

**UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCEM**  
**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**  
**LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS**

**THESE DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE**  
**OPTION SIGNAUX ET SYSTEMES**

Présentée par :  
Sidi Mohammed DJENNAS

Thème :

**Optimisation Multi-Objectif par Orientation Angulaire d'Antennes  
Imprimées Implantées sur des Surfaces Conformées**

Soutenue en Décembre 2007 devant le jury :

Président :  
M. CHIKH-BLED

Examineurs :  
O. SEDDIKI  
N. BOUKLI HACENE  
S. M. MERIAH

Directeur de thèse :  
F. T. BENDIMERAD  
Co-directeur :  
S. A. DJENNAS



**UNIVERSITE ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCEM**  
**FACULTE DES SCIENCES DE L'INGENIEUR**  
**DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**  
**LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS**

**THESE DE MAGISTER EN ELECTRONIQUE**  
**OPTION SIGNAUX ET SYSTEMES**

Présentée par :  
Sidi Mohammed DJENNAS

Thème :

**Optimisation Multi-Objectif par Orientation Angulaire d'Antennes  
Imprimées Implantées sur des Surfaces Conformées**

Soutenue en Décembre 2007 devant le jury :

Président :  
M. CHIKH-BLED

Examineurs :  
O. SEDDIKI  
N. BOUKLI HACENE  
S. M. MERIAH

Directeur de thèse:  
F. T. BENDIMERAD  
Co-directeur :  
S. A. DJENNAS



**A mes parents**



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au laboratoire des Télécommunications de la Faculté des Sciences de l'Ingénieur de l'Université Abou Bekr Belkaid de TLEMCEM sous l'égide de l'éminent Professeur **F. T. BENDIMERAD** auquel j'exprime toute ma reconnaissance et ma gratitude pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, pour m'avoir proposé le sujet de cette thèse dont il a assuré avec dévouement la direction.

Je lui fais hommage pour m'avoir inculquer ses compétences scientifiques, ses qualités humaines et sa constante disponibilité, je tiens vivement à le remercier pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de mon travail et pour la liberté d'action qu'il m'a laissée, ce qui m'a permis d'orienter mes recherches dans certaines directions qui me motivaient.

Que Monsieur **S. A. DJENNAS**, Chargé de Cours à l'Université de TLEMCEM, et Co-directeur de ce travail, trouve entre ces lignes, l'expression de ma reconnaissance pour l'aide effective et le soutien constant qu'il m'a accordés. Mon frère, **Sidi Ahmed** m'a beaucoup appris aussi bien dans le domaine de la recherche que dans celui de l'enseignement.

Je rends grâce et je présente mes hommages à Monsieur **M. CHIKH-BLED**, Professeur à l'Université de TLEMCEM, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

J'adresse également mes vifs remerciements à Monsieur **O. SEDDIKI**, Maître de Conférences à l'Université de TLEMCEM, pour avoir accepté de juger ce travail et d'en être examinateur.

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur **N. BOUKLI HACENE**, Maître de Conférences à l'Université de TLEMCEM et auquel je suis entièrement reconnaissant pour sa participation à la commission d'examen.

Je remercie également Monsieur **S. M. MERIAH**, Maître de Conférences à l'Université de TLEMCEM, pour sa participation au jury en tant qu'examineur.

Enfin, j'exprime toute ma gratitude à l'ensemble du personnel du laboratoire des Télécommunications qui m'ont supporté par leurs services et leurs encouragements.





## RESUME

La conception de produits de haute qualité inclut généralement la résolution de problèmes à objectifs multiples antagonistes dans des espaces de recherche complexes. Les méthodes d'optimisation évolutionnaires multi-objectif sont considérées comme des outils appropriés pour la résolution de ces problèmes difficiles.

Cette thèse présente une brève revue des concepts et méthodes d'optimisation et détaille en outre l'implémentation d'un « Algorithme Génétique Multi-Objectif » (AGMO) associé à un module d'analyse pour résoudre le problème de synthèse de réseaux conformés d'antennes imprimées.

Le problème de synthèse consiste à estimer les orientations locales en azimut et en élévation des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de rayonnement aussi proche que possible des spécifications du rayonnement imposées par un gabarit à niveaux et dans plusieurs plans de vue.

Les performances et les caractéristiques de l'AGMO sur le problème de la synthèse sont mises en point pour chaque réseau convexe (dièdre, tétraèdre, pyramide, cylindre, conique et hémisphérique). Même si ces mises au point ont été proposées pour les quelques exemples spécifiques présentés, elles sont généralisables et leurs conclusions s'appliquent à n'importe quel problème d'optimisation.

**Mots clés** : Antenne imprimée, réseau conformé, synthèse, optimisation, diagramme de rayonnement, gabarit, algorithmes génétiques, optimisation multi-objectif.



# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	1
<b>CHAPITRE I : RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES</b>	
I.1. INTRODUCTION	6
I.2. HISTORIQUE	6
I.3. PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE L'ANTENNE MICROBANDE	7
I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS	8
I.5. METHODES D'ANALYSE	10
I.5.1. Modèle de la ligne de transmission	10
I.5.2. Modèle de la cavité	11
I.5.3. Analyse full-wave (méthode des moments)	12
I.6. TECHNIQUES D'ALIMENTATION	12
I.6.1. Alimentation avec la ligne microruban	13
I.6.2. Alimentation par câble coaxial	13
I.6.3. Alimentation couplée par ouverture	14
I.6.4. Alimentation couplée par proximité	15
I.7. LES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES	17
I.7.1. Etude de l'élément rayonnant primaire	19
I.7.1.1. Diagramme de rayonnement	19
I.7.1.1.1. Notions de plan de coupe	19
I.7.1.1.2. Diagramme de rayonnement	21
I.7.1.2. Gains d'une antenne	22
I.7.2. Réseaux rectilignes	23
I.7.3. Réseaux plans	24
I.7.4. Réseaux conformés	26
I.8. CONCLUSION	28
<b>CHAPITRE II : ALGORITHMES GENETIQUES MULTI-OBJECTIFS</b>	
II.1. INTRODUCTION	30
II.2. JUSTIFICATION	31
II.3. APPLICATION PRATIQUE : SYNTHESE DE RESEAUX CONFORMES	33
II.4. OBJECTIFS ET CONTRIBUTIONS	33
II.5. OPTIMISATION MULTICRITERE	34
II.5.1. Concepts de base et terminologie concernant l'optimisation	35
II.5.2. Problème multi-objectif	37
II.5.2.1. Comparaison de vecteurs	39
II.5.2.2. Dominance de Pareto	40
II.5.2.3. Optimalité au sens de Pareto	41
II.5.2.4. Ensemble non-dominé et frontière	42
II.5.3. Exemple de problème multicritère	43
II.5.4. Recherche et décision	45
II.5.5. Difficultés additionnelles des problèmes multicritère	47
II.5.6. Méthodes non-linéaires pour la recherche de solutions	48
II.5.6.1. Méthodes de « direction de recherche »	48
II.5.6.2. Méthodes d'« exclusion de semi-espaces »	50
II.5.6.3. Méthodes de « recherche par populations »	51
II.5.7. Considérations sur les méthodes de recherche, problème multicritère et antenne imprimées	52
II.6. AGMO	53
II.7. L'ALGORITHME GENETIQUE	54

II.8. L'ETAT DE L'ART DE L'ALGORITHME GENETIQUE MULTI-OBJECTIF	56
II.9. PRINCIPALES PREOCCUPATIONS DANS LA RECHERCHE MULTICRITERE	58
II.10. L'ALGORITHME GENETIQUE MULTIOBJECTIF A TROIS POPULATIONS COURANTES	61
II.10.1. Extraction des solutions non-dominées	65
II.10.2. Réduction de l'espace de recherche	66
II.10.3. « Éclaircissement » (clearing) des solutions non-dominées	68
II.10.4. Construction de la population de travail <i>POPREAL</i>	70
II.10.5. Technique de niche	71
II.10.6. Le processus de sélection	74
II.10.7. Croisement et mutation	75
II.10.8. Prise en compte des contraintes sur les paramètres	78
II.10.9. Elitisme global	79
II.11. CONCLUSION	79
<b>CHAPITRE III : SYNTHESE DE RESEAUX CONFORMES PAR ALGORITHMES GENETIQUES MULTI-OBJECTIFS</b>	
III.1. INTRODUCTION	81
III.2. ANALYSE DE RESEAUX CONFORMES D'ANTENNES	82
III.2.1. Réseaux conformes d'antennes	82
III.2.2. Approche théorique	83
III.2.3. Calcul du diagramme dans le repère global	87
III.2.3.1. Réseau conformé	87
III.2.3.2. Positionnement des sources	87
III.2.3.3. Problème des indéterminations	90
III.2.3.4. Calcul du diagramme de rayonnement élémentaire	90
III.2.4. Analyse du rayonnement	91
III.2.5. Conclusion	91
III.3. SYNTHESE DE RESEAUX CONFORMES D'ANTENNES	92
III.3.1. Introduction	92
III.3.2. Position du problème	93
III.3.3. Contraintes liées aux réseaux conformes	94
III.3.3.1. Test de visibilité des éléments rayonnants	96
III.3.3.2. Prise en compte des diagrammes élémentaires	97
III.3.4. Définition du gabarit	98
III.3.5. Fonction de coût utilisée (fitness)	101
III.3.6. Conclusion	101
III.4. RESULTATS DE LA SYNTHESE	102
III.4.1. Réseau dièdre	102
III.4.2. Réseau tétraèdre	105
III.4.3. Réseau pyramidal	110
III.4.4. Réseau cylindrique	116
III.4.5. Réseau cône	121
III.4.6. Réseau hémisphérique	127
III.4.7. Conclusion	131
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	133
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	138
<b>ANNEXE A : MODELISATION DE LA SOURCE ELEMENTAIRE</b>	147
<b>ANNEXE B : PSEUDO-CODE DES DIFFERENTES ETAPES DE L'ALGORITHME GENETIQUE MULTI-OBJECTIF</b>	150

## INTRODUCTION GENERALE



## INTRODUCTION GENERALE

Dans les systèmes utilisant les ondes électromagnétiques comme support, les antennes jouent un rôle fondamental. Elles assurent la conversion d'une propagation guidée vers une propagation en espace libre et vice-versa. La conception de ces dispositifs s'appuie sur diverses techniques d'analyse bien maîtrisées visant à résoudre numériquement les équations de MAXWELL pour le problème considéré.

Les systèmes spatiaux trouvent un grand nombre d'applications dans un vaste domaine d'activités : les télécommunications, la localisation, la navigation, l'observation de la Terre, etc... La diversité de ces applications implique l'utilisation d'une large gamme de concepts d'antennes allant des structures simples jusqu'aux architectures complexes (réseaux conformes).

L'augmentation constante du nombre d'antennes embarquées sur des avions a conduit à une prise de conscience sur la nécessité de trouver de nouvelles technologies d'antennes aéroportées. En effet, cette accumulation d'antennes détériore les performances de l'avion, que ce soit d'un point de vue structural ou aéromécanique. L'idée d'insérer une antenne sur sa structure même (ailes, fuselage) permettrait de bénéficier, entre autres, de toutes les spécificités propres à un réseau d'antennes, de l'élargissement de la couverture angulaire mais aussi d'une meilleure directivité. Cependant, la mise en place d'une antenne réseau conforme à la structure de l'avion ne va pas sans rencontre de difficultés.

Les antennes aéroportées actuelles fonctionnent tout en étant montées sur des bâtis rigides, ayant pour fonction de réduire le plus possible les niveaux de déformation ou de vibration, les antennes pouvant fonctionner jusqu'à 10 GHz (3 cm de longueur d'onde) et même au-delà.

L'utilisation en systèmes de télécommunications des antennes imprimées est liée directement à leurs grandes performances. L'exploitation expérimentale de ce type d'antennes nécessite à la fois une couverture omnidirectionnelle de l'espace ainsi qu'une adaptation de la caractéristique de rayonnement aux besoins d'utilisation. A ce niveau, il devient impératif d'implanter ces antennes imprimées sur des structures conformes et de synthétiser le diagramme de rayonnement de l'ensemble ainsi formé.

Dans le domaine des réseaux d'antennes imprimées, le problème de synthèse consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et 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.

La synthèse automatique ou optimisation reste cependant un challenge et de nombreux travaux de recherche sont menés afin de mettre au point des outils de synthèse efficaces en termes de coût numérique et de précision des résultats obtenus. De nombreuses méthodes analytiques et numériques ont été développées pour essayer de synthétiser un diagramme de rayonnement. Parmi les premières, nous pouvons citer celles de TAYLOR et de TCHEBYCHEFF. Dans les années récentes, les approches numériques sont devenues plus populaires et ont été appliquées à différents types de réseaux, comme les réseaux non périodiques ou les réseaux conformes.

Parmi celles-là, on peut citer les algorithmes d'optimisation linéaire et non linéaire et les méthodes adaptatives. Récemment, des techniques d'optimisation globale sont apparues comme les algorithmes génétiques, la recherche tabou ou le recuit simulé, dans le but d'obtenir le minimum global et d'éviter de rester piégé dans un minimum local comme dans le cas des méthodes déterministes.



C'est donc dans cet ordre que s'inscrit cette étude qui prévoit l'orientation locale en azimut et en élévation des éléments du réseau afin d'adapter la caractéristique de rayonnement à une fonction. Le problème étant plus complexe, les méthodes de synthèse déterministes ne peuvent être de grande utilité, le travail sera entamé par des procédés de calcul aléatoire (Algorithmes Génétiques).

Le sujet de thèse a pour but d'approfondir les performances des algorithmes génétiques dans les problèmes d'optimisation. Ces algorithmes présentent l'avantage d'effectuer une recherche à partir d'une population, c'est-à-dire une recherche multipoints, pour trouver la meilleure solution d'un problème mono-objectif ou bien multi-objectifs.

Cette thèse présente une brève revue des concepts et méthodes d'optimisation et détaille en outre l'implémentation d'un « Algorithme Génétique Multi-Objectif » (AGMO) associé à un module d'analyse pour la synthèse des réseaux conformés antennes imprimées.

Nous allons essayer, dans les limites du possible, de faire encadrer le problème d'étude de ces structures d'antennes, par une présentation généralisée et un traitement mathématique du problème de rayonnement des réseaux conformés d'antennes imprimées en analyse et en synthèse.

Le premier chapitre sera consacré aux généralités sur les antennes imprimées, leur mécanisme de fonctionnement, les types d'alimentations cohérents ainsi que leur association en réseaux rectiligne, plan et conformé. Une étude théorique permettant l'évaluation du champ rayonné par un réseau rectiligne de plusieurs antennes microrubans est ensuite élaborée. Une extension de cette étude aux réseaux plans et conformés est également exposée.

Le deuxième chapitre constitue la phase préparatoire pour aborder le problème de synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux conformés d'antennes imprimées. Nous y présenterons les grandes lignes des algorithmes génétiques et de l'évolution différentielle. Nous décrirons par la suite le

développement d'un outil d'optimisation stochastique multicritères (AGMO) qui, en association avec les analyses, permet le traitement de problèmes complexes. C'est un algorithme d'optimisation qui traite les deux espaces, celui des paramètres et celui des objectifs, sans en privilégier aucun, ce qui rend plus facile le processus de recherche des solutions optimales.

Le troisième et dernier chapitre est le plus important ; il est consacré à la synthèse des réseaux d'antennes imprimées par notre AGMO. La première partie de ce chapitre concerne tout spécialement les réseaux conformés d'antennes imprimées, leur structure et géométrie, leur application, les nouvelles contraintes qu'ils imposent, etc.... Pour le calcul du diagramme de rayonnement de ces structures, il ne sera pas possible de définir un facteur de réseau comme pour les réseaux rectilignes et plans, alors le champ électromagnétique sera calculé pas à pas en introduisant la notion de repère tournant et les matrices de transition entre coordonnées cartésiennes et sphériques et vice versa, sans négliger de traiter les cas d'indétermination pour ne pas avoir des divergences lors des calculs. La deuxième partie décrit notre approche pour implanter l'AGMO à la résolution du problème de synthèse de réseaux conformés d'antennes imprimées. Après avoir posé le problème, nous passons à la présentation des six structures de réseaux conformés proposés : dièdre, tétraèdre, pyramide, cylindre, cône, et hémisphère par des graphiques de leurs aspects et des formules mathématiques exprimant les coordonnées cartésiennes des sources empreintes sur leurs surfaces. Nous en terminerons avec des visualisations projetées propres au rayonnement électromagnétique de ces structures obtenues pour des gabarits centrés et dépointés dans différents plans d'observation. Les performances et les caractéristiques de l'AGMO sont mises en point pour chaque exemple. Même si ces mises au point ont été proposées pour les quelques exemples spécifiques présentés, elles sont généralisables et leurs conclusions s'appliquent à n'importe quel problème d'optimisation.

Nous achèverons notre manuscrit par une conclusion générale sur tout ce qui a été dit ou obtenu à propos de l'optimisation et de la synthèse des réseaux d'antennes imprimées ainsi que sur les perspectives prometteuses existantes dans ce domaine d'études intéressant les services de télécommunications et les laboratoires de recherche.

CHAPITRE I  
RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES



## **I.1. INTRODUCTION**

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment, celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des circuits d'antennes et des antennes plaques. Les plaques microbandes peuvent trouver une application dans les circuits intégrés micro-ondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Ces plaques rectangulaires peuvent être utilisées aussi comme éléments rayonnants.

Avant d'aborder le sujet en question, nous avons préféré donner en premier lieu un aperçu historique sur les antennes ainsi qu'une présentation de leur structure. Les avantages, les inconvénients et les différentes méthodes d'analyse sont aussi rapportés. Ensuite, nous décrivons succinctement leur fonctionnement et leur mécanisme de rayonnement.

En fin, nous terminerons ce chapitre en présentant les techniques d'excitation les plus répandues des réseaux d'antennes.

## **I.2. HISTORIQUE**

Grâce à leurs nombreux avantages, les antennes plaques sont devenues très populaires dans diverses applications civiles et militaires. Ces antennes ont été proposées la première fois par DESCHAMPS en 1953. Cependant, il a fallu attendre plus de vingt ans pour que MUNSON réalisa la première antenne microbande [9]. En 1979 un colloque sur les antennes tenu au Mexique lance un intérêt international pour les antennes microrubans. Plusieurs articles ont été présentés lors de cette réunion puis apparus dans une édition spéciale des transactions d'IEEE sur les antennes et la propagation [5]. Un des premiers livres qui définit les caractéristiques des antennes, et qui est toujours une référence standard, a été écrit par BAHL et BHARTIA [10]. Depuis, plusieurs travaux sont apparus montrant la polyvalence en terme de géométries possibles ce qui les rend applicables dans différentes situations.

### I.3. PRESENTATION DE LA STRUCTURE DE L'ANTENNE MICROBANDE

Sous sa forme la plus fondamentale, une antenne microbande se compose d'une pièce métallique rayonnante sur un côté (patch) du substrat diélectrique et un plan de masse de l'autre côté comme représenté sur la figure I.1. Le patch est généralement fabriqué à base d'un matériau conducteur tel que le cuivre ou l'or et il peut prendre n'importe quelle forme possible. Le patch rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photo gravés sur le substrat diélectrique (céramique ou polymère).

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 dont plusieurs en formes de pavés ont été étudiés ; il reste que la forme rectangulaire est la plus répandue.

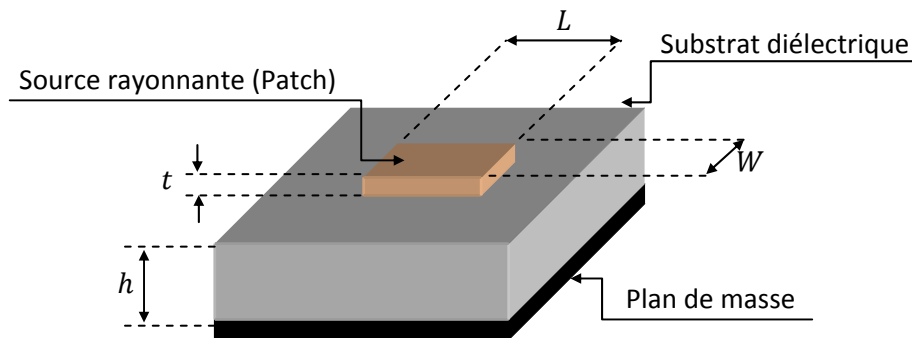


Figure I.1 : Structure d'une antenne imprimée

Afin de simplifier l'analyse et l'estimation des performances, le patch a généralement une forme rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autre forme connue comme indiqué dans la figure I.2. Pour un patch rectangulaire, sa longueur  $L$  est généralement  $0.3\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre.

Le patch est sélectionné de façon qu'il soit très mince ( $t \ll \lambda_0$ , où  $t$  est l'épaisseur du patch). La taille  $h$  du substrat diélectrique est habituellement  $0,003\lambda_0 \leq h \leq 0,05\lambda_0$ . La constante diélectrique du substrat  $\epsilon_r$  est typiquement dans la gamme  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$ .

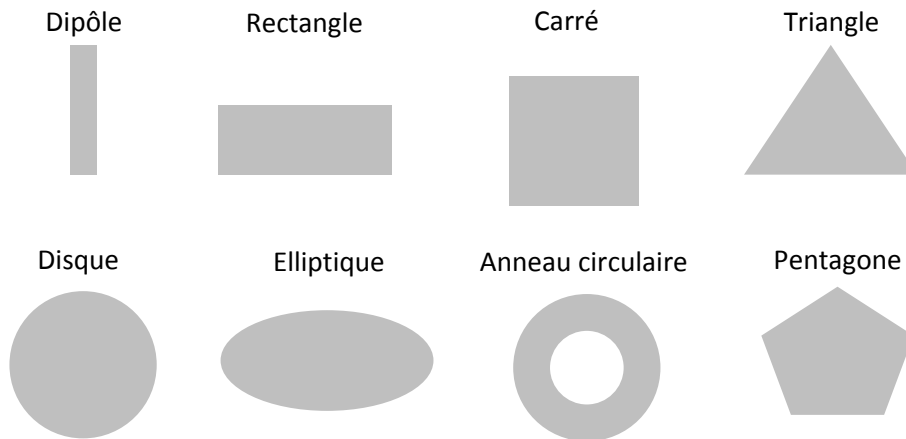


Figure 1.2 : Divers types d'éléments rayonnants

Les antennes imprimées rayonnent principalement en raison des champs marginaux entre le bord du patch et le plan de masse. Pour la bonne performance d'antenne, un substrat diélectrique épais ayant une faible constante diélectrique est souhaitable, puisque cela fournit une meilleure efficacité, une largeur de bande plus grande et un meilleur rayonnement [12]. Cependant, une telle configuration mène à une taille d'antenne plus grande. Afin de concevoir une antenne moins encombrante, il est nécessaire d'employer des constantes diélectriques plus élevées mais nous allons avoir une largeur de bande plus étroite. Par conséquent un compromis doit être fait entre les dimensions de l'antenne et les performances.

#### I.4. AVANTAGES ET INCONVENIENTS

Les antennes imprimées sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil dues à leur structure miniaturisées. Donc elles sont extrêmement compatibles pour les incorporées dans les dispositifs sans fil portatif tels que les téléphones cellulaires etc. Pour l'utilisation des antennes imprimées dans la télémétrie et sur les missiles, elles doivent être très minces et

conformes. Un autre secteur où elles ont été employées avec succès est la communication par satellite. Certains de leurs principaux avantages discutés par BALANIS [12] et KUMAR et RAY [16] sont indiqués ci-dessous:

- Poids léger et volume petit.
- Configuration planaire miniaturisée qui peut être facilement rendue conforme pour n'importe quelle surface.
- Le faible coût de fabrication, par conséquent elles peuvent être fabriquées en grande quantité.
- Supportent la polarisation linéaire aussi bien que la polarisation circulaire.
- Peuvent être facilement intégrées avec les circuits intégrés micro-ondes (MICs).
- Capables d'opérer en mode bi-fréquence.
- Mécaniquement robustes une fois montées sur des surfaces rigides.

Ces antennes souffrent d'un certain nombre d'inconvénients par rapport aux antennes conventionnelles :

- Largeur de bande étroite.
- Faible rendement.
- Faible Gain.
- Rayonnement parasite des alimentations et des jonctions.
- Excitation d'ondes de la surface.

Les antennes imprimées ont un facteur de qualité ( $Q$ ) très élevé.  $Q$  représente les pertes liées à l'antenne et un grand  $Q$  mène à une largeur de bande étroite et faible rendement.  $Q$  peut être réduit en augmentant l'épaisseur du substrat diélectrique. Mais au fur et à mesure que l'épaisseur augmente, une fraction croissante de la puissance totale délivrée par la source sera consommée par les ondes de surface. Cette contribution d'ondes de surface peut être considérée comme perte de puissance puisqu'elle est finalement dispersée au niveau de substrat diélectrique et cause la dégradation des caractéristiques de l'antenne. Cependant, des ondes de surfaces peuvent être minimisées par l'utilisation des structures photoniques comme discuté par QIAN [11]. D'autres problèmes tels que le faible gain et la faible puissance peuvent être surmontés en employant un réseau d'antenne.



## I.5. METHODES D'ANALYSE

Les modèles les plus courants dans l'analyse des antennes imprimées sont

- Modèle de ligne de transmission.
- Modèle de cavité.
- Modèle full-wave (qui inclut principalement la méthode de l'équation intégrale /méthode des moments).

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple : il donne de bonnes interprétations physiques mais modélise difficilement le couplage. Le modèle de la cavité rayonnante est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique, mais approche aussi difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats.

Lorsqu'il est appliqué correctement, le modèle full-wave est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux finis et infinis, les réseaux empilés, les formes arbitraires et le couplage. Cependant c'est le modèle le plus complexe.

### I.5.1. Modèle de la ligne de transmission

Ce modèle représente l'antenne imprimée par deux fentes de largeur  $W$  et de hauteur  $h$  séparées par une ligne de transmission de longueur  $L$ . Le microruban est essentiellement une ligne non homogène de deux diélectriques, typiquement le substrat et l'air (Figure I.3).

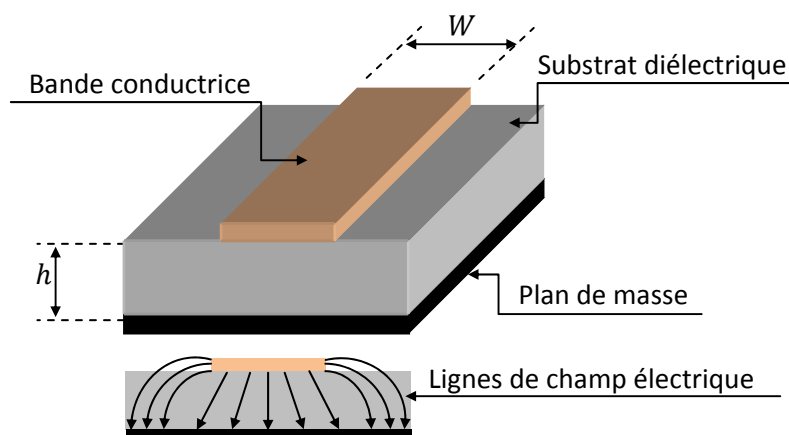


Figure I.3 : Modèle de la ligne de transmission

La majorité des lignes de champ électrique résident dans le substrat et une partie de quelques lignes circulent en air. En conséquence, cette ligne de transmission ne peut pas supporter le mode TEM, puisque les vitesses de phase sont différentes dans l'air et dans le substrat. Au lieu de cela, le mode dominant de la propagation est le mode quasi-TEM. Par conséquent, une constante diélectrique effective  $\epsilon_{reff}$  doit être obtenue afin de tenir compte des champs de bord et la propagation des ondes dans la ligne. La valeur du  $\epsilon_{reff}$  est légèrement inférieure à  $\epsilon_r$  parce que les champs marginaux autour de la périphérie du patch ne sont pas confinés dans le substrat diélectrique mais sont également étendus dans l'air [14].

### I.5.2. Modèle de la cavité

Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en  $z = 0$ , plan de masse et en  $z = h$ , le conducteur métallique supérieur, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effectives sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne. Pour l'excitation, nous prenons pour modèle un courant électrique  $J$  parallèle à l'axe  $oz$  (Figure I.4) et réparti uniformément.

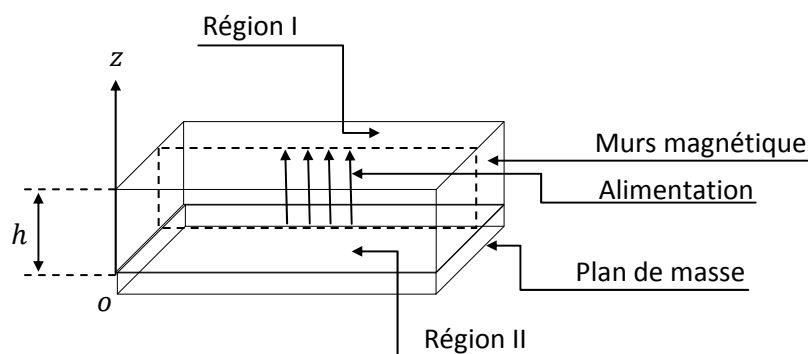


Figure I.4 : Modèle de la cavité

Pour calculer le champ interne à la cavité  $E_z$ , nous utilisons la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de HELMHOLTZ (sans second membre) dans chaque région.

Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur.

De plus, une conductance de rayonnement est définie pour chaque mode. Cette conductance dissipe la même puissance que celle rayonnée par la cavité.

Enfin, les pertes dans le conducteur et dans le diélectrique sont obtenues en utilisant une méthode de perturbation. Nous calculons les pertes diélectriques en intégrant le champ électrique (évalué dans le cas sans perte) sur le volume de la cavité [12,13].

### **I.5.3. Analyse full-wave (méthode des moments)**

Une des méthodes, qui fournit l'analyse full-wave des antennes imprimées, est celle des moments. Dans cette méthode, les courants de surface sont employés pour modéliser le patch et les courants de polarisation de volume sont employés pour modéliser les champs dans le substrat diélectrique. Il a été montré par NEWMAN et TULYATHAN [15] qu'une équation intégrale est obtenue pour ces courants inconnus et l'usage de la méthode de moments ; cette équation intégrale est convertie en équations matricielles, ce qui peut alors être résolu par des diverses techniques algébriques pour fournir le résultat.

## **I.6. TECHNIQUES D'ALIMENTATION**

Les antennes imprimées peuvent être alimentées par une variété de méthodes qui peuvent être classées en deux catégories : avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance de RF est alimentée directement au patch rayonnant en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microruban. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microruban et le patch rayonnant [12]. Les quatre techniques d'alimentation les plus courantes utilisées sont la ligne microruban, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture et le couplage par proximité (technique sans contact).

### I.6.1. Alimentation avec la ligne microruban

Dans ce type de technique d'alimentation, un ruban conducteur est connecté directement au bord du patch rayonnant comme le montre la figure I.5. La longueur de la bande conductrice est plus petite par rapport au patch et ce genre d'alimentation a l'avantage que celle-ci peut être gravée sur le même substrat pour fournir une structure planaire.

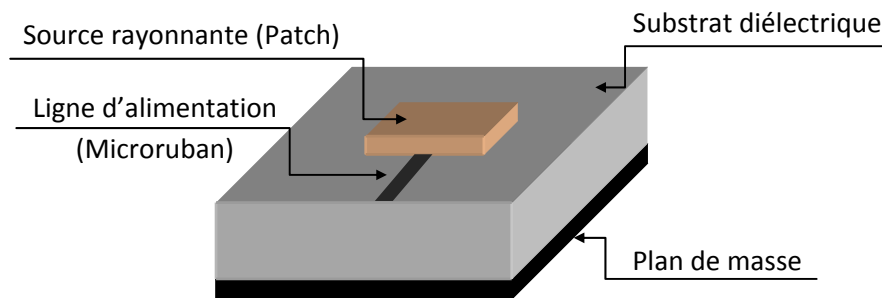


Figure I.5 : Alimentation par microruban

Le but de l'encart coupé dans le patch est d'adapter l'impédance de la ligne d'alimentation au patch sans avoir recours à un élément d'adaptation additionnel. Ceci est achevé par un contrôle correct de la position de l'encart. Par conséquent c'est une technique d'alimentation facile, puisqu'elle permet la fabrication et la simplicité de modélisation, ainsi que l'adaptation d'impédance. Cependant, certaines applications nécessitent un substrat épais, ce qui engendre l'augmentation des ondes de surface et le rayonnement parasite, entraînant une dégradation de la bande passante [12].

### I.6.2. Alimentation par câble coaxial

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes plaques. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et il est soudé au patch, alors que le conducteur extérieur est relié au plan de masse (Figure I.6).

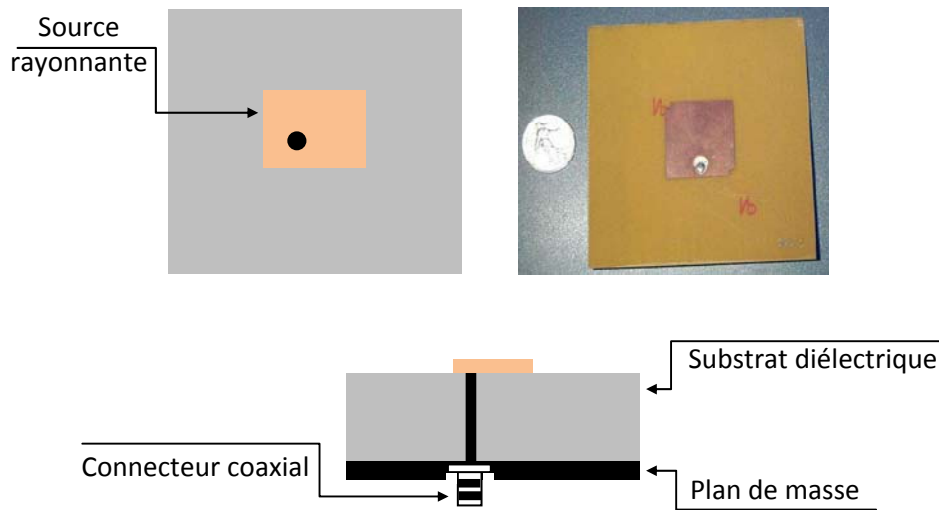


Figure I.6 : Alimantation par sonde coaxiale

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser puisqu'un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse, cela ne la rend pas complètement planaire pour les substrats épais ( $h > 0.002\lambda_0$ ).

En outre, pour des substrats plus épais, l'accroissement de la longueur de sonde rend l'impédance d'entrée plus inductive, menant aux problèmes d'adaptation [17]. Il est clair à partir de ce que nous avons vu, qu'avec un substrat diélectrique épais, ce qui fournit une large bande passante, les alimentations par lignes microruban et par câble coaxiale souffrent de plusieurs inconvénients. Les techniques d'alimentation sans contact que nous allons discuter ci-dessous, résolvent ces problèmes.

### I.6.3. Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne microruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse comme représenté dans la figure I.7. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

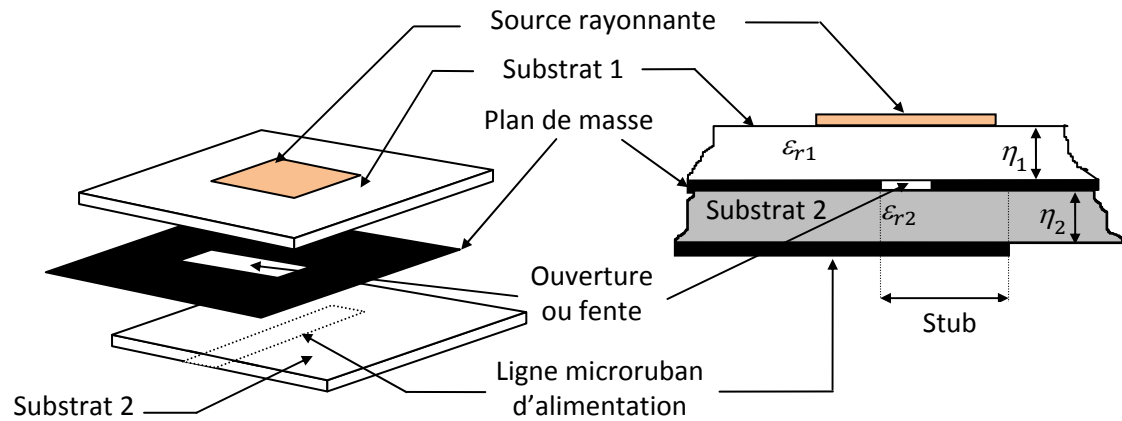


Figure I.7 : Alimentation couplée par ouverture (ou fente)

L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé. D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais ayant une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch [12]. L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication en raison des couches multiples, qui augmentent également l'épaisseur d'antenne. Cette technique d'alimentation fournit aussi une largeur de bande étroite.

#### I.6.4. Alimentation couplée par proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation soit située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré dans la figure I.8. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite dû à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (plus que 13%) [12], en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents,

un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne.

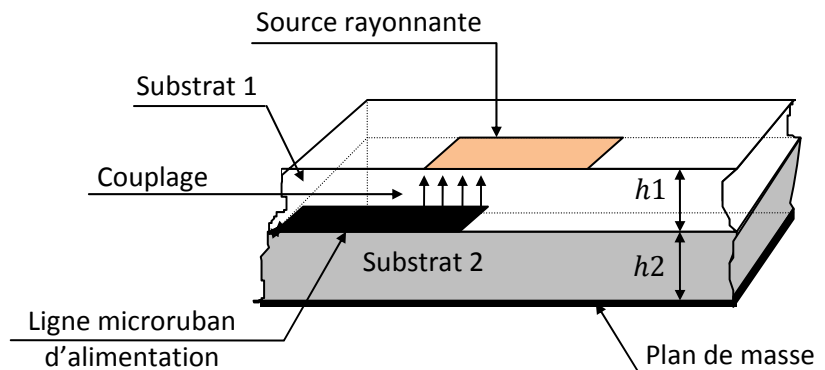


Figure I.8 : Alimentation couplée par proximité

L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

Le tableau I.1 récapitule ci-dessous les caractéristiques des différentes techniques d'alimentation.

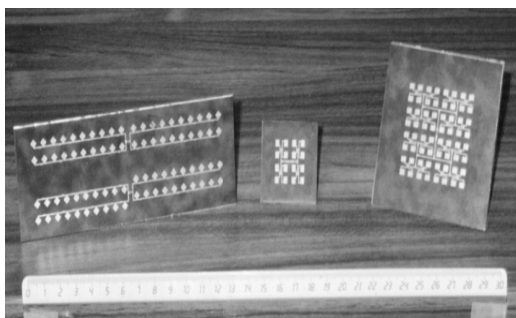
Caractéristiques	Alimentation par ligne microruban	Alimentation par ligne coaxiale	Alimentation couplée par ouverture	Alimentation couplée par proximité
Rayonnement parasite de l'alimentation	Plus	Plus	Moins	Minimum
Fiabilité	Meilleur	Pauvres à cause de soudure	Bon	Bon
Facilité de fabrication	Facile	Soudure et forage requis	Alignement requis	Alignement requis
Adaptation d'impédance	Facile	Facile	Facile	Facile
Bande passante (réalisé avec adaptation d'impédance)	2-5%	2-5%	2-5%	13%

Tableau I.1 : Comparaison entre les différentes techniques d'alimentation [4]

### I.7. LES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES

L'utilisation d'une antenne plaque unique s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques comme un gain élevé ou un lobe principal conformé ne peuvent généralement être obtenues que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un système appelé « réseau ».

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation. Ces alignements peuvent être situés dans un plan (réseaux linéaire-réseaux plans) (Figure I.9 (a)) ou plaqués sur une surface courbe (réseaux conforme) (Figure I.9 (b)).



a. Réseaux linéaires et plans d'antennes



b. Réseaux conformes d'antennes

Figure I.9 : Réseaux d'antennes imprimées

Pour le réseau linéaire, nous essayons de conformer le diagramme de rayonnement uniquement dans le plan contenant les sources. Lors d'une modification du diagramme de rayonnement sur l'ensemble de l'hémisphère, les sources élémentaires doivent être disposées selon le réseau bidimensionnel.

Dans une antenne réseau, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée : les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement de l'élément de base, des coefficients d'excitation en amplitude et en phase sur chaque source, la distance entre éléments et aussi de l'orientation angulaire des patches.



La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes [8]:

- Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminent le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de  $0.6$  à  $0.75\lambda_0$  pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.
- Si le diagramme de rayonnement doit vérifier un gabarit éventuellement imposé, des outils de synthèse de réseau permettent de déterminer les pondérations et déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée.
- Ensuite, à partir de la théorie des lignes, il faudrait élaborer le circuit des lignes microrubans alimentant les différents éléments rayonnants. L'objectif de cette étape est double : d'une part, il faut réaliser l'adaptation  $50\Omega$  de l'antenne au niveau du point d'excitation et, d'autre part, réaliser les répartitions en phase et en amplitude calculées au cours de l'étape précédente.

Ces dispositifs sont très intéressants pour deux raisons :

- a. Ils permettent de réaliser des aériens à balayage électronique, lesquels sont de plus en plus employés dans les techniques radars.
- b. Ils permettent également la réalisation d'antennes plaquées sur des surfaces qui peuvent être en principe de formes quelconques.

Leur théorie élémentaire suppose qu'il n'y a aucun couplage entre les sources élémentaires, ce qui n'est pas le cas. La présence de ces couplages va modifier à la fois les diagrammes individuels de chacune de ces sources et leurs impédances d'entrée, ces dernières font souvent entraîner l'apparition de directions aveugles. Quant aux déformations des diagrammes, elles se retrouveront sur la forme du diagramme de l'ensemble. Ce dernier effet est

surtout sensible dans le cas des réseaux conformés. Enfin, il ne faut pas oublier qu'un réseau dans lequel les sources rayonnantes sont régulièrement disposées constitue une structure périodique, laquelle peut propager des ondes de surface qui vont d'ailleurs participer aux couplages entre sources, donc intervenir dans le gain et le diagramme du réseau [6].

Globalement, les réseaux d'antennes imprimées sont des antennes très utilisées compte tenu de leurs nombreux avantages. La possibilité que l'on puisse jouer sur de nombreux facteurs et donc adapter le diagramme notamment aux exigences les plus variées des cahiers des charges explique le fait que leurs domaines d'applications sont extrêmement variés. On peut citer des applications [1] dans les systèmes mobiles et satellitaires, réseaux conformés sur surfaces coniques (ailes d'avions, missiles...).

### **I.7.1. Etude de l'élément rayonnant primaire**

L'élaboration d'un réseau d'antennes imprimées dépend entièrement des caractéristiques obtenues sur l'antenne élémentaire, en termes de fréquence de résonance, de bande passante, de diagramme de rayonnement et de gain. C'est pourquoi une étude approfondie de cet élément de base est absolument nécessaire.

#### **I.7.1.1. Diagramme de rayonnement**

Dans cette partie, nous allons présenter le calcul du champ rayonné à grande distance de l'antenne dans tout l'espace. La plupart de ces notions sont définies pour l'antenne considérée en émission ou en réception.

##### **I.7.1.1.1. Notions de plan de coupe**

Un graphique en trois dimensions paramétré en fonction de la direction permet de présenter au mieux les caractéristiques de rayonnement. Néanmoins, nous représentons en série de plans de coupe les diagrammes afin de mieux les visualiser. Sur la figure I.10, nous observons une sphère fictive représentée partiellement. Sur cette sphère, nous avons évalué les composantes de champs électriques qui permettent de caractériser le rayonnement d'une antenne.

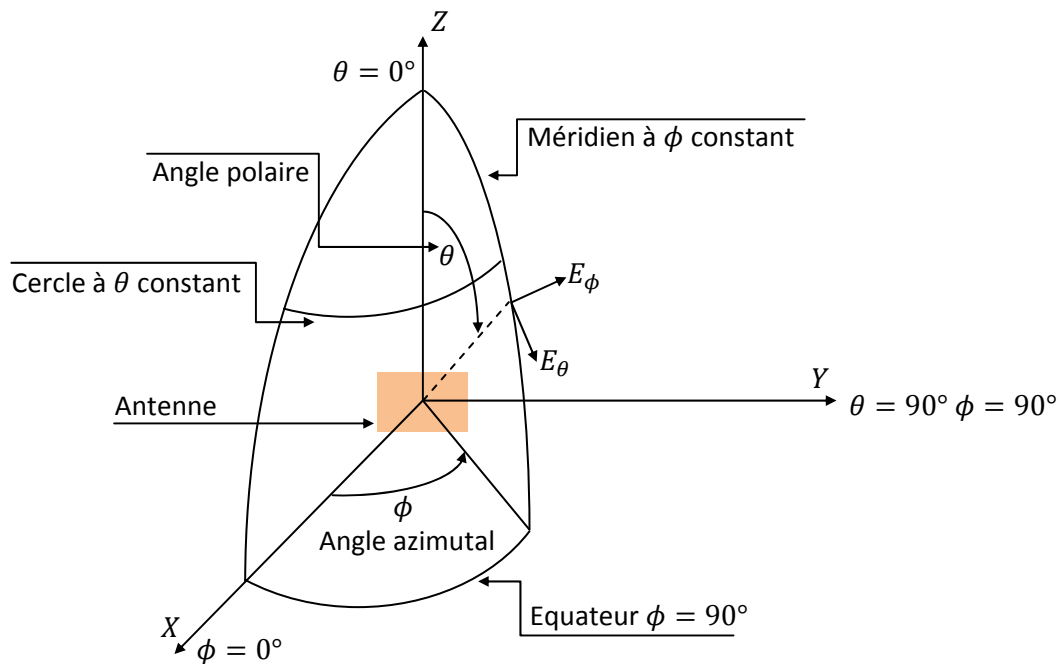


Figure I.10 : Définition des coordonnées pour les tracés de diagramme

Prenons comme exemple une antenne que l'on polarise verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction  $OX$ . Le plan  $XOY$  est le plan horizontal. Deux plans de coupe permettent de caractériser le rayonnement. Dans le plan ( $\theta = 90^\circ$ ), la composante verticale  $E_\theta$  du champ électrique est tracée en fonction de l'angle d'azimut  $\phi$ . Nous désignerons ce diagramme par  $E_\theta(\theta = 90^\circ, \phi)$ . Il est généralement appelé diagramme du plan  $H$ . Dans le plan  $XOZ$ , c'est l'angle polaire  $\theta$  qui permet de mesurer la composante  $E_\theta$  de champ électrique. On désigne ce diagramme par  $E_\theta(\theta, \phi = 90^\circ)$  et il est généralement appelé diagramme du plan  $E$ .

Si nous polarisons l'antenne horizontalement et en prenant un lobe principal de rayonnement dans la direction  $OX$ , nous évaluons les diagrammes en fonction des angles  $\theta$  et  $\phi$ . Les plans sont les mêmes que pour l'antenne à polarisation verticale. La différence est que la composante de champ est tracée selon  $\phi$  (horizontale). Nous identifions donc les diagrammes significatifs par  $E_\phi(\theta = 90^\circ, \phi)$  et  $E_\phi(\theta, \phi = 90^\circ)$ .

Il est néanmoins rare de rencontrer une seule polarisation de champ. Généralement, on trace les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance en valeur absolue ou relative. Nous les présentons sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, à savoir l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, et le niveau de référence. Dans la mesure où le tracé des courbes du champ électromagnétique présente des variations de grandes amplitudes, cette présentation est très appréciée. Lorsque l'on évoque diagramme, on parle d'abord du rayonnement isotrope car il permet de caractériser les autres diagrammes. Le rayonnement isotrope se définit par une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement égale quelle que soit la direction considérée.

### I.7.1.1.2. Diagramme de rayonnement

Nous définissons le diagramme de rayonnement d'une antenne comme étant la fonction représentant la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

A grande distance  $r$  d'un système rayonnant supposé à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction donnée  $(\theta, \phi)$ , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide est une grandeur indépendante de  $r$ , reliée au champ électrique en régime harmonique par la relation :

$$\psi(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 r^2 \quad (1.1)$$

Avec  $\eta_0 = 120 \Omega$  impédance d'onde dans le vide.

Soit  $(\theta_0, \phi_0)$  la direction du maximum de cette densité. On exprime alors la fonction  $d(\theta, \phi)$  normalisée à 1 par :

$$d(\theta, \phi) = \frac{\psi(\theta, \phi)}{\psi(\theta_0, \phi_0)} \quad (1.2)$$

$$d(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2}{|\vec{E}(r, \theta_0, \phi_0)|^2} \quad (1.3)$$

$$\text{Avec } |E(r, \theta, \phi)| = \sqrt{E_\theta^2(r, \theta, \phi) + E_\phi^2(r, \theta, \phi)} \quad (1.4)$$

La fonction  $d(\theta, \phi)$  représente le diagramme de rayonnement de l'antenne. Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien, caractérise la répartition de la puissance rayonnée dans l'espace à grande distance. Une expression simplifiée peut alors être établie et sera utilisée pour évaluer numériquement le diagramme de rayonnement.

### I.7.1.2. Gains d'une antenne

Le gain d'une antenne est le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite par une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

Le gain du réseau dépend de celui de l'antenne élémentaire défini par la relation :

$$G(\theta, \phi) = \psi(\theta, \phi) \frac{4\pi}{P_n} \quad (1.5)$$

Avec  $\psi(\theta, \phi)$  la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \phi)$  et  $P_n$  la puissance de normalisation.

Suivant la nature de  $P_n$ , trois types de gain sont définis :

- Le gain réalisé  $G_R(\theta, \phi)$  pour  $P_n = P_i$ , avec  $P_i$  la puissance incidente prenant en compte les pertes par désadaptation et les pertes dans l'antenne (pertes diélectriques, pertes par effet Joule...); c'est le gain que l'on obtient en mesure.
- Le gain intrinsèque  $G_a(\theta, \phi)$  pour  $P_n = P_a$ , avec  $P_a$  la puissance acceptée dans l'antenne ne prenant pas en compte les pertes par désadaptation.
- La directivité  $D(\theta, \phi)$  pour  $P_n = P_R$  avec  $P_R$  la puissance totale rayonnée ; c'est une caractéristique intrinsèque de l'antenne seule, représentant la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Une fois l'ensemble des caractéristiques de l'élément de base précisément connues, nous pouvons passer à la mise en réseau de ces éléments primaires, à savoir la détermination de sa géométrie puis l'élaboration du circuit de distribution.

### I.7.2. Réseaux rectilignes

Pour calculer le champ rayonné par un réseau rectiligne, considérons un ensemble de  $N$  sources identiques alignées régulièrement sur un axe ( $OX$ ) d'un repère cartésien et équidistantes d'une distance «  $d$  » appelée pas du réseau (Figure I.11).

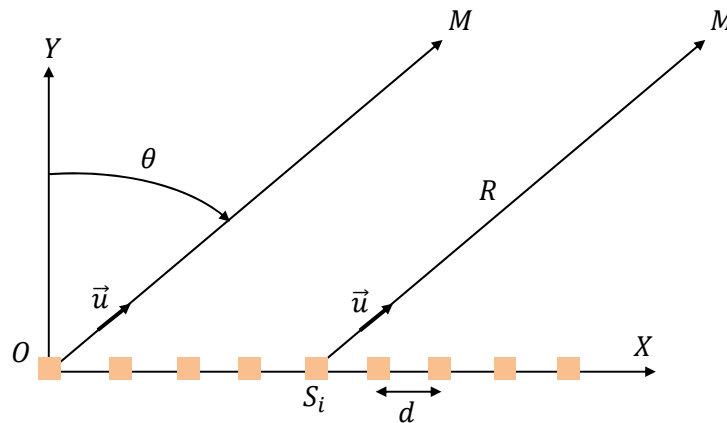


Figure I.11 : Réseau rectiligne

Avant toute chose, il est important pour ce qui suit de supposer qu'il n'existe pas de couplage entre les sources et que chacune d'elles en présence des autres rayonne le même champ  $f(\theta)$ .

Le champ total rayonné en zone lointaine par le réseau rectiligne sera la somme des différentes contributions des champs rayonnés par chaque source pondérées par les coefficients d'excitation  $w_i$  et ceux de leurs déphasages géométriques. L'expression du diagramme de directivité est donnée par :

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{i=0}^{i=N-1} w_i e^{j(k_0 i d \sin(\theta))} \quad (1.6)$$

Qu'on peut encore écrire :

$$F(\theta) = f(\theta) F_R \quad (1.7)$$

$i$  : Indice de la source.

$N$  : Nombre total des sources.

$f(\theta)$  : Diagramme élémentaire d'une source unique.

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$  : Constante de propagation et  $\lambda$  est la longueur d'onde.

Où  $F_R$  est une fonction propre au réseau, appelée facteur du réseau. Il ne dépend que du pas du réseau et de sa loi d'excitation  $w_i$ . Physiquement, il représente le gain apporté par l'association en réseau [1,2].

### I.7.3. Réseaux plans

Les réseaux bidimensionnels d'antennes furent très utilisés il y a quelques décades pour faire des émissions directionnelles dirigées horizontalement en ondes courtes. Ces communications servaient à communiquer avec d'autres continents ou avec des navires en mer. Ce sont les antennes utilisées surtout dans les radars à balayage. Ce type d'antenne permet d'orienter le faisceau du radar sans déplacer mécaniquement l'antenne [1,3].

Les réseaux bidimensionnels d'antennes actuelles sont formés par quelques milliers d'émetteurs individuels disposés en réseau bidimensionnel carré, rectangulaire ou, plus souvent, hexagonal.

Considérons un réseau de  $M \times N$  antennes élémentaires, dans le plan  $XOY$  (Figure I.12). Chacune de ces sources ( $S_{mn}, m \leq M$  et  $n \leq N$ ) rayonne un champ qui peut s'écrire, à grande distance, d'après le théorème de superposition:

$$\vec{E}_{mn}(r, \theta, \phi) = \vec{f}_{mn}(\theta, \phi) e^{jk_0(x_m \cos \phi + y_n \sin \phi) \sin \theta} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (I.8)$$

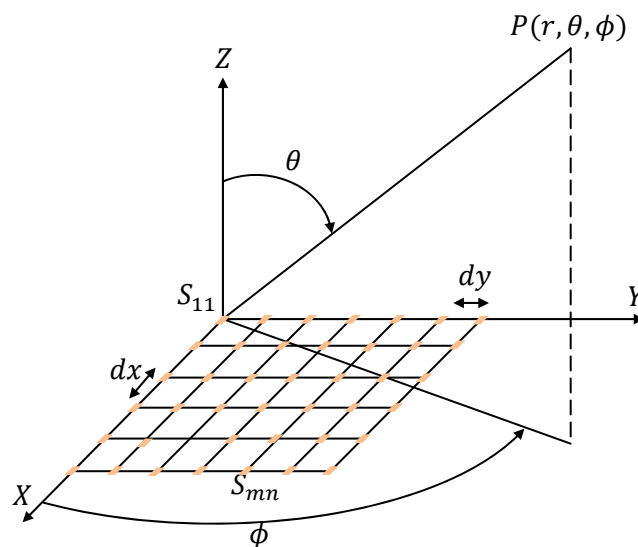


Figure I.12 : Réseau plan rectangulaire

Avec :

$\vec{f}_{mn}(\theta, \phi)$  : Caractéristique vectorielle de rayonnement de la source  $S_{mn}$  en présence des autres aériens.

$(x_m, y_n)$  : Position du centre de la source  $S_{mn}$  dans le plan  $XOY$ .

$(r, \theta, \phi)$  : Coordonnées sphériques du point d'observation.

L'application du théorème de superposition [7] permet de calculer le champ total  $\vec{E}(r, \theta, \phi)$  rayonné par le réseau :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \vec{f}_{mn}(\theta, \phi) e^{j[k_0(x_m \cos \phi + y_n \sin \phi) \sin \theta]} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (I.9)$$

Les termes  $\vec{f}_{mn}(\theta, \phi)$  prennent en compte la spécificité du rayonnement de chaque source élémentaire ainsi que l'influence des sources voisines ou encore de la proximité du plan de masse.

Lorsque les sources sont très faiblement couplées, des coefficients d'excitation complexes  $w_{mn}$  sont introduits via la relation :

$$\vec{f}_{mn}(\theta, \phi) = w_{mn} \vec{e}(\theta, \phi) \quad (I.10)$$

Où  $\vec{e}(\theta, \phi)$  représente la caractéristique vectorielle de rayonnement normalisée (indépendante de la puissance d'alimentation), supposée identique pour chaque source, ce qui implique que les éléments du réseau soient tous orientés et polarisés de la même façon.

Le champ total rayonné s'écrit alors :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \vec{e}(\theta, \phi) F(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (I.11)$$

Avec :

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{mn} e^{j[k_0(x_m \cos \phi + y_n \sin \phi) \sin \theta] + \alpha_{mn}} \quad (I.12)$$

$$w_{mn} = A_{mn} e^{j\alpha_{mn}}$$

Le terme  $F(\theta, \phi)$  est appelé communément le "facteur de réseau"; il ne dépend que de la répartition des éléments dans le réseau et de leurs coefficients d'excitation.



Le diagramme de rayonnement du réseau est donné par la relation suivante :

$$d(\theta, \phi) = \frac{|\vec{e}(\theta, \phi)|^2 |F(\theta, \phi)|^2}{|\vec{e}(\theta_0, \phi_0)|^2 |F(\theta_0, \phi_0)|^2} \quad (I.13)$$

Où  $(\theta_0, \phi_0)$  est la direction du maximum du terme :  $|E(r, \theta, \phi)|_r$ .

La directivité maximale du réseau est calculée par l'expression :

$$d(\theta, \phi) = \frac{4\pi |\vec{e}(\theta_0, \phi_0)|^2 |F(\theta_0, \phi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |F(\theta, \phi)|^2 |\vec{e}(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (I.14)$$

Pour un rayonnement uniquement dans le demi-espace supérieur au plan du réseau.

#### I.7.4. Réseaux conformés

De par leur forme, les antennes imprimées mises en réseau peuvent aisément épouser différentes surfaces, leur permettant de mieux s'intégrer à l'environnement (Figure I.13). Cet aspect est intéressant pour de nombreuses applications dans les domaines civils ou militaires pour des raisons aérodynamiques ou de couverture angulaire [1].

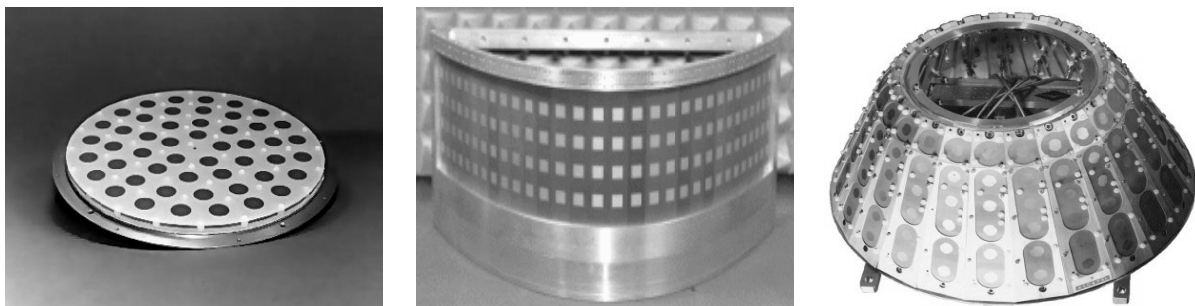


Figure I.13 : Réseaux conformés

L'analyse de réseaux d'antennes imprimées conformes diffère beaucoup de celle des réseaux planaires. En effet, les diagrammes de chaque source élémentaire sur des surfaces non planes peuvent être tous différents et fortement distordus, supprimant la notion de facteur de réseau. Il faut ajouter à cela les difficultés d'analyse liées à un calcul précis des fonctions de Green des sources élémentaires. De plus, les effets de courbure modifient le couplage entre capteurs et celui-ci doit être pris en compte à l'aide de techniques adaptées.

Le plus souvent, les réseaux conformés sont utilisés pour assurer une couverture sur  $360^\circ$  en azimut et élévation desservant ainsi toute la sphère d'observation, d'où une meilleure détection des cibles en mouvement dans l'espace. C'est d'ailleurs cette dernière fonction parmi tant d'autres qui a fait qu'on soit vite orienté vers l'usage des réseaux conformés d'antennes imprimées.

La nouvelle orientation des sources rend la notion du facteur de réseau hors usage et nous met devant l'évidence de calculer les valeurs de notre diagramme de rayonnement pas à pas tout en introduisant des matrices de changement de repère pour retrouver les contributions différentes des sources apportées au rayonnement général du réseau, dans le repère global. De la même façon nous devons faire appel aux matrices de passage des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes et vice versa, dans le but de connaître toutes les composantes du champ électromagnétique d'une part, et d'autre part, pouvoir appliquer la notion de passage entre les repères différents sans ambiguïté.

## I.8. CONCLUSION

La technologie microbande en général, et les antennes imprimées en particulier connaissent un succès croissant auprès des industriels et des professionnels de télécommunication, qu'elle soit spatial ou terrestre. Il est nécessaire de bien définir l'intégralité des paramètres des antennes, afin de prévoir son comportement avant même la réalisation d'une partie, et de s'assurer qu'elle se conformera aux exigences des systèmes.

Ce chapitre a fait l'objet de généralités sur les antennes imprimées, leurs techniques d'alimentation les plus utilisées ainsi que les différentes méthodes d'analyse. Ce type d'antenne représente une nouvelle génération qui a trouvé un large usage dans le domaine de télécommunications.

Par ailleurs, nous avons décrit différents types de réseaux d'antennes classés par ordre de dimensions : linéaire, plan, conformé, leurs paramètres physiques avec un rappel sur l'expression du diagramme de rayonnement pour le réseau unidimensionnel et bidimensionnel, ainsi que quelques définitions de base, associées au rayonnement électromagnétique. Enfin, nous avons exposé les avantages qu'offre le réseau conformé par rapport aux autres types, tout en indiquant les difficultés que cela peut entraîner comme le calcul séparé du motif de rayonnement de chaque source.

Nous nous intéresserons dans les chapitres suivants à la synthèse des réseaux conformés par action sur les paramètres géométriques des sources, permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement exigé à l'avance par l'utilisateur.



CHAPITRE II

ALGORITHMES GENETIQUES

MULTI-OBJECTIFS



## II.1. INTRODUCTION

La compétition entre les entreprises est toujours plus dure : dans le monde contemporain, la force motrice des entreprises est la recherche constante de développement technologique, qui fera la différence, sur le marché, pour leurs produits. Ainsi, le besoin d'outils d'analyse, qui donnent aux ingénieurs des ressources pour l'amélioration de leurs dispositifs, est flagrant. C'est là le principal objectif de ce mémoire : le développement d'un instrument efficace d'optimisation et d'analyse. Nous voulons obtenir une méthodologie souple et robuste, capable de résoudre des problèmes complexes.

Le mot « optimisation » est déjà utilisé de façon courante, mais beaucoup de ceux qui l'emploient ne disposent pas d'outils spécifiques avec cette finalité. Ainsi, l'ingénieur cherche-t-il toujours la performance maximale de son produit, sans renoncer aux spécifications de coût minimum du projet. Ces processus de maximisation et de minimisation peuvent être, grosso modo, appelés optimisation. Optimiser signifie rechercher la meilleure solution à un problème donné.

La principale application pratique de l'outil proposé est l'optimisation de réseaux conformés d'antennes par l'orientation locale en azimut et en élévation des éléments du réseau afin d'adapter la caractéristique de rayonnement sur plusieurs plan de vue (multi-objectif) à une fonction désirée.

Les problèmes proposés et les solutions obtenues sont étudiés en détails, de façon à clarifier des points cruciaux pour les antennes conformées. On ajoute à ces analyses une large discussion sur les détails de l'interaction entre le problème posé, et la méthode d'optimisation, de manière à ce que les outils obtenus ici puissent être utiles à la résolution de n'importe quel problème d'optimisation.

La difficulté principale dans la mise en œuvre d'une optimisation électromagnétique réside dans le coût numérique de la simulation électromagnétique située à l'intérieur de la boucle d'optimisation.

## II.2. JUSTIFICATION

Il existe plusieurs méthodes d'optimisation, et chacune d'entre elles donne de meilleurs résultats avec certains types de problèmes. Le choix de la méthode dépend d'une série de caractéristiques du problème à optimiser, et surtout du comportement de la fonction qui le représente, comportement habituellement difficile à déterminer. Pour faire le choix de la méthode, il est aussi nécessaire d'avoir une bonne connaissance des outils d'optimisation.

Selon les caractéristiques des problèmes, il est possible de classer les méthodes d'optimisation en deux grands groupes : programmation linéaire et programmation non-linéaire [18,19,20]. Le premier groupe traite de la résolution de problèmes parfaitement représentés par un système d'équations linéaires. La programmation non-linéaire traite de problèmes non-linéaires.

Les techniques de programmation non-linéaire peuvent être subdivisées en trois groupes [19] : méthodes déterministes, méthodes stochastiques et méthodes énumératives. Les méthodes déterministes sont basées sur le calcul de la dérivée du problème, ou sur des approximations de cette dérivée. Elles nécessitent donc quelques informations sur le vecteur gradient, soit qu'elles cherchent le point où il est nul, soit qu'elles utilisent sa direction. Les méthodes stochastiques utilisent un ensemble d'actions qui cherchent la solution optimale de façon « aléatoire orientée », sans avoir besoin d'aucune information sur les dérivées ou sur le comportement du problème. Les méthodes énumératives font un balayage complet (recherche exhaustive) de toutes les solutions possibles, ce qui, dans la plupart des problèmes, demande un temps de calcul excessif.

En ingénierie, notamment en électromagnétisme, les problèmes sont d'habitude complexes, non-linéaires, et nécessitent souvent l'utilisation de méthodes numériques pour leur résolution [12,21]. Ainsi, les outils de programmation non-linéaire sont les plus aptes pour leur optimisation. Parmi les méthodes stochastiques, il y en a une qui devient célèbre pour être robuste, simple à implémenter, et pour pouvoir fonctionner sans avoir besoin de connaître



le comportement du problème : les Algorithmes Génétiques (AGs), présentés initialement par HOLLAND [22], et ultérieurement par GOLDBERG [23]. De nombreux travaux de recherche ont déjà été réalisés, appliquant les algorithmes génétiques à l'optimisation de problèmes en électromagnétisme [24,25].

Il faut souligner un autre point important, concernant l'optimisation en général. Dans la plupart des problèmes, la solution optimale ne prend pas en compte une seule caractéristique à minimiser ou maximiser (approche monocritère), mais plusieurs. Normalement, ces caractéristiques devraient être considérées simultanément pendant la recherche de la meilleure solution. A titre d'exemple, un ingénieur ne doit pas concevoir un dispositif en pensant exclusivement en obtenir la meilleure performance. Il est aussi nécessaire que le produit final respecte divers critères comme un niveau de bruit admissible, une consommation acceptable, ou encore que le coût de cet équipement soit le plus petit possible. Dans ce cas, une approche multicritère du problème est nécessaire [26,27]. La différence principale dans cette approche est la manière de présenter les résultats. Les différents objectifs sont fréquemment concurrents ou antagonistes, c'est-à-dire que l'amélioration de l'un entraîne la détérioration de l'autre ou des autres. De ce fait, la solution d'un problème multicritère ne correspond pas à une seule solution optimale, mais à tout un groupe de solutions, qui caractérisent l'ensemble des compromis possibles entre les divers objectifs. Saisir ces compromis permet à l'ingénieur de mieux comprendre son problème, et lui donne la possibilité d'obtenir finalement un produit meilleur.

Si nous considérons encore les aspects d'ordre pratique (imprécision dans la construction, par exemple), il nous faut vérifier si la qualité d'une solution reste acceptable quand les paramètres associés subissent de petites variations. Par exemple, l'obtention d'une aile d'avion produisant un gain phénoménal en efficacité aérodynamique peut ne pas signifier un grand avantage si une variation de quelques millimètres de sa position (due par exemple aux vibrations) annihile complètement ce gain. Ainsi, la maximisation de l'immunité de la solution aux perturbations peut devenir un nouvel objectif pour l'obtention de la solution optimale.

En partant de là, la motivation de développement de cette thèse est l'élaboration d'un « Algorithme Génétique Multi-Objectif » (AGMO). Cet outil devra être capable de résoudre des problèmes de grande complexité, comme dans le cas des applications que nous allons développer, dédiées aux antennes conformes.

### **II.3. APPLICATION PRATIQUE : SYNTHÈSE DE RESEAUX CONFORMES**

La synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes imprimées préoccupe de plus en plus les spécialistes du domaine, car la connaissance au préalable de certaines caractéristiques de ces réseaux permettant d'atteindre des exigences imposées à leurs caractéristiques de rayonnement électromagnétique s'est révélée nécessaire pour la poursuite des cibles sur des domaines spatiales bien limités.

La synthèse des réseaux conformés d'antennes imprimées, c'est un problème complexe qui fait intervenir plusieurs contraintes dues à la géométrie convexe des surfaces porteuses, ces contraintes n'étant pas prises en compte pour les réseaux rectilignes ou plans.

Pour notre objectif principal qui est la synthèse des réseaux conformés par orientation angulaire locale des sources, nous devons faire appel aux méthodes d'optimisation pour faire obéir au maximum le diagramme de rayonnement d'un réseau conformé à des contraintes électromagnétiques imposées sous forme de gabarit fonction ou à niveaux, ceci permettra de venir à bout à une utilisation adaptée au besoins de ces réseaux conformés d'antennes.

### **II.4. OBJECTIFS ET CONTRIBUTIONS**

Notre but, et principale contribution dans ce travail, c'est le développement d'un outil d'optimisation stochastique multicritère qui permet le traitement de problèmes complexes. Cette méthodologie devra être applicable à divers types de problèmes, et doit donc être un outil souple et robuste.

L'AGMO proposé est basé sur la réunion de techniques validées par la communauté scientifique, en cherchant toujours à augmenter l'efficacité de

convergence de la méthode. Dès le départ, nous avons eu la préoccupation de rechercher un algorithme « équilibré », en accordant le même degré d'importance à l'espace des objectifs et à l'espace des paramètres. Cet équilibre conduit à une meilleure exploitation du problème, en facilitant par conséquent l'obtention de solutions efficaces. Pour autant, des changements dans presque tout le code base ont été nécessaires.

Il est important de souligner que l'outil d'optimisation proposé ici a de grandes potentialités d'applications, et n'est donc pas seulement capable de résoudre le problème d'antenne présenté. La facilité d'adaptation et la généralité de la méthode élaborée à cette occasion ont conduit à des travaux en association avec d'autres auteurs et pour d'autres applications que des antennes imprimées (optimisation des modèles C.R.M (Consumer Relationship Management), les apports de l'intelligence artificielle à l'amélioration du processus de prévision de cours de change).

## **II.5. OPTIMISATION MULTICRITERE**

La plupart des problèmes réels requièrent l'optimisation simultanée de plusieurs objectifs. Dans le cas de l'optimisation monocritère, la solution optimale est facilement définie ; ce n'est pas ainsi dans le cas de plusieurs objectifs. Au lieu d'une solution unique, le résultat d'une proposition multicritère est généralement un assortiment de solutions, qui se distinguent par différents compromis réalisés entre les objectifs. Cet assortiment est connu comme Pareto-optimal. Les solutions qui le composent sont optimales, dans le sens qu'il n'existe dans l'univers de recherche aucune solution meilleure si tous les objectifs sont considérés simultanément. Ainsi, le but de l'optimisation multicritère, aussi appelée de multi-objectif ou vectorielle, consiste à obtenir les solutions de Pareto [50,51] et, par conséquent, à connaître l'ensemble des compromis possibles entre les objectifs. Cela fournit au chercheur une meilleure compréhension de son problème.

Dans cette partie nous présentons les principes et les concepts mathématiques relatifs à l'optimisation multi-objectif, puis un rapide panorama des différentes méthodologies permettant de résoudre ce type de problème. Nous concluons en justifiant notre choix des méthodes évolutionnaires.

### **II.5.1. Concepts de base et terminologie concernant l'optimisation**

Tout d'abord, nous définissons les concepts communs à n'importe quelle méthode d'optimisation :

- Fonction objectif : équation mathématique qui représente ce qu'on désire améliorer dans un dispositif. Elle est aussi appelée critère d'optimisation, fonction coût, fonction d'adaptation, ou encore performance (fitness function).
- Paramètres : correspondent aux variables de la fonction objectif. Ils sont ajustés pendant le processus d'optimisation, pour obtenir le(s) solution(s) optimale(s). On les appelle aussi variables d'optimisation, variables de conception ou de projet (design variables).
- Espace de recherche : domaine (délimité ou pas) défini par l'ensemble des combinaisons des valeurs des paramètres. Il correspond à l'espace des solutions. La dimension de l'espace de recherche est définie par le nombre de paramètres impliqués dans les solutions (par exemple, si chaque solution est définie par trois paramètres, l'espace de recherche est tridimensionnel). On l'appelle aussi espace des paramètres.
- Espace des objectifs : ensemble image de l'espace de recherche, déterminé par toutes les valeurs possibles des fonctions objectif.
- Contraintes : spécifications du problème qui limitent les espaces des paramètres (contraintes constructives, etc.) et/ou qui interdisent une certaine bande de valeurs dans les objectifs (par exemple, des pré-supposés du projet peuvent imposer que, au-dessous d'une valeur déterminée, la solution ne soit pas considérée).
- Domaine réalisable : région de l'espace (des paramètres et/ou des objectifs) dans laquelle les contraintes sont respectées. On l'appelle aussi espace admissible.
- Domaine non-réalisable : région de l'espace où les contraintes sont violées.

Les mécanismes pour l'exploration de l'espace de recherche, spécifiques à chaque méthodologie d'optimisation, sont conditionnés par des paramètres de contrôle (nombre d'itérations, direction de recherche, vérification de convergence, etc.) et par des conditions initiales (valeurs initiales des paramètres, limites des domaines, etc.). La figure II.1 représente de manière générique un algorithme d'optimisation.

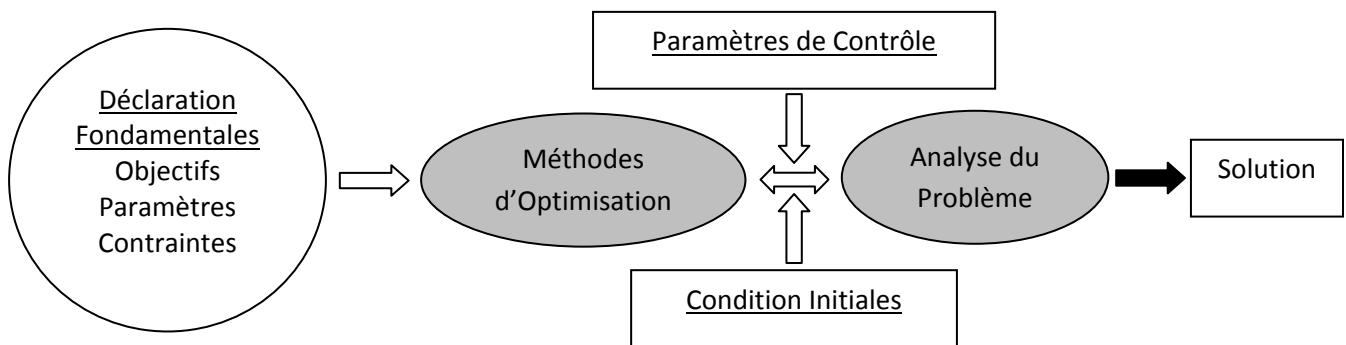


Figure II.1 : Illustration de la disposition des divers composants d'une méthodologie d'optimisation.

La figure II.2 présente un exemple de problème avec deux variables et deux objectifs, sujet à deux contraintes ( $g_1$  et  $g_2$ ) sur les paramètres et une contrainte sur les objectifs ( $e_1$ ). Dans cette figure il est montré quelques situations particulières de façon à illustrer les concepts présentés. De manière à être le plus général possible, les optima des fonctions ne sont pas définis en termes de maximisation ou minimisation, mais par une région de l'espace des objectifs. Cette représentation permet de remarquer :

- La correspondance d'une solution de  $X$  (espace des paramètres) en  $Y$  (espace des objectifs) n'est pas toujours possible, notamment pour les solutions non admissibles.
- Même les solutions qui respectent les contraintes imposées aux paramètres sont soumises aux exigences imposées aux objectifs.
- Deux solutions distinctes (ou différentes) dans l'espace des paramètres peuvent correspondre à des points proches dans l'espace des objectifs (problème multimodal). Le contraire est aussi possible : deux solutions proches dans l'espace des paramètres peuvent générer des points écartés dans l'espace des objectifs (discontinuités, ou région très « sensible »).

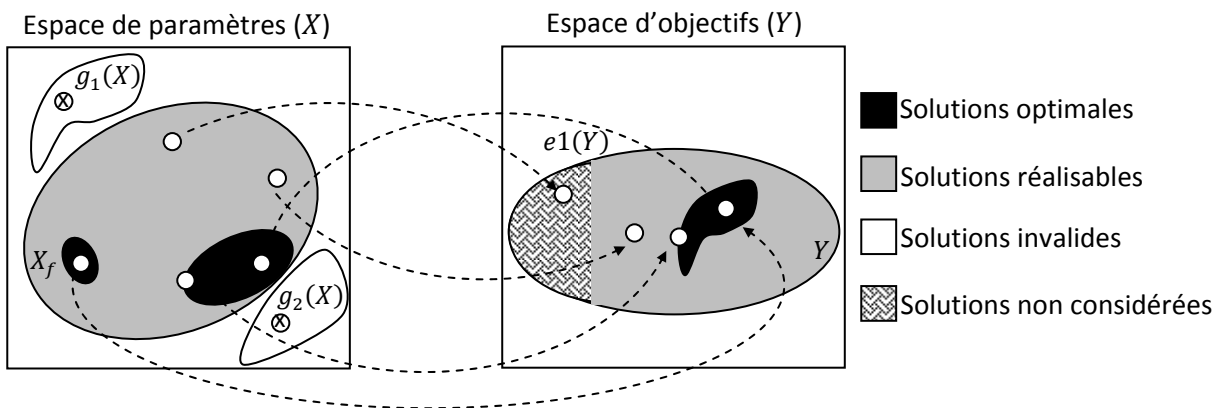


Figure II.2 : Relations entre les différents espaces d'un problème d'optimisation

### II.5.2. Problème multi-objectif

L'approche monocritère d'un problème signifie que la fonction objectif à minimiser (ou maximiser) est une fonction à valeur unique. Soit  $\vec{x} \in \mathbb{R}^n$  le vecteur des paramètres qui doivent être ajustés et  $f(.) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  la fonction objectif qui mesure la qualité de chaque solution  $\vec{x}$  (par convention, plus petit est  $f(\vec{x})$ , meilleure sera la solution  $\vec{x}$ ). Un problème d'optimisation monocritère peut être exprimé comme :

$$\vec{x}^* = \arg \min_x f(\vec{x}) \quad (II.1)$$

C'est-à-dire que la méthode d'optimisation doit être capable de déterminer le vecteur  $\vec{x}^*$  qui minimise la fonction  $f(.)$ .

Cependant, dans la plupart des problèmes réels, il faut prendre en compte  $k$  fonctions objectif, un ensemble de  $m$  contraintes sur les paramètres et  $j$  contraintes sur les objectifs (optimisation multicritères restrictive). En conséquence, le problème peut être écrit comme [28] :

$$\text{Maximiser } \vec{y} = \vec{f}(\vec{x}) = (f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_k(\vec{x})) \quad (II.2)$$

$$\text{Sujet à } \vec{g}(\vec{x}) = (g_1(\vec{x}), g_2(\vec{x}), \dots, g_m(\vec{x})) \leq 0 \text{ et}$$

$$\vec{e}(\vec{y}) = (e_1(\vec{y}), e_2(\vec{y}), \dots, e_j(\vec{y})) \leq 0$$

$$\text{Avec } \vec{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in X^n \text{ et } \vec{y} = (y_1, y_2, \dots, y_k) \in Y^k$$

Où  $\vec{x}$  est le vecteur des paramètres,  $\vec{y}$  est le vecteur des objectifs,  $X$  est l'espace des paramètres ( $n$  dimensions) et  $Y$  l'espace des objectifs ( $k$  dimensions). Les contraintes  $\vec{g}(\vec{x}) \leq 0$  déterminent le domaine  $X_f$  des solutions réalisables:

$$X_f = \{\vec{x} \in X^n \mid \vec{g}(\vec{x}) \leq 0\} \quad (II.3)$$

Il faut comprendre que la contrainte des objectifs ( $\vec{g}(\vec{y})$ ), même si elle fait partie des spécifications du problème, possède un caractère secondaire dans le processus d'optimisation. Ce type de contrainte est utile comme une réduction de l'espace de recherche « inverse » (cette notion sera expliquée avec plus de détails au paragraphe II.10.2).

En ce qui concerne le problème illustré par la figure II.2, le projet optimal est celui qui possède une performance maximale avec un coût minimal, et ne viole pas les contraintes, par exemple. Si une telle solution existe, il suffit de résoudre le problème avec une approche monocritère (II.1). La solution optimale pour un objectif le sera aussi pour l'autre objectif. Pourtant, l'approche multicritère est utile quand la solution optimale correspondant à chaque fonction objectif est différente de l'autre (ou des autres). Dans ce cas, les objectifs sont dits concurrents : l'amélioration de l'un entraîne la détérioration de l'autre ou des autres, et l'optimisation monocritère ne peut pas être utilisée (§ II.5.4). Ce conflit entre les objectifs s'explique facilement : de façon générale, des structures de haute performance tendent à avoir un coût élevé, alors que des dispositifs plus simples et usuellement peu coûteux auront des performances moindres. Selon les demandes du marché, une solution intermédiaire (performance satisfaisante et coût acceptable) pourrait être « optimale ». Cette discussion montre qu'une définition différente de ce qu'est une « solution optimale » est nécessaire pour aborder les problèmes multicritères.

### II.5.2.1. Comparaison de vecteurs

Dans l'optimisation monocritère, les solutions optimales peuvent être « totalement ordonnées » selon la fonction de mérite  $f$  : pour deux solutions  $\vec{a}, \vec{b} \in X_f$  on a  $f(\vec{a}) \geq f(\vec{b})$  ou  $f(\vec{b}) \geq f(\vec{a})$ . L'objectif est de trouver la solution qui donne la plus grande (ou la plus petite) valeur à  $f$ . Cependant, quand plusieurs objectifs sont impliqués, la situation change :  $X_f$  n'est pas totalement ordonné, mais seulement partiellement. Cela parce que  $f$  devient un vecteur (II.2). Pour deux vecteurs quelconques ( $\vec{u}$  et  $\vec{v}$ ) de  $k$  objectifs, cette situation peut être mathématiquement exprimée par :

$$\begin{aligned}
 \vec{u} &= \vec{v} && \text{si et seulement si } \forall i \in \{1, 2, \dots, k\} : u_i = v_i \\
 \vec{u} &\geq \vec{v} && \text{si et seulement si } \forall i \in \{1, 2, \dots, k\} : u_i \geq v_i \\
 \vec{u} &> \vec{v} && \text{si et seulement si } \vec{u} \geq \vec{v} \wedge \vec{u} \neq \vec{v}
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

Pour les relations  $\leq$  et  $<$  les expressions sont analogues.

En reprenant l'exemple de la performance par rapport au coût, la figure II.3.a présente une disposition des solutions qui illustre cette notion d'ordre partiel.

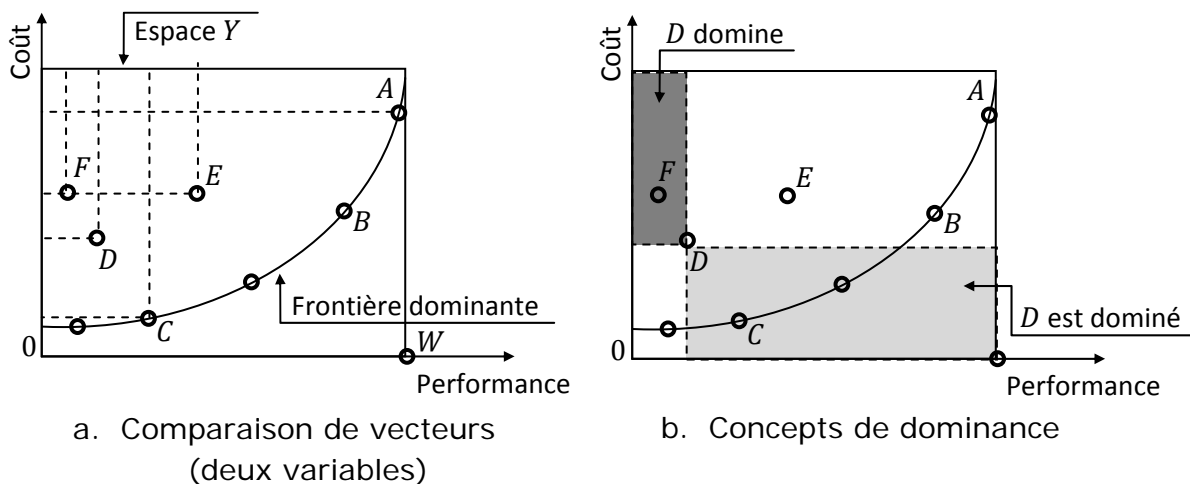


Figure II.3 : Relations entre objectifs – Dominance



La solution représentée par le point  $D$  est meilleure que celle représentée par le point  $F$  : elle possède une performance plus élevée et un coût plus bas. En confrontant  $F$  et  $E$ , on remarque que  $E$  est aussi meilleur que  $F$ , car avec un même coût il produit une meilleure performance.

Pour utiliser la notation (II.4), il faut d'abord choisir une fonction d'ajustement de façon à obtenir deux problèmes de maximisation, ou deux de minimisation. Une manière simple de construire cette fonction d'ajustement pour transformer, par exemple, un problème de minimisation en maximisation est :  $f = (\text{constante} - \text{coût})$ , où la « constante » est une valeur supérieure à n'importe quelle valeur possible du coût.

En utilisant ce transfert, on peut vérifier que (II.4) :  $C > D$ ,  $D > F$ , et par conséquent que  $C > F$ . Pourtant, quand les solutions  $C$  et  $A$  sont comparées, on ne peut pas définir quelle est la meilleure, en effet  $A$  a la meilleure performance, mais  $C$  a le coût le plus bas ( $A \not> C$  et  $C \not> A$ ). Par conséquent, pour les problèmes multicritères, quand deux solutions possibles  $a$  et  $b$  sont confrontées, il y a trois possibilités:  $\vec{f}(\vec{a}) \geq \vec{f}(\vec{b}), \vec{f}(\vec{b}) \geq \vec{f}(\vec{a})$  ou  $\vec{f}(\vec{a}) \not\geq \vec{f}(\vec{b}) \wedge \vec{f}(\vec{b}) \not\geq \vec{f}(\vec{a})$ .

La solution  $W$  - performance maximale et coût minimum – n'existe pas quand les objectifs sont concurrents.

Pour caractériser ces différentes situations, nous pouvons utiliser le concept de dominance originellement introduite par Pareto [29,30].

### II.5.2.2. Dominance de Pareto

Pour deux vecteurs quelconques de paramètres  $\vec{a}$  et  $\vec{b}$  :

$\vec{a} > \vec{b}$  ( $\vec{a}$  domine  $\vec{b}$ ) si et seulement si  $\vec{f}(\vec{a}) > \vec{f}(\vec{b})$

$\vec{a} \geq \vec{b}$  ( $\vec{a}$  domine faiblement  $\vec{b}$ ) si et seulement si  $\vec{f}(\vec{a}) \geq \vec{f}(\vec{b})$  (II.5)

$\vec{a} \sim \vec{b}$  ( $\vec{a}$  est indifférent à  $\vec{b}$ ) si et seulement si  $\vec{f}(\vec{a}) \not\geq \vec{f}(\vec{b}) \wedge \vec{f}(\vec{b}) \not\geq \vec{f}(\vec{a})$

Les définitions pour des problèmes de minimisation ( $<, \leq, \sim$ ) sont analogues.

Sur la figure II.3.b, le rectangle gris foncé délimite dans l'espace des objectifs la région qui est dominée par le vecteur des paramètres représenté par  $D$ . N'importe quelle solution située dans le rectangle gris clair domine la solution représentée par  $D$ . Par rapport à des solutions en dehors de ces deux rectangles,  $D$  sera indifférent.

Ainsi, à cause de ce caractère vectoriel, on distingue deux types de solutions :

- Il y aura des solutions qui, en considérant tous les objectifs proposés, seront pires que d'autres. Elles sont nommées solutions dominées ou non efficaces.
- Il y aura des solutions qui, comparées à n'importe quelle autre solution, seront meilleures suivant au moins l'un des objectifs (et donc moins bonnes pour les autres). Dans ce cas, elles sont considérées comme indifférentes ; il n'est pas possible de comparer ces solutions entre elles, et en particulier de dire quelle est la meilleure. Ces solutions non-dominées sont aussi parfois dites efficaces.

### II.5.2.3. Optimalité au sens de Pareto

Le vecteur de paramètres  $\vec{a} \in X_f$  est dit non-dominé si seulement si :

$$\nexists \vec{x} \in X_f : \vec{x} > \vec{a} \quad (II.6)$$

Ainsi,  $\vec{a}$  est déclaré Pareto-optimal si et seulement si  $\vec{a}$  est non-dominé dans le  $X_f$ .

Dans la figure II.3 les points  $A$ ,  $B$  et  $C$  représentent des solutions Pareto-optimales. Aucune n'est ni meilleure ni pire que les autres, quand on tient compte de tous les objectifs. C'est la différence principale par rapport à l'approche monocritère : pour des problèmes multicritères, il n'y a pas une solution optimale unique, mais un ensemble de solutions dont aucune ne peut être identifiée comme étant la meilleure sans introduire un nouveau critère de classification (p. ex., la préférence pour un des objectifs). L'ensemble de toutes ces solutions non dominées est appelé ensemble optimal au sens de Pareto, ou ensemble Pareto optimal. Par correspondance, l'ensemble de leurs vecteurs objectifs forme la frontière ou le front de Pareto.

**II.5.2.4. Ensemble non-dominé et frontière**

Soit  $A \subseteq X_f$  un ensemble de dispositifs réalisables, et  $p(\cdot)$  une fonction qui détermine les solutions non-dominées dans n'importe quel sous-ensemble de  $X$  ( $n$  paramètres et  $m$  objectifs).  $p(A)$  est donc l'ensemble des éléments de  $A$  non-dominés, et le groupe de vecteurs  $\vec{f}(p(A))$  est, dans l'espace des objectifs, la frontière non-dominée correspondant à  $A$ . Ainsi, l'ensemble  $X_p = p(X_f)$  est dit Pareto-optimal, et  $Y_p = \vec{f}(X_p)$  est connu comme la frontière Pareto-optimale.

Le défi principal de l'optimisation multicritère est de trouver le plus grand nombre possible de solutions non-dominées. Cela parce que, avec une frontière Pareto-optimale, il est possible de comprendre la dépendance entre les objectifs et, ainsi, le comportement du problème. La figure II.4.a présente un exemple de problème strict à un domaine d'étude. Dans cet exemple, nous avons deux fonctions ( $f_1$  et  $f_2$ ) et les différentes combinaisons sont présentées, pour une minimisation ( $min$ ) ou une maximisation ( $max$ ) de chacun des objectifs, ces différentes combinaisons définissant plusieurs frontières Pareto-optimales.

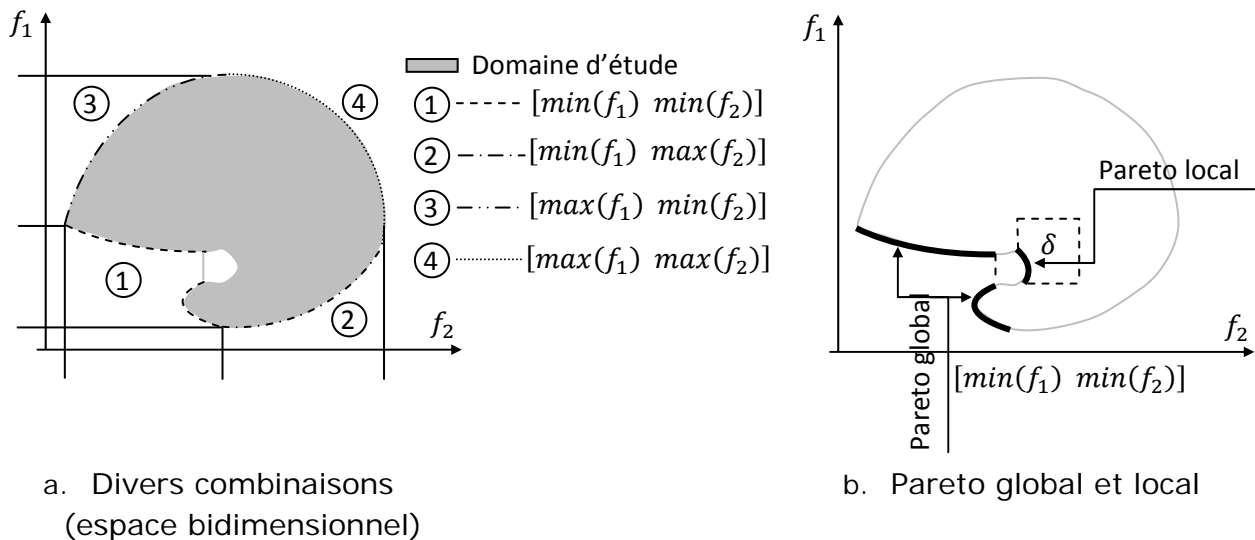


Figure II.4 : Frontières Pareto-optimales

La frontière Pareto-optimale contient la totalité des solutions optimales. Cependant, comme dans le cas de l'approche monocritère, des optima locaux peuvent exister, en constituant des ensembles non-dominés dans des voisinages déterminés. Dans ce contexte, [31] discute le concept correspondant à la frontière Pareto-optimale locale.

Soit  $A \subseteq X_f$  un ensemble de vecteurs des paramètres :

1- L'ensemble  $A$  est Pareto-optimal si et seulement si :

$$\forall \vec{a} \in A : \nexists \vec{x} \in X_f : \vec{x} > \vec{a} \wedge \|\vec{x} - \vec{a}\| < \varepsilon \wedge \|\vec{f}(\vec{x}) - \vec{f}(\vec{a})\| < \delta \quad (\text{II.8})$$

Où  $\|\cdot\|$  est une métrique pour la distance et  $\varepsilon > 0$  (rayon minimal dans l'espace des paramètres),  $\delta > 0$  (rayon minimal dans l'espace des objectifs). Ces rayons minimaux sont déterminés par le chercheur de façon à étudier une région quelconque.

2- L'ensemble  $A$  est Pareto-global si et seulement si :

$$\forall \vec{a} \in A : \nexists \vec{x} \in X_f : \vec{x} > \vec{a} \quad (\text{II.9})$$

La différence entre l'optimal local ou le global peut être observée dans la figure II.4.b.

### II.5.3. Exemple de problème multicritère

Un problème simple, avec des fonctions analytiques, a été choisi pour illustrer la théorie exposée jusqu'ici. Soit un problème avec une variable unique (paramètre)  $x$  et deux fonctions objectif :

$$f_1(x) = x^2 \text{ et } f_2(x) = (x - 2)^2 \quad (\text{II.10})$$

Où  $x \in [-2, 3]$ . Les objectifs sont la minimisation des ces deux fonctions simultanément. La figure II.5.a montre les fonctions et les solutions non-dominées. Nous constatons que toutes les solutions sont non-inférieures lorsque  $x$  est dans l'intervalle  $[0, 2]$ . La figure II.5.b présente  $f_1(x)$  par rapport à  $f_2(x)$ . Les points non-dominés correspondent à la frontière Pareto-optimale.

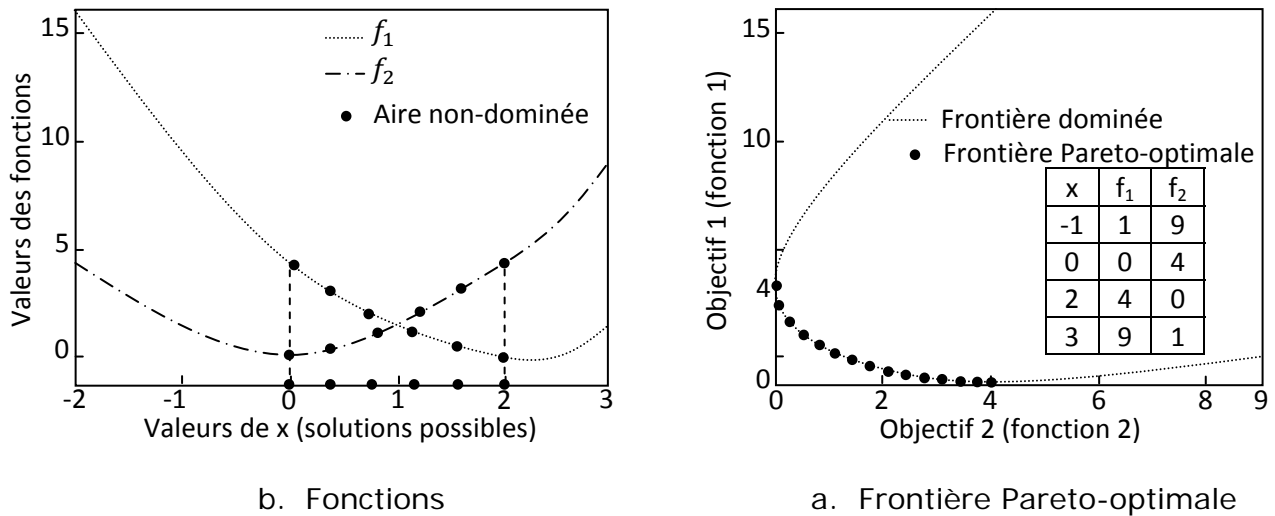


Figure II.5 : Exemple test de minimisation avec un paramètre et deux objectifs

Comme nous l'avons discuté à la section II.5.2 et montré dans cet exemple, le résultat d'un problème multicritère est un groupe de solutions optimales  $x^*$ , ici il appartient à l'intervalle  $[0, 2]$ . Pourtant, quelle que soit la méthode d'optimisation utilisée, nous souhaitons obtenir une solution unique comme réponse finale. Ce « processus de sélection » peut être fait dans une étape de décision, dans laquelle nous choisissons la solution la plus intéressante selon un critère additionnel. Ces décisions peuvent être prises avant, pendant ou après le processus d'optimisation. Bien entendu, quand nous ne connaissons pas le comportement du problème, ou quand nous souhaitons mieux le comprendre, il serait plus intéressant de prendre les décisions après le processus d'optimisation. Dans l'exemple donné plus haut, nous pouvons décider de choisir la solution qui minimise de manière égale les deux fonctions. On a ainsi, pour  $x = 1, f_1(1) = 1$  et  $f_2(1) = 1$ .

Dans la suite, nous présentons des méthodes pour la recherche des solutions optimales et des méthodes de décision, pour les problèmes multicritère.

#### II.5.4. Recherche et décision

La résolution des problèmes multicritères est divisée, fondamentalement, en deux étapes : détermination des solutions efficaces, puis étape de décision. La première étape consiste à rechercher les solutions Pareto-optimales dans l'espace réalisable. L'étape de décision concerne la sélection d'une solution de compromis entre les solutions Pareto optimales. Pour cela, le chercheur prend une décision externe au processus d'optimisation.

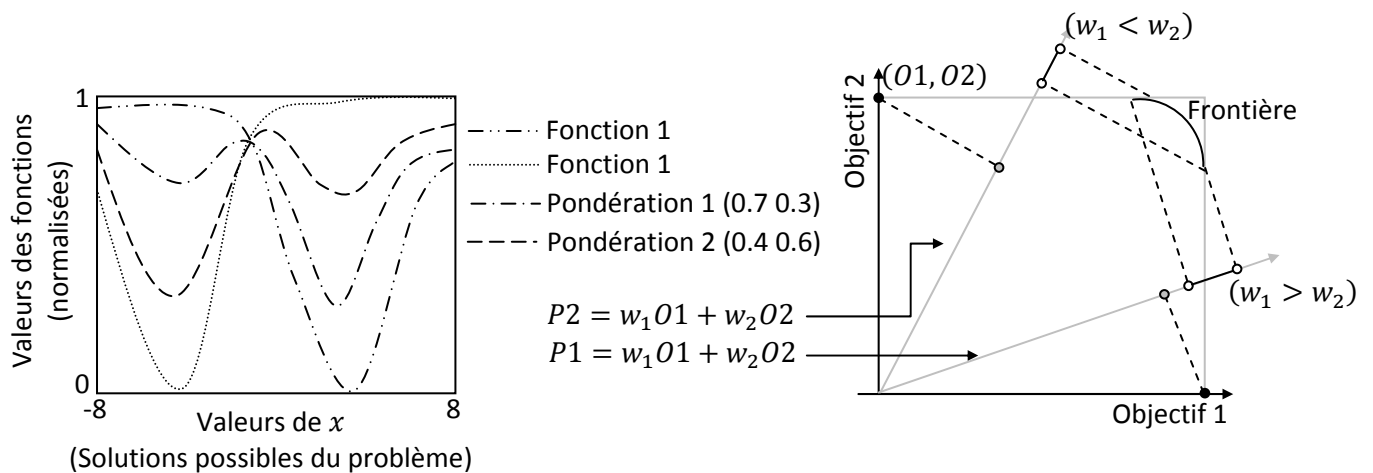
Selon comment et quand le processus d'optimisation et l'étape de décision sont combinés, les méthodes de résolution peuvent être classées en trois catégories ([33], parmi d'autres déjà mentionnés) :

- Des décisions avant le processus de recherche (a priori) : le chercheur décide le compromis qu'il veut obtenir avant de lancer la méthode de résolution (recherche). Fondamentalement, nous transformons le problème multi-objectif en un problème monocritère, par exemple :

$$\text{Maximiser } y = f(\vec{x}) = w_1 f_1(\vec{x}) + w_2 f_2(\vec{x}) + \dots + w_k f_k(\vec{x}) \quad (\text{II.11})$$

Sujet à  $\vec{x} \in X_f$  et, usuellement,  $\sum w_i = 1$

Après cette transformation, nous pouvons appliquer n'importe quel technique monocritère pour la résolution du problème. Cependant, le choix des « poids »  $w_i$  n'est pas évident, notamment quand les objectifs sont très antagonistes (c'est-à-dire, quand le maximum d'un objectif est le minimum de l'autre) comme en figure II.6.a. La figure II.6.b donne une interprétation possible de la pondération d'objectifs, pour deux situations différentes (l'une privilégiant l'objectif 1, l'autre l'objectif 2). La pondération correspond à une projection du front de Pareto sur la direction  $(w_1, w_2)$ , ce qui crée un ordre total (il s'agit d'un produit scalaire classique). Suivant le choix des valeurs relatives de  $w_1$  et  $w_2$ , le « meilleur » individu est totalement autre. Des résultats peu fiables peuvent découler d'un mauvais choix de la pondération.



a. Problème multi-objectif à objectifs antagonistes

b. Pondérations  $P1$  privilégiant l'objectif1 ( $w_1 > w_2$ )  
 Pondérations  $P2$  privilégiant l'objectif2 ( $w_1 < w_2$ )

Figure II.6 : Pondération d'objectifs antagonistes (illustration)

- Des décisions pendant le processus de recherche (progressif) : la procédure fait des choix pendant le processus d'obtention des solutions non-dominées. Le résultat de la consultation du décideur est utilisé dans la recherche de nouvelles solutions efficaces. Dans cette approche aussi, une certaine expérience est nécessaire, pour que les choix soient faits de façon à guider le processus d'optimisation dans la direction de la formation de la frontière Pareto-optimale. Parmi les méthodes progressives, la plus connue est probablement le MinMax [32,33]. Eventuellement, la prise de décision progressive peut être utilisée pour la réduction de l'espace de recherche.
- Des décisions après le processus de recherche (a posteriori): La présentation des décisions après l'étape de définition des solutions efficaces est la plus logique des trois, cela parce que les choix seront faits par rapport aux réponses finales découvertes. Autrement dit et comme on l'a déjà expliqué, l'ensemble Pareto-optimal défini permet de connaître le compromis du problème en relation aux objectifs analysés. Cette connaissance des dépendances entre les objectifs simplifie le choix final.

Dans la section suivante quelques difficultés usuellement rencontrées dans les problèmes multicritères sont présentées. La connaissance de ces difficultés permet de guider le choix des méthodologies de recherche des solutions non-dominées, comme il sera expliqué à la section II.5.6.

### II.5.5. Difficultés additionnelles des problèmes multicritère

Comme dans l'optimisation monocritère, les difficultés de la résolution des problèmes multicritère découlent de la présence des contraintes et du comportement des fonctions objectifs. Les principales difficultés de l'optimisation de problèmes multicritères sont présentées à la figure II.7 : convexité, discontinuités et multi-modalité (optimaux locaux et/ou globaux multiples).

En plus de ces difficultés, nous pouvons citer aussi la « non-uniformité » des solutions dans l'espace des objectifs. Certains problèmes et/ou méthodes de résolution peuvent présenter des caractéristiques qui concentrent les solutions dans des régions déterminées (cette « concentration des solutions » ne concerne que les méthodes à population, cela sera discuté dans les pages suivantes). Si ces régions ne sont pas proches des solutions de Pareto, ou si ces régions sont juste une fraction de la frontière optimale, la caractérisation globale de l'ensemble Pareto-optimal peut être compromise, comme le montre la figure II.7.d. La détermination correcte du groupe de solutions efficaces est fondamentale pour comprendre l'arrangement entre les objectifs.

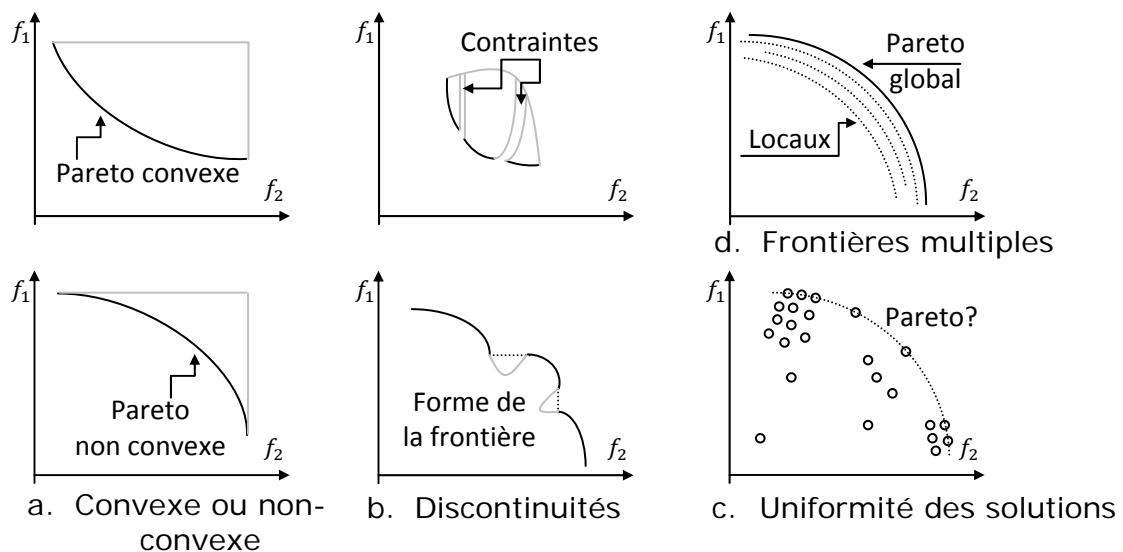


Figure II.7 : Difficultés additionnelles des problèmes multicritères



### II.5.6. Méthodes non-linéaires pour la recherche de solutions

La famille des méthodes d'optimisation de problèmes non linéaires (comme le sont la plupart des problèmes de l'électromagnétisme), comme mentionné avant, peut être divisée en trois grands groupes : méthodes déterministes, stochastiques et énumératives [19]. De façon moins orthodoxe, on peut aussi classer les méthodes en trois groupes [33], qui n'incluent pas la totalité des méthodes, mais permettent cependant de caractériser la plupart d'entre elles :

- Méthode utilisant une « direction de recherche ».
- Méthode basée sur l' « exclusion de semi-espaces ».
- Méthode de « recherche par populations ».

La logique de construction de ces méthodologies conduit à des limitations d'utilisation, qui font que l'efficacité de chaque méthode dépend du type de problème à résoudre.

#### II.5.6.1. Méthodes de « direction de recherche »

Ces méthodes sont basées sur la recherche d'une suite de points dans l'espace d'optimisation ; cette recherche nécessite la connaissance d'un vecteur indiquant la direction de décroissance de la fonction, autrement dit du gradient de la fonction à minimiser (dans le cas des problèmes de minimisation). La recherche du point optimal utilise le point courant  $\vec{x}_k$  comme point d'origine pour l'itération suivante ( $k + 1$ ) Il existe plusieurs façons d'exécuter ces itérations, par exemple :

$$\vec{x}_{k+1} = \vec{x}_k + \lambda_k \vec{d}_k \quad (\text{II.12})$$

Où  $\lambda_k$  est le pas de calcul et  $\vec{d}_k$  la direction de recherche du point optimal.

La figure II.8 présente l'application des méthodes de FLETCHER-REEVES, de NEWTON et BFGS [19] à la minimisation d'une fonction quadratique de deux variables. Par rapport aux difficultés citées dans la section II.5.5, on peut dire que :

- Discontinuités : l'existence de discontinuités et de non-différentiabilités dans les fonctions peuvent causer des problèmes pour le calcul du gradient ou de ses approximations. Dans beaucoup de cas, les discontinuités et non-différentiabilités peuvent même rendre impraticable la résolution du problème.
- Non-convexité : si la fonction est unimodale et ne possède pas de discontinuités, les algorithmes utilisant une « direction de recherche » n'ont pas de difficultés à converger pour des fonctions non-convexes.
- Multi-modalité : Si la continuité et la différentiabilité sont assurées, ce type d'algorithme garantira la localisation du point optimal. Cependant, nous n'aurons jamais la certitude que cet optimal est global, car il peut n'être que local. Il est nécessaire de répéter le processus d'optimisation plusieurs fois, toujours avec des points initiaux différents, pour améliorer la probabilité d'avoir trouvé l'optimum global.

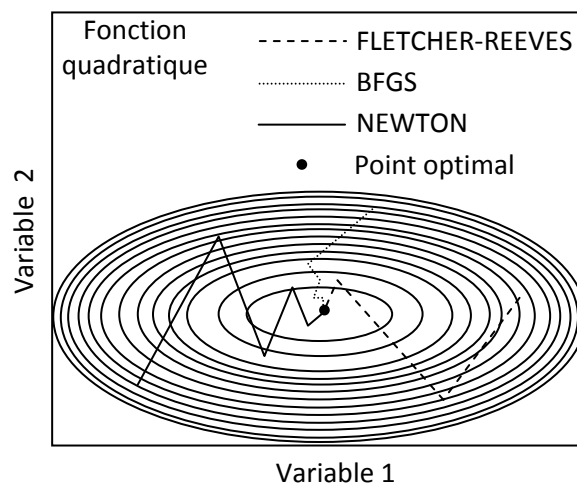


Figure II.8 : Méthodes de « direction de recherche »

### II.5.6.2. Méthodes d'« exclusion de semi-espaces »

Les méthodes d'« exclusion de semi-espaces » sont celles qui utilisent des approximations du gradient des fonctions objectifs pour définir un plan qui divise l'espace des objectifs en deux demi-espaces, sachant que le gradient doit nécessairement décroître dans l'un des demi-espaces [34,35]. Font partie de ce groupe les diverses méthodes de « plans de coupe » via des contraintes, les méthodes de points intérieurs, les méthodes ellipsoïdales etc. Fondamentalement, ces méthodes travaillent en trois étapes : on calcule d'abord en un point le « sous-gradient » des fonctions à optimiser ; on partage ensuite, en ce point, l'espace de recherche en deux et on exclut l'un de ces deux sous-espaces ; dans la région restante, on fait une nouvelle estimation du point optimal. Ce processus est poursuivi jusqu'à ce qu'une condition de convergence soit obtenue.

Par rapport aux difficultés citées dans la section II.5.5, nous pouvons dire que :

- Discontinuités : L'existence de discontinuités et de non-différentiabilités des fonctions objectifs ne constitue pas un problème et elle n'empêche pas le fonctionnement correct de ces méthodes. Dans le processus itératif, le point suivant n'est pas estimé par une trajectoire, mais il est localisé à une distance déterminée du point précédent.
- Non-convexité : la convexité des fonctions traitées est la condition principale de fonctionnement de ces méthodes. Si cette condition n'est pas vérifiée, le processus d'exclusion travaillera « en aveugle », si bien que le comportement de la méthode devient imprévisible.
- Multi-modalité : cette caractéristique peut être considérée comme un cas particulier de non-convexité, les conclusions sont donc analogues.

En ce qui concerne la vitesse de convergence et pour les problèmes où les méthodes d'« exclusion de semi-espaces » et les méthodes de « direction de recherche » peuvent être appliqués, il y a le plus souvent une tendance pour que

ces dernières soient plus rapides. Il est alors recommandé de n'utiliser les méthodes d' « exclusion de semi-espaces » que lorsqu'il existe des non-différentiabilités qui empêchent l'utilisation des méthodes de « direction de recherche ».

### II.5.6.3. Méthodes de « recherche par populations »

Les deux familles de méthodes présentées jusqu'ici œuvrent avec une seule solution courante. La solution suivante est calculée d'après la solution courante plus une information sur la région où elle est incluse (gradient). Au contraire, les méthodes de « recherche par populations » travaillent simultanément avec un ensemble de solutions courantes, appelé population courante. La construction de la population suivante est alors basée sur les informations obtenues en plus d'un point de l'espace des paramètres. Ces informations font référence aux valeurs des fonctions objectif, qui permettent de déterminer quelles sont les meilleures solutions; on n'utilise pas d'information portant sur le gradient de ces fonctions. Les méthodes de « recherche par populations » les plus connues sont les Algorithmes Génétiques [23].

Par rapport aux difficultés citées dans la section II.5.5, on peut dire que :

- Discontinuités : du fait que ces méthodes n'utilisent pas d'information sur les gradients des fonctions, il n'existe pas de difficultés relatives à la non-différentiabilité des fonctions objectif.
- Non-convexité : parce qu'elles travaillent avec des populations, ces méthodes ne sont pas influencées par les non-convexités.
- Multi-modalité : le grand avantage de ces méthodes par rapport aux autres familles est la possibilité de détecter des optimaux locaux et l'optimum global. Les méthodes de recherche par populations sont celles qui approchent le mieux le concept « d'algorithme d'optimisation pour des problèmes génériques » (multimodaux, avec contraintes, convexes ou non convexe, etc.).

Bien sûr que les méthodes de recherche par populations ont des limitations. La première, c'est que le résultat donné par ces méthodes dépend de la distribution de la population initiale. La méthode convergera difficilement si l'optimum global est éloigné de la région où la population initiale est concentrée. L'efficacité de ces méthodes est donc fortement liée au choix d'une population initiale qui explore bien tout l'espace de recherche. Le second point négatif est la vitesse de convergence. Par comparaison avec d'autres familles de méthodes, les méthodes à populations sont souvent plus « lentes », dans le sens qu'elles peuvent nécessiter un nombre plus grand d'évaluations de la fonction objectif. Le coût de calcul peut de ce fait être plus élevé pour les mêmes résultats (lorsque les autres méthodes permettent d'obtenir un résultat).

#### **II.5.7. Considérations sur les méthodes de recherche, problème multicritère et antenne imprimées**

En raison des caractéristiques des trois groupes de méthodes étudiés au paragraphe II.5.6, et des aspects multi-objectifs des problèmes que nous voulons traiter, la famille la plus appropriée pour résoudre ces problèmes est la « recherche par population ». Le travail avec un groupe de solutions (population) facilite la recherche de la frontière de Pareto. Avec les autres méthodes, il faudrait répéter le processus d'optimisation avec des contraintes ou des poids différents pour obtenir une approximation de la frontière Pareto-optimale.

Avec les progrès des calculateurs, les méthodes stochastiques de recherche par population sont de plus en plus utilisées, notamment quand les problèmes à résoudre ont une complexité élevée (il faut rappeler que les méthodes stochastiques sont celles qui utilisent des procédés probabilistes « aléatoire orientés » pour atteindre les solutions optimales).

Les problèmes qui traitent les antennes imprimées en particulier les antennes conformes sont généralement complexes, non-linéaires, et ils nécessitent souvent l'utilisation d'outils numériques pour obtenir l'estimation de la fonction coût [21,12], ce qui justifie l'utilisation de méthodes qui n'emploient pas d'information sur les dérivées.

Parmi les méthodes stochastiques, les algorithmes appelés évolutionnaires ont gagné en notoriété. Ces méthodologies sont aptes à travailler avec des espaces de recherche grands et complexes (beaucoup de paramètres à ajuster, d'objectifs à atteindre, de contraintes à respecter, etc.) [36].

L'avantage le plus significatif de l'utilisation d'un outil de recherche évolutionnaire est le gain de flexibilité et d'adaptation au problème concerné, associé à une performance robuste (quoique cela dépende du problème) et à une caractéristique de recherche globale.

Nous avons présenté jusque là les concepts nécessaires pour la compréhension d'un problème multicritère, ainsi que la définition de l'ensemble Pareto-optimal, qui est une représentation de sa solution. Les méthodologies traditionnelles d'optimisation ont aussi été discutées, en tenant compte des difficultés particulières relatives au caractère multi-objectif et aux problèmes qui traitent les antennes imprimées, qui sera l'application centrale de ce travail. A partir des analyses réalisées, nous avons dans la suite optée pour un algorithme évolutionnaire de « recherche par population », à savoir l'Algorithme Génétique Multicritère, qui va être présenté. Au-delà de l'état de l'art, nous détaillerons l'implémentation de cette méthode pour la résolution de problèmes complexes.

## **II.6. AGMO**

L'« Algorithme Evolutionnaire » (AE) est la dénomination donnée à une classe de méthodes d'optimisation stochastiques, qui simulent le processus d'évolution naturelle décrit par DARWIN [37]. L'origine des AE date des années 50. Cependant, le développement d'innombrables techniques ne s'est produit qu'avec l'augmentation de la capacité de calcul des ordinateurs dans les années 80. Les techniques d'AE sont aujourd'hui très reconnues [26,38].

Dans la grande variété de méthodes évolutionnaires qui ont été développées, l'Algorithme Génétique (AG) se distingue nettement [22,23]. Toutefois, d'autres procédures d'optimisation fondées sur la simulation de systèmes naturels ont aussi été étudiées aujourd'hui, comme par exemple les

réseaux neuronaux [39], les systèmes immunologiques [40] ou les colonies de fourmis [41].

Nous présentons dans la partie suivante les principes et les détails d'implémentation d'un Algorithme Génétique Multi-objectif (AGMO) efficient. La validation de son efficacité est faite avec :

- Optimisation des modèles C.R.M (Consumer Relationship Management).
- Dans le problème d'optimisation du diagramme de rayonnement des antennes conformes (application essentiel de notre travail).
- Les apports de l'intelligence artificielle à l'amélioration du processus de prévision de cours de change (hybridation entre l'AGMO et les réseaux de neurones).

## II.7. L'ALGORITHME GENETIQUE

L'AG est une technique d'optimisation basée sur les concepts de la sélection naturelle et génétique. L'algorithme commence avec un ensemble de solutions possibles du problème (individus), constituant une population. Les individus sont formés par des variables, qui sont les paramètres à ajuster dans un dispositif (par exemple, la longueur et la largeur du système à optimiser). Cette population est conçue aléatoirement à l'intérieur de limites prédéfinies (par exemple, les limites dictées par les aspects constructifs). Certaines solutions de la première population sont utilisées pour former, à partir d'opérateurs génétiques (croisement, mutation, etc.), une nouvelle population. Ceci est motivé par l'espoir que la nouvelle population soit meilleure que la précédente. Les solutions qui serviront à former de nouvelles solutions sont sélectionnées aléatoirement d'après leurs mérites (représentés par une « fonction objectif » spécifique au problème posé, qui devra être minimisée ou maximisée) : meilleur est l'individu, plus grandes seront ses chances de se reproduire (c'est-à-dire, plus grande sera sa probabilité d'être sélectionné pour subir les opérateurs génétiques). Ceci est répété jusqu'à ce qu'un critère de convergence soit satisfait (par exemple, le nombre de générations ou le mérite de la meilleure solution). Le principe des AG est présenté en figure II.9.

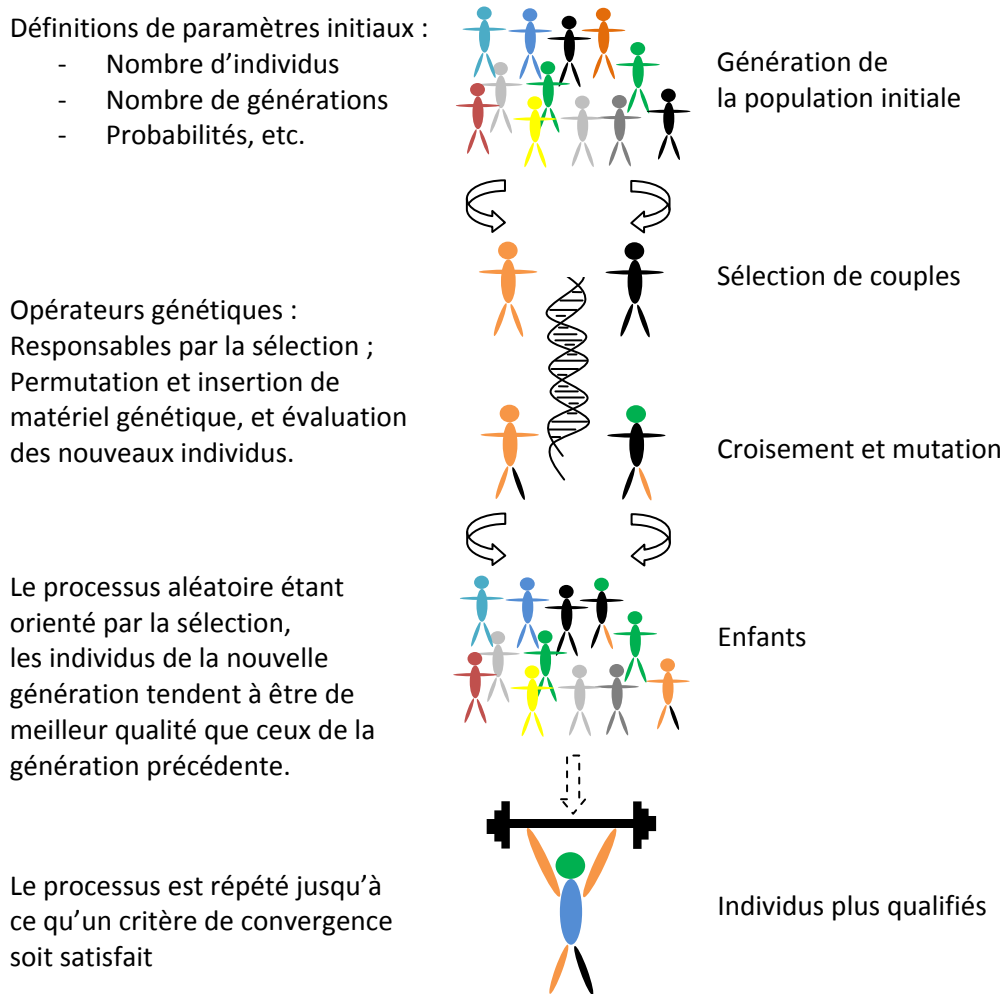


Figure II.9 : Concepts de base d'un Algorithme Génétique

Parmi les avantages des AG, on peut mentionner la facilité de travailler avec des paramètres discrets ou continus (ou sur des mélanges des deux types de paramètres), et le fait qu'ils n'ont pas besoin d'information sur le gradient de la fonction objectif ; les éventuelles discontinuités de la fonction objectif ont peu d'effet sur la performance de ces algorithmes ; ils se laissent difficilement piéger par des optimums locaux ; ils peuvent traiter un grand nombre de paramètres, et sont très adaptés au calcul parallèle ; ils génèrent une liste de solutions semi-optimales et non pas une seule solution (ce qui est d'une grande importance pour l'optimisation multi-objectif, comme mentionné auparavant) ; ils agissent de la même façon, que les données soient générées numériquement, expérimentalement ou analytiquement ; etc. Toutes ces caractéristiques contribuent à ce que les AG soient efficaces pour une grande variété de problèmes d'optimisation.



Comme l'AG est un outil stochastique, il peut être nécessaire d'optimiser un problème plusieurs fois pour s'assurer, par répétition, que la solution découverte est la meilleure. Cette exigence de répétition peut être considérée comme un inconvénient des AG. Un autre inconvénient de cette méthode est la nécessité dans chaque génération de connaître le mérite de chaque individu : selon le problème à résoudre, cette analyse peut être coûteuse (par exemple, dans le cas de calcul du diagramme de rayonnement dans les réseaux conformes).

## II.8. L'ETAT DE L'ART DE L'ALGORITHME GENETIQUE MULTI-OBJECTIF

L'application des AG à l'optimisation multi-objectif est récente. D'après VELDHUIZEN & LAMONT dans l'Analyzing the State-of-the Art [33], publié en 2000, le premier travail a été proposé par SCHAFFER [45] en 1984. Dès lors, le nombre de publications dans ce domaine grandit exponentiellement. En 1999, COELLO [44] a présenté une étude classifiant et évaluant diverses techniques d'optimisation multi-objectif. Cette étude a conclu que la plupart des méthodes sont basées sur les AG monocritère. Les différences portent sur la méthode de sélection des individus. D'après plusieurs auteurs déjà mentionnés, les procédures principales sont :

- L'AG basé sur un vecteur d'évaluation [45,46]: on modifie l'opérateur génétique de sélection d'un AG monocritère de façon à créer des populations séparées pour chaque objectif. Ceci génère des spécialisations, c'est-à-dire que chaque population tendra vers le point optimal de chaque objectif et non vers la frontière Pareto-optimale associée au problème.
- L'AG Multi-objectif (Multi-objective Genetic Algorithm – MOGA) [47]. L'idée du MOGA est d'établir un ordre des individus : les non-dominés ont des classifications semblables, tandis les dominés sont pénalisés d'après leur dominance. La difficulté est de trouver une façon d'interpoler ces deux groupes de manière à permettre une bonne conformation de la frontière Pareto-optimale.

- L'AG basé sur le tri des non-dominés (Nondominated Sorting Genetic Algorithm – NSGA) [48,49]. Dans ce cas, seules les solutions non-dominées sont sélectionnées. Comme ces solutions sont efficaces, elles auront la même probabilité de se reproduire. Dans cette méthodologie, l'inconvénient est la difficulté de maintenir la diversité de la population. L'absence de diversité peut générer une frontière incomplète, c'est-à-dire une concentration des solutions dans certaines régions.
- L'AG basé sur le nichage de Pareto (Niche Pareto Genetic Algorithm – NPGA) [50]. L'une des techniques de sélection pour l'AG monocritère est le tournoi entre les individus [23]. HORN & NAFPLIOTIS ont implémenté un tournoi dans lequel la règle de compétition est liée à la dominance de Pareto. Dans cette méthode, il est difficile de déterminer combien d'individus participeront au tournoi, et lesquels.
- La méthode des populations intermédiaires [51] : Cet algorithme a trois étapes : la détermination des points minimums pour chaque objectif ; la recherche de la population intermédiaire (basée sur le choix de  $n$  individus pour chaque objectif) ; et à partir de cette population, la définition de la frontière Pareto-optimale. La principale restriction de cette méthode est que chaque objectif doit avoir un optimum unique dans l'espace d'étude (fonction unimodale).
- L'algorithme évolutionnaire basé sur la « force » de Pareto (Strength Pareto Evolutionary Algorithm – SPEA) [52,53]. Un numéro indiquant une mesure de force pour chaque individu est créé par le processus de sélection. Les individus non-dominés doivent posséder une « force » plus grande.

Il existe déjà plusieurs travaux confrontant les diverses méthodologies d'AGMO. Parmi les plus récents, on peut citer : ZITZLER [54] en 1999, DIAS & VASCONCELOS [55] en 2002 et REGNIER [56] en 2003. D'après ce dernier, les méthodes SPEA et NSGA méritent une attention particulière : le SPEA-II et le NSGA-II semblent être aujourd'hui des techniques de référence solides.

D'autres travaux ont été développés de façon à compléter ces méthodologies. Nous citons par exemple l'incorporation de contraintes à l'espace d'étude (proposé en 2003 par VIEIRA et al. [57]), ou la possibilité de résoudre en calcul parallèle (présenté en 2003 par VELDHUIZEN [58]). Plusieurs méthodologies de test de performance ont également été proposées, comme celles publiées par VELDHUIZEN & LAMONT [59], ou par TAKAHASHI [60].

Dans la section suivante, les principes de base des algorithmes évolutionnaires seront décrits, ainsi que leur interaction avec la recherche multi-objectif. Cela résumera les idées fondamentales des travaux que nous venons de citer. A partir de cet état de l'art et de nos observations, nous avons développé notre propre algorithme génétique multi-objectif (§ II.10), qui s'avère être efficace.

## **II.9. PRINCIPALES PREOCCUPATIONS DANS LA RECHERCHE MULTICRITERE**

D'une manière générale, un algorithme évolutionnaire est caractérisé par trois éléments : (1) un ensemble de solutions candidates est soumis ; (2) à un processus de sélection ; et (3) les solutions choisies sont manipulées par des opérateurs génétiques, dans l'intention d'améliorer ce groupe.

En raison de leur parallélisme inhérent, les AE ont le potentiel de trouver plusieurs solutions de Pareto durant une seule itération. Cependant, dans les applications complexes, il n'est pas toujours possible d'obtenir les solutions optimales, ou l'ensemble Pareto-optimal complet (il faut rappeler que la notion d'optimal est une idéalisation dans la plupart des problèmes réels). Par conséquent, le but principal de l'optimisation de problèmes multicritère peut être reformulé et généralisé, en constituant trois objectifs :

- La distance entre la frontière non-dominée trouvée et la frontière Pareto-optimale doit être minimisée.

- Une bonne distribution (uniformité) des solutions trouvées est souhaitable. L'absence de solutions sur certaines parties de la frontière peut rendre difficile le choix final.
- L'étendue de la frontière non-dominée doit être maximisée. Autrement dit, les valeurs extrêmes pour chaque objectif doivent être atteintes, ce qui permettrait une meilleure compréhension du compromis entre les objectifs.

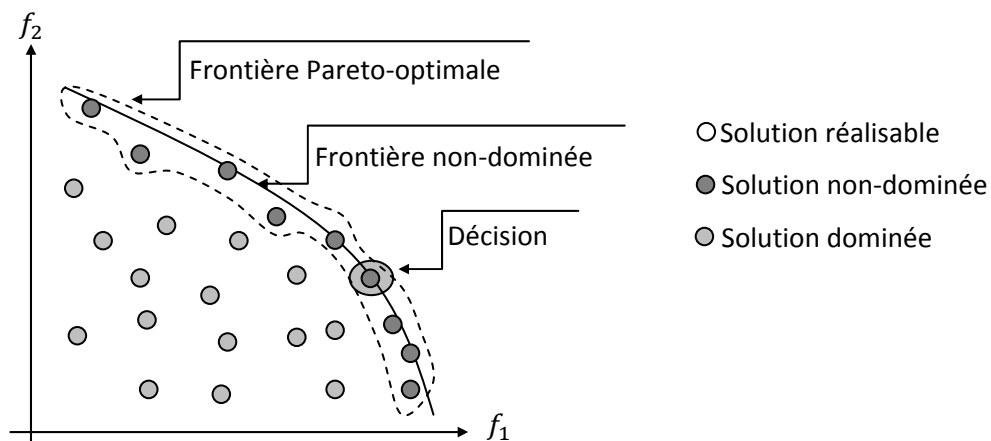


Figure II.10 : Principes de l'optimisation multiobjectif

Au-delà de ces trois principes, illustrés en figure II.10, il existe deux préoccupations fondamentales quand on applique un AE à la résolution d'un problème d'optimisation multi-objectif :

- Comment relativiser l'information des mérites de chaque individu, avec le processus de sélection, de manière à guider la recherche par l'ensemble Pareto-optimal ?
- Comment conserver la diversité de la population de façon à prévenir une convergence prématurée, et ainsi garantir l'obtention d'une frontière non-dominée étendue et uniformément distribuée ?

Pour contourner ces difficultés, plusieurs procédures (opérateurs génétiques) sont employées (détails d'implémentation de chaque procédure sont présentés dans la suite). Les plus utilisées sont :

- La sélection : elle forme les couples (parents) qui pourront ensuite subir les autres opérateurs génétiques. La sélection doit, en même temps, permettre une définition rapide de la frontière de Pareto, et ne pas conduire à une concentration de la population dans un seul point. Ainsi, le processus de sélection doit travailler avec deux concepts antagonistes : convergence rapide d'une part, et maintien de la diversité des solutions d'autre part (§ II.10.6).
- Le croisement : il génère des individus nouveaux (enfants) par permutation des « informations » des couples « parents ». Il est responsable de l'exploration de l'espace de recherche (§ II.10.7).
- La mutation : insertion aléatoire d' « informations » nouvelles dans les individus, ce qui agrandit la diversité de la population (§ II.10.7).
- Le nichage : capacité d'explorer simultanément des régions distinctes, en découvrant des optimums locaux et/ou globaux (§ II.10.5).
- L'éclaircissement : il permet d'éliminer de la frontière non-dominée les solutions trop proches les unes des autres (§ II.10.3).
- La réflexion : contrôle des valeurs des variables de manière à respecter les limites imposées (§ II.10.9).
- Elitisme : maintien forcé des meilleures solutions dans le processus évolutif (§ II.10.9).
- Réduction de l'espace de recherche : diminution de l'espace réalisable des paramètres, à partir des informations obtenues de la frontière non-dominée (§ II.10.2).

Nous allons maintenant proposer une implantation particulière d'algorithme génétique multi-objectif. Dans ce travail nous n'appliquerons pas directement les diverses méthodes discutées dans la section II.8, même si nous en reprenons les concepts de base. En effet, comme expliqué au début du chapitre, nous cherchons un meilleur équilibre entre l'espace des paramètres et celui des objectifs, afin d'améliorer l'efficacité de la méthode et de faciliter les études de sensibilité des solutions. Nous expliquerons en détail cet équilibre, dans chaque procédure, après avoir présenté la structure de l'AGMO. Bien sûr, augmenter la confiance dans la frontière Pareto et diminuer le temps de convergence constituent aussi des préoccupations.

Les résultats obtenus dans les problèmes de synthèse du diagramme de rayonnement dans les réseaux conformes donnent une certaine assurance quant à l'efficacité de l'algorithme proposé.

## **II.10. L'ALGORITHME GENETIQUE MULTIOBJECTIF A TROIS POPULATIONS COURANTES**

L'AGMO proposé ici est basé sur trois populations courantes. La figure II.11 illustre cette méthodologie. L'algorithme commence comme l'AG monocritère, c'est-à-dire que les spécifications initiales du processus sont stipulées (probabilités de croisement et de mutation, taille de la population et nombre maximal de générations). Nous devons connaître précédemment: le nombre de variables de chaque individu, les limites acceptables de chaque variable et le nombre d'objectifs qui seront pris en compte.

Toutes les procédures présentées ici, ont été développées pour le codage réel. Cela signifie que les paramètres (variables d'optimisation) sont des nombres réels, n'ayant pas besoin de codage, comme par exemple la transformation en nombres binaires.

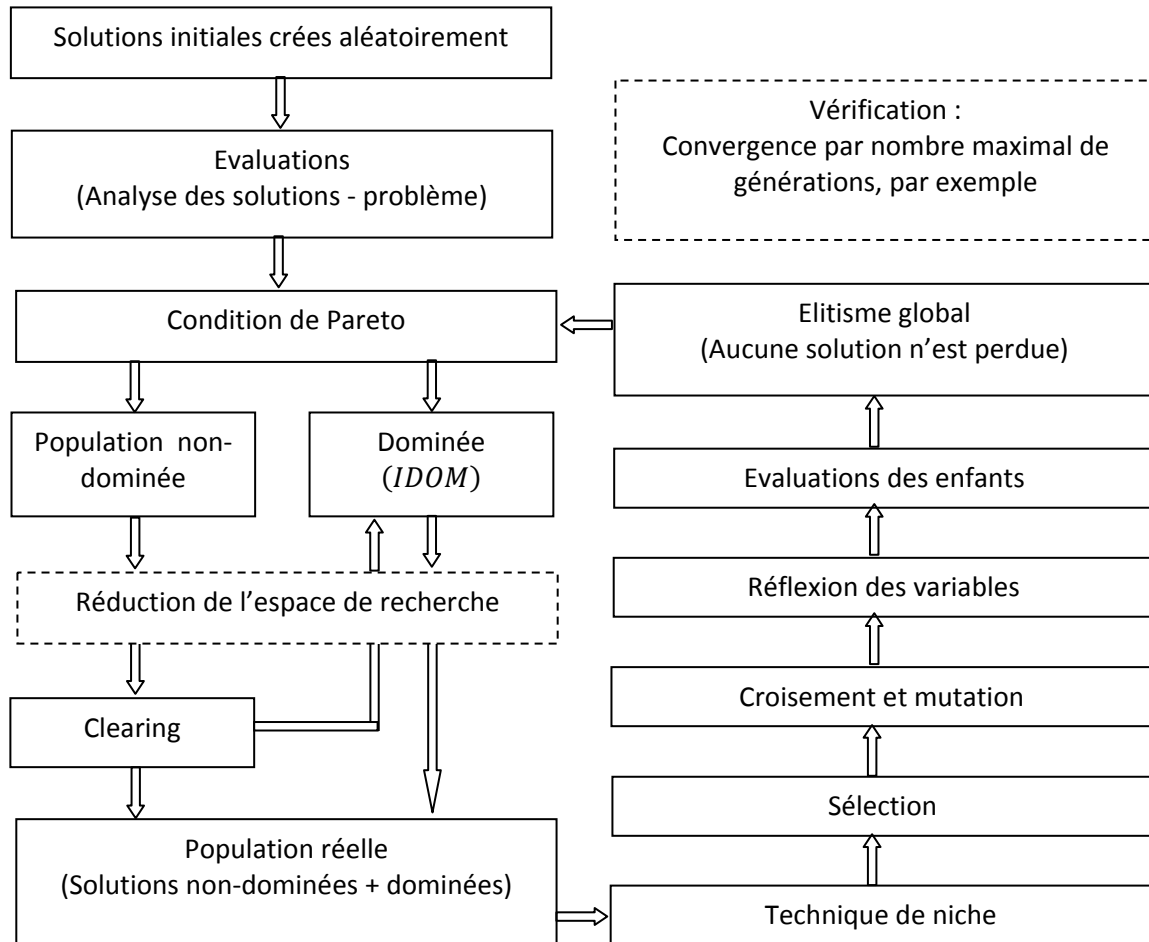


Figure II.11 : L’algorithme génétique multi-objectif développé dans ce travail

Avec les spécifications initiales, on crée d’abord une population initiale de solutions possibles du problème. Ces individus sont générés aléatoirement dans les limites préétablies. Après, ces solutions sont évaluées en fonction du problème posé, et la condition Pareto-optimale (II.6) est testée. En résumé :

$$P = \left\{ \text{il ne doit pas exister } \vec{x} \in X_f \mid \begin{array}{l} (1) \text{ il existe } i \text{ tel que } f_i(\vec{x}) > f_i(\vec{x}^*) \\ \text{et } (2) \forall j \neq i f_j(\vec{x}) > f_j(\vec{x}^*) \end{array} \right\} \quad (II.13)$$

Où  $X_f$  est l’espace réalisable. L’ensemble  $P$  contient les solutions efficaces ( $\vec{x}^*$ ) du problème.

La vérification (ou non vérification) de la condition de Pareto (II.13) partage la population en deux groupes : un groupe formé par les solutions non-dominées (*POPNDOM*) ; et un autre formé par des solutions dominées (*POPDOM*). On crée une table de dominance (*IDOM*) qui indique combien de fois chaque solution est dominée par les autres. Cela est important de manière à permettre au processus de sélection de travailler seulement avec les solutions qui sont dans la région proche de l'ensemble de Pareto, ce qui permet une convergence plus rapide.

Après cette vérification, on peut appliquer une technique d'éclaircissement (clearing), dont le but est d'obtenir une répartition plus régulière des individus sur la frontière Pareto. Si de trop grandes similarités parmi les individus sont détectées (dans l'espace des paramètres et/ou dans celui des objectifs), certaines de ces solutions peuvent être pénalisées, c'est-à-dire retirées de *POPNDOM*.

Pour un meilleur contrôle de tout le processus évolutif, un nombre fixe d'individus (*nbind*) est utilisé pour le croisement et la mutation. Des études sur les meilleures valeurs pour le pourcentage d'individus qui subiront les opérations génétiques ont déjà été faites et sont disponibles dans la littérature. VASCONCELOS [61], par exemple, affirme que le plus important est le nombre total d'évaluations du problème. C'est-à-dire que, si le nombre d'individus est petit, on doit compenser en augmentant le nombre de générations. Le contraire est aussi valable.

Ce groupe de taille fixe, appelé « population réelle » (*POPREAL*), est recréé à chaque génération. *POPREAL* est toujours composé de toutes les solutions de *POPNDOM* (après clearing) ajoutées à  $(nbind)/4$  solutions de *POPDOM* (on choisit les solutions qui possèdent les plus petits indices de dominance *IDOM*), de manière à maintenir une certaine diversité. Si le nombre d'individus de *POPREAL* est encore plus petit que *nbind*, elle est complétée avec des individus de *POPDOM* (celles qui ont les plus petits index sont choisies). Le cas contraire, c'est-à-dire lorsque le nombre d'individus de *POPREAL* est plus grand que *nbind*, sera traité durant le processus de sélection.



Quand elle est nécessaire, la technique de niche peut être exécutée après l'assemblage de *POPREAL*. Cette technique permet l'exploration de régions distinctes qui ont des optimums locaux. Cela est possible à l'aide d'une transformation de la fonction objectif : les valeurs de mérites sont remplacées par des indices de ressemblances entre solutions, dans l'espace des objectifs et dans celui des paramètres.

Le nombre d'individus sélectionnés pour *POPREAL* est toujours *nbind*. La sélection est faite par l'action unie de deux procédures. Les parents sont en partie choisis par échantillonnage déterministe (basé sur la moyenne des mérites de la population, ce qui augmente la possibilité de sélection d'individus de la portion centrale de la frontière non dominée) et en partie par tournoi (basé séparément sur chaque objectif, ce qui facilite le placement d'individus vers les extrémités de la frontière non-dominée).

Après la sélection, les opérateurs de croisement et de mutation sont exécutés. Générations après générations, ces opérateurs donnent naissance à de nouveaux individus (enfants) basés sur les informations contenues dans les individus courants (parents), de manière à explorer efficacement l'espace de recherche. La génération de ces individus nouveaux peut ne pas respecter a priori les contraintes sur les variables (dimensions constructives maximales, par exemple). Dans ce cas, un ajustement est nécessaire : ou bien les individus nouveaux sont modifiés de façon à respecter ces limites, ou bien ces limites sont redéfinies (quand cette option est réalisable).

Les individus nouveaux sont évalués et directement insérés dans *POPREAL*. Donc, toutes les solutions (courantes et nouvelles) sont soumises à la condition de Pareto (II.13). Il en résulte une population non dominée *POPNDOM* modifiée, dont la taille change à chaque génération (elle augmente ou diminue), alors que la taille de la population dominée *POPDOM* ne peut qu'augmenter. Comme dans les AG monocritère, de bonnes solutions inédites peuvent apparaître à n'importe quel moment du processus. Cependant, ces individus risquent d'être perdus pendant le processus évolutif.

C'est le concept d'élitisme global qui garantit la survie des solutions efficaces. Dans l'AGMO proposé ici, l'élitisme global est implicitement mis en œuvre par l'utilisation de toutes les solutions non-dominées (*POPNDOM*) pour composer la population réelle *POPREAL*. Finalement, le processus évolutionnaire est relancé avec de nouvelles populations dominée (*POPDOM*) et non-dominée (*POPNDOM*).

Pour réduire le coût de calcul nécessaire pour déterminer la table de dominance *IDOM*, une taille maximale de *POPDOM* est stipulée, c'est-à-dire qu'on fixe un nombre maximal de solutions dominées. Les solutions qui possèdent les pires indices de dominance *IDOM* sont transférées dans une population externe au processus évolutif (*POPDOMold*). Toujours dans l'intention de réduire le coût calcul, nous envisageons de diminuer l'espace de recherche à explorer. A partir des propriétés de la frontière non-dominée à chaque génération, nous établirons les valeurs extrêmes les plus intéressantes pour les objectifs, et nous arriverons à restreindre les limites des paramètres. Cette action caractérise une méthode d'optimisation à prise de décision progressive.

Le critère pour mettre fin au processus évolutif peut être un nombre maximal de générations, un nombre maximal de solutions non-dominées, un test sur la non amélioration de la frontière, ou n'importe quelle autre décision du chercheur. L'annexe B « Pseudo-code: algorithme génétique multi-objectif » présente un schéma du programme principal. Le pseudo-code montre pas à pas l'algorithme proposé ; il permet d'observer l'enchaînement des actions et de comprendre la dynamique de la méthode.

### II.10.1. Extraction des solutions non-dominées

Pour repérer les solutions non-dominées, il faut tester une à une toutes les solutions qui composent *POPREAL*, en utilisant le test (II.13). Le tableau de dominance (*IDOM*), qui indique combien de fois une solution est dominée par les autres, est évalué pendant cette vérification. La connaissance de cet index permet de compléter la population réelle *POPREAL* avec des individus peu dominés, ce qui accélère le processus de convergence. Par contre, le nombre de vérifications de la condition de dominance de Pareto augmente du fait de la construction de ce tableau.

Cependant, le temps pour ce calcul est insignifiant quand on le compare au temps de calcul nécessaire pour l'analyse du problème, s'il s'agit par exemple du calcul du diagramme de rayonnement dans les réseaux conformes.

L'annexe B « Pseudo-code: vérification de la condition de dominance de Pareto » montre la procédure de vérification de la condition de dominance de Pareto (a) avec et (b) sans le calcul de *IDOM*.

Un autre aspect important consiste à vérifier que les solutions ne sont pas répétées. Il peut en effet arriver qu'un couple d'individus ne soit modifié ni par le croisement, ni par la mutation. Ces solutions retourneraient à la vérification de Pareto pour des résultats identiques aux solutions déjà existantes. Cette vérification doit être faite en comparant les paramètres de la solution, et non ses mérites. Des mérites identiques pour des solutions différentes peuvent en effet exister dans un problème multimodal.

Pour réduire le coût computationnel nécessaire pour évaluer *IDOM*, nous stipulons une taille maximale pour *POPDOM*. Les solutions avec les pires indices de dominance sont déplacées vers une population externe au processus évolutif (*POPDOMold*).

### II.10.2. Réduction de l'espace de recherche

On peut penser à réduire l'espace des paramètres pour minimiser le coût de calcul ([64] pour l'optimisation monocritère). En effet, en diminuant la complexité de la recherche, le nombre de générations nécessaires pour l'obtention de la frontière Pareto-optimale peut être réduit. Il s'agit alors d'une méthode à prise de décision progressive. Dans la mesure où une approximation de la frontière Pareto est connue, le chercheur peut analyser et, s'il le désire, stipuler les niveaux minimaux (ou maximaux) pour des objectifs déterminés. Ainsi, les solutions qui sortent de ces spécifications sont éliminées (*POPDOMold*) et les limites de recherche redéfinies. Bien sûr, cette opération dépend du problème à traiter.

La figure II.12 montre cette procédure dans un problème fictif de maximisation de performance et minimisation de coût. Après la stipulation d'une valeur minimale pour la performance et d'une valeur maximale pour le coût, nous pouvons écarter une grande partie de la région réalisable. Seules les solutions qui sont dans ces limites poursuivent le processus évolutif. Pour mieux explorer cette région restreinte, une population nouvelle peut être créée à l'intérieur de ces limites redéfinies, en s'ajoutant aux solutions déjà existantes.

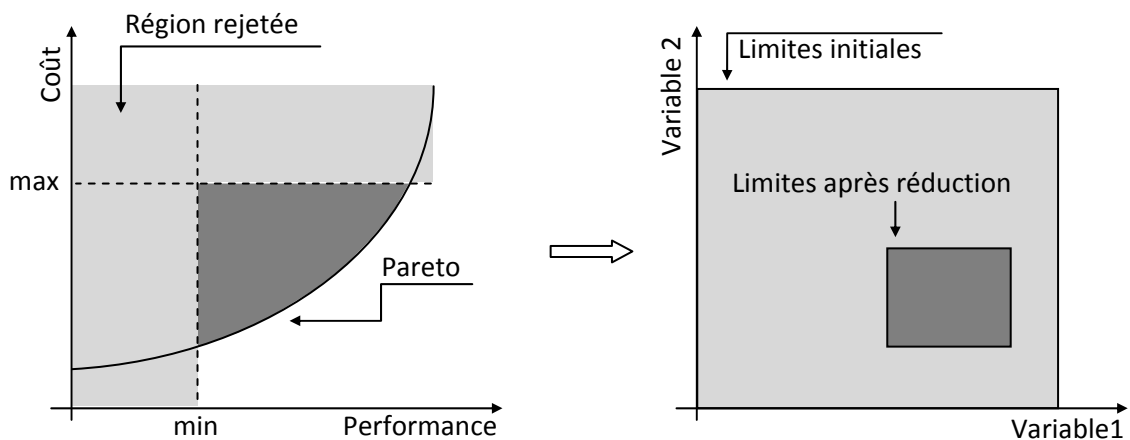


Figure II.12 : Réduction de l'espace de recherche

Remarquons que cet exemple correspond à un cas particulièrement simple. Nous pourrions avoir dans l'espace des paramètres une forme quelconque, sans limitation claire pour les valeurs extrêmes des paramètres, et même plusieurs zones séparées.

Dans les problèmes simples, ces décisions peuvent être faites au début du processus, comme décision a priori. Cependant, dans les problèmes complexes, la localisation des meilleures solutions peut ne pas être rapide, mais dépendante d'une évolution lente. Des restrictions fortes dès le début peuvent rendre le processus évolutif difficile, ou même impraticable. Comme dans le cas de l'optimisation monocritère, la réduction de l'espace de recherche doit être utilisée avec prudence. Une mauvaise utilisation de la réduction risque de faire perdre des informations, comme par exemple des optimums locaux.

### II.10.3. « Éclaircissement » (clearing) des solutions non-dominées

Dans certains problèmes, l'ensemble Pareto peut être extrêmement vaste ou comporter un nombre infini de solutions (surtout pour des problèmes à variables continues). La permanence d'un nombre excessif de ces solutions dans le processus évolutif aboutit à la diminution de la diversité, et peut entraîner une convergence prématurée : la grande concentration de solutions non-dominées coupe l'importance (« pression ») du processus de sélection (expliqué dans le paragraphe II.10.6), en diminuant l'exploration de l'espace de recherche.

La procédure d'éclaircissement (en anglais clearing) a comme principe d'améliorer l'établissement de la frontière Pareto, en évitant une convergence prématurée ou encore des agglomérations de solutions dans certaines régions. Il existe dans la littérature une confusion de dénominations. Il n'est pas rare de trouver des techniques de clearing sous l'appellation de « niche ». Dans la présente thèse, la technique de niche sert à la résolution de problèmes multimodaux, tandis que la technique d'éclaircissement aide à une bonne conformation de la frontière Pareto, en considérant la possibilité de multimodalité.

La figure II.13.a montre une procédure usuellement rencontrée dans la littérature. La figure II.13.b illustre celle qui est adoptée dans notre travail.

Pour améliorer la répartition des individus sur la frontière Pareto, on peut stipuler une distance minimale ( $D_{min}$ ) entre les individus non-dominés. Cette procédure est appelée « préservation de la diversité » (Diversity Preservation) et l'évaluation de  $D_{min}$  est réalisée seulement dans l'espace des objectifs (Figure. II.13.a) [49,53]. Cette manière de faire fonctionne bien dans les problèmes avec une seule frontière optimale. Dans les cas des problèmes avec des frontières multiples, comme dans la figure II.13.b, il convient d'observer aussi la distance entre les individus dans l'espace de paramètres ; cela permet d'éviter que les solutions de niches différentes soient pénalisées pour avoir exactement les mêmes valeurs d'objectifs ou des valeurs semblables. On pourrait aussi penser ne faire le calcul de  $D_{min}$  que dans l'espace des paramètres, mais il pourrait en résulter des effets indésirables. Par exemple, on risquerait d'éliminer des

solutions qui sont proches dans l'espace des paramètres, mais qui ont cependant des performances très différentes, en raison de discontinuités.

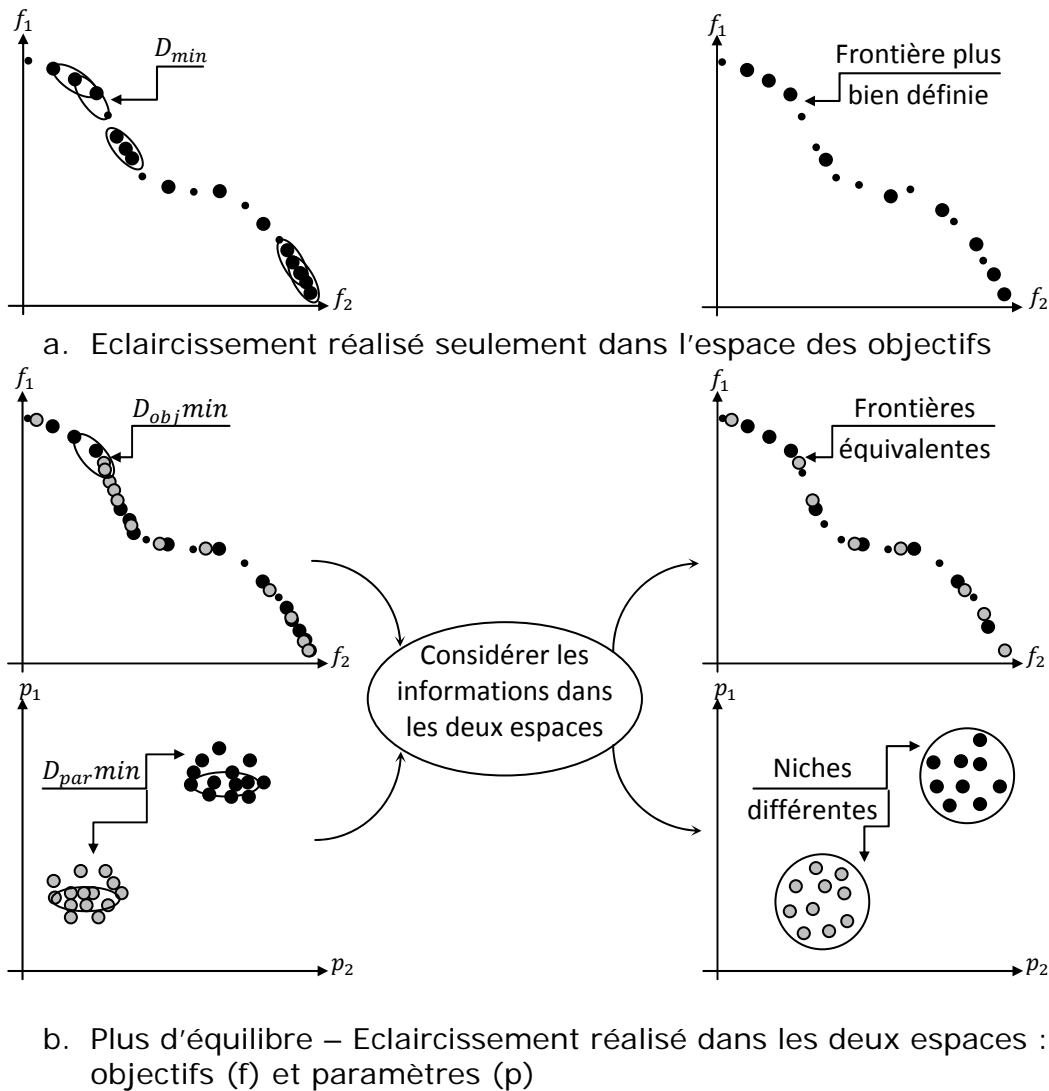


Figure II.13 : Eclaircissement des solutions non-dominées

Une fois détectée la ressemblance entre les solutions non-dominées dans les deux espaces, des individus sont pénalisés. La pénalité doit permettre de faire passer l'individu concerné dans la population dominée *POPDOM*, en altérant son indice de domination *IDOM*, que l'on fait passer de 0 à une valeur de dominance aléatoire positive (*IDOM* vaut 0 pour un individu non dominé, et 1, 2, ..., plus généralement *k* pour un individu dominé *k* fois) (voir L'annexe B « pseudo-code pour l'éclaircissement »). Cette méthode fait appel à la définition des distances minimales dans le domaine des objectifs ( $D_{obj\ min}$ ) et dans le domaine des paramètres ( $D_{par\ min}$ ).

### II.10.4. Construction de la population de travail *POPREAL*

La population de travail ou « réelle », nommée *POPREAL*, est utilisée pour relier les groupes de solutions dominées et non-dominées. C'est dans cette population que seront sélectionnés les individus qui subiront les autres opérateurs génétiques.

Comme nous l'avons déjà mentionné, cette population (*POPREAL*) a une taille minimale définie par *nbind*, mais pas de taille maximale. Le but est de bien représenter la diversité de solutions, en cherchant cependant la convergence vers la frontière de Pareto. Cette population *POPREAL* est construite avec tous les individus de la population non-dominée *POPNDOM* (après éclaircissement), auxquels on ajoute *nbind/4* individus de la population dominée *POPDOM* de manière à maintenir une certaine diversité. Ces individus dominés sont choisis entre ceux qui possèdent les plus petits indices de dominance *IDOM* (si plusieurs solutions ont le même indice de dominance, le choix est fait aléatoirement, par exemple en prenant le premier trouvé). Dans le cas où le nombre d'individus de la population réelle *POPREAL* reste plus petit que *nbind*, cette population est complétée avec d'autres individus de la population dominée *POPDOM* (toujours en choisissant ceux qui sont le moins dominés). La figure II.14 montre un exemple de population de travail. (Voir L'annexe B pour le pseudo-code de cette procédure).

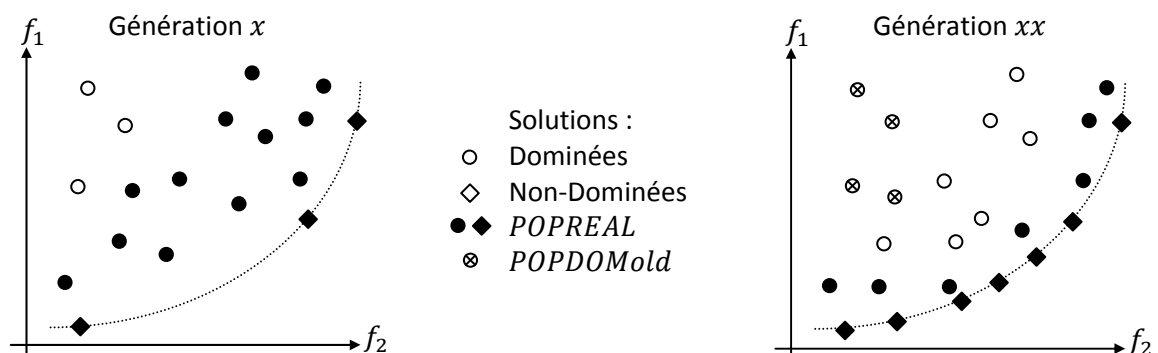


Figura II.14 : La population de travail *POPREAL* basée sur l'indice de dominance *IDOM*

Dans cette opération, nous limitons aussi la taille de la population dominée *POPDOM* au double de *nbind*, de façon à réduire le coût du calcul de la table de dominance *IDOM*. Les solutions exclues de *POPDOM* sont stockées dans le *POPDOMold*, cette population d'archivage ne participant pas au processus évolutif. Ce contrôle est fait en deux étapes : tout d'abord sont exclues les solutions qui possèdent un indice *IDOM* très élevé, c'est-à-dire celles qui se trouvent distantes de la frontière Pareto ( $IDOM > 200$ , par exemple) ; si la taille de la population dominée *POPDOM* reste supérieure à  $2 \times nbind$ , on retire les solutions avec les plus grands indices *IDOM*, jusqu'à obtenir le nombre désiré.

### II.10.5. Technique de niche

La procédure pour la détection de niches dans les problèmes multi-objectifs est basée sur le concept adapté de la même technique pour l'AG monocritère [62]. Cette technique permet l'exploration de régions distinctes qui constituent des optimums locaux, comme en figure II.15. En pratique, la détection de solutions différentes donne la possibilité d'un choix final pas seulement à partir des objectifs prédéfinis, mais aussi par exemple à partir de la facilité de construction de l'une ou de l'autre solution.

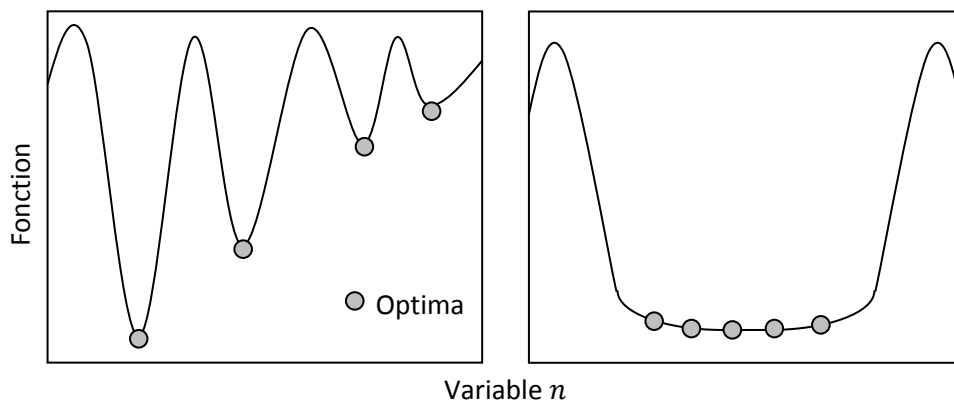


Figure II.15 : Niche dans les problèmes monocritère

Nous proposons de calculer des indices de niche, ou de ressemblance, dans les domaines des objectifs ( $N_{obj}$ ) et des paramètres ( $N_{par}$ ), de façon à prendre en compte les deux domaines. Ces indices sont les distances entre individus pris dans l'ordre des valeurs de chaque objectif. L'opérateur génétique de sélection ira travailler avec ces indices, et pas avec les évaluations du problème.



Le but est de détecter des niches distinctes (dans l'espace de paramètres), c'est-à-dire de détecter des optimums locaux et/ou globaux dans un problème multimodal, comme le montre la figure II.15.

Le processus est constitué de deux étapes. Premièrement, pour chaque objectif  $k$ , nous mettons la population en ordre croissant (ou décroissant) selon l'objectif analysé (il faut sauvegarder un vecteur qui indique l'ordre initial) et nous calculons les distances entre les individus dans les deux espaces,  $Nobj_k$  et  $Npar_k$ , par rapport à l'ordre établi. La deuxième étape consiste à joindre les deux indices de ressemblance par une fonction de transfert.

### **Indice de niche dans l'espace des objectifs**

Cet indice est calculé de la manière suivante [49,63]:

$$Nobj_k(\vec{x}_i) = f_k(\vec{x}_{i+1}) - f_k(\vec{x}_{i-1}) \quad (II.14)$$

Où  $\vec{x}_{i.nbp}$  est la solution analysée et  $nbp$  est la taille de *POPREAL*. Il faut attribuer le plus grand indice aux individus situés aux extrémités de la frontière ( $\vec{x}_1$  et  $\vec{x}_{nbp}$ ), de façon à conserver ces solutions dans le processus.

### **Indice de niche dans l'espace des paramètres**

Cet indice est calculé comme suit :

$$Npar_k(\vec{x}_i) = \|\vec{x}_{i_k} - \vec{x}_{i-1_k}\| + \|\vec{x}_{i+1_k} - \vec{x}_{i_k}\| \quad (II.15)$$

Il faut rappeler que  $\vec{x}$  peut être constitué par  $nvar$  variables, si bien qu'il est impératif de normaliser les variables, parce qu'elles seront ajoutées entre elles.

### **Fonction de transfert**

Pour ajouter les distances ( $Nobj_k$  et  $Npar_k$ ), il faut d'abord transformer les grandeurs correspondantes, pour qu'elles varient de manière comparable. Pour cela, nous utilisons ici une fonction sigmoïde, comme le montre la figure II.16, où  $N_{min}$  et  $N_{max}$  sont les minimums et maximums de chaque indice.

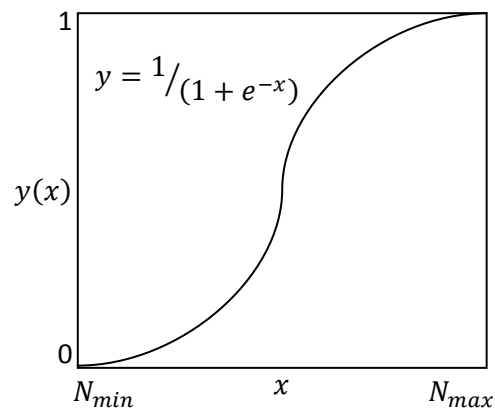


Figure II.16 : Fonction de transfert – technique de Niche

Une fois réalisée cette transformation, nous pouvons construire pour chaque objectif un indice de ressemblance unique, prenant en compte les deux espaces, en faisant pour chaque individu le produit des deux indices précédents. Lorsque la technique de niche est nécessaire, le processus de sélection est ensuite réalisé en utilisant ces indices à la place des fonctions coût. L'annexe B «Pseudo-code : technique de niche » présente le pseudo-code de la technique de niche décrite ici.

Pour la résolution correcte de problèmes multimodaux, il faut encore prendre quelques autres précautions, dont nous citons ici les principales : les solutions non-dominées avec des évaluations égales, mais avec des paramètres différents, doivent être considérées comme Pareto. La manière avec laquelle nous avons assemblé la population réelle *POPREAL*, et la manière proposée pour procéder à l'éclaircissement, contribuent à permettre cette détermination de frontières, équivalentes seulement dans l'espace des objectifs.

A propos de l'éclaircissement, il faut encore mentionner que la formulation en technique de niche présentée ici peut être utilisée pour l'exclusion de solutions non-dominées. Les solutions avec les plus petits indices seraient exclues automatiquement jusqu'à ce qu'un nombre minimal de solutions non-dominées ait été touché. Pour cela, à chaque exclusion il serait nécessaire de recalculer tous les indices, parce que la disposition des solutions a été altérée. Comme mentionné plus haut, le coût de calcul de cette procédure serait très élevé en comparaison à la technique d'éclaircissement adoptée.

### II.10.6. Le processus de sélection

La sélection est responsable du choix des couples qui subiront les opérateurs génétiques de croisement et mutation. L'important est, par rapport aux solutions choisies, d'échantillonner de façon satisfaisante la population courante, en permettant à ces opérateurs de bien explorer l'espace de recherche. Le nombre d'individus sélectionnés pour la population réelle *POPREAL* est toujours *nbind*. La sélection est faite par l'action conjointe de deux procédures. Les parents sont en partie choisis par l'échantillonnage déterministe (deterministic sampling – DETSAM – basée sur la moyenne des mérites de la population, ce qui renforce la partie centrale de la frontière de Pareto) et en partie par tournoi (basé sur chaque objectif séparément, ce qui fait ressortir les bords de la frontière Pareto). Ces deux méthodes de sélection ont été décrites par GOLDBERG [23]. Ainsi dans l'exemple d'un problème à deux objectifs, la population de solutions sélectionnées sera constituée par trois groupes : par la moyenne des deux objectifs, par tournoi pour le premier et le second objectif. Cette procédure facilite l'obtention d'un ensemble Pareto bien distribué. La figure II.17 montre le processus de sélection. L'annexe B « Pseudo-code : sélection » présente le pseudo-code de la procédure décrite. Une préoccupation : pour l'échantillonnage déterministe, nous devons calculer la moyenne des évaluations avec attention parce que n'importe quel type de pondération est déconseillé pour les problèmes où les objectifs sont concurrents. Ce calcul doit être fait seulement sur la population qui subira la sélection, cela accélère le processus de convergence.

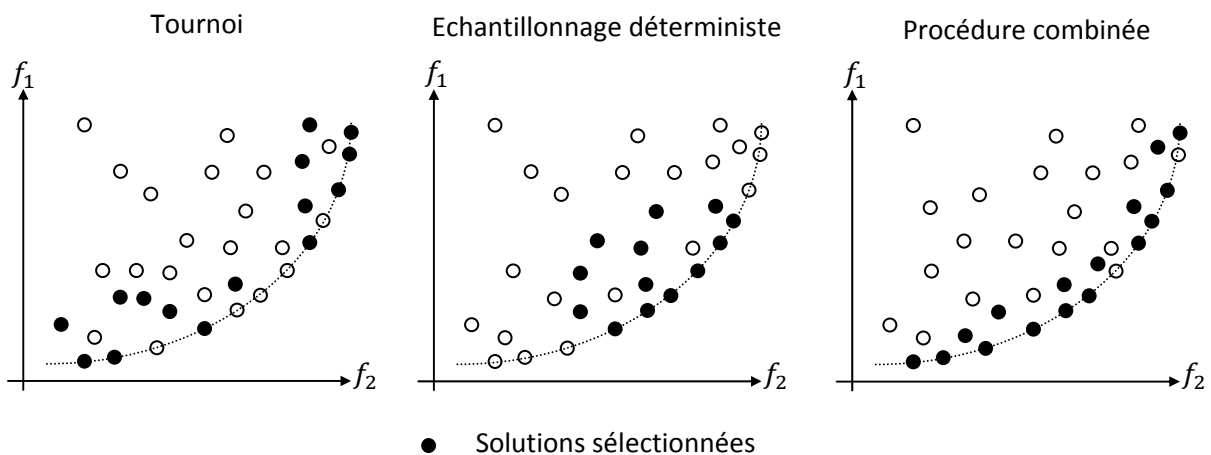


Figure II.17 : Illustration du processus de sélection

### II.10.7. Croisement et mutation

Dès que la sélection est faite, les opérateurs qui génèrent de nouveaux individus sont appliqués : le croisement et la mutation. Pour explorer efficacement l'espace de recherche d'un problème multi-objectif, nous avons développé les opérateurs génétiques de croisement et de mutation, par l'introduction de deux aspects nouveaux : la direction pour le croisement et pour la mutation, et l'analyse du comportement de la population pour quantifier la mutation. L'adaptation de ces procédures à notre algorithme multi-objectif dans les cas de notre application est nécessaire.

Soit  $X$  la population sélectionnée :

$$X^n = \begin{bmatrix} X_1^{n,1} & \dots & X_{nvar}^{n,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ X_1^{n,nbind} & \dots & X_{nvar}^{n,nbind} \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

Où chaque ligne représente un individu de la nième génération ;  $nbind$  est la taille de la population et  $nvar$  est le nombre de variables d'optimisation.

#### Croisement

L'objectif est de permuter du matériel génétique dans les couples d'individus sélectionnés au préalable. Après la formation des couples (faite de manière aléatoire), les individus sont soumis ou non au croisement, selon une probabilité définie habituellement avant de lancer l'algorithme (probabilité de croisement ( $pcross$ )). Cet opérateur génétique est le principal responsable de la création de nouveaux individus. Pour cela, la probabilité de croisement doit être élevée (généralement comprise entre 70% et 100%), comme c'est le cas dans la nature, où la plupart des parents ont des enfants.

Les couples  $(i,j)$  étant formés, nous vérifions s'il faut ou non procéder au croisement, par un tirage de probabilité  $pcross$ . Si c'est le cas, la permutation du matériel génétique est faite comme suit :

$$X_{kcross...dir}^{n+1,i} = \alpha_{pol} X_{kcross...dir}^{n,i} + (1 - \alpha_{pol}) X_{kcross...dir}^{n,j} \quad (II.17)$$

$$X_{kcross...dir}^{n+1,i} = (1 - \alpha) X_{kcross...dir}^{n,i} + \alpha X_{kcross...dir}^{n,j} \quad (II.18)$$

Où  $kcross \in [1 \ nvar]$  est un nombre entier aléatoire avec une distribution uniforme qui définit le point de coupure pour la réalisation du croisement;  $dir$  est une variable binaire aléatoire qui indique dans quelle direction sera réalisé le croisement : si  $dir = 0$ , la direction est du point de découpage jusqu'à la dernière variable  $nvar$ , ou dans l'autre direction si  $dir = 1$ ;  $\alpha_{pol}$  est le coefficient de multiplication polarisé, fixé à 0.9;  $\alpha \in [-0.1 \ 1.1]$  est un coefficient de multiplication aléatoire à distribution uniforme;  $X_{kcross...dir}^{n,i}$  représente la portion de l'individu  $i$  qui inclut toutes les variables de  $X_{kcross}^{n,i}$  jusqu'à  $X_{dir}^{n,i}$ . Les variables qui ne sont pas incluses dans l'intervalle  $kcross \dots nvar$  ( $dir = 0$ ) ou  $1 \dots nvar$  ( $dir = 1$ ) sont copiées directement des géniteurs.

Avec l'approche (II.17), le premier enfant, généré à partir de II.17, est forcément très proche du premier parent (c'est l'enfant « polarisé » par le choix a priori de la valeur de  $\alpha_{pol}$ ), alors que le second enfant, généré par II.18 (où  $\alpha$  est une distribution de probabilité constante), peut être proche de l'un ou de l'autre des parents. Pour que la population évolue rapidement, il est alors impératif que le parent de l'enfant polarisé ait un mérite plus grand que le deuxième parent, c'est-à-dire :

$$f(X^{n,i}) > f(X^{n,j}) \quad (II.19)$$

Où  $f(.)$  représente la fonction fitness dans l'optimisation monocritère. Pour un problème multi-objectif, on utilise la dominance comme indicatif. L'individu  $i$  sera toujours l'individu dominant. Dans le cas où les individus sont l'un et l'autre non-dominés, la position dans le (II.19) est indifférente.

Pour une meilleure compréhension, nous pouvons illustrer cette opération par un exemple. Soient les deux individus données en (II.20). On a choisi  $\alpha_{pol} = 0.9$  et les tirages aléatoires ont donné  $\alpha = 0.5$ ,  $kcross = 3$  (barre verticale) et  $dir = 0$ , ce qui conduit au croisement déterminé par les dernières variables de chaque individu. Les enfants correspondants sont présentés en (II.21) et (II.22). Comme le croisement s'est opéré seulement sur deux des cinq variables, nous avons un univers de croisement à deux dimensions, conformément à la figure II.18.a.

$$parent\ 1 = \langle 2\ 4\ 6 | \mathbf{8\ 10} \rangle \quad parent\ 2 = \langle 1\ 3\ 5 | \mathbf{2\ 4} \rangle \tag{II.20}$$

$$enfant\ 1 = \langle 2\ 4\ 6 \rangle \cup 0.9 \times \langle \mathbf{8\ 10} \rangle + 0.1 \times \langle \mathbf{2\ 4} \rangle = \langle 2\ 4\ 6\ \mathbf{7.4\ 9.4} \rangle \tag{II.21}$$

$$enfant\ 2 = \langle 1\ 3\ 5 \rangle \cup 0.5 \times \langle \mathbf{8\ 10} \rangle + 0.5 \times \langle \mathbf{2\ 4} \rangle = \langle 1\ 3\ 5\ \mathbf{5\ 7} \rangle \tag{II.22}$$

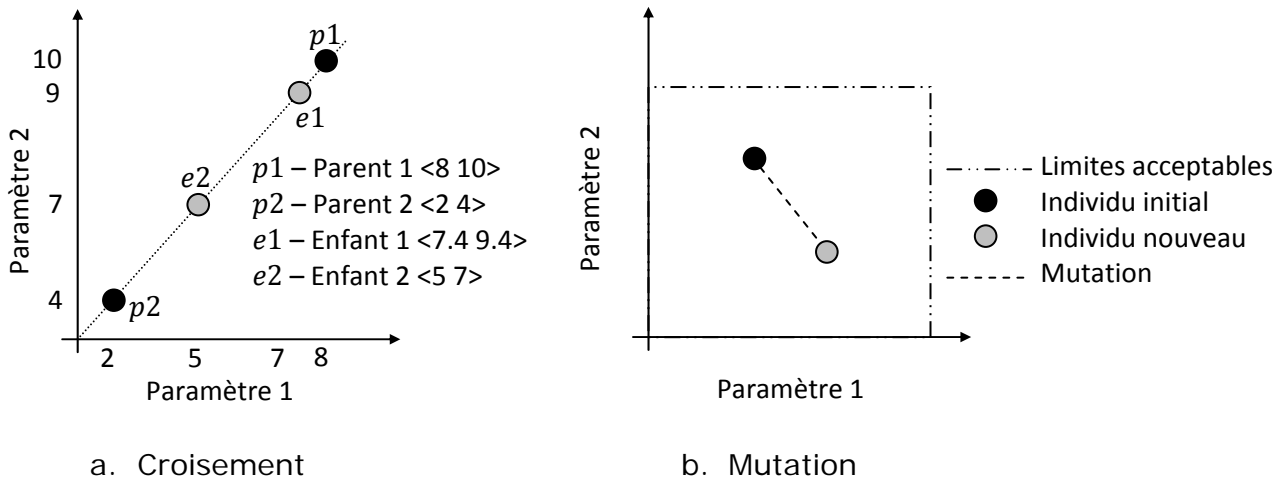


Figure II.18 : Illustration des processus de génération de nouveaux individus

### Mutation

On désigne par mutation l'insertion d'un nouveau matériel génétique dans la population. Comme dans le croisement, la mutation est réalisée ou non en fonction d'une probabilité donnée  $pmut$ . Cette probabilité de mutation doit être faible (entre 0% et 5%) pour que la recherche du groupe optimal ne soit pas purement aléatoire ou très erratique. Ceci est analogue au comportement de la nature, où les mutations génétiques sont rares. De manière similaire au croisement, la mutation consiste à ajouter un vecteur de perturbation ( $\gamma$ ) à la portion de l'individu qui subit la mutation. Au début du processus évolutif, le vecteur de perturbation est donné par :

$$\gamma_{kmut...dir}^{n,i} = 0.05\beta\ lim_{kmut...dir}^{n,i} \tag{II.23}$$

Où  $lim$  est défini par les limites acceptables de chaque variable et  $\beta$  est un nombre aléatoire avec distribution uniforme dans l'intervalle  $[-1\ 1]$ . Dans ce cas, la mutation correspond à une variation maximale de  $\pm 5\%$  des limites initiales de chaque variable. Cette perturbation permet une exploration de l'espace de recherche sans que le processus devienne erratique.

Pendant le processus évolutif, le vecteur de perturbation est modifié :

$$\gamma_{kmut\dots dir}^{n,i} = 0.05\beta range_{kmut\dots dir}^{n,1\dots nbpop} \quad (II.24)$$

Dans ce cas,  $\gamma$  dépend des valeurs des variables au moment de la mutation. C'est-à-dire que pour chaque variable, de nouvelles limites sont calculées à partir du comportement de la population. Cette stratégie réduit l'amplitude des perturbations, ce qui permet d'améliorer l'exploration d'une région restreinte de l'espace, en rendant possible un ajustement fin des solutions à la recherche des optimums. La figure II.18.b montre la mutation pour deux variables sélectionnées de l'exemple précédent (dans ce cas  $kmut = 3$ ). Les limites acceptables sont définies par (II.23) et (II.24). Il est important de rappeler que,  $\beta$  étant un nombre aléatoire, la mutation peut se produire dans toutes les directions définies par les limites.

#### II.10.8. Prise en compte des contraintes sur les paramètres

Il peut arriver que la génération de nouveaux individus ne respecte pas les limites prédéterminées des variables : la recherche des solutions Pareto-optimales pendant le processus évolutif peut générer des individus qui possèdent une ou plusieurs variables hors de leurs limites autorisées. Dans ce cas, il est nécessaire d'ajuster les nouveaux individus pour les mettre à l'intérieur des limites, ou de permettre une redéfinition de ces limites.

Cela peut être fait de plusieurs manières. La plus simple et intéressante utilise la saturation (voir Annexe B « Pseudo-code : réflexion par saturation »), c'est-à-dire que nous attribuons aux variables qui sortent des limites les valeurs maximales autorisées. Cette procédure est intéressante parce que l'utilisateur peut apprendre avec le problème, il peut observer le comportement de chaque variable qui touche les limites. Cela peut être fait, par exemple, en reprenant le processus évolutif avec les mêmes populations, mais en adaptant les limites. Dans la vie réelle, cependant, cette variation de limites n'est pas toujours possible (par exemple, quand les valeurs maximales des variables sont définies par des aspects constructifs invariables).

### II.10.9. Elitisme global

Après la génération des nouveaux individus ( $rPOPREAL$ ), et leur contrôle, ils sont évalués en fonction du problème. De façon à ne perdre aucune solution, tout l'ensemble formé par l'union de  $rPOPREAL$  et  $POPDOM$  est ajouté à la population réelle courante  $POPREAL$  (en rappelant que cette population comprend tous les éléments de  $POPNDOM$ ). Cela est le concept d'élitisme global proposé par VASCONCELOS [61] : aucun individu ne se perd pendant le processus évolutif et les enfants peuvent occuper les places de n'importe quel individu courant, s'ils possèdent des mérites supérieurs. La nouvelle population réelle  $POPREAL$  est soumise à la condition de Pareto (II.13), ce qui conduit à une population non dominée  $POPNDOM$  modifiée, avec une taille qui augmente ou diminue continument, alors que celle de la population dominée  $POPDOM$  augmente toujours. Dans l'AGMO proposé dans cette thèse, le concept d'élitisme global est utilisé, nous avons donc jonction des trois populations à chaque génération.

Enfin, le processus évolutionnaire est réinitialisé avec les nouvelles populations  $POPDOM$  et  $POPNDOM$ .

### II.11. CONCLUSION

L'objectif principal de ce chapitre était de combler l'absence d'une présentation générale des algorithmes génétiques mettant l'accent sur leur utilisation dans le cas de multi-objectifs.

L'AGMO que nous avons réalisé est un outil extrêmement efficace, son principal avantage étant l'aide qu'il apporte à la compréhension du problème qu'on souhaite résoudre, ce qui sera encore mieux mis en évidence dans le chapitre suivant. L'inconvénient de cette méthode est le coût de calcul nécessaire pour la découverte de solutions efficaces, qui peut être supérieur à celui des outils traditionnels (quand ces outils sont capables de résoudre le problème). Ce coût supérieur est surtout dû à la plus grande généralité de notre AGMO et au calcul intermédiaire (diagramme de rayonnement dans notre application).

Après avoir donné un aperçu sur notre AGMO, nous allons à présent entamer la formulation mathématique de notre application.



CHAPITRE III  
SYNTHESE DE RESEAUX CONFORMES  
PAR ALGORITHMES GENETIQUES  
MULTI-OBJECTIFS



### III.1. INTRODUCTION

Les antennes imprimées étant petites et flexibles, de nombreux chercheurs se sont intéressés à elles pour les plier sur des surfaces non planes telles que les cylindres, les cônes et les sphères. De plus, ces structures permettent d'avoir une couverture angulaire plus grande et de supprimer certaines contraintes liées aux radômes en remplaçant le balayage mécanique par un balayage électronique [1,42].

Comme nous venons de le citer, les structures conformées desservent une étendue angulaire plus importante que les réseaux unidimensionnels ou bidimensionnels. Afin de cerner le problème d'analyse de rayonnement de ces réseaux, plusieurs outils informatiques ont été mis au point pour leurs simulations. Ces dernières sont basées sur des conditions mathématiques préliminaires qui seront décrites dans ce chapitre à savoir les matrices de changement de repère associées aux rotations.

D'une manière générale, la complexité d'analyse et de synthèse des réseaux conformés s'appuie sur le fait que chaque antenne ne présente pas une direction normale identique. De plus l'aspect incurvé des sources ne nous facilite pas la tâche et donc nous nous trouvons devant l'obligation de considérer que les sources sont localement planes pour alléger le degré de complexité.

La synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux d'antennes imprimées préoccupe de plus en plus les spécialistes du domaine, car la connaissance au préalable des caractéristiques du réseaux permettant d'atteindre des exigences imposées à leurs caractéristiques de rayonnement électromagnétique s'est révélée nécessaire pour la poursuite des cibles sur des domaines spatiaux bien limités.

L'étude du problème n'est pas une chose aisée car il fait partie de la classe des problèmes mal posés dont plusieurs solutions existent, il reste que nous devons en extraire les meilleures solutions dites optimales. C'est un problème complexe qui fait intervenir plusieurs contraintes dues à la géométrie convexe des surfaces porteuses, ces contraintes n'étant pas prises en compte pour les réseaux rectilignes ou plans.

Pour notre application qui est la synthèse des réseaux conformés, nous devons faire appel au AGMO pour faire obéir le plus possible le diagramme de rayonnement d'un réseau conformé à des contraintes électromagnétiques imposées sous forme de gabarit fonction ou à niveaux, ceci permettra de venir à bout d'une utilisation adaptée au besoins de ces réseaux conformés d'antennes.

Dans ce chapitre nous allons exposer des généralités sur les réseaux conformés, avec l'expression générale du diagramme de rayonnement en zone lointaine et les contraintes liées au passage vers ces réseaux tridimensionnels. L'outil de synthèse développé sera validé par une comparaison des motifs de rayonnement avec les diagrammes souhaités (gabarits). Les simulations de la synthèse sont réalisées pour différents types de réseaux conformés d'antennes imprimées : dièdre, tétraèdre, pyramide, cône, cylindre et hémisphère.

## **III.2. ANALYSE DE RESEAUX CONFORMES D'ANTENNES**

### **III.2.1. Réseaux conformes d'antennes**

Comme nous l'avons déjà énoncé, nous pouvons associer les éléments imprimés 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.

Ce que nous venons de citer, montre clairement qu'un réseau conformé d'antennes 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 date d'une dizaine d'années, auparavant pour des besoins principalement militaires [1,6].

Dans un premier temps, elles étaient implantées sur des surfaces cylindriques, puis elles ont évolué au cours du temps pour prendre une multitude de formes, bien plus complexes, à titre d'exemples : sphère, tronçon de cône, ogive, ellipsoïde, etc...

Etant donné que la technologie a connu une évolution de grande envergure, l'usage de ces antennes s'est étendu à d'autres domaines, en particuliers, le spatial, l'automobile, l'avionique,... Ce type d'antennes a la possibilité d'être implanté sur n'importe quelle surface (missile, ailes d'avions, etc...), par le biais d'un substrat souple et pour pouvoir localiser toute cible animée dans tout l'espace et à tout moment. Ce type d'antenne doit être doté d'une capacité de déviation du faisceau principal, non pas par un procédé mécanique très coûteux et onéreux, mais électroniquement [9,64,65].

Ainsi les communications entre mobiles nécessitent l'usage d'antennes adaptées à la nature de la surface porteuse. De ce fait, nous nous sommes penché sur l'étude approfondie du rayonnement électromagnétique des structures conformées susceptibles d'être implantées sur des objets de formes diverses et variées. Ces structures ont l'avantage d'étendre leur couverture jusqu'ici limitée au demi-espace à tous les domaines angulaires avec une couverture omnidirectionnelle.

### **III.2.2. Approche théorique**

La plupart des travaux visaient les structures cylindriques, du fait qu'elles représentent exactement le fuselage d'un avion ou le corps d'une fusée [66,67]. De plus leur modélisation est aisée comparée aux autres structures. La grande partie des analyses s'est intéressée à la modélisation d'un élément imprimé plaqué sur un cylindre de faible rayon ou sur un réseau disposé sur un cylindre à faible rayon de courbure. Ceci nous mène à citer deux approches concernant l'étude de ce type d'antennes :

- La première suppose que le rayon de courbure de la surface porteuse est petit. Dans ce cas, il est nécessaire de tenir compte de l'impact des effets de courbure sur le calcul et la qualité du diagramme de rayonnement de tout le réseau.
- La seconde est à l'opposé, elle considère que le rayon de courbure est suffisamment grand et par la suite il est facile d'implanter un plus grand nombre d'éléments sur la circonférence du solide. Avec cette considération, on maintient l'hypothèse d'une source localement plane puisque ses dimensions sont nettement inférieures à ceux de la surface porteuse. Ceci étant dans notre intérêt, puisqu'il rend l'étude moins compliquée en négligeant les effets de courbure que nous ne sommes pas sensés traiter dans notre application.

Le but de notre étude est de réaliser un logiciel pour le calcul 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 a priori l'orientation locale en azimut et en élévation des éléments rayonnants du réseau dans le but de satisfaire les caractéristiques de rayonnement imposées par un cahier des charges. Il est important de signaler par la suite que dans tous les cas à traiter, la surface des réseaux est convexe, faute de quoi les éléments seront en regard les uns aux autres, cas qui, rappelons le, est à négliger.

Sommairement, la détermination du diagramme de rayonnement d'un réseau conforme se fait selon les étapes suivantes :

- Nous déterminons le diagramme de rayonnement de chaque source du réseau dans son propre repère.
- Nous calculons 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 en amplitude et phase affectés à chaque source.

- Nous passons 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.

Le champ rayonné par un réseau à  $N_s$  éléments est égal à la somme des champs rayonnés par chacun des éléments, soit :

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N_s} a_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\overrightarrow{Om_n}\vec{u})} E_n(\theta, \varphi) \tag{III.1}$$

Avec :

$a_n$  : Alimentation complexe de la source  $n$ .

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$\overrightarrow{om_n}$  : Vecteur position de la source  $n$  défini dans le repère cartésien  $(O, X, Y, Z)$ .

$\vec{u} = \vec{u}_0$  : Vecteur direction de propagation défini par les angles  $\theta$  et  $\varphi$ .

$E_n(\theta, \varphi)$  : Contribution du diagramme élémentaire de la source  $n$  dans la direction de propagation.

$N_s$  : Nombre total de sources du réseau.

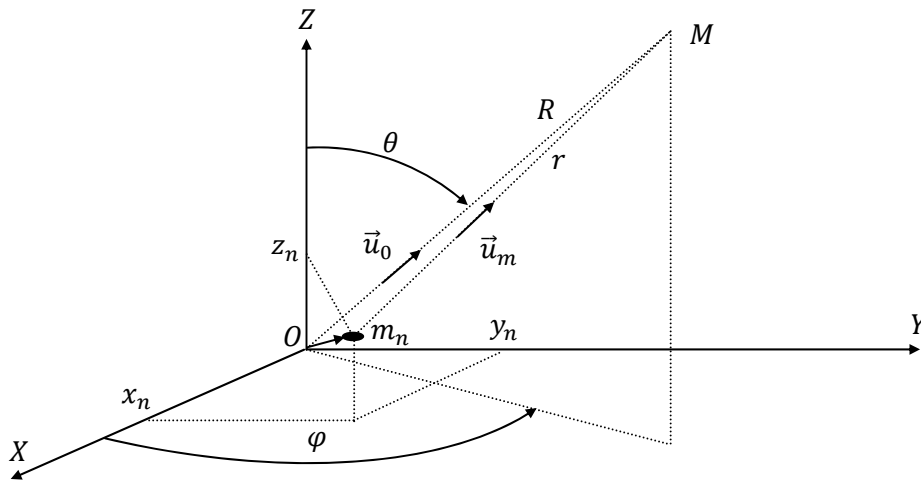


Figure III.1 : Repère global en coordonnées cartésiennes et sphériques

$(x_n, y_n, z_n)$  : Sont les coordonnées de la source  $n$ .

$M$  : Point d'observation en zone lointaine.

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

$$\vec{u} \begin{cases} u = \sin \theta \cos \varphi \\ v = \sin \theta \sin \varphi \\ w = \cos \theta \end{cases} \quad (u \ v \ w) \text{ sont appelés cosinus directeurs}$$

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

Dans le cas des problèmes directs de rayonnement, la connaissance a priori de la loi d'alimentation est suffisante pour déterminer le diagramme de rayonnement  $f(\theta, \varphi)$ .

### **Remarque**

L'expression (III.1) du diagramme de rayonnement n'est valable que pour un rayonnement en zone lointaine engendrant des simplifications, en considérant que les droites reliant chaque source et le point d'observation éloigné, sont toutes parallèles. Ceci est vrai si ce dernier est situé à l'infini. Toutefois, il reste un terme agissant sur la phase géométrique de la source, du fait de sa périodicité. Ce terme est en fonction du décalage radial existant entre la portion de la droite reliant la source au point de visée et celle reliant ce même point à l'origine du repère global. Ce décalage n'a pas d'influence sur l'ordre de grandeurs de ces portions et sont de ce fait considérées comme étant égales, car le décalage radial se trouve en nette infériorité comparé à eux. Cette remarque est concrétisée par des expressions mathématiques, afin de mieux se rendre compte de ces simplifications et de leurs origines.

### **Explications**

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.

$$\vec{u}_0 = \vec{u} \approx \vec{u}_m \tag{III.2}$$

$$r = R - \overrightarrow{Om_n} \vec{u} \tag{III.3}$$

$$\frac{e^{-jkr}}{r} \approx \frac{e^{-jkr}}{R} e^{jk(\overrightarrow{Om_n} \vec{u})} \tag{III.4}$$

Le terme  $e^{jk(\overrightarrow{Om_n} \vec{u})}$  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.



### III.2.3. Calcul du diagramme dans le repère global

La majeure partie des réseaux plans d'antennes imprimées sont composés d'éléments polarisés suivant une même direction  $OX$  ou  $OY$  d'un repère cartésien, ce n'est pas le cas par exemple pour le réseau couronne. Par contre, un réseau conformé a généralement une polarisation générale différente de celles de ses sources.

#### III.2.3.1. Réseau conformé

Les sources considérées sont des éléments imprimés possédant 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. Il s'en suit que ce terme ne peut plus être extrait de la somme sur les éléments comme facteur commun, et la notion de facteur de réseau devient insignifiante. Ceci dit, nous devons calculer la contribution potentielle de chaque source pour toute direction spatiale dans un repère global usant des matrices d'Euler. Celles-ci assurent la transition entre deux repères sans ambiguïté. Il s'agit du passage du repère global, associé directement à l'antenne, c'est un repère général fixe qui a pour origine un point prédéterminé ( $O$ ), au repère local tournant lié à la source en considération qui a pour origine le centre géométrique de cette source, et vice versa.

#### III.2.3.2. Positionnement des sources

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, cela simplifie les termes constitutifs de la matrice de passage.

Les paramètres qui gèrent le problème de positionnement des sources sur le réseau conformé sont (Figure III.2) :

- Une translation de composante radiale  $R_i$ .
- Une altitude  $H_i$ , pour obtenir l'aspect tridimensionnel des réseaux.
- Une rotation azimutale  $\psi_i$  autour de l'axe zénithal  $OZ$ , c'est la première des trois rotations de base.
- Une inclinaison en élévation, d'envergure  $\rho_i$  par rapport à l'axe  $OZ$ , c'est la deuxième de la triade.
- Une rotation de révolution  $\beta_i$  appliquée à la source autour de sa perpendiculaire, c'est la troisième rotation. Nous nous sommes contenté de la citer à juste titre de connaissance, elle n'est d'aucune utilité pour les réseaux à symétrie de révolution, ce qui est d'ailleurs notre cas, nous n'en tiendrons pas compte, ni dans nos calculs ni dans la construction de la matrice d'Euler.

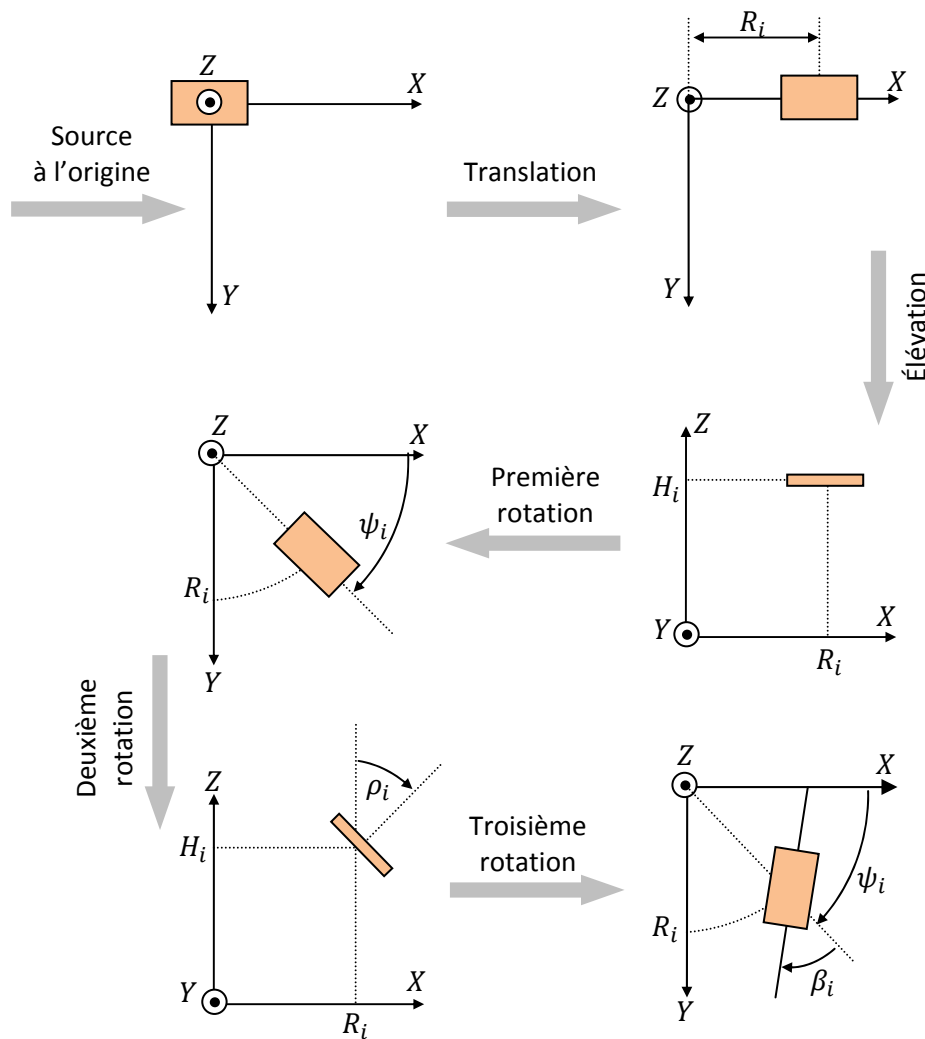


Figure III.2 : Etapes de positionnement des sources dans l'espace

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, on écrit :

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} = MP^{-1} \begin{pmatrix} E_{x'} \\ E_{y'} \\ E_{z'} \end{pmatrix} \quad (\text{III.5})$$

$E_x, E_y, E_z$  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 global  $(O, X', Y', Z')$ .

### **Remarque**

La matrice de rotation  $MP$  permet le passage d'un repère cartésien à un autre. 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 :

$$M_T = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \cos \theta \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \sin \varphi & \cos \varphi \\ \cos \theta & -\sin \theta & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$M_F = \begin{bmatrix} \sin \theta' \cos \varphi' & \sin \theta' \sin \varphi' & \cos \theta' \\ \cos \theta' \cos \varphi' & \cos \theta' \sin \varphi' & -\sin \theta' \\ -\sin \varphi' & \cos \varphi' & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$M_T$  : Permet le passage des coordonnées sphériques vers les coordonnées cartésiennes.

$M_F$  : Permet le passage des coordonnées cartésiennes vers les coordonnées sphériques.

$\theta, \varphi$  : Coordonnées angulaires dans le repère fixe associé au réseau.

$\theta', \varphi'$  : 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] :

$$E_F(\theta, \varphi) = M_F MP^{-1} M_T E_T(\theta', \varphi') \quad (\text{III.8})$$

A première vue, nous constatons que les coordonnées dans le repère global s'exprime en fonction de  $\theta$  et  $\varphi$  alors que celles du repère local pour leur part s'exprime en fonction de  $\theta'$  et  $\varphi'$ , il faut donc qu'on soit en mesure de faire le lien entre les deux systèmes. Cette opération est accomplie en trois étapes :

a. Dans la première, nous donnons le lien existant entre les coordonnées cartésiennes et sphériques dans le repère fixe  $(O, X, Y, Z)$ , soit :

$$x = \sin \theta \cos \varphi \quad y = \sin \theta \sin \varphi \quad z = \cos \theta \quad (\text{III.9})$$

b. Ensuite, nous établissons le lien entre les coordonnées cartésiennes dans le repère global  $(O, X, Y, Z)$  avec celles dans le repère local  $(O, X', Y', Z')$ , alors :

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = MP \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (\text{III.10})$$

c. Dans la dernière étape, nous effectuons un passage des coordonnées cartésiennes dans le repère local vers les coordonnées sphériques dans ce même repère, ce passage prend en considération les cas d'indétermination :

$$\theta' = \arccos(z') \quad (\text{III.11})$$

$$\varphi' = \arctg\left(\frac{y'}{x'}\right) + k\pi \quad (\text{III.12})$$

### III.2.3.3. Problème des indéterminations

Dans le problème de passage des coordonnées sphériques vers les coordonnées cartésiennes, il est impossible de calculer l'arc tangente pour  $x' = 0$  du fait que le rapport  $\frac{y'}{x'}$  n'est pas défini, alors nous mettons en évidence les solutions suivantes pour combler ce vide :

- $y' > 0 \Rightarrow \varphi' = 90^\circ$  .
- $y' < 0 \Rightarrow \varphi' = 270^\circ$  .
- $y' = 0 \Rightarrow$  donc  $\varphi'$  est quelconque et est choisi égale à  $90^\circ$  .

### III.2.3.4. Calcul du diagramme de rayonnement élémentaire

Il y a plusieurs approches pour la modélisation du champ élémentaire de la source et ceci quelque soit sa forme, grâce à des logiciels professionnels qui nous évitent de tomber dans 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). Il reste que pour un élément rectangulaire simple, il existe maintes formules analytiques qui permettent de modéliser correctement son diagramme de rayonnement (§ 1.5).

#### III.2.4. Analyse du rayonnement

Les réseaux rectilignes et plans sont très connus actuellement, il est facile par différentes approches de calculer leurs diagrammes de rayonnement. Toutefois, ils représentent un réel handicap à cause de leur géométrie plane qui assure une couverture angulaire limitée à  $90^\circ$  en élévation, ce qui pose de sérieux problèmes pour certaines applications, telles que les opérations de balayage électronique. Les lobes de réseau empêchent un balayage sans perturbation au delà d'un certain seuil  $\theta_m$ , correspondant à la déviation maximale du faisceau sans apparition de ces lobes gênants pour un niveau de lobes secondaires donné. Les réseaux cylindrique, conique, sphérique en forme complète ou par morceaux assurent une envergure d'illumination plus importante pouvant atteindre les  $360^\circ$ , c'est à dire la sphère d'observation complète, ce qui était impossible avec les réseaux lignes ou plans, d'où l'intérêt porté pour ceux-là [68,66,1].

#### III.2.5. Conclusion

Dans cette partie nous avons posé le problème d'analyse des réseaux conformés d'antennes imprimées. Les étapes générales de positionnement et de localisation des sources rayonnantes ont été exposées.

Le calcul du diagramme de rayonnement du réseau conformé nécessite la prise en compte des différentes orientations des sources faisant appel aux matrices d'Euler et les matrices de transition entre coordonnées sphériques et cartésiennes et vice versa sans négliger de traiter les cas d'indétermination pour mieux garantir des solutions et des résultats à notre problème d'analyse.

L'hypothèse de sources localement planes a été conservée pour des raisons de simplicité, cela n'empêche qu'une prise en compte de l'effet de

courbure s'impose dans un futur proche, dans le but de réaliser des logiciels d'analyse encore plus performants. Le module d'analyse réalisé servira à nouveau dans l'outil informatique de la synthèse (AGMO) des diagrammes de rayonnement des réseaux conformés.

### **III.3. SYNTHÈSE DE RÉSEAUX CONFORMES D'ANTENNES**

#### **III.3.1. Introduction**

Dans le paragraphe III.2, nous avons analysé le fonctionnement des réseaux conformés d'antennes. Il s'agissait de calculer le champ rayonné, en fonction d'une géométrie donnée du réseau, d'une loi d'alimentation connue et d'un type de source définie. Cette analyse nous a permis de voir l'influence des paramètres physiques et géométriques sur le diagramme de rayonnement du réseau conforme.

En agissant sur l'un des trois paramètres : disposition géométrique des sources rayonnantes, lois d'amplitude et de phase de l'alimentation, il est possible de modifier les caractéristiques de rayonnement. Cette notion nous conduit à aborder un problème important, rencontré souvent dans des applications pratiques ; celui de la synthèse.

La synthèse consiste dans la plupart des cas à déterminer les paramètres géométriques, ou électriques du réseau afin de produire un diagramme désiré donné. Ce dernier peut être défini analytiquement ou à partir d'un gabarit.

Dans notre cas, nous nous intéressons à l'extraction des orientations locales en azimut et en élévation des sources dans le but de rapprocher le diagramme de rayonnement du réseau au mieux des gabarits imposés et dans plusieurs plans de vue (multi-objectifs).

Du point de vue géométrique, l'antenne est définie par les coordonnées cartésiennes de ses éléments rayonnants. La géométrie conformée nous pousse à faire deux remarques :

- La première concernant la visibilité des sources. En fait, toutes les sources ne sont pas visibles pour toutes les directions d'observation, nous devons être en mesure de connaître les quelles d'entre elles sont situées en zone ombrée.
- La deuxième est liée à la contribution du diagramme élémentaire de chaque source, en effet elle varie suivant l'orientation des sources.

Cela n'empêche que d'autres paramètres soient généralement négligés, tels que les couplages inter-éléments et/ou couplage entre circuit d'alimentation et l'élément rayonnant, la structure portante, la polarisation, de même l'effet de courbure qui peut être négligé pour des réseaux plans ou obtenus par pliage de substrat et ceux à grand rayon de courbure obtenus par courbure douce du substrat. Ce n'est plus le cas pour des structures à courbure très prononcée (faible rayon de courbure), qui nécessite une prise en compte de ce paramètre et des problèmes qui lui sont liés.

Le problème de la synthèse appartient donc à la classe des problèmes inverses dits mal posés (complexes), ceci a comme résultats directs, l'obtention de solutions approchées, pas nécessairement les meilleures.

### III.3.2. Position du problème

L'expression générale du diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes à  $N_s$  éléments rayonnants est donnée par :

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{n=N_s} a_n e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(\overline{om}_n \vec{u})} E_n(\theta, \varphi) \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$f(\theta, \varphi)$  : Diagramme rayonné par le réseau d'antennes en zone lointaine.

$a_n$  : Alimentation complexe de la source  $n$ .

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$\overline{om}_n$  : Vecteur position de la source  $n$  défini dans le repère cartésien fixe  $(O, X, Y, Z)$ .

$\vec{u} = \vec{u}_0$  : Vecteur direction de propagation défini par les angles  $\theta$  et  $\varphi$ .

$E_n(\theta, \varphi)$  : Contribution du diagramme élémentaire de la source  $n$  dans la direction de propagation.

$N_s$  : Nombre total de sources du réseau.

$\theta, \varphi$  : Sont respectivement la colatitude et le gisement du point d'observation ou direction de propagation.

Notre problème est posé différemment ; le point de départ n'est plus les orientations locales en azimut et en élévation des sources, mais le diagramme de rayonnement en zone lointaine spécifié par un gabarit. Les orientations angulaires locales des sources sont pour nous l'inconnu à retrouver ; nous avons donc affaire à un problème inverse.

### III.3.3. Contraintes liées aux réseaux conformés

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

Pour le cas plan, la répartition équidistante des sources permet une écriture simplifiée des expressions en mettant en facteur la distance entre les sources, cela donne des expressions fonctions des indices des sources et non plus de leurs positions. La forme de ces expressions permet ensuite, pour les calculs numériques, l'utilisation d'algorithmes de transformée de Fourier rapide (F. F. T) [69].

La seconde différence est due au fait que pour les réseaux linéaires ou plans les diagrammes élémentaires, s'ils sont identiques pour chaque source, la contribution de ces sources est la même pour une direction donnée, c'est à dire :  $E_n(\theta, \varphi) = E(\theta, \varphi)$ , pour  $n$  variant de 1 à  $N_s$  (Figure III.3).



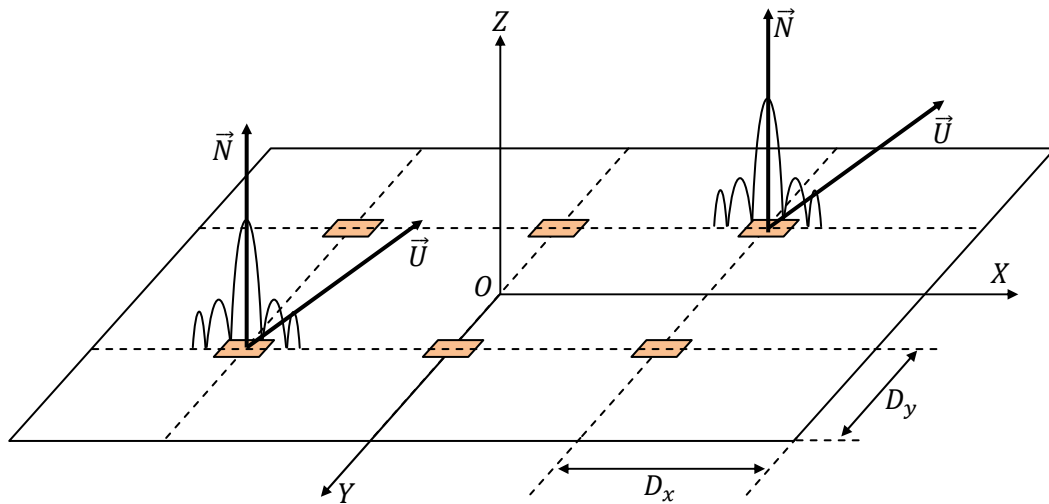


Figure III.3 : Diagrammes élémentaires (cas plan)

$\vec{N}$ ,  $\vec{U}$  : Sont respectivement le vecteur unité de la perpendiculaire au réseau plan et le vecteur unité de la direction de propagation.

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

A l'encontre des réseaux conformés et qui pour eux les normales aux sources sont différentes, la contribution de leur diagramme élémentaire est différente, d'où l'utilité d'indiquer les diagrammes de rayonnement élémentaires par rapport à chacune des sources, il est nécessaire de connaître par mesure ou par calcul, les diagrammes pour chaque source dans toutes les directions.

Remarquons au passage la présence de la notion de sources cachées. En effet toutes les sources ne sont pas visibles par une même direction  $(\theta, \varphi)$ .  $E_n(\theta, \varphi)$  est nul si la source  $n$  est cachée pour la direction  $(\theta, \varphi)$  [1, 69].

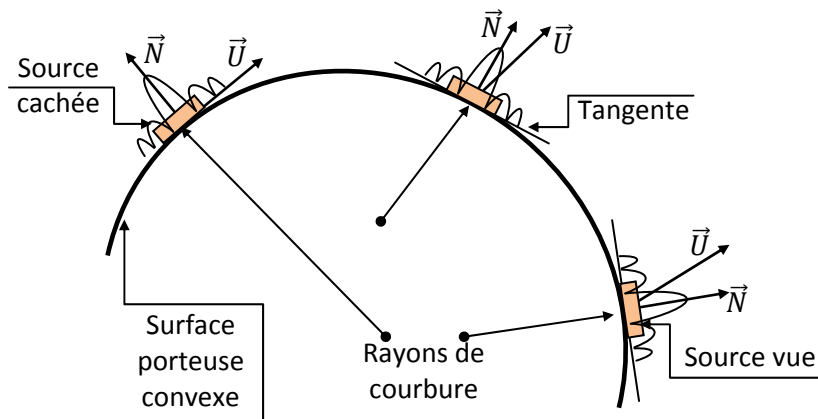


Figure III.4 : Diagrammes élémentaires (cas conformé)

### III.3.3.1. Test de visibilité des éléments rayonnants

Pour le calcul des diagrammes élémentaires, il est important de savoir si la source étudiée est visible ou non pour une certaine direction. Un test simple 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 visible ou non. Cette normale 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 une source non ponctuelle, le point de tangence sera pris au centre géométrique de l'élément rayonnant. 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 [1].

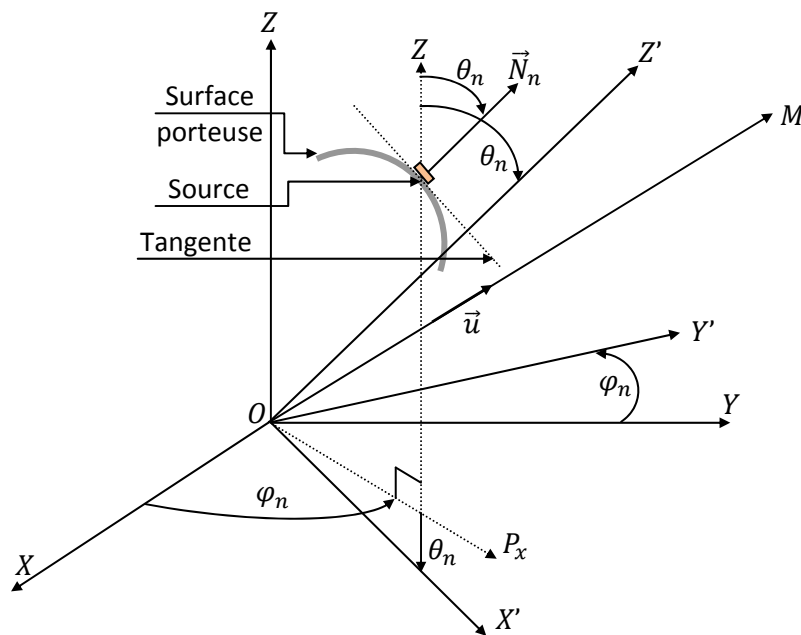


Figure III.5 : Vecteurs associés au test de visibilité

$\theta_n, \varphi_n$  : Définissent le repère lié à la source  $n$ .

$M$  : Point d'observation lointain.

$$\vec{N}_n = \begin{pmatrix} u_n = \sin \theta_n \cos \varphi_n \\ v_n = \sin \theta_n \sin \varphi_n \\ w_n = \cos \theta_n \end{pmatrix} \quad \vec{u} = \begin{pmatrix} u = \sin \theta \cos \varphi \\ v = \sin \theta \sin \varphi \\ w = \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{III.14})$$

$\vec{u}$  : 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.

### **Remarque**

Ce test de visibilité n'est valable que dans le cas de surfaces convexes [1,43,69].

### **III.3.3.2. 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 déterminons sa contribution au diagramme de rayonnement par rapport à son orientation dans le repère général du réseau d'antennes. Pour cela, il nous 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  $\theta_n$  et  $\varphi_n$  qui définissent la normale à l'élément rayonnant en son centre géométrique (orientation locale de la source).

Le changement de repère est effectué par deux rotations, la première autour de l'axe  $(OZ)$ , d'une valeur  $\varphi_n$ , la seconde autour de l'axe  $(OY')$  défini par la rotation précédente, d'une valeur  $\theta_n$ . Ces deux rotations vont donner la matrice de changement de repère ou matrice de passage  $MP$  déjà mentionnée dans la partie analyse.

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

1- Rotation de  $\varphi_n$  autour de l'axe  $(OZ)$ .

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \\ Z \end{pmatrix} \mapsto \text{rot } \varphi_n \text{ autour de } OZ \mapsto \begin{pmatrix} OP_x \\ Y' \\ Z \end{pmatrix} \Rightarrow MP_1 = \begin{bmatrix} \cos \varphi_n & \sin \varphi_n & 0 \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

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

2- Rotation de  $\theta_n$  autour de l'axe ( $OY'$ ) défini par la rotation précédente de l'axe ( $OY$ ).

$$\begin{pmatrix} OP_x \\ Y' \\ Z \end{pmatrix} \mapsto \text{rot } \theta_n \text{ autour de } OY' \mapsto \begin{pmatrix} X' \\ Y' \\ Z' \end{pmatrix} \Rightarrow MP_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_n & 0 & -\sin \theta_n \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \theta_n & 0 & \cos \theta_n \end{bmatrix}$$

D'où la matrice totale :

$$MP = MP_1 \times MP_2$$

$$MP = \begin{bmatrix} \cos \theta_n \cos \varphi_n & \cos \theta_n \sin \varphi_n & -\sin \theta_n \\ -\sin \varphi_n & \cos \varphi_n & 0 \\ \sin \theta_n \cos \varphi_n & \sin \theta_n \sin \varphi_n & \cos \theta_n \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

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

$$\vec{u}' = MP \cdot \vec{u} \quad (\text{III.16})$$

Ce qui permettra de connaître la valeur du diagramme de rayonnement de chacun des éléments rayonnants dans toutes les directions de l'espace [69].

### **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.

### **III.3.4. Définition du gabarit**

Dans les méthodes récentes appliquées pour la synthèse, les diagrammes souhaités sont spécifiés par des niveaux et non plus par une distribution tel que :

$$M_l(u) \leq |f(u)| \leq M_u(u) \quad (\text{III.17})$$

- $M_l(u)$  borne inférieure du masque posé comme gabarit.
- $M_u(u)$  borne supérieure du masque posé comme gabarit.
- $|f(u)|$  diagramme de rayonnement réel obtenu.

Lorsque nous optimisons un problème, nous voudrions que la fonction obtenue s'approche le plus possible du résultat désiré. Ce dernier peut être défini soit à partir d'une fonction que nous devons approcher, soit d'un gabarit qui devra contenir le résultat. Nous avons retenu cette dernière suggestion car il est beaucoup plus facile de définir un gabarit pour un diagramme de rayonnement qu'une fonction. De plus ceci offre plus de liberté aux solutions. L'avantage du gabarit est qu'il permet d'obtenir une solution plus facilement réalisable en imposant des intervalles plutôt que des valeurs. Le gabarit peut être défini dans tout l'espace, dans une partie de l'espace ou seulement dans quelques plans [1,2].

Le gabarit est doté de deux niveaux bas et haut qui devront piéger la caractéristique de rayonnement électromagnétique du réseau en considération. Les masques  $G_{min}$  et  $G_{max}$  du gabarit sont définis par (Figure III.6) :

- Le centre des gabarits (ou direction de pointage, ou direction du lobe principal), repérée par les angles centraux  $\theta_c$  et  $\varphi_c$ .
- Les amplitudes du lobe principal et des lobes secondaires.
- La largeur minimum et maximum du lobe principal  $\theta_i$  et  $\theta_s$ .
- La largeur du domaine utile  $D1$ .

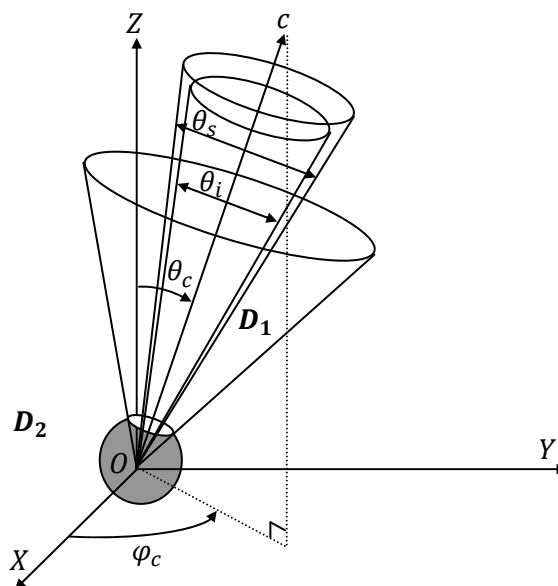


Figure III.6 : Gabarits (Domaine désiré)

Ces définitions sont illustrées graphiquement par la figure III.6. Sur une projection en  $\varphi_c$  (Figure III.7), la définition des niveaux des gabarits exprimés en décibel est donnée par :

- Le gain maximum du lobe principal =  $G_{sp}$
  - Le gain maximum des lobes secondaires =  $G_{ss}$
- } Pour  $G_{max}$
- Le gain minimum du lobe principal =  $G_{ip}$
  - Le gain minimum des lobes secondaires =  $G_{is}$
- } Pour  $G_{min}$

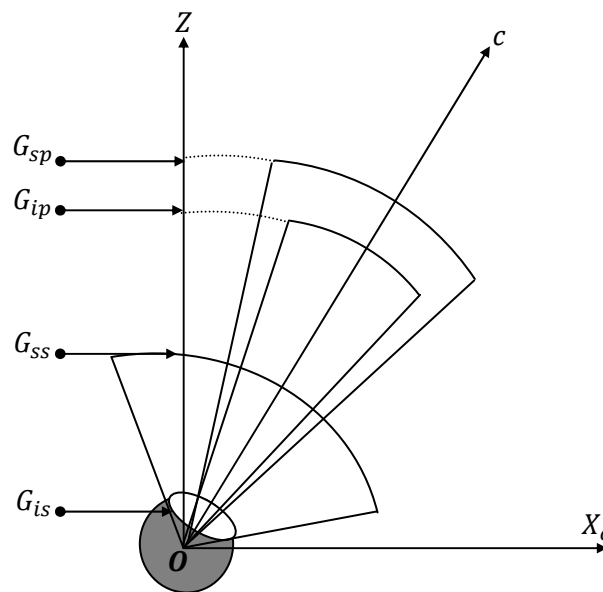


Figure III.7 : Niveaux des gains du gabarit

$X_c$ : Axe des abscisses dans un plan de coupe effectué en  $\varphi = \varphi_c$ .

Pour le calcul des gabarits, nous utilisons la symétrie de révolution par rapport à l'axe  $Oc$ . En effet nous calculons dans chacune des directions  $\theta$  et  $\varphi$ , la valeur du vecteur direction de propagation en fonction des cosinus directeurs. Nous effectuerons ensuite le changement de repère par rapport aux angles centraux  $\theta_c$  et  $\varphi_c$ , pour profiter de la symétrie de révolution. Ce changement de repère donne la composante  $w_n$  du vecteur direction de propagation dans le nouveau repère et permettra d'obtenir la valeur  $\theta_m = \arccos(w_n)$ . Un test sur  $\theta_m$  par rapport aux largeurs du lobe principal et celle du domaine utile, indique dans quelle zone du gabarit est située cette direction et le niveau à lui affecter [69].

### III.3.5. Fonction de coût utilisée (fitness)

Notre problème consiste à trouver les orientations locales en azimut et en élévation des sources  $(\theta_n, \varphi_n)$  de telle sorte que le diagramme de rayonnement respecte le gabarit dans plusieurs plans de vue  $(\varphi_c)$ .

Pour chaque plan de vue, il aura la fonction de coût qui lui correspond (multi-objectifs). La fonction de coût est définie ici naturellement comme l'aire de la courbe, obtenue avec les variables, qui sort du gabarit dans chaque plan. Notre fonction coût représente l'écart entre le diagramme calculé et le gabarit.

Pour le plan «  $p$  » la fonction coût est définie par la relation suivante :

$$(\text{coût})_p = \sum_{\theta} L(\theta, \varphi_p) \quad (\text{III.18})$$

Avec:

$$L(\theta, \varphi_p) = \frac{k(\theta, \varphi_p) + |k(\theta, \varphi_p)|}{2} \quad (\text{III.19})$$

$$k(\theta, \varphi_p) = (G_{max}(\theta, \varphi_p) - |f(\theta, \varphi_p)|)(G_{min}(\theta, \varphi_p) - |f(\theta, \varphi_p)|) \quad (\text{III.20})$$

$$|f(\theta, \varphi_p)| = \sqrt{f(\theta, \varphi_p)f^*(\theta, \varphi_p)}$$

$f^*(\theta, \varphi_p)$  : Désigne le conjugué de  $f(\theta, \varphi_p)$ .

Si le diagramme estimé est compris entre  $G_{max}$  et  $G_{min}$  alors  $(L)$  est nul, l'objectif optimal est atteint pour le plan  $p$ .

### III.3.6. Conclusion

Dans ce paragraphe nous avons posé le problème de synthèse du réseau conformé ; Le calcul du diagramme de rayonnement élémentaire et les contraintes liées aux réseaux conformes ont été exposées.

Nous avons, en outre défini le diagramme désiré spécifié par un gabarit à l'aide de ses niveaux et largeurs limites sur une représentation projetée du champ rayonné en chaque point de l'espace.

Ces différentes étapes de formulation vont servir à donner le coup de départ à des applications concrètes de synthèse des diagrammes de rayonnement des réseaux conformés d'antennes à l'aide de notre AGMO.

### III.4. RESULTATS DE LA SYNTHÈSE

#### III.4.1. Réseau dièdre

Le réseau dièdre est considéré comme deux réseaux plans inclinés en opposition, ne possédant pas le même axe principal de rayonnement.

Les faces du dièdre étudié (Figure III.8.a) ont une pente  $\rho = 30^\circ$  par rapport à l'horizontale. Les huit éléments du réseau fonctionnant à 5 GHz sont disposés sur les deux faces du dièdre à raison de quatre éléments par face. Les sources sont espacées de  $e = 0.5\lambda$ . Nous considérons que les éléments sont disposés, quatre à quatre, selon deux génératrices diamétralement opposées d'un cône ou suivant quatre couronnes de rayons respectifs :

- $R1 = 9.09 \text{ cm}$
- $R2 = 6.49 \text{ cm}$
- $R3 = 3.89 \text{ cm}$
- $R4 = 1.29 \text{ cm}$

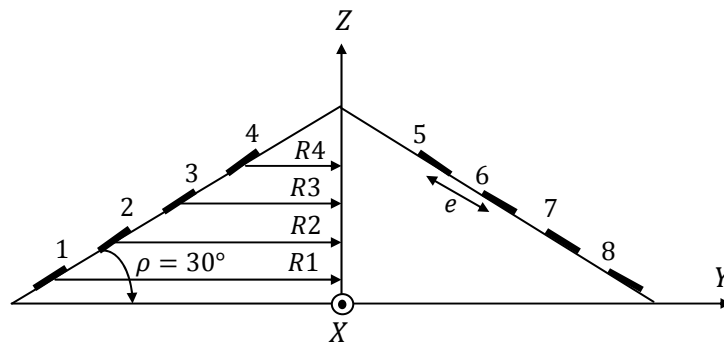


Figure III.8.a : Vue en coupe du réseau dièdre

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

$$x_i = 0 \quad (III.21)$$

$$y_i = -R_i \quad (III.22)$$

$$z_i = i e \sin \rho \quad (III.23)$$

Avec:

- $i$ : Indice de la source sur la partie gauche du dièdre ou indice de la couronne, il varie entre 1 et 4.
- $R_i$ : Rayon de la couronne  $i$ .



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

**Définition du gabarit**

Nous allons visualiser le résultat de la synthèse concernant le réseau dièdre à 8 éléments de la figure III.8.a, avec un gabarit désigné comme suit (Figure III.8.b):

- taux d'ondulation = 4 dB
- niveau des lobes secondaires = -25 dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.
- étendue angulaire minimale du lobe principal =  $\Delta\theta_{min} = 360^\circ$ .
- étendue angulaire maximale du lobe principal =  $\Delta\theta_{max} = 70^\circ$
- domaine utile =  $360^\circ$ .

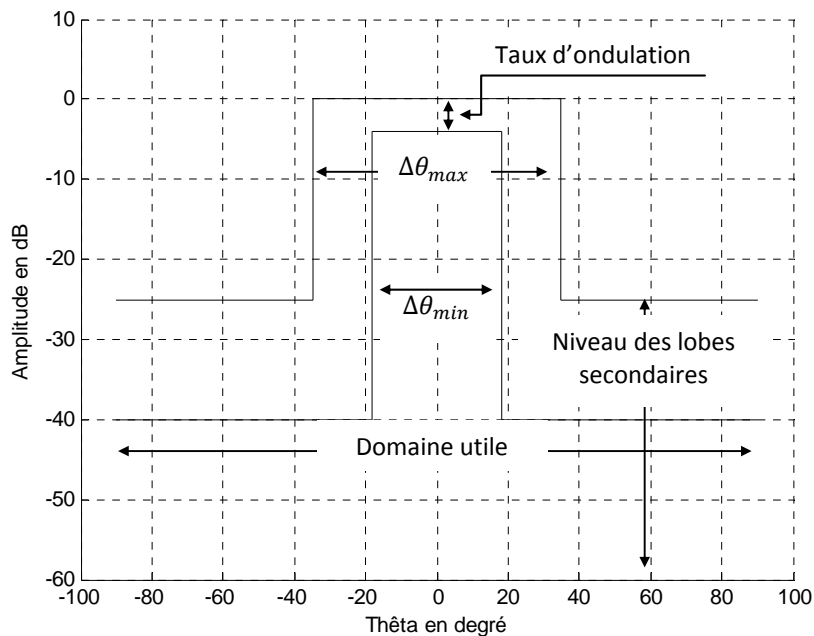


Figure III.8.b : Définition du gabarit

La figure III.9 représente la fonction caractéristique de rayonnement du réseau dièdre à 8 éléments rayonnants dont les faces sont inclinées de  $30^\circ$  par rapport à l'horizon avec des poids égaux appliqués aux huit sources. Les orientations locales associées aux sources, calculées par synthèse usant de AGMO dans le but d'avoir une direction spatiale ciblée par le maximum de rayonnement et repérée par  $\theta_c = 0^\circ$ , et dans les quatre plans  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ]$ , une fois appliqués virtuellement aux sources, on a pu visualisé sur les quatre plans  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ]$  un diagramme de rayonnement dont le maxima de rayonnement mire bel et bien l'angle  $\theta_c = 0^\circ$ .

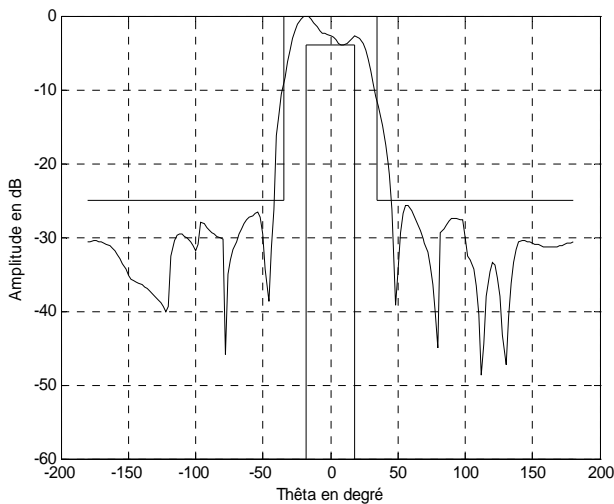


Figure III.9.a : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

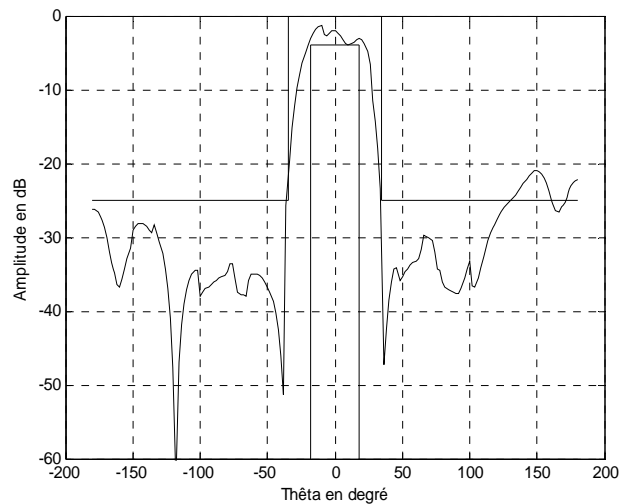


Figure III.9.b : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

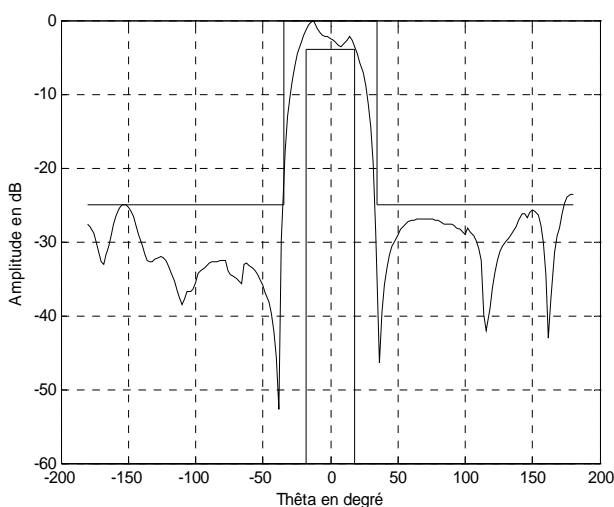


Figure III.9.c : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

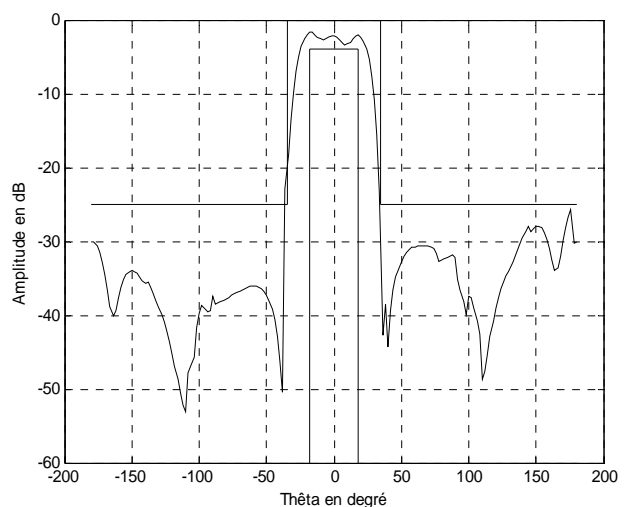


Figure III.9.d : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.9 : Diagramme de rayonnement du réseau dièdre et gabarit centré (plan  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ]$ ), loi d'alimentation uniforme

Après douze jours de simulations pour assurer la frontière non-dominée trouvée, nous avons implémenté une règle de décision pour sélectionner la solution optimale : celle qui a été choisie, en plus de respecter les spécifications initiales, est celle qui a le moins de dépassement des lobes secondaires au niveau  $-25\text{ dB}$  pour les quatre plans (ce choix est justifié par l'intérêt d'avoir un seul lobe principal qui vise le zénith où  $\theta_c = 0^\circ$ ). Le lobe dominant est elliptique et non circulaire, c'est à dire qu'il est plus large sur le plan  $\varphi_c = 0^\circ$  que sur le plan  $\varphi_c = 90^\circ$ . En ce qui concerne le taux d'ondulation de ce lobe principal, il respecte les  $4\text{ dB}$  réclamés par la marge verticale entre les deux bornes supérieure et inférieure du gabarit.

### III.4.2. Réseau tétraèdre

Le réseau choisi pour l'étude a l'aspect d'une pyramide à quatre faces avec un demi-angle au sommet égal à  $\alpha = 15^\circ$ .

Sur la figure III.10, ce réseau d'antennes a pour axe de révolution l'axe ( $OZ$ ) et possède 16 éléments rayonnants fonctionnant à la fréquence de  $5\text{ GHz}$  avec une alimentation uniforme des sources.

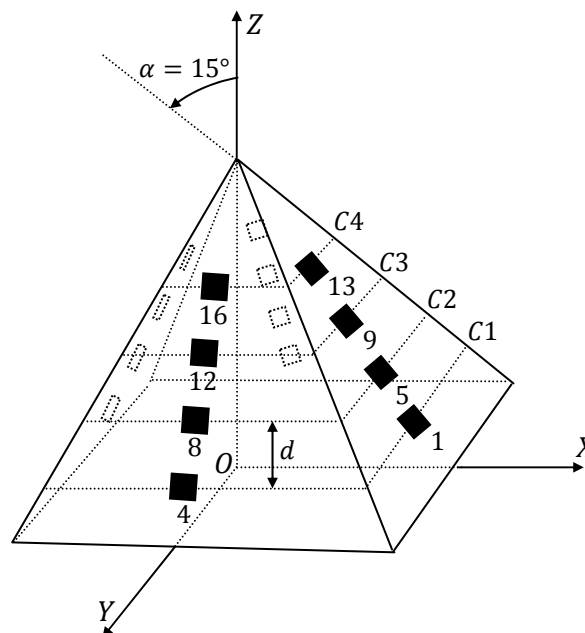


Figure III.10 : Réseau tétraèdre

Les dimensions des sources rayonnantes ont été calculées d'après la fréquence de résonance. Ces sources sont réparties symétriquement sur 4 couronnes à raison de 4 sources par couronne et avec une distance inter-sources comprise entre  $0.5\lambda$  et  $1.1\lambda$ .

Chacune des couronnes  $C_1, C_2, C_3, C_4$  comprend 4 sources, avec des rayons  $RC_1 = 4.24 \text{ cm}, RC_2 = 3.45 \text{ cm}, RC_3 = 2.68 \text{ cm}, RC_4 = 1.90 \text{ cm}$ .

Les abscisses, ordonnées et cotes des sources sont données par :

$$x_{ic} = RC \cos\left(\frac{2(ic-1)\pi}{NC}\right) \quad (\text{III.24})$$

$$y_{ic} = RC \sin\left(\frac{2(ic-1)\pi}{NC}\right) \quad (\text{III.25})$$

$$z_{ic} = IC \cdot d \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{III.26})$$

Avec :

- $ic \in [1, NC]$  : Indice de la source sur la couronne  $C$ .
- $NC$  : Nombre totale des sources sur la couronne  $C$ , il vaut 4.
- $RC$  : Rayon de la couronne  $C$ , il prend les valeurs respectives:  $RC_1, RC_2, RC_3, RC_4$ .
- $IC$  : Indice de la couronne, il est égale respectivement à 1, 2, 3, 4.
- $d$  : Distance entre les couronnes =  $0.5\lambda$ .
- $\alpha$  : Demi-angle au sommet =  $15^\circ$ .

### **Définition du gabarit**

Le gabarit est spécifié par :

- Taux d'ondulation =  $3 \text{ dB}$ .
- Niveau des lobes secondaires =  $-30 \text{ dB}$  par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à  $0 \text{ dB}$ .
- Etendue angulaire minimale du lobe principal =  $40^\circ$ .
- Etendue angulaire maximale du lobe principal =  $80^\circ$ .
- Domaine utile =  $360^\circ$ .

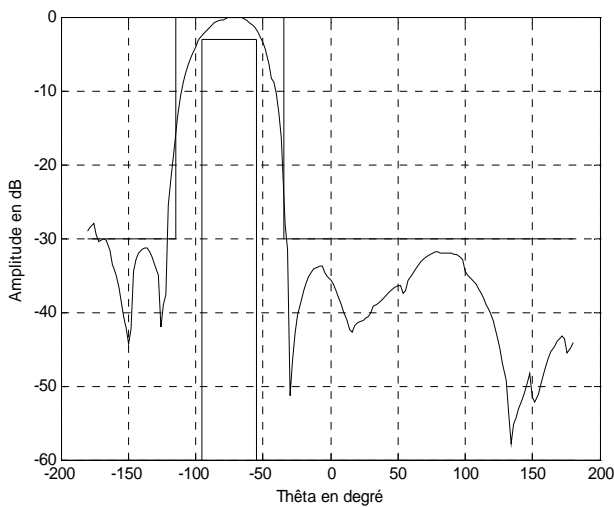


Figure III.11.a : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-75^\circ$  (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

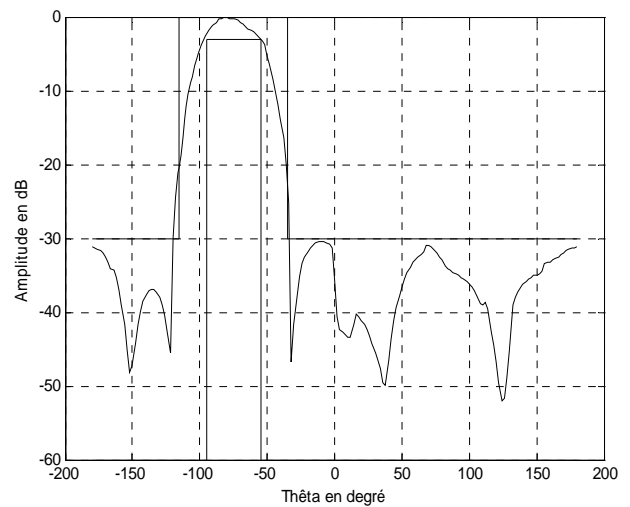


Figure III.11.b : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-75^\circ$  (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

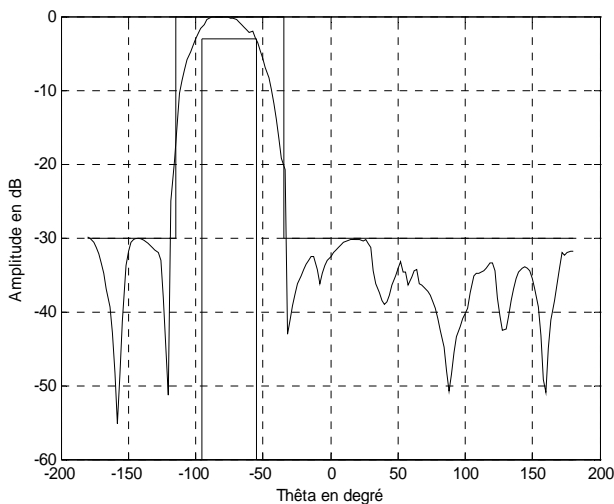


Figure III.11.c : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-75^\circ$  (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

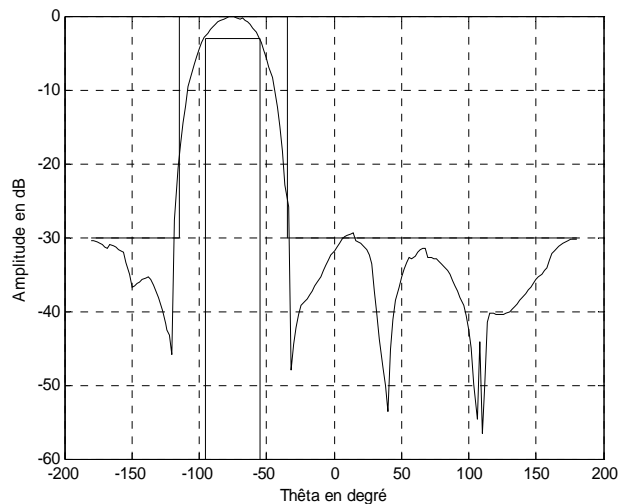


Figure III.11.d : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-75^\circ$  (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.11 : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-75^\circ$  (plan  $[\varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ]$ ), loi d'alimentation uniforme

Plusieurs optimisations pendant plusieurs jours (environ 16 jours) ont été réalisées pour confirmer la courbe de solutions non dominées obtenue. La visualisation de cette frontière est difficile parce qu'avec quatre objectifs, il s'agit d'une hyper-surface dans un espace quadridimensionnel.

La figure III.11 montre les résultats de la synthèse appliquée au rayonnement du réseau tétraédrique dans le but de biaiser le lobe principal à  $\theta_c = -75^\circ$  pour les projections  $\varphi_c = 30^\circ$ ,  $\varphi_c = 45^\circ$ ,  $\varphi_c = 60^\circ$ ,  $\varphi_c = 90^\circ$ .

Sur les quatre figures observées dans les différents plans nous constatons que le maxima de rayonnement vise la direction désirée  $\theta_c = -75^\circ$  et respecte l'astreinte imposée par le gabarit avec une ondulation nulle et une apogée à  $0 \text{ dB}$ . Les lobes secondaires possèdent un niveau acceptable de  $-30 \text{ dB}$ . Le lobe principal est décalé de la position centrale réalisant de la sorte la fonction de dépointage électromagnétique.

Toujours dans le cadre du réseau tétraèdre et pour le même gabarit, nous effectuons en second lieu l'opération de déviation du faisceau. Dans la figure III.12 en projection sur les plans  $\varphi_c = 30^\circ$ ,  $\varphi_c = 45^\circ$ ,  $\varphi_c = 60^\circ$ ,  $\varphi_c = 90^\circ$  le lobe dominant vise la direction angulaire qui lui est imposée  $\theta_c = -90^\circ$ , tout en restant localisé dans son domaine en ordonnées avec un léger dépassement de  $-27 \text{ dB}$  dans le plan  $\varphi_c = 60^\circ$ . En abscisses, le lobe principal respecte les deux étendues angulaires maximale et minimale du gabarit.

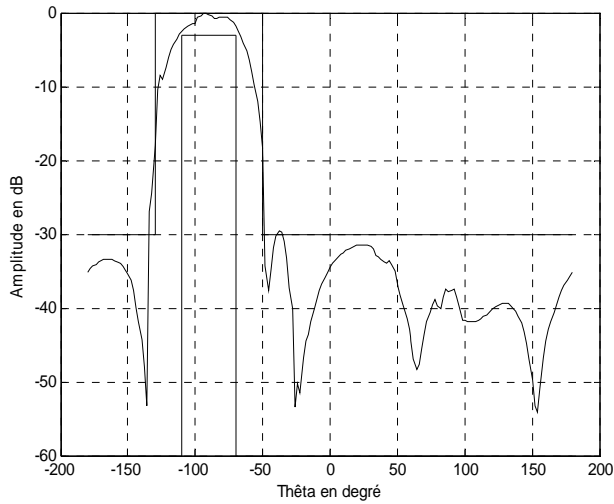


Figure III.12.a : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-90^\circ$  (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

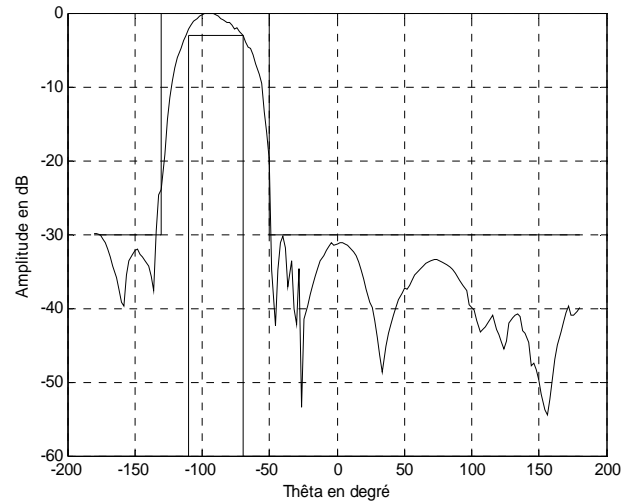


Figure III.12.b : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-90^\circ$  (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

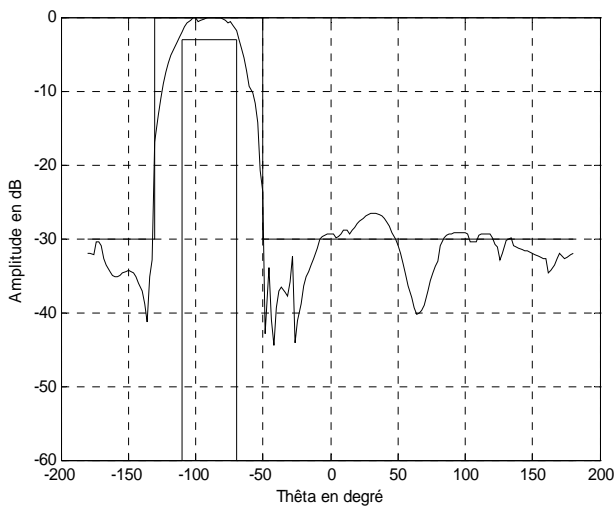


Figure III.12.c : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-90^\circ$  (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

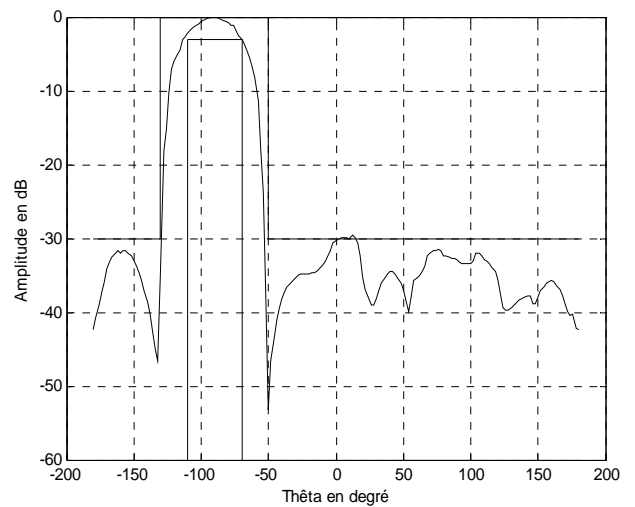


Figure III.12.d : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-90^\circ$  (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.12 : Diagramme de rayonnement du réseau tétraèdre et gabarit dépointés à  $-90^\circ$  (plan  $[\varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ]$ ), loi d'alimentation uniforme

### III.4.3. Réseau pyramidal

Le troisième réseau présenté pour la synthèse est de forme pyramidale avec un demi-angle au sommet égal à  $\alpha = 45^\circ$ .

Comme le montre la figure III.13, ce réseau d'antennes a pour axe de révolution l'axe  $(OZ)$  et il se compose de 33 éléments rayonnants fonctionnant à la fréquence de 3 GHz, soit une longueur d'onde  $\lambda$  de 10 cm.

Les dimensions des pavés rayonnants ont été calculées d'après la fréquence de résonance.

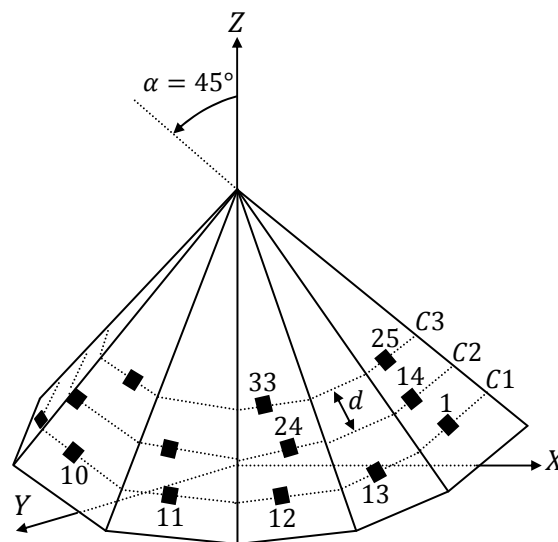


Figure III.13 : Réseau pyramidal

Les éléments rayonnants sont répartis symétriquement sur 3 couronnes avec des nombres non égaux de sources. La distance entre les sources a été posée dans l'intervalle  $0.5\lambda$  à  $0.7\lambda$ .

Les couronnes  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  comprennent respectivement 13, 11, 9 sources, avec des rayons  $RC1 = 15 \text{ cm}$ ,  $RC2 = 11.46 \text{ cm}$ ,  $RC3 = 7.92 \text{ cm}$ .

Les coordonnées des sources sont calculées de la façon suivante :

$$x_{ic} = RC \cos\left(\frac{2(ic-1)\pi}{NC}\right) \quad (\text{III.27})$$

$$y_{ic} = RC \sin\left(\frac{2(ic-1)\pi}{NC}\right) \quad (\text{III.28})$$

$$z_{ic} = IC \cdot d \cdot \sin(\alpha) \quad (\text{III.29})$$



Avec :

- $ic \in [1, NC]$  : Indice de la source sur la couronne  $C$ .
- $NC$  : Nombre totale des sources sur la couronne  $C$ , il vaut respectivement 13, 11, 9 dans le sens ascendant sur la pyramide.
- $RC$  : Rayon de la couronne  $C$ , il prend les valeurs respectives:  $RC1, RC2, RC3, RC4$ .
- $IC$  : Indice de la couronne, il est égale respectivement à 1, 2, 3.
- $d$  : Distance entre les couronnes =  $0.5\lambda$ .
- $\alpha$  : Demi-angle au sommet =  $45^\circ$ .

### **Définition du gabarit**

Le diagramme étalon est spécifié par :

- Taux d'ondulation =  $2 \text{ dB}$ .
- Niveau des lobes secondaires =  $-30 \text{ dB}$  par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à  $0 \text{ dB}$ .
- Etendue angulaire minimale du lobe principal =  $50^\circ$ .
- étendue angulaire maximale du lobe principal =  $90^\circ$ .
- domaine utile =  $360^\circ$ .

La structure pyramidale (Figure III.13) est une étape préliminaire vers le passage à la configuration conique ; ça se comprend très vite du moment où l'on sait que la pyramide est obtenue par pliage du substrat diélectrique souple, tandis que le cône est obtenu par courbure de ce même substrat. La seule différence est que le premier possède un rayon de courbure infini, celui du second étant à une valeur spécifique qui lorsqu'elle est grande, il peut être confondu relativement avec une pyramide multi-faces pour conserver l'hypothèse des sources localement planes.

La figure III.14 est le résultat graphique de la synthèse par AGMO effectuée pour le réseau pyramidal sous les contraintes électromagnétiques indiquées avant. Les contraintes sont parfaitement respectées pour le lobe principal sur les plans considérés  $\varphi_c = 30^\circ, \varphi_c = 60^\circ, \varphi_c = 90^\circ, \varphi_c = 105^\circ$ . Pour ce qui est des lobes secondaires, ils restent supérieurs au niveau réclamé avec

-28 dB. Ce résultat est obtenu après vingt jours de simulation, bien qu'il reste moins apprécié vis à vis des contraintes imposées au diagramme de rayonnement électromagnétique, sous forme de gabarit à deux niveaux, sans doute parce que il nous faut un espace de temps plus important et énormément de tentatives pour pouvoir arriver à des résultats meilleurs.

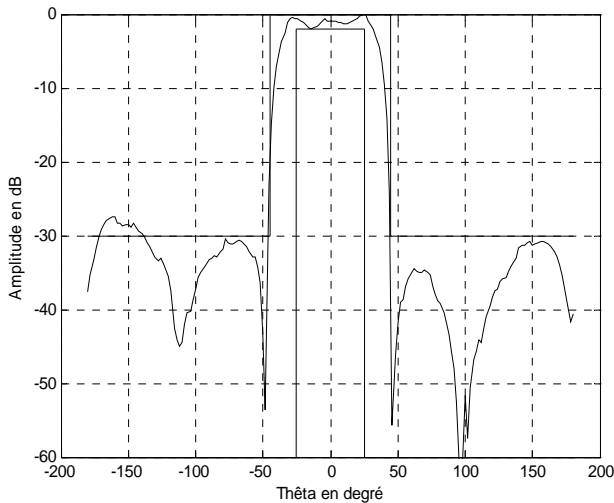


Figure III.14.a : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

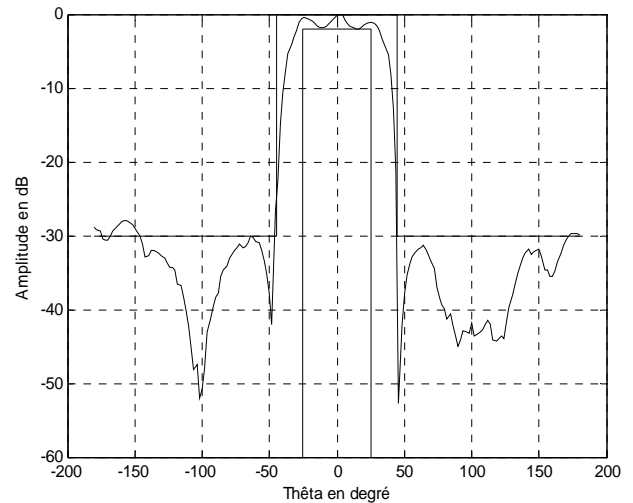


Figure III.14.b : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

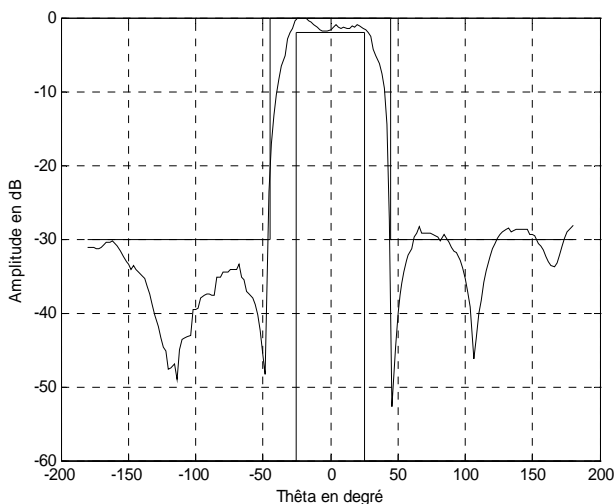


Figure III.14.c : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

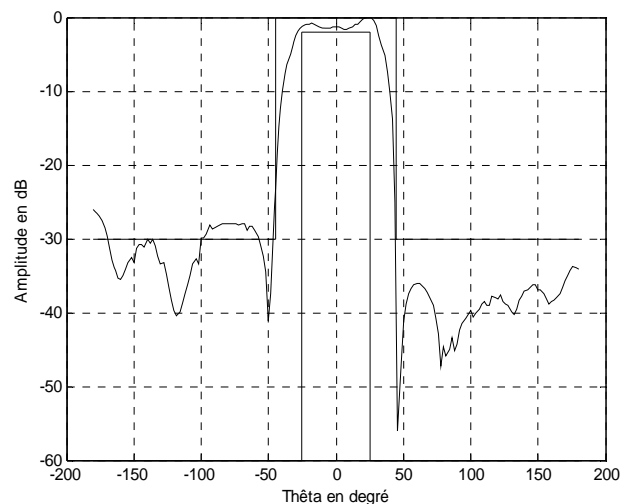


Figure III.14.d : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 105^\circ$ )

Figure III.14 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan [ $\varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ \varphi_c = 105^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

Sur la figure III.15 obtenue pour le même type de réseau avec les mêmes spécifications du gabarit de la figure III.14, après que nous ayons choisi une loi équiphasé, associée à un gradient d'amplitude entre les couronnes du réseau pyramidal. Nous remarquons que le résultat de la figure III.15 est meilleur que ceux obtenus dans la figure III.14.

Comme remarque, il est possible d'affirmer que, si nous ajoutons d'autres variables à notre problème tel que l'alimentation, et s'il y avait moins de plans d'observation (moins d'objectifs), le résultat de la synthèse par notre AGMO serait beaucoup plus intéressant. Donc le caractère « multi-objectif concurrent » limite les valeurs optimales.

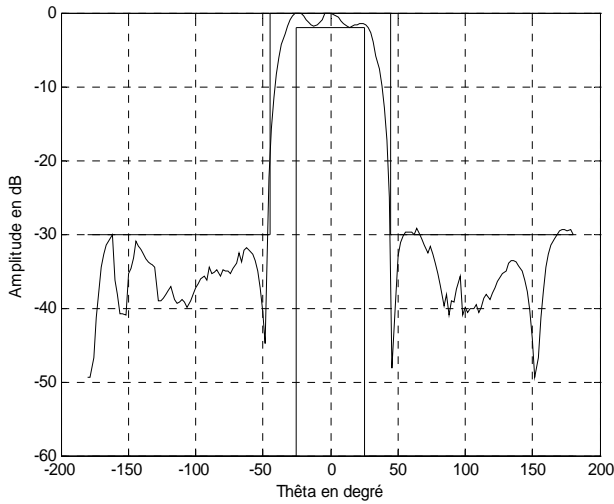


Figure III.15.a : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

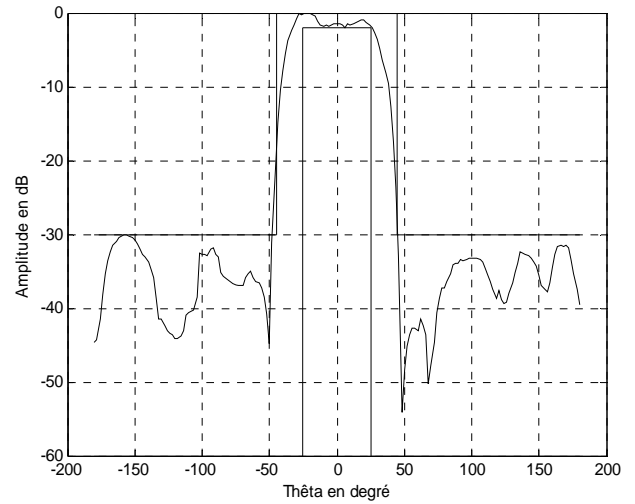


Figure III.15.b : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

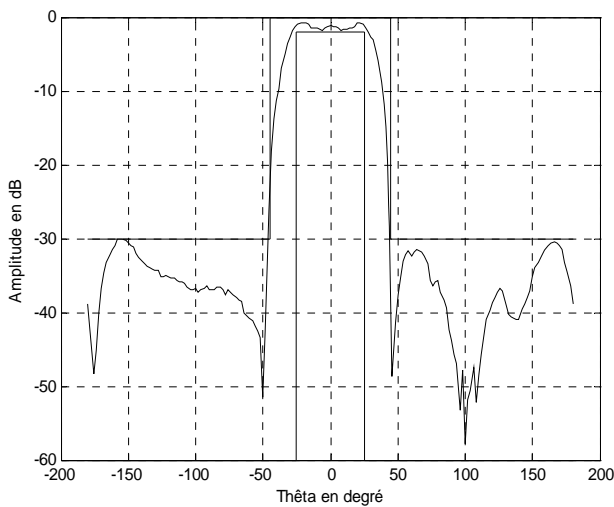


Figure III.15.c : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

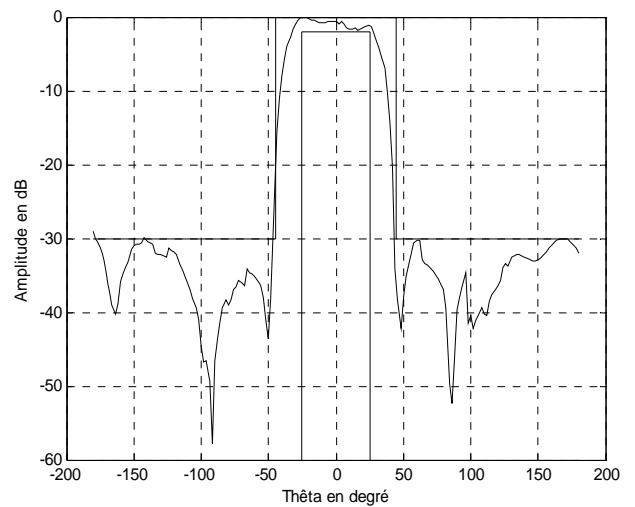


Figure III.15.d : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 105^\circ$ )

Figure III.15 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit centré (plan [ $\varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ \varphi_c = 105^\circ$ ]), loi à gradient d'amplitude et équiphase

Nous continuons avec le réseau pyramidal en donnant la figure III.16 obtenue par notre AGMO et dont l'objectif est la réalisation d'une obliquité du maximum de rayonnement électromagnétique sur le point de visée repéré par  $\theta_c = 45^\circ$ . Sur les quatre figures observées dans les plans  $\varphi_c = 30^\circ$ ,  $\varphi_c = 60^\circ$ ,  $\varphi_c = 90^\circ$ ,  $\varphi_c = 105^\circ$ , le lobe principal pointe bien la direction réclamée  $\theta_c = 45^\circ$ . Ce lobe est piégé entre les deux niveaux du diagramme étalon et commence à déborder de  $-17\text{ dB}$  à gauche et à droite dans le plan  $\varphi_c = 30^\circ$ . Le niveau des lobes secondaires vient à bout des  $-30\text{ dB}$  respectant ainsi la valeur désirée.

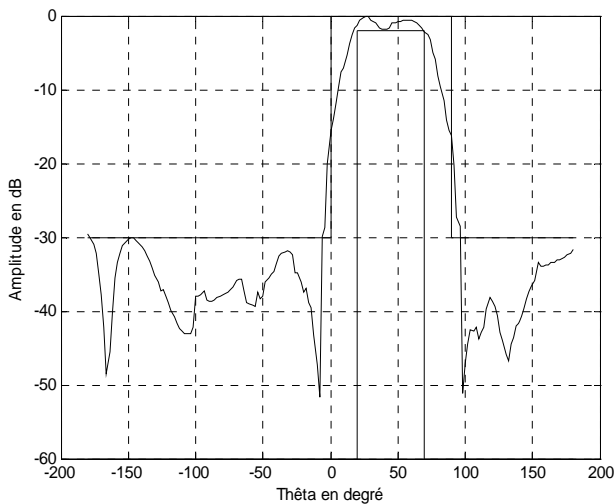


Figure III.16.a : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit dépointé à  $45^\circ$  (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

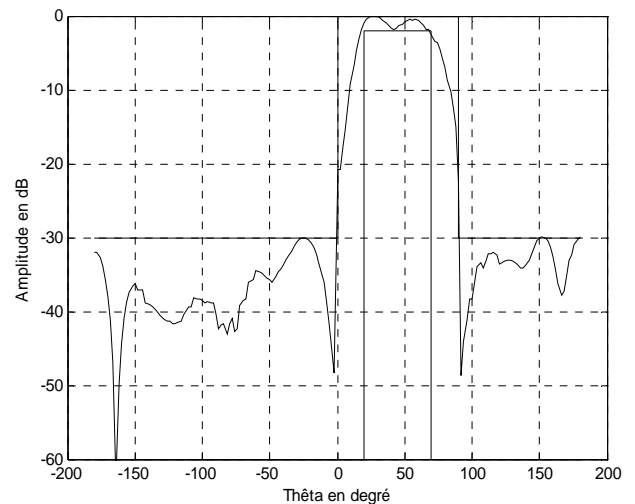


Figure III.16.b : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit dépointé à  $45^\circ$  (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

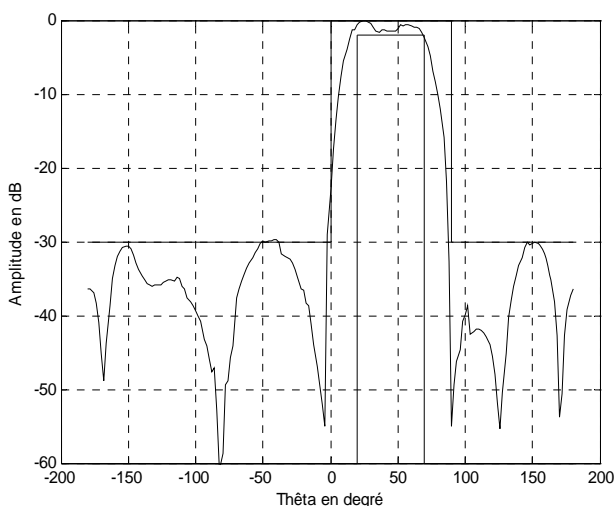


Figure III.16.c : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit dépointé à  $45^\circ$  (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

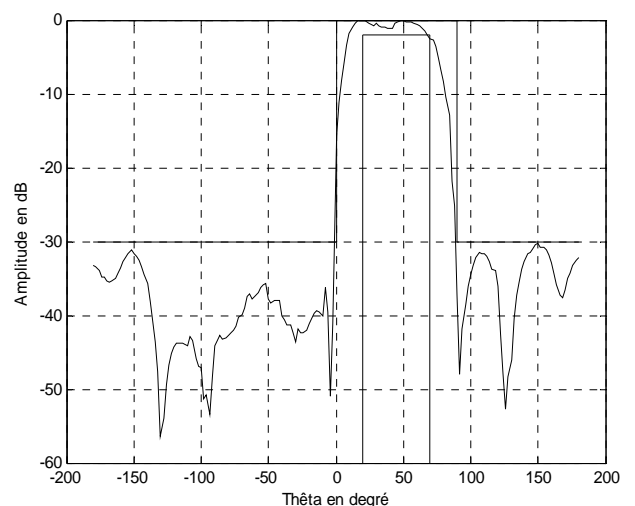


Figure III.16.d : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit dépointé à  $45^\circ$  (plan  $\varphi_c = 105^\circ$ )

Figure III.16 : Diagramme de rayonnement du réseau pyramidal et gabarit dépointé à  $45^\circ$  (plan  $[\varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ \varphi_c = 105^\circ]$ ), loi d'alimentation uniforme

### III.4.4. Réseau cylindrique

Le quatrième réseau présenté est de forme cylindrique. Comme le montre la figure III.17, ce réseau a pour axe de révolution l'axe ( $OX$ ) et il est composé de 64 éléments rayonnants répartis sur 8 anneaux et fonctionnant à la fréquence de 3 GHz soit une longueur d'onde  $\lambda$  de 10 cm. Les dimensions des pavés ont été calculées à la fréquence de résonance [69].

Les éléments rayonnants sont répartis symétriquement par rapport à l'axe ( $OZ$ ). La distance ( $e$ ) entre les sources suivant l'axe ( $OX$ ) est égale à  $0.75\lambda$ .

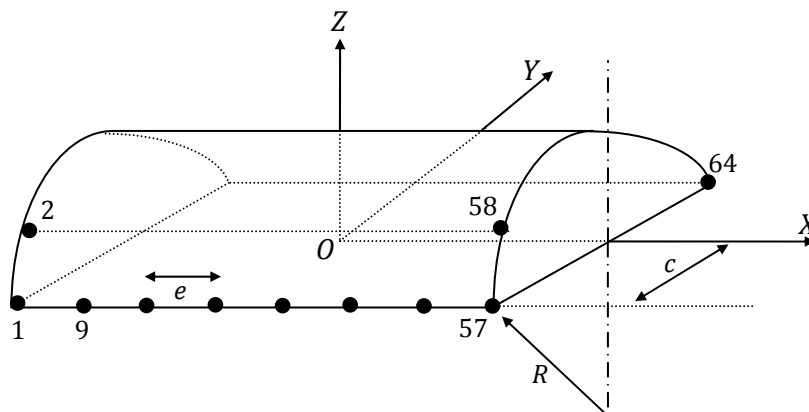


Figure III.17 : Réseau cylindrique

Les coordonnées cartésiennes des sources dans le repère cartésien associé au réseau sont déterminées de la manière suivante (Figure III.18) :

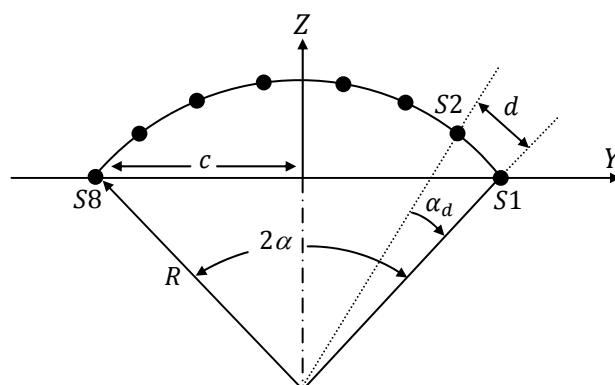


Figure III.18 : Coupe sectoriel du réseau cylindrique

$$\alpha_d \approx \frac{d}{R} \quad (\text{III.30})$$

$$2\alpha = (ns - 1)\alpha_d = \frac{(ns-1)d}{R} \quad (\text{III.31})$$

$$z_i = R \cos(\alpha - (i - 1)\alpha_d) - R \cos \alpha \quad (\text{III.32})$$

$$y_i = R \sin(\alpha - (i - 1)\alpha_d) \quad (\text{III.33})$$

$$x_i = (Na - 4.5)e \quad (\text{III.34})$$

Avec :

- $R$  : 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 =  $0.75\lambda = 7.5$  cm.
- $ns$  : 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  $ns$ .
- $Na$  : Indice de l'anneau dans le sens positif de l'axe ( $OX$ ), variant entre 1 et 8.

### **Définition du gabarit**

Le gabarit pris dans l'espace est décrit comme suit :

- Taux d'ondulation = 1 dB.
- Niveau des lobes secondaires = -30 dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.
- Etendue angulaire minimale du lobe principal = 30°.
- Etendue angulaire maximale du lobe principal = 40°.
- Domaine utile pour l'exploitation = 180°.

A l'opposé du réseau pyramide, sur cette structure, nous pouvons planter en nombre égal les sources sur chaque couronne, car leurs rayons de courbure sont les mêmes et par conséquent la distance minimale de sûreté entre éléments est conservée de haut en bas du cylindre.

Les couronnes portantes des sources à grandeurs prédéterminées d'après la fréquence de résonance, sont empreintes sur la circonférence du cylindre avec un éloignement entre sources suffisamment grand pour écarter l'effet des couplages mutuels capable de détruire la qualité du diagramme de rayonnement électromagnétique du réseau. Ceci n'est possible qu'avec un choix judicieux du

rayon de courbure de la structure permettant à la fois de conserver la supposition des sources localement planes [1,42].

Nous avons simulé sur ordinateur par le biais de notre AGMO et pendant cinq semaines, les orientations angulaires locales en azimut et en élévation aux sources du réseau cylindrique, qui satisfasse au mieux les contraintes électromagnétiques à infliger au motif de rayonnement.

Une loi d'alimentation uniforme appliquée aux sources rayonnantes donne naissance à un diagramme de rayonnement esquissé sur la figure III.19. Le diagramme obtenu est bien centré dans les quatre plans d'observation  $\varphi_c = 0^\circ$ ,  $\varphi_c = 30^\circ$ ,  $\varphi_c = 45^\circ$ ,  $\varphi_c = 60^\circ$ . Nous pouvons nous assurer par simple observation des tracés des motifs de rayonnement électromagnétique. Le lobe principal respecte les largeurs limites minimale et maximale imposées par le gabarit. Quant aux lobes secondaires, ils tiennent juste à l'extrémité de  $-30\text{ dB}$ . Le taux d'ondulation, quant à lui est faible et de même ordre de grandeur en comparaison avec celui du gabarit qui est à  $1\text{ dB}$ .



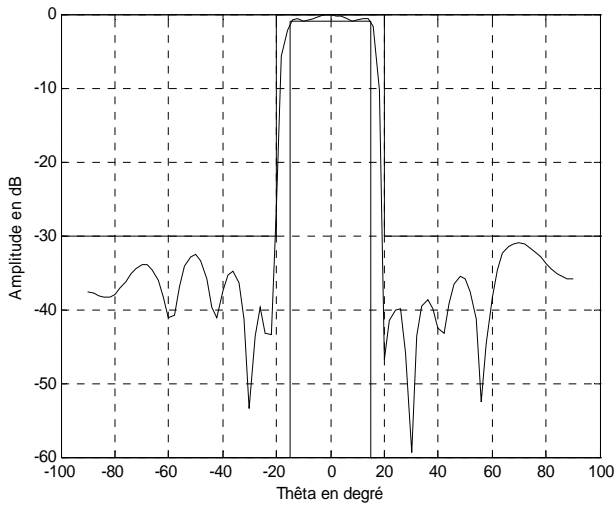


Figure III.19.a : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

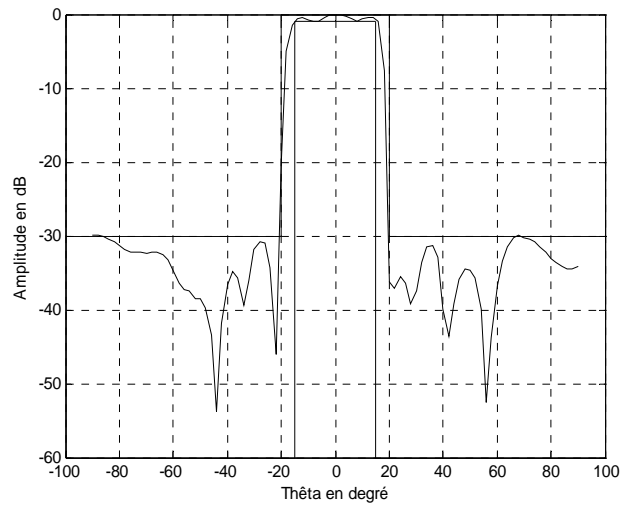


Figure III.19.b : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

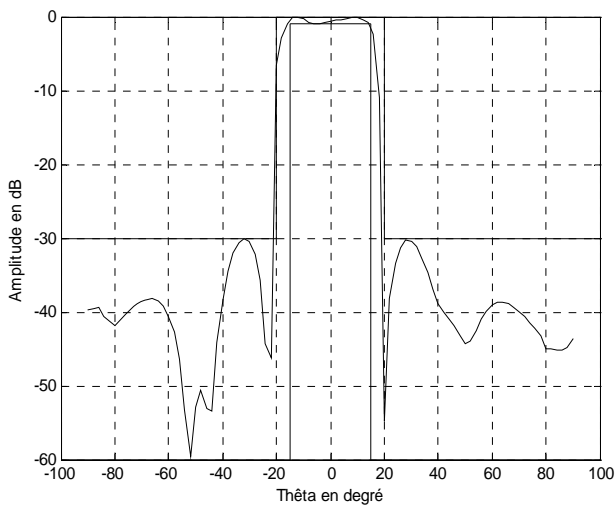


Figure III.19.c : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

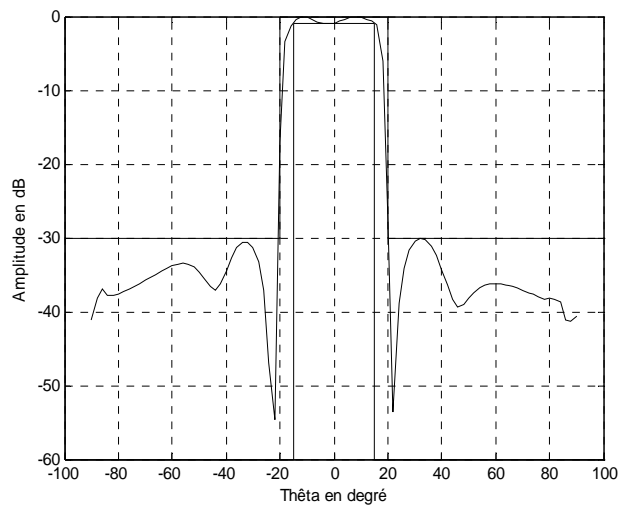


Figure III.19.d : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

Figure III.19 : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit centré (plan [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

Il semble pour ce cas, bien que le nombre de sources soit assez important, que le procédé de synthèse (AGMO) a été d'une efficacité incontestable, vérifié par simple observation des résultats graphiques, validant ainsi notre outil de synthèse.

Pour tout type de réseau, la fonction de dépointage reste l'une des préoccupations majeures relevant un défi aux chercheurs et utilisateurs. C'est dans ce concept que nous avons pu réaliser avec notre réseau cylindrique une déviation angulaire du lobe principal.

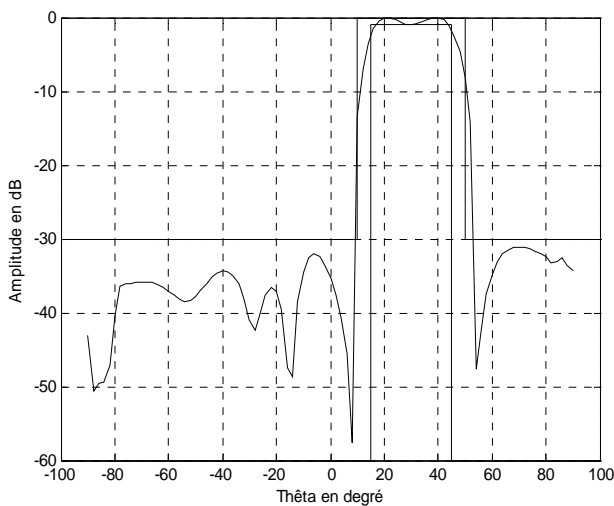


Figure III.20.a : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

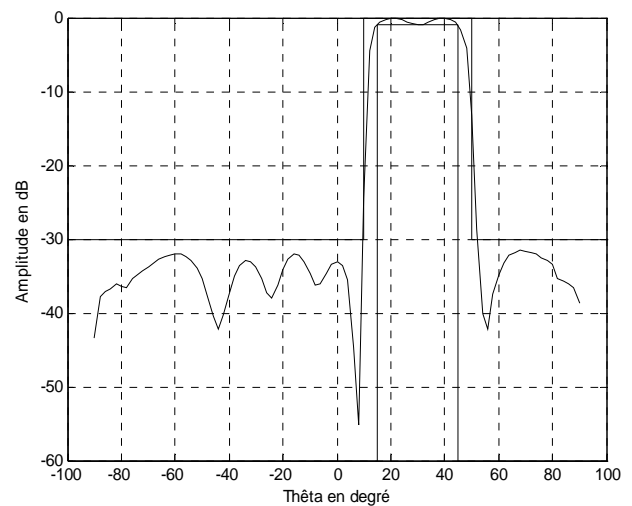


Figure III.20.b : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

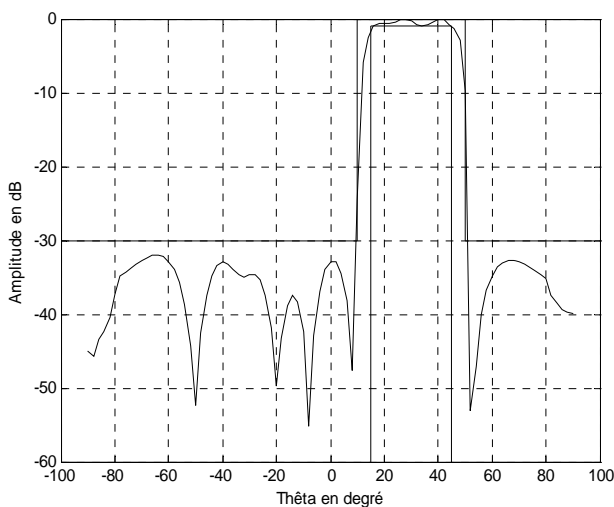


Figure III.20.c : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

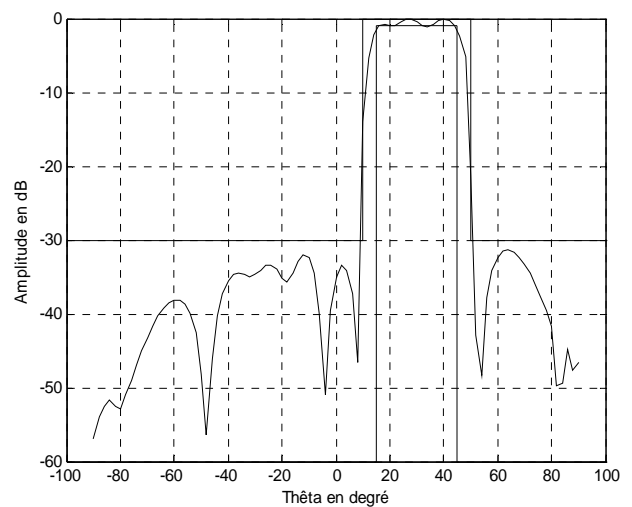


Figure III.20.d : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé 30° (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

Figure III.20 : Diagramme de rayonnement du réseau cylindrique et gabarit dépointé à 30° (plan [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

La figure III.20 représente la caractéristique de rayonnement du réseau en question, après application d'une synthèse par orientation angulaire des sources en vue de récupérer une fonction caractéristique pointant l'angle  $\theta_c = 30^\circ$  dans les plans projetés définis par  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ]$ , nous avons récupéré un diagramme de rayonnement où le lobe dominant vise la direction angulaire qui lui est imposée  $\theta_c = 30^\circ$ , tout en restant localisé dans son domaine en ordonnées. En abscisses et pour les deux plans  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 30^\circ]$ , les choses se passent autrement, ce lobe respecte sur la partie gauche les deux étendues angulaires maximale et minimale du gabarit, tandis que sur la droite, nous constatons qu'il commence à déborder de  $-10\text{ dB}$  pour le plan  $[\varphi_c = 0^\circ]$  et de  $-15\text{ dB}$  pour le plan  $[\varphi_c = 30^\circ]$ . Le summum des lobes gênants (secondaires) atteint les  $-32\text{ dB}$ , chose qui reste en accord avec les exigences.

### III.4.5. Réseau cône

Le cinquième réseau d'antennes étudié a une forme conique (Figure III.21). La fréquence de résonance est égale à  $3\text{ GHz}$ , soit une longueur d'onde de  $10\text{ cm}$ . Ce réseau est composé de 82 éléments rayonnants répartis sur 6 couronnes distantes de  $e = 0.8\lambda$  l'une de l'autre.

Le demi-angle au vertex du cône est égal à  $\rho = 30^\circ$ . La couronne supérieure a un rayon de  $5.09\text{ cm}$  et comporte 4 éléments, la couronne de base a un rayon de  $22.39\text{ cm}$  et comporte 22 éléments.

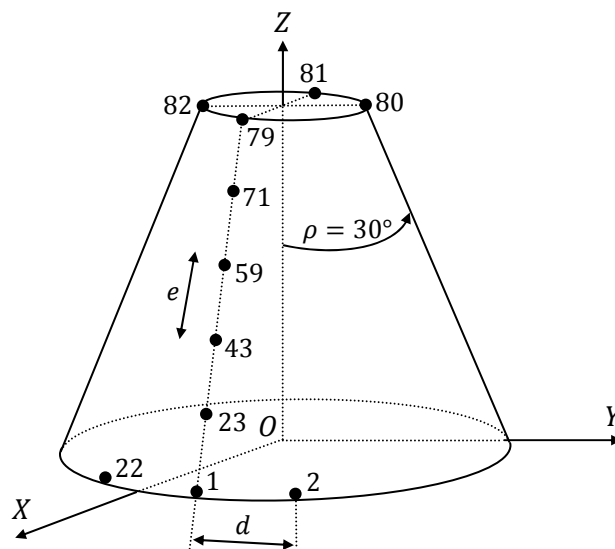


Figure III.21 : Réseau conique

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

$$d = \frac{2\pi r}{nsc} \quad (\text{III.35})$$

Sachant que :

$$r = rcb - (Nc - 1)e \sin \rho \quad (\text{III.36})$$

Avec :

- $r$ : Rayon de la couronne considérée.
- $nsc$ : Nombre de sources sur la couronne, il vaut dans le sens base–vertex : 22, 20, 16, 12, 8, 4.
- $rcb$ : Rayon de la couronne de base.
- $Nc$ : 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 :

$$x_i = r \cos\left(\frac{(i-1)2\pi}{nsc}\right) \quad (\text{III.37})$$

$$y_i = r \sin\left(\frac{(i-1)2\pi}{nsc}\right) \quad (\text{III.38})$$

$$z_i = (Nc - 1)e \cos \rho \quad (\text{III.39})$$

Avec :

$i$ : Indice de la source sur sa couronne, il est compris entre 1 et  $nsc$ .

Nous pourrions émettre l'hypothèse d'équivalence entre un réseau déposé sur un tronçon de cône et un réseau implanté sur un solide pyramidal multi-faces avec le même nombre d'éléments. La seule différence est que le premier est obtenu par courbure de substrat et possède donc un rayon de courbure spécifique, tandis que le deuxième est obtenu par pliage de substrat, ce qui tend le rayon de courbure à l'infini. Toutefois, pour un léger pliage, le rayon de courbure sera grand et on pourra émettre l'hypothèse de source localement plane. De ce fait, il est bien clair qu'un réseau cône peut être considéré comme étant un réseau pyramidal à plusieurs faces.

**Définition du gabarit**

Le gabarit choisi est défini par les paramètres suivants :

- Taux d'ondulation =  $2 \text{ dB}$ .
- Niveau des lobes secondaires =  $-25 \text{ dB}$  par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à  $0 \text{ dB}$ .
- Etendue angulaire minimale du lobe principal =  $50^\circ$ .
- Etendue angulaire maximale du lobe principal =  $60^\circ$ .
- Domaine utile d'exploitation =  $360^\circ$ .

Au réseau conique à 82 éléments excités uniformément, nous devons parvenir à synthétiser le diagramme de rayonnement de ce réseau tridimensionnel par orientation angulaire des sources, conformément au gabarit exigé et axé sur  $\theta_c = 0^\circ$ . La figure III.22 portée au plans [ $\varphi_c = 0^\circ$   $\varphi_c = 45^\circ$   $\varphi_c = 60^\circ$   $\varphi_c = 90^\circ$ ] est convaincante, du moment où le lobe dominant cible, en relativité par rapport au étendues angulaires extremums du gabarit, la bonne direction  $\theta_c = 0^\circ$  quelque soit le gisement du plan d'observation et sans sortir de la zone délimitée en abscisses par les deux bornes du diagramme jauge (gabarit), ni de celle délimitée en ordonnées. Ce lobe présentant un taux d'ondulation de  $3 \text{ dB}$  dans les deux plans [ $\varphi_c = 45^\circ$   $\varphi_c = 60^\circ$ ], supérieur à celui du diagramme étalon. En outre, son ondulation varie avec une limite de  $2 \text{ dB}$  dans les plans [ $\varphi_c = 0^\circ$   $\varphi_c = 90^\circ$ ]. Pour parler des lobes secondaires, nous notons que leur niveau a atteint  $-26 \text{ dB}$  constituant ainsi un avantage, si nous savons que le seuil requis est de  $-25 \text{ dB}$  pour un fonctionnement sans ambiguïté, mais la contrepartie est le temps de calcul assez important puisque notre AGMO a met environ 2 mois (sans compter les tentatives dans le but d'obtenir des solutions réalisables) de calcul pour trouver la solution optimale.

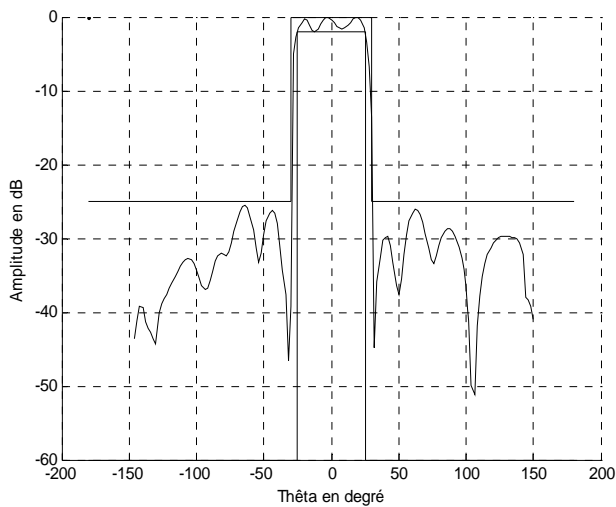


Figure III.22.a : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

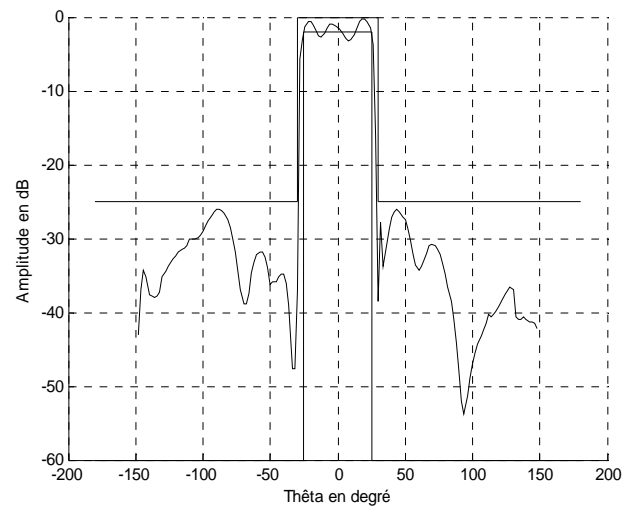


Figure III.22.b : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

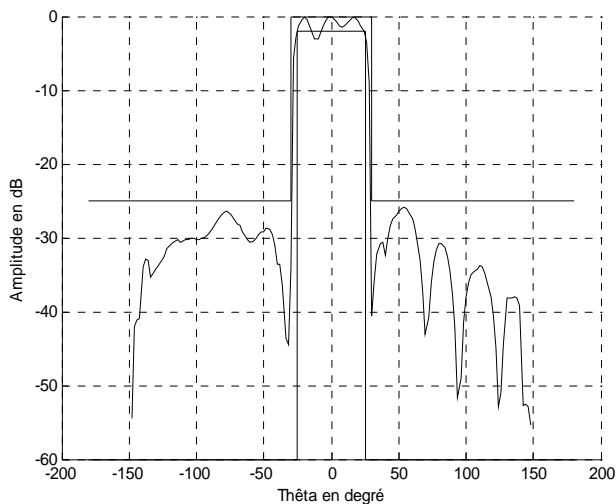


Figure III.22.c : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

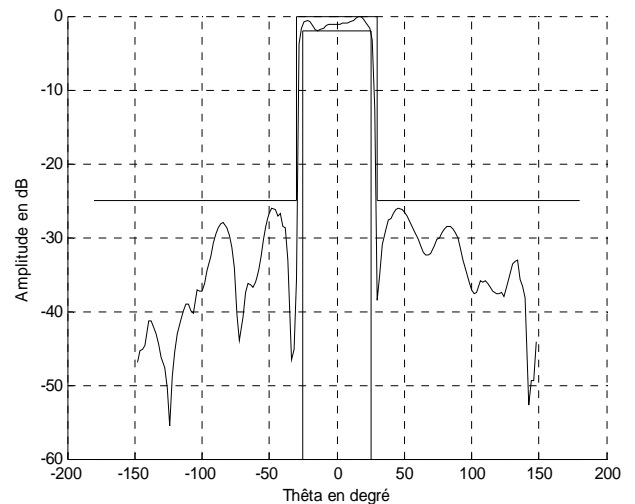


Figure III.22.d : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.22 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit centré (plan [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

Il est toujours possible de réaliser un dépointage de faisceau avec la structure conique. C'est dans ce concept que nous tentons de faire biaiser le lobe principal porté aux quatre plans de référence [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ$ ] au nouveau point de visée repéré par  $\theta_c = 30^\circ$ . La figure III.23 visualisé dans les plans définis par [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ$ ] et qui dérivent d'une synthèse par notre AGMO. Toutefois, il est à préciser que le lobe dominant est bel et bien centré sur la valeur requise, à savoir  $\theta_c = 30^\circ$ , sans qu'il déborde des largeurs extremums propre au diagramme de rayonnement étalon sur son axe horizontal, alors que sur l'axe vertical et pour le plan  $\varphi_c = 0^\circ$  il prend un air très sinueux avec

un taux de 3 dB en supériorité, comparé au taux réclamé (2 dB), ceci avec une apogée qui reste contiguë au niveau de référence (0 dB). On dirait bien que le dépointage du faisceau n'a pas arrangé les choses, car ici même le lobe secondaire suprême fait à son apogée -20 dB dans le plan  $\varphi_c = 0^\circ$  et -16 dB (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ ) et de ce fait, il constitue une vraie source de gêne pour une utilisation de qualité.

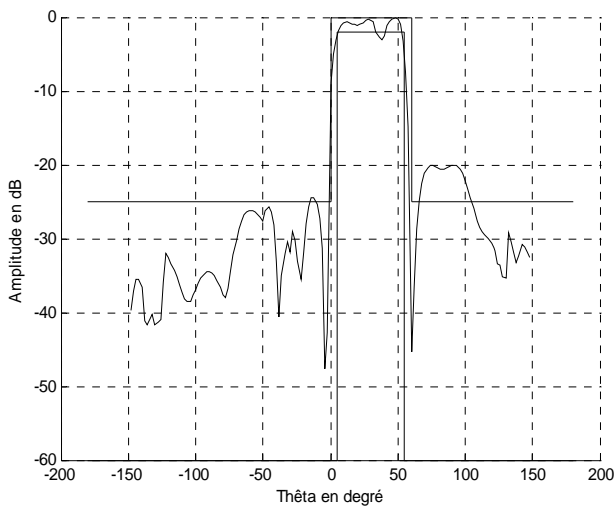


Figure III.23.a : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

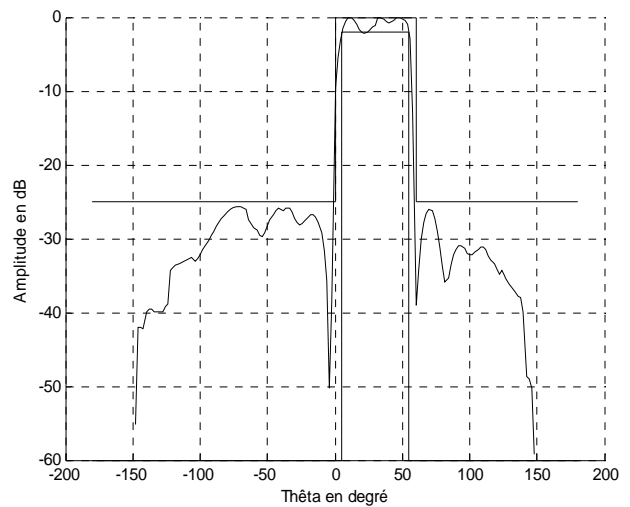


Figure III.23.b : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

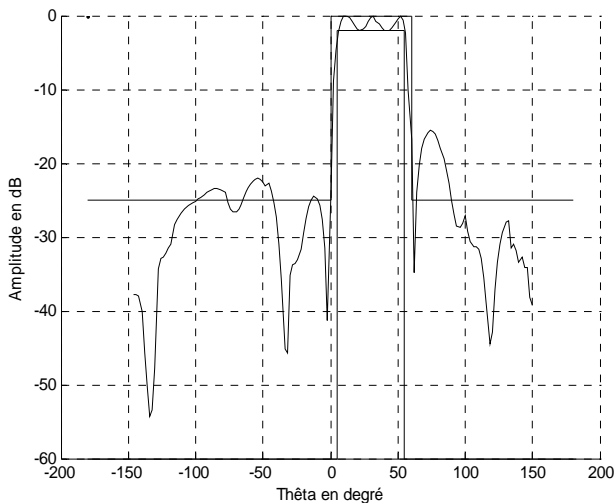


Figure III.23.c : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

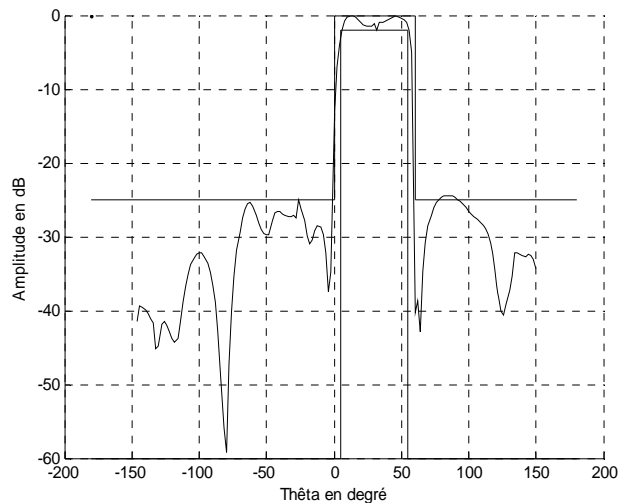


Figure III.23.d : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.23 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

Toujours dans la perspective d'étaler les performances qu'offre notre AGMO, non pas par curiosité, mais par souci d'une éventuelle amélioration des résultats précédents. Pour cela nous avons choisi une loi d'alimentation non uniforme de type exponentielle pour phase et amplitude d'excitation et nous avons réalisé avec la même structure et les mêmes paramètres associés au gabarit, une synthèse du diagramme de rayonnement.

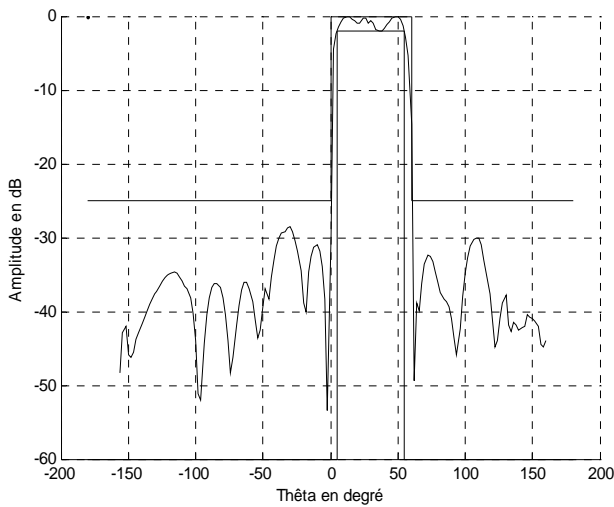


Figure III.24.a : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

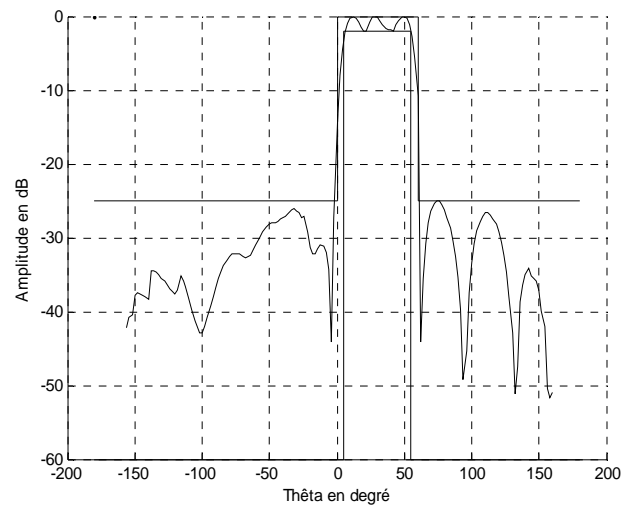


Figure III.24.b : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 45^\circ$ )

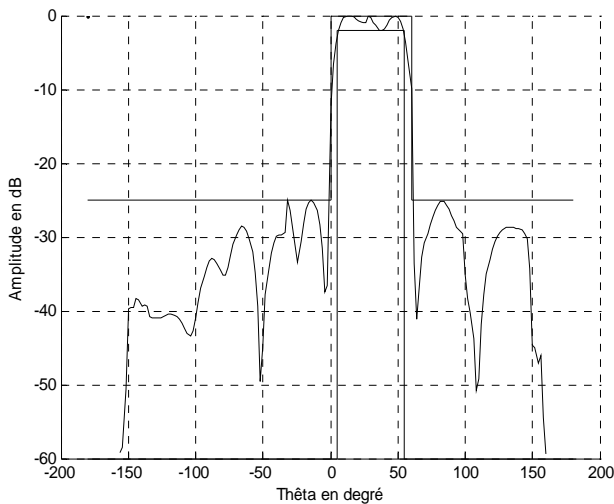


Figure III.24.c : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 60^\circ$ )

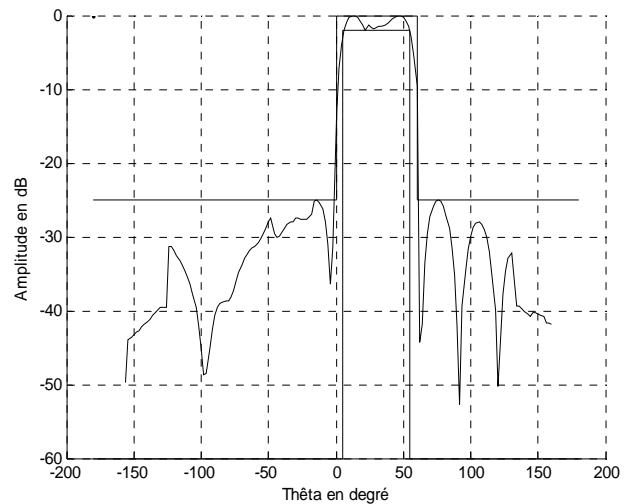


Figure III.24.d : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan  $\varphi_c = 90^\circ$ )

Figure III.24 : Diagramme de rayonnement du réseau conique et gabarit dépointé à 30° (plan [ $\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 45^\circ \varphi_c = 60^\circ \varphi_c = 90^\circ$ ]), loi d'alimentation exponentielle



Le résultat graphique de la figure III.24 concernant le réseau conique avec les mêmes spécifications du gabarit données à la figure III.23 est celui d'une synthèse par AGMO dans le cas d'une alimentation exponentielle des sources. Nous constatons une nette amélioration sur les deux plans repérés par  $[\varphi_c = 0^\circ \varphi_c = 60^\circ]$  en comparaison avec les même plans de la figure III.23, du fait du respect total des exigences posées par le gabarit et même qu'on a un niveau de lobes secondaires bien inférieur au seuil désiré faisant les  $-28 \text{ dB}$  dans le plan  $\varphi_c = 0^\circ$  et il est tangent au  $-25 \text{ dB}$  pour les autres plans. Ainsi ces constatations, en grande partie, sont très satisfaisantes et marquent une autre fois l'efficacité de notre outil de synthèse et la nécessité d'ajouter d'autres variables du problème pour pouvoir arriver à des résultats meilleurs.

#### III.4.6. Réseau hémisphérique

La dernière structure présentée dans notre application est constituée de 104 éléments rayonnants répartis sur 6 couronnes. Ces dernières sont séparées par des arcs de longueur  $e = \lambda$ , ce qui induit un rayon de courbure constant de  $28.648 \text{ cm}$ , sachant que la fréquence de travail est de  $4 \text{ GHz}$  ( $\lambda = 7.5 \text{ cm}$ ).

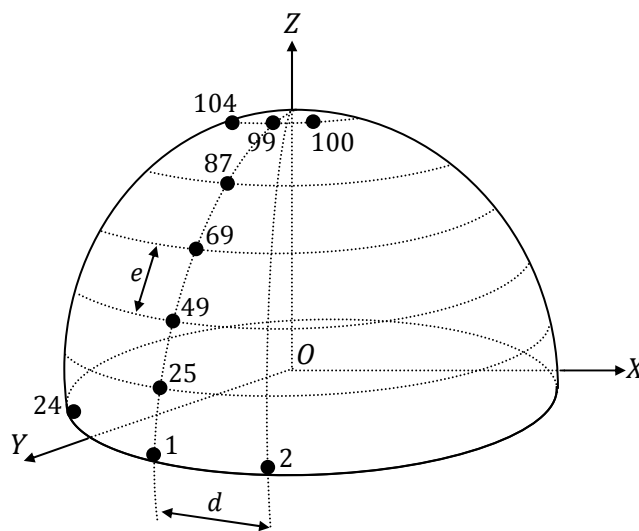


Figure III.25 : Réseau hémisphérique

C'est un réseau où l'ensemble des pavés rayonnants est implanté sur une surface sphérique. Nous pouvons faire l'équivalence entre ce réseau et un réseau conique multi-couronnes et multi-pentes. Ceci est vrai ; car chaque couronne présentera 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 sphérique au réseau. De ce fait, la normale à chaque couronne se retrouvera avec une colatitude différente de celle des autres. C'est là, toute la différence qui existe entre ce réseau et le cône. Comme ce fut le cas pour le réseau conique, la couronne de base contiendra un nombre de sources plus important qui décroîtra dans le sens ascendant pour garder une distance inter-éléments suffisamment grande pour négliger l'effet de couplage. La structure sphérique est donc une extension ordinaire du réseau cône vu l'équivalence qui en existe (Figure III.25). L'hypothèse des sources localement planes est conservée par le biais d'un rayon de courbure assez important.

Cet hémisphère a pour axe de révolution l'axe  $(OZ)$  (Figure III.26). La distance  $d$  entre éléments rayonnants pour chaque couronne a été calculée pour être comprise entre  $0.6\lambda$  et  $0.8\lambda$  par les relations (III.35) et (III.36) déjà données pour le réseau cône.

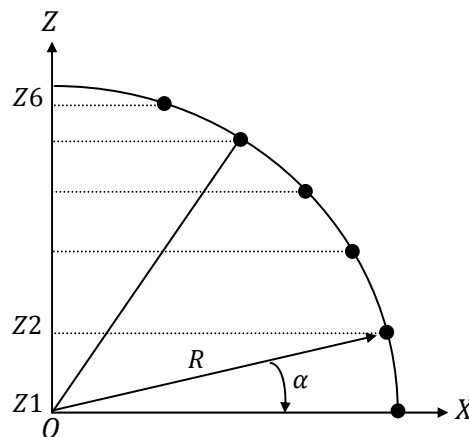


Figure III.26 : Coupe réalisée sur le réseau hémisphérique

Les abscisses et les ordonnées des pavés rayonnants de chaque couronne sont calculées d'après les relations (III.37) et (IV.38) déjà données pour le réseau cône. Pour ce qui est de la coordonnée  $(z)$  de la source, elle est constante pour chaque couronne et elle est donnée par la relation :

$$z_i = R \sin((j - 1)\alpha) \quad (\text{III.40})$$

Avec :

- $R$  : Rayon de courbure de l'hémisphère = 28,648 cm.
- $NC$  : Nombre de couronnes, égale à 6.
- $j$  : Indice de la couronne dans le sens base – sommet de l'hémisphère, il est compris entre 1 et  $NC$ .
- $nsc$  : Nombre total de sources sur la couronne considérée, il prend dans le sens ascendant, les valeurs : 24, 24, 20, 18, 12, 6.
- $i$  : Indice de la source sur sa couronne, il varie entre 1 et  $nsc$ .
- $\alpha$  : écartement angulaire entre les couronnes =  $15^\circ$ .

### **Définition du gabarit**

Le gabarit est défini par les paramètres suivants :

- Taux d'ondulation = 2 dB.
- Niveau des lobes secondaires = -25 dB par rapport au niveau du maximum de rayonnement fixé à 0 dB.
- Etendue angulaire minimale du lobe principal =  $50^\circ$ .
- Etendue angulaire maximale du lobe principal =  $60^\circ$ .
- Domaine utile d'exploitation =  $180^\circ$ .

Nous avons réalisé une synthèse par AGMO, dans le but d'avoir un motif de rayonnement bien centré. L'orientation locale en azimut et en élévation de chaque source qui en est dérivée, une fois appliquée virtuellement a permis l'obtention des diagrammes de rayonnement dans les deux plans [ $\varphi_c = 0^\circ$   $\varphi_c = 30^\circ$ ]. La figure III.27 révèle la présence d'un lobe principal bien au centre dans les deux plans. Les étendues angulaires maximale et minimale imposées sont respectées dans les deux côtés gauche et droit, du moins de -10 dB à 0 dB, ce qui n'est pas le cas entre -25 dB et -10 dB où le lobe principal sort légèrement dans ses deux parties gauche et droite (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ ). Dans le plan  $\varphi_c = 30^\circ$  le lobe principal est doté d'une largeur angulaire bien piégée entre les deux bornes du gabarit. Quant aux lobes secondaires, ils vont au delà des -25 dB et affichent la valeur de -20 dB dans les deux plans, ce qui est loin de nos espérances.

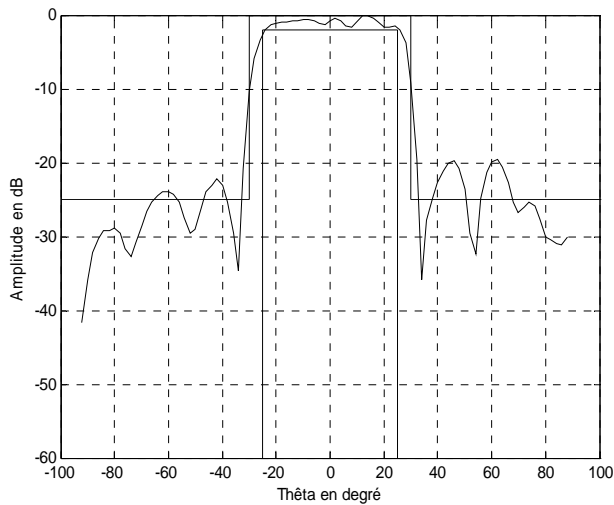


Figure III.27.a : Diagramme de rayonnement du réseau hémisphérique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 0^\circ$ )

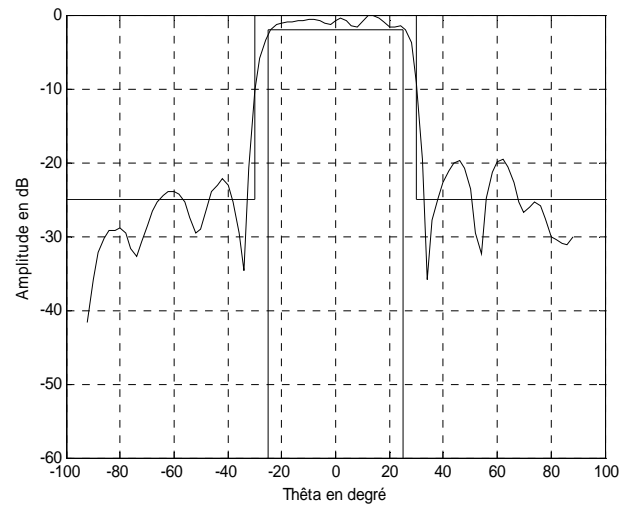


Figure III.27.b : Diagramme de rayonnement du réseau hémisphérique et gabarit centré (plan  $\varphi_c = 30^\circ$ )

Figure III.27 : Diagramme de rayonnement du réseau hémisphérique et gabarit centré (plan [ $\varphi_c = 0^\circ$   $\varphi_c = 30^\circ$ ]), loi d'alimentation uniforme

En ce qui concerne cette dernière structure dont nous vous proposons ici l'étude, sa synthèse a nécessité énormément de temps malgré le nombre réduit des plans (deux objectifs). Elle a dépassé les deux mois. Nous avons jugé qu'il était plus sage d'arrêter notre simulation pour des raisons de stabilité du système d'exploitation. Mais encore pour le bon fonctionnement des calculateurs. Ces empêchements aléatoires n'ont d'ailleurs aucun impact sur les résultats qui étaient en bonne voie d'amélioration. Ce temps assez long exigé par la synthèse de la dernière structure est dû aussi à la diversité et au nombre des sources rayonnantes du réseau (104 sources). En effet, plus ces dernières sont nombreuses, plus les calculs numériques sont plus longs dans la boucle d'optimisation de notre AGMO.

### III.4.7. Conclusion

Dans ce paragraphe, une synthèse des réseaux conformés d'antennes imprimées a été présentée et au cours duquel nous abordâmes plusieurs et différentes configurations, allant de la plus simple qui est le réseau dièdre à deux faces, à la plus complexe qui est le réseau hémisphérique passant par les intermédiaires, dont les réseaux tétraédrique, pyramidal, conique et cylindrique.

Cette synthèse consiste à déterminer l'orientation angulaire locale de chaque source du réseau, qui permet d'approcher dans plusieurs plans le diagramme de rayonnement résultant d'un diagramme étalon à niveaux (gabarit).

Les résultats de simulation sont très satisfaisants par rapport au cahier des charges imposé par la caractéristique de rayonnement désirée. Les difficultés que nous avons rencontrées au cours des simulations étaient nombreuses. Nous citons, entre autres, les plus embarrassantes :

- Les méthodes stochastiques ont comme principal inconvénient la nécessité de réaliser de très nombreuses évaluations du problème. Si nous augmentons sa complexité, le temps nécessaire pour son optimisation serait plus grand encore. Les algorithmes génétiques peuvent cependant facilement être ajustés pour travailler en utilisant le calcul parallèle : comme ses opérations sont répétitives, et comme chaque individu est évalué de manière indépendante, le parallélisme est direct.
- Parmi les difficultés rencontrées lors de cette synthèse, nous citerons les coupures fréquentes du courant électrique qui constituent de sérieuses entraves lors de la manipulation de la simulation. Nous étions obligés de refaire tout le travail après chaque coupure qui durait la plupart du temps plus d'une demi-heure dépassant ainsi la capacité et la résistance de l'onduleur.
- L'instabilité du système d'exploitation due à ces longues durées fait que le travail sur le calculateur (micro-ordinateur) devient très lent et fastidieux.



CONCLUSION GENERALE





## CONCLUSION GENERALE

Pour cette thèse, nous avons abordé deux domaines des sciences appliquées : l'étude d'outils d'optimisation, et la synthèse de structures conformées d'antennes imprimées implantées sur des objets de formes diverses. Le centre du travail a été le développement d'un « Algorithme Génétique Multi-Objectif » (AGMO), qui est capable de résoudre des problèmes complexes.

La synthèse d'antennes conformée illustre bien un problème d'optimisation difficile à résoudre. La loi d'excitation des sources, leur orientation angulaire locale sont quelques-unes des variables d'optimisation que nous pouvons ajuster pour avoir un motif de rayonnement en zone lointaine spécifié par une fonction ou des niveaux exigés par un cahier des charges. De manière générale, la synthèse s'exprime sous la forme d'un problème de minimisation d'une fonction coût évaluant l'erreur entre un diagramme de rayonnement et une fonction ou un gabarit désiré. Ce problème nécessite des algorithmes d'optimisation pouvant s'affranchir des nombreux minima locaux et de la non linéarité de la fonction coût.

Le choix de l'algorithme génétique multi-objectif est le résultat d'un travail de revue des méthodes d'optimisation, qui a analysé pour chacune d'elles ses avantages et ses inconvénients par rapport aux caractéristiques particulières des problèmes rencontrés en électromagnétisme (possibles non-linéarités, discontinuités possibles des fonctions objectif, difficulté à obtenir leurs dérivées, nécessité fréquente de faire appel à des méthodes numériques, etc.). Il est nécessaire de prendre en compte l'aspect multicritère dans l'approche de problèmes où il existe de multiples aspects à améliorer. Le travail de chercheur consiste le plus souvent à trouver des compromis, par exemple entre performance maximale et coût minimal. Percevoir les relations entre les objectifs aide le chercheur à mieux comprendre le problème, et ainsi à obtenir la solution optimale.

Ainsi, la contribution principale de cette thèse est le développement d'un outil d'optimisation robuste qui, non seulement résout le problème posé, mais a en plus la capacité de générer plusieurs possibilités par l'analyse du problème et des solutions elles-mêmes. La méthodologie proposée permet au chercheur de mieux connaître le problème qu'il s'est posé ; comprenant mieux les conflits entre objectifs, ainsi que les caractéristiques du projet et de ses solutions, il peut obtenir des résultats encore meilleurs.

Au cours de ces travaux, nous avons entamé la recherche dans le premier chapitre par des généralités sur les antennes imprimées, leur mécanisme de fonctionnement, les types d'alimentations adéquats et leur association en réseaux.

Le deuxième chapitre présente la mathématique nécessaire pour la compréhension des problèmes multicritères et présente l'AGMO, en identifiant ses avantages et ses inconvénients par rapport aux autres méthodes d'optimisation. Il montre en plus, en détail, comment implémenter la méthode proposée. Il en résulte que l'AGMO tel qu'il est proposé est un algorithme « équilibré », en ce sens qu'il travaille dans les deux espaces (celui des objectifs et celui des paramètres d'optimisation) sans en privilégier un, ce qui, entre autres avantages, accélère le processus de convergence.

Ensuite, dans le troisième chapitre nous avons posé le problème d'analyse des réseaux conformés et exposé la nouvelle technique de détermination des composantes du champ lointain rayonné. Cette technique fait appel à la matrice de passage entre repères fixes et tournants (matrice d'Euler) ainsi que les matrices de transition entre coordonnées cartésiennes et sphériques et vice versa. Le module de synthèse (AGMO) a été ensuite validé par des visualisations graphiques du rayonnement électromagnétique des structures proposées pour la synthèse (réseaux dièdre, tétraèdre, pyramide, cône, cylindre, hémisphère). La résolution de plusieurs exemples tirés de ce problème constitue des tests compliqués pour l'AGMO, mais ils sont surtout présentés pour permettre une meilleure compréhension de la méthodologie proposée, qui conduit à des itérations entre la manière de poser le problème et l'outil d'optimisation.

Les résultats ont été appréciés par leur conformité aux diagrammes étalons imposés, ce qui nous a permis de conclure que nous étions sur la bonne voie, ouvrant par conséquent des perspectives prometteuses à d'autres études en parallèle.

En résumé, l'AGMO présenté est un outil d'optimisation efficace pour la synthèse de structures conformées d'antennes imprimées, comme le montrent plusieurs exemples traités.

Les antennes imprimées et conformées sur des surfaces convexes et diverses sont à prendre en charge par des études approfondies en vue d'améliorer et d'exploiter toutes leurs performances à des fins de progrès des télécommunications.

Énumérons quelques perspectives, comme propositions de suites logiques à ce projet.

Le processus d'élaboration de la théorie, d'implémentation et de test de l'AGMO étant maintenant terminé, nous pouvons aspirer à une réécriture du code source pour obtenir un outil de calcul plus robuste. Nous l'avons d'ailleurs fait une première fois, pour réaliser une version didactique. Pour arriver à une version « professionnelle », une révision de tout le code est nécessaire, de façon à améliorer sa logique interne et son efficacité. Nous pouvons évidemment penser à l'utilisation d'un langage de programmation libre et performant, comme par exemple, Java Applet.

Nous voyons aussi l'intérêt de publier un papier « éducation » montrant l'utilisation didactique de notre outil, ainsi que notre code de calcul pour l'analyse des structures conformées d'antennes.

Nous souhaiterions beaucoup l'élaboration d'un outil pédagogique interactif pour l'enseignement de l'optimisation aux ingénieurs. Le programme, développé sous MATLAB, est disponible et il sortira bientôt sous la forme d'interface à l'aide

de l'utilitaire Guide. Cependant, le processus de correction et d'ajout de nouvelles potentialités est permanent.

Nous espérons voir notre AGMO utilisé avec d'autres méthodes stochastiques telles que la recherche tabou, et colonie de fourmis, etc. L'hybridation pour l'amélioration des résultats déjà obtenus.

Au-delà des possibilités d'amélioration de l'efficacité de la programmation évoquées plus haut, il serait intéressant et même très important d'implémenter l'outil en calcul parallèle (réduire le temps nécessaire d'optimisation). Les AG sont naturellement adaptés au parallélisme, puisque l'évaluation des différents individus constitue un processus répétitif, qui peut être mené de manière séparée.

Ce texte se termine ainsi avec l'énumération de ces quelques voies pour des suites possibles. Nous avons la conviction que les objectifs fixés au départ ont été traités. Nous espérons que les connaissances acquises au cours de cette thèse ne seront pas utiles uniquement pour les groupes de recherche directement engagés dans ce travail, mais aussi pour tous les chercheurs qui travaillent avec l'optimisation (économie, télécommunications optique, biologie, etc.).

Nous avons finalement la certitude qu'on peut encore beaucoup progresser dans les méthodologies d'optimisation, et cela sera sûrement fait. Nous sommes confiants que le nombre de domaines qui peuvent profiter de ces outils est assez grand, et va encore s'élargir avec les avancées proposées ici, et toutes celles à venir.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES



## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S. A. DJENNAS, "Analyse et synthèse de structures conformées d'antennes imprimées implantées sur des objets de formes diverses", Thèse de Magister en Electronique, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, Décembre 2000.
- [2] T. GIRARD, "Réseaux d'antennes imprimées sur des surfaces conformes", Thèse de Doctorat, Université de Nice-Sophia Antipolis, France, 1999.
- [3] L. MERAD, "Modélisation et optimisation de réseaux d'antennes imprimées par les réseaux de neurones et les méthodes stochastiques", Thèse de Doctorat, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen, Algérie, Juin 2005.
- [4] R. M. NELSON, D. A. ROGERS and A. G. DASSUNÇAO, "Resonant frequency of a rectangular microstrip patch on several uniaxial substrates", IEEE, Trans. Antennas Propagat. , Vol.38, pp. 973-981, 1990.
- [5] V. LOSADA, R.R. BOIX and M. HORNO, "full-wave analysis of circular microstrip resonators in multilayered media containing uniaxial anisotropic dielectrics, magnetized ferrites, and chiral materials", IEEE Trans. Microwave Tech., Vol.48, pp. 1057-1064, 2000.
- [6] D. AUGUSTIN, "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.
- [7] Y. T. LO, S. W. LEE, "Antenna handbook – Theory applications and design", Van nostrand reinhold company, New-York, 1988.
- [8] D. BIDOU, "Contribution à l'étude d'antenne fort gain, applications dans le domaine millimétrique", Thèse de Doctorat, Université de Limoges, France, 2003.

- [9] R. E. MUNSON, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Arrays", IEEE, Trans. Antennas Propagat., Vol. AP. 22, pp. 74-74, Jan 1974.
- [10] I.J. BAHL, and P. BHARTIA, "Design of microstrip antennas covered with dielectric layer", IEEE, Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-30, pp. 314-318, Mar. 1982.
- [11] Y. QIAN, "A Microstrip Patch Antenna using novel photonic bandgap structures", Microwave J., Vol 42, Jan 1999, pp. 66-76.
- [12] C. A. BALANIS, "Antenna Theory—Analysis and Design", 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [13] J.R. JAMES and C.J. WILSON, "Microstrip antennas and arrays", Pt.1—Fundamental action and limitations, Microwaves, optics and acoustics, Vol.1, No. 5, September 1977, pp. 165-174.
- [14] C.A. BALANIS, "Advanced Engineering Electromagnetics", John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [15] E. H. NEWMAN, and P. TYLYATHAN, "Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp. 47-53, January 1981.
- [16] G. KUMAR and K.P. RAY, "Broadband Microstrip Antennas, Artech House", Inc, 2003.
- [17] F.T. ULABY, "Fundamentals of Applied Electromagnetics", Prentice Hall, 1999.
- [18] D. G. LUENBERGER, "Linear and Nonlinear programming", 2nd edition, Addison-Wesley, New York, 1990.



- [19] M. S. BAZARAA, H. D. SHERALI and C. M. SHETTY, "Nonlinear programming - theory and algorithms", John Wiley & Sons, New York, 1993.
- [20] D. P. BERTSEKAS, "Nonlinear Programming", 2nd edition, Athena Scientific MIT, 2004.
- [21] J. P. A. BASTOS and N. SADOWSKI, "Electromagnetic Modeling by Finite Element Methods", Marcel Dekker, New York, 2003.
- [22] J. H. HOLLAND, "Adaptation in Natural and Artificial Systems: An introductory analysis with applications to biology, control, and artificial intelligence", MIT Press, Cambridge, 1992.
- [23] D. E. GOLDBERG, "Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning", Addison Wesley Longman Inc., New York, 1989.
- [24] R. L. HAUPT, "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics", IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 37, No. 2, pp. 7–15, April 1995.
- [25] J. M. JOHNSON and Y. RAHMAT-SAMII, "Genetic algorithm in engineering electromagnetics", IEEE – Antennas and Propagation Magazine, Vol. 39, No. 4, pp. 7–22, August 1997.
- [26] C. A. COELLO, "Handling preferences in evolutionary multi-objective optimization: A Survey", In: IEEE – CEC'2000 – Congress on Evolutionary Computation, v. 1, pp. 30–37, New Jersey, 2000.
- [27] C. A. COELLO, D. A. VAN VELDHUIZEN and G. B. LAMONT, "Evolutionary algorithms for solving multi-objective problems (genetic algorithms and evolutionary computation)", Kluwer Academic Publishers, May 2002.
- [28] J. L. RINGUEST, "Multi-objective Optimization: Behavioral and Computational Considerations, Kluwer Academic Publishers, July 1992.

- [29] Y. COLLETTE and P. SIARRY, "Multi-objective Optimization: Principles and Case Studies (Decision Engineering)", Springer-Verlag, August 2004.
- [30] K. DEB, "Multi-objective Optimization Using Evolutionary Algorithms", John Wiley & Sons, April 2002.
- [31] K. DEB, "Multi-objective genetic algorithm: problem difficulties and construction of test functions", Technical Report n. CI-49/98, Department of Computer Science/XI, University of Dortmund, Dortmund, 1998.
- [32] D. A. V. VELDHUIZEN and G. B. LAMONT, "Multi-objective evolutionary algorithms: analyzing the state-of-the-Art", *Evolutionary Computation*, MIT Press, v. 8, n. 2, pp. 125-147, 2000.
- [33] M. A. SAINZ, P. HERRERO, J. VEHI, "Solving problems on MinMax optimization", In: *PARA'04 – Workshop on State-of-Art in Scientific Computing*, Lyngby, Denmark, Jun. 2004.
- [34] J. HERSKOVITS and S. R. MAZORCHE, "A new interior point algorithm for nonlinear complementarily problems", In: *6th WCSMO – World Congress on Structural and Multidisciplinary Optimization*, Rio de Janeiro, Brazil, May – Jun., 2005.
- [35] H. L. ABDEL-MALEK and A. K. S. O. HASSAN, "The ellipsoidal technique for design centering and region approximation", *IEEE – Transactions on Computer-Aided Design*, v. 10, n. 8, pp. 1006-1013, 1991.
- [36] T. BÄCK, U. HAMMEL and H. P. SCHWEFEL, "Evolutionary computation: comments on the history and current state", *IEEE – Transactions on Evolutionary Computation*, v. 1, n. 1, pp. 3-17, 1997.
- [37] Ch. DARWIN, "The origin of species by means of natural selection", 1859.

[38] M. SCHOENAUER, "Evolutionary Computation Journal", MIT Press, [Online]. <http://mitpress.mit.edu/main/home/>, 2005.

[39] J. HERTZ, A. KROGH and R. G. PALMER, "Introduction to the Theory of Neural Computation", Addison-Wesley Longman, 2005.

[40] L. N. DE CASTRO and J. TIMMIS, "Artificial Immune Systems: A New Computational Intelligence Approach", Springer, 2002.

[41] M. DORIGO and T. STÜTZLE, "Ant Colony Optimization", MIT Press, 2004.

[42] S. A. DJENNAS, F. T. BENDIMERAD, "Synthèse de structures conformées d'antennes imprimées", the first Electric and Electronics Engineering Conference, EEEEC 2000, Laghouat, Algérie, pp. 114-118.

[43] S. A. DJENNAS, F. T. BENDIMERAD, " Synthèse du Rayonnement d'Antennes Imprimées Disposées en Réseaux Conformés Convexes ", Conférence sur le Génie Electrique, CGE'01, December 2001, pp. 27.

[44] C. A. COELLO, "A Comprehensive Survey of Evolutionary-Based Multiobjective Optimization Techniques", Laboratorio Nacional de Informatica Avanzada, Mexico, 1999.

[45] J. D. SCHAFFER, "Some Experiments in Machine Learning using Vector Evaluated Genetic Algorithms", Thesis (Doctor of Philosophy) – Vanderbilt University, Nashville, 1984.

[46] J. D. SCHAFFER, "Multiple objective optimization with vector evaluated genetic algorithms", In: First International Conference on Genetic Algorithm, Lawrence Erlbaum, New Jersey, pp. 93-100, 1985.

[47] C. M. FONSECA and P. J. FLEMING, "Genetic Algorithm for Multi-objective Optimization: Formulation, Discussion and Generalization", In: 5th Conference on Genetic Algorithm, San Mateo, California, pp. 416-423, Aug. 1993.

- [48] N. SRINIVAS and K. DEB, "Multi-objective Optimization Using Nondominated Sorting in Genetic Algorithms", Technical report, Department of Mechanical Engineering, Indian Institute of Technology, Kanput, India, 1993.
- [49] K. DEB, S. AGRAWAL, A. PRATAB, T. MEYARIVAN, "A fast and Elitist Multi-objective Genetic Algorithm: NSGA-II", IEEE – Transactions on Evolutionary Computation, Vol. 6, n. 2, pp. 182–197, April 2002.
- [50] J. HORN and N. NAFPLIOTIS, "Multi-objective Optimization using the Niche Pareto Genetic Algorithm", Technical report, University of Illinois at Urbana Champaign, Illinois, 1993.
- [51] C. F. VIENNET and I. MARC, "Multi-criteria Optimization using a Genetic Algorithm for Determining a Pareto Set", International Journal of Systems Science, Vol. 27, n. 2, pp. 255-260, 1996.
- [52] E. ZITZLER and L. THIELE, "An Evolutionary Algorithm for Multi-objective Optimization: The Strength Pareto Approach", Technical report, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, Zurich, 1998.
- [53] E. ZITZLER, M. LAUMANN and L. THIELE, "SPEA2: Improving the Strength Pareto Evolutionary Algorithm", In: EUROGEN 2001, Evolutionary Methods for Design, Optimization and Control with Applications to Industrial Problems, Athens, pp.12-21, September 2001.
- [54] E. ZITZLER, "Evolutionary Algorithms for Multi-objective Optimization: Methods and Applications", Thesis (Doctor of Technical Sciences) – Swiss Federal Institute of Technology Zurich, 1999.
- [55] A. H. F. DIAS and J. A. VASCONCELOS, "Multi-objective genetic algorithms applied to solve optimization problems", IEEE – Transactions on Magnetics, v. 38, n. 2, pp.1133–1136, 2002.

- [56] J. REGNIER, "Conception de Systèmes Hétérogènes en Génie Electrique par Optimisation Evolutionnaire Multicritère, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.
- [57] D. A. G. VIEIRA, R. L. S. ADRIANO, J. A. VASCONCELOS and L. KRÄHENBÜHL, "Handling constraints as objectives in a multi-objective genetic based algorithm", *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, v.2, n. 6, pp. 50-58, Dec. 2002.
- [58] D. A. V. VELDHUIZEN, J. B. ZYDALLIS and G. B. LAMONT, "Considerations in engineering parallel multi-objective evolutionary algorithms", *IEEE. Transactions on Evolutionary Computation*, v. 7, n. 2, pp. 144–173, Apr. 2003.
- [59] D. A. V. VELDHUIZEN and G. B. LAMONT, "On measuring multi-objective evolutionary algorithm performance," In: *IEEE. CEC'2000 Conference on Evolutionary Computation*, La Jolla, California, v. 1, pp. 204-211, Jul. 2000.
- [60] J. A. VASCONCELOS, R. H. C. TAKAHASHI, R. R. SALDANHA and L. KRÄHENBÜHL, "A multi-objective methodology for evaluating genetic operators", *IEEE. Transactions on Magnetics*, v. 39, n. 3, pp. 1321–1324, May. 2003.
- [61] J. A. VASCONCELOS, R. H. C. TAKAHASHI, R. R. SALDANHA and J. A. RAMIREZ, "Improvements in genetic algorithms", *IEEE. Transactions on Magnetics*, v. 37, n.5, pp. 3414–3417, Sep. 2001.
- [62] B. SARENI, L. KRÄHENBÜHL and A. NICOLAS, "Niching Genetic Algorithms for Optimization in Electromagnetics: I. fundamentals", *IEEE – Transactions on Magnetics*, v. 34, n. 5, pp. 2984–2987, Sept. 1998.
- [63] B. SARENI, J. REGNIER and X. ROBOAM, "Recombination and self-adaptation in multi-objective genetic algorithms", *Lecture Notes in Computer Science*, Springer, v.2933, pp 115–126, 2004.

- [64] J. J. H. WANG, V. K. TRIPP, J. K. TILLERY, "Conformal low-profile multi-function antennas", IEEE, 1995, pp. 1002–1005.
- [65] I. JAYAKUMAR, R. GARG, B. K. SARAP, B. LAL, "A conformal cylindrical microstrip array for producing omnidirectional radiation pattern", IEEE, Vol. 34, No. 10, Octobre 1986, pp. 1258–1261.
- [66] L. JOSEFSSON, P. PERSSON, "Conformal array antenna theory and design", John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 2006.
- [67] J. ASHKENAZY, S. SHTRIKMAN, D. TREVES, "Conformal microstrip arrays on cylinders", IEE, Vol. 135, No. 2, Avril 1988, pp. 132–134.
- [68] T. HARUYAMA, N. KOJIMA, I. CHIBA, Y. OH-HASHI, N. ORIME, T. KATAGI, "Conformal array antenna with digital beam forming network", IEEE, 1989, pp. 982–985.
- [69] C. AUDOUY, "Synthèse d'antennes réseaux conformées", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, Mars 1995.

ANNEXE A

MODELISATION DE LA SOURCE  
ELEMENTAIRE





## MODELISATION DE LA SOURCE ELEMENTAIRE

L'antenne imprimée de forme rectangulaire ainsi que le point d'observation  $M$  en zone lointaine sont représentés par la figure A.1.

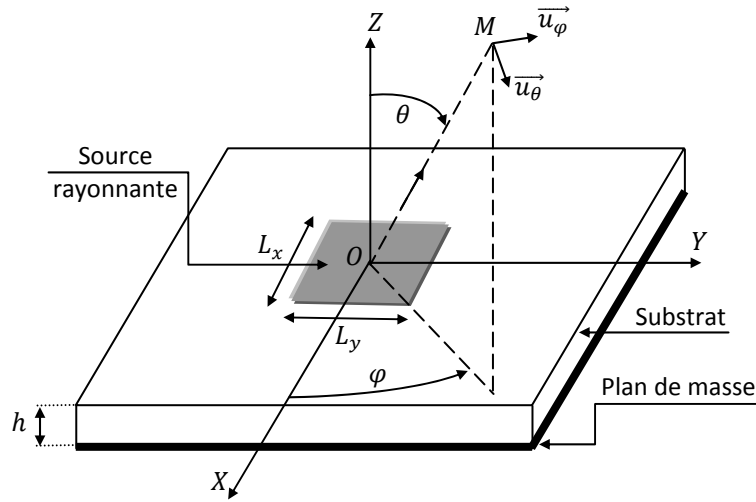


Figure A.1 : Source élémentaire rectangulaire

A grande distance, au point  $M$  de l'espace, le champ induit par la source est situé dans le plan  $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi)$ , c'est à dire qu'il s'agit d'une onde plane dont la composante radiale  $E_r$  suivant  $\vec{u}_r$ , est nulle.

Nous avons :

$$\vec{E}(M) = E_\theta(\theta, \varphi)\vec{u}_\theta + E_\varphi(\theta, \varphi)\vec{u}_\varphi, E_r = 0 \quad (\text{A.1})$$

$$E_\theta(\theta, \varphi) = F(\theta)[\cos \varphi \cdot J_x(\theta, \varphi) + \sin \varphi \cdot J_y(\theta, \varphi)] \quad (\text{A.2})$$

$$E_\varphi(\theta, \varphi) = G(\theta)[- \sin \varphi \cdot J_x(\theta, \varphi) + \cos \varphi \cdot J_y(\theta, \varphi)] \quad (\text{A.3})$$

Avec :

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

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

Les courants de surface ont pour composantes :

$$J_x(\theta, \varphi) = 2\pi L_x L_y I_1 \frac{\sin\left(k_0 L_y \left(\frac{\sin \theta \sin \varphi}{2}\right)\right) \cos\left(k_0 L_x \left(\frac{\sin \theta \cos \varphi}{2}\right)\right)}{k_0 L_y \left(\frac{\sin \theta \sin \varphi}{2}\right) (\pi^2 - (k_0 L_x \sin \theta \cos \varphi)^2)} \quad (\text{A.6})$$

$$J_y(\theta, \varphi) = 2\pi L_x L_y I_2 \frac{\sin\left(k_0 L_x \left(\frac{\sin \theta \cos \varphi}{2}\right)\right) \cos\left(k_0 L_y \left(\frac{\sin \theta \sin \varphi}{2}\right)\right)}{k_0 L_x \left(\frac{\sin \theta \cos \varphi}{2}\right) (\pi^2 - (k_0 L_y \sin \theta \sin \varphi)^2)} \quad (\text{A.7})$$

Avec :

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

$J_x$  ,  $J_y$  : Composantes des courants de surface de l'antenne suivant  $OX$ ,  $OY$ .

$\mu_0$  : Perméabilité du vide.

$\varepsilon_r$  : Permittivité relative du substrat.

$\tan \delta$  : Tangente des pertes dans le substrat.

$h$  : Epaisseur du substrat diélectrique.

$(\theta, \varphi)$  : Colatitude et gisement du point  $M$ .

$k_0$  : Nombre d'onde.

$L_x$  : Longueur de l'antenne suivant l'axe  $OX$ .

$L_y$  : Longueur de l'antenne suivant l'axe  $OY$ .

Les courants  $I_1$  et  $I_2$  sont des grandeurs complexes qui permettent de définir les plans  $E$  et  $H$ . Si on choisit  $I_1 = 1$  et  $I_2 = 0$ , alors l'élément est polarisé linéairement selon  $OX$ . Ainsi le plan  $E$  est le plan  $XOZ$  alors que le plan  $H$  sera le plan  $YOZ$ . Le cas inverse sera pour  $I_1 = 0$  et  $I_2 = 1$ .

ANNEXE B  
PSEUDO-CODE DES DIFFERENTES  
ETAPES DE L'ALGORITHME  
GENETIQUE MULTI-OBJECTIF



## PSEUDO-CODE DES DIFFERENTES ETAPES DE L'ALGORITHME GENETIQUE MULTI-OBJECTIF

### 1. Pseudo-code: algorithme génétique multi-objectif

% En déclarant les variables initiales:

```

nbind = 30; % nombre d'individus – taille de la population;
pcross = 0.9; % probabilité de croisement;
pmut = 0.025; % probabilité de mutation;
nbgen = 50; % nombre maximal de générations;
nvar = 5; % nombre de variables;
limites = [1 1.2; 1 1.2; 50 150; 50 150; 90 500]; % limites des variables [minimum maximal];
nvar = size (limites, 1); % nombre de variables;
fniche = 0; % technique de niche - 0: off 1: on;
fclear = 1; % technique de 'clearing' - 0: off 1: on;
freduc = 0; % réduction de l'espace de recherche - 0: off 1: on;

```

%% Routine principale – i définit le nombre de fois que la routine sera exécutée.

pour i = 1: 10

```

% AVDOM : évaluation de POPDOM : population d'individus dominés;
% AVDOMold : évaluation de POPDOMold : population d'individus dominés par plusieurs solutions;
% AVNDOM : évaluation de POPNDOM : population d'individus non-dominés;
% AVPOP : évaluation de POPREAL: population des individus qui seront soumis aux operateurs génétiques;
% rPOPREAL : auxiliaire de POPREAL; rAVPOP: auxiliaire de AVPOP;
% Gère la Population Initiale
POPREAL = aléatoire (nbind, nvar, limites);
% Évaluation de la Population Initiale
AVPOP = mérite(POPREAL);

```

% % Début du processus évolutif

%initialisation de matrices

```

n = 1; POPDOM = [ ]; POPNDOM = [ ]; POPDOMold = [ ]; AVDOM = [ ]; AVNDOM = [ ]; AVDOMold = [ ];

```

pendant n < nbgen

```

IDOM = [ ];

```

% Vérification de Pareto

```

[POPDOM, POPNDOM, AVDOM, AVNDOM, IDOM] = pareto (POPREAL, AVPOP);

```

Si (freduc == 1) % Réduction de l'espace de recherche

```

[POPDOM, POPNDOM, AVDOM, AVNDOM, AVDOMold, POPDOMold, limites] = reduction (POPREAL, AVPOP, ...
...POPDOM, AVDOM, AVDOMold, POPDOMold, limites);

```

```

fin_si

```

Si (fclear == 1) % Technique de Clearing

```

[POPNDOM, AVNDOM, POPDOM, AVDOM, IDOM] = clear (POPNDOM, AVNDOM, POPDOM, AVDOM, IDOM);

```

```

fin_si

```

% En créant la population POPREAL

```

POPREAL = [ ]; AVPOP = [ ];

```

```

[POPREAL, AVPOP, AVDOMold, POPDOMold, AVDOM, POPDOM] = créer (POPNDOM, POPDOM, AVNDOM, ...
...AVDOM, IDOM, nbind, AVDOMold, POPDOMold);

```

```

AV = [ ]; % Technique de Niche

```

Si (fniche == 1)

```

[NicheSig] = niche (POPREAL, AVPOP);

```

```

AV = NicheSig;

```

```

Sinon AV = AVPOP; fin_si

```

```

rPOPREAL = [ ]; % Sélection

```

```

rPOPREAL = sélection (POPREAL, AV, nbind);

```

```

% Croisement

```

```

rPOPREAL = croisement (rPOPREAL, pcross);

```

```

% Mutation

```

```

rPOPREAL = mutation (rPOPREAL, pmut);

```

```

% Réflexion

```

```

rPOPREAL = réflexion (rPOPREAL, limites);

```

% En évaluant les individus nouveaux

```

rAVPOP = mérite (rPOPREAL);

```

% En formant POPREAL nouvelle – Elitisme Global

```

POPREAL = [POPREAL; rPOPREAL; POPDOM]; AVPOP = [AVPOP; rAVPOP; AVDOM];

```

```

n = n + 1;

```

```

fin_pendant

```

```

fin_pour % fin

```

## 2. Pseudo-code: vérification de la condition de dominance de Pareto

### a. Pseudo-code avec IDOM

```
% En identifiant la dominance - minimisation
[nbp, nvar]=size (POPREAL); IDOM=zeros (nbp, 1);

    pour i=1: nbp
        pour j=1: nbp
            si AVPOP (i, :) <= AVPOP (j, :)
                si AVPOP (i, :) == AVPOP (j, :)
                    IDOM(j) = IDOM(j) + 0;
                sinon IDOM(j) = IDOM(j) + 1; fin_si
            fin_si
        fin_pour
    fin_pour
% séparation
auxN=1;aux=1;
AVNDOM=[ ]; POPNDOM=[ ]; AVDOM=[ ]; POPDOM=[ ];
si IDOM(i)==0
    AVNDOM (auxN, :)=AVPOP (i, :);
    POPNDOM (auxN, :)=POPREAL (i, :);
    auxN=auxN+1;
sinon AVDOM (aux, :)=AVPOP (i, :);
    IDOM (aux)=b (i); POPDOM (aux, :)=POPREAL (i, :);
    aux=aux+1;
fin_si
```

### b. Pseudo-code sans IDOM

```
% En identifiant la dominance - minimisation
[nbp,nvar]=size(POPREAL);
D=zeros (nbp, 1);
pour i=1:nbp-1
    pour j=i+1:nbp
        si D(j) == 0
            si AVPOP (i, :) <= AVPOP (j, :)
                si AVPOP (i, :) == AVPOP (j, :)
                    D(j) = 0;
                sinon D(j) = 1; fin_si
            fin_si
        fin_si
    fin_pour
fin_pour
% séparation
même code, on change IDOM(i) par D(i)
```

## 3. Pseudo-code: éclaircissement des solutions non-dominées

```
% Dégagement [nbp, nvar]=size(POPNDOM); aux=size (POPDOM, 1) +1;
pour i=1: nbp-1
    pour j=i+1: nbp
        si AVNDOM (j, 1) ~ = 1e8
            si abs(POPNDOM(i,:)-POPNDOM(j,:)) < Dparmin & si abs(AVNDOM(i,:)-AVNDOM(j,:)) < Dobjmin
                POPDOM (aux, :) = POPNDOM (j, :); AVDOM (aux, :) = AVNDOM (j, :);
                IDOM (aux) = round (10*rand(1)); AVNDOM (j, 1) = 1e8; aux=aux+1;
            fin_si
        fin_pour
    fin_pour
fin_pour % ensuite le 'nettoyage' d'AVNDOM (1e8).
```

#### 4. Pseudo-code: construction de la population de travail POPREAL

```

% En complétant le POPREAL
POPREAL=POPNDOM; AVPOP=AVNDOM; % toutes les solutions non-dominées
pour i=1:round (0.25*nbind) %1/4 dominées
    [a,p]=min (IDOM); IDOM (p)=1e10; % par dominance
    POPREAL (end+1, :)=POPDOM (p, :);
    AVPOP (end+1, :)=AVDOM (p, :);
fin_pour
aux=size (POPREAL, 1);
si aux<nbind % encore plus petit que nbind ?
    pour i= (aux+1): nbind
        [a, p]=min (IDOM); IDOM (p)=1e10;
        POPREAL (i, :)=POPDOM (p, :);
        AVPOP (i, :)=AVDOM (p, :);
    fin_pour
fin_pour

```

#### 5. Pseudo-code : technique de niche

```

% technique de niche nboj = size (AVPOP, 2); [nbp, nvar] = size (POPREAL); AVaux = AVPOP;
Paux=[ ]; % normalisation des paramètres
pour i=1:nvar
    Paux(:,i) = POPREAL(:,i) / max(POPREAL(:,i));
fin_pour
Sigpar = [ ]; Sigobj = [ ];
pour k=1:nboj
    % en ordre croissant AV=[ ]; POP=[ ]; Pos=[ ];
    pour w=1:nbp
        [v, p] = min (AVaux (:, k));
        AV(w) = AVaux (p, k);
        POP (w, :) = Paux (p, :);
        AVaux (p, k) = 1e10; Pos(w) = p;
    fin_pour
    % calcul de la distance Nobjk=zeros (nbp, 1); Npark=zeros (nbp, 1);
    pour i=2:(nbp-1)
        Nobjk (Pos (i)) = (AV (i+1)-AV (i-1));
        Npark (Pos (i)) = sqrt (sum ((POP (i, :)-POP (i-1, :)).^2)) + sqrt (sum ((POP (i+1, :)-POP (i, :)).^2));
    fin_pour
    % sauvegarder les extrêmes
    Nobjk (Pos (end)) = max (Nobjk (2:end-1))+.1; Nobjk (Pos (1)) = Nobjk (Pos (end))+.1;
    Npark (Pos (end)) = max (Npark (2:end-1))+.1; Npark (Pos (1)) = Npark (Pos (end))+.1;
    % fonction sigmoïde Lmax=7; Lmin=-7;

    %objectifs
    Dmax = max(Nobjk);
    Dmin = min(Nobjk);
    a = (Lmax-Lmin)/(Dmax-Dmin);
    b = Lmin-a*Dmin;
    Domo = a.*Nobjk+b;
    Sigobj (:, k) = 1./(1+exp (-Domo));

    %paramètres
    Dmax = max (Npark);
    Dmin = min (Npark);
    a = (Lmax-Lmin)/(Dmax-Dmin);
    b = Lmin-a*Dmin;
    Domp = a.*Npark+b;
    Sigpar (:, k) = 1./(1+exp (-Domp));
fin_pour
% Index de Niche Nicho = Sigobj.*Sigpar;

```

## 6. Pseudo-code : sélection

```

% Sélection
rPOPREAL=[ ];
[nbp, nvar]=size (POPREAL);
[nbp, nbobj]=size (AVPOP);

% nombre de solutions par sub-population
nn=ceil (nbind/(nbobj+1));
% sélection par Tournoi
rpopTournoi = [ ];
aux = ceil (nbp/20); % 10% de nbp à chaque tournoi
pour b=1:nn
    aux2=b;
    pour i=1:nbobj % une sub-population par objectif
        ind1=randperm (nbp);
        ind2=ind1 (1: aux);
        av=[ ]; av=AVPOP (ind2, i);
        [a, p]=min (av);
        rpopTournoi (aux2, :)=POPREAL (ind2(p), :);
        aux2=aux2+nn;
    fin_pour
fin_pour

% sélection par échantillonnage déterministe
aux=1;
rpopDETSAM=[ ];
pour i = 1: size (POPREAL, 1)
    si AVPOP (i, :)<MED
        rpopDETSAM (aux, :) = POPREAL (i, :);
    aux=aux+1;
    fin_si
fin_pour

% en vérifiant la taille de rpopDETSAM
nbrpop=size (rpopDETSAM, 1);
si nbrpop<nn
    pour x=1:(nn-nbrpop)
        ind=ceil (nbp*rand (1));
        rpopDETSAM (nbrpop+x, :)=POPREAL (ind, :);
    fin_pour
fin_si
si nbrpop>nn
    rrpopt=rpopDETSAM (1:nn, :);
    rpopDETSAM=[ ];
    rpopDETSAM=rrpop;
fin_si
rPOPREAL=[rpopTournoi; rpopDETSAM];

```

## 7. Pseudo-code : réflexion par saturation

```

% réflexion par saturation [rnbp, rnvar]=size (rPOPREAL);
pour i=1:rnbp
    pour j=1:rnvar
        si rPOPREAL (i,j) < limites (j,1)
            rPOPREAL (i,j) = limites (j,1);
        fin_si
        si rPOPREAL (i, j) > limites (j,2)
            rPOPREAL (i, j) = limites (j,2);
        fin_si
    fin_pour
fin_pour

```





## RESUME

La conception de produits de haute qualité inclut généralement la résolution de problèmes à objectifs multiples antagonistes dans des espaces de recherche complexes. Les méthodes d'optimisation évolutionnaires multi-objectif sont considérées comme des outils appropriés pour la résolution de ces problèmes difficiles.

Cette thèse présente une brève revue des concepts et méthodes d'optimisation et détaille en outre l'implémentation d'un « Algorithme Génétique Multi-Objectif » (AGMO) associé à un module d'analyse pour résoudre le problème de synthèse de réseaux conformés d'antennes imprimées.

Le problème de synthèse consiste à estimer les orientations locales en azimut et en élévation des éléments rayonnants qui permettent de fournir un diagramme de rayonnement aussi proche que possible des spécifications du rayonnement imposées par un gabarit à niveaux et dans plusieurs plans de vue.

Les performances et les caractéristiques de l'AGMO sur le problème de la synthèse sont mises en point pour chaque réseau convexe (dièdre, tétraèdre, pyramide, cylindre, conique et hémisphérique). Même si ces mises au point ont été proposées pour les quelques exemples spécifiques présentés, elles sont généralisables et leurs conclusions s'appliquent à n'importe quel problème d'optimisation.

**Mots clés :** Antenne imprimée, réseau conformé, synthèse, optimisation, diagramme de rayonnement, gabarit, algorithmes génétiques, optimisation multi-objectif.