une convergence prématurée de la population à cause d'une pression de sélection trop forte. En effet, les gènes éliminés en même tant que les

individus les plus faibles peuvent être intéressants et donner des résultats par croisement ou mutation.

• **Croisement :**

Le principal opérateur agissant sur la population de parents est le croisement, qui est appliqué avec une certaine probabilité, appelée taux de croisement P_c (typiquement proche de l'unité). Le croisement consiste à choisir deux individus représentés par leurs chaînes de gènes, tirés au hasard dans la population courante, et à définir aléatoirement un ou plusieurs points de croisement. Les nouvelles chaînes sont alors créées en échangeant les différentes parties de chaque chaîne. La figure III.4, montre une telle opération sur deux individus représentés par leurs chaînes codées sur 14 bits, en un seul et double point de croisement. Cet opérateur permet de bien explorer le domaine de variation des individus, et de diriger la recherche vers des régions intéressantes de l'espace d'étude en utilisant la connaissance déjà présente dans la population courante.

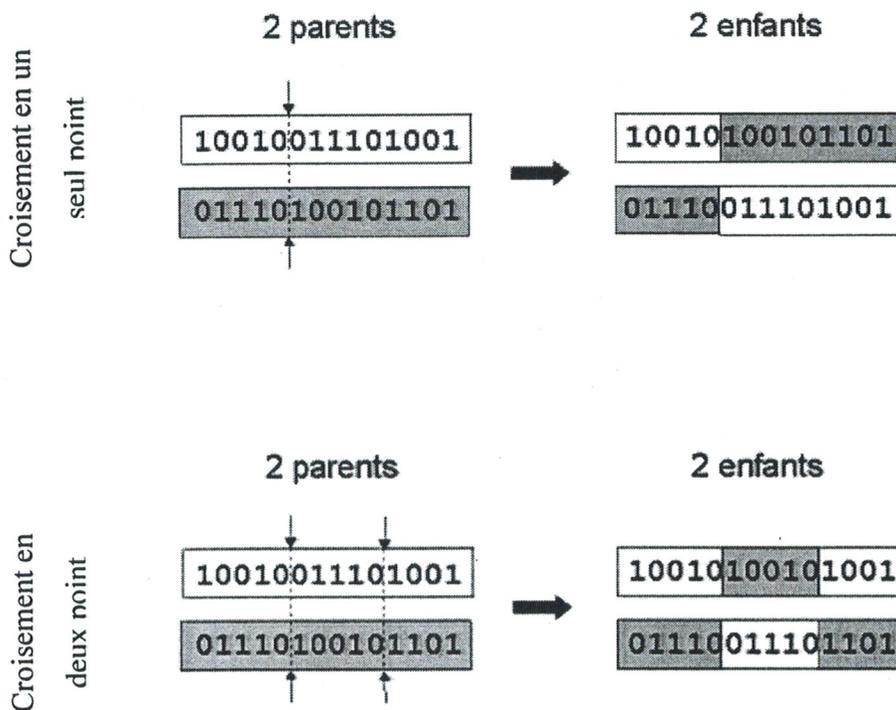


Figure III.4 : Opération de Croisement

- **Mutation :**

L'opération de mutation protège les algorithmes génétiques des pertes prématurées d'informations pertinentes. Elle permet d'introduire une certaine information dans la population, qui a pu être perdue lors de l'opération de croisement. Ainsi elle participe au maintien de la diversité, utile à une bonne exploration du domaine de recherche. L'opérateur de mutation s'applique avec une certaine probabilité, appelée taux de mutation P_m , typiquement compris entre 0.05 et 0.10. Ce faible taux de mutation permet de dire que la mutation est considérée comme un mécanisme d'adaptation secondaire pour les algorithmes génétiques. Dans le codage binaire, la mutation consiste à changer un bit 1 par le bit 0 et *vice versa*, pour chaque bit de la chaîne, avec la probabilité P_m . La figure III.5, représente l'opération de mutation pour un individu représenté par une chaîne binaire codée sur 14 bits. Une autre façon de faire consiste à choisir un individu à muter avec la probabilité P_m , et à changer un bit de cet individu choisi au hasard. Cette seconde méthode est plus intéressante, car la probabilité de mutation P_m est indépendante de la longueur du codage des variables des individus.

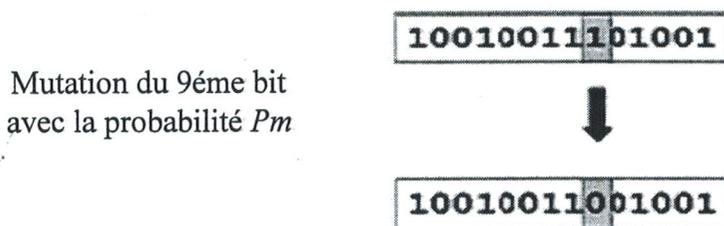


Figure III.5: Opération de mutation

L'algorithme génétique fait évoluer une population. La sélection réduit la diversité de la population, tandis que les opérateurs génétiques, croisement et mutation, augmentent cette diversité.

III.5.2 Méthode du recuit simulé

Le recuit simulé [19], trouve ses origines dans la thermodynamique. Cette méthode est issue d'une analogie entre le phénomène physique de refroidissement lent d'un corps en fusion, qui le conduit à un état solide, de basse énergie. Il faut abaisser lentement la température, en marquant des paliers suffisamment longs pour que le corps atteigne

l'équilibre thermodynamique à chaque palier de température. Pour les matériaux, cette basse énergie se manifeste par l'obtention d'une structure régulière, comme dans les cristaux et l'acier.

L'analogie exploitée par le recuit simulé consiste à considérer une fonction ' f ' à minimiser comme fonction d'énergie, et une solution ' x ' peut être considérée comme un état donné de la matière dont $f(x)$ est l'énergie. Le recuit simulé exploite généralement le critère défini par l'algorithme de Metropolis [20] pour l'acceptation d'une solution obtenue par perturbation de la solution courante.

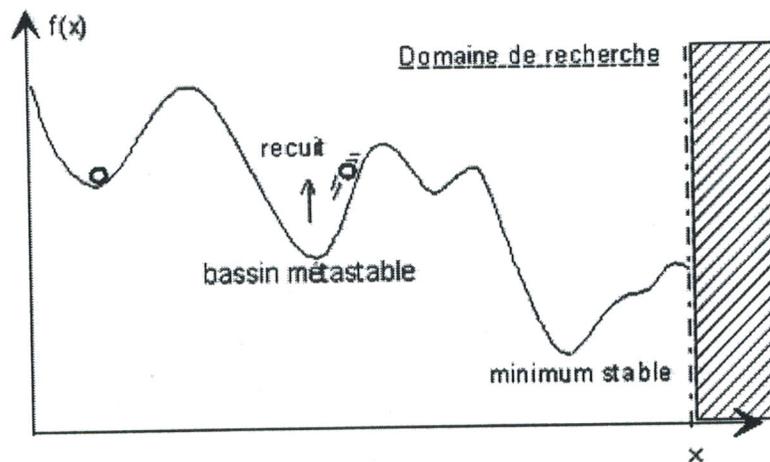


Figure III-6 : Parcours de l'espace de recherche avec le recuit simulé

Pour une "température" T donnée, à partir d'une solution courante ' x ', on considère une transformation élémentaire qui changerait ' x ' en $s(x)$. Si cette perturbation induit une diminution de la valeur de la fonction objectif ' f ', $\Delta f = f(s(x)) - f(x) < 0$, elle est acceptée. Dans le cas contraire, si $\Delta f = f(s(x)) - f(x) \geq 0$, la perturbation est acceptée tout de même avec une probabilité $p = \exp\left(\frac{-\Delta f}{T}\right)$. L'algorithme est présenté dans la figure III.7.

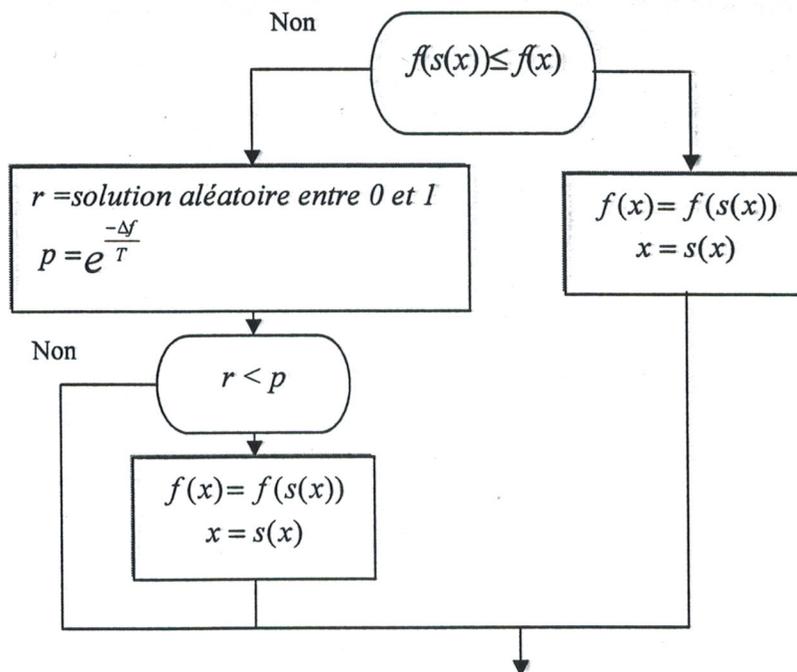


Figure III.7 : La règle de Métropolis

L'efficacité du recuit simulé dépend fortement du choix de ses paramètres de contrôle, dont le réglage reste très empirique. Nous présentons dans la figure III.8, l'algorithme du recuit simulé.

Les principaux paramètres de contrôle sont les suivants :

- la valeur initiale de la température,
- la fonction de décroissance de la température,
- le critère de changement de palier de température,
- les critères d'arrêt.

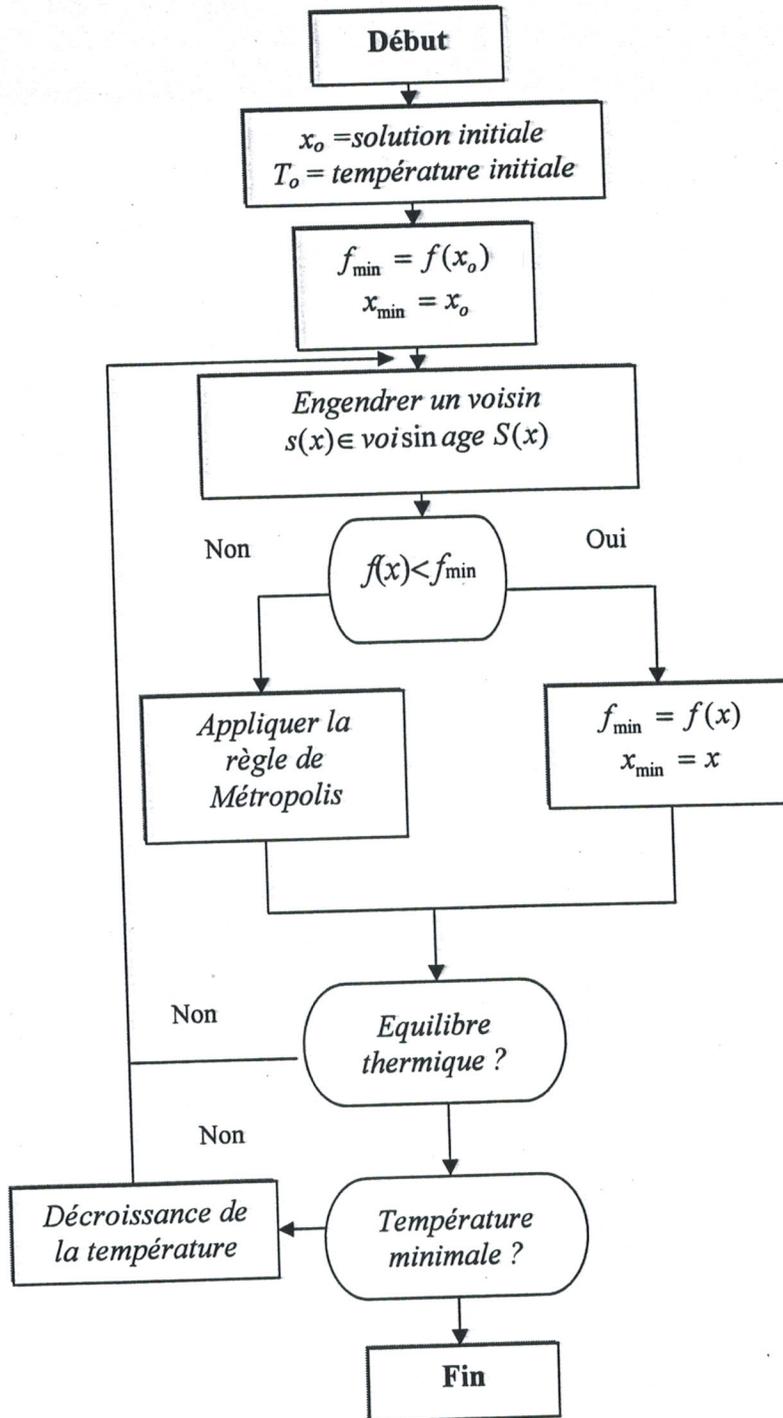


Figure III.8 : Algorithme du recuit simulé

• **Caractéristiques du Recuit Simulé :**

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 [15]. 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 pour tester le maximum de configurations pour être sûr d'obtenir le minimum global. Aussi, la température initiale doit être suffisamment élevée pour que la descente en température soit aussi lente que possible.

La température initiale : 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.

Pour le calcul de la température de départ, plusieurs méthodes ont été proposées. Une des méthodes, est basée sur l'observation de la variation moyenne de la fonction ' f '. A partir d'une solution initiale x_0 on génère, par transformations élémentaires aléatoires, un certain nombre de solutions x'_0 (environ 50 à 100) telles que $f(x'_0) > f(x_0)$, et on calcule la variation moyenne $|\Delta f|_{init}$. Une température initiale T_{init} est calculée de façon à accepter au départ une certaine proportion P_{init} de mouvements dégradant la fonction ' f '. Pour une température initiale "moyenne", la valeur de P_{init} est de 0.5. La valeur de T_{init} est déduite de la formule suivante :

$$P_{init} = \exp \frac{-|\Delta f|_{init}}{T_{init}} \quad \text{III.6}$$

D'après [15], T_0 doit être choisie de sorte que la probabilité d'acceptation de la plus mauvaise solution soit environ 80% (i.e. $Pr=0.08$), ensuite l'utilisateur doit fixer l'accroissement maximal acceptable de la fonction objectif, noté Δf^+ , pour déduire la valeur T_0 . On obtient alors la relation suivante :

$$T_0 = \frac{\Delta f^+}{\ln(Pr)} \quad \text{III.7}$$

Décroissance de la température : le changement de température T_k vers T_{k+1} est fait par le moyen d'une fonction décroissante. Les fonctions les plus couramment rencontrées dans la littérature sont les fonctions linéaires, discrètes et exponentielles.

Type	Fonctions	paramètres
Linéaire	$T_{k+1} = \alpha * T_k$	$\alpha \leq 1$ (typ. 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	$T_{k+1} = T_k \cdot \exp\left(\frac{-\lambda T_k}{\sigma k}\right)$ avec : $0 \leq \frac{T_{k+1}}{T_k} \leq m$	σk : écart-type des coûts des configurations acceptées sous la température T_k , m : paramètre de réglage fixé par l'utilisateur.

Tableau III.2 : Lois de décroissance de température les plus utilisées

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

En pratique, il n'est pas toujours possible de connaître a 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 peut être vu comme un algorithme, progressant par palier de température à l'intérieur duquel un ensemble de configurations est généré et testé.

III.5.3 Méthode de Recherche Tabou

La recherche tabou « *RT* » est une métaheuristique originalement développée par Glover et indépendamment par Hansen [15], sous l'appellation de "steepest ascent mildest descent". Elle est basée sur des idées simples, mais elle est néanmoins très efficace. Cette

méthode combine une procédure de recherche locale avec un certain nombre de règles et de mécanismes permettant à celle-ci de surmonter l'obstacle des optima locaux [16]. Elle a été appliquée avec succès pour résoudre de nombreux problèmes difficiles d'optimisation combinatoire.

III.5.3.1 Principe de base

Dans une première phase, la méthode de recherche tabou peut être vue comme une généralisation des méthodes d'amélioration locales. En effet, en partant d'une solution quelconque ' x ' appartenant à l'ensemble de solutions ' X ', on se déplace vers une solution $s(x)$ située dans le voisinage $[S(x)]$ de x . Donc l'algorithme explore itérativement l'espace de solutions ' X '. Afin de choisir le meilleur voisin $s(x)$ dans $S(x)$, l'algorithme évalue la fonction objectif ' f ' en chaque point $s(x)$, et retient le voisin qui améliore la valeur de la fonction objectif ' f ', ou au pire celui qui la dégrade le moins.

L'originalité de la méthode de recherche tabou, par rapport aux méthodes locales, qui s'arrêtent dès qu'il n'y a plus de voisin $s(x)$ permettant d'améliorer la valeur de la fonction objectif ' f ', réside dans le fait que l'on retient le meilleur voisin, même si celui-ci est plus mauvais que la solution d'où l'on vient. Ce critère autorisant les dégradations de la fonction objectif évite à l'algorithme d'être piégé dans un minimum local. Mais, il induit un risque de cyclage. En effet, lorsque l'algorithme a quitté un minimum quelconque par acceptation de la dégradation de la fonction objectif, il peut revenir sur ses pas, à l'itération suivante.

Pour régler ce problème, l'algorithme a besoin d'une mémoire pour conserver pendant un moment la trace des dernières meilleures solutions déjà visitées. Ces solutions sont déclarées tabou, d'où le nom de la méthode. Elles sont stockées dans une liste de longueur L donnée, appelée liste tabou. Une nouvelle solution n'est acceptée que si elle n'appartient pas à cette liste tabou. Ce critère d'acceptation d'une nouvelle solution évite le cyclage de l'algorithme, durant la visite d'un nombre de solutions au moins égal à la longueur de la liste tabou, et il dirige l'exploration de la méthode vers des régions du domaine de solutions non encore visitées. L'algorithme tabou classique est présenté dans la figure III.9.

La liste tabou est généralement gérée comme une liste circulaire : on élimine à chaque itération la solution tabou la plus ancienne, en la remplaçant par la nouvelle solution retenue. Mais le codage d'une telle liste est encombrant, car il faudrait garder en mémoire tous les éléments qui définissent une solution. Pour pallier cette contrainte, on remplace la liste tabou

de solutions interdites par une liste de transformations interdites, en interdisant la transformation inverse d'une transformation faite récemment.

III.5.3.2 Critère d'aspiration

Le remplacement de la liste tabou des solutions visitées par la liste des transformations élémentaires $\{x, s(x)\}$ conduit non seulement à l'interdiction de revenir vers des solutions précédentes (on évite le cyclage court), mais aussi vers un ensemble de solutions dont plusieurs peuvent ne pas avoir été visitées jusqu'ici. Il est donc primordial de corriger ce défaut et de trouver un moyen de lever l'interdiction de l'acceptation d'une transformation élémentaire $\{x, s(x)\}$ déjà effectuée (donc appartenant à la liste tabou), sous un certain critère, appelé critère d'aspiration. Cette correction permet aussi de revenir à une solution déjà visitée et de redémarrer la recherche dans une autre direction.

Le critère d'aspiration le plus simple et le plus couramment utilisé consiste à tester si la solution produite de statut tabou présente un coût inférieur à celui de la meilleure solution trouvée jusqu'à présent. Si cette situation se produit, le statut tabou de la solution est levé. Ce critère est évidemment très sévère, il ne devrait pas être vérifié très souvent, donc il apporte peu de changements à la méthode. D'autres critères d'aspiration plus complexes peuvent être envisagés. L'inconvénient de recourir trop souvent à l'aspiration est qu'elle peut détruire, dans une certaine mesure, la protection offerte par la liste tabou vis-à-vis du cyclage. Notons que, dans le cas d'une liste tabou de solutions, le concept de critère d'aspiration n'est pas intéressant. Toute annulation du statut tabou d'une solution se trouvant dans la liste tabou pourrait conduire l'algorithme au cyclage.

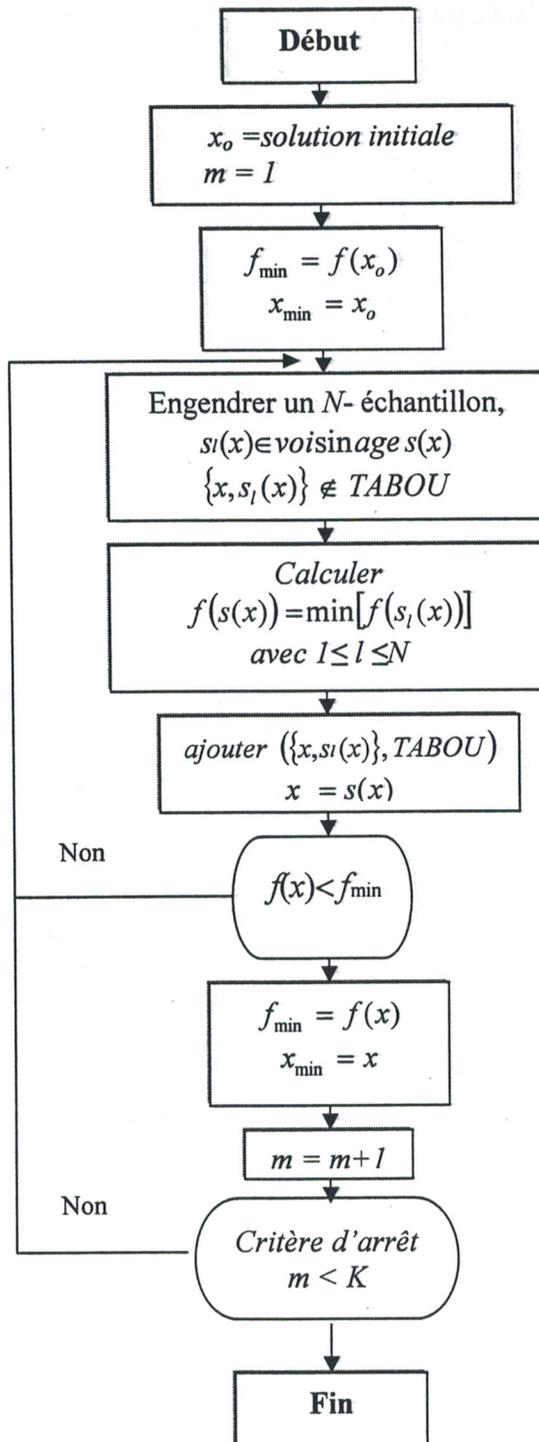


Figure III-9: Algorithme de recherche Tabou

III.5.3.3 Intensification

L'intensification consiste à approfondir la recherche dans certaines régions du domaine, identifiées comme susceptibles de contenir un optimum global. Cette intensification est appliquée périodiquement, et pour une durée limitée. Pour mieux intensifier la recherche dans une zone bien localisée, plusieurs stratégies sont proposées dans la littérature.

La plus simple consiste à retourner l'une des meilleures solutions trouvées jusqu'à présent, puis de reprendre la recherche à partir de cette solution, en réduisant la longueur de la liste tabou pour un nombre limité d'itérations. Dans ce cas, on adapte la procédure de recherche tabou, en élargissant le voisinage de la solution courante (en augmentant la taille de l'échantillon $S(x)$), tout en diminuant le pas des transformations. On peut aussi remplacer simplement l'heuristique tabou par une autre méthode plus puissante, ou mieux adaptée, pour une recherche locale.

III.5.3.4 Diversification

La diversification permet à l'algorithme de bien explorer l'espace des solutions, d'éviter que le processus de recherche ne soit trop localisé et de laisser de grandes régions du domaine totalement inexplorees. La plus simple des stratégies de diversification, consiste à interrompre périodiquement l'acheminement normal de la procédure tabou, et à la faire redémarrer à partir d'une autre solution, choisie aléatoirement, ou "intelligemment". Une autre méthode consiste à biaiser la fonction d'évaluation f' , en introduisant un terme qui pénalise les transformations effectuées fréquemment, afin de favoriser des transformations nouvelles. Ce type de stratégie de diversification peut être utilisé de façon continue, sans interrompre la procédure de recherche tabou.

En résumé, nous dirons que la diversification et l'intensification sont des concepts complémentaires, qui enrichissent la méthode de recherche tabou et la rendent plus robuste et plus efficace.

**SYNTHESE DE RESEAUX
CONFORMES À ALIMENTATION
COMMUTABLE**

IV.1 Introduction

La synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources n'est pas un problème nouveau en électromagnétisme. Quelques premiers articles traitant du sujet ont été déjà relevés dans les années quarante. Les premières réalisations pratiques ont, quand à elles, vu le jour dans les années cinquante.

L'intérêt de l'utilisation de réseaux, plutôt que d'une seule source est que l'élément isolé possède un rayonnement figé dans l'espace (sauf s'il tourne mécaniquement). En disposant de plusieurs sources dans l'espace et en pondérant chacun des éléments, on peut jouer sur les retards entre les signaux émis par les différentes sources pour obtenir une répartition spatiale de la puissance rayonnée variable avec la loi de pondération. Nous pouvons même en contrôlant la loi de pondération du réseau, orienter le maximum du rayonnement vers un angle choisi. En changeant l'orientation de ce maximum, on effectue un balayage de l'espace sans faire tourner le réseau mécaniquement.

L'objet de ce travail est l'étude du phénomène de rayonnement du réseau lorsque les sources sont pondérées, en particulier comment choisir une loi de pondérations d'alimentation commutable pour que la répartition spatiale de la puissance rayonnée par le réseau considéré satisfasse à des contraintes fixées, par le procédé d'un algorithme d'optimisation stochastique.

Un algorithme de synthèse d'antennes imprimées intégrées dans des structures complexes telles que les réseaux conformés est fort utile pour prévoir le diagramme de rayonnement de celles-ci. En effet, le diagramme de rayonnement est fortement influencé par la loi d'excitation des sources rayonnantes. La seule façon d'aborder ce problème de synthèse avec une solution optimale est d'utiliser des techniques stochastiques.

A partir de la formulation indirecte du problème de synthèse, nous proposons dans ce chapitre des techniques de résolution à base d'algorithmes stochastiques capables d'optimiser les réseaux d'antennes par action sur les poids de pondération d'alimentation. Ces techniques prévoient la minimisation d'une fonctionnelle construite à partir des données relatives au problème de synthèse du réseau d'antennes à alimentation commutable.

La synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes, dans notre cas, consiste à trouver les excitations commutables pour que la fonction caractéristique du motif de rayonnement réponde à des spécifications précises, souvent décrites par un gabarit.

IV.2 Importance du choix des poids d'alimentation comme paramètre de synthèse

Dans le domaine des réseaux d'antennes, le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et/ou de la répartition spatiale des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de directivité aussi proche que possible d'un diagramme désiré optimal spécifié à partir d'un gabarit. Le but de cette optimisation est donc de rechercher la combinaison optimale de ces différents paramètres afin que le réseau réponde aux besoins de l'utilisateur et selon un cahier des charges précis.

Dans ce domaine, de nombreux outils 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.

On peut donner deux raisons pour lesquelles, nous avons choisi de ne considérer que les poids comme paramètre de synthèse :

raison technologique : souvent, la géométrie du réseau est fixée ou imposée, donc on suppose à priori la distance inter-sources donnée.

raison de complexité dans la méthode de synthèse : le paramètre distance entre la source et l'origine intervient dans le terme de déphasage, et plus particulièrement comme argument d'une exponentielle complexe. Au contraire le paramètre pondération apparaît dans le diagramme de rayonnement de façon linéaire.

Intérêts de la commutation des poids de pondération:

Les intérêts de ce type de synthèse sont multiples, à savoir :

- La simplification du système d'alimentation par la mise en hors service de certains éléments rayonnants tout en gardant les autres éléments en service,
- Conserver le motif de rayonnement malgré la défaillance d'un certain nombre d'éléments en cherchant une autre loi qui exclue ces derniers en les forçant à priori à '0' « inactifs »,
- Réagir, plus ou moins, face au problème de couplage inter-éléments,
- Meilleure répartition d'énergie entre sources,
- L'application d'une phase commune générée par un seul déphaseur à l'ensemble des sources rayonnantes.

IV.3 Spécifications du gabarit

Nous cherchons à synthétiser le diagramme de rayonnement du réseau conformé d'antennes à N_s éléments rayonnants, c'est à dire que le module au carré de la fonction complexe [5-6] :

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N_s} a_n e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (\vec{o}\vec{m}_n \vec{u})} E_n(\theta, \varphi) \quad \text{IV.1}$$

qui représente la puissance émise loin de la source reste dans un gabarit fixé par l'utilisateur sur l'horizon.

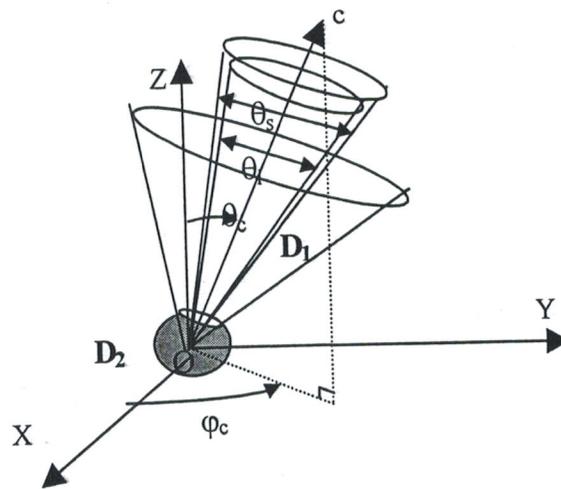


Figure IV.1 : Spécifications du gabarit dans l'espace.

Le gabarit est géométriquement doté de deux niveaux : bas et haut qui doivent piéger les caractéristiques de rayonnement. Il est représenté par la figure IV.2 et est défini par :

- La direction de pointage repérée par les deux angles θ et φ ,
- Les amplitudes du lobe principal et des lobes secondaires,
- La largeur min et max du lobe principal.

On définit de plus une grandeur qu'on appelle $\Delta\theta$ qui correspond à un intervalle de gisement dans lequel la fonction $f(\theta, \varphi)$ passe de la zone des lobes secondaires à la zone du lobe principal.

Toutes les grandeurs servant à définir le gabarit de puissance, dans un plan de coupe, sont résumées dans la figure ci-dessous, où on a tracé le gabarit en décibel.

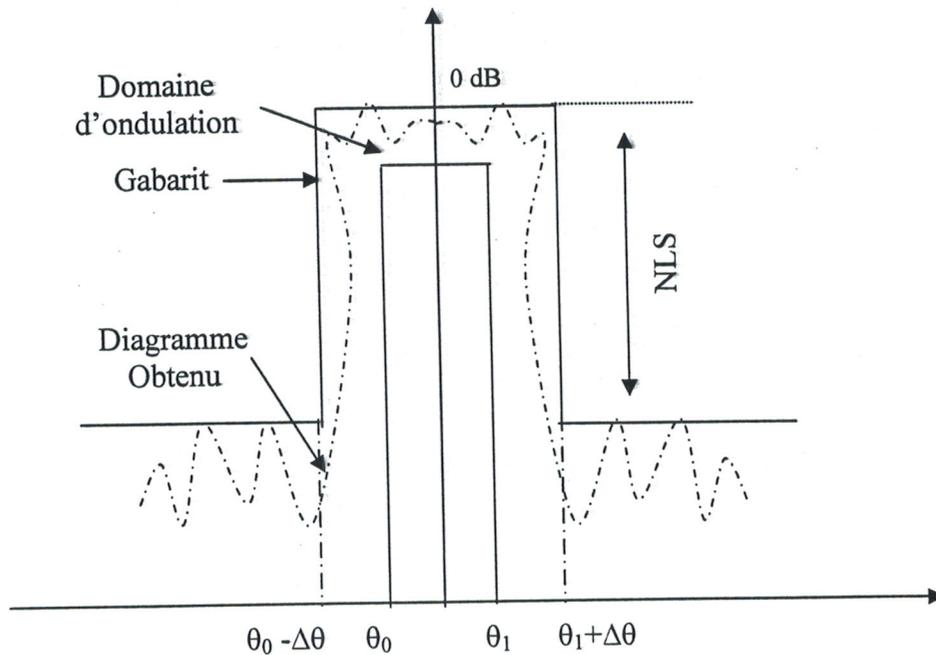


Figure IV.2 : Gabarit sur l'horizon caractérisant le diagramme désiré

IV.4 Contraintes du gabarit

Les problèmes envisagés dans la synthèse sont du type : trouver le vecteur de pondération commutable a_n satisfaisant un certain nombre de contraintes, ou dans le cas restreint, trouver le vecteur a_n dont la distance aux contraintes est la plus petite possible (minimisation d'une fonction de coût).

Dans cette partie, on se limitera aux deux contraintes suivantes :

- **Largeur du lobe principal fixe** : on rappelle que cette dernière est définie par la valeur des paramètres θ et φ pour laquelle la fonction caractéristique $f(\theta, \varphi)$ est à -3dB au dessous de sa valeur maximale. Dans le cas où on veut fixer cette valeur, on choisira les paramètres : $\theta_0, \theta_1, \Delta\theta, \text{osc}$, pour satisfaire cette contrainte.
- **Lobes secondaires de bas niveau** : On souhaite dans la majorité des cas pratiques avoir un niveau des lobes secondaires le plus bas possible afin de satisfaire le cahier des charges imposé par l'utilisateur.

IV.5 Méthodes de synthèse

Dans ce chapitre, nous avons opté pour la simulation de synthèse de réseaux conformés, sur les méthodes stochastiques, plus particulièrement, notre choix s'est porté sur l'algorithme génétique et le recuit simulé décrits dans le chapitre précédent.

Si on veut suivre un ordre chronologique, on dira que les algorithmes génétiques ont d'abord vu le jour et ont donné des résultats exacts. Nous débuterons nos simulations par les algorithmes génétiques, et nous terminerons par la simulation de la méthode du recuit simulé qui est d'actualité et très adaptée aux problèmes de l'électromagnétisme.

IV.5.1 Méthode de l'algorithme génétique

Nous avons choisi pour la synthèse à base de l'algorithme génétique, un algorithme simple ayant tout les opérateurs génétiques : mutation, croisement, reproduction avec les propriétés adoptées suivantes :

- sélection par tournoi,
- croisement en un point avec $P_{croi} = 0.7$,
- sans réajustement de la fitness,
- mutation d'un seul bit avec $P_{mut} = 0.33$,
- sans codage et décodage,
- nombre d'individus dans la population entre 110 et 280 suivant le nombre des variables,
- nombre moyen de générations, assurant la convergence, entre 180 et 220.

Les variables à optimiser 'a_n' sont représentées par des 0 ou des 1, c'est la raison pour laquelle on néglige les étapes de codage et de décodage.

La fonction (fitness) à maximiser est la suivante :

$$fitness = -20 \cdot \log_{10} \left(\sum_{n=1}^{n=N_s} a_n \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda} (o\bar{m}_n \bar{u})} E_n(\theta, \varphi) \right) \quad IV.2$$

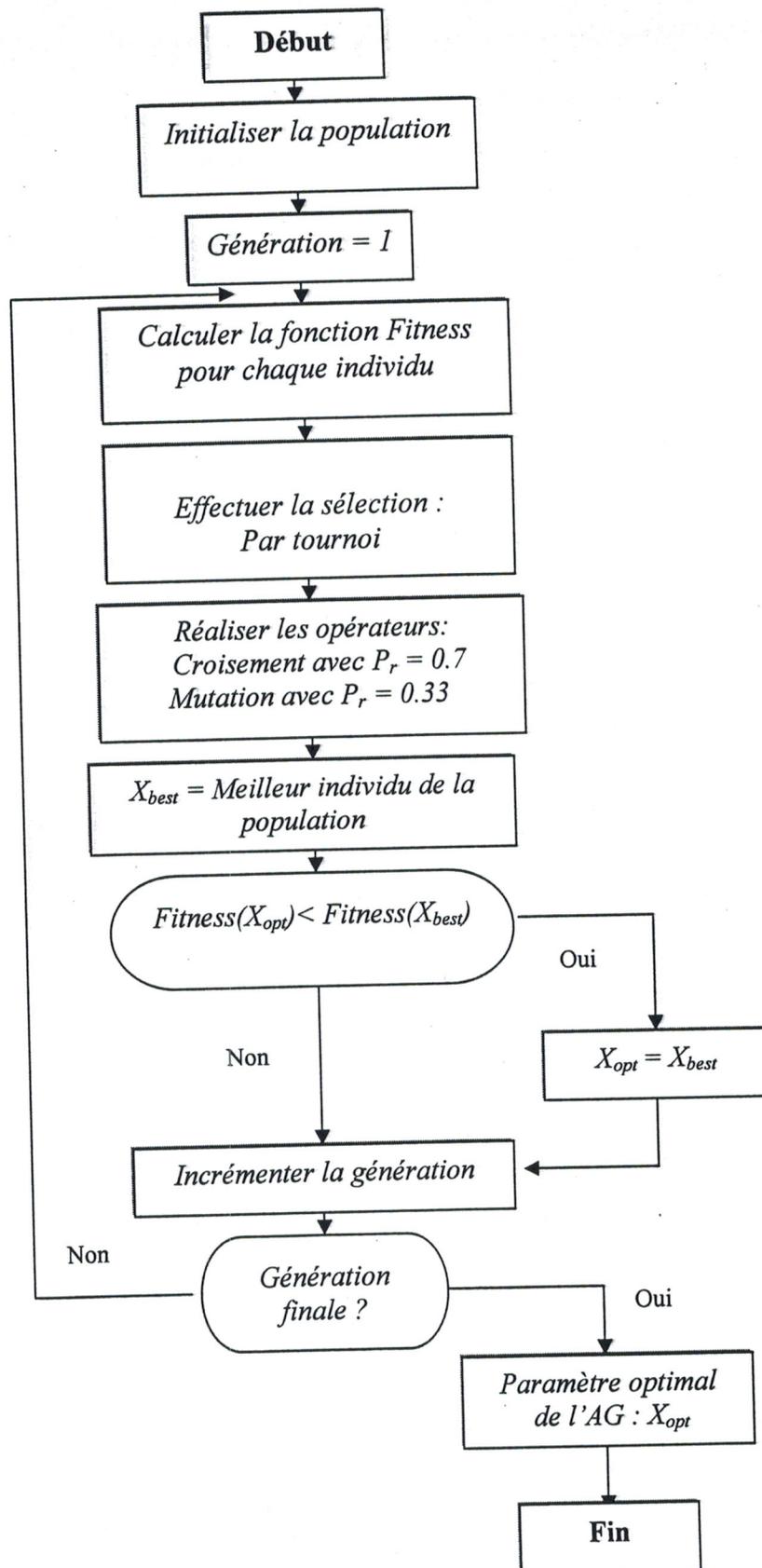
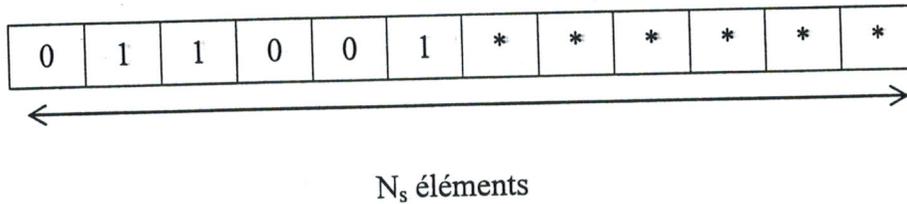


Figure IV.3 : Organigramme de l'Algorithme génétique.

L'algorithme génétique essaie de sélectionner une combinaison binaire, par le biais de ses opérateurs, qui permet d'optimiser la fonction (fitness) selon le problème posé de synthèse. A chaque vecteur d'alimentation, sera associé un chromosome constitué par une série binaire, de la façon suivante:



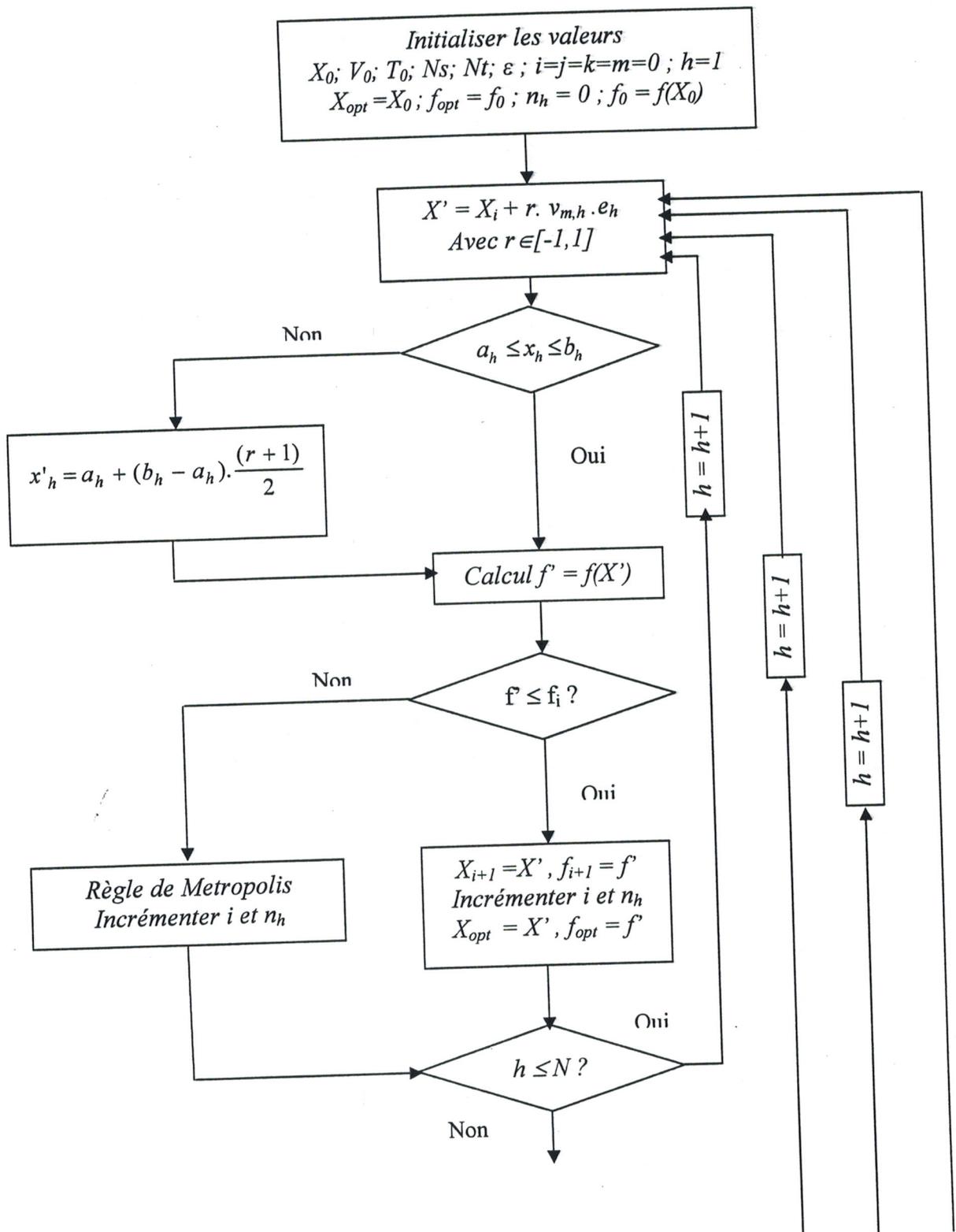
L'espace de recherche est compris entre 0 et 2^{N_s} , avec N_s : nombre de sources.

IV.5.2 Méthode du recuit simulé

Nous avons utilisé pour notre problème de synthèse de diagramme de rayonnement des réseaux conformés d'antennes, un algorithme de recuit simulé présenté par CORONA dont la source est disponible sur Internet [21]. Cet algorithme a déjà été testé par divers auteurs : Corona [22], Bahri [23] et Girard [24]. Il s'est avéré qu'il a toujours trouvé le minimum global, ce qui n'est pas le cas des méthodes déterministes. L'algorithme est très simple d'utilisation, il ne suffit que de quelques paramètres pour pouvoir lancer le calcul. L'organigramme de ce dernier est disponible dans l'annexe.

Remarque :

Dans les deux méthodes de synthèse développées, l'optimisation est faite sans aucune contrainte de symétrie. Ceci permet d'obtenir une meilleure répartition de l'énergie entre les sources et une meilleure adaptation aux diagrammes dissymétriques, tout en gardant la possibilité d'aboutir à la solution symétrique.



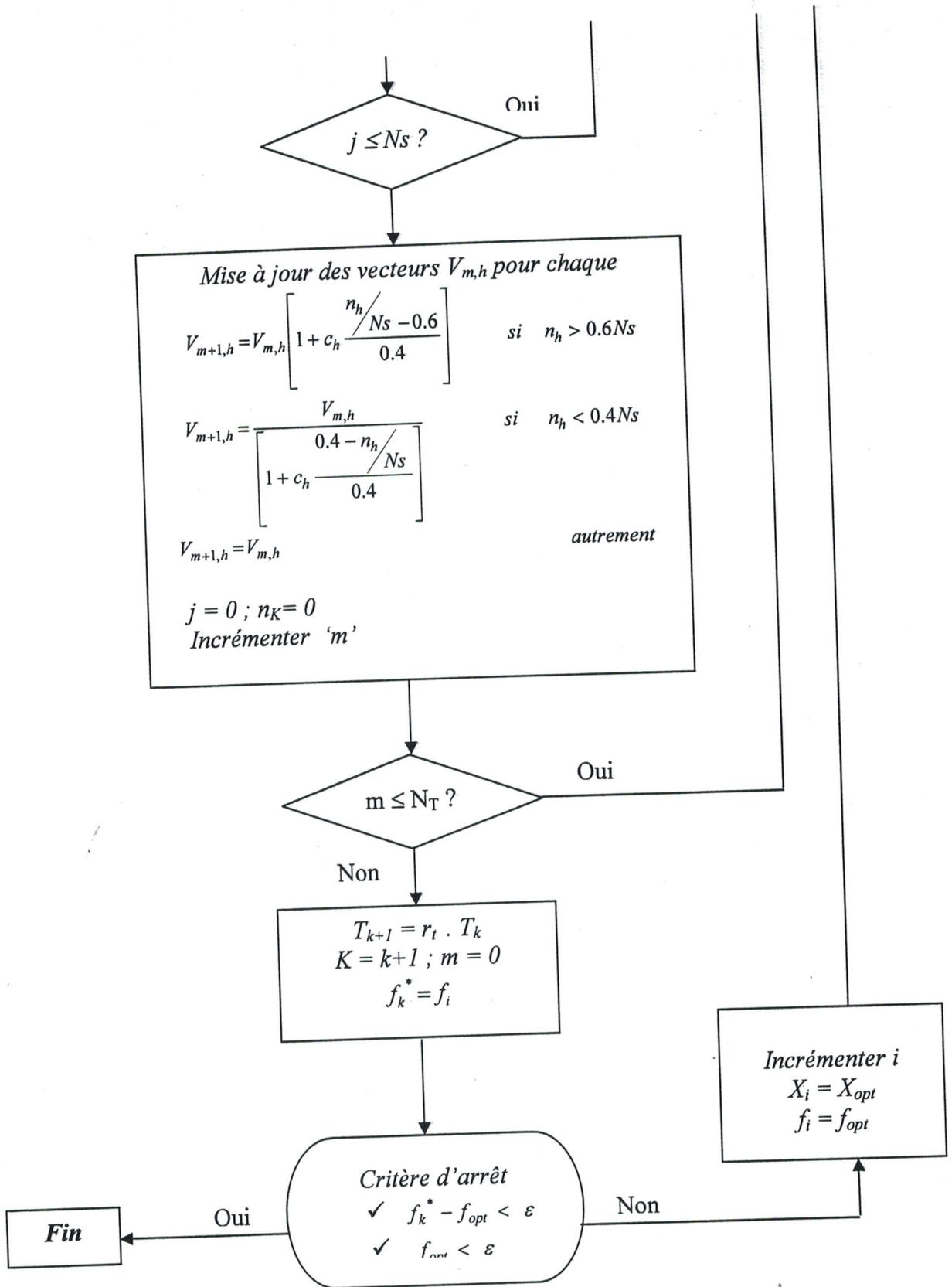


Figure IV.4 : Organigramme de l'Algorithme de Corona.

IV.6 Applications aux réseaux conformés

IV.6.1 Réseau dièdre

Les premiers essais ont été réalisés sur la structure dièdre, en raison de sa simplicité géométrique, avec un seul paramètre d'optimisation : la pondération commutable des sources.

On présente une première simulation où les sources sont placées sur les deux plans de la structure dièdre, qui font un angle de 30° par rapport à l'horizon. Les sources rayonnantes sont toutes distantes de $d = 0.5\lambda$ et fonctionnent à une fréquence de travail de 5 GHz.

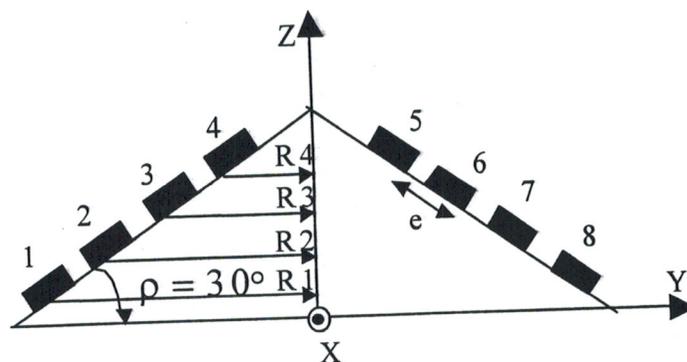


Figure IV.5 : Structure dièdre à huit éléments.

On désire avoir un diagramme de rayonnement présentant son maximum d'énergie dans la direction OZ ($\theta = 0^\circ$), selon le gabarit présenté sur la figure IV.6. La largeur du faisceau principal est de 40° pour le gabarit minimum (Gmin) et de 80° pour le gabarit maximum (Gmax) avec un taux d'ondulation égal à 2 dB. Ces contraintes doivent être respectées avec l'obtention d'un niveau des lobes secondaires le plus bas possible.

Le diagramme, représenté sur la figure IV.6, correspond à la synthèse du réseau dièdre à 08 éléments rayonnants, les contraintes sont parfaitement respectées pour le lobe principal avec un léger dépassement dans les deux parties gauche et droite du gabarit maximum et avec un niveau minime des lobes secondaires touchant les -18.3 dB trouvé dans le plan de coupe repéré par $\varphi = 90^\circ$.

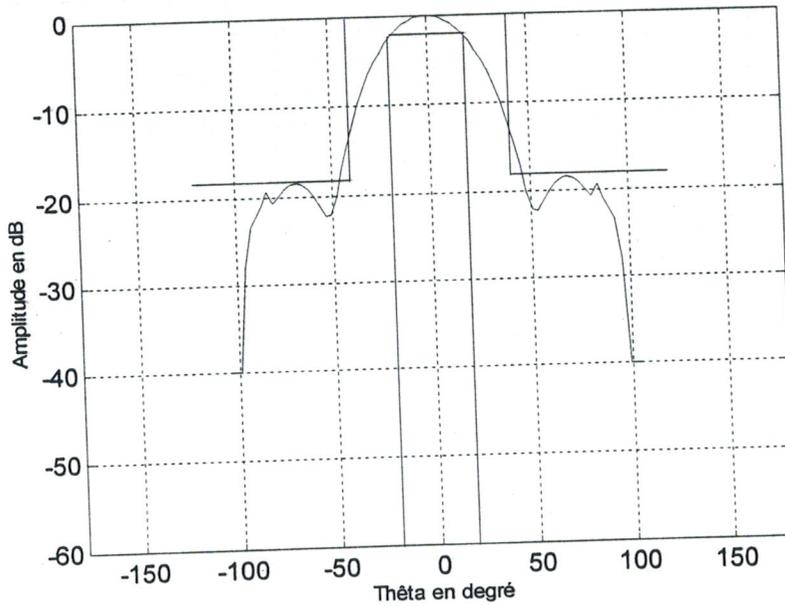


Figure IV.6 : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré ($\varphi = 90^\circ$), par l'algorithme génétique.

Pour une population de 120 individus, l'algorithme a convergé après la quarantième génération, soit un temps de calcul moyen de 22 minutes, obtenu sur une station de travail Pentium VI (1.7Ghz).

Ce résultat est obtenu avec la mise en tension de deux sources seulement parmi les huit, soit 25% des éléments avec la loi d'alimentation suivante : « 1 0 0 0 0 0 1 ».

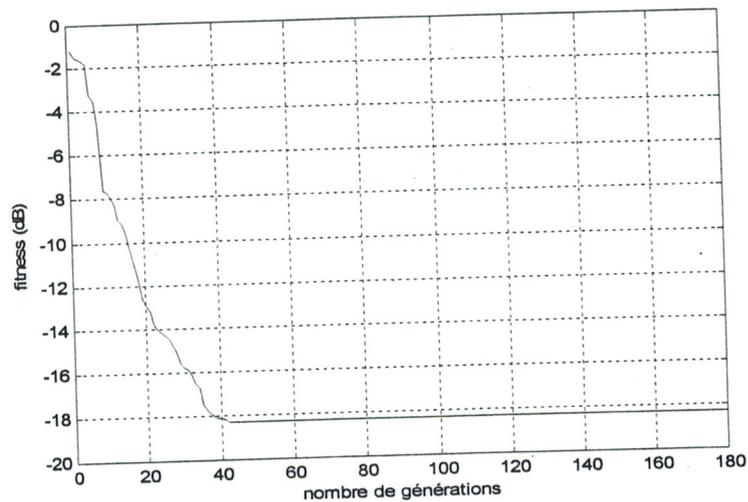


Figure IV.7 : Evolution du niveau maximum des lobes secondaires au cours des générations.

L'application du recuit simulé à la synthèse de la structure dièdre avec les mêmes spécifications du gabarit donné au paragraphe précédent, dont le but est de centrer le lobe principal à $\theta = 0^\circ$ dans le plan de projection $\varphi = 90^\circ$, déjà traité par l'algorithme génétique a engendré un diagramme de rayonnement qui satisfait nettement le gabarit, sans aucun débordement et avec un niveau des lobes secondaires infime égal à -15 dB (figure IV.8). Il est à noter que cette solution est moins performante par rapport à celle trouvée par l'application des algorithmes génétiques.

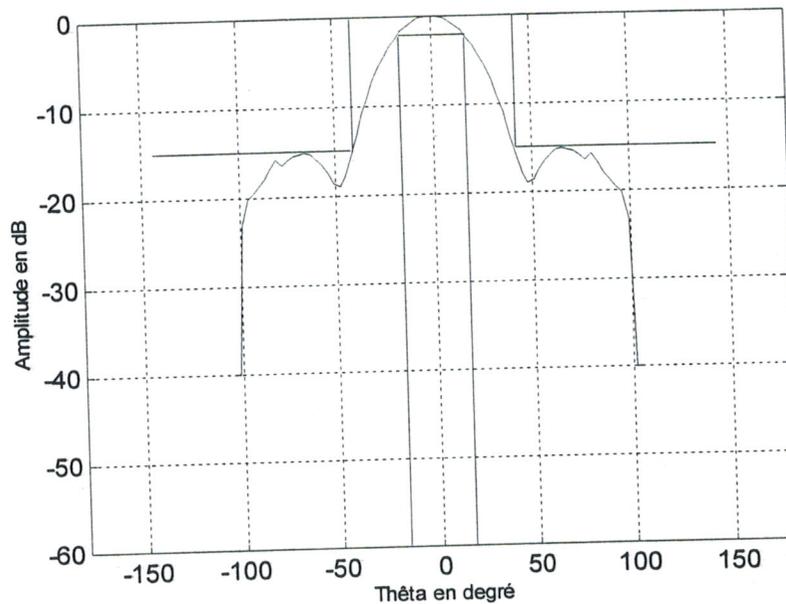


Figure IV.8 : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré ($\varphi = 90^\circ$), par le recuit simulé.

L'algorithme a convergé après 730 itérations pour un temps de calcul 182 minutes, relativement important par rapport à la convergence de l'AG. Ceci avec les paramètres, température initiale égale à 5 et le coefficient de diminution de la température égal à 0.85. Ce résultat est trouvé avec un nombre de source alimentée égal à deux. La loi d'alimentation engendrant ce résultat est la suivante : « 0 1 0 0 0 1 0 ».

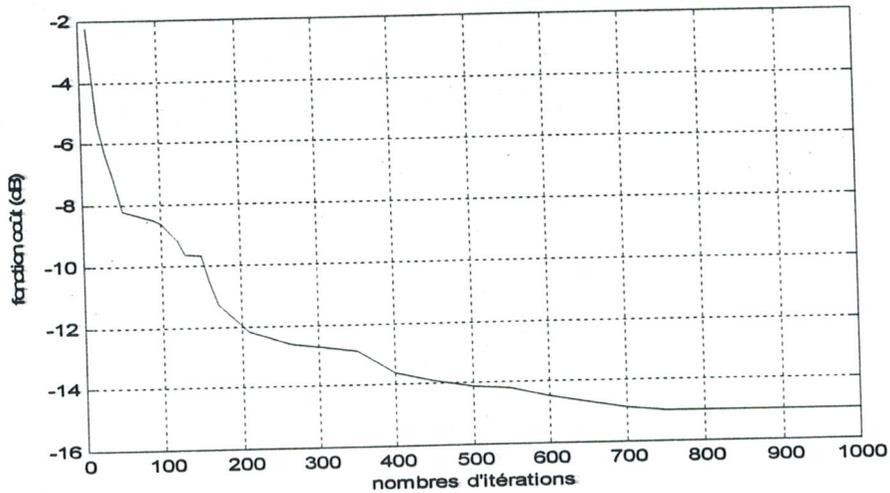


Figure IV.9 : Evolution du niveau maximum des lobes *secondaires* au cours des itérations.

Nous faisons de nouveau appel à la représentation en 3D du diagramme rayonné lointain pour visualiser le comportement hémisphérique du rayonnement dans le cas de la structure dièdre.

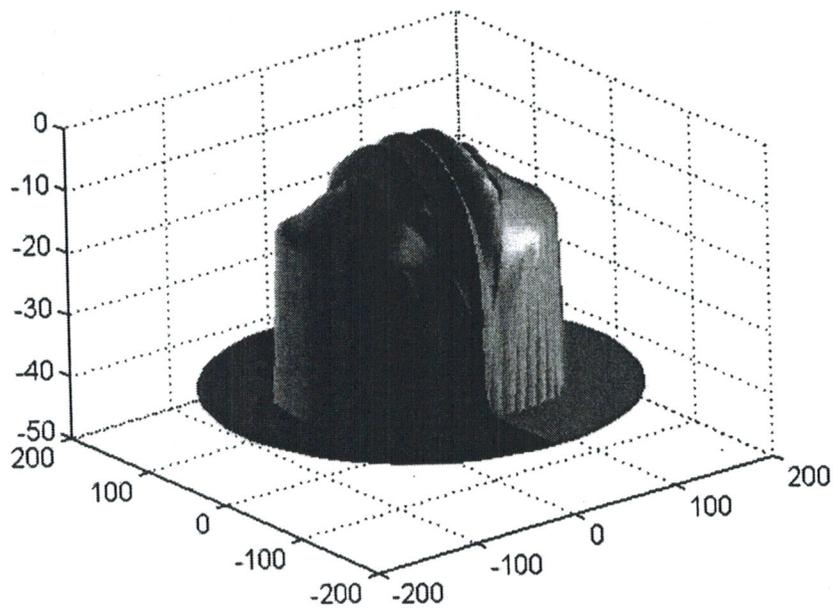


Figure IV.10 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau dièdre, méthode de l' algorithme génétique.

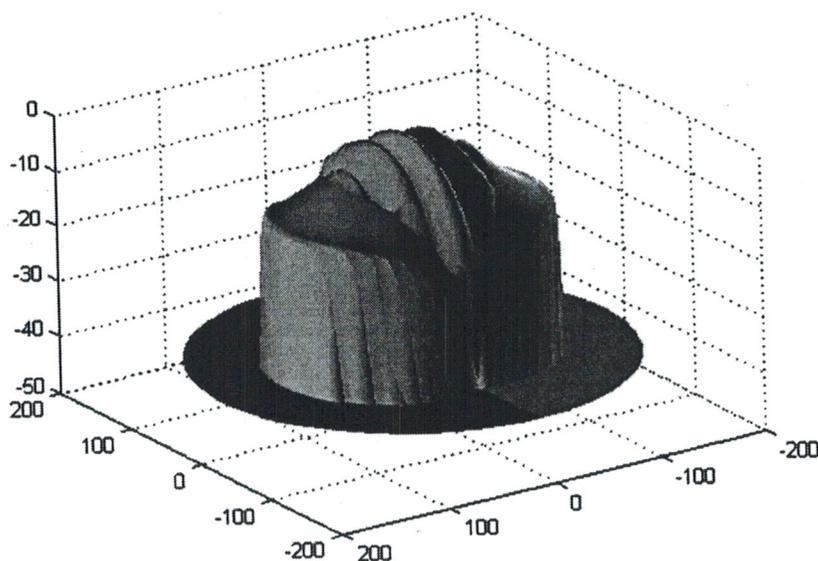


Figure IV.11 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau dièdre, méthode du recuit simulé.

La première constatation, soulevée des résultats obtenus des deux méthodes de synthèse appliquées, privilégie la méthode de synthèse basée sur les algorithmes génétiques et ceci en nous inspirant sur le niveau des lobes secondaires obtenu par cette dernière.

De plus, les deux résultats illustrent que la mise en service de seulement 25% des sources rayonnantes imprimées sur la structure dièdre, permet d'obtenir le diagramme de rayonnement imposé dans le cahier des charges.

Nous comparons nos résultats à ceux des travaux réalisés par C.Audouy [5] et Djennas [6], basés sur une synthèse en amplitude et en phase et pour un gabarit similaire au notre. Leurs recherches ont donné des lobes secondaires inférieurs à -25 dB. Le notre est de l'ordre de -18 dB, ce qui est très satisfaisant et encourageant, dans le sens où l'énergie employée pour l'alimentation des sources est 4 fois inférieure à celle utilisée pour leurs travaux. De plus les déphaseurs, qui dans la conception des antennes imprimées se révèlent très coûteux, ne sont pas utilisés dans nos travaux. Ceci implique l'indépendance de nos travaux vis-à-vis des travaux précédemment cités.

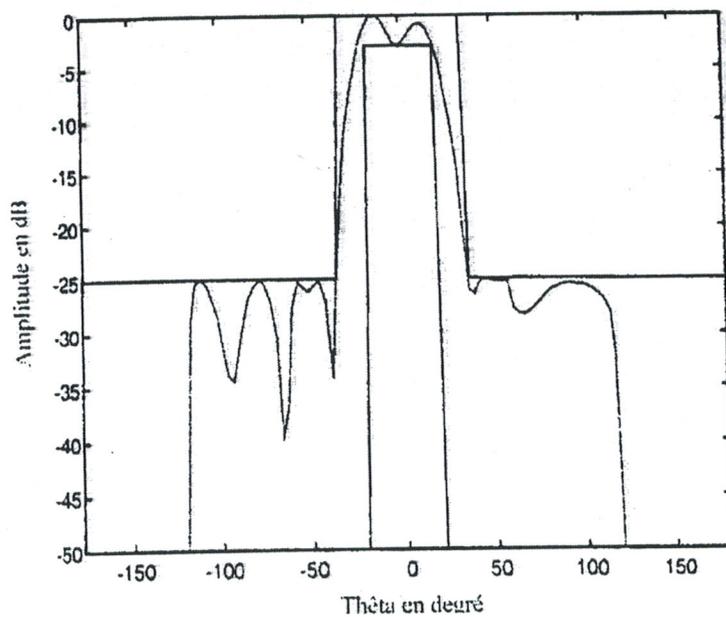


Figure IV.12 : Diagramme de rayonnement témoin du réseau dièdre
C.Audouy

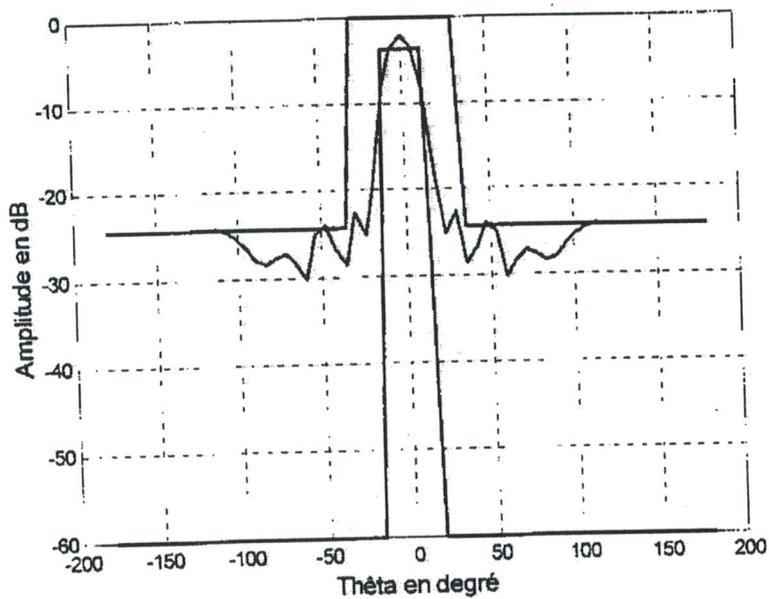


Figure IV.13 : Diagramme de rayonnement témoin du réseau dièdre
S.Djennas

IV.6.2 Réseau pyramidal

Après la simulation du réseau dièdre, le choix de la deuxième simulation s'est porté sur le réseau pyramidal. En fait, le réseau d'antennes simulé a pour axe de révolution l'axe (OZ) et est composé de 33 éléments rayonnants fonctionnant à la fréquence de 3 Ghz, soit une longueur d'onde λ de 10 cm.

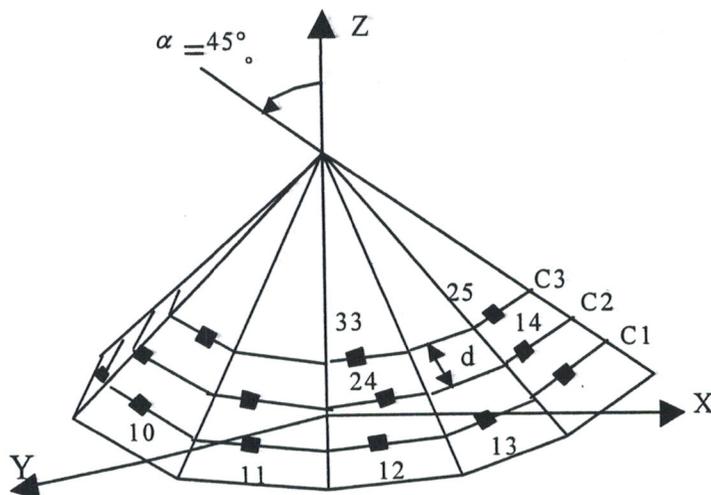


Figure IV.14 : Structure pyramidale à 33 éléments

Pour cette deuxième simulation, on veut que notre caractéristique de rayonnement soit piégée dans un gabarit caractérisé par un faisceau principal ayant une largeur maximale de 50° et une largeur minimale de 20° avec un taux d'ondulation égal à 2 dB, on maintient la contrainte du niveau des lobes secondaires le plus bas possible, exactement comme le cas déjà traité précédemment.

La méthode de la synthèse basée sur les algorithmes génétiques appliquée au rayonnement de la structure dièdre a donné naissance à un diagramme de rayonnement quasi symétrique. Le tracé de la fonction définissant le comportement électromagnétique du réseau pyramidal est bien piégé dans la zone délimitée par les deux bornes du diagramme étalon, que ce soit en vertical ou sur l'horizontal. La grande partie de la puissance rayonnée est concentrée autour de l'angle $\theta = 0^\circ$ avec une tolérance de $\pm 25^\circ$, le reste est dispersé dans l'espace sous formes des lobes d'ambiguïté qui ont un niveau en dB égal à -13.9 (figure IV.15). Ce résultat est obtenu par la mise en service de 19 éléments rayonnants, soit 63% du circuit d'alimentation.

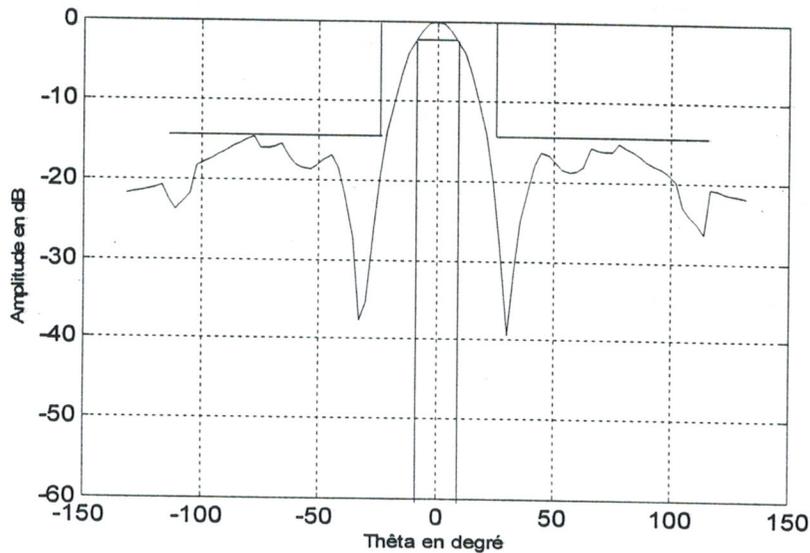


Figure IV.15 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré ($\varphi = 0^\circ$), par l'algorithme génétique.

Toujours dans le cadre de la simulation du réseau pyramidal et avec les mêmes spécifications du gabarit, on applique en second lieu, la synthèse basée sur le recuit simulé, dans le plan $\varphi = 0^\circ$.

Le lobe dominant vise la direction angulaire qui lui est imposée ($\theta = 0^\circ$), tout en restant localisé dans son domaine d'ondulation (figure IV.16). Ce lobe respecte sur sa partie gauche et droite, les étendues angulaires maximales et minimales du gabarit, le meilleur niveau des lobes secondaires trouvé, atteint les -11 dB. Ce résultat est obtenu par la mise en service de 23 éléments rayonnants, soit 69 % du circuit d'alimentation.

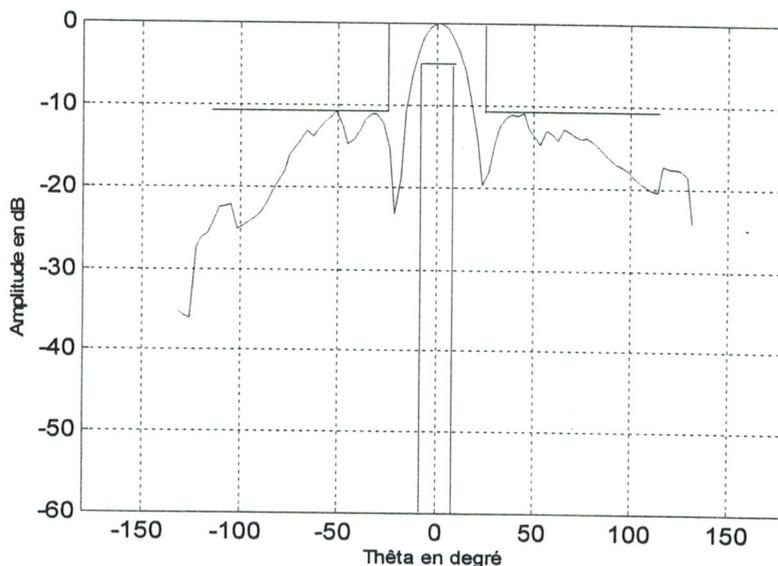


Figure IV.16 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré ($\varphi = 0^\circ$), par le recuit simulé.

Une autre façon de se rendre compte rapidement de l'effet de la loi d'excitation des sources trouvées, après synthèse, est de représenter en 3D le diagramme rayonné lointain par la structure pyramidale.

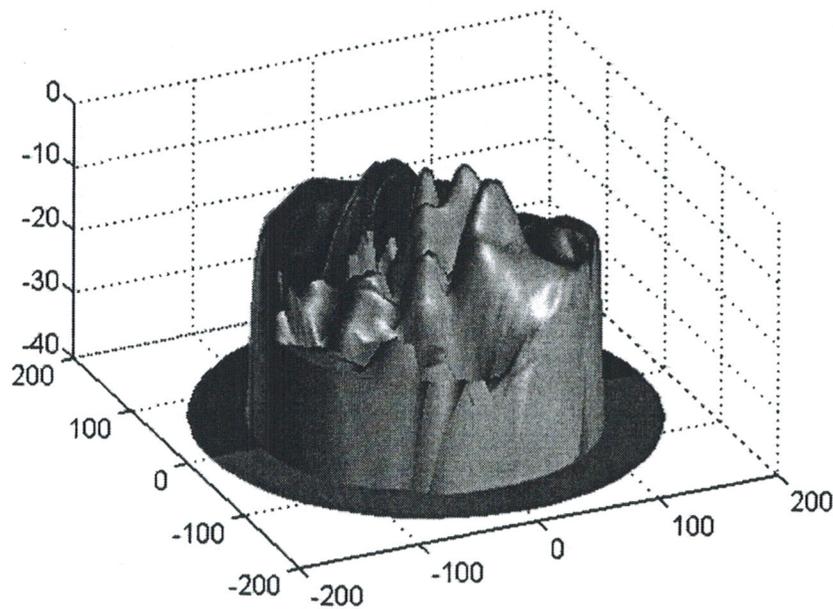


Figure IV.17 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau pyramidal, méthode des algorithmes génétiques.

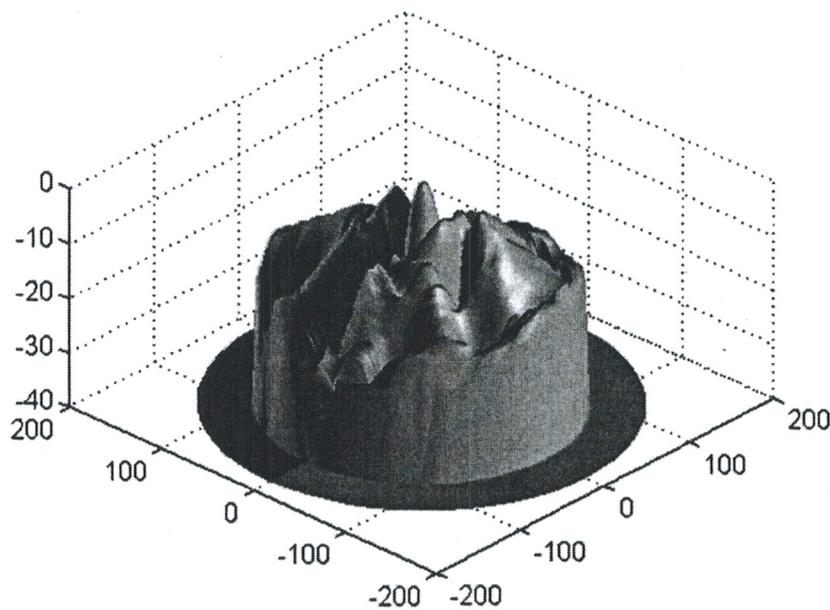


Figure IV.18 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau pyramidal, méthode du recuit simulé

IV.6.3 Réseau conique

Nous augmentons le degré de complexité de la pyramide pour réaliser la troisième structure à simuler qui est la structure conique. Cette dernière est composée de 82 éléments rayonnants répartis sur 06 couronnes distantes de $d = 0.8\lambda$, soit une distance de 08 cm l'une de l'autre, avec une fréquence de travail de 03 Ghz. Le demi-angle au vertex du cône est égal à $\rho = 30^\circ$, ce qui implique une colatitude de (θ_n) des normales aux sources constante et égale à 60° (chapitre II).

Le nombre de sources par couronne vaut dans le sens base-vertex : 22-20-16-12-8-4 et les distances entre sources ont des valeurs entre 0.5λ et 0.7λ , comme le montre la figure IV.19 suivante :

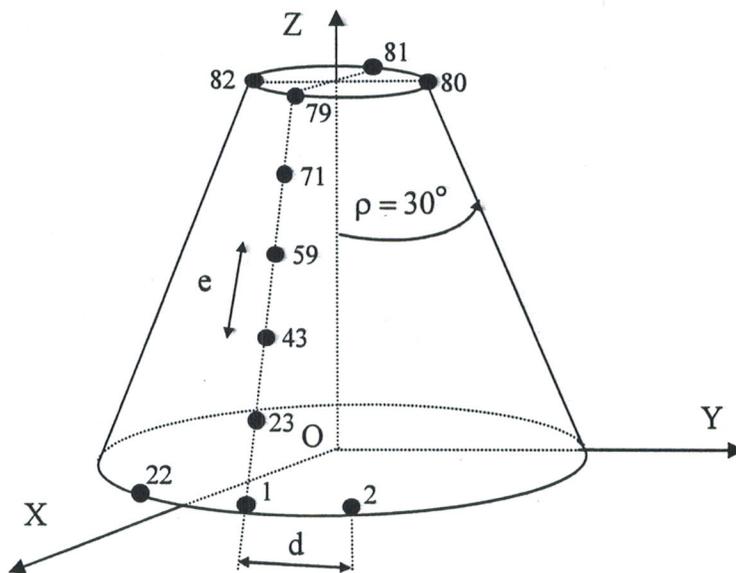


Figure IV.19 : Structure conique à 82 éléments.

Avec cette structure, nous cherchons à satisfaire un gabarit à lobe principal moins large que dans le cas précédent. Ce dernier varie entre -20° et 20° , pour les bornes supérieures et entre -10° et $+10^\circ$, pour les bornes inférieures, avec un taux d'ondulation égal à 5 dB.

On applique la méthode de synthèse basée sur l'algorithme génétique, en insérant le vecteur des pondérations binaires dans les séries de chromosome.

L'objectif est atteint et l'énergie se trouve parfaitement concentrée autour de l'origine, tout en respectant les contraintes verticales et horizontales imposées par le gabarit (figure IV.20). On localise des lobes secondaires à niveau qualifié d'acceptable, de l'ordre de -16.5 dB. Ce résultat est obtenu par la mise en service de 32 éléments rayonnants, soit 39 % du circuit d'alimentation.

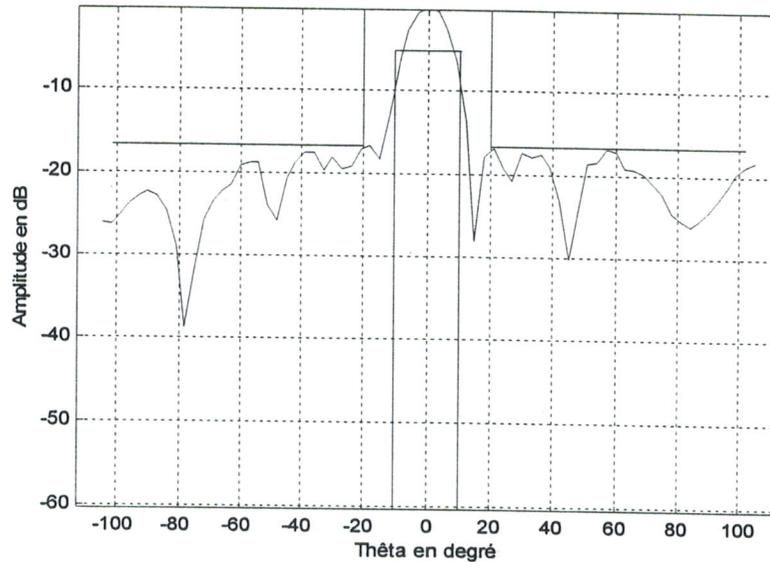


Figure IV.20 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré ($\phi = 0^\circ$), par l' algorithme génétique.

Notre objectif principal étant toujours la synthèse des réseaux conformés, effectuée cette fois-ci par le biais de la méthode du recuit simulé.

Les étendues angulaires maximales et minimales imposées sont absolument respectées dans les deux cotés, droite et gauche. Pour ce qui est de la partie nuisible pour le fonctionnement d'un réseau d'antennes, comportant les lobes secondaires, son summum n'a pas franchi le seuil des -16.5 dB (figure IV.21). Ce résultat est obtenu par la mise en service de 35 éléments rayonnants, soit 42 % du circuit d'alimentation.

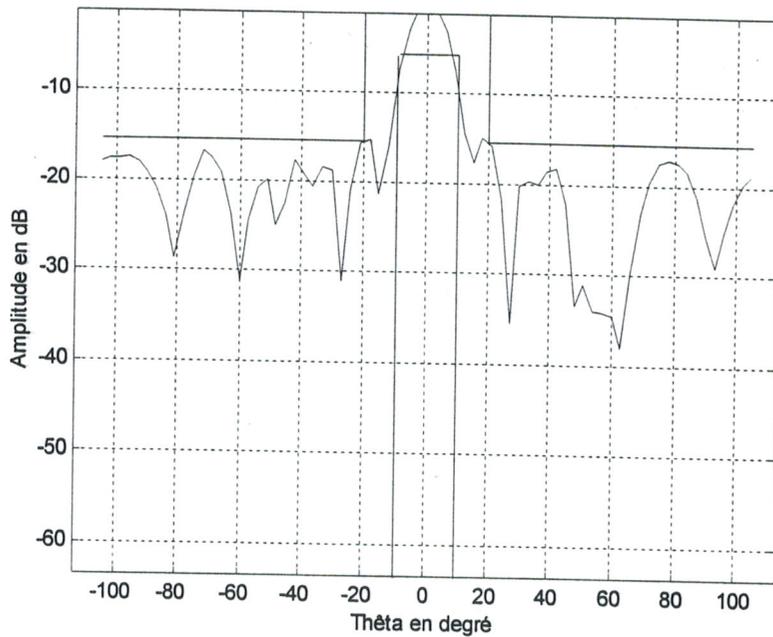


Figure IV.21 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré ($\varphi = 0^\circ$), par le recuit simulé.

On peut conclure à partir des résultats obtenus, que pour cet exemple, on n'a pas de préférence pour une méthode. Les deux procédures de synthèse fournissent des résultats fort comparables et sont avérées ex aequo du point de vue comportement de rayonnement offert.

Le comportement électromagnétique dans l'espace est représenté par les figures IV.22 et IV.23.

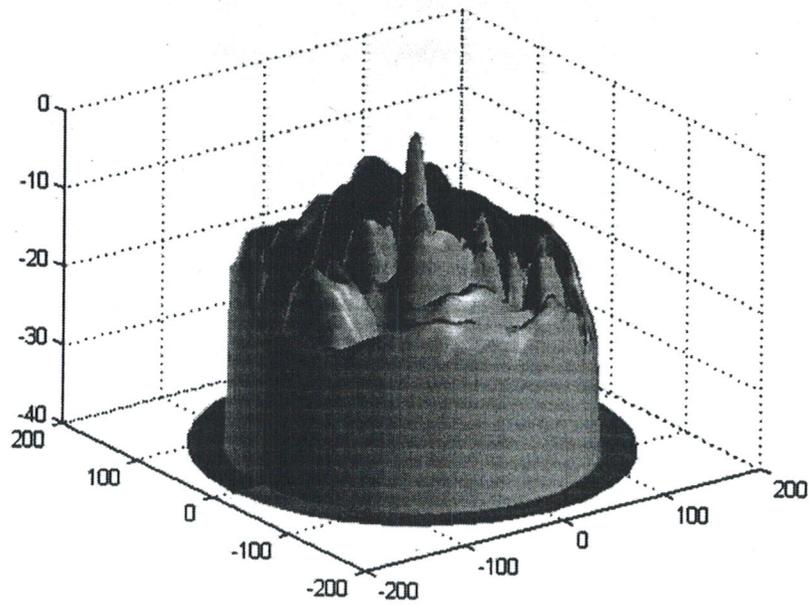


Figure IV.22 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau conique, méthode de l' algorithme génétique.

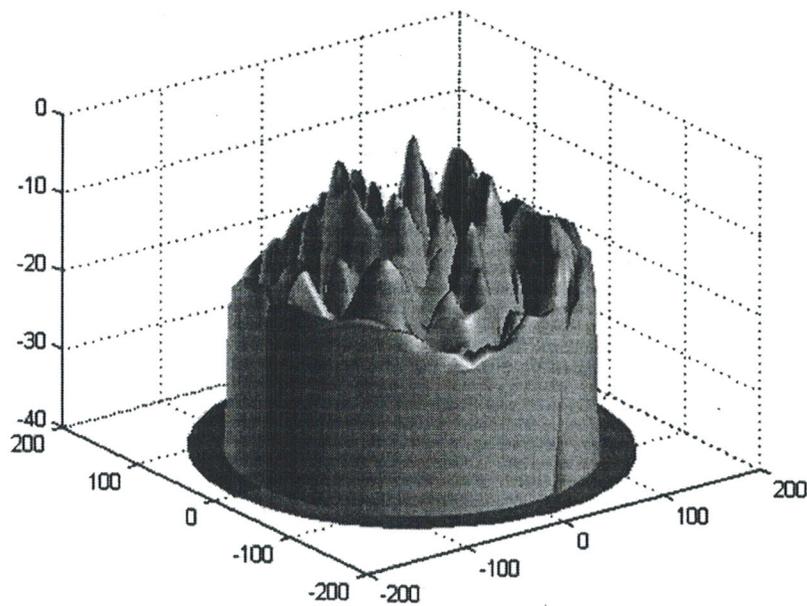


Figure IV.23 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau conique, méthode du recuit simulé.

IV.6.4 Réseau cylindrique

Après avoir simulé le réseau conique, notre choix s'est porté cette fois-ci sur le réseau cylindrique qui est d'ailleurs un cas particulier d'une structure conique dotée d'une pente nulle à son sommet. Cette structure est d'une utilité majeure du fait qu'elle épouse parfaitement le fuselage d'un avion ou d'un missile, ainsi elle permet de desservir une étendue angulaire importante, comparée aux structures précédentes.

Le réseau cylindrique testé possède comme axe de révolution l'axe (OX) et est composé de 64 éléments rayonnants répartis sur 08 anneaux et fonctionnant à la fréquence de 3 Ghz, soit une longueur d'onde λ de 10 cm. Les sources rayonnantes sont réparties symétriquement par rapport à l'axe (OZ) et elles sont distantes de $d = 0.75\lambda$ suivant l'axe (OX), comme le montre la figure IV.24.

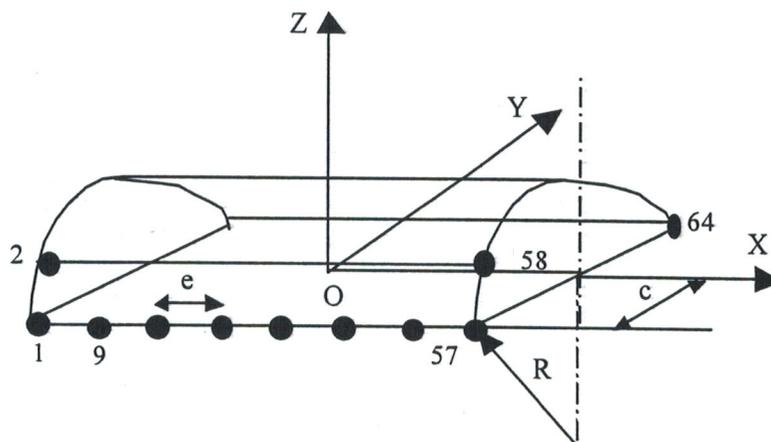


Figure IV.24 : Structure cylindrique à 64 éléments.

On veut piéger la réponse électromagnétique de notre structure cylindrique entre les bornes d'un gabarit représenté sur la figure IV.25. La largeur du faisceau principal est de 20° pour le gabarit minimum (Gmin) et de 50° pour le gabarit maximum (Gmax) avec un taux d'ondulation égal à 2 dB. Ces contraintes permettent de réaliser un gabarit directif figé dans l'espace.

La figure IV.25, représente le tracé du diagramme de rayonnement du réseau cylindrique à 64 éléments disposés sur sa circonférence. Pour ce résultat, on a fait usage de la méthode de synthèse basée sur les algorithmes génétiques.

Le diagramme de rayonnement trouvé est bien centré dans le plan de projection repéré par $\varphi = 0^\circ$, le lobe principal respecte les largeurs limites, minimales et maximales, imposées par la gabarit. Le taux d'ondulation, quand à lui est faible et respecte la barre des -5 dB. Le plus bas niveau des lobes secondaires dans tout l'espace d'observation dépasse les -30 dB. Cette grandeur est assez acceptable pour l'utilisation de ce réseau d'antennes avec les mêmes spécifications de rayonnement sans qu'il y ait des problèmes sérieux intervenant lors d'une éventuelle transmission. Ce résultat est obtenu par la mise en service de 35 éléments rayonnants, soit 54 % du circuit d'alimentation.

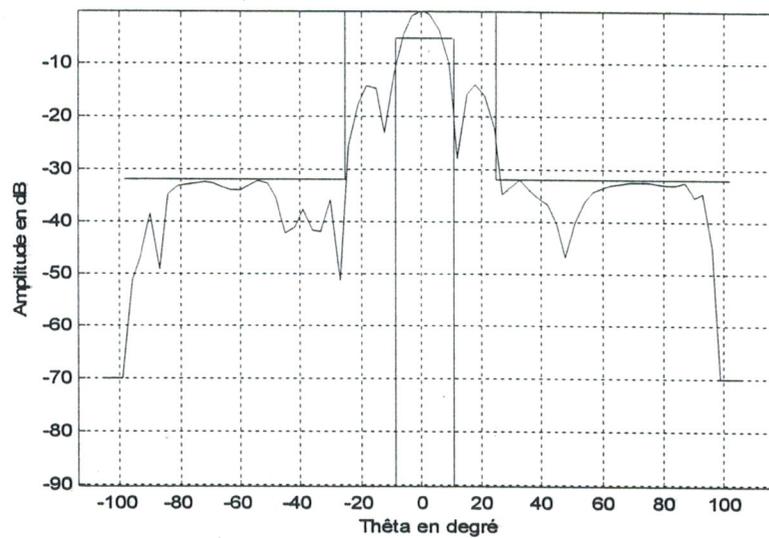


Figure IV.25 : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré ($\varphi = 0^\circ$) par l' algorithme génétique.

Sur la figure IV.26, on représente la caractéristique de rayonnement électromagnétique en zone lointaine du même réseau cylindrique et avec les mêmes caractéristiques propres au gabarit, la méthode appliquée cette fois-ci pour la synthèse est la méthode du recuit simulé. Le lobe principal représente le maximum de puissance dans toute la zone qu'il illumine. Le minimum enregistré pour le niveau de lobe secondaire est de -26 dB, ceci est dans l'intérêt du fonctionnement du réseau d'antennes qui constitue un atout pour notre travail. Ce résultat est obtenu par la mise en service de 42 éléments rayonnants, soit 65 % du circuit d'alimentation.

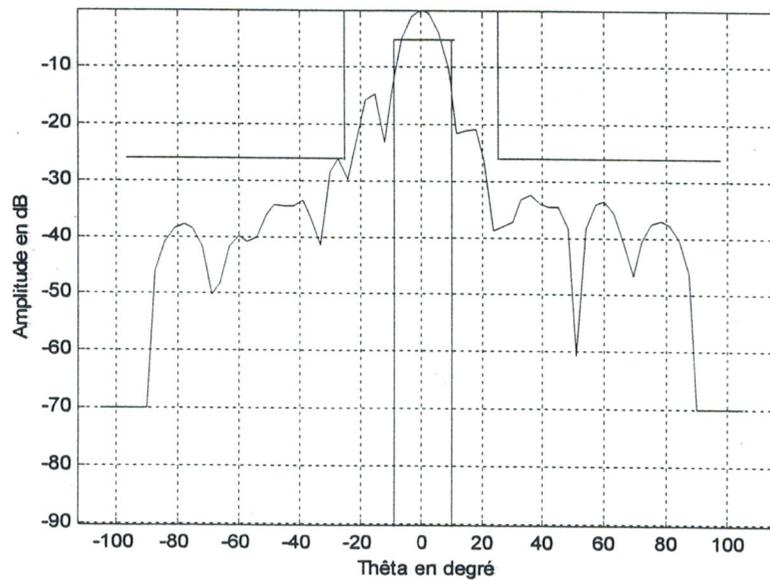


Figure IV.26 : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré ($\varphi = 0^\circ$), par le recuit simulé.

L'appel de nouveau à la présentation en 3D de la puissance rayonnée dans l'espace nous permet de voir la dissemblance du comportement, qui est en relation directe avec la loi de pondération des sources injectées.

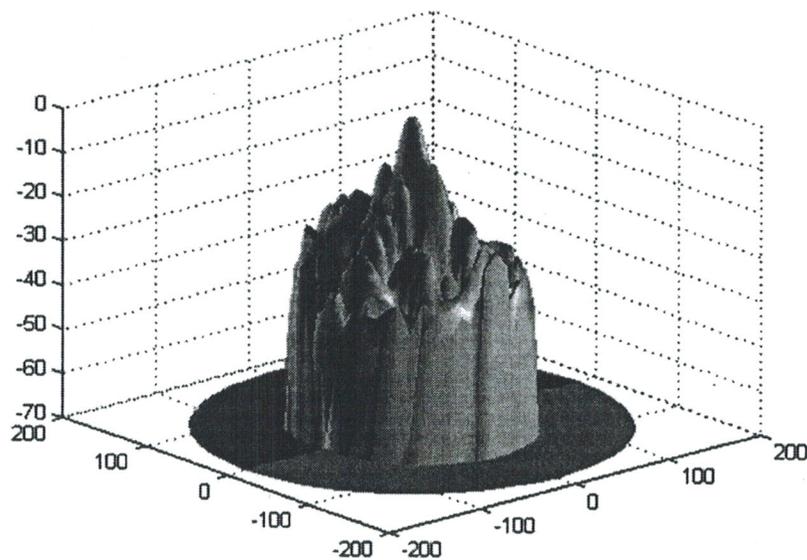


Figure IV.27 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau cylindrique, méthode de l' algorithme génétique.

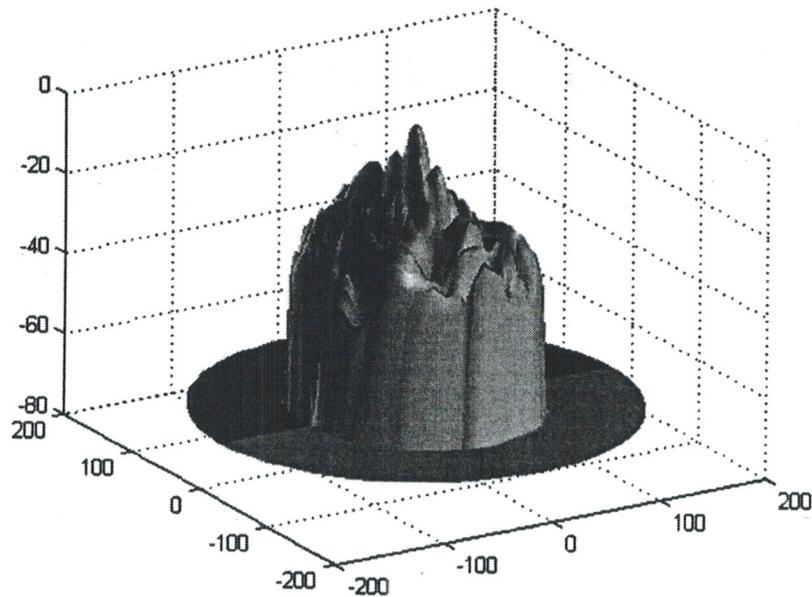


Figure IV.28 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau cylindrique, méthode du recuit simulé.

IV.6.5 Réseau hémisphérique

La dernière structure testée est l'hémisphère, elle a pour axe de révolution l'axe (OZ), et est constituée de 104 éléments rayonnants répartis sur 06 couronnes séparées par des arcs de longueur $d = \lambda$, ce qui induit un rayon de courbure constant de 28.648 cm, sachant que la fréquence de travail est de 4 Ghz ($\lambda = 7.75$ cm).

La distance entre les éléments rayonnants de chaque couronne est comprise entre 0.6λ et 0.8λ . Les positions des sources (abscisses, ordonnées, coordonnées) sont calculées d'après les relations déjà fournies dans le chapitre II.

Dans ce cas, on désire piéger notre caractéristique de rayonnement entre les bornes inférieures $\pm 50^\circ$ et les bornes supérieures $\pm 60^\circ$ du gabarit tout en respectant l'ondulation tolérée qui est égal à 2 dB. Par ailleurs, le niveau des lobes secondaires doit être le plus bas possible.

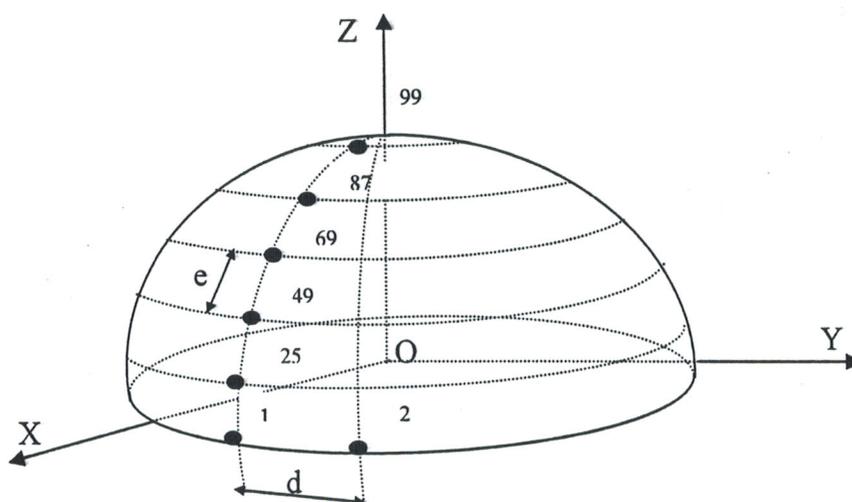


Figure IV.29 : Structure hémisphérique à 104 éléments.

Le résultat de la synthèse effectué à base d'algorithmes génétiques est représenté par la figure IV.30. Cette synthèse a été réalisée pour axer le maximum de rayonnement électromagnétique sur la direction spatiale ($\theta = 0^\circ$ et $\varphi = 0^\circ$). Le diagramme montre d'une part, que le gabarit imposé ne peut pas être entièrement satisfait. On dénote un débordement du diagramme au niveau des limites inférieur du gabarit. D'autre part, le niveau de lobe secondaire atteint est élevé (-13 dB). Ce résultat est obtenu par la mise en service de 57 éléments rayonnants, soit 54 % du circuit d'alimentation.

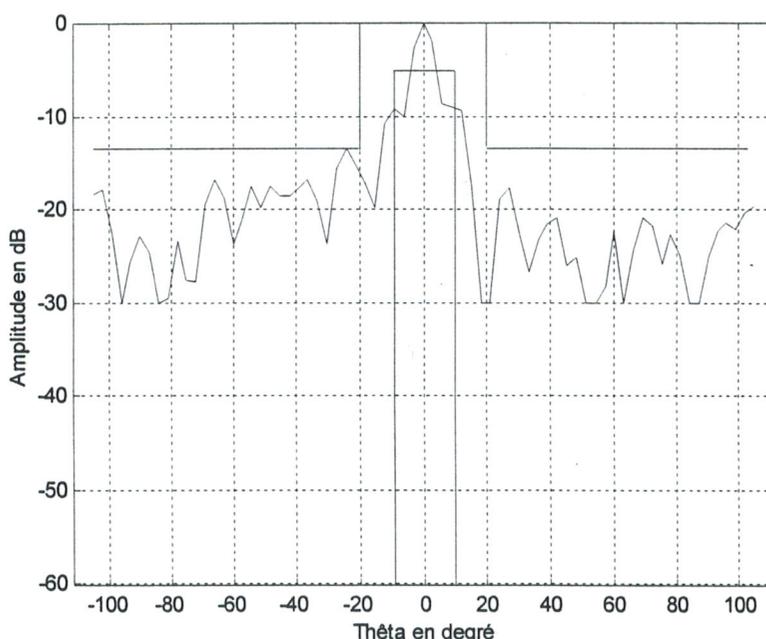


Figure IV.30 : Diagramme de rayonnement du réseau hémisphérique et gabarit centré, $\varphi = 0^\circ$, par l'algorithme génétique.

En utilisant le recuit simulé pour la même application, l'étendue angulaire du faisceau dominant est délimitée par la zone qui lui est imposée avec un léger dépassement au niveau des bornes inférieures (figure IV.31). Le niveau de lobes secondaires est du même ordre que pour celui obtenu par l'utilisation de l'algorithme génétique. Ce résultat est obtenu par la mise en service de 58 éléments rayonnants, soit 55 % du circuit d'alimentation.

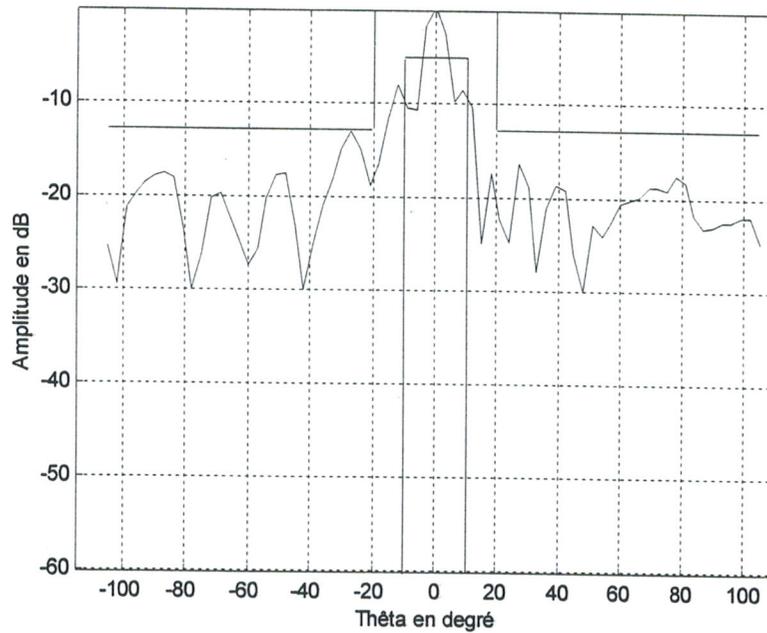


Figure IV.31: Diagramme de rayonnement du réseau hémisphérique et gabarit centré, $\varphi = 0^\circ$, par le recuit simulé.

Les figures IV.32 et IV.33 sont des représentations en 3D pour visualiser le comportement hémisphérique du rayonnement dans les cas d'une synthèse par algorithme génétique et par recuit simulé. On trouve à chaque fois des motifs vérifiés par les diagrammes en coupes précédentes.

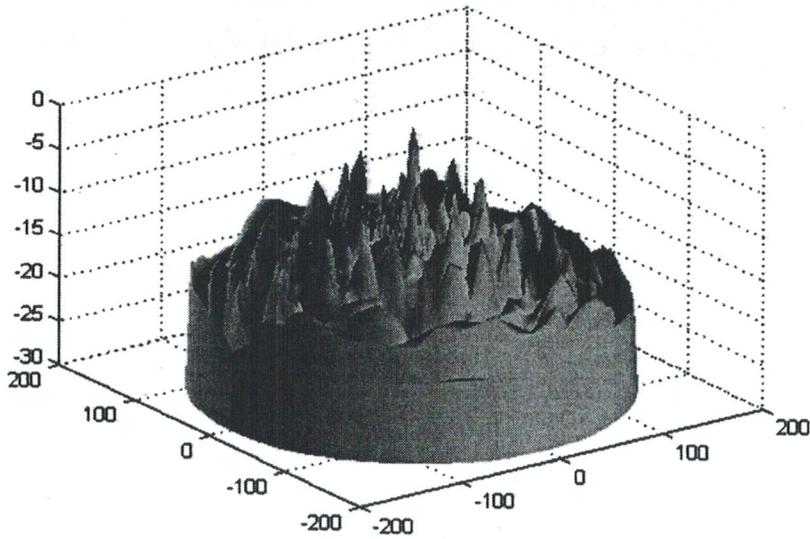


Figure IV.32 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau hémisphérique, méthode de l' algorithme génétique.

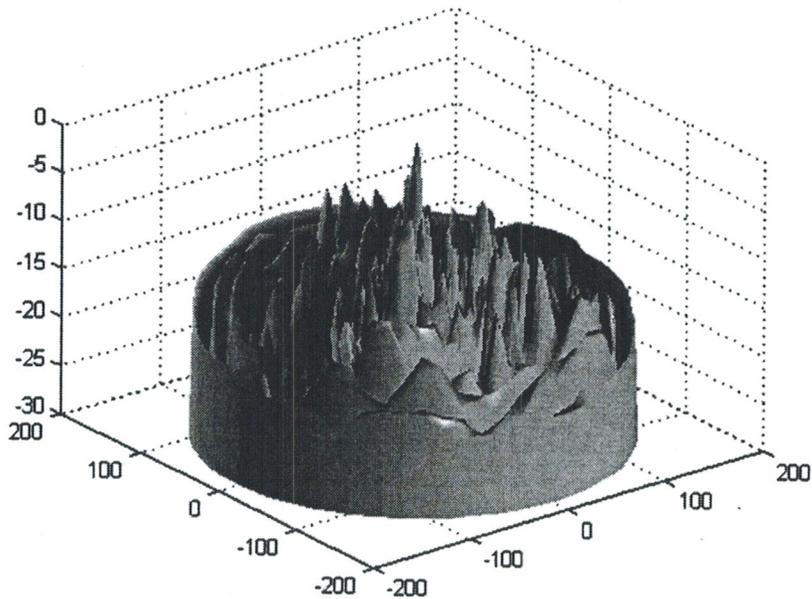


Figure IV.33 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau hémisphérique, méthode du recuit simulé.

Comparaison :

On résume dans le tableau suivant la qualité des deux méthodes en matière de synthèse d'un gabarit centré.

Structure	Méthode utilisée	NLS (dB)	Temps de calcul moyen en min	Nombre de sources en service	%
Dièdre	AG	-18.3	22	02	25 %
	Recuit simulé	-15	182	02	25 %
Pyramide	AG	-13.9	30	19	63 %
	Recuit simulé	-11	196	23	69 %
Cône	AG	-16.5	49	32	39 %
	Recuit simulé	-16.5	211	35	42 %
Cylindre	AG	-31	41	35	54 %
	Recuit simulé	-26	205	42	65 %
Sphère	AG	-13	70	57	54 %
	Recuit simulé	-13	240	58	55 %

Tableau IV.1 : Tableau récapitulatif des résultats.

En générale, l'algorithme génétique procure un bon compromis entre la qualité des résultats obtenus et le temps de calcul requis.

Le recuit simulé est doté d'une convergence globale relativement lente comparée à celle de l'algorithme génétique. Cependant, il fournit des résultats comparables à ceux de l'AG.

Le seul point qui impose la primauté de l'algorithme génétique sur le recuit simulé est le temps de calcul. C'est la raison pour laquelle on se contentera de l'utilisation des algorithmes génétiques pour le reste d'étude de performances des réseaux conformés à alimentation commutable.

IV.7 Autres applications

Etant donné que les résultats obtenus sont très encourageants, nous avons pensé à élargir le domaine d'application de la technique d'alimentation commutable. Parmi les applications jugées très utiles dans le domaines des télécommunications, pour le cas des réseaux conformés, nous pouvons noter : le pointage électronique de la rejection d'interférences.

IV.7.1 Balayage électronique

Le balayage électronique permet le déplacement très rapide de la direction d'émission ou de réception.

Le réseau d'antennes à balayage électronique offre plusieurs possibilités par rapport aux antennes classiques :

- utilisation du même réseau d'antennes pour assurer plusieurs fonctions (surveillance, poursuite,..).
- la possibilité du contrôle permanent du diagramme du rayonnement du réseau.

Nous cherchons à réaliser la fonction de pointage électronique qui est de première nécessité pour toute application visant le suivi d'une cible dans l'espace.

Les antennes imprimées disposées sur la structure conique et cylindrique sont très adaptées pour assurer la fonction de balayage électronique.

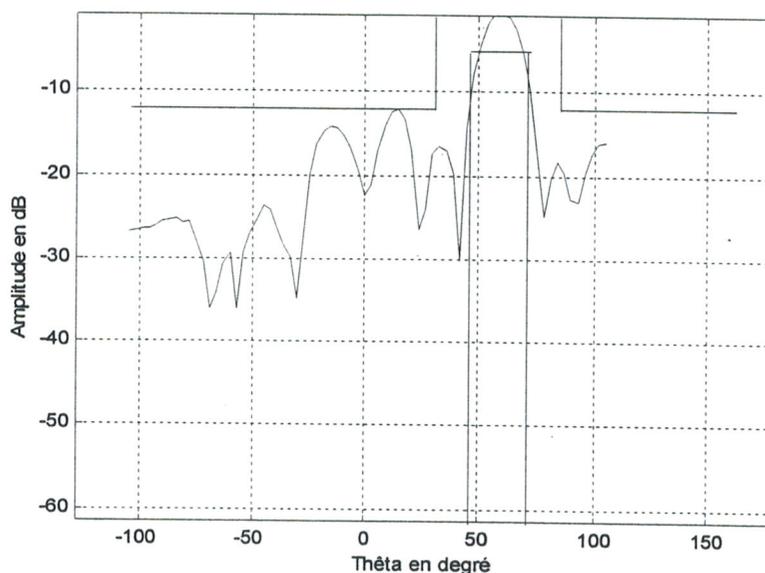


Figure IV.34 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé ($\varphi = 0^\circ$), par l'algorithme génétique.

Le spectre électromagnétique du réseau conique dérivant d'une synthèse par procédé des algorithmes génétiques est représenté par la figure IV.34. La synthèse a été réalisée pour axer le maximum de rayonnement électromagnétique sur la direction spatiale $\theta=60^\circ$ et $\varphi=0^\circ$.

Les hauts et les bas de part et d'autre du lobe suprême sont comme toujours des lobes secondaires, qui restent heureusement de moyenne amplitude vis-à-vis du 0 dB, condition nécessaire pour un fonctionnement sans défaut.

L'objectif est atteint par la réalisation d'une obliquité du lobe dominant en respectant les contraintes maximales et minimales imposées.

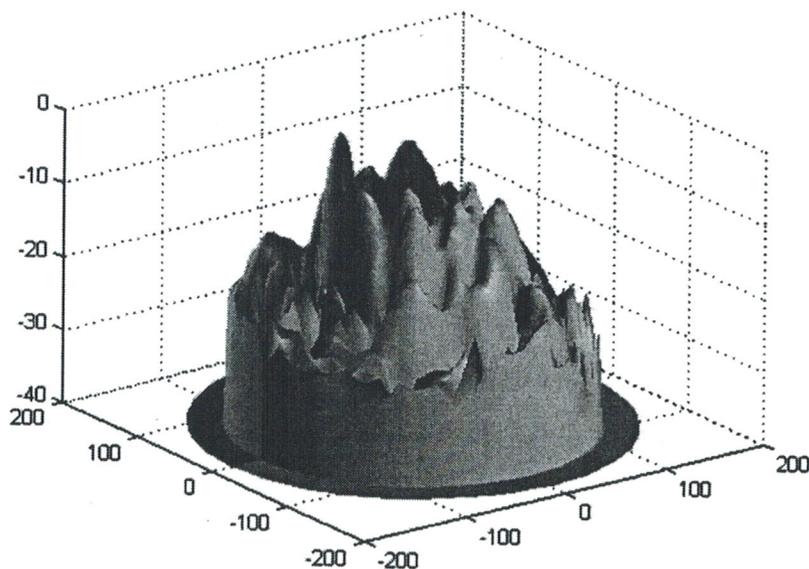


Figure IV.35 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau conique

La figure IV.35 est donc un vrai témoignage sur la fonction de dépointage qui reste l'une des préoccupations majeures relevant un défi aux chercheurs et aux utilisateurs. Notre structure conique présente un très grand potentiel pour réaliser une déviation angulaire du lobe principal uniquement par action sur les poids commutables des sources et sans appliquer un jeu de phase.

Après avoir simulé un gabarit dépointé directif par le moyen de la structure conique on désire maintenant satisfaire un gabarit dépointé sur $\theta = 40^\circ$. Le gabarit possède une ouverture maximale de l'ordre de 75° et minimale égale à 30° .

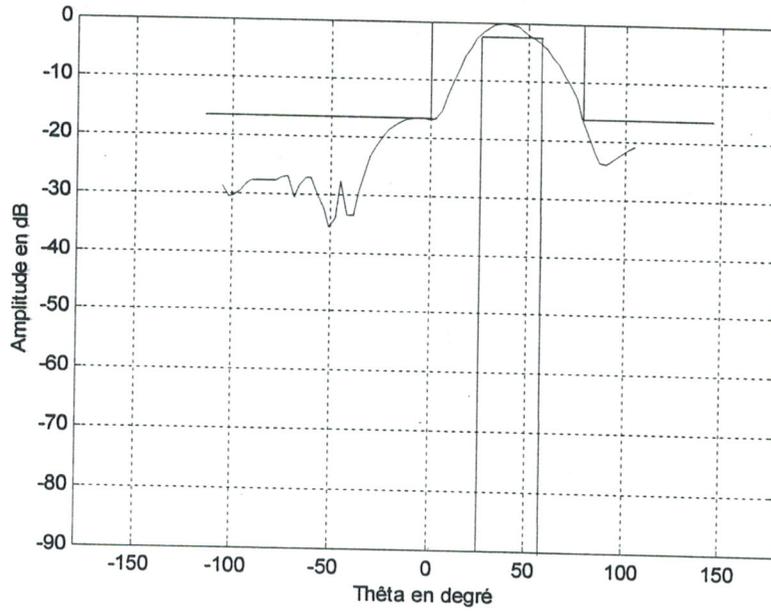


Figure IV.36 : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé $\varphi = 0^\circ$, par l'algorithme génétique.

Comme nous pouvons le constater sur la figure IV.36, la mise en tension des sources imprimées sur la surface cylindrique par une alimentation commutable permet de satisfaire parfaitement le gabarit, réalisant ainsi la fonction de dépointage désirée.

Les lobes secondaires sont en infériorité vis-à-vis du lobe dominant et sont dans l'intérêt du fonctionnement de ce réseau d'antennes conformé.

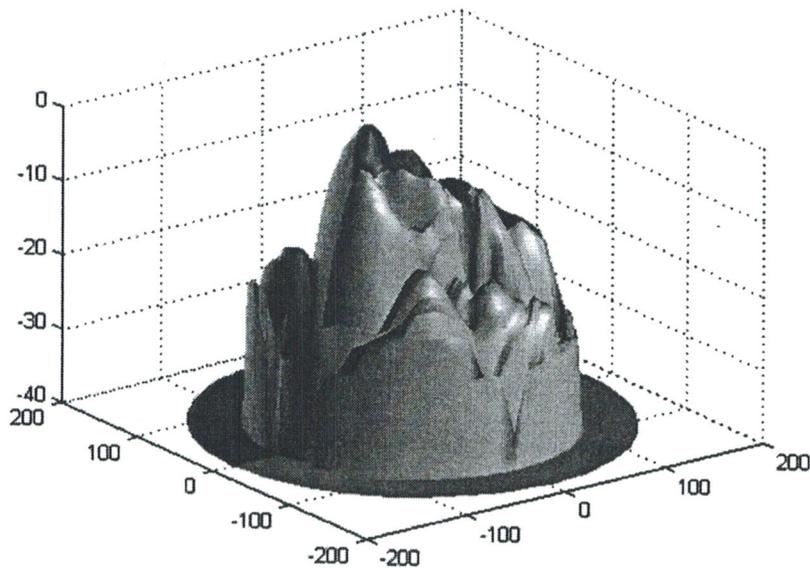


Figure IV.37 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau cylindrique.

Le comportement électromagnétique dans l'espace présenté par la figure IV.37, justifie le résultat trouvé dans le plan de coupes. La structure cylindrique avec une pondération commutable possède aussi un potentiel pour réaliser la fonction de déviation du lobe principal.

Nous pouvons voir sur cette figure en 3D que l'opération de dépointage s'est réellement produite sur toute la sphère et pas uniquement sur un plan spécifique.

IV.7.2 Réjection d'interférences

L'avantage principal de cette technique est lié aux possibilités offertes par la commande électronique pour adapter à tout moment les caractéristiques de rayonnement du réseau à un environnement hostile de brouilleurs. En fait, le réseau d'antennes peut être soumis à des perturbations multiples. Au rayonnement utile, s'ajoute donc un rayonnement parasite provenant de diverses sources naturelles ou artificielles, capables de provoquer une dégradation de la liaison utile de communication.

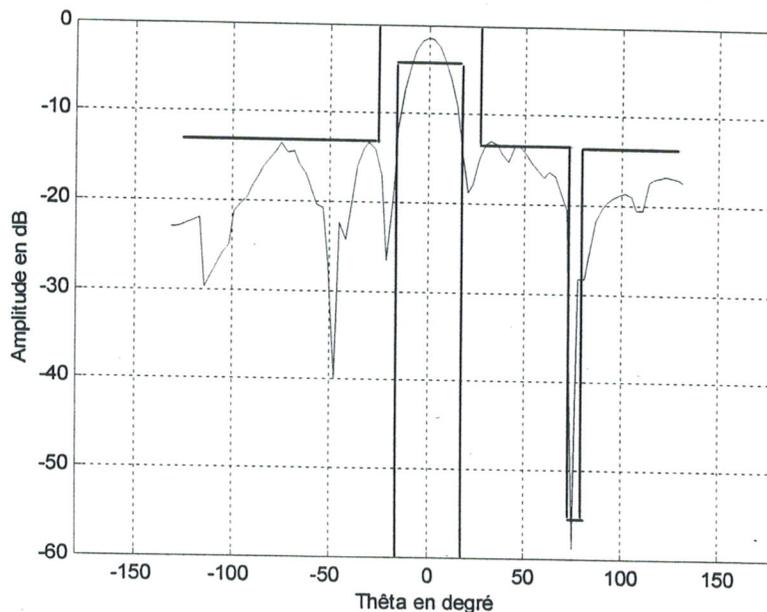


Figure IV.38 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal avec rejection d'interférence à 75° ($\varphi = 0^\circ$), par l'algorithme génétique.

On voit sur la figure IV.38 que notre contrainte d'alimentation commutable, appliquée à la structure pyramidale, permet la rejection d'interférence à 75°. Le niveau de rejection est de l'ordre des -60 dB.

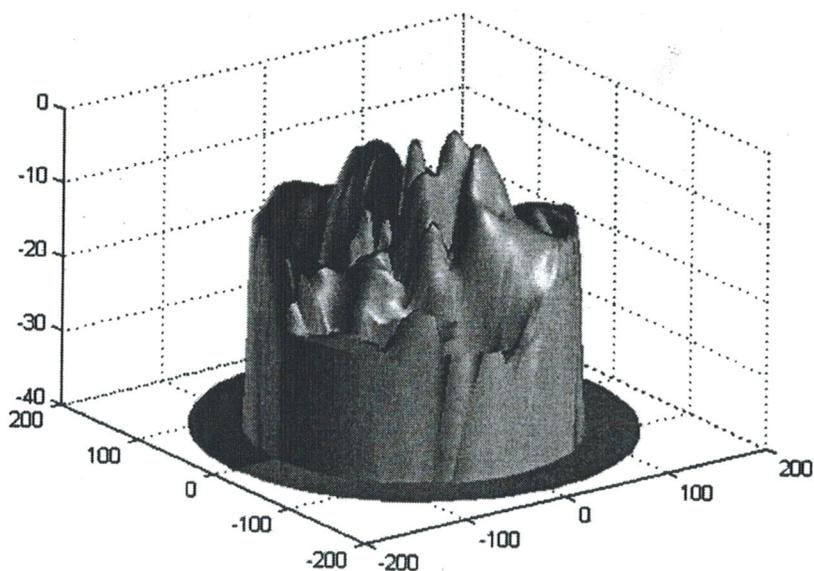


Figure IV.39 : Représentation tridimensionnelle de rayonnement du réseau pyramidal.

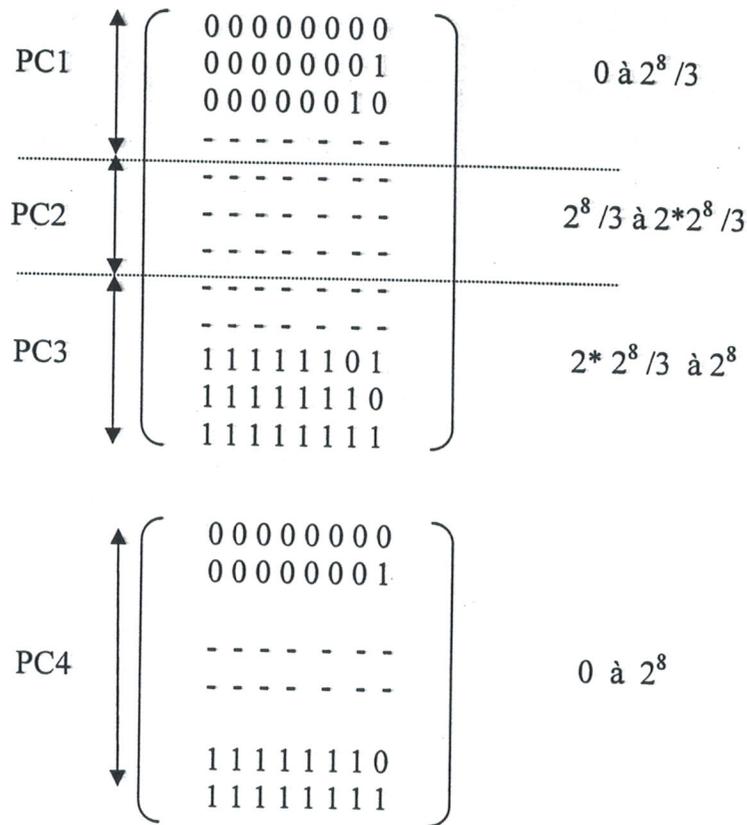
IV.8 Amélioration du temps de calcul

L'inconvénient de la synthèse par les méthodes d'optimisations globales est le temps de calcul élevé, d'où l'impossibilité d'une utilisation en temps réel.

A fin de diminuer la contrainte du temps de calcul, nous suggérons la décomposition de l'espace de recherche en N sous-espaces. Cette décomposition permet d'obtenir l'optimum dans chaque sous-espace en un temps de calcul réduit. L'obtention de l'optimum de l'espace de recherche est faite en comparant les optimums obtenus des sous-espace de recherche.

Notons que l'application de cette proposition de solution est faite uniquement pour le cas d'une synthèse basée sur les algorithmes génétiques.

Supposons que l'on veut synthétiser le diagramme de rayonnement d'un réseau dièdre à 08 éléments rayonnants. Les combinaisons du vecteur d'alimentation varient entre 0 et 2^8 , soit en code binaire entre « 00000000 » et « 11111111 », ainsi les individus des populations varient entres ces bornes.



En introduisant la proposition suggérée, parallèlement sur 3 stations de travail, le temps de calcul nécessaire pour obtenir les optimums de chaque sous-espace est donné dans le tableau IV.2.

N° PC	NLS en dB	Temps de calcul en minute
PC1	-16,2	16
PC2	-18,3	15
PC3	-15	16
PC4	-18,3	22

Tableau IV-2 : Amélioration du temps de calcul

On constate que l'obtention de l'optimum est faite en 16 minutes, soit le temps de calcul consommé le plus élevé.

L'application de l'algorithme génétique sur l'ensemble de l'espace de recherche nous a fourni le même optimum en un temps de calcul égal à 22 minutes.

En effet, la solution proposée permet de réduire le temps de calcul.

IV.9 Conclusion

Dans cette partie, deux méthodes répondants au problème pratique de synthèse du rayonnement des réseaux conformés sont présentées, en considérant la contrainte originale de la commutation d'alimentation.

Les deux méthodes de synthèse ont permis la simplification du système d'alimentation au maximum, jusqu'à 25% pour le cas du dièdre.

Les résultats émanant de la synthèse se révèlent très satisfaisants. En particulier, pour la résolution des problèmes, tels que : satisfaire un gabarit centré ou dépointé, rejeter des interférences.

Les observations particulières sur le niveau des lobes secondaires peuvent être probablement associées aux diverses hypothèses fixées par nos soins :

- phénomène de couplage négligé,
- source localement plane,
- commutation de l'alimentation,
- le positionnement symétrique des sources.

En se basant sur le fait que les résultats obtenus par la synthèse sont optimaux, nous jugeons que l'optimisation par la méthode des algorithmes génétiques est très appropriée compte tenu de l'exploitation des résultats obtenus et le temps de convergence requis.

L'alimentation commutable des sources est un domaine de recherche très important et nécessite d'avantage d'intérêt. Cette technique permet d'atteindre des résultats forts comparables à ceux trouvés par l'alimentation continue des sources.



CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de synthétiser un cahier de charges imposé par l'utilisateur est d'une importance fondamentale et capitale dans le domaine des télécommunications. L'étude du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes imprimées sur une structure conformée avec commutation de l'alimentation comme contrainte principale a fait l'objet de cette thèse.

Comme nous l'avons déjà précisé tout au long de ce mémoire, la structure doit être convexe et le couplage entre les éléments n'est pas pris en compte. Le couplage est en effet étudié par le Laboratoire de Télécommunications de Tlemcen et peut être prochainement intégré dans le logiciel réalisé.

Le premier chapitre a consisté en l'étude du passage du rayonnement de la source isolée au rayonnement du réseau de sources, en vue d'obtenir l'expression de la fonction caractéristique du diagramme du réseau. On a montré par la suite quels sont les problèmes auxquels on est confronté afin d'obtenir un diagramme de rayonnement d'un réseau de sources pour le cas général. L'expression de la fonction caractéristique du rayonnement a soulevé une dépendance envers la géométrie du réseau.

Le deuxième chapitre a repris les principaux résultats obtenus lors de l'analyse de l'ensemble des réseaux conformés étudiés. Leur présentation dans ce chapitre, suit la progression proposée dans le premier chapitre qui expose, de manière théorique, les démarches que nous avons suivies pour aboutir à ces simulations.

Les lois virtuelles injectées dans le module d'analyse ont été choisies dans la plus part du temps commutables, afin de se rendre compte principalement du comportement électromagnétique des structures conformées dans le cas d'une éventuelle pondération commutable qui était, rappelons le, une contrainte dans le module de synthèse.

Le troisième chapitre a été l'occasion de rappeler quelques méthodes d'optimisation locales et globales. La présentation de ces méthodes a été effectuée dans le but d'adapter une méthode efficace (satisfaction du gabarit et du temps de calcul) à une classe de problème de synthèse.

Ces techniques ont permis de poser et de résoudre les problèmes suivants, pour des réseaux d'antennes conformées :

- synthèse du diagramme de rayonnement sur tout l'horizon, avec différents formes de gabarit : centré, dépointé, sectoriel, directif,
- synthèse d'un diagramme de rayonnement à niveau de lobes secondaires, le plus bas possible,
- synthèse d'un diagramme de rayonnement avec des nuls sur une partie du diagramme,
- synthèse d'un diagramme multi- faisceaux.

La principale contribution de cette thèse a été de développer des méthodes répondants à des problèmes pratiques variés de rayonnement pour un réseau de sources conforme, et ceci en prenant considération de la contrainte originale de la commutation de l'alimentation.

Dans ce mémoire, deux méthodes de synthèses ont été développées intégrant les paramètres de pondérations affectés aux sources comme paramètres de base. La première méthode est basée sur l'utilisation de l'algorithme génétique où la fonction de coût (fitness) fait intervenir les pondérations commutables des sources. Ces dernières constituent les populations de l'algorithme génétique.

La comptabilité entre le fonctionnement de l'algorithme génétique et la contrainte de commutation réside dans le codage binaire utilisé. Ceci permet de diminuer la complexité algorithmique. Les résultats émanant de cette méthode se révèlent très satisfaisants. En particulier, pour la résolution des problèmes telles que : l'optimisation d'un gabarit centré ou dépointé, rejection des interférences.

En se basant sur le fait que les résultats obtenus par la synthèse sont optimaux, nous jugeons que l'optimisation par la méthode des algorithmes génétiques est très appropriée compte tenu de l'exploitation des résultats obtenus et le temps de convergence requis.

La deuxième méthode de synthèse est basée sur l'utilisation du recuit simulé. La qualité des résultats obtenus est inférieure ou parfois similaire à celle trouvée par l'algorithme génétique. Cependant, ces résultats dépendent fortement des conditions initiales ayant une grande influence sur la convergence de l'algorithme.

La différence entre la nature des variables discrètes de notre problème (poids commutable 1 ou 0) et celle de la méthode du recuit simulé (variables réelles) limitera les performances de cette dernière.

Après diverses simulations satisfaisantes, nous constatons que l'emploi des structures coniques et cylindriques est fort utile si l'on veut concentrer l'énergie du signal dans une direction choisie. La structure dièdre ou pyramidale alimentée en commutable est plutôt recommandée pour une application où on veut concentrer l'énergie du signal sur $\theta = 0^\circ$.

En général, l'outil statistique de synthèse proposé est développé constitue une recommandation afin de simplifier au maximum les circuits d'alimentations.

Ce travail demande une recherche ultérieure sur une autre méthode d'optimisation plus simple permettant un meilleur compromis entre la qualité des résultats et le temps de calcul. Dans un avenir proche, nous comptons intégrer le couplage entre les éléments imprimés et nous suggérons d'introduire la notion de programmation parallèle. Une autre perspective est de prévoir le nombre minime de sources assurant les conditions imposées par l'utilisateur.

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J.R. JAME, P.S. HALL, "*Hand book of microstrip antennas*", Tomes 1 et 2, IEE, Electromagnetic wave, Series 28, London, 1989.
- [2] J.M. FLEURIANT, "*Synthèse du diagramme de rayonnement d'un réseau de sources*", Thèse de doctorat, Université de Rennes I, Juin 1996.
- [3] A.C. BALANIS, "*Antenna theory, analysis and design*", Harper and Row, 1982.
- [4] S.M. MERIAH, "*Synthèse de réseaux d'antennes imprimées à alimentation commutable*", Thèse de magister, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen, Mars 1997.
- [5] C. AUDOUY, "*Synthèse d'antennes réseaux conformées* ", Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, Mars 1995.
- [6] S.M. DJENNAS, "*Analyse et synthèse de structures conformés d'antennes imprimées implémentées sur des objets de formes diverses* ", Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, Décembre 2000.
- [7] G. G. SANFORD, "Conformal microstrip phased array for aircraft tests with ATS-6", *IEEE*, vol. 26, N° 5, pp. 642-646, September 1978.
- [8] J. J. H. WANS, V. K. TRIPP and J.K. TIUERY, "Conformal low – profile multifunction antennas", *IEEE*, pp. 1002-1005, 1995.
- [9] D. AUGUSTAIN, "*Analyse du rayonnement d'antennes imprimées disposées en réseau sur des surfaces planes ou conformées*", Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, France, 1995.
- [10] M. MONACO, "*Effet des interactions électromagnétiques entres éléments rayonnants dans les réseaux plans ou cylindriques d'antennes imprimées*", Thèse de doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, France, Janvier 1992.
- [11] J.P. DAMIANO, "*Contribution à l'étude des antennes microrubans multicouches à éléments superposés ou décalés*", Thèse de docteur Es-science, Université de Nice-Sophia Antipolis, France, Janvier 1989.
- [12] J. R. MOSIG, F. GABIOL, "Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban", *Anales des télécommunications*, vol. 40, N° 7-8, pp. 411-437, 1985.

- [13] M. ANANE, S.M. MERIAH et F.T. BENDIMERAD, "Synthèse des réseaux conformés d'antennes imprimées par alimentation commutable", *CGE 2002*, Alger, Décembre 2002.
- [14] M. BOUAHLA, "Conception et analyse de structures conformées pour réseaux d'antennes imprimées", Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, Juillet 1999.
- [15] M. SALMON, "Etude de la parallélisation de méthodes heuristiques d'optimisation combinatoire. Application au recalage d'images médicales", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg 1, Décembre 2001.
- [16] I. Charon, A. Germa, O. Hurdy, "Méthodes d'optimisation combinatoire", édition Masson, 1996.
- [17] D.E. Golberg. "Genetic algorithms in search optimization and machine learning", Addison- Wesley, 1994.
- [18] J.H. Holland, "Adaptation natural and artificial systems", Mir Press, 1975.
- [19] S. Kirkpatrick, C.D. Gelatt & P.P. Vecchi, "Optimization by simulated annealing", *Science*, 220(4598), pp 671-680, June 1983.
- [20] N. Metropolis, A.W. Rosenbluth, A.H. Teller and Teller "Equation of state calculations by fast computing machine", *Chim. Phys.*, Vol(6), pp 1082-1087, 1953.
- [21] www.netlib.org/opt/imann.fr
- [22] A. CORONA, M. MMARCHASI, "Minimizing multimodal functions of continuous variables with the simulated annealing", *ASM transaction on mathematical software*, vol. 13, N° 3, pp. 262-280, September 1987.
- [23] S.M. BAHRI, "Réseaux d'antennes autoadaptatifs de détection pour systèmes radar par commutation électronique de la phase d'alimentation", Thèse de magister, Université Abou Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, Avril 2002.
- [24] T. Girard, "Réseaux d'antennes imprimées sur des surfaces conformées", thèse de doctorat, université de Nice- Sophia Antipolis, novembre 1999.

ANNEXES

avec :

$$F(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cdot \cos\varphi}{T - j\varepsilon_r \cos\theta \cdot \cot g(k_0 T h)} \quad (\text{A.4})$$

$$G(\theta) = \frac{-j\omega\mu_0 T \cdot \cos\varphi}{\cos\theta - jT \cot g(k_0 T h)} \quad (\text{A.5})$$

Les courants de surface se décomposent suivant :

$$J_x = L_x L_y I_1 \cdot \frac{\sin[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))]}{[k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2)] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))^2]} \quad (\text{A.6})$$

$$J_y = L_x L_y I_2 \cdot \frac{\sin[(k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2))] \cdot 2\pi \cos[(k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2))]}{[k_0 L_x \sin\theta \cos(\varphi/2)] \cdot [\pi^2 - (k_0 L_y \sin\theta \cos(\varphi/2))^2]} \quad (\text{A.7})$$

avec :

$$T = \sqrt{\varepsilon_r \cdot (1 - j \tan \delta) - \sin^2 \theta} \quad (\text{A.8})$$

J_x et J_y : courants de surface de l'antenne imprimée,

μ_0 : perméabilité du vide,

k_0 : nombre d'onde,

L_x : longueur de l'antenne,

L_y : largeur de l'antenne.

Les courants I_1 et I_2 sont des grandeurs complexes qui permettent de définir les plans E et H . Si on choisit $I_1 = 1$ (purement réel) et $I_2 = 0$ alors l'élément est polarisé linéairement selon Ox . Ainsi le plan E est le plan xOy alors que le plan H sera le plan yOx . Ceux-ci seront inversés si $I_2 = 1$ et $I_1 = 0$.

ANNEXE B

Développement du produit scalaire $OM\vec{n} \cdot \vec{U}$

L'équation de propagation, donnant le diagramme de rayonnement, est fonction du produit scalaire entre le vecteur de position de la source et le vecteur direction de propagation. Si ce dernier s'exprime toujours en fonction des angles θ et φ , puisque ce sont eux qui sont échantillonnés, le vecteur position de la source peut lui s'exprimer à partir de la position (X_n, Y_n, Z_n) de la source ou, à partir de fonctions trigonométriques des angles θ_n et φ_n .

$$OM\vec{n} = \begin{cases} X_n = \sin(\theta_n) \cos(\varphi_n) \\ Y_n = \sin(\theta_n) \sin(\varphi_n) \\ Z_n = \cos(\theta_n) \end{cases} \quad \vec{U} = \begin{cases} U = \sin(\theta) \cos(\varphi) \\ V = \sin(\theta) \sin(\varphi) \\ W = \cos(\theta) \end{cases}$$

D'où les deux expressions du produit scalaire :

$$OM\vec{n} \cdot \vec{U} = X_n \cdot \sin(\theta) \cos(\varphi) + Y_n \cdot \sin(\theta) \sin(\varphi) + Z_n \cdot \cos(\theta) \quad (\text{A.9})$$

$$OM\vec{n} \cdot \vec{U} = \underbrace{\sin(\theta) \sin(\theta_n)}_a \cdot \underbrace{\cos(\varphi) \cos(\varphi_n)}_b + \underbrace{\sin(\theta) \sin(\theta_n) \cdot \sin(\varphi) \sin(\varphi_n)}_c + \underbrace{\cos(\theta_n) \cos(\theta)}_d \quad (\text{A.10})$$

Développons la seconde expression. Les relations trigonométriques de base nous donnent :

$$\sin(\alpha) \sin(\beta) = \frac{[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]}{2}$$

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{[\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]}{2}$$

Soit en appliquant ces relations à l'équation (ref) :

$$a = \frac{[\cos(\theta - \theta_n) - \cos(\theta + \theta_n)]}{2} \quad b = \frac{[\cos(\varphi + \varphi_n) + \cos(\varphi - \varphi_n)]}{2}$$

$$c = \frac{[\cos(\varphi - \varphi_n) - \cos(\varphi + \varphi_n)]}{2} \quad d = \frac{[\cos(\theta + \theta_n) + \cos(\theta - \theta_n)]}{2}$$

Le produit scalaire s'écrit alors :

$$\begin{aligned} OM\vec{n} \cdot \vec{U} &= a \cdot (b + c) + d \\ &= \frac{1}{2} \{ [\cos(\theta - \theta_n) - \cos(\theta + \theta_n)] [\cos(\varphi - \varphi_n)] + \cos(\theta + \theta_n) + \cos(\theta - \theta_n) \} \end{aligned}$$

soit :

$$OMn.\vec{U} = \frac{1}{2} \{ \cos(\theta + \theta_n) [1 - \cos(\varphi - \varphi_n)] + \cos(\theta - \theta_n) [1 + \cos(\varphi - \varphi_n)] \} \quad (A.11)$$

Au niveau numérique, le temps de calcul d'une addition est plus faible que celui d'une multiplication, cette expression est a priori plus simple que l'expression (A.9). Elle comprend le calcul de :

- quatre fonctions trigonométriques ;
- sept additions ;
- trois multiplications.

Tandis que pour l'expression (A.9) :

- cinq fonctions trigonométriques ;
- deux additions ;
- cinq multiplications.

Résumé- Un algorithme de synthèse d'antennes imprimées intégrées dans des structures complexes telles que les réseaux conformés est fort utile pour prévoir le diagramme de rayonnement de celles-ci.

L'objet de cette thèse est l'étude du phénomène de rayonnement du réseau conformé d'antennes imprimées lorsque les sources sont pondérées. En particulier, comment choisir la loi de pondération commutable pour que la répartition spatiale de la puissance rayonnée par le réseau considéré satisfasse à des contraintes données, par le procédé d'un algorithme d'optimisation stochastique.

Nous proposons dans cette étude des techniques de résolution à base d'algorithmes stochastiques capables d'optimiser les réseaux d'antennes par action sur les poids de pondération d'alimentation commutable. Ces techniques prévoient la minimisation d'une fonctionnelle construite à partir des données relatives au problème de synthèse.

Mots clés - Antenne imprimée - réseau conformé - alimentation commutable - analyse - synthèse- optimisation - algorithme génétique- recuit simulé.

Abstract - An algorithm of synthesis of printed antennas integrated in complex structures such as the formed networks is extremely useful to envisage the diagram of radiation of those.

The object of this thesis is the study of the phenomenon of radiation of the conformel network of printed antennas when the sources are balanced. In particular, how to choose the commutable law of weightings so that the space distribution of the power radiated by the network considered satisfies constraints that one fixes oneself, by the process of an algorithm of stochastic optimization.

We propose in this study some techniques of resolution based on stochastic algorithms able to optimize the networks of antennas with action on the weights of law. These techniques envisage the minimization of a functional calculus built starting from the data relating to the problem of synthesis.

Key word - Printed antennas - conformel network - commutable law - analysis - synthesis - optimization - genetic algorithm -simulated annealing.