

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITÉ ABOU-BEKR BELKAID – TLEMCEM

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE

Département de Génie Électrique et d'Électronique

LABORATOIRE DE TELECOMMUNICATIONS

Thèse de Doctorat en Electronique

Présentée par :

KADRI Boufeldja

Modélisation et Synthèse de réseaux périodiques et non
périodiques d'antennes microrubans par l'application
d'un Algorithme Génétique-Flou

Soutenue en Février 2011, devant le jury :

Président :

N. BOUKLI-HACENE *Maître de Conférences à l'Université de Tlemcen*

Examineurs :

A. BOUNOUA *Maître de Conférences à l'Université de Sidi-Bel-Abbes*

Z. MAHDJOUB *Maître de Conférences à l'Université de Sidi-Bel-Abbes*

N. BENAHMED *Professeur à l'Université de Tlemcen*

S. M. MERIAH *Professeur à l'Université de Tlemcen*

Directeur de thèse :

F. T. BENDIMERAD *Professeur à l'Université de Tlemcen*

REMERCIEMENTS

Ce travail de thèse a été réalisé au Laboratoire de Télécommunications de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen dirigé par Monsieur Fethi Tarik BENDIMERAD, Professeur à l'Université de Tlemcen.

Je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse Monsieur Fethi Tarik BENDIMERAD pour ses conseils précieux, son soutien, sa disponibilité et surtout pour ses qualités humaines vécues depuis ma première post-graduation.

Un très grand merci à Messieurs A. BOUNOUA Maître de conférences (A) à l'Université de Sidi Bel-Abbes et Z. MAHDJOUR, Maître de conférences (A) à l'Université de Sidi-Bel-Abbes pour avoir accepté d'être membre du jury lors de ma thèse.

Je remercie vivement Monsieur N. BOUKLI-HACENE, Maître de conférences (A) à l'Université de Tlemcen pour l'honneur qu'il me fait en ayant accepté de présider le jury de ma thèse.

J'exprime ma reconnaissance à Messieurs N. BENAHMED, Professeur à l'Université de Tlemcen et S. M. MERIAH, Professeur à l'Université de Tlemcen qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.

J'exprime également mes remerciements à tous les membres et anciens membres du Laboratoire de Télécommunications, en particulier : Bousahla, Meriah, Hadjila, Benahmed, Abri.

J'adresse, aussi, mes plus vifs remerciements à mes collègues de travail à l'Université de Béchar, particulièrement : Ismail, Adnane, Khachab, Guetatfi et le personnel du Hall Technologique.

Un grand merci pour toutes les personnes qui m'ont aidé, soutenu et encouragé pendant ces années de thèse : je pense bien sûr à mes parents, à ma famille, à mes amis et à mes collègues de travail.

Enfin, je remercie toute personne ayant contribué d'une manière ou d'une autre à l'aboutissement de ce travail de thèse.

RÉSUMÉ

Les travaux de thèse présentés dans cette thèse portent sur la synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes microrubans par modélisation du circuit d'alimentation et par l'implémentation d'un algorithme d'optimisation performant basé sur l'hybridation d'un algorithme génétique standard et d'un contrôleur flou.

La conception des réseaux d'antennes microrubans pour répondre au mieux à des contraintes de rayonnements fixées, au préalable, par un cahier de charge (réduction du niveau des lobes secondaires, dépointage du lobe principal, ...etc) nécessite l'emploi de méthodes de synthèse basées sur des algorithmes d'optimisation puissant et la prise en compte de l'ensemble des caractéristiques géométriques, physiques et technologiques des antennes et leurs circuits d'alimentation.

Nous avons développé dans ce travail un outil numérique performant basé sur l'emploi d'un algorithme génétique asservi par un contrôleur flou permettant de produire des solutions optimales au problème de synthèse. La prise en compte des caractéristiques électriques et physiques de l'antenne et de son circuit d'alimentation lors de la démarche de synthèse a été élaborée par la proposition d'un modèle électrique équivalent simple et précis.

Mots clés : *Synthèse, modélisation, Algorithme génétique flou, Diversité de population, Modèle de ligne de transmission, Réseaux d'antennes, Contrôleur flou, Discontinuités microrubans.*

Abstract

The work presented in this thesis concern the synthesis of periodic and non periodic microstrip antennas by modelling the feed circuit and the implementation of an efficient optimisation algorithm based on the hybridisation of a standard genetic algorithm and a fuzzy controller.

The design of microstrip antenna arrays to best meet the constraints of radiation determined in advance by a set of specifications (reduction of sidelobe level, beam steering) requires the use of synthesis methods based on optimization algorithms and powerful taking into account all the geometrical, physical and technological antennas and power supply circuits.

We developed in this work a numerical tool based on an efficient genetic algorithm driven by a fuzzy controller to produce optimal solutions to the problem of synthesis. During the synthesis process the electrical and physical characteristics of the antenna and its feed circuit were taken into account by the proposition of a simple and precise equivalent circuit model.

Keywords: *Synthesis, modeling, fuzzy genetic algorithm, population diversity, transmission line, antenna arrays, fuzzy controller, microstrip discontinuities.*

ملخص

إن أعمال هذه الأطروحة تقدم مساهمة أصلية في تحسين تصميم شبكات هوائية مطبوعة دورية وغير دورية عن طريق نمذجة الدارة المغذية للهوائيات واستعمال خوارزمية جينية محسنة استنادا إلى تهجين الخوارزمية الجينية القياسية و وحدة تحكم غامض.

تصميم شبكات هوائية مطبوعة لتلبية أفضل قيود إشعاع محددة مسبقا من قبل مجموعة من المواصفات (خفض مستوى الإشعاعات الجانبية ، توجيه الإشعاع ، الخ...) يتطلب استخدام أساليب توليفية تستند الى خوارزميات محسنة واتخاذ في الاعتبار جميع خصائص الهوائيات (الهندسية والمادية والتكنولوجية ودوائر امدادات الطاقة).

وضعنا في هذا العمل أداة رقمية قوية قائمة على الاستخدام الكفاء للخوارزمية الجينية يقودها تحكم غامض لإنتاج حلول مثلى لمشكلة التصميم ، مع الأخذ في الاعتبار الخصائص الكهربائية والمادية للهوائي ودارتها المغذية خلال عملية التصميم ، الذي تم تطويره باستخدام نموذج معادل بسيط ودقيق (خطوط النقل).

كلمات البحث : التصميم ، النمذجة ، الخوارزمية الجينية ، غامض ، التنوع السكاني ، تصميم ، خطوط النقل ، هوائي مطبوع ، تحكم غامض.

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	ii
Table des matières	iii
Liste des figures	vi
Liste des tableaux	x
Introduction générale	1
1 Algorithme génétique flou	
1.1 Introduction	5
1.2 Les algorithmes génétiques	5
1.2.1 Le codage	7
1.2.2 Population initiale	8
1.2.3 La sélection	8
1.2.4 Le Croisement	9
1.2.5 La mutation	9
1.3 Historique de la logique floue	10
1.3.1 Logique floue et ensembles flous	10
1.3.2 Principe d'un contrôleur flou	12
2.1. La fuzzification	12
2.2. Moteur d'inférence	14
2.3. Méthode d'inférence SOMME / PROD	15
2.4. La défuzzification	15
1.4 Algorithme génétique adaptatif	16
1.4.1 Algorithme génétique à paramètres fixes	18
1.4.2 Algorithme génétique à paramètres adaptatifs	18
1.4.3 Algorithme génétique-flou	19
3.1. Conception du contrôleur flou	20
1.5 Conclusion	24
2 Synthèse de réseaux d'antennes imprimées alimentées par sondes coaxiales	
2.1 Introduction	25
2.2 L'antenne imprimée (microruban)	25
2.2.1 Les techniques d'alimentations	26
2.2.2 Modèle Analytique d'une antenne microruban	29
2.2.3 Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban	29
2.3 Association d'antennes en réseau	31
2.3.1 Réseaux rectilignes	31
2.3.2 Réseaux plans	34
2.4 Synthèse de réseaux d'antennes microrubans	35
2.4.1 Synthèse à partir d'une fonction désirée	36
2.4.2 Synthèse à partir d' gabarit	36
2.4.3 Synthèse de réseaux d'antennes rectilignes	37
2.4.4 Résultats de simulation	38

4.1 Synthèse de réseaux rectilignes	38
4.3.1 Synthèse par loi d'amplitude	38
4.3.2 Synthèse par loi d'amplitude et de phase	40
4.3.3 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale	45
4.3.4 Synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale	48
4.2 Synthèse de réseaux plans	51
4.2.1 Synthèse par loi d'amplitude	51
4.2.2 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale	52
4.2.3 Synthèse par loi d'amplitude et de phase	52
4.3. Synthèse des résultats de simulation	58
4.3.1 Réseaux rectilignes d'antennes microrubans	58
4.3.2 Réseaux plans d'antennes microrubans	59
2.6 Conclusion	59
3 Synthèse de réseaux d'antennes imprimées alimentées en série par ligne microruban	
3.1 Introduction	62
3.2 Modélisation de la ligne microruban d'alimentation	62
3.3 Modélisation du réseau linéaire d'antennes microrubans rectangulaires	63
3.3.1 Excitation à l'extrémité.....	64
3.3.2 Excitation au centre	65
3.4 Synthèse de réseaux rectilignes d'antennes microrubans	66
3.4.1 Résultats de simulation	67
1.1 Cas sans pertes	67
1.1.1. Excitation à l'extrémité	67
1.1.2. Excitation au centre	70
1.2 Cas avec pertes	70
1.2.1. Excitation à l'extrémité	70
1.2.2. Excitation au centre	71
3.5 Réseaux d'antennes bidimensionnels	75
3.5.1 Alimentation des réseaux plans	75
3.5.2 Modélisation des discontinuités coude et jonctions	77
2.1 La jonction coude	77
2.2 La jonction en T	77
3.6 Synthèse de réseau plan alimenté en coin	78
3.6.1 Calcul de la loi d'alimentation.....	79
1.1 Cas sans pertes	79
1.2 Procédure de synthèse du réseau plan alimenté au coin	81
1.3 Cas avec pertes	83
1.4 Résultats de simulation	83
1.4.1 Cas sans pertes	83
1.4.2 Cas avec pertes.....	84
3.7 Conclusion	84
4 Synthèse de réseaux d'antennes imprimées alimentées en parallèle par ligne microruban	
4.1. Introduction	88
4.2. Circuit d'alimentation en parallèle	88
4.2.1 La jonction en « T »	88
4.2.2 Le diviseur de WILKINSON	88
4.2.3 Le coupleur par proximité	90
4.2.4 L'anneau hybride « Rat-Race »	90
4.3 Synthèse de réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle	90
4.3.1 Calcul de la loi d'alimentation.....	91

1.1 Cas sans pertes.....	91
1.2 Cas avec pertes	93
4.3.2 Résultats de synthèse	94
2.1 Cas sans pertes.....	94
2.2 Cas avec pertes	94
4.4 Synthèse de réseaux plans d'antennes microrubans.....	97
4.4.1 Réseau plan alimenté en série suivant OX et en parallèle suivant OY.....	97
1.1 Calcul de la loi d'alimentation	97
1.1.1 Cas sans pertes	97
1.1.2 Cas avec pertes	98
1.2 Procédure de synthèse du réseau plan	98
1.3 Résultats de simulation	99
1.3.1 Cas sans pertes	99
1.3.2 Cas avec pertes	99
4.4.2 Réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY	102
2.1 Calcul de la loi d'alimentation	102
2.1.1 Cas sans pertes	102
2.1.2 Cas avec pertes	103
2.2 Procédure de synthèse du réseau plan	103
2.3 Résultats de simulation	104
2.3.1 Cas sans pertes	104
2.3.2 Cas avec pertes	104
4.5 Etude comparative	107
4.5.1 Comparaison des différentes techniques d'alimentation	107
1.1 Synthèse de diagramme de rayonnement symétrique	107
1.2 Synthèse de diagramme de rayonnement déphasé	115
4.5.2 Comparaison avec des résultats d'autres auteurs	121
2.1 Réseau rectiligne	121
2.2 Réseau plan	123
4.6 Conclusion	123
Conclusion générale	125
Annexe 1.....	128
Annexe 2.....	131
Bibliographie	133

Liste des figures

1.1	Organigramme d'un algorithme génétique.....	7
1.2	Les cinq niveaux d'organisation d'un algorithme génétique.....	7
1.3	Représentation schématique d'un croisement en un point en binaire.....	9
1.4	Représentation schématique d'une mutation dans un chromosome.....	10
1.5	Exemple de fonctions d'appartenance de forme triangulaire.....	11
1.6	Différents gabarits de fonctions d'appartenance	12
1.7	Structure générale d'un contrôleur flou.....	12
1.8	Ensembles flous ou fonctions d'appartenances.....	13
1.9	Définition d'une table d'inférence.....	14
1.10	Méthode d'inférence SOMME / PROD pour deux variables d'entrée, une variable de sortie et deux règles	15
1.11	Défuzzification, méthode du centre de gravité ou « centroïde ».....	16
1.12	Organigramme illustrant le principe de base de l'algorithme génétique-flou.....	21
1.13	Structure adoptée pour le contrôleur flou.....	21
1.14	Fonctions d'appartenance des variables d'entrée du contrôleur flou.....	22
1.15	Fonctions d'appartenance des variables de sortie du contrôleur flou.....	22
1.16	Optimisation de la fonction de test par les deux algorithmes AGS et AGF	24
2.1	Structure de base d'une antenne microruban.....	26
2.2	Antenne imprimée alimentée par ligne microruban.....	27
2.3	Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale.....	28
2.4	Antenne imprimée alimentée par fente.....	28
2.5	Antenne imprimée alimentée par proximité.....	28
2.6	Modèle de ligne de transmission d'une antenne microruban	29
2.7	Diagrammes de rayonnements d'une antenne microruban rectangulaire dans les deux plans E et H.	30
2.8	Réseau rectiligne.....	32
2.9	Réseau plan ou bidimensionnel.....	34
2.10	Demi-gabarit centré caractérisant le diagramme de rayonnement désiré.....	36
2.11	Réseau rectiligne d'antennes imprimées.....	39
2.12	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour une gaussienne centré à 0°.	41
2.13	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit centré à 0°.	42

2.14	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit dépointé à 10°.	43
2.15	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit dépointé à 30°.	44
2.16	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour une gaussienne centré à 0°.	46
2.17	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit centré à 0°.	47
2.18	Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 12 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit centré à 0°.	49
2.19	Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 6 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit centré à 10°.	50
2.20	Réseau plan d'antennes imprimées.....	51
2.21	Résultat de synthèse par lois d'amplitude d'un réseau plan de 18x8 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gabarit centré à 0°.	53
2.22	Résultat de synthèse par loi d'amplitudes d'un réseau plan de 8x6 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.	54
2.23	Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau plan de 6x8 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.	55
2.24	Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau plan de 16x6 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit dépointé à 10°.	56
2.25	Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau plan de 16x6 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit dépointé à 30°.	57
3.1	Modèle de ligne de transmission d'une ligne microruban.....	62
3.2	Réseau rectiligne d'antennes microrubans alimentées en série.....	64
3.3	Réseau rectiligne de n antennes microrubans alimentées en série à l'extrémité.....	64
3.4	Réseau rectiligne de n antennes microrubans alimentées en série au centre.....	65
3.5	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.	68
3.6	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.	69
3.7	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, sans pertes), pour une gaussienne centré au 0°.	71
3.8	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.	72
3.9	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.	73

3.10	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, avec pertes), pour une gaussienne centré au 0° .	74
3.11	Réseau bidimensionnel alimenté en coin.....	76
3.12	Réseau bidimensionnel alimenté parallèle suivant OY et en série selon OX.....	76
3.13	Réseau bidimensionnel à alimentation centrale.....	76
3.14	Alimentation utilisant la troisième dimension.....	76
3.15	La jonction coude et son circuit électrique équivalent	77
3.16	La jonction en T et son circuit électrique équivalent.....	78
3.17	Réseau plan alimenté au coin.....	79
3.18	Discontinuités et circuit équivalent d'un réseau plan à trois sous réseaux.....	80
3.19	Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 6x6 éléments rayonnant de forme rectangulaire (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 15° .	85
3.20	Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 8x6 éléments rayonnant de forme rectangulaire (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 30° .	86
3.21	Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 10x6 éléments rayonnant de forme rectangulaire (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 30° .	87
4.1	Exemples de diviseurs de puissance en technologie microruban.....	89
4.2	Réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle.....	90
4.3	Modélisation du 1/4 du réseau rectiligne d'antennes imprimées alimenté en parallèle.....	92
4.4	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant alimentés en parallèle.. (plan H, sans pertes).	95
4.5	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnant alimentés en parallèle.. (plan H, avec pertes).	96
4.6	Réseau plan alimenté en parallèle suivant OY et en série selon OX.....	97
4.7	Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants alimentés en parallèle.... suivant OY et en série suivant OX (plan H, sans pertes).	100
4.8	Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants alimentés en parallèle.... suivant OY et en série suivant OX (plan H, avec pertes).	101
4.9	Réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY.....	102
4.10	Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnant en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, sans pertes).	105
4.11	Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnant en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, avec pertes).	106
4.12	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°	109
4.13	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°	110
4.14	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0° .	111
4.15	Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°	112
4.16	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, sans pertes).	114
4.17	Résultat de synthèse d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, avec pertes).	114
4.18	Résultat de synthèse par loi de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15° .	117

4.19	Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15°.	118
4.20	Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15°.	119
4.21	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H), optimisé par Tchebyshev et l'AG.	121
4.22	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H) optimisé par l'AGF.	121
4.23	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H), optimisé par l'AGF.	122
4.24	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau plan symétrique de 32x32 éléments rayonnants (plan H), optimisé par l'AG, le PSO et l'IPSO.	124
4.25	Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau plan symétrique de 32x32 éléments rayonnants (plan H) optimisé par l'AGF.	125
C1.1	Structure d'un AGF à base d'un contrôleur flou dynamique.....	127
A1.1	Modèle de ligne de transmission d'une ligne Microruban.....	128
A2.1	La jonction coude et son schéma équivalent.....	131
A2.2	La jonction en T et son circuit électrique équivalent.....	132

Liste des tableaux

1.1	Règles floues pour p_c et p_m .	23
2.1	Codage des paramètres d'optimisation des réseaux d'antennes imprimées.	37
2.2	Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0° .	41
2.3	Coefficients amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit centré à 0° .	42
2.4	Coefficients complexes d'excitations optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit dépointé à 10° .	43
2.5	Coefficients complexes d'excitations optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit dépointé à 30° .	44
2.6	Coefficients amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0° .	46
2.7	Coefficients d'amplitude d'excitations et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF), pour un gabarit centrée à 0° .	47
2.8	Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit centré à 0° .	49
2.9	Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit centré à 10° .	50
2.10	Coefficients d'amplitudes d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau d'antennes plan, pour un gabarit centré à 0° .	53
2.11	Coefficients d'amplitudes d'excitations optimisés par les AGS et AGF d'un réseau d'antennes plan, pour une gaussienne centrée à 0° .	54
2.12	Coefficients d'amplitudes d'excitation et répartition spatiales optimisés par les AGS et AGF d'un réseau d'antennes plan, pour une gaussienne centrée à 0° .	55
2.13	Coefficients complexes d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour un gabarit dépointé à 10° .	56
2.14	Coefficients complexes d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour un gabarit dépointé à 30° .	57
4.1	Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0° .	109
4.2	Coefficients amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0° .	110
4.3	Coefficients complexes d'excitation optimisé par les AGS et AGF, pour une gaussienne centré à 0° .	111
4.4	Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centré à 0° .	112
4.5	Coefficients de phase d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15° .	117
4.6	Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15° .	118
4.7	Coefficients complexes d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15° .	119
4.8	Nombre d'évaluation de la fonction Fitness pour différents algorithmes l'AG, le PSO et l'IPSO.	124

INTRODUCTION GENERALE

*I*NTRODUCTION GENERALE

De grandes innovations techniques ont marqué, par leur importance, l'évolution des télécommunications. La numérisation des signaux ainsi que l'introduction des fibres optiques ont été des étapes clef de cette évolution. Les récentes années nous ont montré un intérêt tout particulier des utilisateurs pour des notions comme la facilité d'accès, un débit élevé, le support de multimédias et la mobilité. Pour répondre à ces attentes, les techniques de transmission radio se sont considérablement développées pour connecter les divers utilisateurs professionnels et particuliers.

Ainsi, les systèmes de transmission en espace libre utilisant des antennes présentent de nombreux avantages. Ces systèmes répondent aux contraintes de mobilité, facilité d'accès et selon la fréquence utilisée, ils peuvent avoir une portée suffisante sans amplification. Le choix de l'antenne se fait en fonction des contraintes de l'application telles que bande de fréquence, gain, coût, couverture, poids, etc...

Parmi les antennes développées au cours de ces dernières années qui font l'objet de nombreux travaux de recherche et de développement, nous citons les antennes imprimées (antennes à résonateur microbande), constitués de gravures métalliques reposant aux interfaces d'un empilement de substrats diélectriques. Réalisées avec des technologies identiques à celles des circuits imprimés, elles sont potentiellement bas coût, légères et d'encombrement limité. Pour ces raisons, elles sont utilisées dans de nombreux systèmes de communication tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télédétection et sont utilisées dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques.

La conception de ces antennes est effectuée à l'aide d'outils de CAO basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell, les méthodes les plus utilisées sont les éléments finis, la résolution d'équations intégrales à l'aide d'une méthode type Galerkin (méthode des moments) ou encore la technique des différences finies dans le domaine temporel. Malheureusement ces méthodes nécessitent un calcul complexe, onéreux et un espace mémoire

volumineux. Une solution s'avère intéressante, surtout pour l'intégration dans des logiciels de conception d'antennes imprimées, qui est un compromis entre précision de calcul et complexité de calcul (temps de calcul et espace mémoire) basée sur des modèles analytiques équivalents tel que la méthode de cavité ou les lignes de transmission.

Nous nous intéressons, dans ce travail, au modèle équivalent en ligne de transmission. L'antenne et son circuit d'alimentation seront remplacés par leur modèle équivalent en ligne de transmission, ce modèle a fait l'objet de plusieurs travaux, par exemple ceux de Derneryd[67], Hammerstad [61,71].

L'association de ces antennes en réseau permet en outre d'améliorer leurs performances, et de réaliser des fonctions particulières mieux adaptées à certains types d'applications telles que : le dépointage et le balayage électronique, la réjection des brouilleurs, la production de diagrammes de rayonnement de formes et de directions variables en agissant sur les paramètres: nombre et position spatiale des sources, amplitude et phase de l'alimentation, caractéristiques de la source élémentaire. Dans le domaine des réseaux d'antennes imprimées, le problème de synthèse préoccupe de plus en plus les spécialistes du domaine, qui consiste à estimer les variations d'amplitude et de phase de l'alimentation et de la répartition spatiale des éléments rayonnants afin de s'approcher au mieux de contraintes de rayonnement fixées (réduction du niveau des lobes secondaires, dépointage du lobe principal, etc...) ou d'un diagramme désiré spécifié par un gabarit ou par une fonction.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire portent sur la synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes microrubans par modélisation du circuit d'alimentation, deux volets, donc, à développer. Le premier consiste à choisir un modèle simple et efficace de l'antenne et de son circuit d'alimentation, pour cela nous avons adopté le modèle équivalent en ligne de transmission. Quand au second volet, nous nous intéressons à la résolution du problème de synthèse par l'application d'un algorithme d'optimisation performant basé sur l'hybridation d'un algorithme génétique standard (AGS) et d'un contrôleur flou.

L'intérêt de ce type de synthèse, par rapport à une synthèse classique, réside dans le fait que les propriétés géométriques et électriques du circuit d'alimentation du réseau d'antennes (différentes discontinuités microrubans, effets des pertes) sont prises en compte lors de la procédure de synthèse. Ainsi, les coefficients complexes optimaux de l'alimentation obtenus par la synthèse, sont convenablement reproduits grâce à la modélisation des antennes et de leur circuit d'alimentation par des circuits électriques équivalents basée sur le modèle de la ligne de transmission.

L'introduction des pertes dans la modélisation du circuit d'alimentation a permis de tenir compte de leur effet, de s'approcher à la réalité et d'améliorer les résultats de synthèse (la loi d'amplitude n'est plus uniforme mais dépend de la position des antennes le long de la ligne microruban d'alimentation).

Nombreuses sont les méthodes d'optimisation. On peut cependant les classer en deux grandes catégories: les méthodes déterministes et méthodes stochastiques. Dans la première classe, on rencontre toutes les méthodes qui cherchent le minimum d'une fonction (représentant le coût de la solution courante) en se basant sur la connaissance d'une direction de recherche, donnée par le gradient de cette fonction coût (Dolph-Tchebyscheff, Woodward-Lawson, relaxation, Newton, gradient conjuguée). Bien sûr, ces méthodes seront toujours applicables et même recommandées pour la résolution des problèmes d'optimisation, lorsque la solution cherchée est réputée proche de la solution connue (point de départ). Dans bien des applications en électromagnétisme, la fonction à optimiser a plusieurs minima [41-45,52,54]. Dans ces cas, ce type de méthode ne peut conduire à la solution recherchée, sauf quand le point de départ est par hasard voisin de la solution globale.

Les méthodes stochastiques sont l'alternative pour résoudre ces problèmes à plusieurs minima. Parmi les méthodes stochastiques nous citons les algorithmes évolutionnaires (AEs) dont les plus répandues sont les algorithmes génétiques (AGs), qui sont capables de trouver le minimum global d'une fonction même dans des cas très difficiles, alors que la fonction considérée présente des milliers de minima relatifs.

Bien que les AGs sont des méthodes d'optimisation globales ayant de meilleures performances, ils souffrent tout de même du problème de la convergence prématurée qui dépend fortement du choix de ces paramètres, dont les plus significatifs sont les probabilités de croisement et de mutation.

Pour améliorer la convergence prématurée des algorithmes génétiques standards (AGSs), plusieurs auteurs ont proposé d'ajuster dynamiquement la valeur des paramètres durant l'évolution de la population [20-24]. Une méthode récente, que nous avons choisie d'implémentée, propose l'ajustement de ces paramètres par l'insertion d'un contrôleur flou durant l'évolution de l'AG.

Les travaux de ce mémoire sont organisés en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une description succincte de l'algorithme génétique flou (AGF) que nous allons l'implémenter dans la procédure de synthèse des réseaux d'antennes imprimées. Comme cet algorithme est le résultat de fusion de deux techniques totalement

différentes il est, donc, judicieux de rappeler brièvement les notions de l'AG et la technique de la logique floue.

Dans le second chapitre, nous rappelons la théorie des antennes microrubans, et nous implémentons les algorithmes AGF et AGS dans la synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes microrubans alimentées par sondes coaxiales. Plusieurs procédures de synthèse ont été envisagées par action sur un ou plusieurs paramètres tels que : les coefficients de pondération d'amplitude et/ou de phase apportés par le circuit d'alimentation et/ou la répartition spatiale des antennes. Une comparaison des performances de l'AGF par rapport à celles de l'AGS est effectuée pour l'ensemble des résultats présentés dans ce mémoire.

Le troisième chapitre présente une synthèse de différents réseaux non périodiques d'antennes imprimées rectilignes et bidimensionnels alimentées par ligne microruban à travers une modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation par le modèle équivalent en ligne de transmission. Deux structures de réseaux d'excitations pour le réseau rectiligne ont été étudiées : excitation au centre et à une extrémité. L'extension du réseau d'antennes rectiligne alimenté à une extrémité au cas bidimensionnel nous amène à étudier le réseau plan alimenté au coin.

Le dernier chapitre a été consacré pour la synthèse d'autres types de réseaux d'antennes imprimées non périodiques alimentées en parallèle, l'excitation acheminée aux antennes doit passer par des diviseurs ou des répartiteurs présentant des discontinuités de type coude ou jonction en T.

La modélisation du circuit d'alimentation doit prendre en considération, en plus de la ligne microruban d'alimentation, les discontinuités que contiennent les diviseurs de puissance (coude ou jonction en T) par des modèles équivalents en lignes de transmissions. Deux structures du circuit d'alimentation ont été considérées alimentation mixte (parallèle-série) ou alimentation purement parallèle de réseaux d'antennes rectiligne ou plan.

Ce manuscrit se terminera par une conclusion sur ce travail suivie de la présentation des perspectives.

CHAPITRE 1

Algorithme Génétique Flou

Sommaire

1.1 Introduction	5
1.2 Les algorithmes génétiques	6
1.2.1 Le codage	7
1.2.2 Population initiale	8
1.2.3 La sélection	8
1.2.4 Le Croisement	9
1.2.5 La mutation	9
1.3 Historique de la logique floue	10
1.3.1 Logique floue et ensembles flous	10
1.3.2 Principe d'un contrôleur flou	12
2.1. La fuzzification	12
2.2. Moteur d'inférence	14
2.3. Méthode d'inférence SOMME / PROD	15
2.4. La défuzzification	15
1.4 Algorithme génétique adaptatif	16
1.4.1 Algorithme génétique à paramètres fixes	18
1.4.2 Algorithme génétique à paramètres adaptatifs	18
1.4.3 Algorithme génétique-flou	19
3.1. Conception du contrôleur flou	20
1.5 Conclusion	24

1.1. Introduction

L'emploi des algorithmes évolutionnaires (AEs) dans le domaine de l'électromagnétique et plus particulièrement à des problèmes d'optimisation a connu un grand essor suite à leurs performances remarquables en termes de robustesse, de facilité d'implémentation, de leur capacité d'atteindre des optimums globaux, et de leur aptitude à résoudre des problèmes complexes. Les algorithmes génétiques (AGs) faisant une partie prédominante des AEs, dont les nombreux travaux de recherche, qu'on rencontre souvent dans la littérature témoignent de leur ampleurs.

Bien que les AGs sont des méthodes d'optimisation globales ayant de meilleures performances ils souffrent tout de même du problème de la convergence prématurée qui dépend fortement du choix des paramètres. Un autre problème auquel il est soumis l'AG est la tendance à converger trop rapidement vers des minima locaux de la fonction d'évaluation.

D'autres algorithmes génétiques hybrides ou adaptatifs ont été développés pour surmonter ces deux problèmes, nous optons pour un AGA ajusté par un contrôleur flou ayant des caractéristiques remarquables en profitant ainsi des performances des deux théories (les AGs et la théorie des ensembles flous).

Avant de présenter, dans ce chapitre, le détail de l'algorithme génétique-flou et la conception du contrôleur flou permettant de régler les paramètres de l'AG nous proposons de rappeler l'essentiel des deux techniques : l'AG et la notion de la logique floue.

1.2. Les algorithmes génétiques

Les phénomènes physiques ou biologiques ont été à la source de nombreux algorithmes s'en inspirant plus ou moins librement. Ainsi les réseaux de neurones artificiels s'inspirent du fonctionnement du cerveau humain, l'algorithme de recuit simulé de la thermodynamique, et les AEs (dont les plus connus sont les AGs) de l'évolution darwinienne des populations biologiques.

Les AEs peuvent être subdivisés en quatre classes :

- Algorithmes Génétiques (AG), (J. Holland 1975),
- Stratégies Évolutionnistes (SE), (J. Rechenberg 1973),
- Programmation Évolutionniste (PE), (L. Fogel 1966),
- Programmation Génétique (PG) (J. Koza 1990)

Les AGs sont des méthodes fondées sur les principes de la sélection naturelle et reposent sur l'analogie avec l'un des principes darwiniens les plus connus : la survie de l'individu le mieux adapté. Les AGs opèrent sur une population d'individus qui "évoluent" au cours des générations grâce à des opérateurs génétiques décrits ci-après vers un individu optimal, solution du problème d'optimisation (Goldberg [1], Michalewicz [2]). Un individu, appelé aussi chromosome, est constitué de N_{param} paramètres d'optimisation, ce nombre de paramètres est une

constante de l'optimisation. A chaque individu est rattaché une valeur réelle dite valeur d'adaptation traduisant son adéquation au problème.

Un AG recherche le ou les extrema d'une fonction définie sur un espace de données. Pour l'utiliser, on doit disposer des cinq éléments suivants :

1. Un principe de codage de l'élément de population. Cette étape associe à chacun des points de l'espace d'état une structure de données. Elle se place généralement après une phase de modélisation mathématique du problème traité. La qualité du codage des données conditionne le succès des AGs. Les codages binaires ont été très utilisés à l'origine. Les codages réels sont désormais largement utilisés, notamment dans les domaines applicatifs pour l'optimisation de problèmes à variables réelles.
2. Un mécanisme de génération de la population initiale. Ce mécanisme doit être capable de produire une population d'individus non homogène qui servira de base pour les générations futures. Le choix de la population initiale est important car il peut rendre plus ou moins rapide la convergence vers l'optimum global. Dans le cas où l'on ne connaît rien du problème à résoudre, il est essentiel que la population initiale soit répartie sur tout le domaine de recherche.
3. Une fonction à optimiser. Celle-ci produit une valeur appelée fitness ou fonction d'évaluation de l'individu.
4. Des opérateurs permettant de diversifier la population au cours des générations et d'explorer l'espace d'état. L'opérateur de croisement recompose les gènes d'individus existant dans la population, l'opérateur de mutation a pour but de garantir l'exploration de l'espace d'états.
5. Des paramètres de dimensionnement : taille de la population, nombre total de générations ou critère d'arrêt, probabilités d'application des opérateurs de croisement et de mutation.

Le principe général du fonctionnement d'un AG est représenté sur la figure 1.1: on commence par générer une population d'individus de façon aléatoire. Pour passer d'une génération k à la génération $k+1$, les trois opérations suivantes sont répétées pour tous les éléments de la population k . Des couples de parents P_1 et P_2 sont sélectionnés en fonction de leurs adaptations. L'opérateur de croisement leur est appliqué avec une probabilité p_c (généralement autour de 0.6) et génère des couples d'enfants E_1 et E_2 . D'autres éléments P sont sélectionnés en fonction de leur adaptation. L'opérateur de mutation leur est appliqué avec la probabilité p_m (p_m est généralement très inférieur à p_c) et génère des individus mutés P_0 . Le niveau d'adaptation des enfants (E_1, E_2) et des individus mutés P_0 sont ensuite évalués avant insertion dans la nouvelle population. Différents critères d'arrêt de l'algorithme peuvent être choisis :

- ❖ Le nombre de générations que l'on souhaite exécuter peut être fixé a priori. C'est ce que l'on est tenté de faire lorsque l'on doit trouver une solution dans un temps limité.
- ❖ L'algorithme peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement.

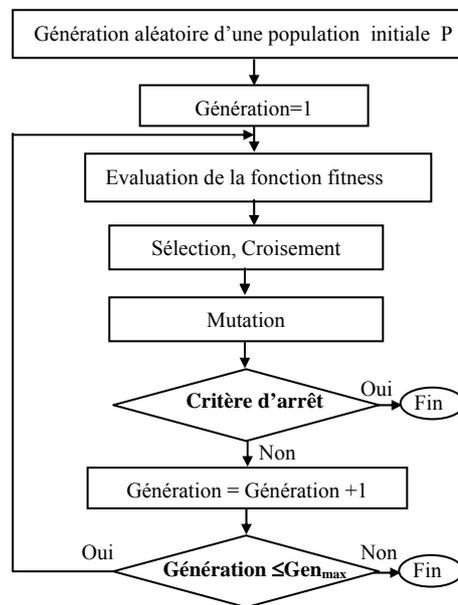


Fig. 1.1 Organigramme d'un algorithme génétique.

1.2.1 Le codage

La première étape est de définir et de coder convenablement le problème. A Chaque paramètre d'une solution nous faisons correspondre un gène, nous appelons un chromosome un ensemble de gènes. Chaque dispositif est représenté par un individu doté d'un génotype constitué d'un ou plusieurs chromosomes. Nous appelons population, un ensemble de N individus que nous allons faire évoluer.

On aboutit à une structure de cinq niveaux d'organisation (figure 1.2), d'où résulte le comportement complexe des AGs.

Il y a trois principaux types de codage utilisables, et on peut passer de l'un à l'autre relativement facilement :

- **le codage binaire** : c'est le plus utilisé. Chaque gène dispose du même alphabet binaire $\{0, 1\}$, un gène est alors représenté par un entier long (32 bits), les chromosomes qui sont des suites de gènes sont représentés par des tableaux de gènes et les individus de notre espace de recherche sont représentés par des tableaux de chromosomes.
- **le codage réel** : cela peut-être utile notamment dans le cas où l'on recherche le maximum d'une fonction réelle.

- **le codage de Gray** : dans le cas d'un codage binaire, deux éléments voisins en terme de distance de Hamming (nombre de changement de bits entre deux séquences numériques) ne codent pas nécessairement deux éléments proches dans l'espace de recherche. Cet inconvénient peut être évité en utilisant un "codage de Gray" : le codage de Gray est un codage qui a comme propriété qu'entre un élément n et un élément $n+1$, donc voisin dans l'espace de recherche, un seul bit diffère.

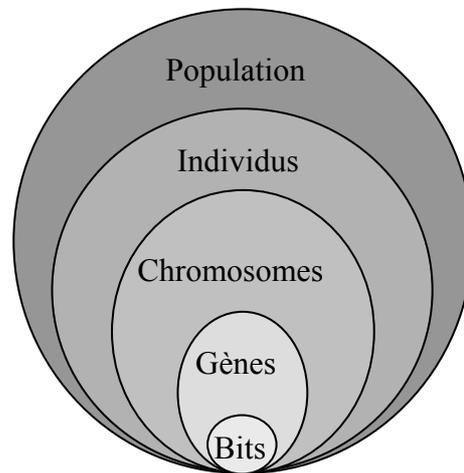


Fig. 1.2 Les cinq niveaux d'organisation d'un algorithme génétique.

1.2.2 Population initiale

Le choix de la population initiale d'individus conditionne fortement la rapidité de l'algorithme. Si la position de l'optimum dans l'espace d'état est totalement inconnue, il est naturel de générer aléatoirement des individus en faisant des tirages uniformes dans chacun des domaines associés aux composantes de l'espace d'état en veillant à ce que les individus produits respectent les contraintes du problème. Si par contre, des informations a priori sur le problème sont disponibles, il paraît bien évidemment naturel de générer les individus dans un sous-domaine particulier afin d'accélérer la convergence. Dans l'hypothèse où la gestion des contraintes ne peut se faire directement, les contraintes sont généralement incluses dans le critère à optimiser sous forme de pénalités. Il est clair qu'il vaut mieux, lorsque c'est possible, ne générer que des éléments de population respectant les contraintes.

1.2.3 La sélection

Cette opération est peut-être la plus importante puisqu'elle permet aux individus d'une population de survivre, de se reproduire ou de mourir. En règle générale, la probabilité de survie d'un individu sera directement reliée à son efficacité relative au sein de la population.

Il existe plusieurs méthodes pour la reproduction, nous citons par exemple :

- ❖ Sélection par décimation de population,
- ❖ Sélection proportionnelle par la roue de loterie biaisée (roulette wheel),
- ❖ Sélection par tournois.

La méthode la plus connue et la plus avantageuse étant celle du tournoi : on tire deux individus aléatoirement dans la population et on reproduit le meilleur des deux dans la nouvelle population. On refait cette procédure jusqu'à ce que la nouvelle population soit complète. Cette méthode donne de bons résultats. Toutefois, aussi important que soit la phase de sélection, elle ne crée pas de nouveaux individus dans la population. Ceci est le rôle des opérateurs de croisement et de mutation.

1.2.4 Le croisement

L'opération de croisement permet la création de nouveaux individus selon un processus fort simple. Il permet donc l'échange d'information entre les chromosomes (individus). Tout d'abord, deux individus, qui forment alors un couple, sont tirés au sein de la nouvelle population issue de la reproduction. Puis un (potentiellement plusieurs) site de croisement est tiré aléatoirement (chiffre entre 1 et $l-1$, l est le nombre de bit représentant l'individu). Enfin, selon une probabilité p_c que le croisement s'effectue, les segments finaux (dans le cas d'un seul site de croisement) des deux parents sont alors échangés autour de ce site (voir figure 1.3). Il existe plusieurs méthodes pour le croisement, nous citons les plus répandues :

- ❖ Croisement en un point,
- ❖ Croisement en deux points,

Le croisement permet la création de deux nouveaux individus. Toutefois, un individu sélectionné lors de la reproduction ne subit pas nécessairement l'action d'un croisement. Ce dernier ne s'effectue qu'avec une certaine probabilité. Plus cette probabilité est élevée et plus la population subira de changement.

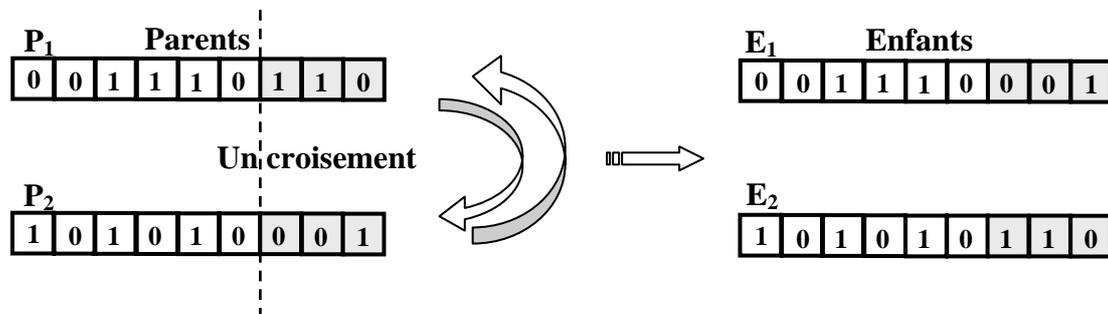


Fig. 1.3 : Représentation schématique d'un croisement en un point en binaire.

1.2.5 La mutation

Nous définissons la mutation comme étant l'inversion d'un bit (ou de plusieurs bits) dans un chromosome (figure 1.4), cela revient à modifier aléatoirement la valeur d'un paramètre du dispositif. Les mutations jouent le rôle de bruit et empêchent l'évolution de se figer. Elles permettent d'assurer une recherche aussi bien globale que locale, selon le poids et le nombre des bits mutés. De plus elles garantissent mathématiquement que l'optimum global peut être atteint.

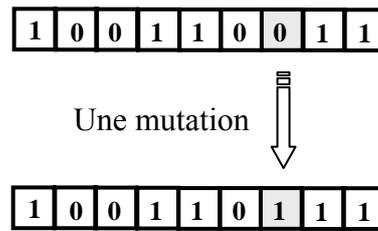


Fig. 1.4 Représentation schématique d'une mutation dans un chromosome.

1.3 Historique de la logique floue

Les bases théoriques de la logique floue ont été formulées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'Université de Berkeley en Californie [3]. Il a introduit la notion de sous-ensemble flou pour fournir un moyen de représentation et de manipulation des connaissances imparfaitement décrites, vagues ou imprécises. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux excepté par quelques experts.

Dès 1975, Mamdani et Assilian publient les premiers résultats permettant une exploitation de cette théorie dans des systèmes de réglage [4]. En utilisant une structure de contrôleur relativement simple, ils ont obtenu de meilleurs résultats lors de la commande de certains processus que ceux fournis par un régulateur standard de type PID.

Peu de temps après, en 1977, le danois Ostergaard [5] a appliqué la logique floue à la commande de tubes broyeurs pour la fabrication de ciment. A cette époque, la plupart des études concernant les systèmes de régulation exploitant la logique floue ont été réalisées en Europe [6-8]. A partir de 1985 environ, ce sont les Japonais [9-11] qui commencent à utiliser largement la logique floue dans des produits industriels (le contrôle du métro de Sendai par cette technique reste un énorme succès) et de consommation (en électroménager, dans les machines à laver « tant que l'eau est savonneuse, le programme prévoit la poursuite du rinçage ») pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

1.3.1 Logique floue et ensembles flous

La notion de logique floue permet d'étendre la notion de logique classique, associée aux variables booléennes ne prenant que deux valeurs 0 et 1. Il est alors possible d'associer à des variables des coefficients d'appartenance à des sous-ensembles flous prenant des valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$ et quantifiant l'incertitude sur la variable. Un événement certain pour la variable se traduira par un coefficient d'appartenance au sous-ensemble flou, c'est-à-dire à la propriété, égal à 1 alors que la valeur sera inférieure à 1 en présence d'incertitudes. Il vient alors qu'une valeur nulle pour un coefficient d'appartenance indique que la possibilité d'appartenance au sous-ensemble sélectionné de la variable représentant la grandeur concernée est complètement rejetée.

L'univers de discours d'une variable donnée, c'est-à-dire son domaine de variation, peut alors être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance (FA) comme illustré à la figure 1.5 avec des fonctions d'appartenance triangulaires.

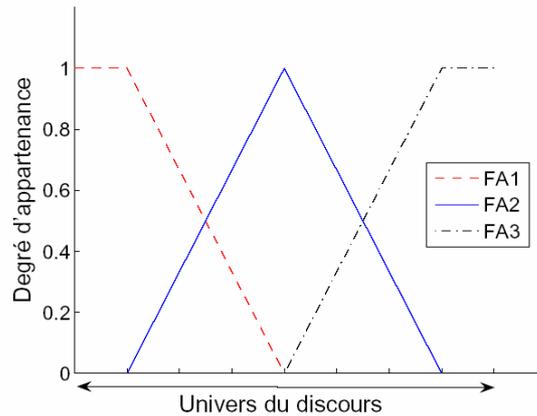
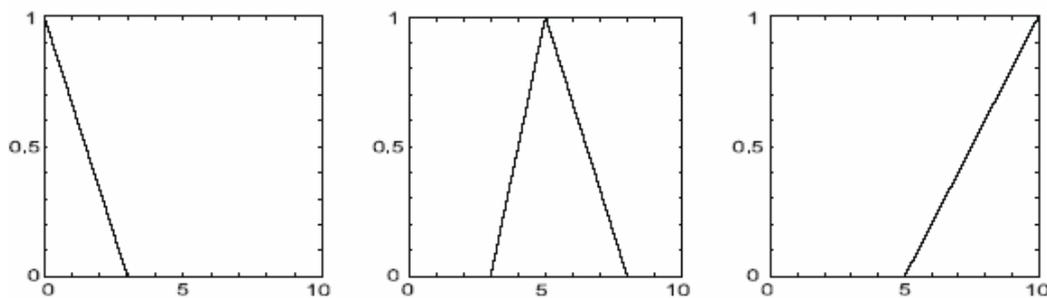


Fig. 1.5 Exemple de fonctions d'appartenance de forme triangulaire.

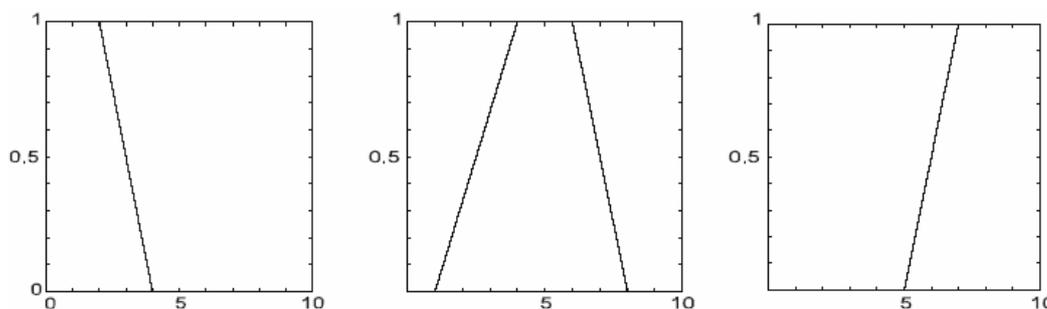
Pour chaque valeur de la variable considérée, des degrés d'appartenance à chacun des sous-ensembles flous vont être définis. La fonction d'appartenance FA1, se rapporte alors au sous-ensemble flou SF1, etc.

La problématique sera donc de choisir le nombre et le type de sous-ensembles flous pour chacune des variables devant être traitée.

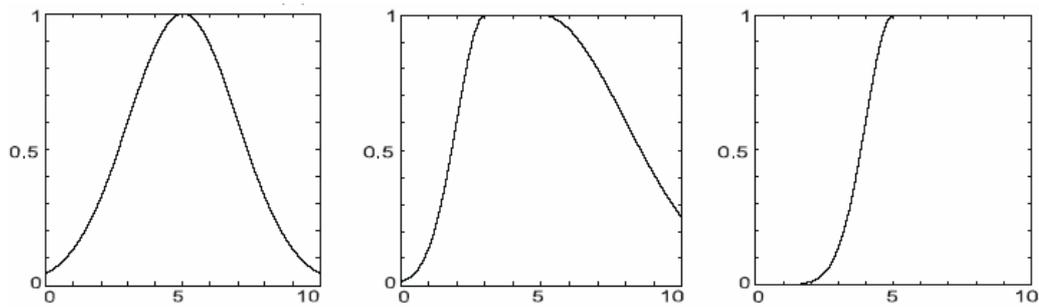
Les gabarits de fonctions d'appartenance les plus utilisés sont représentés sur la figure 1.6. En commande floue, les fonctions d'appartenance utilisées peuvent théoriquement être quelconques. Pourtant on choisit souvent des fonctions triangulaires ou trapézoïdales afin de simplifier les calculs.



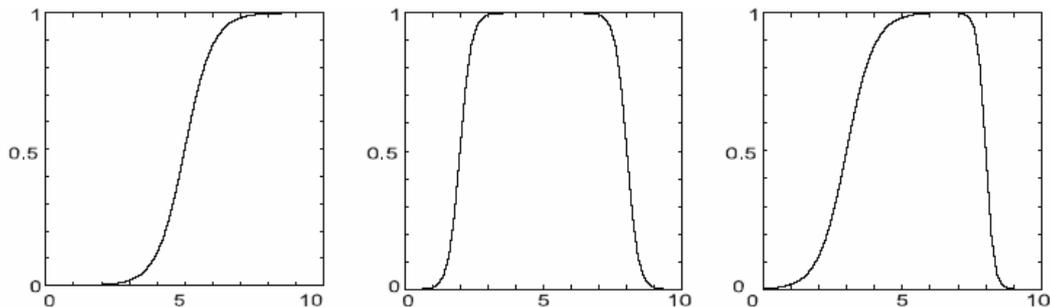
(a) Fonctions d'appartenance triangulaires



(b) Fonctions d'appartenance trapézoïdales



(c) Fonctions d'appartenance Gaussiennes



(d) Fonctions d'appartenance sigmoïdes

Fig. 1.6 Différents gabarits de fonctions d'appartenance.

1.3.2 Principe d'un contrôleur flou

La structure d'un contrôleur flou, présentée à la figure 1.7, peut être décomposée en trois grands modules [12] :

- Fuzzification,
- Moteur d'inférence,
- Défuzzification.

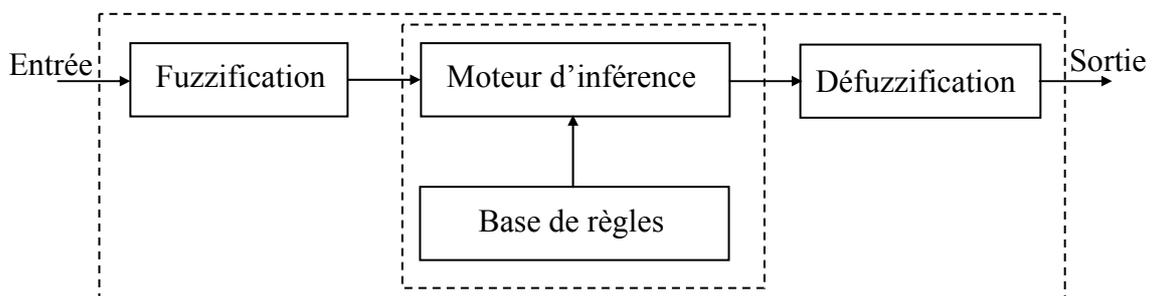


Fig. 1.7 Structure générale d'un contrôleur flou.

1.3.2.1 La fuzzification

Le premier de ces modules traite les entrées du système : c'est la fuzzification. Il permet d'associer à chacune des entrées réelles, par le biais de fonctions d'appartenances, un degré d'appartenance pour chacun des sous-ensembles flous définis sur l'ensemble du discours.

La fuzzification permet, donc, de rendre flou les variables d'entrée et de sortie. Une étape préliminaire est nécessaire et consiste à définir un intervalle de variation maximale autorisée pour les variables d'entrées et de sortie. Grace à cela, les entrées peuvent être exprimées en grandeur relative par rapport aux limites. Le domaine de variation initialement défini comme $[X_{\min}, X_{\max}]$ doit être ramené entre $[-1,1]$.

Ainsi, les entrées seront exprimées comme suit :

$$X_r = \left(\frac{X - X_{\min}}{X_{\max} - X_{\min}} * 2 \right) - 1 \quad (1.1)$$

Avec X_r , la variable d'entrée relative ramenée entre $[-1,1]$ et X_{\min} et X_{\max} définissant les bornes de l'intervalle de variation maximum de l'entrée X , les fonctions d'appartenance sont ensuite créées.

Le but de la fuzzification est de transformer les variables d'entrée en variables « linguistiques » ou variables floues. Ainsi, dans l'exemple suivant, celles-ci seront qualifiées de Petite (**P**), Moyenne (**M**) et Grande (**G**). Il va être possible, comme le montre la figure 1.8, de trouver pour chaque valeur de X une définition floue, c'est à dire de savoir à quelle fonction la valeur numérique x_n appartient et avec quel degré.

La Figure 1.8 illustre une fuzzification réalisée à l'aide de 3 portes, les degrés d'appartenance sont les sorties de cette l'étape.

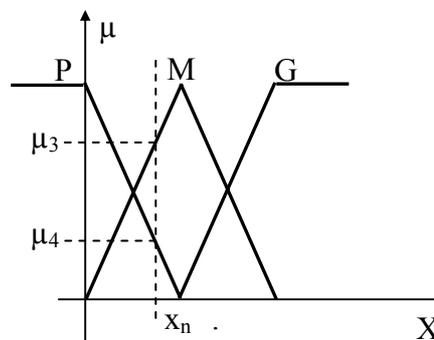


Fig. 1.8 Ensembles flous ou fonctions d'appartenance

La fuzzification est une étape clé dans tout contrôleur flou. La variable linguistique, qui est définie par une expertise, doit respecter un certain nombre de critères afin d'être efficace :

- ❖ Chaque terme linguistique est un nombre flou, de noyau non nul et dont la fonction d'appartenance est convexe.
- ❖ Les fonctions d'appartenance doivent respecter l'ordre linguistique. Dans l'exemple précédent, on ne peut pas modifier l'ordre des termes {petite, moyenne, grande} en {grande, moyenne, petite}.

- ❖ Les fonctions d'appartenance ne doivent pas trop se superposer. On tolère en général un chevauchement qui ne dépasse pas la mi-hauteur des termes linguistiques consécutifs.

1.3.2.2 Moteur d'inférence

L'inférence est l'étape qui consiste à définir un rapport logique entre les entrées et la sortie. En effet, c'est à l'utilisateur de définir les règles régissant le comportement du contrôleur à développer. Par exemple, soit X et Y deux entrées et S la sortie de l'étape d'inférence. Ainsi, les règles de sortie précitées peuvent être dans un premier temps exprimées comme suit :

Si X est P ET Y est M ALORS S est SM

Il est évident qu'une bonne connaissance du système est requise pour l'élaboration des règles floues définissant le comportement du contrôleur flou pour toute combinaison d'entrée. Ainsi, il va être possible d'écrire une table d'inférence. C'est avec cette table que l'utilisateur va pouvoir définir les caractéristiques désirées du régulateur (figure 1.9).

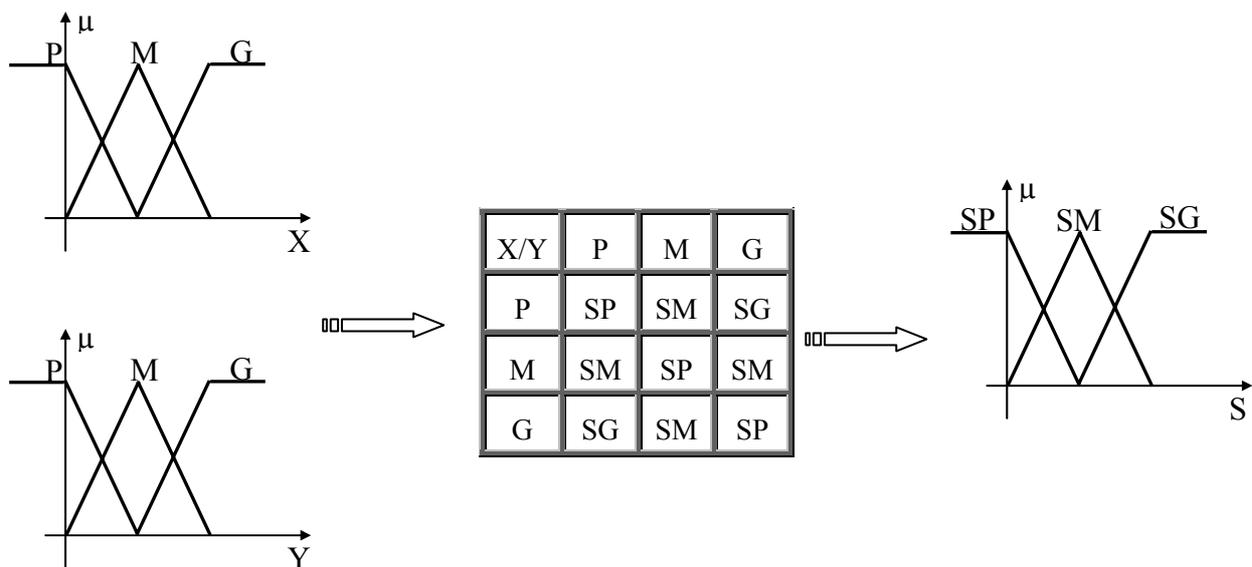


Fig. 1.9 Définition d'une table d'inférence.

Cette table d'inférence est le noyau de la réflexion du superviseur flou. Celle-ci peut être vue comme une base de données définissant les valeurs de sortie en fonctions de valeurs d'entrée. Nous savons à présent que, pour chaque combinaison des valeurs d'entrée, il existe une valeur floue de sortie.

Les méthodes d'inférence fournissent, donc, une fonction d'appartenance résultante pour la variable de sortie en fonction de ceux des variables d'entrées suivant les règles floues. Il existe différentes méthodes d'inférence, dont les principales sont:

- ❖ méthode d'inférence MAX / MIN,
- ❖ méthode d'inférence MAX / PROD,
- ❖ méthode d'inférence SOMME / PROD.

Nous nous limitons, dans ce manuscrit, à la description de la méthode d'inférence la plus utilisée de type SOMME / PROD, car son temps de calcul est très court.

1.3.2.3 Méthode d'inférence SOMME / PROD.

Par opposition aux autres méthodes d'inférence, cette méthode réalise, au niveau de la condition, l'opérateur **OU** par la formation de la **somme**, plus précisément par la valeur moyenne, tandis que l'opérateur **ET** est réalisé par la formation du **produit**.

La conclusion de chaque règle, introduite par **ALORS**, liant le facteur d'appartenance de la condition avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie X_R par l'opérateur **ET** est réalisée par la formation du **produit**.

Enfin l'opérateur **OU** qui lie les différentes règles est réalisé par la formation de la **somme**, donc de la valeur moyenne.

Nous présentons à la figure 1.10 un exemple clarifiant la méthode d'inférence SOMME / PROD pour un contrôleur flou de deux variables d'entrées, une variable de sortie et deux règles.

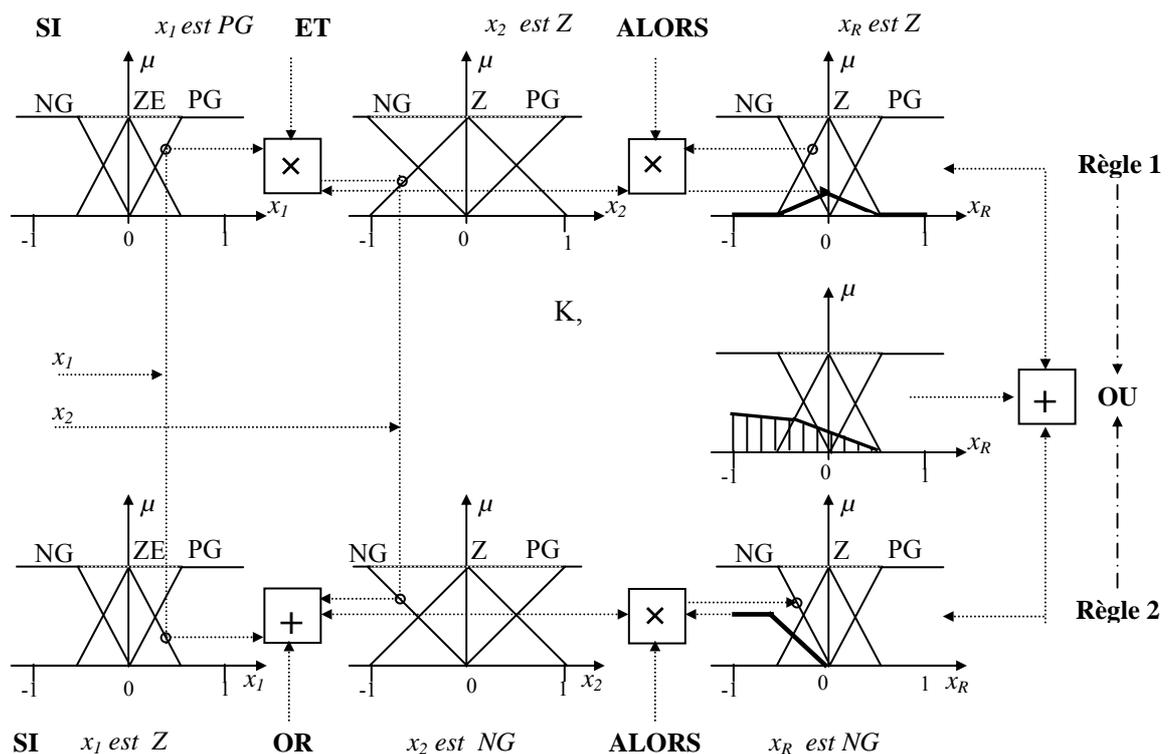


Fig. 1.10 Méthode d'inférence SOMME / PROD pour deux variables d'entrée, une variable de sortie et deux règles.

1.3.2.4 La défuzzification

Les méthodes d'inférence fournissent une fonction d'appartenance résultante pour la variable de sortie. Il s'agit, donc, d'une information floue qu'il faut la convertir en une grandeur physique (numérique). C'est la fonction allouée au dernier étage du contrôleur flou ; l'étage de

défuzzification, plusieurs méthodes existent et permettent de trouver une valeur numérique de sortie : la méthode du maximum, la méthode du barycentre des maxima et la méthode du centre de gravité [13]. La méthode retenue est la méthode du centre de gravité ou « centroïde »

Le principe de cette méthode est très simple, la sortie du superviseur correspond à l'abscisse du centre de gravité de la participation de chaque ensemble flou de sortie, représentée en grise sur la figure 1.11.

L'abscisse du centre de gravité peut être calculée au moyen de l'équation (1.2), en pratique elle est estimée à l'aide de l'expression (1.3).

$$y_{cg} = \frac{\int y \cdot \mu_{Bres}(y) dy}{\int \mu_{Bres}(y) dy} \quad (1.2)$$

$$y_{cg} = \frac{\sum y_i \cdot \mu_{Bres}(y_i)}{\sum \mu_{Bres}(y_i)} \quad (1.3)$$

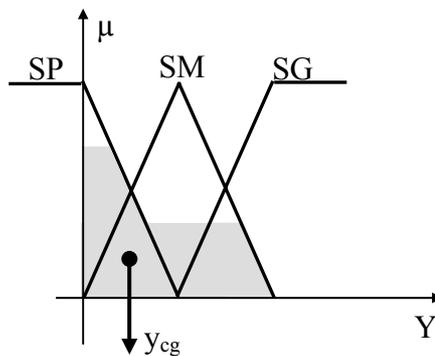


Fig. 1.11 Défuzzification, méthode du centre de gravité ou « centroïde ».

Nous avons présenté, brièvement, l'essentiel de la théorie pour la conception d'un contrôleur flou, nous exploitons ces connaissances pour l'élaboration d'un contrôleur flou assurant le réglage dynamique des paramètres d'un algorithme génétique. Nous mettons ensuite en évidence l'intérêt du réglage dynamique des probabilités de croisement et de mutation en comparant les résultats obtenus par les deux algorithmes : AGS et AG piloté par un contrôleur flou.

1.4 Algorithme génétique adaptatif

Le mécanisme de base de l'AG dépend du choix de plusieurs paramètres clés tels que des opérateurs de croisement, des opérateurs de mutation, la probabilité de croisement, la probabilité de mutation, le mécanisme de sélection et la taille de la population. Tous ces paramètres ont un grand impact sur l'exécution et la performance des AGs [14-17]. Nous citons, ci-après, l'effet de ces paramètres sur l'évolution de l'AG :

a) Taux de croisement

L'opérateur de croisement réalise la reproduction entre les individus de la population et représente l'étape clef de l'AG.

- ❖ Un taux de croisement élevé peut être bon pour l'exploitation de solutions de même type, surtout vers les dernières générations, pour conserver une bonne convergence vers une solution unique.
- ❖ Un taux de croisement élevé dans les premières générations peut engendrer soit une convergence prématurée de l'algorithme vers un minimum local ou retarder la convergence, car de bons individus risquent d'être croisés trop rapidement par rapport à l'amélioration que la sélection peut apporter.
- ❖ Un taux faible appliqué tout au long de l'algorithme risque fort de donner une convergence prématurée à cause du faible taux d'échange entre les individus.

b) Taux de mutation

L'opérateur de mutation a comme objectif de modifier de façon aléatoire certains individus de la population pour prévenir la convergence prématurée.

- ❖ Un taux de mutation élevé peut être très bon dans l'exploration de nouvelles solutions pour les premières générations de l'algorithme. Par contre, ce même taux est défavorable lorsque l'algorithme est proche de la solution optimale.
- ❖ Un taux de mutation plus petit est requis pour les dernières générations afin d'éviter une solution sous-optimale.
- ❖ L'application d'un taux de mutation élevé tout au long de l'algorithme occasionne une trop grande diversité génétique, c'est-à-dire que l'exploration de nouvelles solutions est trop grande et que l'algorithme ne peut plus converger.
- ❖ Lorsque le taux de mutation est beaucoup trop faible, la recherche risque de stagner à cause du faible taux d'exploitation. Toutefois, un taux faible permet d'éviter cette dispersion génétique et n'entraîne que quelques modifications sur un nombre limité d'individus.

c) Taille de la population

La taille d'une population doit éviter les extrêmes :

- ❖ Une population trop petite évoluera probablement vers un optimum local peu intéressant. Ainsi, son espace de recherche ne comportera que très peu de solutions et l'AG ne convergera pas vers une solution optimale.
- ❖ Une population trop grande sera inutile car le temps de convergence sera excessif. Le temps excessif est occasionné par le nombre élevé d'évaluations de la fonction d'adaptation à chaque génération.

Une population de bonne taille aura pour conséquence de prévenir la convergence prématurée de l'algorithme.

Bien que les AGs sont des méthodes d'optimisation globales ayant de meilleures performances ils souffrent tout de même du problème de la convergence prématurée qui dépend fortement du choix de ses paramètres. Si les probabilités de croisement et de mutation sont trop faibles, l'algorithme a tendance à converger trop rapidement vers des minima locaux de la fonction d'évaluation. Par contre, si ces deux probabilités sont trop élevées, l'algorithme génétique évolue difficilement vers une solution stable, ce qui augmente le nombre total d'itérations nécessaires. Dans ces conditions, comment peut-on définir au mieux les paramètres d'un AG ?

Plusieurs méthodes permettant de choisir les paramètres de l'AG ont été décrites dans la littérature. Certaines techniques consistent à fixer les paramètres qui restent constants pendant toute la durée du processus d'optimisation [18-19]. Pour améliorer la convergence, plusieurs auteurs ont proposé d'ajuster dynamiquement la valeur des paramètres durant l'évolution de la population [20-24]. Les principales méthodes de réglage sont décrites ci-après.

1.4.1 Algorithme génétique à paramètres fixes

Cette méthode consiste à choisir des paramètres fixes qui ont été choisis selon des fonctions d'évaluations typiques reconnus dans le domaine d'optimisation, appelées fonctions de test de DeJong (DeJong Test Suite), Dejong [25] il propose d'utiliser les valeurs, permettant un fonctionnement optimal de l'AG, suivantes :

$$N = 100, \quad p_c = 0.6, \quad p_m = 0.001 \quad (1.4)$$

1.4.2 Algorithme génétique à paramètres adaptatifs

Le comportement de l'AG, durant le processus d'optimisation, est fortement décrit par le choix des probabilités de croisement et de mutation. Durant les premières itérations, on utilise des probabilités de croisement et de mutation assez élevées, ce qui permet d'explorer efficacement l'espace des solutions. Par la suite, on choisit des valeurs plus faibles, ce qui tend à stabiliser la population aux alentours des bonnes solutions.

Davis [26] propose de modifier les probabilités de croisement et de mutation en fonction de l'adaptation des individus constituant la population. De la même façon, Srinivas et al.[21] utilisent des critères évalués sur la population, comme la moyenne f de la fonction d'évaluation ou le maximum f_{max} de cette fonction, afin de modifier dynamiquement les probabilités d'évolution. Srinivas a été le premier à utiliser des opérateurs génétiques dont les paramètres sont adaptés à chaque individu, selon la valeur prise par la fonction d'évaluation f .

Les probabilités de croisement sont ainsi ajustées pour chaque chromosome en fonction de son adaptation, selon les expressions [21] :

$$p_c = \begin{cases} k_1 \cdot (f_{\max} - f) / (f_{\max} - \bar{f}) & \text{si } f \geq \bar{f} \\ k_3 & \text{si } f < \bar{f} \end{cases} \quad (1.5)$$

$$p_m = \begin{cases} k_2 \cdot (f_{\max} - f) / (f_{\max} - \bar{f}) & \text{si } f \geq \bar{f} \\ k_4 & \text{si } f < \bar{f} \end{cases} \quad (1.6)$$

où :

\bar{f} : est la valeur moyenne de la fonction d'évaluation sur toute la population,

f_{\max} : la valeur maximum de cette fonction

f : la valeur de la fonction d'évaluation pour le chromosome affecté par l'opération génétique.

k_1, k_2, k_3 et k_4 : sont des constantes prenant leurs valeurs dans l'intervalle $[0, 1]$.

Dans les équations (1.5) et (1.6), le terme $(f_{\max} - f)$ diminue quand la population converge vers un optimum (local ou global) de la fonction d'évaluation. On peut ainsi utiliser ce critère, qui concerne toute la population, pour analyser la convergence de l'algorithme.

Inversement, $1/(f_{\max} - \bar{f})$ est un critère permettant de mesurer la diversité de la population traitée par l'AG. Dans ces mêmes équations, Srinivas utilise le terme $(f_{\max} - f)$ qui permet de régler les probabilités individu par individu. Quand un individu a des performances supérieures à la moyenne ($f \geq \bar{f}$) et qu'il s'approche de la solution ($f_{\max} - f$ est proche de zéro), les probabilités de croisement et de mutation utilisées pour cet individu sont faibles.

1.4.3 Algorithme génétique-flou

Dans la plupart des méthodes décrites précédemment, on choisit des probabilités de croisement et de mutation assez élevées dans les premières itérations, et des valeurs plus faibles dans les dernières itérations (étapes de convergence) qui se diffère d'un problème à l'autre.

On remarque que les valeurs des paramètres sont choisies en fonction de qualifications imprécises ou incomplètes de l'état de l'algorithme : début du processus, premières itérations, phase de convergence, etc... Ces qualifications prennent un sens précis lorsqu'on connaît plus précisément le problème traité. En remarquant que ces qualifications imprécises peuvent être exploitées par le formalisme de la logique floue, Lee et Takagi[27] ont été les premiers à proposer un contrôle dynamique des paramètres d'un algorithme génétique utilisant un contrôleur flou. Par la suite, d'autres auteurs ont proposé des méthodes de réglage basées sur ce même principe [22-24].

La plus part de ces méthodes proposent le réglage dynamique des paramètres de contrôle tels que : les probabilités de croisement et de mutation et(ou non) la taille de la population. Une méthode récente [28] propose l'ajustement des probabilités de croisement et de mutation par l'insertion d'un contrôleur flou durant l'évolution de l'AG. Le contrôleur flou reçoit sur ses entrées des mesures de performance de l'AG, en fonction de ces mesures le contrôleur flou calcule les nouvelles valeurs des probabilités de croisement et de mutation et les injectent dans l'AG pour entamer la génération suivante. Le principe de base de l'AGF est illustré par l'organigramme de la figure 1.12.

1.4.3.1 Conception du contrôleur flou

Plusieurs paramètres peuvent être choisis comme grandeurs d'entrée pour le contrôleur flou, nous pouvons citer : une mesure de la diversité de population, moyenne de la fonction d'évaluation de la population entière, la valeur de la fonction d'évaluation du meilleur individu, ...etc. Les grandeurs de sortie sont les paramètres affectant le comportement de l'AG durant la phase d'optimisation tels que les probabilités de croisement et de mutation, et la taille de la population [22,27-28].

La structure adoptée pour notre contrôleur flou représentée à la figure 1.13 est constituée de trois variables d'entrée (mesure de la diversité de population D_{gw} , le rapport entre la valeur moyenne de la fonction d'évaluation de toute la population et sa valeur maximale \bar{f}/f_{\max} , *Nombre*) et de deux variables de sortie (la probabilité de croisement p_c et la probabilité de mutation p_m).

Une nouvelle méthode de calcul de la diversité de population a fait l'objet de l'article publié par K. Wang[27], pour une population constituée de M individus où chaque individu est codé en utilisant une chaîne binaire de l bits, la diversité de population peut être mesurée, par l'expression (1.7):

$$D_{gw} = \bar{\delta}_1 = \frac{1}{Ml} \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^l \left(p_i^j - \bar{g}^j \right)^2 \quad (1.7)$$

où :

p_i^j : représente la valeur du $j^{\text{ème}}$ gène bit de l' $i^{\text{ème}}$ individu.

\bar{g}^j : est la valeur moyenne du gène calculée par l'équation (1.8).

$$\bar{g}^j = \frac{1}{M} \cdot \sum_{i=1}^M p_i^j \quad (1.8)$$

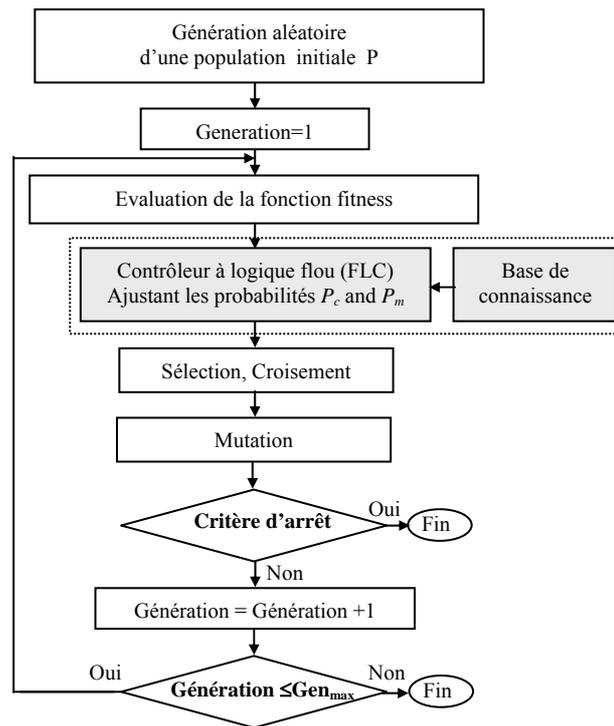


Fig. 1.12 Organigramme illustrant le principe de base de l’algorithme génétique-flou.

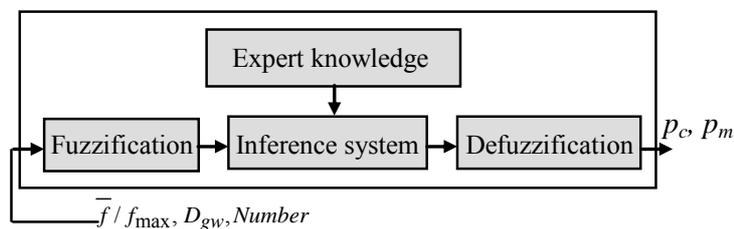


Fig. 1.13 Structure adoptée pour le contrôleur flou.

D_{gw} représente le degré de dérive génétique et la capacité de l'évolution de la population courante. \bar{f} / f_{\max} est utilisé pour juger si la diversité de population courante est utile, si c'est près de 1, la convergence a été atteinte, alors que si c'est près de 0, la population montre un haut niveau de diversité. La variable *Nombre* est utilisée pour enregistrer la fréquence de la plus grande valeur de la fonction d'évaluation (fitness) qui n'a pas changée.

La figure 1.14 décrit l'univers de discours des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance, K. Wang a choisi des fonctions d'appartenance de formes triangulaires non symétriques. L'univers de discours de l'ensemble est partitionné par trois fonctions d'appartenance associées aux termes linguistiques : P : Petit, M : Moyen et G : Grand.

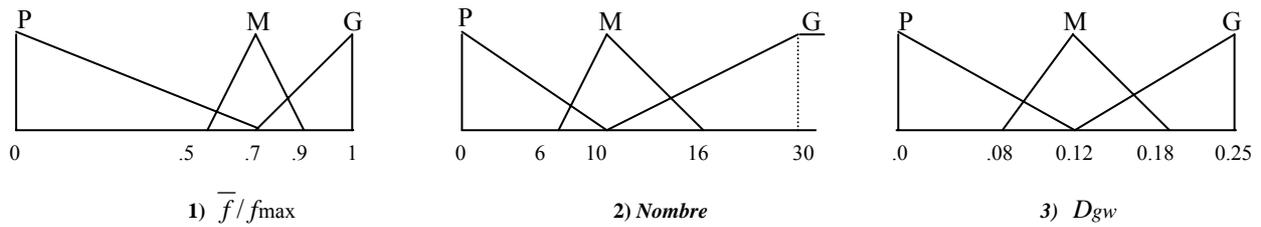


Fig. 1.14 Fonctions d'appartenance des variables d'entrée du contrôleur flou.

Les sorties du contrôleur flou, définissant les probabilités p_c et p_m utilisées par l'algorithme génétique pour traiter un individu, sont qualifiées par trois termes linguistiques, notés également (P, M, G). La probabilité de croisement p_c prend ses valeurs dans l'intervalle $[0.4, 0.9]$, les fonctions d'appartenance des termes linguistiques correspondants sont représentées sur la figure 1.15(a). La probabilité de mutation p_m , dont la valeur est située dans l'intervalle $[0.005, 0.1]$, est qualifiée par les termes linguistiques dont les fonctions d'appartenance sont présentées sur la figure 1.15(b).



Fig. 1.15 Fonctions d'appartenance des variables de sortie du contrôleur flou.

Les règles floues utilisées durant le processus d'inférence sont présentées dans le tableau 1.1.

Ces règles sont issues d'une analyse des variations des grandeurs d'entrée pour un AGS. Par exemple, prenons la première ligne du tableau 1.1, lors des premières itérations, les termes \bar{f} / f_{\max} et D_{gw} se rapprochent de 0. Ils sont donc qualifiés par le terme linguistique Petit, la population actuelle n'est pas intéressante ou mauvaise (car $\bar{f} / f_{\max} = 0$ nous sommes loin de l'optimum, et $D_{gw}=0$ tous les individus sont identiques) dans ces conditions nous devons favoriser plus en plus les opérations de croisement et de mutation en choisissant des taux de croisement et de mutation élevés, donc, qualifiés par le terme linguistique Grand.

Règle 1 : Si (\bar{f} / f_{\max} est Petit) et (D_{gw} est Petit) ;
 alors (p_c est Grand), (p_m est Grand)

\bar{f} / f_{\max}	Nombre	D_{gw}	p_m	p_c
P	-	P	G	G
P	-	M	G	M
P	-	G	M	G
M	-	P	G	M
M	-	G	P	M
G	P	-	P	G
G	M	P / M	P	M
G	G	P	P	P
M / P	P	-	P	G
M	M / G	-	P	M
P	P	-	M	G
P	M / P	-	G	M
-	P	M / G	P	G
-	G	M / G	P	M

Tableau 1.1 Règles floues pour p_c et p_m [28].

La fuzzification est réalisée par la méthode d'inférence de Mamdani[**], et la procédure de défuzzification par la méthode du centre de gravité (centroïde). Les performances de l'AG piloté par ce contrôleur flou sont remarquables, ceci peut être justifié par la vitesse et la résolution du problème de la convergence prématuré de l'AGS.

Des exemples de test ont été réalisés par K. Wang sur deux fonctions de test non linéaires données par les expressions (1.9) et (1.10).

$$f_1 = 0.5 - \left(\sin^2 \sqrt{x_1^2 + x_2^2} - 0.5 \right) / \left(1.0 + 0.001(x_1^2 + x_2^2) \right)^2 \quad (1.9)$$

$$f_2 = 0.002 + \sum_{j=1}^{25} 1 / \left(j + \sum_{i=1}^2 (x_i - a_{ij})^6 \right) \quad (1.10)$$

Une comparaison des résultats obtenus par l'application des deux algorithmes : AGS et AG piloté par un contrôleur flou sont représentés à la figure 1.16.

Les résultats montre que l'AGF converge rapidement vers l'optimum que l'AG standard et que à chaque itération la valeur de la fonction fitness issue de l'AGF est supérieure à celle obtenue par l'AG standard.

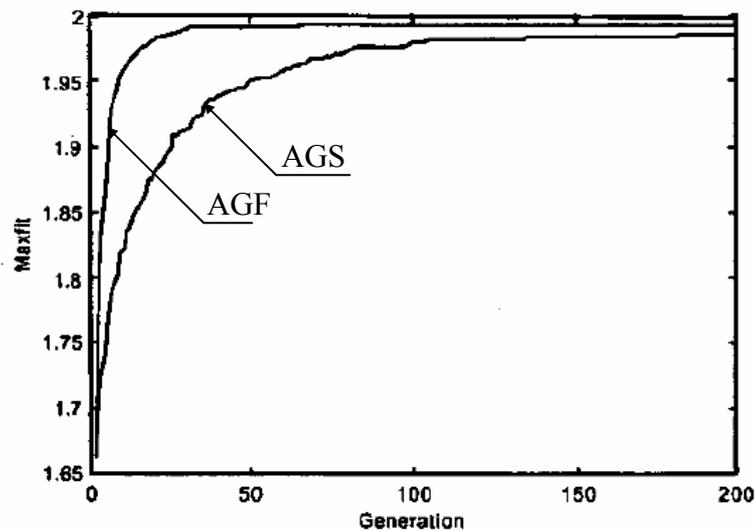


Fig. 1.16 Optimisation de la fonction de test (f_i) par les deux algorithmes AGS et AGF[28].

1.5 Conclusion

Nous venons de présenter, dans ce chapitre, deux structures d'algorithme génétique. La première est une version standard, où les paramètres de contrôle de l'AG ont des valeurs fixes (probabilité de croisement, probabilité de mutation, taille de la population, etc...). Bien que, cet algorithme ayant de meilleures performances (possibilité d'atteindre d'optimums globaux), il souffre tout de même du problème de la convergence prématurée qui dépend fortement du mauvais choix de ses paramètres de contrôles.

La seconde est une nouvelle structure d'algorithme génétique dont les paramètres sont ajustés par un contrôleur flou, l'algorithme ainsi obtenu est nommé algorithme génétique-flou (AGF) ayant des performances intéressantes comparées à un AGS. Les résultats de simulation réalisés sur des fonctions de test non linéaires montrent de meilleures performances de l'AGF comparé à l'AGS (vitesse de convergence et meilleur valeur de l'optimum global).

Nous exploiterons, dans ce qui suit, l'AGF comme outil numérique puissant dans l'optimisation des réseaux d'antennes imprimées afin de pouvoir approcher au mieux des diagrammes de rayonnement spécifiés par l'utilisateur.

CHAPITRE 2

Synthèse de Réseaux d'Antennes Imprimées Alimentées par Sondes Coaxiales

Sommaire

2.1 Introduction	25
2.2 L'antenne imprimée (microruban)	25
2.2.1 Les techniques d'alimentations	26
2.2.2 Modèle Analytique d'une antenne microruban	29
2.2.3 Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban	29
2.3 Association d'antennes en réseau	31
2.3.1 Réseaux rectilignes	31
2.3.1 Réseaux plans	34
2.4 Synthèse de réseaux d'antennes microrubans	35
2.4.1 Synthèse à partir d'une fonction désirée	36
2.4.2 Synthèse à partir d' gabarit	36
2.4.3 Synthèse de réseaux d'antennes rectilignes	37
2.4.4 Résultats de simulation	38
4.1 Synthèse de réseaux rectilignes	38
4.3.1 Synthèse par loi d'amplitude	38
4.3.2 Synthèse par loi d'amplitude et de phase	40
4.3.3 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale	45
4.3.4 Synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale	48
4.2 Synthèse de réseaux plans	51
4.2.1 Synthèse par loi d'amplitude	51
4.2.2 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale	52
4.2.3 Synthèse par loi d'amplitude et de phase	52
4.3 Synthèse des résultats de simulation	58
4.3.1 Réseaux rectilignes d'antennes microrubans	58
4.3.2 Réseaux rectilignes d'antennes microrubans	59
4.4 Synthèse des résultats de simulation	58
4.3.3 Réseaux rectilignes d'antennes microrubans	58
4.3.4 Réseaux plans d'antennes microrubans	59
2.5 Conclusion	59

2.1 Introduction

Nous intéressons dans ce présent chapitre à la synthèse de réseaux périodiques et non périodiques d'antennes imprimées alimentées par sondes coaxiales par l'application des algorithmes d'optimisation de type AGS et AGF, étudiés en détail dans le premier chapitre, moyennant une modélisation simple de l'antenne. Nous présentons deux structures de réseaux d'antennes, la première considère un réseau rectiligne d'antennes microrubans, la seconde structure est une extension du réseau rectiligne sur deux dimensions, nous obtenons alors le réseau plan ou bidimensionnel.

2.2 L'antenne imprimée (microruban)

Le concept d'antennes imprimées(ou antennes micro-rubans) fait son apparition dans les années 50, mais c'est au cours des années 70 qu'elles ont été développées [29-33]. Elles seront réservées à des applications militaires, aéronautiques et aérospatiales, par exemple. Aujourd'hui, avec l'explosion des télécommunications, les antennes imprimées sont implantées dans de nombreux dispositifs électroniques par exemple : les téléphones portables, les ailes des avions, etc... Ces antennes possèdent deux atouts majeurs à savoir leur faible coût de réalisation et leur capacité d'intégration.

Les antennes imprimées sont capables de prendre plusieurs formes géométriques et possèdent comme on l'a souligné une facilité d'intégration. Il existe d'autres avantages, parmi eux [29-33]:

- ❖ faibles poids, masse et épaisseur,
- ❖ possibilité d'être intégrées dans des appareils électroniques transportables, par exemple : les GPS, les appareils photos numériques, etc...
- ❖ simples, robustes et non encombrantes,
- ❖ adaptées aux surfaces planes et non planes,
- ❖ facilité de fabrication,
- ❖ faible coût de fabrication.

Néanmoins, ces antennes présentent des inconvénients, à savoir :

- ❖ faible rendement,
- ❖ faible puissance d'émission,
- ❖ facteur de qualité Q élevé,
- ❖ faible pureté de polarisation.

Une antenne imprimée dans sa structure de base est composée (figure 2.1) :

- ❖ d'un élément rayonnant de forme géométrique variable (circulaire, triangulaire, rectangulaire, etc...). Cet élément rayonnant est aussi appelé patch conducteur. Dans la pratique, les formes de l'élément rayonnant souvent utilisées sont le rectangle et le disque,
- ❖ d'un substrat diélectrique sur lequel se dépose l'élément rayonnant, pour une grande efficacité, la hauteur est choisie dans l'intervalle $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$,
- ❖ d'un plan de masse.

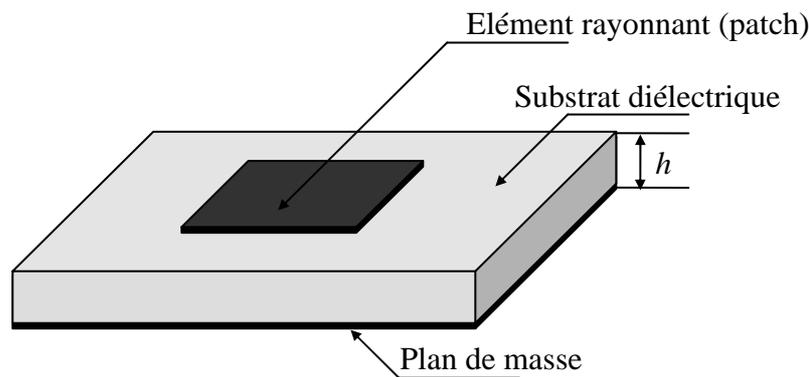


Fig. 2.1 Structure de base d'une antenne microruban.

2.2.1 Les techniques d'alimentation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont elle sera intégrée dans le dispositif. Pour cela, on distingue plusieurs méthodes d'alimentation. Les trois principaux types sont les suivants [29-33] :

1. **L'alimentation par ligne micro-ruban** : dans ce cas d'alimentation, on relie une ligne microstrip au patch (figure 2.2). Cette ligne lui amène de l'énergie. Il existe cependant un inconvénient dans ce type d'alimentation vu qu'elle génère un rayonnement parasite.
2. **L'alimentation par sonde coaxiale** : un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse. Ce dernier est perforé afin de permettre à l'âme centrale d'être reliée au patch en traversant le substrat diélectrique (figure 2.3). Donc l'énergie est amenée par guide coaxiale. Ce genre d'antenne est facile à fabriquer, elle génère de faible rayonnement parasite et possède une faible bande passante mais comme inconvénient elle est difficile à modéliser.
3. **L'alimentation par fente (ou par ouverture)** : le transfert d'énergie de la ligne à l'élément se fait par couplage depuis la ligne à travers une fente (figure 2.4). C'est une méthode dont le positionnement des différents éléments patch, fente, ligne micro-ruban est très délicat.

Mais elle apporte divers avantages :

- ❖ isolation du circuit d'alimentation de l'antenne,
- ❖ diminution des rayonnements parasites au niveau de l'élément rayonnant,
- ❖ faible bande passante.

Mais également des inconvénients :

- ❖ difficile à mettre en œuvre,
- ❖ apparition d'un rayonnement arrière du fait que la fente se comporte comme un élément rayonnant. Pour éliminer cet inconvénient, on peut disposer sous la ligne, une plaque de substrat avec une partie métallisée sur sa face inférieure pour créer un nouveau plan de masse.

4. **Alimentation par proximité** : Une autre solution pour exciter le patch par couplage est de disposer celui-ci ainsi que la ligne d'alimentation telle que le montre la figure 5.2. Ces deux éléments sont situés au-dessus du plan de masse et la ligne d'alimentation est prise en sandwich entre deux diélectriques. La source rayonnante est excitée par couplage électromagnétique [34-36]. Parmi les avantages de ce type d'alimentation, nous citons :

- ❖ Elargissement de la bande passante,
- ❖ Simplicité d'adaptation en fonction de la hauteur du substrat et de longueur du stub.

Néanmoins elle présente quelques inconvénients :

- ❖ Difficile à réaliser,
- ❖ Possède une grande sensibilité au couplage,
- ❖ Difficultés de plaquage des couches diélectriques.

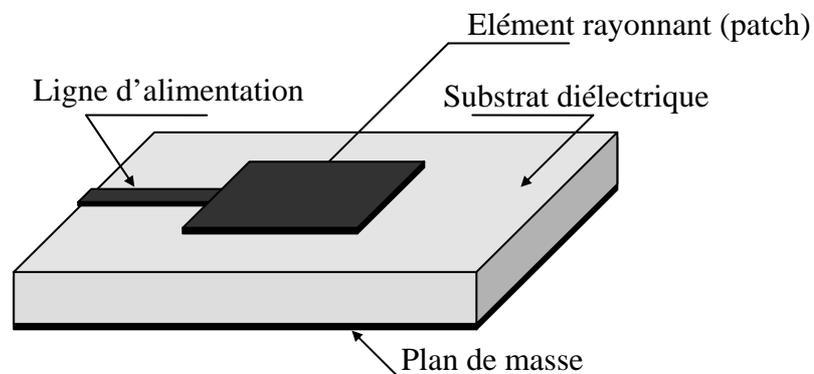


Fig. 2.2 Antenne imprimée alimentée par ligne microruban.

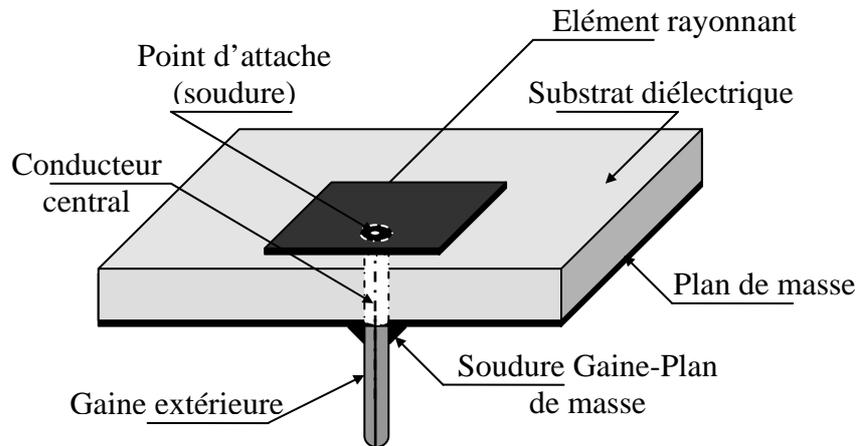


Fig. 2.3 Antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale.

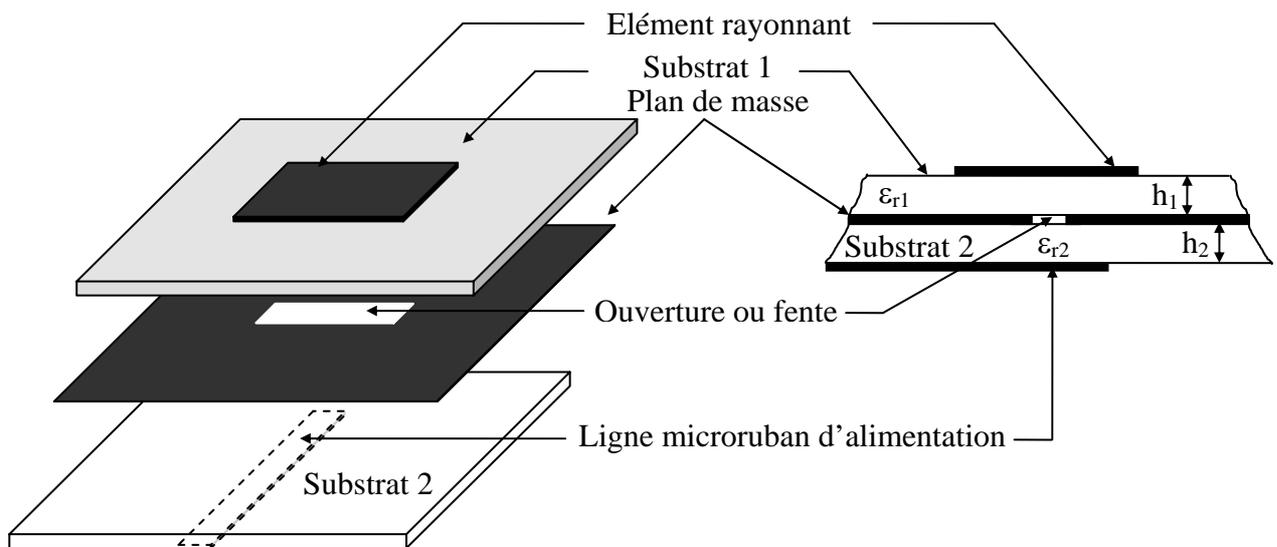


Fig. 2.4 Antenne imprimée alimentée par fente.

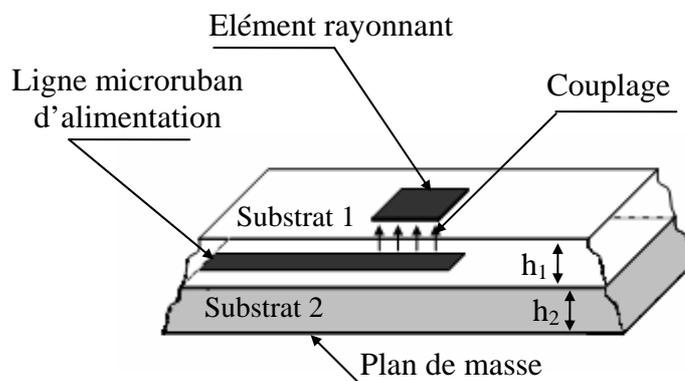


Fig. 2.5 Antenne imprimée alimentée par proximité.

2.2.2 Modèle Analytique d'une antenne microruban

Les modèles fréquemment utilisés pour analyser les antennes imprimées sont :

- ❖ le modèle de la ligne de transmission [37],
- ❖ le modèle de la cavité électromagnétique [38].

Le modèle de la ligne de transmission : est le plus simple et fournit des bonnes interprétations physiques. Cette méthode de la ligne de transmission est plus adaptée aux patches rectangulaires. Elle permet de les modéliser par des tronçons de lignes micro-rubans dont les caractéristiques sont bien connues.

Ce modèle permettra d'établir une procédure de conception d'un patch rectangulaire.

$$Y = G + j.B \quad (2.1)$$

$$G = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 \cdot h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.2)$$

$$B = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \cdot \ln(k_0 \cdot h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (2.3)$$

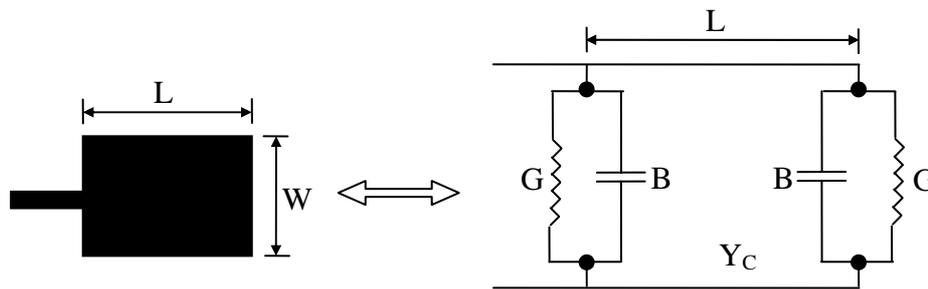


Fig. 2.6 Modèle de ligne de transmission d'une antenne microruban [37].

2.2.3 Diagramme de rayonnement d'une antenne microruban

Ce modèle permet de considérer une antenne microruban de forme rectangulaire comme étant l'association de deux fentes ou ouvertures rayonnantes rectangulaires, reliées par une ligne de transmission de même longueur que l'antenne [29-31]. Le champ rayonné par l'antenne est donc celui produit par les deux fentes, nous intéressons aux plans principaux E et H, l'expression du champ rayonnée est donnée selon [39] par :

Dans le plan E, défini par l'angle $\varphi = 0^\circ$

$$E_r = E_\varphi = 0 ; H_r = H_\theta = 0 \quad (2.4)$$

$$E_{\theta} = -j \frac{hWk_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi.r} \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 h}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k_0 h}{2} \sin \theta} \right] \quad (2.5)$$

$$H_{\varphi} = \frac{E_{\theta}}{\eta} \quad (2.6)$$

Dans le plan H, défini par l'angle $\varphi = 90^\circ$:

$$E_r = E_{\theta} = 0 ; H_r = H_{\varphi} = 0 \quad (2.7)$$

$$E_{\varphi} = j \frac{hWk_0 E_0 e^{-jk_0 r}}{2\pi.r} \left[\cos \theta \frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \sin \theta\right)}{\frac{k_0 W}{2} \sin \theta} \right] \quad (2.8)$$

$$H_{\theta} = -\frac{E_{\varphi}}{\eta} \quad (2.9)$$

Nous présentons à la figure 2.7 le digramme de rayonnement, dans les plans E et H, d'une antenne microruban de forme rectangulaire de longueur $L=10.68mm$ et de largeur $W=11.86mm$, déposé sur un substrat diélectrique de permittivité électrique $\epsilon_r=2.2$ et de hauteur $h=1.58mm$ et fonctionnant à la fréquence de 4GHz.

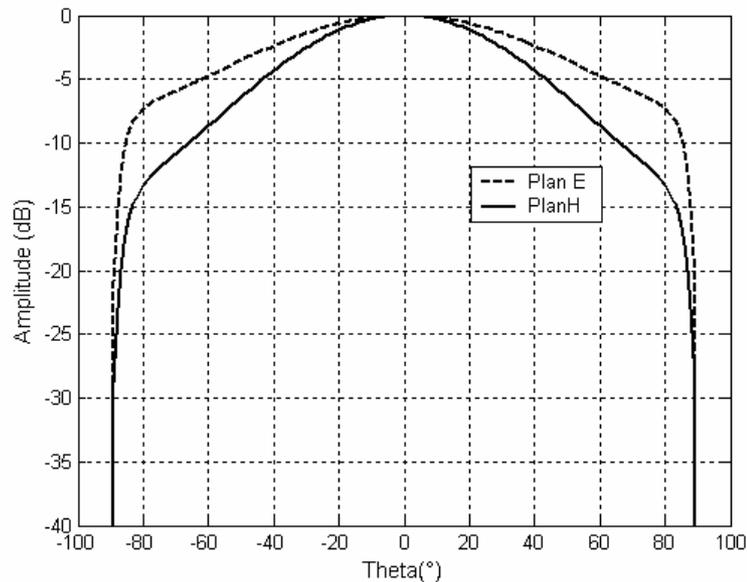


Fig. 2.7 Diagrammes de rayonnements d'une antenne microruban rectangulaire dans les deux plans E et H.

2.3. Association d'antennes en réseau

Le regroupement de plusieurs pavés rayonnants élémentaires forme ce que l'on appelle un réseau d'antennes. Le dispositif qui les excite est appelé réseau d'alimentation. Il est constitué d'une part, d'un répartiteur (ou distributeur) de puissance, qui affecte à chaque source une pondération en amplitude et d'autre part, d'un ensemble de déphaseurs qui imposent une phase particulière à chaque élément. L'ensemble constitue ce que l'on appelle la loi d'illumination (ou d'alimentation). Lorsque la phase varie avec le temps, on réalise la fonction de balayage électronique. Les dispositifs mécaniques utilisés par les paraboles habituelles pour la fonction de dépointage, deviennent donc obsolètes. On diminue ainsi considérablement le coût global du système tout en réduisant le temps d'acquisition d'informations, du fait de l'absence d'inertie. C'est à partir de la disposition spatiale de chaque élément et des phases et amplitudes appliquées, qu'il est possible de produire des diagrammes de rayonnement particuliers. On peut agir sur la directivité des lobes de rayonnement, sur la présence de "zéros" (réjections d'interférences) dans des directions particulières ou tout simplement effectuer une synthèse de réseau permettant d'imposer un gabarit à ce rayonnement[39].

Dans ce paragraphe, nous allons faire un bref rappel sur l'aspect théorique des réseaux rectilignes et plans d'antennes microrubans alimentées par sonde coaxiale et de faire apparaître les notions importantes de facteur de réseau.

2.3.1 Réseaux rectilignes

Soit un ensemble de N sources (antennes) identiques alignées régulièrement sur un axe OX (figure 2.8) et équidistantes d'une distance d appelée pas du réseau. On peut assimiler les antennes à des sources ponctuelles S_{mn} de rayonnement $e_{mn}(\theta, \varphi)$, en faisant abstraction des dimensions propres de celles-ci.

Nous admettons qu'il n'existe pas de couplage entre les sources et que chaque source en présence des autres rayonne le même champ $f(\theta, \varphi)$. L'expression analytique déterminant le diagramme de directivité de la source élémentaire est donnée par l'équation 2.4-2.9.

L'axe OZ du système de référence correspond à la direction normale à l'antenne globale. Il représente également notre référence en terme de variation en colatitude θ pour tous les réseaux étudiés dans ce mémoire. L'axe OX donne la référence pour des variations en gisement φ .

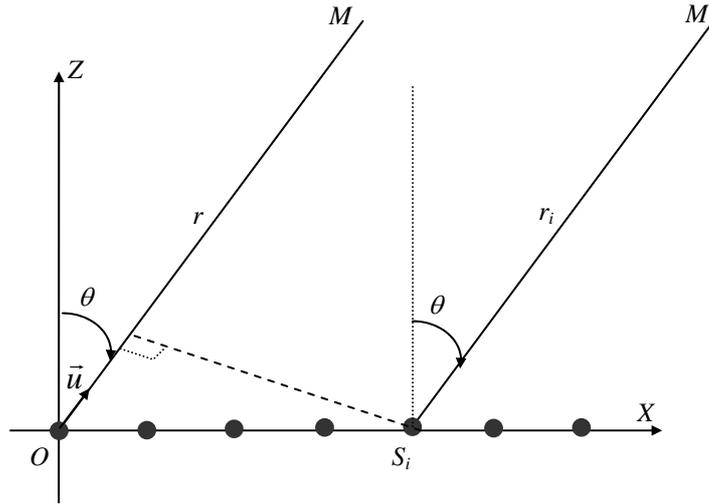


Fig. 2.8 Réseau rectiligne.

En un point M d'observation (région lointaine à l'antenne), dans une direction \vec{u} , chacune des sources S_i va rayonner un champ électrique \vec{E}_i tel que :

$$\vec{E}_i(\vec{u}) = \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \vec{e}_i(\vec{u}) \quad (2.10)$$

Au point M, à une distance r tendant vers l'infini, on somme, en vertu du théorème de superposition et du théorème de translation [39,40], les contributions de chacune des sources suivant :

$$\vec{E}(M) = \sum_{i=1}^N W_i \vec{E}_i(\vec{u}) = \sum_{i=1}^N W_i \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \vec{e}_i(\vec{u}) \quad (2.11)$$

avec

$$W_i = A_i e^{j\psi_i} \quad (2.12)$$

Le terme W_i représente l'amplitude complexe associé aux courants d'alimentations I_i . Il pondère cette somme discrète sur le nombre N de sources. La figure 2.8 permet de vérifier la relation :

$$r_i \approx r - (\vec{u} \cdot \vec{OS}_i) \quad (2.13)$$

Le champ électrique total rayonné en zone lointain, en M, par le réseau rectiligne sera la somme des différentes contributions des champs rayonnés par chaque source pondérées par les coefficients d'excitation W_i .

$$\vec{E}(M) = \sum_{i=1}^N W_i \frac{e^{-jk r_i} \cdot e^{jk(\vec{u} \cdot \vec{OS}_i)}}{\left(r - (\vec{u} \cdot \vec{OS}_i)\right)} \vec{e}_i(\vec{u}) \quad (2.14)$$

Dans l'hypothèse où la quantité $(\vec{u} \cdot \vec{OS}_i)$ est négligeable devant r , on peut écrire que le rapport $\frac{1}{r} = \frac{1}{r_i}$. Toutefois, cette hypothèse ne peut pas simplifier les exponentielles complexes du numérateur à cause de leur périodicité.

Ainsi :

$$\vec{E}(M) = \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{i=1}^N W_i \cdot e^{jk(\vec{u} \cdot \vec{OS}_i)} \vec{e}_i(\vec{u}) \quad (2.15)$$

De plus, on suppose que le réseau est composé de sources identiques, ayant comme diagramme de rayonnement $\vec{f}(\vec{u}) = \vec{f}(\theta, \varphi) = \vec{e}_i(\vec{u})$, $\forall i$ et disposées dans le plan selon les coordonnées x_i par rapport à l'origine du repère.

On peut donc déduire le champ total émis par cet ensemble d'éléments en faisant intervenir les coordonnées sphériques (θ, φ) du point d'observation :

$$\vec{E}_{total}(\theta, \varphi) = \vec{f}(\theta, \varphi) \cdot \sum_{i=1}^N W_i \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_m \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi)} \quad (2.16)$$

Facteur de réseau

Le champ de la relation (2.16) peut se mettre sous la forme :

$$\vec{E}_{total}(\theta, \varphi) = \vec{f}(\theta, \varphi) \cdot F_R(\theta, \varphi) \quad (2.17)$$

Le terme $F_R(\theta, \varphi)$ est appelé facteur de réseau. Il est donné par :

$$F_R(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N W_i \cdot e^{jk_0 x_m \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi} \quad (2.18)$$

Remarque

Si le réseau présente une double périodicité dans le plan, alors on peut écrire le facteur de réseau suivant :

$$F_R(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^N W_i \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} i \cdot d \cdot \sin \theta} \quad (2.19)$$

Ce terme dépend uniquement de la loi d'alimentation choisie et du pas du réseau.

2.3.2 Réseaux plans

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

a) Champ électrique rayonné par un réseau bidimensionnel

Les sources rayonnantes composant le réseau bidimensionnel considéré, sont représentées sur la figure 2.9 Cette représentation admet que le diagramme de rayonnement de chaque élément n'est pas modifié par la présence des autres. On peut ainsi assimiler le réseau à un ensemble ($N=N_x*N_y$) de sources ponctuelles S_{mn} de rayonnement $e_{mn}(\theta, \varphi)$, en faisant abstraction des dimensions propres de celles-ci.

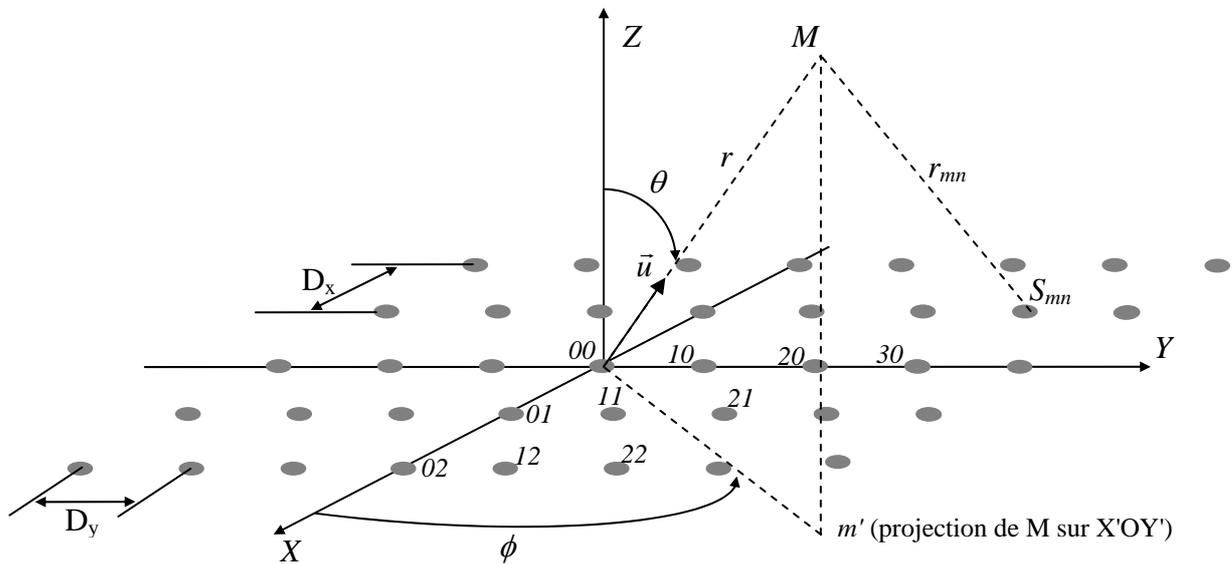


Fig. 2.9 Réseau plan ou bidimensionnel.

En appliquant la même procédure que pour le réseau rectiligne, on peut donc déduire le champ total émis par cet ensemble d'éléments en faisant intervenir les coordonnées sphériques (θ, φ) du point d'observation [29,39] :

$$\vec{E}_{total}(\theta, \varphi) = \vec{f}(\theta, \varphi) \cdot \sum_{m=-1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} W_{mn} \cdot e^{j\frac{2\pi}{\lambda_0}(x_{0m} \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + y_{0n} \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi)} \quad (2.20)$$

Facteur de réseau

Le champ de la relation (2.20) peut se mettre sous la forme :

$$\vec{E}_{total}(\theta, \varphi) = \vec{f}(\theta, \varphi) \cdot F_R(\theta, \varphi) \quad (2.21)$$

Le terme $F_R(\theta, \varphi)$ est appelé facteur de réseau. Il est donné par :

$$F_R(\theta, \varphi) = \sum_{m=-1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} W_{mn} \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_{0m} \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + y_{0n} \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi)} \quad (2.22)$$

Remarque

Si le réseau présente une double périodicité dans le plan, alors on peut écrire le facteur de réseau suivant :

$$F_R(\theta, \varphi) = \sum_{m=-1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_y} W_{mn} \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda_0} (m \cdot D_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + n \cdot D_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi)} \quad (2.23)$$

Ce terme dépend uniquement de la loi d'alimentation choisie et du pas du réseau.

Suite à l'expression du facteur de réseau qui ne dépend que des paramètres physiques (tel que les coefficients complexes de la loi d'illumination) et géométriques (tel que la répartition spatiale des sources), il est possible de modifier ou de produire des diagrammes de rayonnement de formes et de directions suivant les exigences de l'utilisateur. Cette notion nous conduit à aborder un problème important, rencontré souvent dans des applications pratiques ; celui de la synthèse [39].

2.4. Synthèse de réseaux d'antennes microrubans

La synthèse des réseaux d'antennes imprimées satisfaisant un diagramme de rayonnement spécifique et limitée par des contraintes (géométriques ou de réalisations pratiques) est un problème d'optimisation fortement non linéaire. Plusieurs méthodes analytiques ont été proposées pour sa résolution, les plus répandues sont celles de gradient conjugué, Tchebychev, Woodward-Lawson et Taylor [41-55]. Cependant, les méthodes analytiques ou déterministes, vulnérables aux difficultés liées aux minimums locaux, débutent leurs recherches d'optimum à partir d'un seul point où il doit être choisi convenablement. Elles nécessitent le calcul de la dérivée de la fonction à optimiser et s'avèrent incapable à surmonter le problème de la convergence vers des minimums locaux. Les méthodes stochastiques, ne nécessitent pas la connaissance de la dérivée de la fonction d'évaluation, robustes et capables d'atteindre des optimums globaux, s'imposent pour résoudre ce type de problèmes par l'emploi de recherches aléatoires. Parmi ces techniques nous citons les plus répandues les AGs, le récuil simulé, les réseaux de neurones, l'Ant-colonie et les Essaims (Swarms).

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

Nous développons dans ce manuscrit la synthèse des réseaux d'antennes moyennant une technique hybride associant les AGs et la logique floue (présenté en détail dans le chapitre 1).

Le problème de synthèse de réseaux d'antennes s'énonce comme suit : étant donné un diagramme de rayonnement désiré F_d , spécifié par une fonction analytique ou par un gabarit,

quelles sont les lois d'alimentation et/ou de répartition spatiale des éléments rayonnants qui permettent d'approcher au mieux le diagramme désiré F_d .

2.4.1 Synthèse à partir d'une fonction désirée

Le diagramme de rayonnement, dans ce cas, est spécifié par une fonction analytique. Le plus souvent, la fonction désirée est de forme gaussienne, centrée au 0° au dépointée à un angle θ_0 . Le problème d'optimisation consiste, donc, à minimiser la fonction d'évaluation exprimée au moyen de l'erreur quadratique entre la fonction caractéristique de rayonnement du réseau $F_s(\theta)$ et la fonction désirée F_d , exprimée par l'expression :

$$F_{\text{Evaluation}} = \sum_{\theta} (F_s(\theta) - F_d(\theta))^2 \quad (2.24)$$

2.4.2 Synthèse à partir d'un gabarit

Le diagramme de rayonnement, dans ce cas, doit être figé dans un gabarit, ce dernier peut être défini dans tout l'espace, dans une partie de l'espace ou seulement dans des plans (par exemple : les plans principaux : plan E et plan H).

Un exemple de projection de gabarit est reproduit à la figure 2.10,

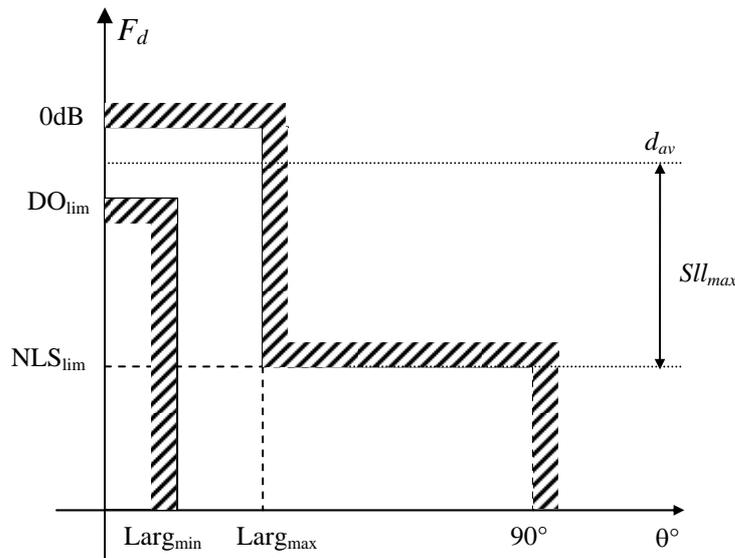


Fig. 2.10 Demi-gabarit centré caractérisant le diagramme de rayonnement désiré.

Avec :

DO_{lim} : Domaine d'ondulation ; $DO_{\text{lim}} = F_d(\theta)$

NLS_{lim} : Niveau maximum des lobes secondaires ; $Sll_{\text{max}} = F_d(\theta)_{\text{max}}$

$Larg_{\text{min}}$: Largeur minimale du gabarit.

$Larg_{\text{max}}$: Largeur maximale du gabarit.

Nous avons choisi, pour la résolution du problème de synthèse, une fonction d'adaptation (objective) convenable qui permet de guider les algorithmes d'optimisation : AGS et AGF vers une solution qui approche au mieux le diagramme de rayonnement désiré. Cette fonction a été implémentée dans les travaux de Haupt et Johnson [56], elle est décrite par les équations (2.25-2.27).

$$d_{av} = \frac{1}{2S+1} \sum_{i=-S}^S d_i \quad (2.25)$$

$$Sll_{\max} = \min_{\forall i \in \text{Sidelobes}} (|d_{av} - d_i|) \quad (2.26)$$

$$\text{fitness} = d_{av} + w_1 Sll_{\max} \quad (2.27)$$

L'équation (2.25) donne la valeur moyenne de $S+1$ échantillons d_i pris dans la région délimitant le lobe principal. Le niveau maximal des lobes secondaires est déterminé au moyen de l'expression (2.26). Un poids arbitraire w_1 est utilisé. Le but de la fonction d'évaluation (fitness) (2.27) est de maximiser la différence entre la valeur moyenne dans la bande du lobe principal et le maximum des lobes secondaires.

2.4.3 Synthèse de réseaux d'antennes rectilignes

La première étape de la synthèse des réseaux d'antennes imprimées par l'application des algorithmes AGS et AGF consiste dans le codage, on assimile dans ce cas, le réseau d'antennes à un chromosome dont les gènes représentent les paramètres à optimiser (amplitude et/ou phase de l'alimentation et/ou la position spatiale de l'antenne). Ceci peut être résumé par le tableau 2.1 ci-dessous.

Paramètres de l'algorithme génétique	Réseaux d'antennes imprimées
Gène	Chaîne de bits (string): Amplitude et/ou phase et/ou position
Chromosome	Une antenne du réseau
Individus	Un réseau
Population	Plusieurs réseaux

Tableau 2.1 : Codage des paramètres d'optimisation des réseaux d'antennes imprimées.

La seconde étape est de créer aléatoirement une population initiale de P individus sous forme d'une matrice binaire (0 ou 1) de nature $L \times C$, où L représente le nombre d'individus dans la population et C représente le nombre de paramètres du réseau à optimiser multiplié par leur nombre de bits choisis dans l'étape de codage.

Par la suite l'ensemble des opérateurs de l'AG (présentés dans le chapitre I, paragraphe 1.2) vont être appliqués, l'AG débute par un classement et sélection des individus ayant la plus

grande valeur de la fonction d'adaptation, nous avons choisi dans notre implémentation la stratégie de sélection par décimation.

L'étape suivante est la reproduction de nouveaux individus susceptibles de produire de meilleures solutions, cette étape est réalisée par les opérateurs de croisement et de mutation. Le processus se poursuit tant que le nombre maximal de génération n'as pas été atteint ou tant qu'un critère d'arrêt soit satisfait.

Les paramètres de l'AGS choisi le long de ce travail sont les suivants :

- ❖ Taille de la population = 40 ;
- ❖ Nombre de génération maximale = 200 ;
- ❖ Sélection = par décimation ;
- ❖ Croisement = en un point ;
- ❖ Mutation = changement d'un bit ;
- ❖ Probabilité de croisement = 0.75 ;
- ❖ Probabilité de mutation = 0.01 ;

En ce qui concerne l'AGF nous avons gardé les mêmes paramètres que pour l'AGS sauf que les probabilités de croisement et de mutation sont générées, au fur et à mesure que le processus s'évolue, par le contrôleur flou.

2.4.4 Résultats de simulation

2.4.4.1 Synthèse de réseaux rectilignes

On a vu que le facteur de réseau ne dépend que des paramètres physiques (tel que les coefficients complexes de la loi d'illumination) et géométriques (tel que la répartition spatiale des sources) il est possible, donc, d'envisager plusieurs méthodes de synthèse en agissant sur un paramètre ou plusieurs paramètres à la fois nous citons :

- ❖ Synthèse par loi d'amplitude ;
- ❖ Synthèse par loi d'amplitude et de phase ;
- ❖ Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale ;
- ❖ Synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale ;

2.4.4.1.1 Synthèse par loi d'amplitude

Nous avons implémenté les deux algorithmes d'optimisation AGS et AGF pour la synthèse de réseaux d'antennes imprimées rectilignes alimentées par sonde coaxiale [57].

Dans ce type de synthèse il s'agit de déterminer le vecteur coefficient d'amplitude de l'alimentation $W = [A_1 A_2 A_3 \dots A_N]$, avec $0 \leq A_i \leq 1$ qui permet d'approcher au mieux un

diagramme de rayonnement spécifié par une fonction analytique gaussienne ou à partir d'un gabarit.

Soit un réseau rectiligne d'antennes microrubans de N sources (antennes) identiques de forme rectangulaire de 0.8cm de longueur et de 0.8cm de largeur imprimées sur un substrat d'hauteur $h=0.22\text{cm}$ et de constante diélectrique de $\epsilon_r=2.22$, alignées symétriquement et régulièrement sur un axe OX (figure 2.11) et équidistantes d'une distance d .

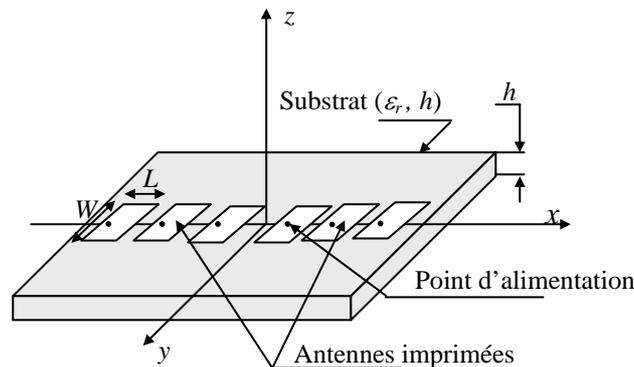


Fig. 2.11 Réseau rectiligne d'antennes imprimées.

Choisissons une phase d'excitation nulle pour l'ensemble des antennes ($\psi_i = 0, i = 1 \dots N$), le diagramme de rayonnement, dans ce cas, s'écrit :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \sum_{n=1}^N A_i \cdot \cos(k_0 \cdot x_i \cdot \sin \theta) \quad (2.28)$$

La figure 2.12 regroupe les résultats obtenus de la synthèse d'un réseau rectiligne de 14 antennes de forme carrée en agissant uniquement sur les coefficients d'amplitudes. Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un diagramme de rayonnement spécifié par une fonction gaussienne centrée à 0° sont reproduits sur la figure 2.12.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 2.12.b. L'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 2.12.c et 2.12.d. Les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.2.

Un second exemple de synthèse a été réalisé pour un diagramme de rayonnement limité par un gabarit, le diagramme a un lobe principal étroit avec -30dB de niveau de lobes secondaires. Le diagramme est normalisé à la valeur maximum à 0 degré, la largeur minimale du lobe principal est de 8 degrés pour un taux d'ondulation de -3dB. Le niveau -30dB des lobes secondaires doit être satisfait de $+10^\circ(-10^\circ)$ degrés jusqu'à $+90^\circ(-90^\circ)$. Les spécifications du gabarit sont illustrées dans la figure 2.13.a.

Les résultats obtenus sont reproduit à la figure 2.13. Les diagrammes de rayonnement synthétisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 2.13.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.13.b. Les coefficients d'amplitude de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.3, le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 2.13.c et 2.13.d.

2.4.4.1.2 Synthèse par loi d'amplitude et de phase

Dans ce type de synthèse, il s'agit de déterminer le vecteur W coefficient complexe de la loi d'illumination (amplitude et phase) avec $W = [A_1 A_2 A_3 \dots A_N, \psi_1 \psi_2 \psi_3 \dots \psi_N]$, avec $0 \leq A_i \leq 1$ et $0 \leq \psi_i \leq 2\pi$ qui permet d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement spécifié par un gabarit.

Deux formes de gabarit étroit ont été choisi ayant une largeur minimale du lobe principal de 8 degrés pour un taux d'ondulation de -3dB centré autour de 10° ou 30° et un niveau de -20dB pour les lobes secondaires.

Gardant la même configuration de réseau rectiligne d'antennes microrubans que pour la première approche de synthèse et une phase antisymétrique de la loi d'illumination ($\psi_i = -\psi_{-i}, i = 1 \dots N$), le diagramme de rayonnement s'écrit dans ce cas :

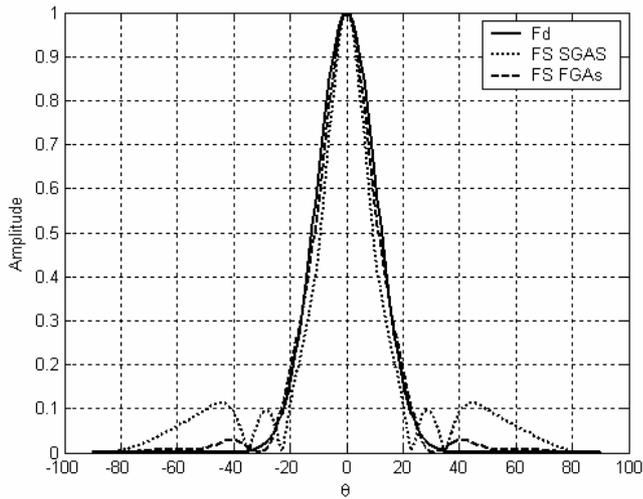
$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \sum_{n=1}^N A_i \cdot \cos(k_0 \cdot x_i \cdot \sin \theta + \psi_i) \quad (2.29)$$

Les résultats obtenus de la synthèse d'un réseau rectiligne de 14 antennes de forme carrée en agissant sur les coefficients complexes de la loi d'illumination sont reproduits à la figure 2.14 [58]. Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un gabarit étroit centré autour de 10° et ayant un niveau de -20dB pour les lobes secondaires sont présentés sur la figure 2.14.a.

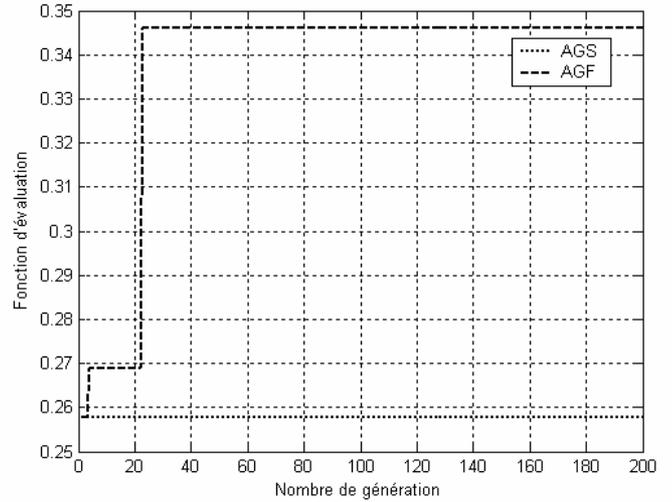
L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.14.b. L'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 2.14.c et 2.14.d. Les coefficients complexes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.4.

Avec le même type de gabarit mais centré autour de 30° , les diagrammes de rayonnement issus des deux algorithmes AGS et AGF sont illustrés sur la figure 2.15.a.

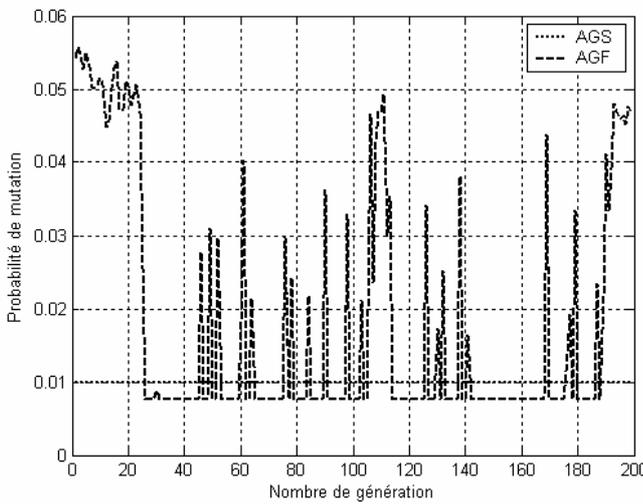
L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.15.b. Le réglage des probabilités de croisement et de mutation issus du contrôleur flou sont illustrés aux figures 2.15.c et 2.15.d. Les coefficients complexes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.5.



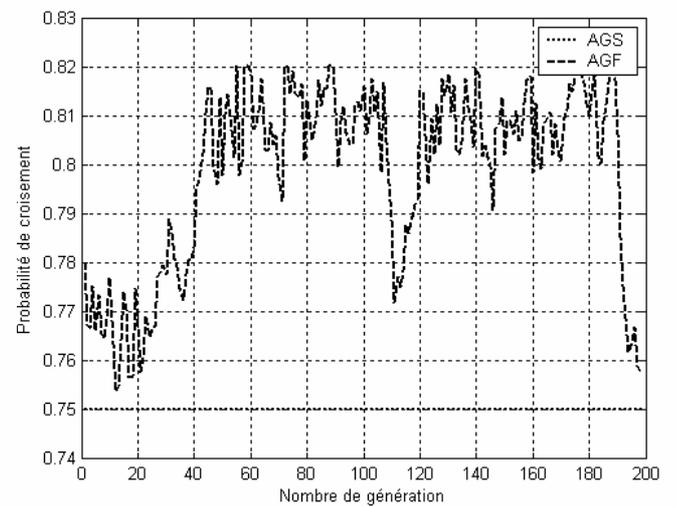
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

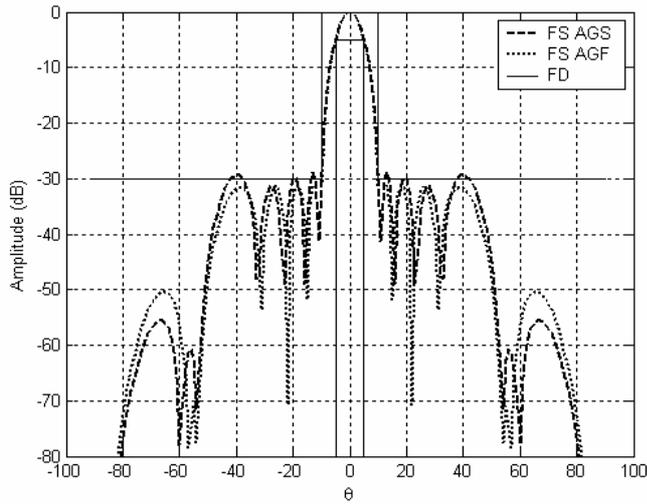


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

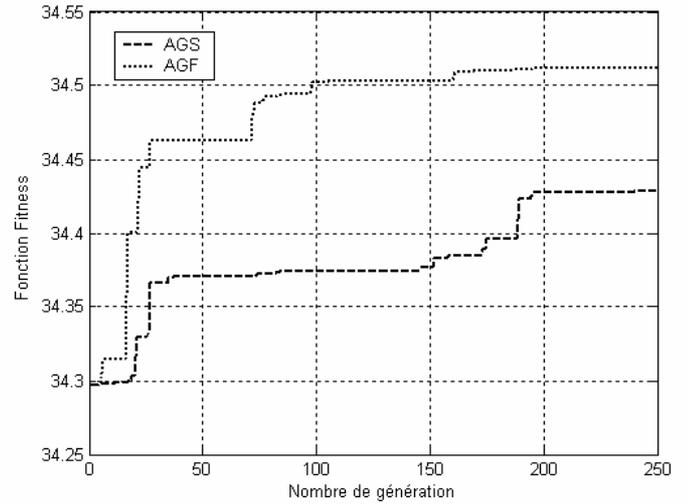
Fig. 2.12 Résultat de synthèse par lois d'amplitude d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients d'amplitudes d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.9286	0.9918
2	0.5197	0.6555
3	0.6740	0.3734
4	0.0749	0.1177
5	0.0076	0.0304
6	0.1118	0.0480
7	0.1036	0.0513

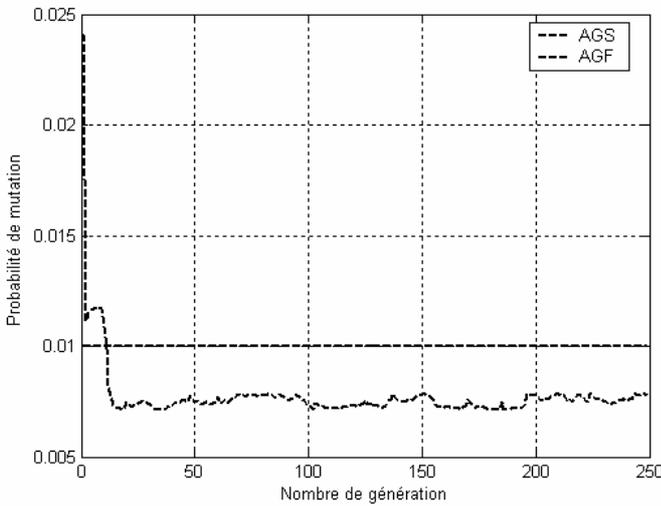
Tableau 2.2 Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0°.



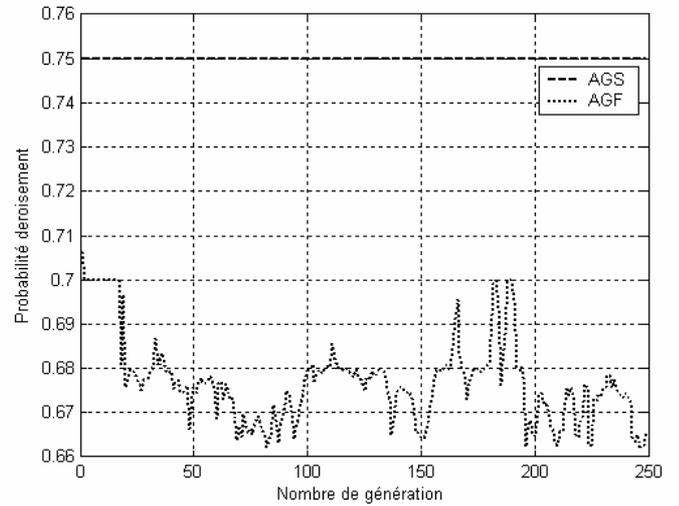
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



c) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

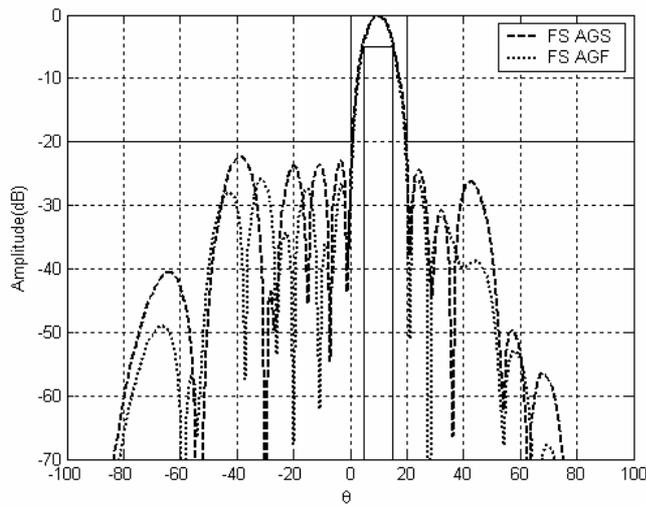


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

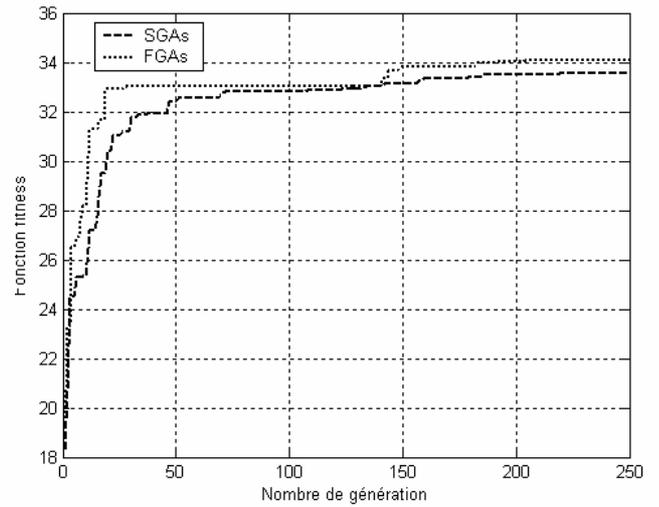
Fig. 2.13 Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit centré à 0°

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.8722	0.8411
2	0.2780	0.4322
3	0.8767	0.7659
4	0.5489	0.6682
5	0.1130	0.1102
6	0.5887	0.5773
7	0.1670	0.1735
8	0.1092	0.1894

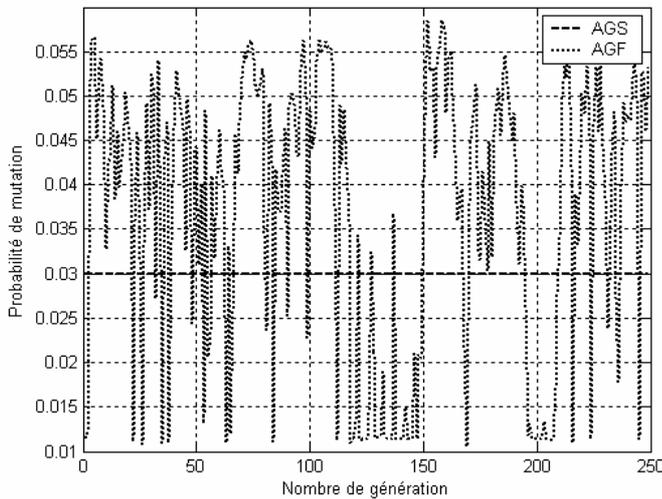
Tableau 2.3 Coefficients amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit centré à 0°.



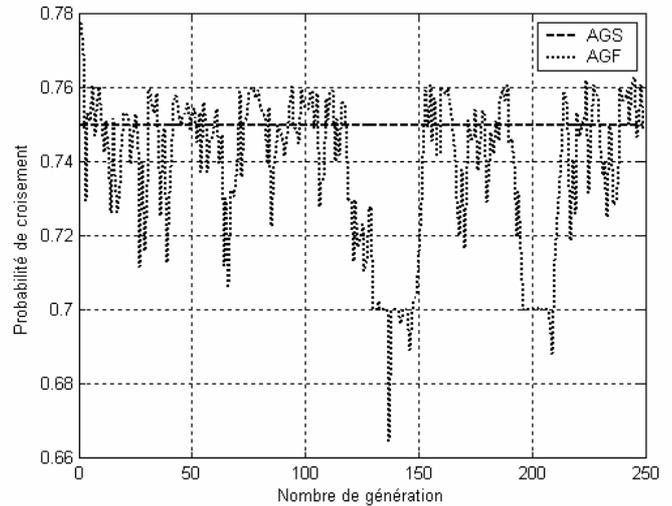
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

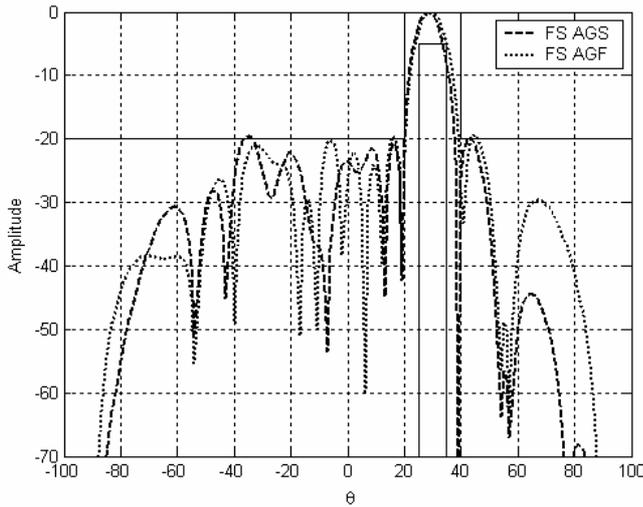


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

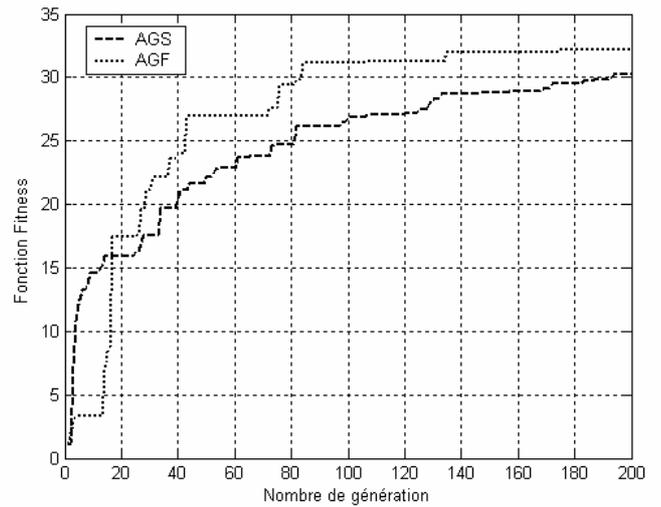
Fig. 2.14 Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit dépointé à 10°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients de phase d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.8708	0.2470	6.0314	3.2390
2	0.5462	0.7864	4.9273	2.4604
3	0.8705	0.2498	5.2831	1.1720
4	0.4378	0.3751	4.0147	0.9082
5	0.7303	0.2659	3.7935	1.8764
6	0.0328	0.5174	3.8526	6.0366
7	0.5002	0.0114	2.4942	2.9025

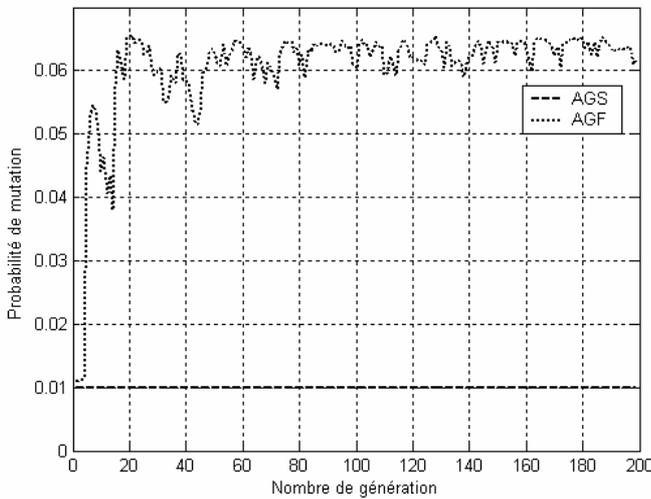
Tableau 2.4 Coefficients complexes d'excitation optimisé par les AGS et AGF, pour un gabarit dépointé à 10°.



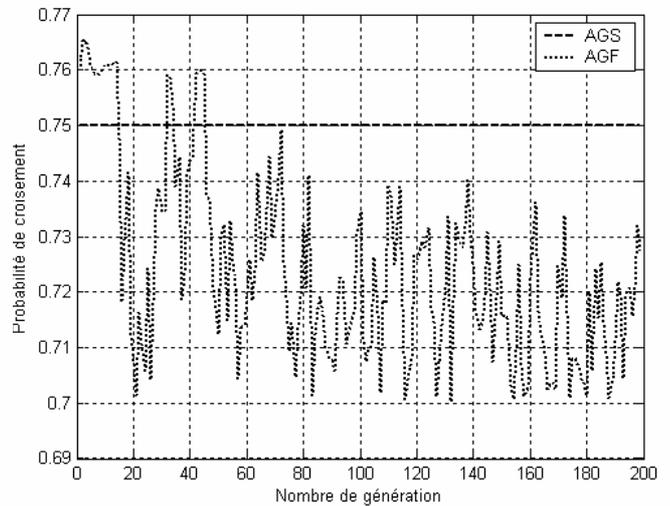
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Régulation de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Régulation de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 2.15 Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit dépointé à 30°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients de phase d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.7931	0.4279	1.9775	3.4393
2	0.1063	0.9553	6.0424	1.1201
3	0.7340	0.4333	0.0212	4.9870
4	0.8331	0.6639	4.0357	4.8109
5	0.7273	0.9901	2.2714	2.3962
6	0.7102	0.4549	0.0500	0.0500
7	0.3247	0.2438	3.8257	3.8257
8	0.0715	0.1780	6.2577	6.2577

Tableau 2.5 Coefficients complexes d'excitation optimisé par les AGS et AGF, pour un gabarit dépointé à 30°.

2.4.4.1.3 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale

En plus de l'optimisation des amplitudes de la loi d'illumination nous incluons un second paramètre celui de la répartition spatiale des sources, nous aboutissons ainsi à une structure de réseau particulière dite réseau d'antennes non périodique.

La synthèse de réseaux non périodiques peut être obtenue en agissant au moins sur la répartition spatiale des sources, les autres paramètres peuvent être constants ou variables.

Nous présentons, ci-dessous, une synthèse de réseaux non périodiques par action sur les coefficients amplitudes de la loi d'illumination et sur la répartition spatiale des sources. Le diagramme de rayonnement peut être estimé au moyen de l'expression (2.28). Le problème de synthèse consiste à déterminer le vecteur $W, X = [A_1 A_2 A_3 \dots A_N, dx_1 dx_2 dx_3 \dots dx_N]$

La position des sources rayonnantes est déduite de la distance inter-élément par l'expression suivante :

$$x_i = \sum_{n=1}^i dx_n - \frac{dx_1}{2} \quad (2.30)$$

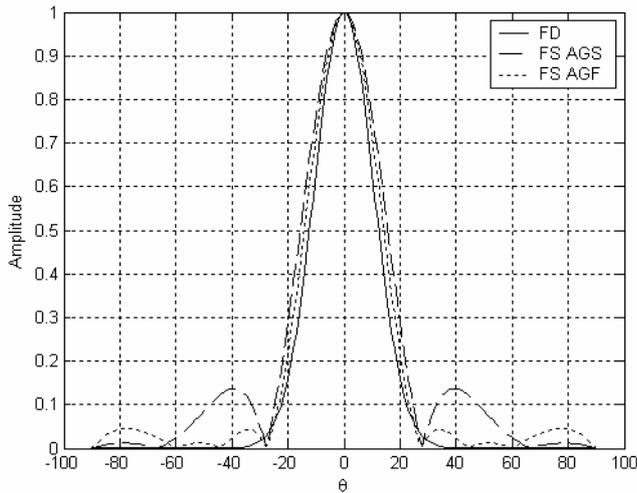
Nous avons retrouvé des résultats améliorés par rapport à ceux obtenus par la synthèse en agissant uniquement sur les coefficients d'amplitudes et en spécifiant les mêmes diagrammes de rayonnement désirés.

La figure 2.16 regroupe les résultats obtenus à partir de la synthèse d'un réseau rectiligne de 4 antennes de forme carrée en agissant sur les coefficients d'amplitudes et la répartition spatiale des sources. Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un diagramme de rayonnement spécifié par une fonction gaussienne centrée à 0° sont reproduits sur la figure 2.16.a.

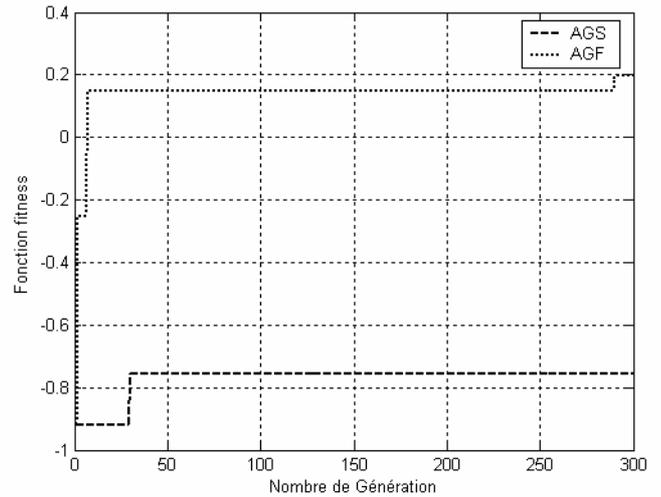
L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.16.b. L'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 2.16.c et 2.16.d. Les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination et la répartition spatiale optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.6.

Le second résultat est reproduit à la figure 2.17. Les diagrammes de rayonnement synthétisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 2.17.a.

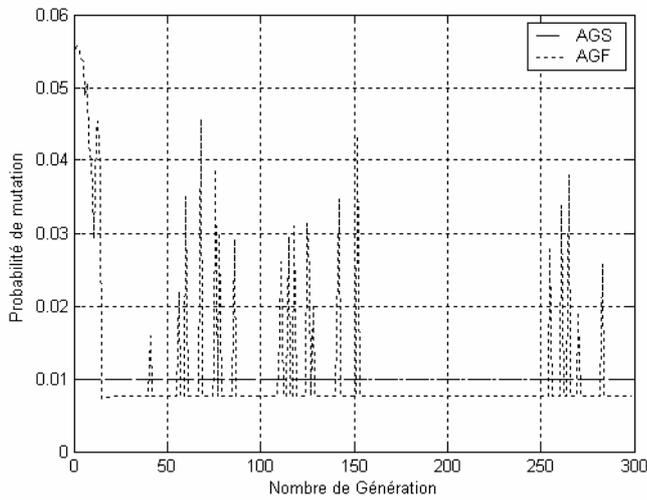
L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.17.b. Les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.7, le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 2.17.c et 2.17.d.



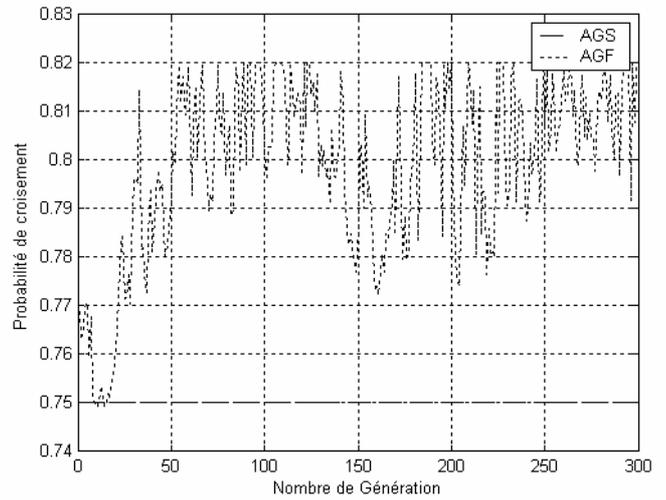
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Régulation de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

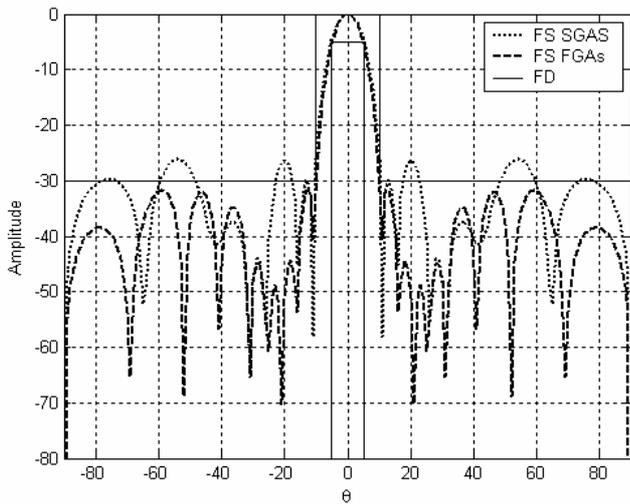


d) Régulation de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

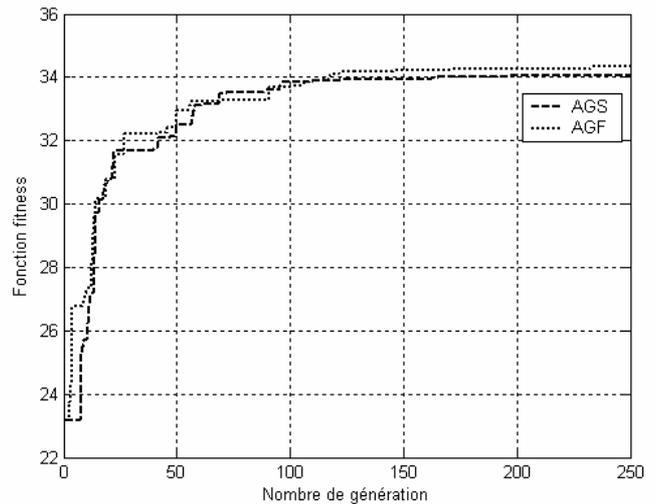
Fig. 2.16 Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 4 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Position	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.1670	0.1394	0.0190	0.0225
2	0.1190	0.0642	0.0169	0.0220

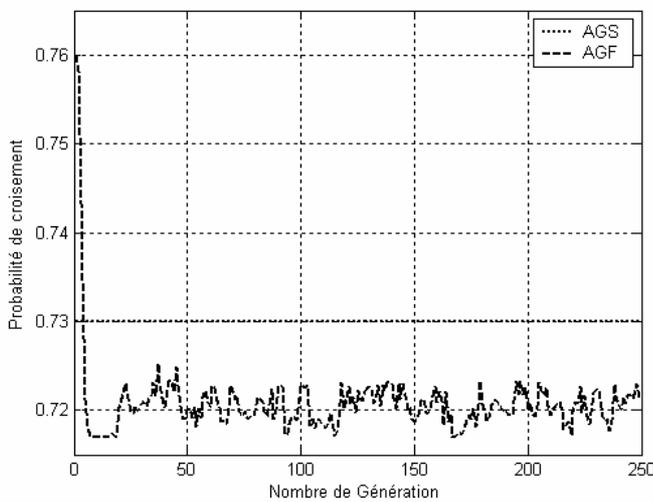
Tableau 2.6 Coefficients amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0°.



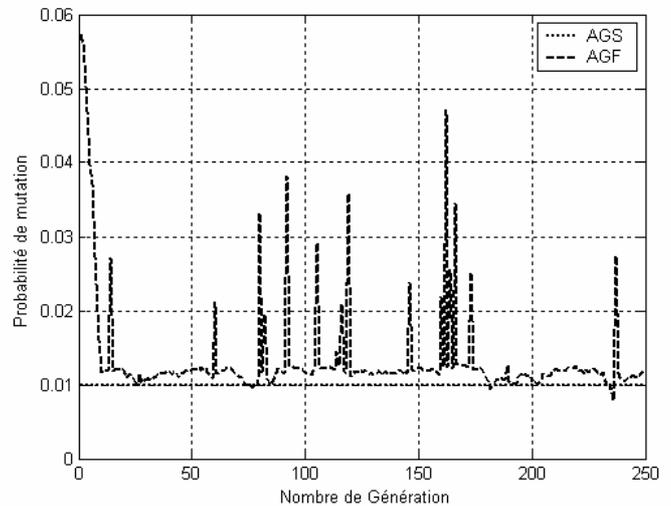
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 2.17 Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit centrée à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Position	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.7084	0.6570	0.0169	0.0151
2	0.5010	0.6514	0.0157	0.0162
3	0.6072	0.5597	0.0160	0.0150
4	0.4503	0.6296	0.0181	0.0176
5	0.4768	0.5055	0.0198	0.0219
6	0.2494	0.2590	0.0238	0.0201
7	0.0317	0.1746	0.0161	0.0230
8	0.0049	0.0101	0.0263	0.0278

Tableau 2.7 Coefficients d'amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF), pour un gabarit centrée à 0°.

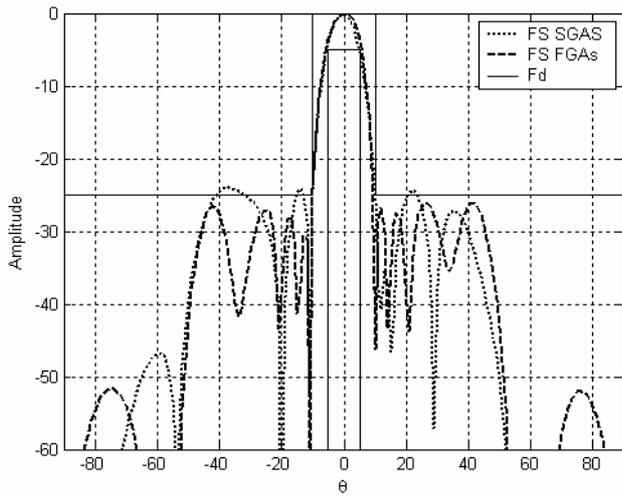
2.4.4.1.4 Synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale

Une autre démarche de synthèse de réseaux non périodiques est présentée par action sur les coefficients complexes de la loi d'illumination (amplitude et phase) et la répartition spatiale des sources. Le problème de synthèse consiste à déterminer le vecteur $W, X = [A_1 A_2 \dots A_N, \psi_1 \psi_2 \dots \psi_N, dx_1 dx_2 \dots dx_N]$ permettant d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement désiré.

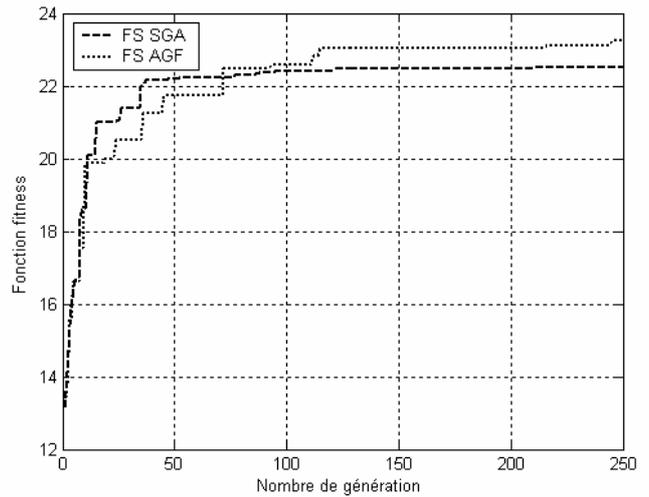
Le diagramme de rayonnement du réseau rectiligne considéré est calculé par le biais de l'expression (2.29), la position optimisée des sources rayonnantes est déduite de la même façon, que précédemment, par l'emploi de l'expression (2.30).

Cette approche de synthèse réunie en une seule démarche les performances des deux techniques de synthèse vue précédemment (synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale & synthèse par loi d'amplitude et de phase), nous pouvons, donc, synthétiser deux types de diagramme de rayonnement centré autour du 0° ou déphasé.

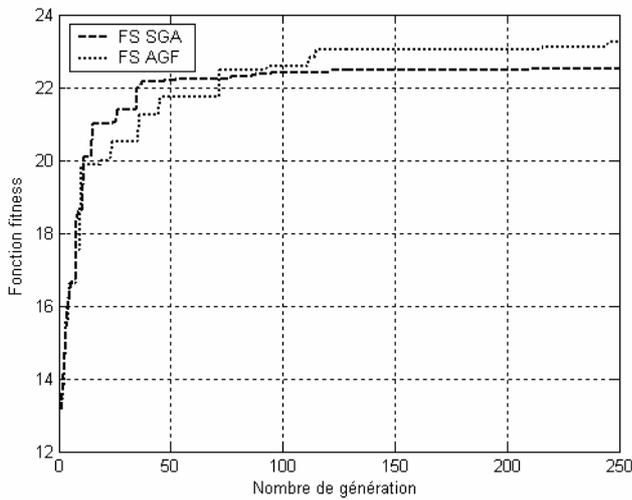
Afin de confirmer ce que nous venons d'affirmer, nous présentons dans ce qui suit les résultats obtenus relatifs à des diagrammes de rayonnement désirés spécifiés par un gabarit centré autour du 0° (figure 2.18) ou déphasé à 10° (figure 2.19).



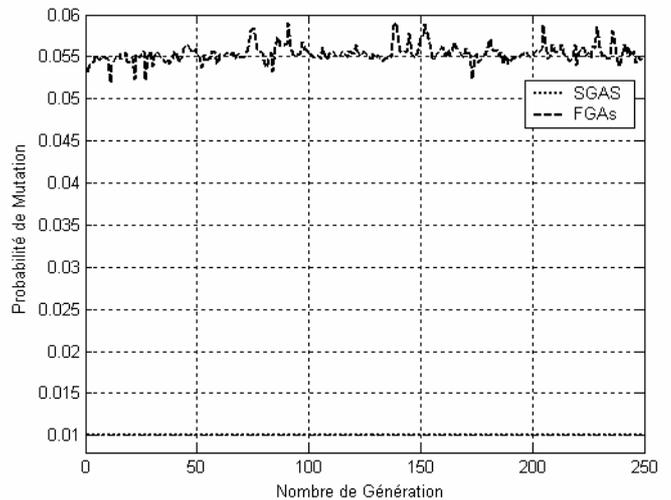
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

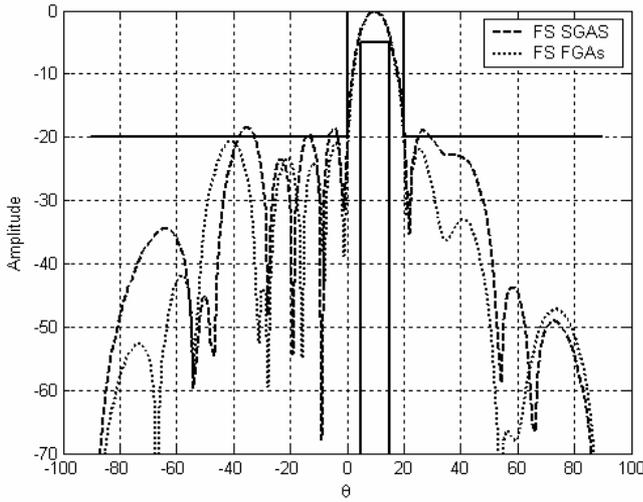


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

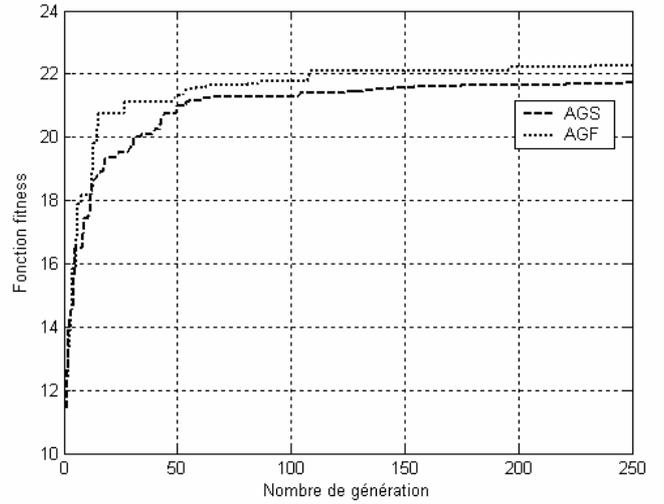
Fig.2.18 Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 12 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit centré à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Optimisés par l'AGS			Optimisés par l'AGF		
	Position	Amplitude	Phase	Position	Amplitude	Phase
1	0.0174	0.9664	0.4706	0.0343	0.9938	0.0228
2	0.0246	0.8221	5.8289	0.0225	0.5258	0.0073
3	0.0198	0.6580	0.4303	0.0266	0.5835	0.0499
4	0.0228	0.5329	0.0029	0.0351	0.3276	6.2508
5	0.0217	0.1921	0.2097	0.0349	0.0722	3.5639
6	0.0276	0.0719	0.3387	0.0342	0.0642	3.5331

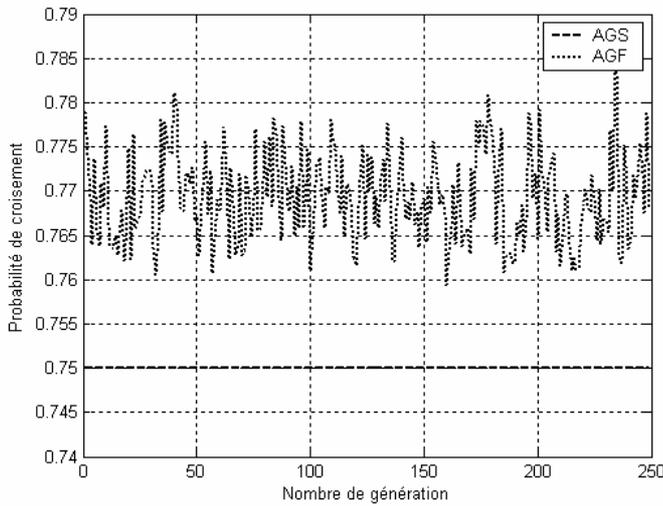
Tableau 2.8 Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit centré à 0°.



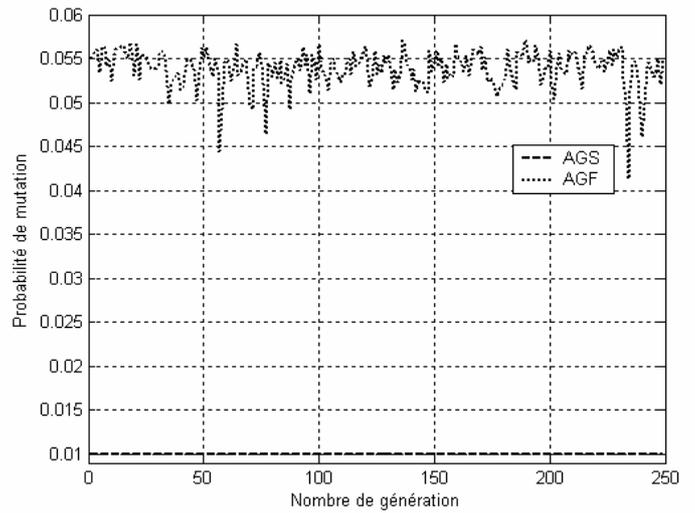
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 2.19 Résultat de synthèse par lois d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 6 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour un gabarit dépointé à 10°.

Ordre d'antenne microruban	Optimisés par l'AGS			Optimisés par l'AGF		
	Position	Amplitude	Phase	Position	Amplitude	Phase
1	0.0313	0.7761	0.0232	0.0362	0.9629	2.5786
2	0.0214	0.9299	4.6619	0.0306	0.7336	1.2854
3	0.0362	0.5650	3.6059	0.0322	0.4351	0.1253

Tableau 2.9 Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour un gabarit dépointé à 10°.

2.4.4.2 Synthèse de réseaux plans

2.4.4.2.1 Synthèse par loi d'amplitude

Si on considère une extension du réseau rectiligne au réseau plan, la synthèse par loi d'amplitude consiste à déterminer le vecteur coefficients d'amplitude de l'alimentation $W = [A_{x1} A_{x2} \dots A_{xN_x}, A_{y1} A_{y2} \dots A_{yN_y}]$, avec $0 \leq A_i \leq 1$ qui permet d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement spécifié par une fonction analytique gaussienne ou à partir d'un gabarit.

Soit un réseau plan d'antennes microrubans de $2N_x \cdot 2N_y$ sources (antennes) identiques de forme rectangulaire alimentées par sonde coaxiale, placées régulièrement symétriquement sur le plan XOY (figure 2.20), la distance inter-élément est d_x selon l'axe OX et d_y selon l'axe OY .

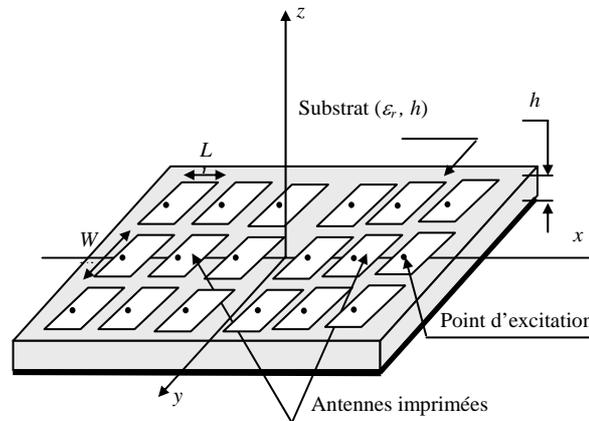


Fig. 2.20 Réseau plan d'antennes imprimées.

Choisissons une phase d'excitation nulle pour l'ensemble des antennes ($\psi_{mn} = 0, \forall m, n$), le diagramme de rayonnement du réseau, dans ce cas, s'écrit :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \sum_{i=1}^{N_x} A_{xi} \cdot \cos(k_0 \cdot i \cdot d_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi) \cdot \sum_{i=1}^{N_y} A_{yi} \cdot \cos(k_0 \cdot i \cdot d_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi) \quad (2.31)$$

Deux exemples de synthèse ont été élaborés pour deux diagrammes de rayonnement un spécifié par une fonction gaussienne centré au 0° et l'autre par un gabarit centré sur 0° et ayant un niveau de lobe secondaire de -25dB [59]. Les résultats obtenus, du premier exemple, de la synthèse de réseau plan de 18×8 antennes de forme carrée en agissant sur les coefficients d'amplitude de la loi d'illumination sont reproduit à la figure 2.21. Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un gabarit étroit centré autour de 0° et ayant un niveau de lobes secondaires de -25dB sont présentés sur la figure 2.21.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 2.21.b. L'ajustement des

probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 2.21.c et 2.21.c. Les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.9.

Les résultats du second exemple de synthèse de réseau plan, identique à celui de l'exemple précédent, est reproduite à la figure 2.22. Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF sont représentés sur la figure 2.22.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 2.22.b. L'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 2.22.c et 2.22.d. Les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont regroupés dans le tableau 2.10.

2.4.4.2 Synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale

Une structure de réseau plan non périodique d'antennes microrubans a été obtenue en optimisant simultanément les coefficients d'amplitudes de la loi d'illumination et de la répartition spatiale des sources. Le résultat de synthèse obtenu, reproduit à la figure 2.23.a, approche mieux le diagramme désiré que celui obtenu en agissant uniquement sur l'amplitude de la loi d'illumination. Même remarque quant à l'évolution de la fonction d'adaptation du meilleur individu, ceci peut être confirmé à la figure 2.23.b.

Les variations des probabilités de croisement et de mutation lors de l'application de l'AGF sont représentées aux figures 2.23.c et 2.23.d.

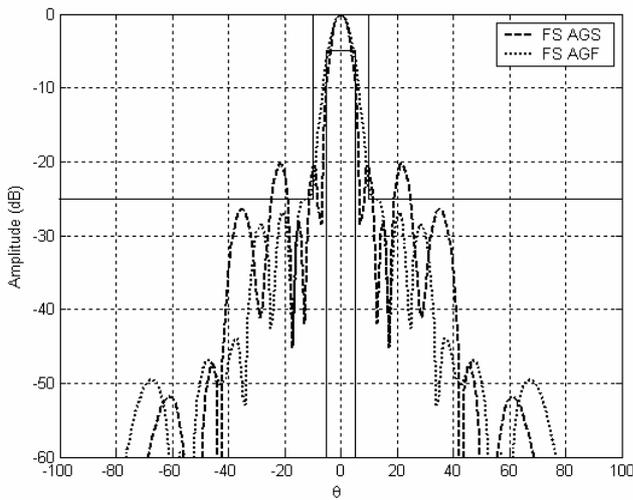
2.4.4.3 Synthèse par loi d'amplitude et de phase

Dans ce type de synthèse il s'agit de déterminer le vecteur $W = [A_{x1} \dots A_{xm}, A_{y1} \dots A_{yn}, \psi_{x1} \dots \psi_{xm}, \psi_{y1} \dots \psi_{yn}]$, avec $0 \leq A_i \leq 1$ et $0 \leq \psi_i \leq 2\pi$ qui permet d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement désiré.

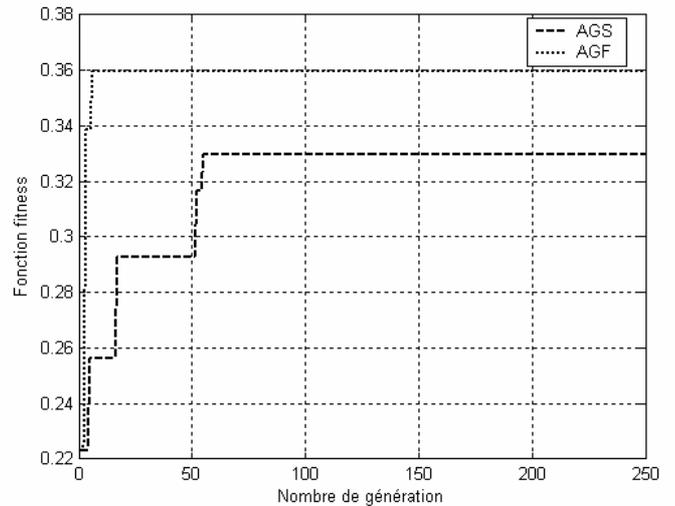
Le diagramme de rayonnement du réseau plan d'antennes microrubans pour une phase antisymétrique de la loi d'illumination ($\psi_{xi} = -\psi_{-xi}, \psi_{yj} = -\psi_{-yj}, i = 1..m, j = 1..n$), s'écrit dans ce cas :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \sum_{i=1}^{N_x} A_{xi} \cdot \cos(k_0 \cdot i \cdot d_x \cdot \sin \theta \cdot \cos \varphi + \psi_{xi}) \cdot \sum_{i=1}^{N_y} A_{yi} \cdot \cos(k_0 \cdot i \cdot d_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi + \psi_{yi}) \quad (2.32)$$

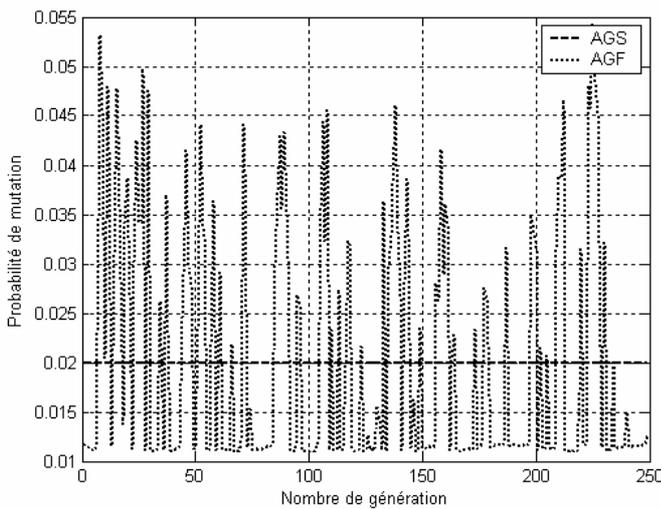
Nous reprenons les mêmes formes de diagrammes de rayonnement désirés que ceux choisis pour le réseau rectiligne, les résultats de synthèse obtenus, dans ce cas, approchent mieux les diagrammes désirés que ceux obtenus dans le cas du réseau rectiligne (figures 2.14 et 2.15). Ces résultats sont reproduits aux figures 2.24 et 2.25.



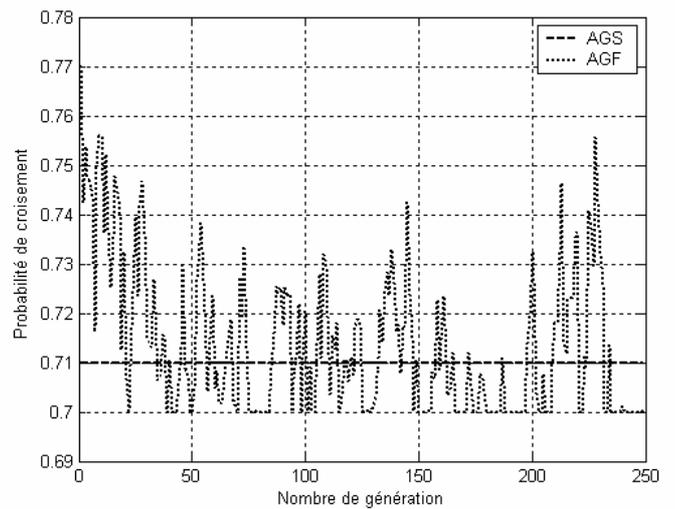
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

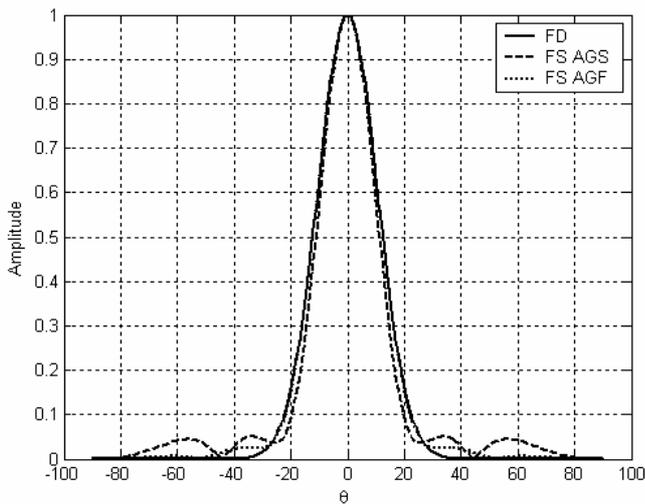


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

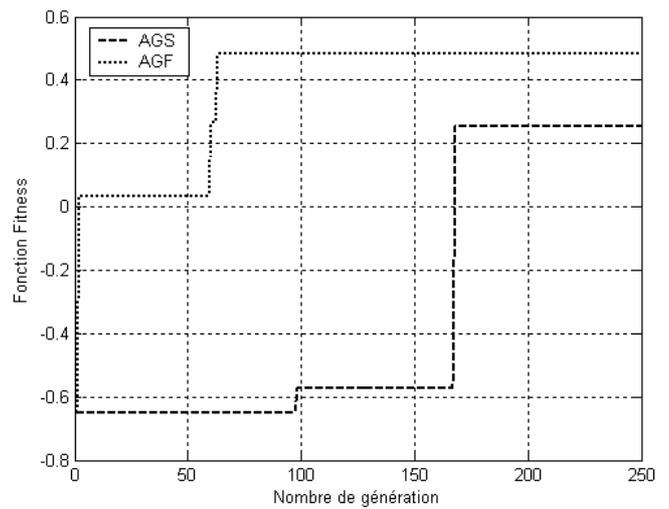
Fig. 2.21 Résultat de synthèse par lois d'amplitude d'un réseau plan symétrique de 144 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit centré à 0°.

	Coefficients d'amplitudes d'excitations optimisés suivant OX									Coefficients d'amplitudes d'excitations optimisés suivant OY			
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	1	2	3	4
AGS	0.3038	0.8095	0.6035	0.4961	0.3352	0.5551	0.1881	0.3614	0.4472	0.9713	0.3228	0.7573	0.8352
AGF	0.7596	0.8177	0.5354	0.5776	0.5649	0.0591	0.3684	0.0578	0.3507	0.8591	0.2151	0.6838	0.5065

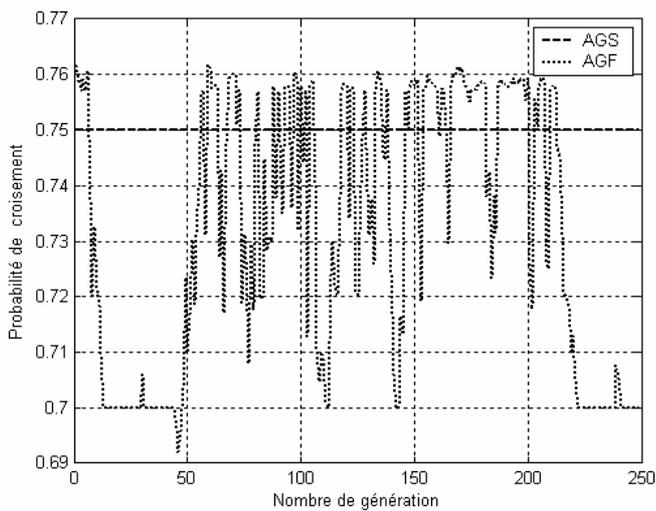
Tableau 2.10 Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau d'antennes plan, pour un gabarit centré à 0°.



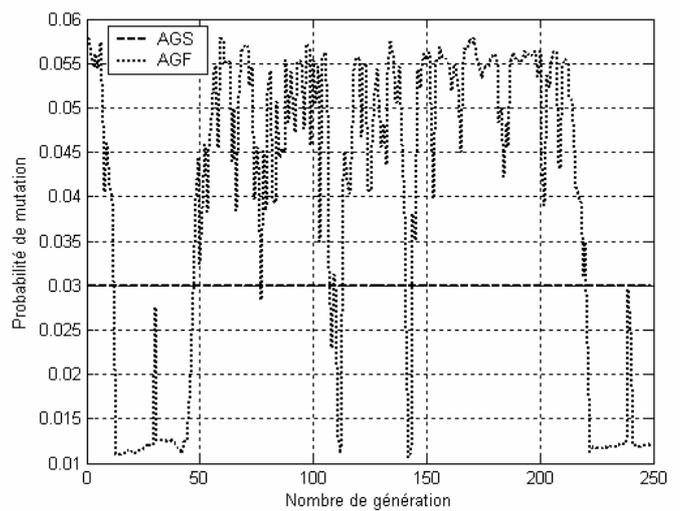
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

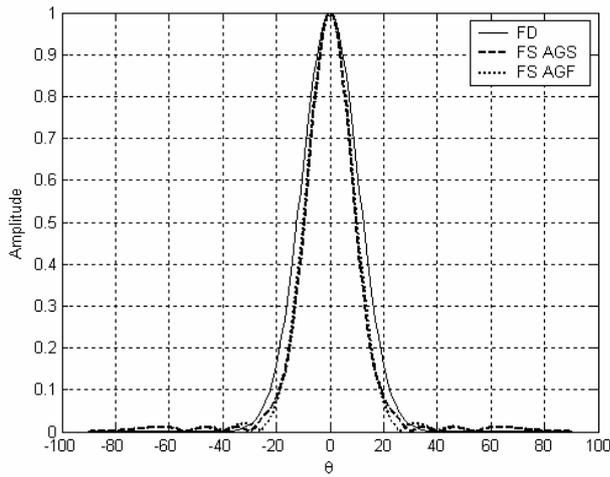


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

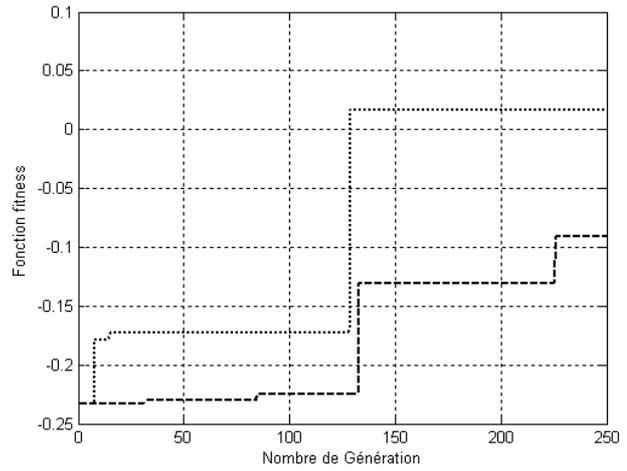
Fig. 2.22 Résultat de synthèse par loi d'amplitudes d'un réseau plan symétrique de 48 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.

	Coefficients d'amplitudes d'excitations optimisés suivant OX				Coefficients d'amplitudes d'excitations optimisés suivant OY		
	1	2	3	4	1	2	3
AGS	0.6688	0.1712	0.8334	0.0611	0.0467	0.0216	0.0193
AGF	0.4568	0.0371	0.3137	0.2002	0.1376	0.0732	0.0309

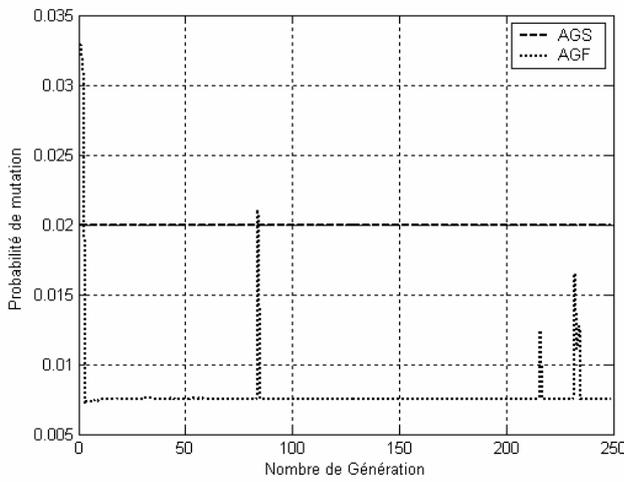
Tableau 2.11 Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour une gaussienne centrée à 0°.



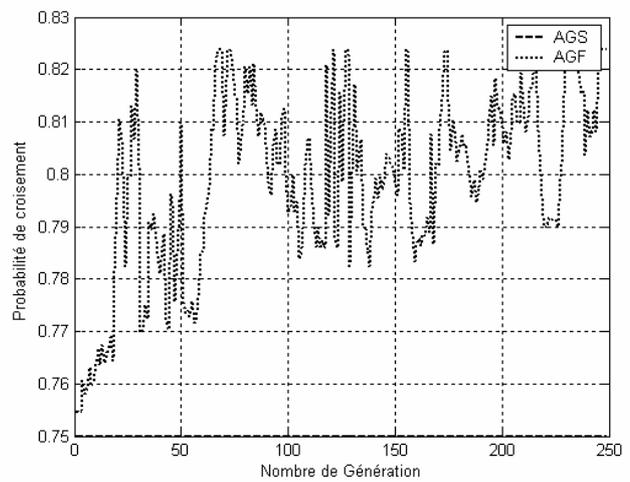
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

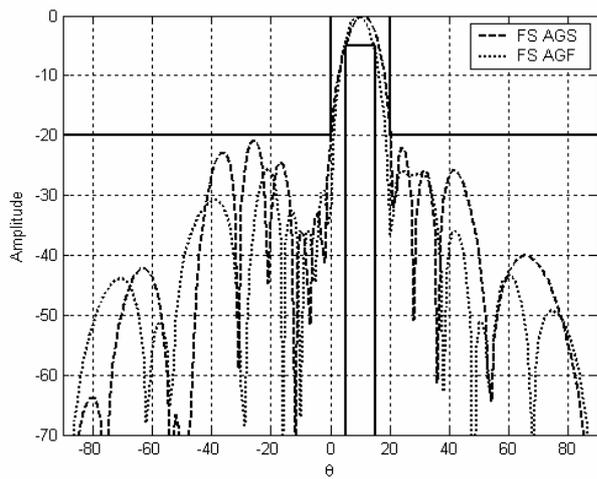


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

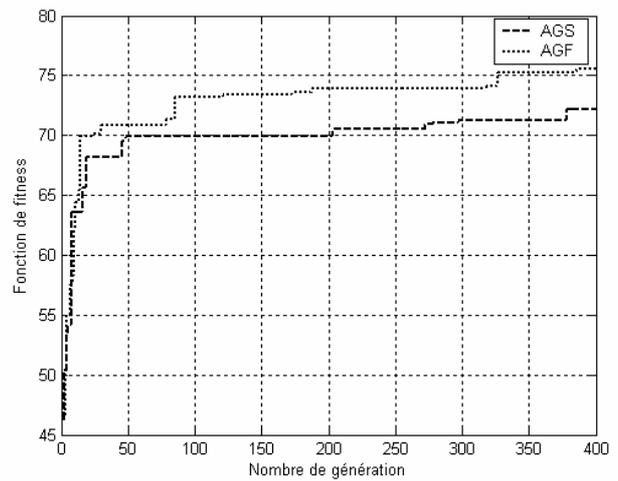
Fig. 2.23 Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau plan de 48 éléments rayonnant de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.

Ordre d'antenne microruban		Coefficients amplitudes d'excitations		Position	
		Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
Suivant OX	1	0.8715	0.8362	0.0156	0.0161
	2	0.7608	0.7649	0.0246	0.0246
	3	0.2014	0.1367	0.0347	0.0352
Suivant OY	1	0.5191	0.1919	0.0228	0.0641
	2	0.6448	0.9302	0.0413	0.0517
	3	0.2606	0.9501	0.0222	0.0566
	4	0.7585	0.2705	0.0175	0.0347

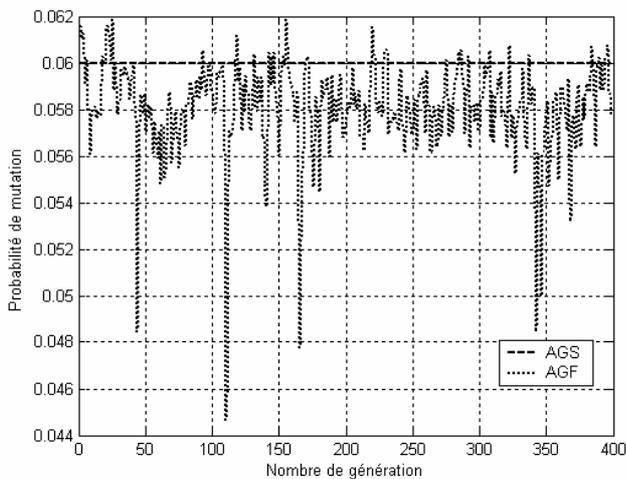
Tableau 2.12 Coefficients d'amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour une gaussienne centrée à 0°.



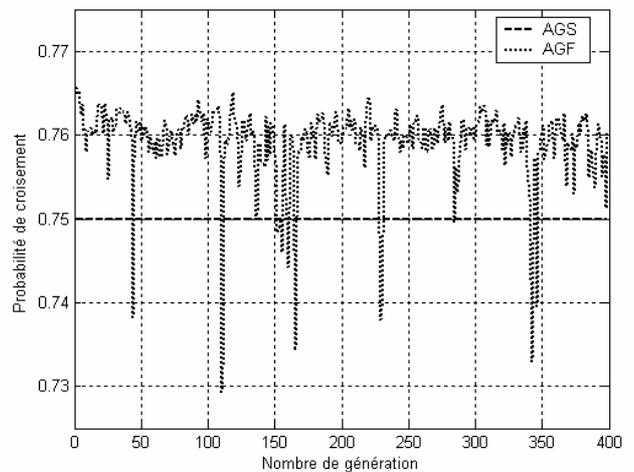
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

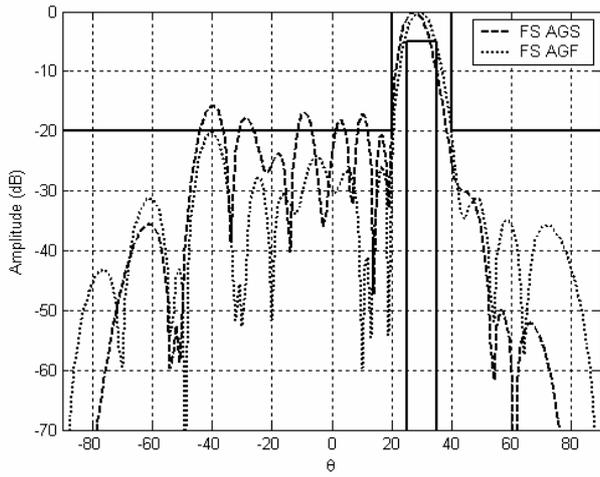


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

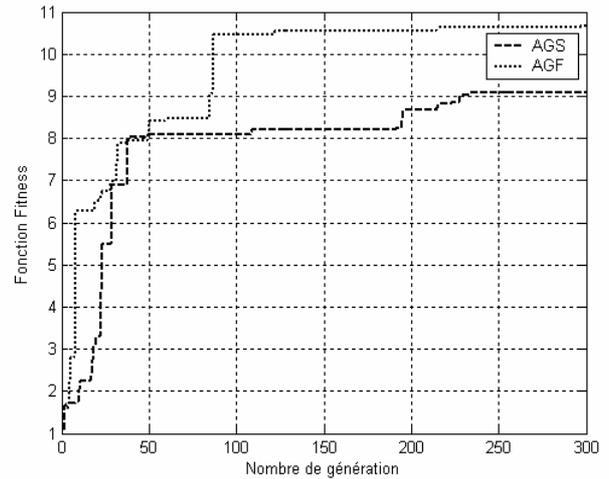
Fig. 2.24 Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau plan de 96 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit dépointé à 10°.

Ordre d'antenne microruban		Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients phase d'excitations	
		Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
Suivant OX	1	0.3599	0.7858	3.2294	0.0458
	2	0.8900	0.5746	2.5083	5.4802
	3	0.5219	0.9792	0.8819	4.9156
	4	0.3331	0.2755	1.5816	4.4412
	5	0.3624	0.9736	0.7351	3.9251
	6	0.1787	0.3523	5.6505	1.7774
	7	0.3977	0.3582	5.4821	3.6948
	8	0.2094	0.3666	2.4963	1.9865
Suivant OY	1	0.1471	0.6799	3.8795	4.5576
	2	0.4303	0.1560	2.8082	5.2934
	3	0.9205	0.5092	1.0298	5.3501

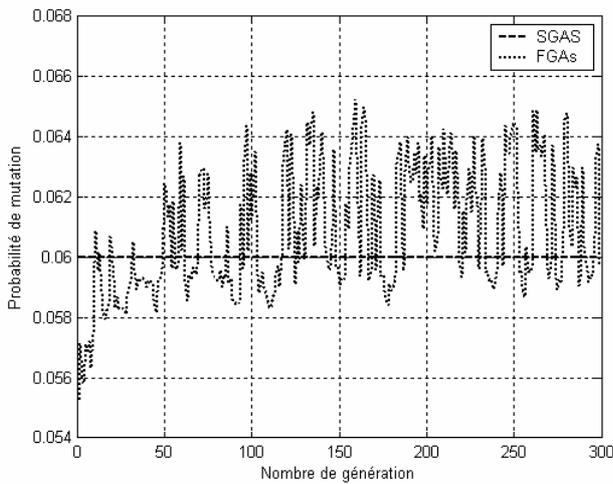
Tableau 2.13 Coefficients complexe d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour un gabarit dépointé à 10°.



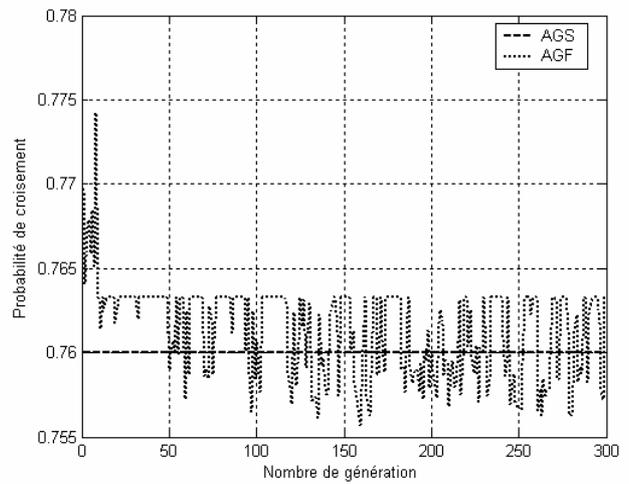
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 2.25 Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau plan de 96 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sonde coaxiale (plan H), pour un gabarit dépointé à 30°.

Ordre d'antenne microruban		Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients phase d'excitations	
		Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
Suivant OX	1	0.9554	0.9498	5.3642	5.3804
	2	0.8811	0.8036	3.9900	3.5181
	3	0.9802	0.5927	2.0877	2.2159
	4	0.0343	0.6104	5.4816	0.1483
	5	0.8758	0.0992	5.9967	1.8135
	6	0.3828	0.7901	3.2926	4.6672
	7	0.4840	0.8121	3.5377	1.9310
	8	0.5119	0.3194	0.8875	5.4378
Suivant OY	1	0.9299	0.8845	4.6830	6.1580
	2	0.0378	0.0419	0.4704	4.2199
	3	0.5881	0.3875	2.3934	2.0776

Tableau 2.14 Coefficients complexes d'excitation optimisés par les AGS et AGF d'un réseau plan, pour un gabarit dépointé à 30°.

2.4.4.3 Synthèse des résultats

2.4.4.3.1 Réseaux rectilignes d'antennes microrubans

La synthèse de diagrammes de rayonnement symétriques est envisageable dans la procédure de synthèse en agissant sur :

- ❖ Les coefficients d'amplitude de la loi d'illumination,
- ❖ Les coefficients d'amplitude de la loi d'illumination et la répartition spatiale des sources,
- ❖ Les coefficients complexes d'amplitude et de phase de la loi d'illumination et la répartition spatiale des sources,

Deux diagrammes de rayonnement ont été synthétisés, un donné par une fonction gaussienne, l'autre est spécifié à partir d'un gabarit centré.

Une comparaison des résultats obtenus par les différentes approches de synthèse pour les deux types de diagramme de rayonnement peut être envisagée grâce aux figures (2.12.a, 2.16.a, 2.13.a, 2.17.a et 2.18) reproduites à la page suivante.

La synthèse par loi d'amplitude, ou par loi d'amplitude et de répartition spatiale (figures : 2.12.a, 2.16.a, 2.13.a, 2.17.a) donne de bons résultats comparée à la synthèse par loi d'amplitude de phase et de répartition spatiale, qui peut être justifiée par le fait que synthétiser des diagrammes de rayonnement symétrique de faible niveau de lobes secondaires nécessite l'ajustement des coefficients d'amplitude et de répartition spatiale des sources uniquement (méthode de Taylor, Chebishev, etc...). Alors que l'implication des coefficients de phase a pour effet d'introduire des déphasages du lobe principal rayonné par chaque source du réseau, le rayonnement total du réseau d'antennes est obtenu par la sommation des différentes contributions de chaque source ce qui entraînera l'apparition de lobes secondaires de niveaux non négligeables (figures : 2.18.a) et qui dépendra du gradient de phase appliqué.

L'approche de synthèse en agissant sur les lois d'amplitude et de phase (et de répartition spatiale des éléments rayonnants) permettent de synthétiser des réseaux d'antennes déphaseurs c.-à-d. à diagrammes de rayonnement où le lobe principal peut être dirigé à n'importe quel angle du demi-sphère supérieure de l'espace.

Une comparaison des résultats des deux approches de synthèse pour le même diagramme de rayonnement spécifié par un gabarit dépointé à 10° est représentée aux figures (2.14.a et 2.19.a). Nous constatons que l'approche de synthèse agissant sur les coefficients complexes de la loi d'alimentation est intéressante devant l'autre approche, en terme du niveau faible des lobes secondaires et même d'ordre de réalisation pratique (c'est plus simple de modifier les coefficients d'amplitude et de phase de chaque antenne que de changer toute la structure du réseau d'antennes).

2.4.4.3.2 Réseaux plans d'antennes microrubans

Nous avons repris, pour le réseau plan d'antennes microrubans, les différentes approches de synthèse implémentées pour le réseau rectiligne.

De même ici, les résultats de simulations élaborés (figure 2.22.a, 2.23.a, 2.24.a) consolident les affirmations que nous avons souligné pour le réseau rectiligne dans les deux cas du diagramme de rayonnement (diagramme symétrique ou dépointé).

Nous pouvons aussi souligner que les résultats obtenus dans le cas du réseau plan approchent mieux le diagramme de rayonnement désiré que ceux obtenus pour le réseau rectiligne, ceci peut être vérifié en consultant attentivement les résultats reportés aux figures (2.12.a, 2.16.a) pour le réseau rectiligne et (2.22.a, 2.23.a) pour le réseau plan).

La synthèse des réseaux plans offre plus d'avantages que celle des réseaux rectilignes, du fait que la recherche des solutions optimales n'est plus figée dans une ligne droite mais étendu à tout l'espace (à deux dimensions) plus particulièrement pour les approches de synthèse introduisant l'action sur la répartition spatiale des sources.

2.5. Conclusion

Les nombreux résultats que nous avons présentés pour différents réseaux et différentes approches de synthèse démontrent les performances remarquables de l'AGF vis-à-vis l'AGS tant au niveau de la valeur maximale de la fonction d'adaptation du meilleur individu qu'à la vitesse de convergence vers l'optimum. Nous énumérons ces performances ci-dessous :

- ❖ Le diagramme de rayonnement synthétisé par l'AGF approche mieux le diagramme de rayonnement désiré que celui synthétisé par l'AGS.
- ❖ Le niveau des lobes secondaires, dans le cas où le diagramme désiré est spécifié par un gabarit, obtenu par l'emploi de l'AGF est inférieur à celui obtenu par l'AGS.
- ❖ La valeur de la fonction d'adaptation du meilleur individu (la solution possible du problème de synthèse) en employant l'AGF est supérieure à celle de l'AGS, ceci à chaque itération de l'exécution des algorithmes d'optimisation.
- ❖ L'AGF a une vitesse de convergence vers l'optimum supérieure à celle de l'AGS.

Nous appliquons aussi, dans le chapitre suivant, ces deux algorithmes d'optimisation dans la synthèse d'un autre type de réseaux d'antennes microrubans où les antennes seront alimentées en série par lignes microrubans.

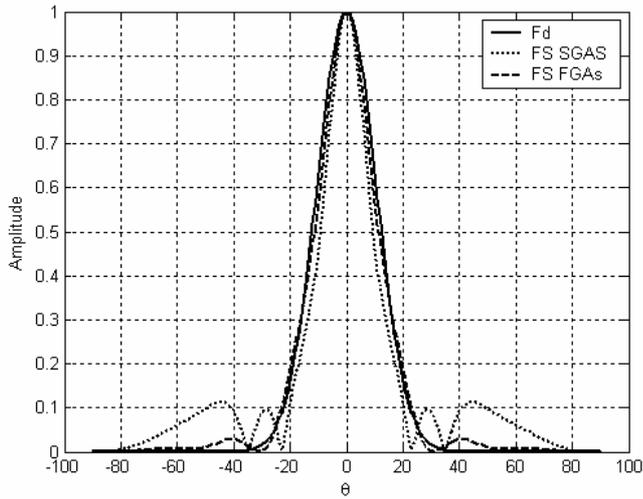


Fig. 2.12.a Résultat de synthèse par lois d'amplitude d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnants (plan H),

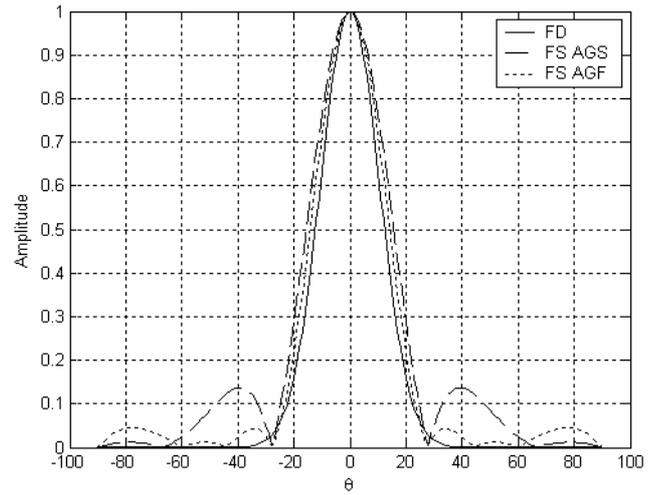


Fig. 2.16.a Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 4 éléments rayonnants (plan H).

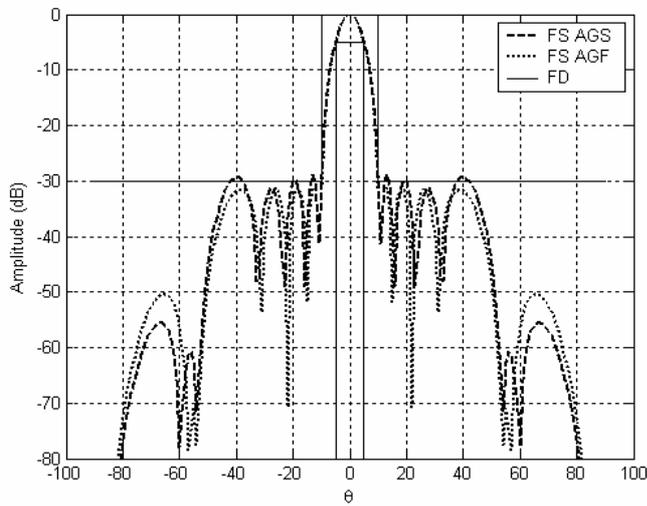


Fig. 2.13.a Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants (plan H).

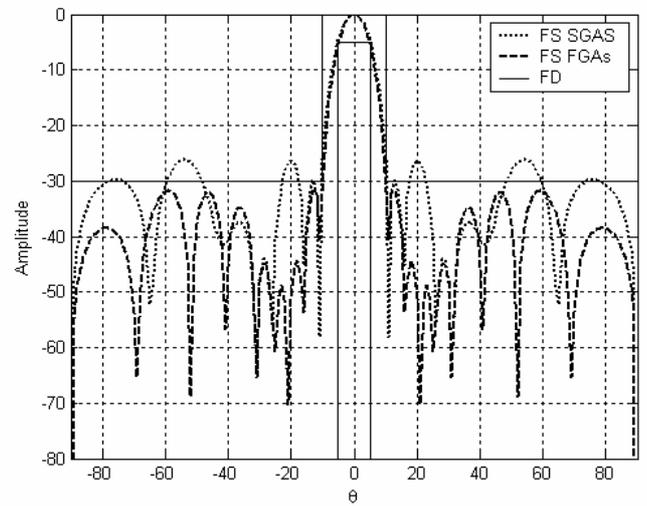


Fig. 2.17.a Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants (plan H).

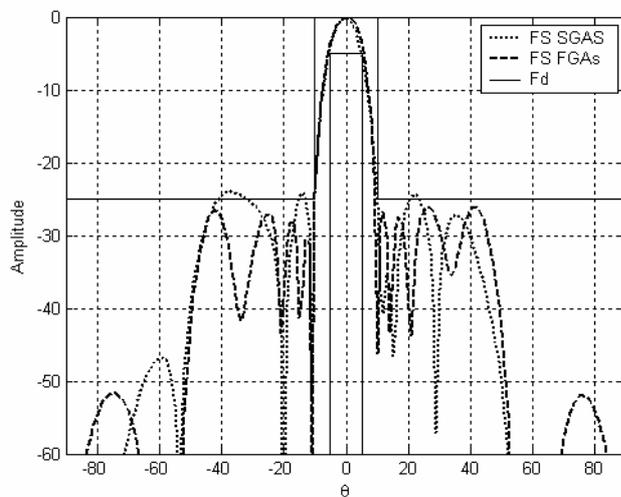


Fig.2.18.a Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 12 éléments rayonnants (plan H).

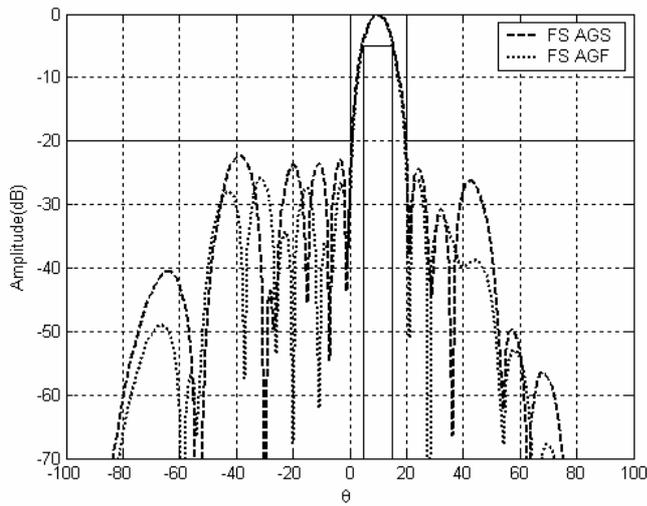


Fig. 2.14.a Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire de 14 éléments rayonnants (plan H).

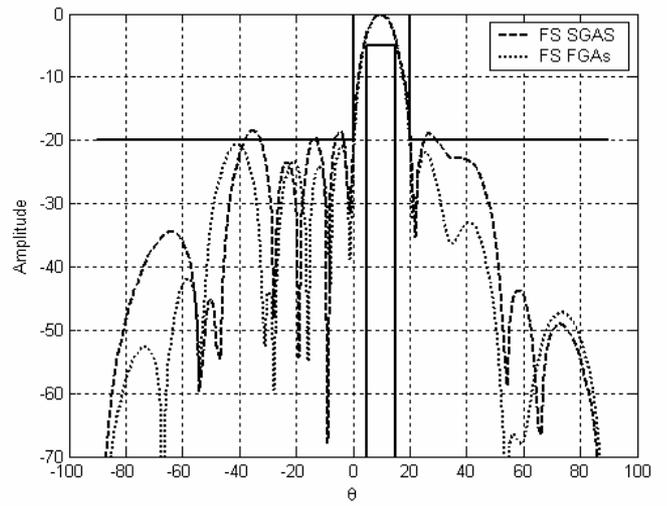


Fig. 2.19 Résultat de synthèse par lois d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire de 6 éléments rayonnants (plan H).

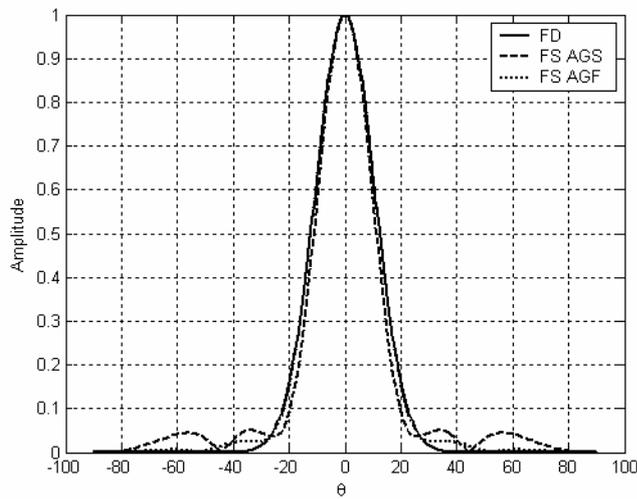


Fig. 2.22.a Résultat de synthèse par loi d'amplitudes d'un réseau plan symétrique de 48 éléments rayonnants (plan H).

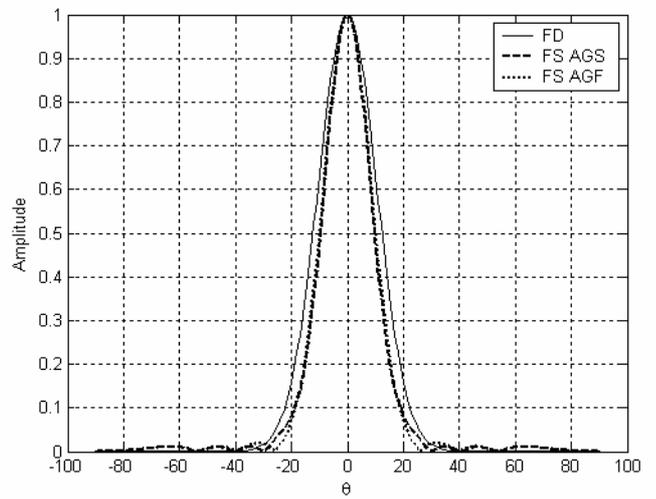


Fig. 2.23.a Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau plan de 48 éléments rayonnants (plan H).

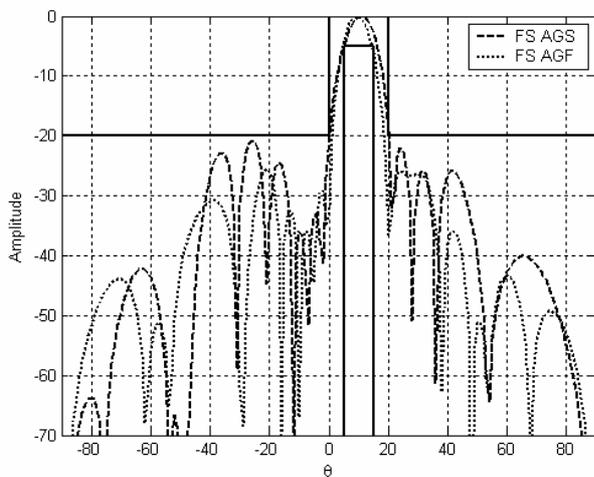


Fig. 2.24.a Résultat de synthèse par lois d'amplitude et de phase d'un réseau plan de 96 éléments rayonnants (plan H).

CHAPITRE 3

Synthèse de Réseaux d'Antennes Imprimées Alimentées en Série par Ligne Microruban

Sommaire

3.1 Introduction	62
3.2 Modélisation de la ligne microruban d'alimentation	62
3.3 Modélisation du réseau linéaire d'antennes microrubans rectangulaires	63
3.3.1 Excitation à l'extrémité.....	64
3.3.2 Excitation au centre	65
3.4 Synthèse de réseaux rectilignes d'antennes microrubans	66
3.4.1 Résultats de simulation	67
1.1 Cas sans pertes	67
1.2 Cas avec pertes	70
3.5 Réseaux d'antennes bidimensionnels	75
3.5.1 Alimentation des réseaux plans	75
3.5.2 Modélisation des discontinuités coude et jonctions	77
2.1 La jonction coude	77
2.2 La jonction en T	77
3.6 Synthèse de réseau plan alimenté en coin	78
3.6.1 Calcul de la loi d'alimentation.....	79
1.1 Cas sans pertes	79
1.2 Procédure de synthèse du réseau plan alimenté en coin	81
1.3 Cas avec pertes	83
1.4 Résultats de simulation	83
3.7 Conclusion	84

3.1 Introduction

Nous nous intéressons dans ce présent chapitre à la synthèse de réseaux non périodiques d'antennes imprimées alimentées par ligne microruban par l'application des algorithmes d'optimisation de type AGS et AGF, étudiés en détail dans le premier chapitre, et moyennant une modélisation simple de l'antenne et de son circuit d'alimentation (ligne microruban et discontinuités microrubans) par des modèles équivalents en lignes de transmission. Deux modèles ont été abordés avec ou sans introduction de l'effet des pertes (pertes dans le conducteur et dans le substrat). Nous présentons deux structures de réseaux d'antennes, la première considère un réseau rectiligne d'antennes microrubans, où deux types d'excitation ont été envisagées : excitation au centre ou à l'extrémité. La seconde structure est une extension du réseau rectiligne alimenté à l'extrémité sur deux dimensions, nous obtenons alors le réseau plan alimenté au coin.

3.2 Modélisation de la ligne microruban d'alimentation

La modélisation de la ligne microruban d'alimentation consiste à établir une formulation exacte de l'excitation acheminée à chaque élément du réseau [46]. Considérant une ligne microruban imprimée sur un plan diélectrique de hauteur h et de constante diélectrique ϵ_r , la largeur et la longueur de cette ligne sont respectivement w et L (figure 3.1).

Dans une première approximation, on peut considérer la ligne microruban d'alimentation comme étant une ligne de transmission idéale sans pertes (figure 3.1), les deux paramètres caractérisant ce modèle (l'impédance caractéristique Z_c et la permittivité équivalente ϵ_{eff}) en fonction des caractéristiques de la ligne microruban (h , w et L) sont donnés par les travaux de Hammerstad [61], pour plus de détail voir l'annexe 1.

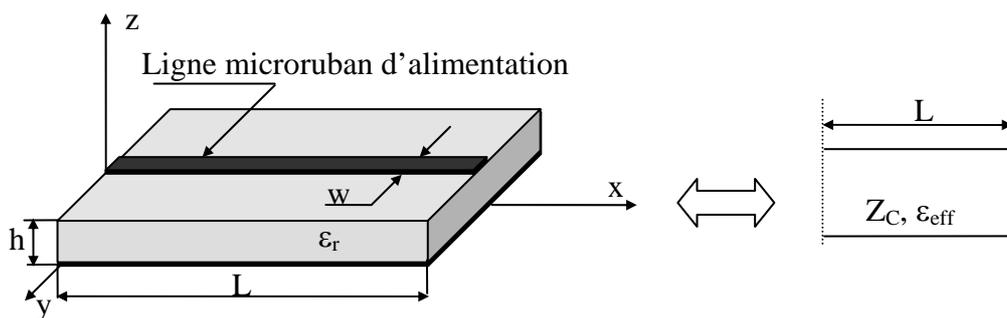


Fig. 3.1 Modèle de ligne de transmission d'une ligne microruban.

D'après la théorie des lignes de transmission en régime d'onde progressive, le courant et la tension au point x_1 sont donnés par :

$$\begin{cases} V(x_1) = e^{-\gamma_g \cdot x_1} \cdot V(0) \\ I(x_1) = e^{-\gamma_g \cdot x_1} \cdot I(0) \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\text{avec : } \gamma_g = \alpha_g + jk_g \quad (3.2)$$

α_g : facteur d'atténuation,

k_g : constante de propagation guidée.

Le terme α_g associe les pertes dans le diélectrique α_d et dans le conducteur α_c leur expression est reportée à l'annexe 1.

L'équation précédente écrite sous forme matricielle se présente sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V(x_1) \\ I(x_1) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \begin{bmatrix} V(0) \\ I(0) \end{bmatrix} \quad \text{avec } T_1 = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_g \cdot x_1} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_g \cdot x_1} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

T_1 est appelée la matrice chaîne du tronçon de ligne de longueur x_1 , en généralisant le concept de la matrice chaîne à un tronçon de longueur x_2 , nous pouvons en déduire que :

$$\begin{bmatrix} V(x_2) \\ I(x_2) \end{bmatrix} = T_2 \cdot \begin{bmatrix} V(x_1) \\ I(x_1) \end{bmatrix} \quad \text{avec } T_2 = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_g \cdot (x_2 - x_1)} & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_g \cdot (x_2 - x_1)} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Ces relations itératives permettent d'en déduire les grandeurs électriques courant et tension (voir même impédance) le long d'une ligne de transmission ou approximativement le long d'une ligne microruban.

Nous exploitons ce résultat dans la modélisation et le calcul des excitations d'un réseau linéaire ou bidimensionnel d'antennes microrubans alimentés par ligne microrubans.

3.3 Modélisation du réseau linéaire d'antennes microrubans rectangulaires

L'association en réseau de plusieurs antennes microrubans permet outre l'amélioration des performances d'une antenne unique (gain, directivité, etc...), la réalisation des fonctions propres au réseau : le dépointage ou le balayage électronique du faisceau et la production de diagrammes de rayonnement variés en agissant sur les paramètres : amplitude et/ou phase de l'alimentation et/ou position spatiale de l'élément rayonnant.

Dans le cas d'un réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en série par ligne microruban les antennes sont disposées le long de la ligne microruban d'alimentation, la figure 3.2 donne l'allure de ce type de réseau.

3.3.1 Excitation à l'extrémité

Considérons un réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées par ligne microruban à une extrémité (figure 3.2).

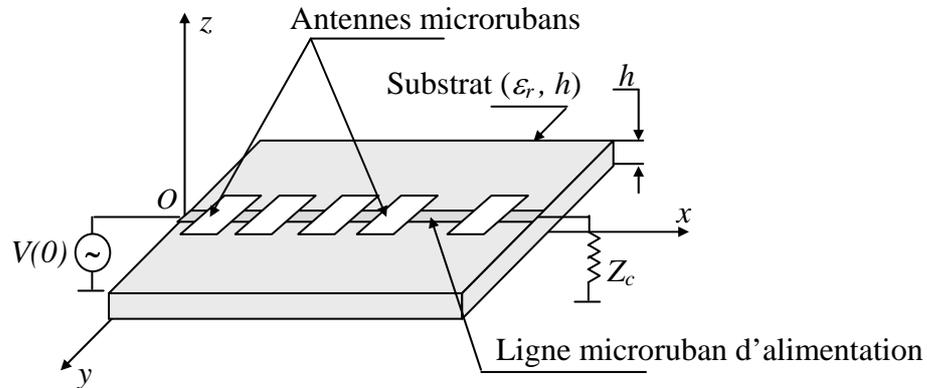


Fig. 3.2 Réseau rectiligne d'antennes microrubans alimentées en série.

Suite aux modèles de l'antenne microruban et de la ligne microruban, que nous avons décrit précédemment, nous pouvons déterminer avec précision l'excitation acheminée à l'entrée de chaque antenne microruban par l'application du concept de la matrice chaîne. Prenons le schéma le plus explicatif représenté à la figure 3.3 ci-dessous :

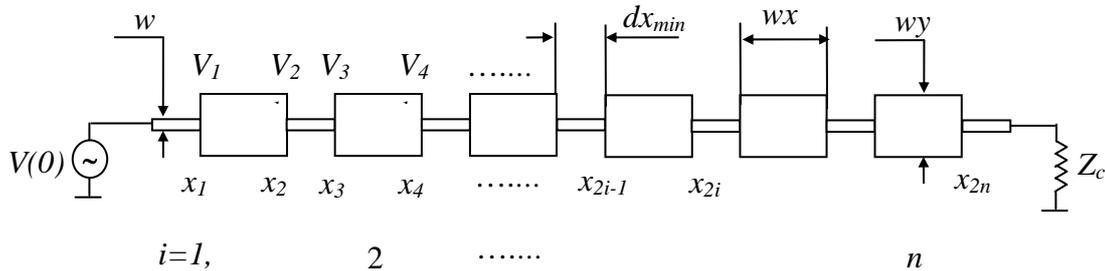


Fig. 3.3 Réseau rectiligne de n antennes microrubans alimentées en série à l'extrémité.

Avec :

- w : largeur du ruban de ligne d'alimentation.
- W_y : largeur de l'élément rayonnant.
- W_x : longueur de l'élément rayonnant.
- x_{2i-1} : abscisse à indice impair désignant l'entrée de l'antenne.
- x_{2i} : abscisse à indice pair désignant la sortie de l'antenne.
- Z_c : charge d'adaptation.
- $d_{x_{min}}$: distance minimale entre 2 sources adjacentes.

Le calcul de l'excitation acheminée à une antenne d'ordre i est reporté en détail dans la référence [47], l'expression est donnée par l'équation (3.5).

$$I_{2i-1} = e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m \cdot (-1)^{m+1} - \gamma_g \cdot x_{2i-1}} \cdot I(0) \tag{3.5}$$

où $\gamma_g = \alpha_g + jk_g$ et $\gamma_p = \alpha_p + jk_p$ (3.6)

Le diagramme de rayonnement d'un réseau rectiligne constitué de N antennes placées à l'abscisse x_{2i-1} et ayant un coefficient complexe d'excitation w_{2i-1} est donné par l'expression suivante :

$$F_s(\theta) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N W_{2i-1} \cdot e^{jk_0 \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2i-1}} \tag{3.7}$$

En tenant compte des excitations calculées moyennant le modèle équivalent de lignes de transmissions avec pertes, l'expression du diagramme de rayonnement (3.8) devient :

$$F_s(\theta) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^N e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m \cdot (-1)^{m+1}} \cdot e^{jk_0 \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2i-1}} \cdot I(0) \tag{3.8}$$

Si on néglige l'effet des pertes et pour un réseau symétrique le diagramme de rayonnement normalisé peut être simplifié à l'expression ci-dessous :

$$F_s(\theta) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{s \max}} \sum_{i=1}^N \cos \left((k_g \sin \theta \cos \phi) x_{2i-1} + \sum_{m=1}^{2i-2} (k_p - k_g) x_m \cdot (-1)^{m+1} \right) \tag{3.9}$$

3.3.2 Excitation au centre

Ce type de réseau est alimenté par une source pointée au milieu de la ligne, tandis que les extrémités de la ligne sont chargées par l'impédance caractéristique Z_c (figure 3.4).

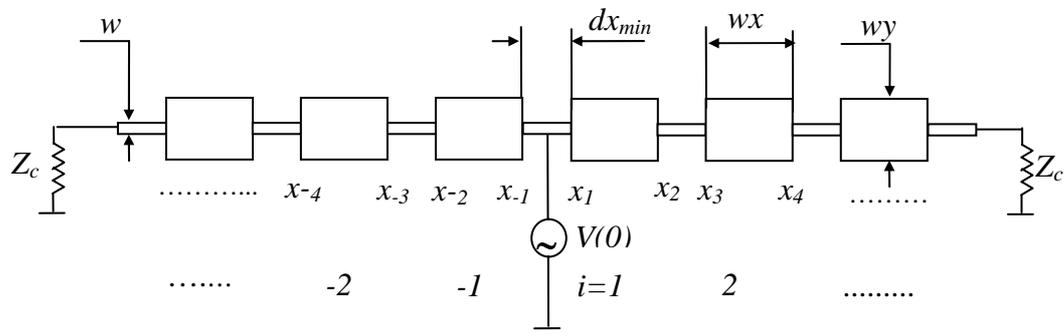


Fig. 3.4 Réseau rectiligne de n antennes microrubans alimentées en série au centre.

En se servant du modèle décrit précédemment et par un calcul identique l'excitation ramenée à l'entrée de chaque antenne imprimée est donnée par l'expression suivante :

$$I_{2i-1} = \begin{cases} e^{\sum_{m=15}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m (-1)^{m+1} - \gamma_g \cdot x_{2i-1}} \cdot I(0) & x > 0 \\ e^{-\sum_{m=15}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m (-1)^{m+1} + \gamma_g \cdot x_{2i-1}} \cdot I(0) & x < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

En choisissant un réseau rectiligne symétrique par rapport à l'origine nous aurons une symétrie d'amplitude et une antisymétrie des phases [39], le digramme de rayonnement en présence des pertes peut être calculé par l'expression suivante :

$$F_s(\theta) = f(\theta, \varphi) \sum_{i=1}^{N/2} e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_m (-1)^{m+1}} \cdot e^{jk_g \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2i-1}} \cdot I(0) \quad (3.11)$$

Si on néglige l'effet des pertes, le diagramme de rayonnement normalisé peut être simplifié à l'expression ci-dessous :

$$F_s(\theta) = \frac{f(\theta, \varphi)}{F_{s \max}} \cdot \sum_{i=1}^{N/2} \cos((k_g \sin \theta \cos \phi) x_{2i-1}) e^{\sum_{m=1}^{2i-2} (k_p - k_g) x_m (-1)^{m+1} - k_g x_{2i-1}} \quad (3.12)$$

3.4. Synthèse de réseaux rectilignes d'antennes microrubans

Nous venons de présenter une analyse des réseaux d'antennes microrubans alimentées par ligne microruban, il s'agissait de déterminer le champ rayonné en fonction de la géométrie donnée du réseau, de la loi d'alimentation (à travers une modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation) et d'une source de forme donnée (antenne de forme rectangulaire ou carrée).

En agissant sur l'un des paramètres physique (amplitude et/ou phase de l'alimentation) et géométrique (répartition spatiale des éléments rayonnants) il est possible de modifier les caractéristiques de rayonnement du réseau d'antennes. Cette notion nous conduit à aborder un problème important, rencontré souvent dans des applications pratiques ; celui de la synthèse [39-47].

Vu la particularité du circuit d'alimentation (constitué de lignes microrubans), la synthèse, dans ce cas, ne peut s'effectuer que par action sur un seule paramètre celui de la répartition spatiale, les autres paramètres (amplitude et phase) sont liés à la répartition spatiale des sources grâce à l'emploi du modèle équivalent en ligne de transmission.

3.4.1 Résultats de synthèse

3.4.1.1 Cas sans pertes

3.4.1.1.1 Excitation à l'extrémité

Nous avons implémenté les deux algorithmes d'optimisation AGS et AGF pour la synthèse de réseaux d'antennes imprimées rectiligne alimentées par ligne microruban, deux structures ont été considérées : excitation à une extrémité ou au centre [62].

La synthèse se résume, dans ce cas, à l'optimisation de la répartition spatiale des antennes imprimées afin d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement résultant d'une fonction désirée ayant une forme gaussienne centrée à 10° .

La figure 3.5 représente le résultat de synthèse d'un réseau rectiligne de 6 antennes de forme rectangulaire de 0.8 cm de longueur et de 0.8 cm de largeur imprimées sur un substrat d'hauteur $h=0.22\text{cm}$ et de constante diélectrique de $\epsilon_r=2.22$.

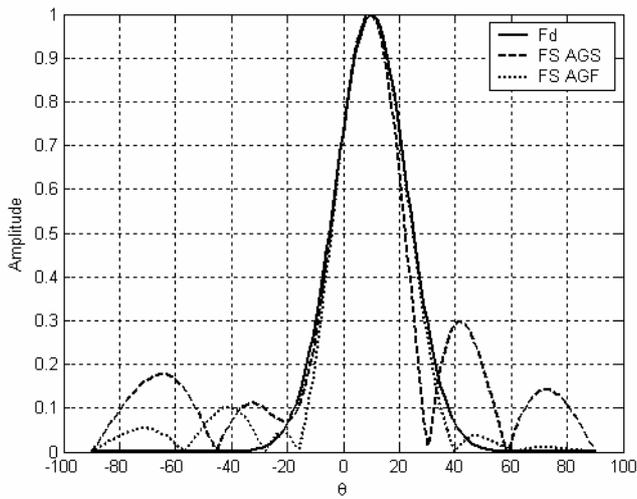
Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un diagramme de rayonnement spécifié par une fonction gaussienne centrée à 10° sont reproduits sur la figure 3.5.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération sont reproduites sur la figure 3.5.b. La figure 3.5.c donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé, l'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 3.5.d et 3.5.e.

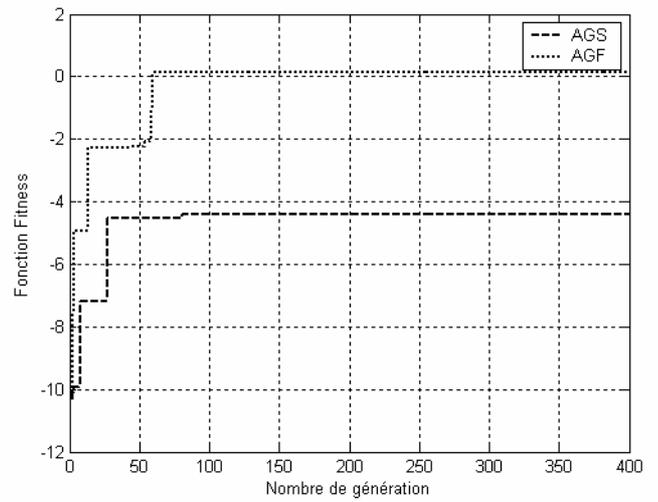
Un second exemple de synthèse a été réalisé pour un diagramme de rayonnement ayant une forme d'une fonction gaussienne dépointé à 15° .

Les résultats obtenus sont reproduit à la figure 3.6 Les diagrammes de rayonnement synthétisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 3.6.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 3.6.b. La figure 3.6.c donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé, le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 3.6.d et 3.6.e.



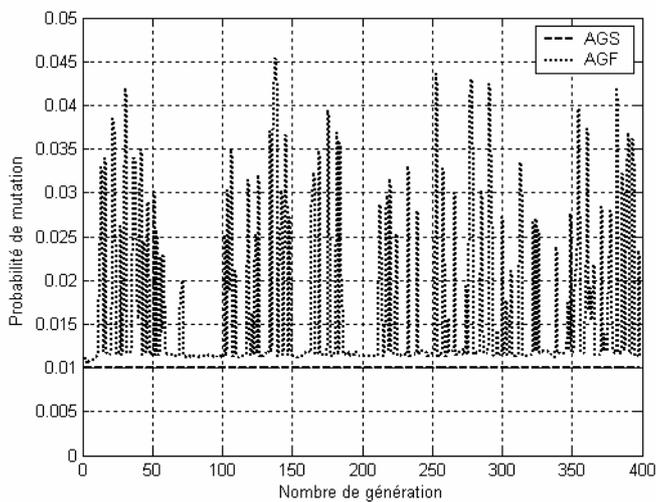
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



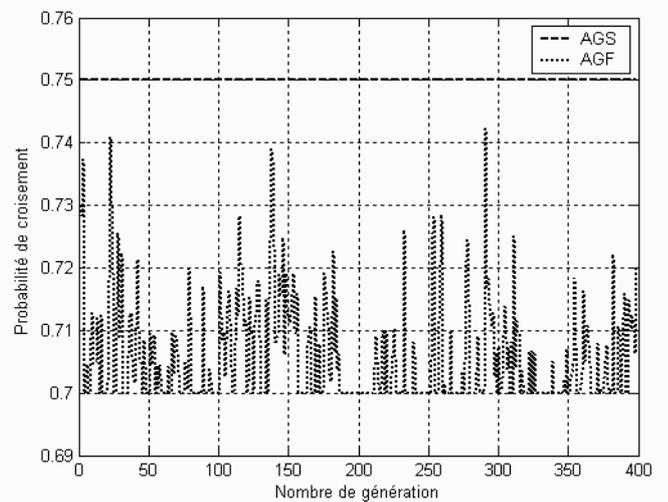
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

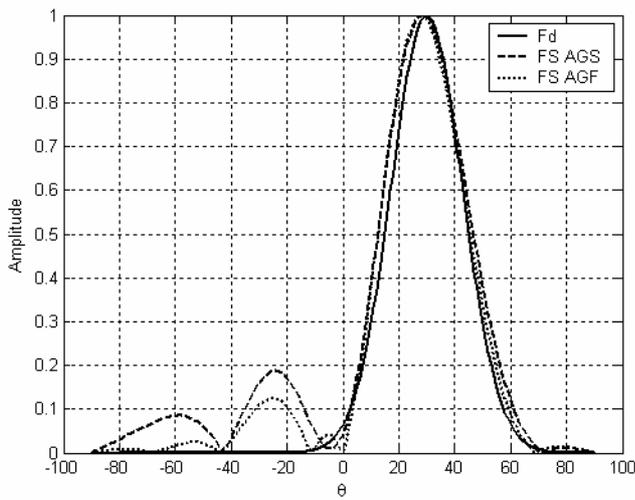


d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

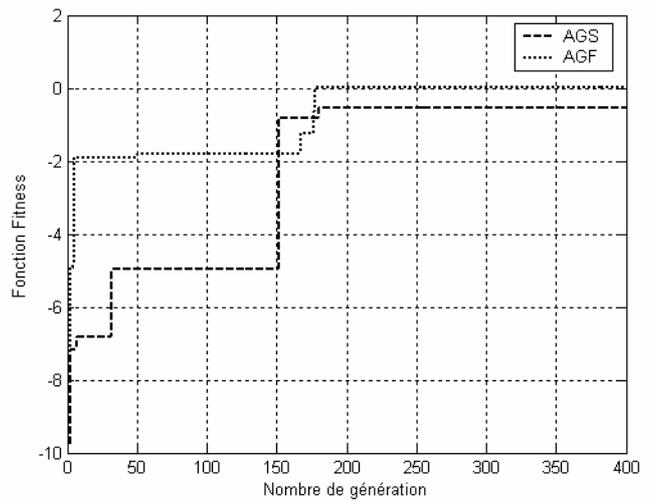


e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.5 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.



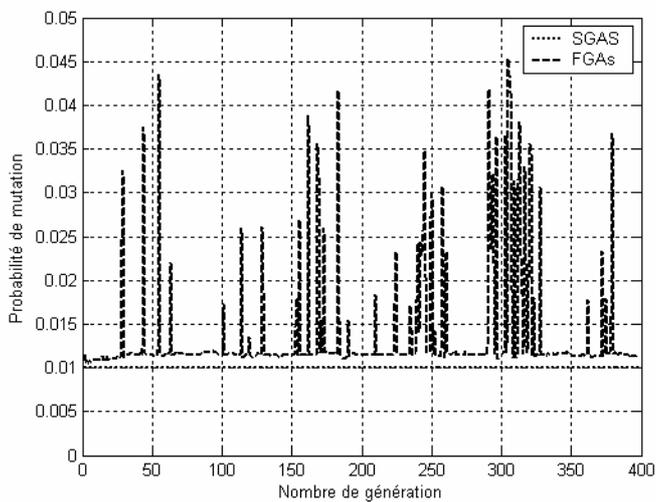
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



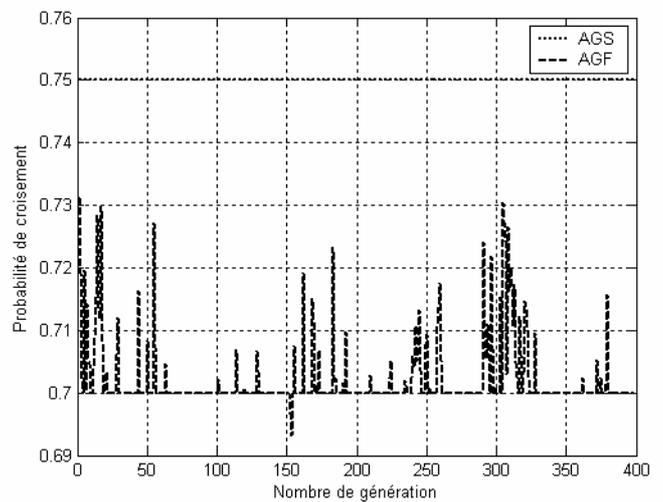
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.6 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.

3.4.1.1.2 Excitation au centre

La seconde structure du réseau considérée est celle où l'alimentation est appliquée au centre du réseau, nous gardons les mêmes caractéristiques géométriques du réseau défini pour l'alimentation à une extrémité. Le diagramme de rayonnement pour ce type de réseau est symétrique du fait de la symétrie des amplitudes et l'antisymétrie des phases, pour cela nous avons adopté un diagramme de rayonnement centré autour du 0° défini par une fonction gaussienne.

Les résultats de synthèse obtenus sont représentés à la figure 3.7. Les diagrammes de rayonnements résultant par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 3.7.a. L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 3.7.b. La figure 3.7.c donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé, le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF est illustré sur les figures 3.7.d et 3.7.e.

3.4.1.2 Cas avec pertes

3.4.1.2.1 Excitation à l'extrémité

Nous avons repris une structure de réseau identique à celle du paragraphe (3.4.1.1.1) en considérant l'effet des pertes (dans la ligne et dans le substrat) dans la modélisation du circuit d'alimentation.

Nous avons gardé les mêmes diagrammes de rayonnement désirés, la première implémentation est relative au diagramme de rayonnement désiré de forme gaussienne dépointé à 10° .

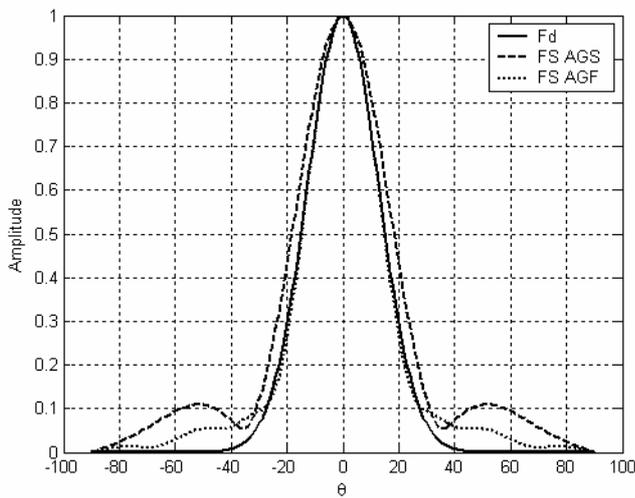
La figure 3.8.a représente le résultat de synthèse, les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF sont reproduits sur la figure 3.8.a. Il est clair que le diagramme de rayonnement synthétisé par l'AGF (en considérant l'effet des pertes) approche mieux le diagramme désiré que celui obtenu en négligeant l'effet des pertes (figure 3.5).

Nous remarquons aussi que, dans ce cas (figure 3.8.b), l'AGF converge vers une solution optimale présentant une valeur de la fonction d'adaptation supérieure à celle représenté à la figure 3.6.b.

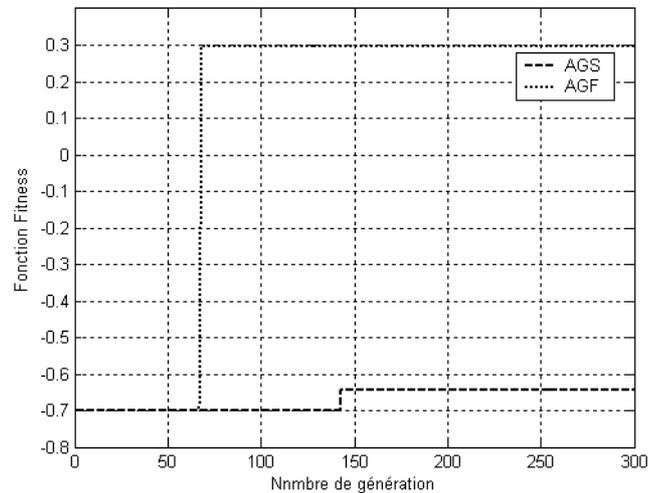
Les mêmes performances ont été obtenues pour le second exemple pour un diagramme désiré de forme gaussienne dépointée à 30° . Les résultats obtenus sont regroupés à la figure 3.9.

3.4.1.2.2 Excitation au centre

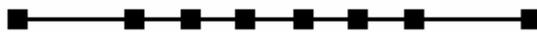
Nous avons considéré aussi l'effet des pertes dans la même structure de réseau linéaire d'antennes microrubans à excitation au centre étudiée dans le paragraphe (3.4.1.1.2). De même ici, nous avons obtenu les mêmes performances que celles obtenues pour un réseau alimenté à une extrémité, les résultats de synthèse de la structure considérée sont représentés à la figure 3.10.



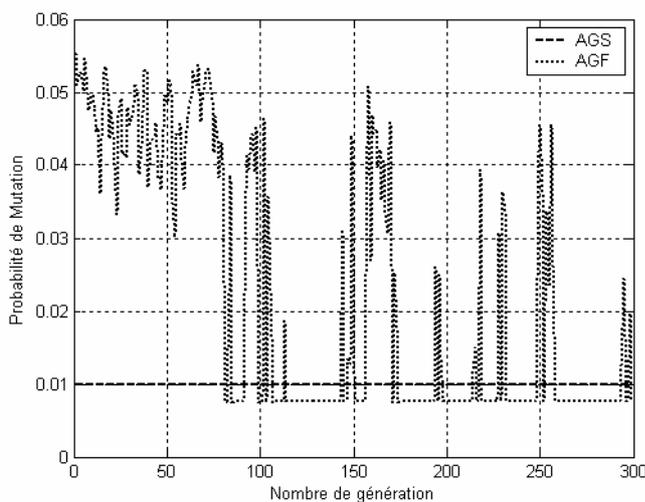
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



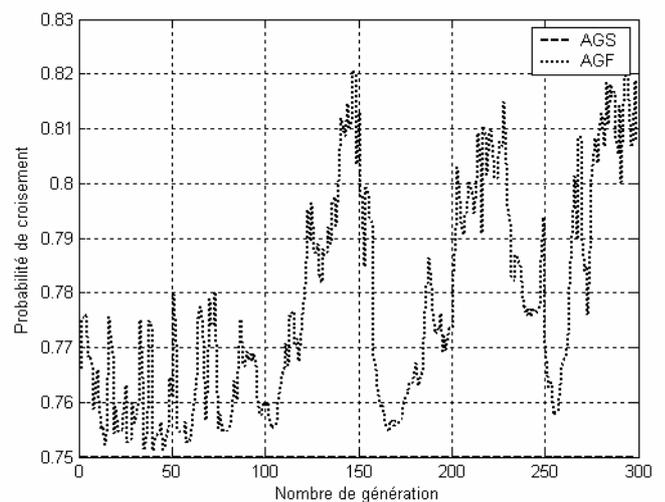
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

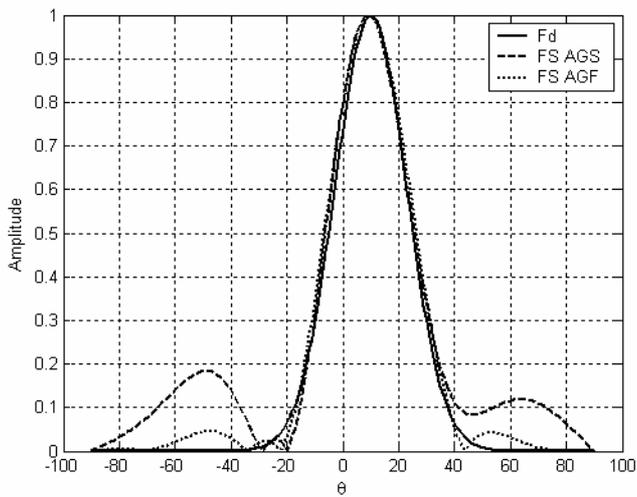


d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

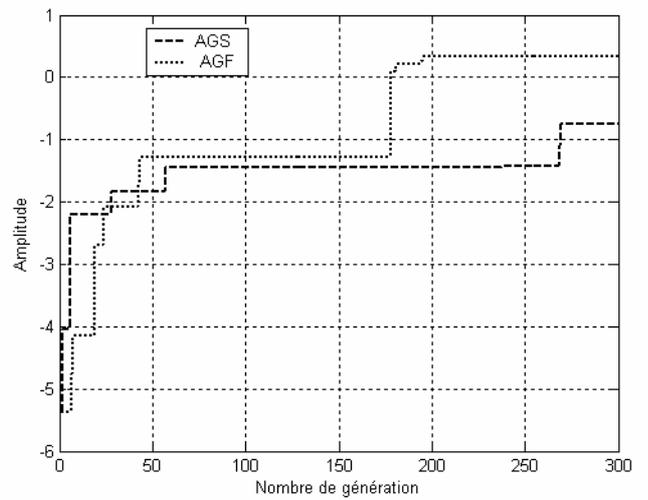


e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.7 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, sans pertes), pour une gaussienne centré au 0°.



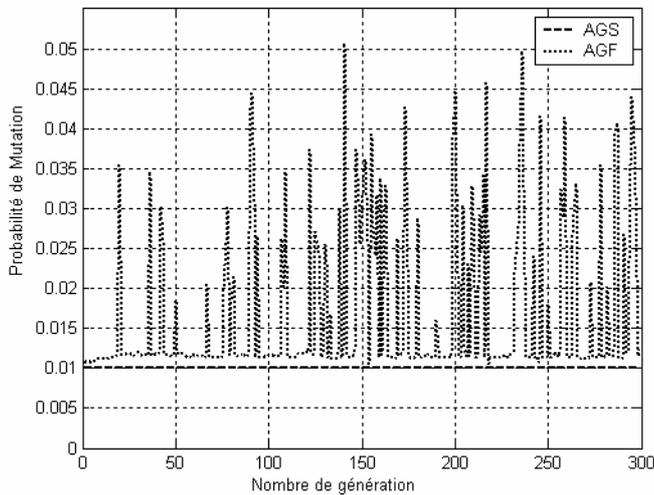
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



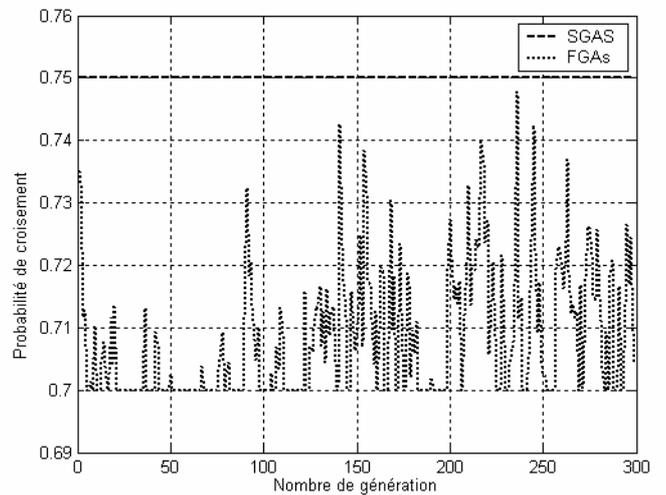
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

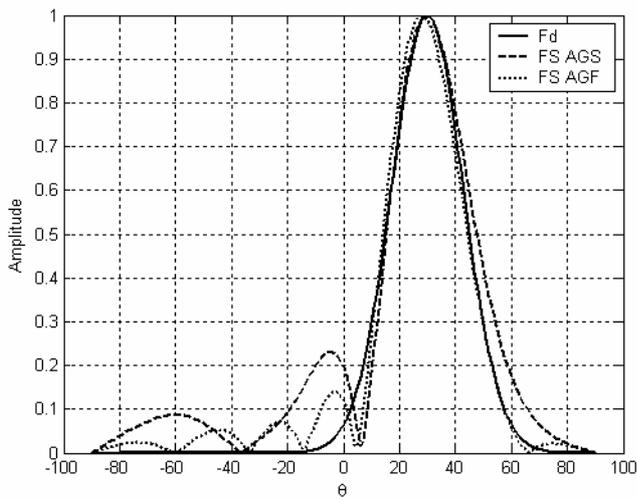


d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

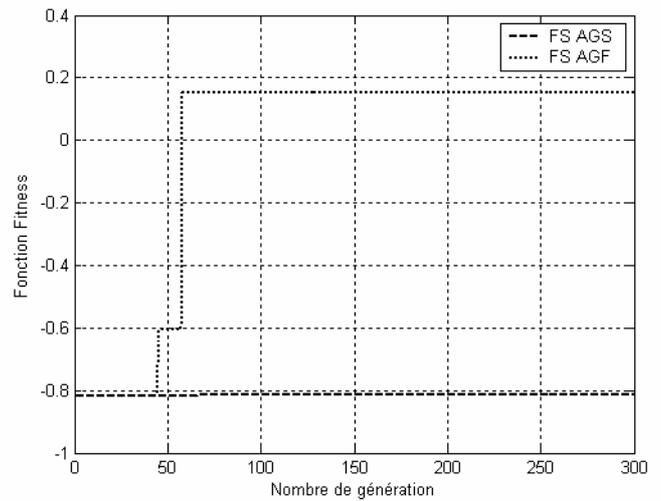


e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.8 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.



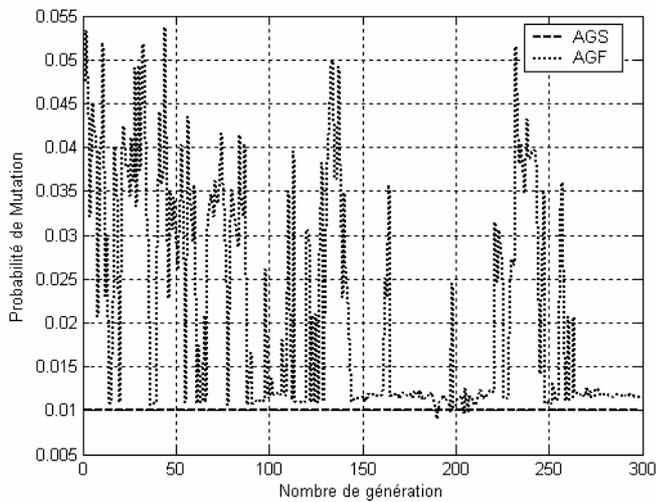
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



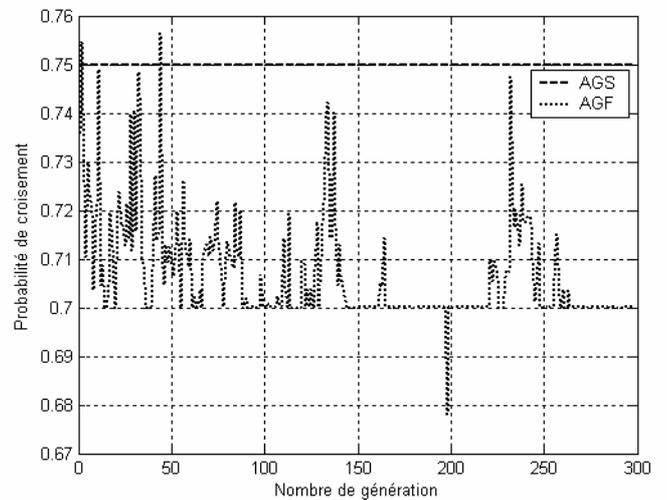
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

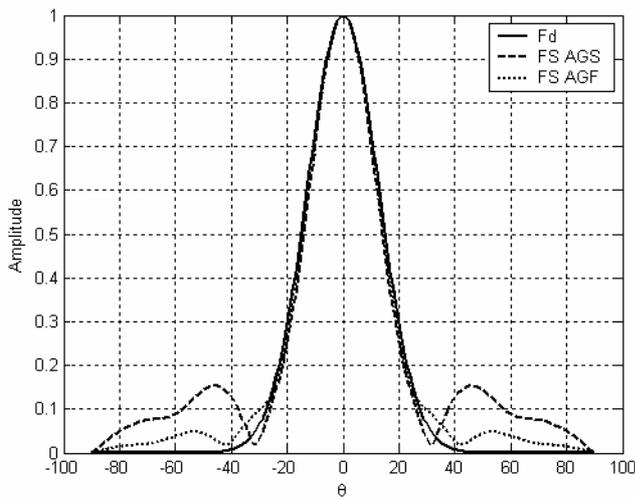


d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

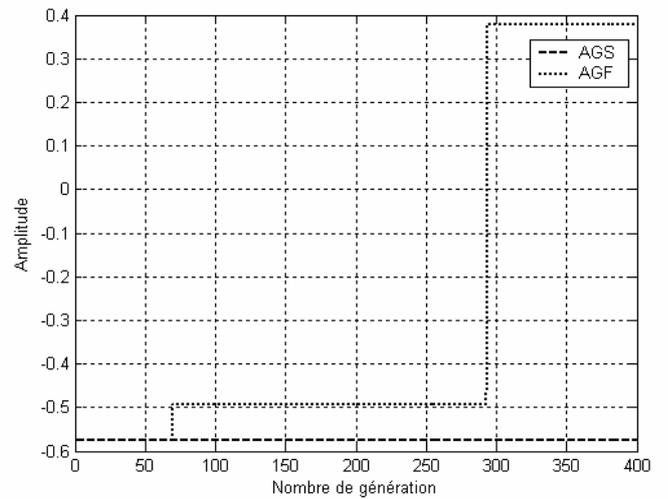


e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.9 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.



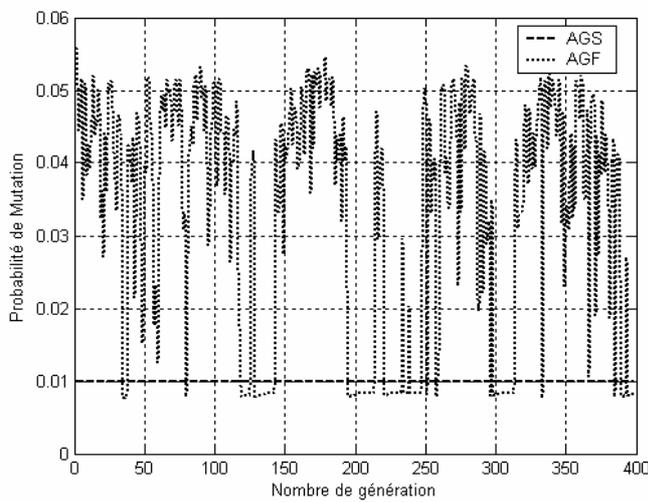
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



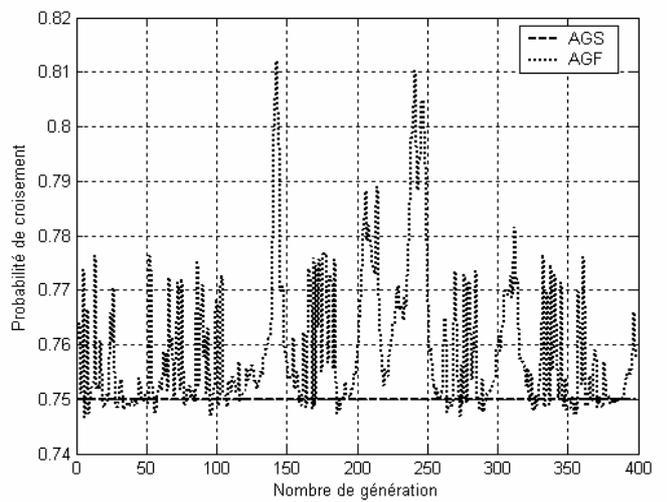
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 3.10 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, avec pertes), pour une gaussienne centré au 0°.

3.5 Réseaux d'antennes bidimensionnels

Dans la première partie, nous avons présenté une analyse et une synthèse de réseaux d'antennes rectilignes non périodiques d'antennes microrubans alimentées en série par ligne microruban moyennant une modélisation, par un circuit électrique équivalent, de l'antenne et de la ligne d'alimentation. L'objectif était de déterminer la répartition spatiale le long d'une ligne microruban (droite) qui permet d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement désiré. Une extension au réseau plan peut être envisagée en recherchant la distribution spatiale, dans ce cas, dans un plan. Pour cela nous considérons le réseau plan ou bidimensionnel comme étant une association en réseau linéaire d'un ensemble de sous réseaux linéaires identiques.

L'extension au réseau plan du réseau rectiligne alimenté par une ligne microruban où l'excitation principale est pointée à l'extrémité nous conduit à étudier le réseau plan alimenté au coin.

De même ici, la synthèse de ce type de réseau est réalisée par action sur la répartition spatiale des sources rayonnantes le long des sous réseaux rectilignes et par le positionnement de ces derniers (recherche du vecteur position X le long de l'axe OX et du vecteur Y le long de l'axe OY). Il s'agira en premier lieu de définir les excitations acheminées à chaque élément rayonnant et ceci suivant le parcours menant à l'élément lui-même depuis la ligne et les différentes discontinuités (jonction en T et coude L). Pour ce faire, en plus de la modélisation de la ligne nous devons aussi connaître le modèle équivalent des différentes discontinuités.

3.5.1 Alimentation des réseaux plans

Le réseau bidimensionnel peut être considéré comme une association en réseau rectiligne de plusieurs sous-réseaux rectilignes. En technologie microruban, on pourra le concevoir comme un ensemble de réseaux rectilignes déposés côte à côte sur un même substrat [63]. Chacune des techniques utilisées pour alimenter les réseaux linéaires pourra être employée pour alimenter chaque rangée d'éléments et il est possible de les combiner entre elles pour alimenter l'ensemble du réseau (figures 3.11-3.14). Néanmoins un problème d'espace peut se poser, pour y remédier, on peut extraire le réseau d'alimentation du réseau d'antennes imprimées et ceci en utilisant l'alimentation à trois dimensions [32].

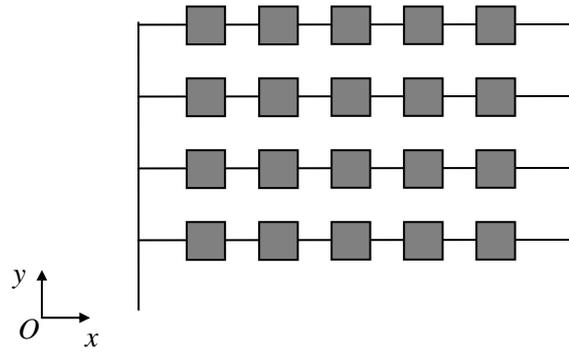


Fig. 3.11 Réseau bidimensionnel alimenté en coin.

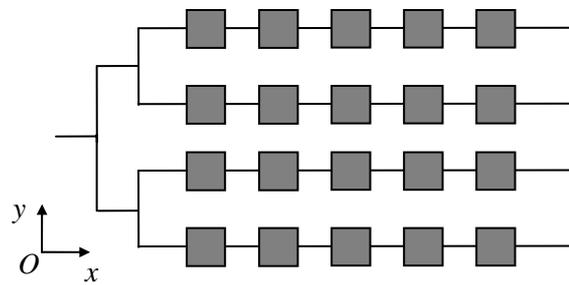


Fig. 3.12 Réseau bidimensionnel alimenté parallèle suivant OY et en série selon OX.

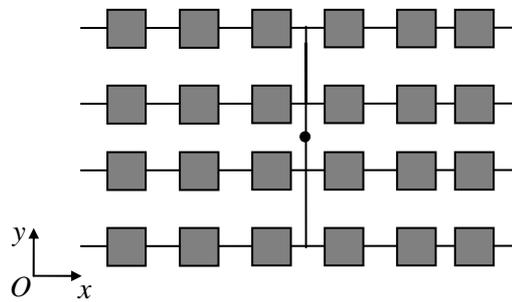


Fig. 3.13 Réseau bidimensionnel à alimentation centrale.

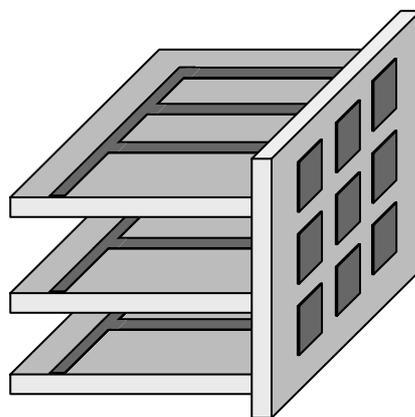


Fig. 3.14 Alimentation utilisant la troisième dimension.

3.5.2 Modélisation des discontinuités coude et jonctions

3.5.2.1 La jonction coude

Dans de nombreux cas où l'on doit utiliser des circuits très complexes sur un substrat unique, il est nécessaire d'alimenter entre les circuits, en utilisant des longueurs de ligne de microruban qui comportent des coudes. Généralement, ceux-ci forment un angle de 90° , la plupart du temps, la ligne ne change pas de largeur. Le coude et son circuit équivalent sont représentés par les schémas de la figure 3.15.

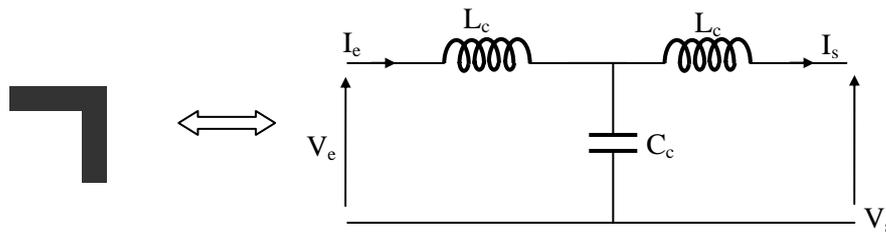


Fig. 3.15 La jonction coude et son schéma équivalent.

Suivant le modèle équivalent de la jonction coude, la fonction de transfert du coude (la matrice chaîne T) sous sa forme matricielle est donnée par [64,65] :

$$\begin{pmatrix} V_s \\ V_e \end{pmatrix} = A_c \cdot \begin{pmatrix} I_s \\ I_e \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

avec

$$A_c = \begin{pmatrix} 1 - L_c \cdot C_c \cdot \omega^2 & \frac{jL_c \cdot \omega}{Z_c} (2 - L_c \cdot C_c \cdot \omega^2) \\ jZ_c \cdot C_c \cdot \omega & 1 - L_c \cdot C_c \cdot \omega^2 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

où A_c est la matrice chaîne du coude angle droit.

Les expressions théoriques donnant les valeurs de la capacité et de l'inductance sont reportées dans l'annexe 2.

3.5.2.2 La jonction en T

Cette jonction apparaît nécessairement pour un grand nombre de circuits à microruban. Des exemples se rencontrent dans des éléments d'adaptation à stub, des filtres à stub, des coupleurs à embranchement et des alimentations pour éléments d'antennes microrubans. La jonction en T et son circuit équivalent sont représentés par la figure 3.16.

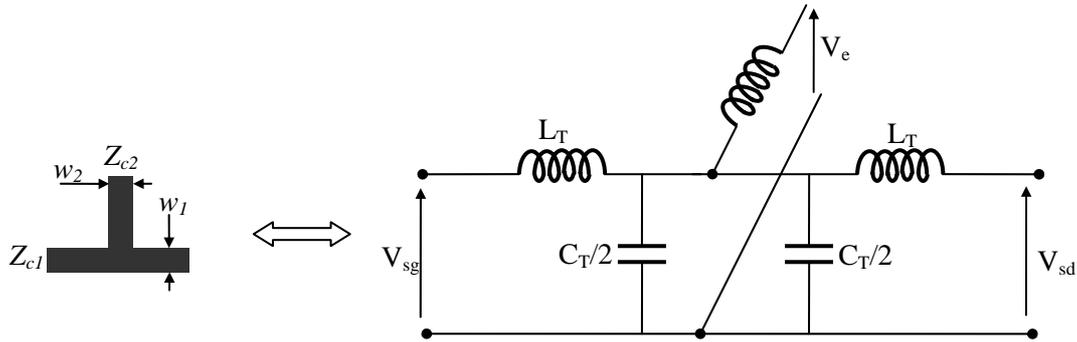


Fig. 3.16 La jonction en T et son circuit électrique équivalent.

Cette jonction, à partir de son schéma électrique équivalent possède une entrée avec deux sorties: gauche et droite.

Les deux matrices chaînes gauche et droite reliant l'entrée de la jonction à chacune de ses sorties, sont données par [48] :

$$A_{Tg} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{jL_T \cdot w}{Z_{c1}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \\ \frac{jC_T \cdot w}{2} Z_{c1} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$A_{Td} = \begin{pmatrix} 1 & \\ \frac{jC_T \cdot w}{2} Z_{c1} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \frac{jL_T \cdot w}{Z_{c1}} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.16)$$

Ainsi la matrice chaîne correspondante au stub, s'écrit

$$A_s = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{Z_{c2}}{jL_{Ts} \cdot w} & 1 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Par la suite, on obtient la matrice chaîne globale correspondante à la jonction T :

$$A_T = A_{Tg} \cdot A_s \cdot A_{Td} \quad (3.18)$$

Les valeurs théoriques et expérimentales des inductances et de la capacité sont données par Silvester et Benedeck [66] (annexe 2).

3.6 Synthèse de réseau plan alimenté en coin

Soit un réseau bidimensionnel non périodique à $2N_x \cdot 2N_y$ éléments. Le réseau possède $2N_x$ rangées d'éléments non équidistantes et parallèles à OY et $2N_y$ rangées d'éléments non équidistantes et parallèles à OX .

Ce type d'alimentation par lignes microrubans du réseau plan est obtenu en reliant par une ligne principale toutes les lignes d'alimentation des réseaux rectilignes à une extrémité, l'autre extrémité de chaque ligne (sous réseau) étant chargée par son impédance caractéristique.

L'excitation se fait au niveau d'une extrémité de la ligne principale, le réseau plan est ainsi alimenté en coin (figure 3.17).

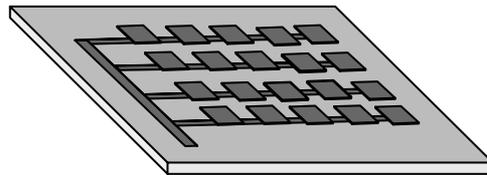


Fig. 3.17 Réseau plan alimenté au coin.

Après avoir établi le modèle de ligne microruban d'alimentation et la connaissance du modèle électrique des différentes discontinuités microrubans utilisées, on procédera, maintenant au calcul de la loi d'alimentation fonction de la position des sources.

3.6.1 Calcul de la loi d'alimentation

3.6.1.1 Cas sans pertes

Considérons, comme exemple d'étude un réseau plan d'antennes microrubans constitué de trois sous réseaux rectilignes, alimentés au coin. En se servant de la modélisation des discontinuités de type coude et jonction T, la figure 3.18 donne le circuit électrique équivalent du réseau plan et son circuit d'alimentation.

Le calcul des différentes excitations (courants) acheminées aux éléments rayonnants s'effectue en respectant les étapes suivantes :

- ❖ Déterminer l'impédance ramenée à l'entrée de chaque sous réseau rectiligne ;
- ❖ Déterminer l'impédance ramenée à l'entrée du réseau plan au point V_0 .
- ❖ Calcul des excitations à l'entrée de chaque sous réseau rectiligne (admettons un régime d'onde progressive soit établi) ;
- ❖ Déduire les excitations acheminées aux éléments rayonnant au sein d'un réseau rectiligne.

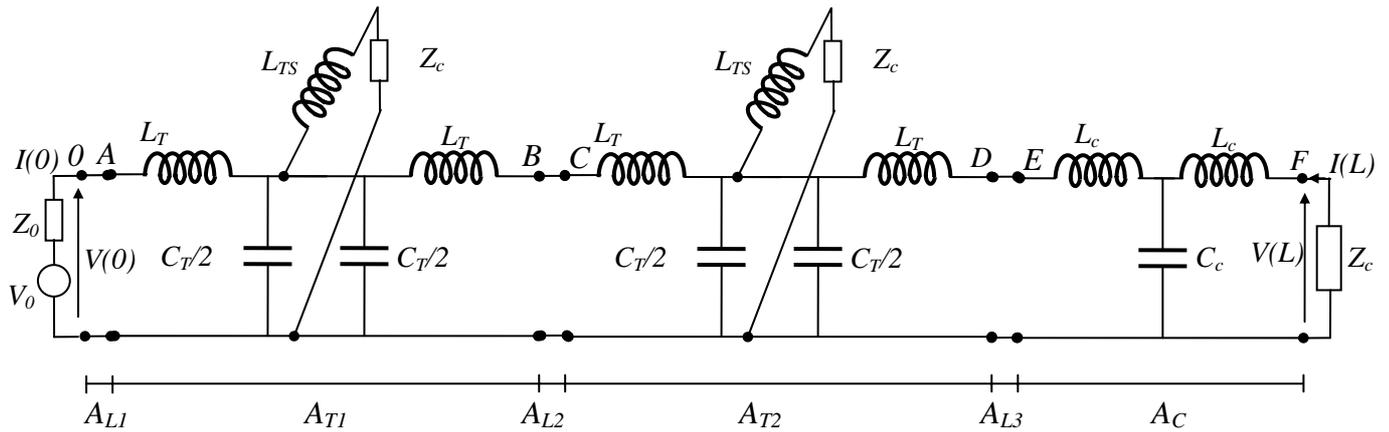


Fig. 3.18 Discontinuités et circuit équivalent d'un réseau plan à trois sous réseaux.

Les tronçons de lignes (0-A, B-C et D-E) peuvent être décrit par leur matrices de chaîne A_{Lk} avec $k=1, 2, 3$. L'expression de A_{Lk} est donnée par :

$$A_{Lk} = e^{-\gamma_g \cdot (y_k - y_{k-1})} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

L'impédance ramenée à l'entrée s'obtient par la matrice chaîne globale du circuit :

$$\begin{pmatrix} V(0) \\ I(0) \end{pmatrix} = A_T \cdot \begin{pmatrix} V(L) \\ I(L) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Avec

$$A_T = A_{L1} \cdot A_{T1} \cdot A_{L2} \cdot A_{T2} \cdot A_{L3} \cdot A_C = e^{-\gamma_g \cdot y_3} \cdot A_{T1} \cdot A_{T2} \cdot A_C \quad (3.21)$$

Ainsi l'impédance ramenée se déduit directement comme suit:

$$Z_r = Z(0) = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{A_T [1,1] Z_c + A_T [1,2]}{A_T [2,1] Z_c + A_T [2,2]} \quad (3.22)$$

Une fois l'impédance d'entrée connue, nous pouvons calculer par une procédure similaire au cas du réseau rectiligne les excitations acheminées aux différents éléments rayonnant du réseau. Le calcul est complexe, il nécessite d'utiliser des langages de programmation formels tel que le logiciel MAPPLE, le détail de calcul est donnée en référence [50]. Les excitations acheminées aux entrées des sous réseaux rectilignes peuvent se mettre sous la forme :

$$I_{yn} = A_{Dn} \cdot e^{j\varphi_{Dn}} \cdot e^{-k_g \cdot y_n} \quad (3.23)$$

Une fois l'excitation du sous réseau rectiligne connue, l'excitation acheminée à chaque élément du sous réseau rectiligne est déduite directement du résultat de calcul du paragraphe

(3.3), ainsi l'excitation d'un élément situé à l'abscisse x_{2i-1} d'un sous réseau linéaire d'ordre n (situé à y_n) en négligeant l'effet des pertes est donnée par l'expression :

$$I_{y_n} = A_{Dn} \cdot e^{j\varphi_{Dn}} \cdot e^{-k_g \cdot y_n} \cdot e^{j \left(\sum_{p=1}^{2m-2} (k_p - k_g) x_p \cdot (-1)^{p+1} - k_g \cdot x_{2m-1} \right)} \cdot I(0) \quad (3.24)$$

avec A_{dn} : coefficient de pondération en amplitude introduit par les différentes discontinuités.

φ_{Dn} : phase introduite par les différentes discontinuités.

3.6.1.2 Procédure de synthèse du réseau plan alimenté au coin

Le diagramme de rayonnement d'un réseau plan est donné par :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \sum_{m=-N_x}^{+N_x} \sum_{n=-N_y}^{+N_y} W_{2i-1} \cdot e^{j(k_0 \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2i-1} + k_0 \sin \theta \sin \phi \cdot y_n)} \quad (3.25)$$

où : $W_{m,n} = I_{x_{2i-1}, y_n}$ est l'excitation complexe pour chaque sous réseau

De la même manière que pour le réseau rectiligne alimenté à l'extrémité, pour une disposition symétrique des sources, le diagramme de rayonnement synthétisé du réseau plan présente une antisymétrie de phase et de position, il peut être donc dissymétrique et s'écrit :

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot \frac{1}{FR_{y \max}} \sum_{n=-N_y}^{+N_y} A_{Dn} \cdot \cos\left((k_0 \sin \theta \sin \phi - k_g) y_n + \varphi_{Dn}\right) \cdot \frac{1}{FR_{x \max}} \sum_{m=-N_x}^{+N_x} \cos\left((k_0 \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2m-1} - k_g) x_{2m-1} + \sum_{p=1}^{2m-1} (k_p - k_g) (-1)^{p+1} x_p\right) \quad (3.26)$$

En utilisant le principe de multiplication des diagrammes de rayonnement [39], on peut mettre le diagramme désiré $F_d(\theta, \varphi)$ et le diagramme de l'élément rayonnant $f(\theta, \varphi)$ sous les formes :

$$\begin{aligned} f(\theta, \varphi) &= f(\theta, \varphi)^{1/2} \cdot f(\theta, \varphi)^{1/2} \\ F_d(\theta, \varphi) &= F_d(\theta, \varphi)^{1/2} \cdot F_d(\theta, \varphi)^{1/2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

En substituant l'expression $f(\theta, \varphi)$ dans l'expression de $F_s(\theta, \varphi)$, on peut alors écrire

$$F_s(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi)^{1/2} \cdot \frac{1}{FR_{y \max}} \sum_{n=-N_y}^{+N_y} A_{Dn} \cdot \cos\left((k_0 \sin \theta \sin \phi - k_g) y_n + \varphi_{Dn}\right) \cdot f(\theta, \varphi)^{1/2} \cdot \frac{1}{FR_{x \max}} \sum_{m=-N_x}^{+N_x} \cos\left((k_0 \sin \theta \cos \phi \cdot x_{2m-1} - k_g) x_{2m-1} + \sum_{p=1}^{2m-1} (k_p - k_g) (-1)^{p+1} x_p\right) \quad (3.28)$$

Soit : $F_s(\theta, \varphi) = FR_x(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2} ..FR_y(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2}$

A partir de cette forme, $F_s(\theta, \varphi)$ peut être considéré comme le produit de deux diagrammes de rayonnement de réseaux rectilignes, l'un suivant OX et l'autre suivant OY . Dans ces conditions, on peut montrer que deux approches de ce problème de synthèse sont possibles.

La première solution consiste à déterminer les deux vecteurs X et Y en minimisant respectivement les deux erreurs $e_x(\theta, \varphi)$ et $e_y(\theta, \varphi)$

$$e_x(\theta, \varphi) = \left| F_d(\theta, \varphi)^{1/2} - FR_x(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2} \right| \quad (3.29)$$

$$e_y(\theta, \varphi) = \left| F_d(\theta, \varphi)^{1/2} - FR_y(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2} \right| \quad (3.30)$$

Ceci nous permet de concevoir deux réseaux rectilignes dont les diagrammes de rayonnement sont approchés du diagramme $F_d(\theta, \varphi)^{1/2}$. Le diagramme synthétisé du réseau plan, qui est le produit de ces deux diagrammes de rayonnement approche ainsi le diagramme réellement désiré $F_d(\theta, \varphi)$. La synthèse peut être réalisée en deux étapes

La première étape consiste à déterminer le vecteur X et la deuxième étape le vecteur Y . La démarche de la résolution du problème permet d'appliquer facilement la méthode précédente de synthèse de réseaux rectilignes.

En ce qui concerne la seconde solution envisagée, la synthèse est réalisée en deux étapes de la manière suivante : la première étape consiste à estimer d'abord le vecteur Y minimisant l'erreur $e_y(\theta, \varphi) = \left| F_d(\theta, \varphi)^{1/2} - FR_y(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2} \right|$, ceci nous permet de concevoir un sous réseau rectiligne dont le diagramme de directivité est approché du diagramme $F_d(\theta, \varphi)^{1/2}$. Une fois le vecteur Y connu, on pourra dans une deuxième étape, estimer le vecteur X qui minimise non plus l'erreur $e_x(\theta, \varphi)$, mais plutôt l'erreur que l'on cherche réellement à minimiser :

$$e(\theta, \varphi) = \left| F_d(\theta, \varphi) - F_s(\theta, \varphi) \right| \quad (3.31)$$

Le vecteur Y étant connu à la fin de la première étape de synthèse, le diagramme de directivité $H_s(\theta, \varphi)$ est ainsi déterminé : $H_s(\theta, \varphi) = FR_y(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)$.

C'est la minimisation de l'erreur: $e(\theta, \varphi) = \left| F_d(\theta, \varphi) - F_s(\theta, \varphi) \right| = \left| F_d(\theta, \varphi) - FR_x(\theta, \varphi)H_s(\theta, \varphi) \right|$ qui permet de fournir le vecteur X . De même ici, la démarche de la résolution du problème permet d'appliquer aisément les méthodes précédentes de synthèse de réseaux rectilignes.

Le reproche que l'on peut faire à la première solution proposée est quelle ne tient pas compte, dans aucune de ses deux étapes, de la véritable erreur à minimiser $e(\theta, \varphi)$. Aussi en aucun cas, elle ne fait intervenir directement le diagramme désiré. $F_d(\theta, \varphi)$.

La deuxième approche paraît donc relativement plus rigoureuse, puisque à la phase finale de synthèse, c'est l'erreur entre les deux diagrammes de directivité désiré et synthétisé $e(\theta, \varphi)$ qui est minimisée. Le diagramme $F_d(\theta, \varphi)$ est pris en compte directement dans le calcul.

3.6.1.3 Cas avec pertes

En plus de l'effet introduit par les différentes discontinuités microrubans (introduction des coefficients de pondération en amplitude et en phase), si on considère l'effet des pertes dans le conducteur et dans le substrat, dans ce cas l'amplitude d'alimentation devient une fonction exponentielle de la position. Dans ces conditions, le réseau ainsi défini garde les propriétés de l'antisymétrie de phase pour un réseau symétrique, mais du fait que l'amplitude n'est plus uniforme ou symétrique, le diagramme de rayonnement devient à variable complexe. Pour adopter les formulations précédentes, la synthèse est portée sur le module du diagramme synthétisé. Elle consiste en la recherche de l'ensemble des vecteurs positions X et Y , le nombre total des positions à déterminer n'étant pas réduit de moitié comme dans le cas du réseau plan symétrique sans pertes.

Dans cette partie, le calcul de la loi d'alimentation est similaire à celui du paragraphe (3.6) en substituant dans l'ensemble des expressions le terme $(\gamma_g = jk_g)$ par le terme introduisant l'effet des pertes $(\gamma_g = \alpha_g + jk_g)$.

De même ici, l'approche de synthèse s'effectue en deux étapes, la première étape consiste à estimer le vecteur Y minimisant l'erreur : $e_y(\theta, \varphi) = |F_d(\theta, \varphi)^{1/2} - FR_y(\theta, \varphi).f(\theta, \varphi)^{1/2}|$, dans la seconde étape l'approche pourra estimer le vecteur X minimisant l'erreur : $e(\theta, \varphi) = |F_d(\theta, \varphi) - F_s(\theta, \varphi)|$ que l'on cherche réellement à minimiser.

3.6.1.4 Résultats de simulation

3.6.1.4.1 Cas sans pertes

La synthèse du réseau plan alimenté en coin se résume, dans ce cas, à l'optimisation de la répartition spatiale des antennes imprimées en recherchant les vecteurs X et Y afin d'approcher au mieux un diagramme de rayonnement résultant d'une fonction désirée ayant une forme gaussienne centrée à 15° ou à 30° .

La figure 3.19 représente le résultat de synthèse d'un réseau plan de 6x6 antennes de forme rectangulaire de 0.8cm de longueur et de 0.8cm de largeur imprimées sur un substrat de hauteur $h=0.225\text{cm}$ et de constante diélectrique de $\epsilon_r=9.8$.

Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF pour un diagramme de rayonnement spécifié par une fonction gaussienne centrée à 15° sont reproduit sur la figure 3.19.a .

Une comparaison de l'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 3.19.b,

l'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 3.19.c et 3.19.d. La figure 3.19.e donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé.

Un second exemple de synthèse a été réalisé pour un diagramme de rayonnement ayant une forme d'une fonction gaussienne dépointé à 30°.

Les résultats obtenus sont reproduit aux figures 3.20. Les diagrammes de rayonnement synthétisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 3.20.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 3.20.b. Le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 3.20.c et 3.20.d. La figure 3.20.e donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé.

3.6.1.4.2 Cas avec pertes

Les résultats obtenus sont reproduit à la figure 3.21. Les diagrammes de rayonnement synthétisés par les deux algorithmes AGS et AGF sont représentés à la figure 3.21.a.

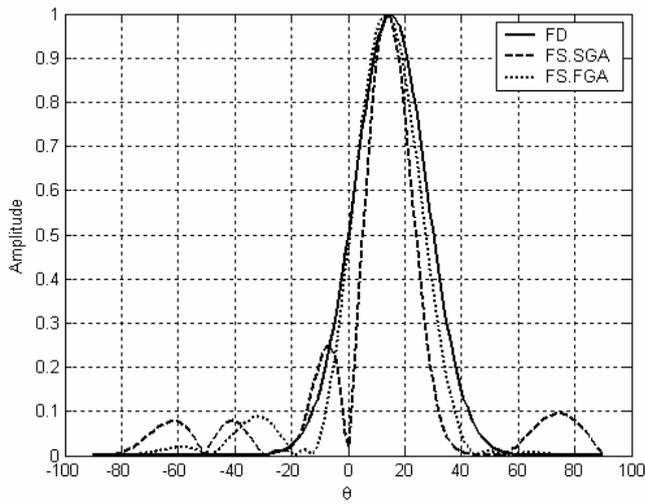
L'évolution de la fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 3.21.b. Le réglage des probabilités de croisement et de mutation par le contrôleur flou au cours de l'exécution de l'AGF est illustré aux figures 3.21.c et 3.21.d. La figure 3.21.e donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé.

3.7. Conclusion

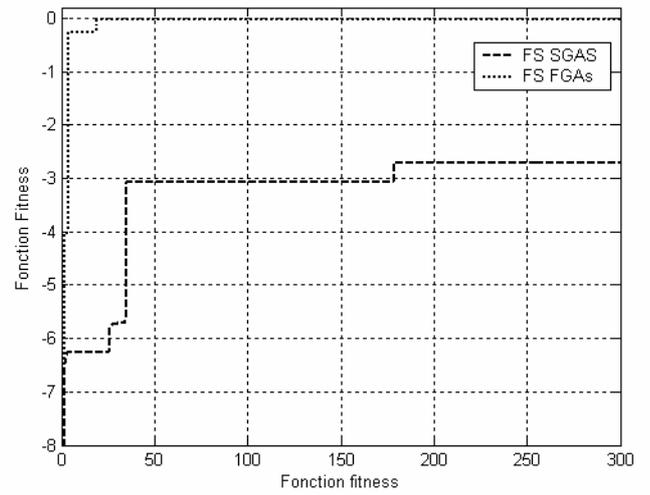
Nous venons de présenter dans ce chapitre la synthèse de réseaux non périodiques d'antennes imprimées alimentées en série par ligne microruban. Deux structures du circuit d'alimentation ont été considérées : alimentation à une extrémité ou au centre pour un réseau rectiligne, une extension au réseau plan a été envisagée aussi.

Une synthèse rigoureuse a été élaborée en prenant en considération les contraintes de réalisation pratique (critère de non-chevauchement des antennes imprimées et la prise en compte de l'effet des discontinuités que présente le circuit d'alimentation) moyennant une modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation.

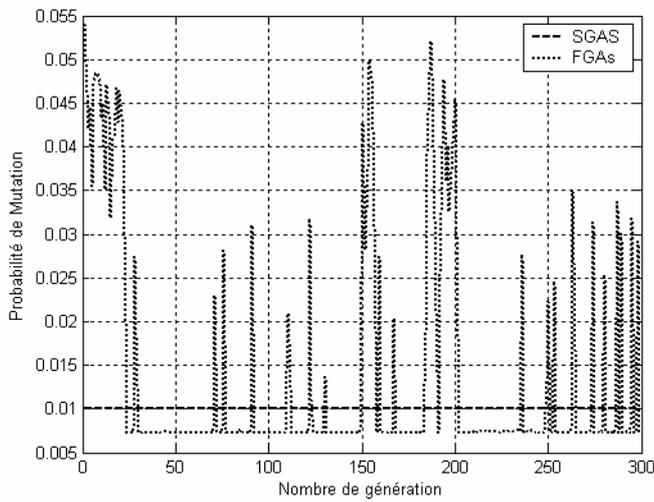
La technique de synthèse basée sur l'utilisation de l'AGF confirme les meilleures performances, déjà soulignées dans le second chapitre, comparées à celle de l'AGS.



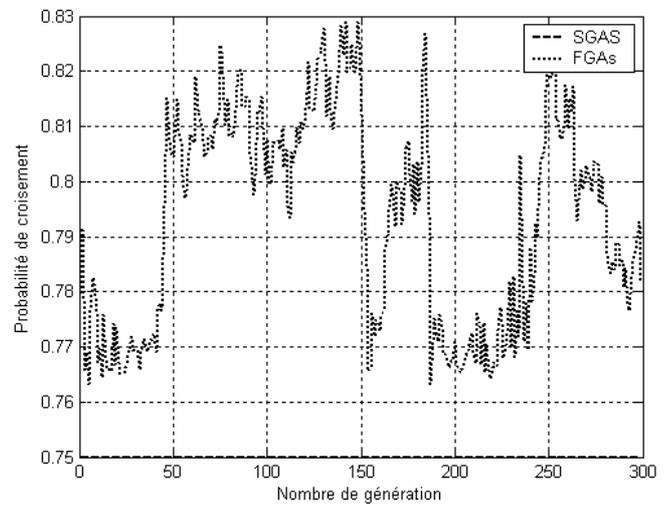
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



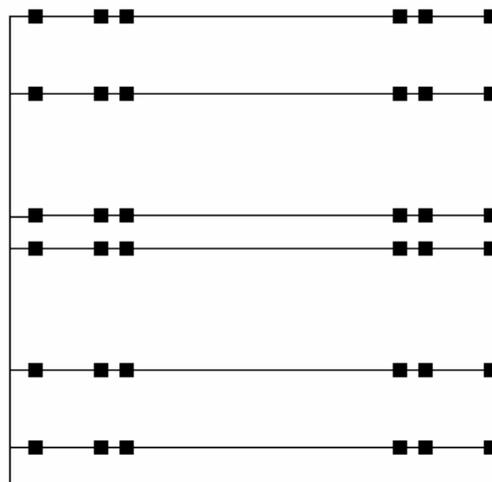
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

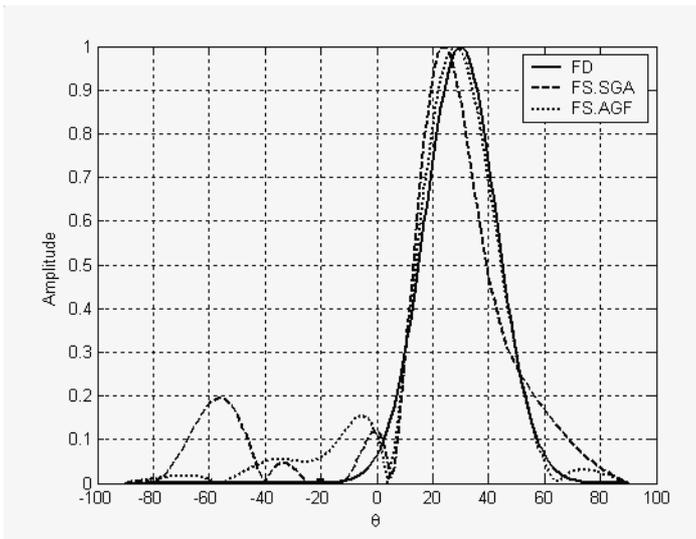


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

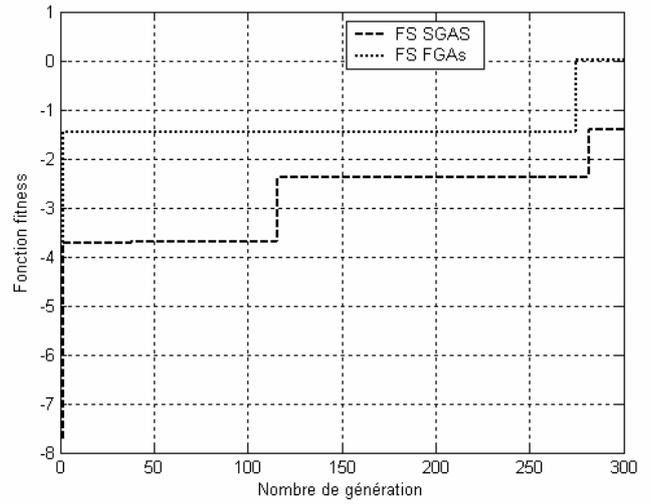


e) Répartition spatiale des sources optimisées par l'AGF.

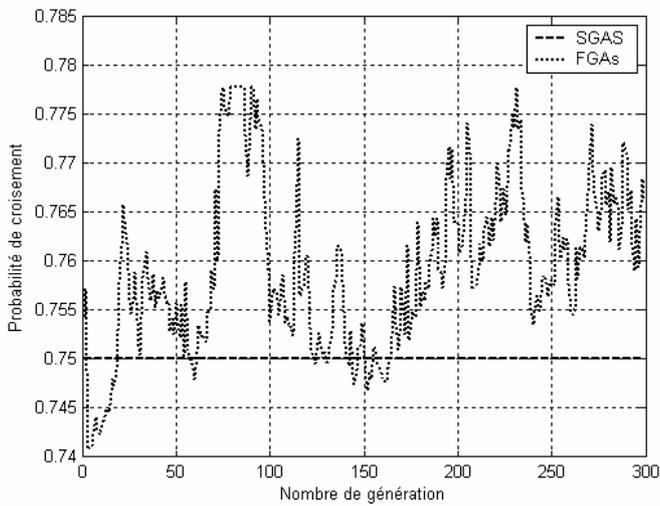
Fig. 3.19 Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 6x6 éléments rayonnants de forme rectangulaire (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.



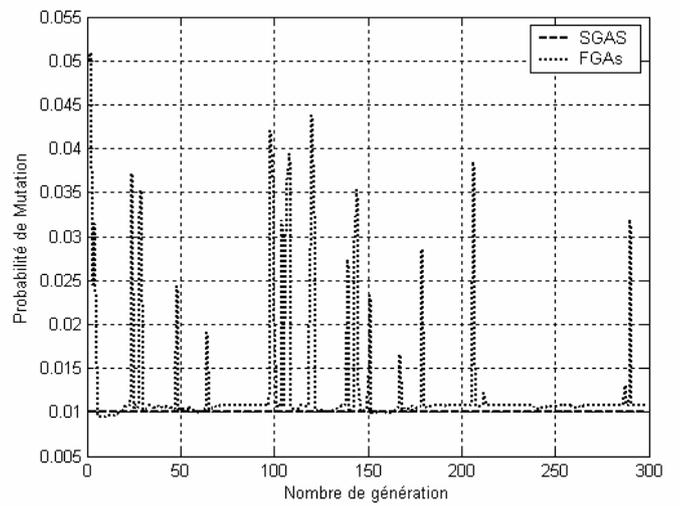
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



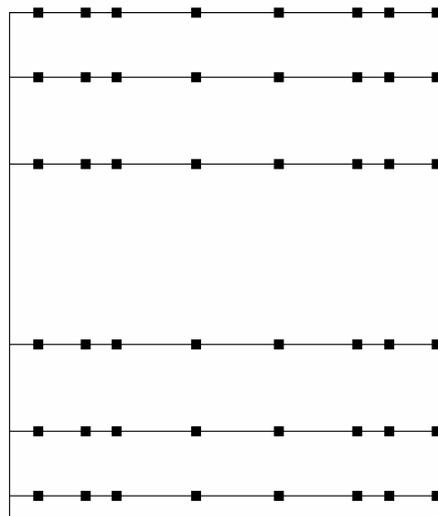
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

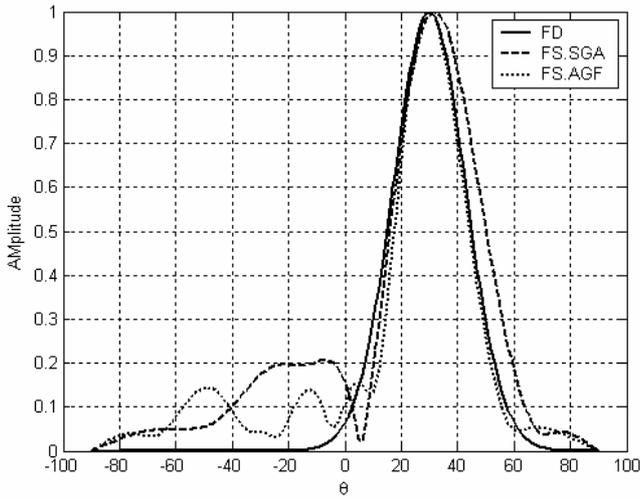


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

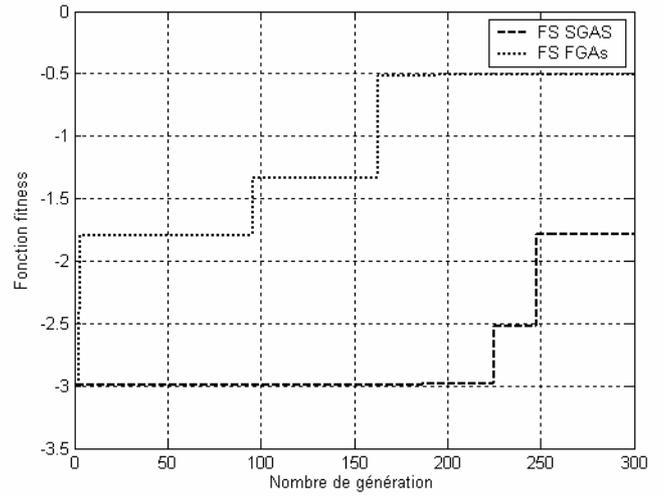


e) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

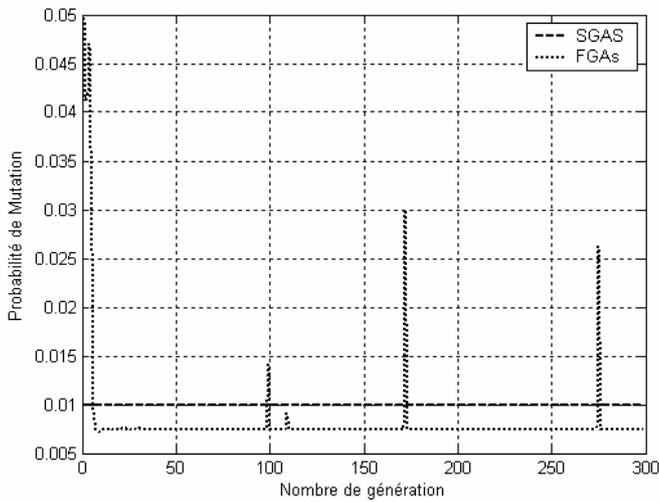
Fig. 3.20 Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 8x6 éléments rayonnants de forme rectangulaire (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.



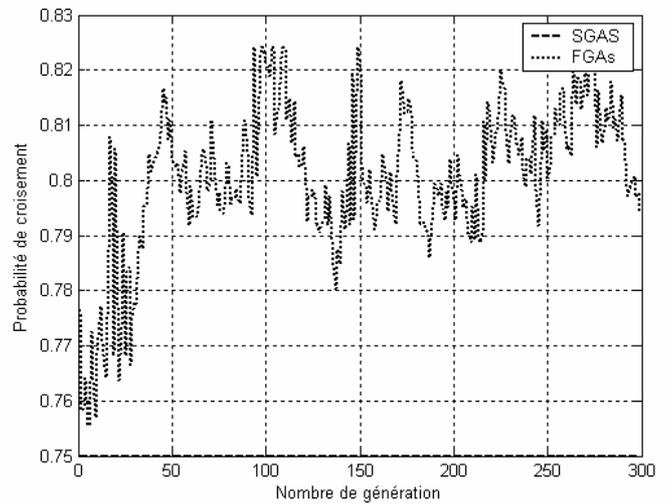
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



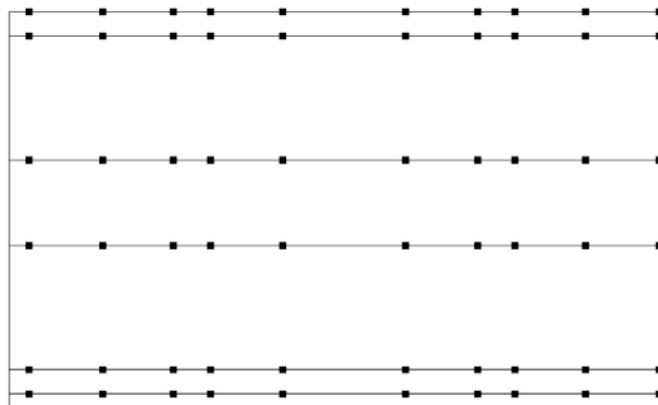
b). Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

Fig. 3.21 Résultat de synthèse d'un réseau plan alimenté en coin de 10x6 éléments rayonnants de forme rectangulaire (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 30°.

CHAPITRE 4

Synthèse de Réseaux d'Antennes Imprimées Alimentées en Parallèle par Ligne Microruban

Sommaire

4.1. Introduction	88
4.2. Circuit d'alimentation en parallèle	88
4.2.1 La jonction en « T »	88
4.2.2 Le diviseur de WILKINSON	88
4.2.3 Le coupleur par proximité	90
4.2.4 L'anneau hybride « Rat-Race »	90
4.3 Synthèse de réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle	90
4.3.1 Calcul de la loi d'alimentation.....	91
4.3.2 Résultats de synthèse	94
4.4 Synthèse de réseaux plans d'antennes microrubans.....	97
4.4.1 Réseau plan alimenté en série suivant OX et en parallèle suivant OY.....	97
1.1 Calcul de la loi d'alimentation	97
1.2 Procédure de synthèse du réseau plan	98
1.3 Résultats de simulation.....	99
4.4.2 Réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY	102
2.1 Calcul de la loi d'alimentation	102
2.2 Procédure de synthèse du réseau plan	103
2.3 Résultats de simulation.....	104
4.5 Etude comparative	107
4.5.1 Comparaison des différentes techniques d'alimentation	107
1.1 Synthèse de diagramme de rayonnement symétrique	107
1.2 Synthèse de diagramme de rayonnement déphasé	115
4.5.2 Comparaison avec des résultats d'autres auteurs	121
2.1 Réseau rectiligne	121
2.2 Réseau plan	123
4.6 Conclusion	123

4.1 Introduction

Dans ce dernier chapitre, nous nous intéressons à la synthèse d'autres variantes de réseaux non périodiques d'antennes imprimées alimentées en parallèle par ligne microruban, nous implémentons pour ce type de réseaux les deux algorithmes d'optimisation l'AGS et l'AGF et reprenons aussi, la modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation (ligne microruban et répartiteurs) par des modèles équivalents en lignes de transmissions. Deux structures du circuit d'alimentation ont été considérées alimentation mixte (parallèle-série) ou alimentation purement parallèle de réseaux d'antennes rectilignes ou plans.

4.2 Circuit d'alimentation en parallèle

Le circuit d'alimentation en parallèle d'un réseau d'antennes est constitué d'une entrée d'excitation et de N sorties liées à N éléments rayonnants, il divise la puissance d'entrée entre les N sorties avec la distribution désirée tout en tenant compte des parcours égaux entre le port d'entrée et les ports de sortie [60,63]. Cette distribution peut être obtenue par des diviseurs de puissance à N sorties ou par une combinaison de plusieurs diviseurs de puissance à M sorties (avec $M < N$).

La littérature présente plusieurs types de diviseurs de puissance ayant chacun des caractéristiques différentes et selon les exigences requises nous effectuons le choix adéquat, parmi ces diviseurs nous citons [50,63] :

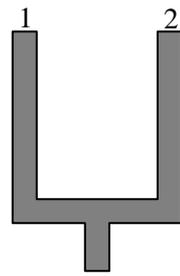
- ❖ la jonction en « T » (figure 4.1.a),
- ❖ le diviseur de « WILKINSON » (figure 4.1.b),
- ❖ le coupleur par proximité (figure 4.1.c),
- ❖ le coupleur « Branch-Line » (figure 4.1.d),
- ❖ l'anneau hybride ou « Rat-Race » (figure 4.1.e).

4.2.1 La jonction en « T »

Elle présente un modèle simple, facile à réaliser, mais le point faible de ce type de diviseurs est le manque d'isolation entre les deux ports de sortie qui peut engendrer un couplage entre deux éléments voisins, ce qui peut entraîner par la suite une déformation du diagramme de rayonnement du réseau (figure 4.1.a).

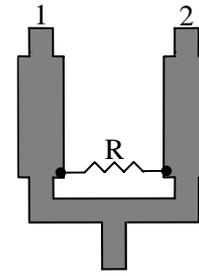
4.2.2 Le diviseur de WILKINSON

La présence de la résistance R assure une forte isolation des ports de sorties, mais l'inconvénient de ce circuit apparaît au niveau des soudures des deux bords de la résistance R lorsque le nombre d'éléments du réseau devient important. Il faut assurer donc, une bonne productibilité des soudures, ce qui est très difficile à réaliser (figure 4.1.b).



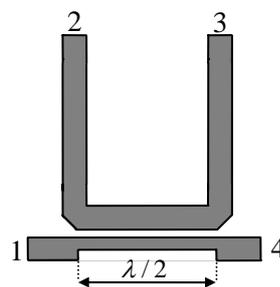
a)

- Jonction en T -



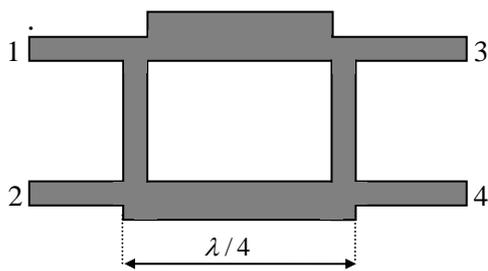
b)

- Diviseur de Wilkinson -

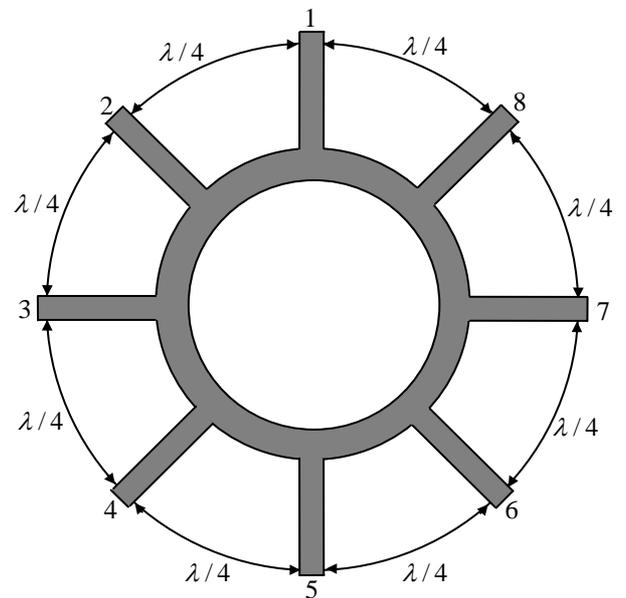


c)

- Coupleur par proximité -



d) Le coupleur « Branch-Line »



e) L'anneau hybride ou « Rat-Race »

Fig. 4.1 Exemples de diviseurs de puissance en technologie microruban.

Ce diviseur assure une bonne isolation, mais il présente comme problème majeur d'être encombrant lorsqu'on désire élargir la bande passante en associant plusieurs diviseurs en chaîne, on cherche alors à réduire les dimensions des circuits microrubans.

4.2.3 Le coupleur par proximité

C'est un coupleur directif, une certaine partie de la puissance incidente est couplée hors du système, l'alimentation est réalisée par couplage à travers une ouverture dans le plan de masse du réseau d'alimentation. Ce couplage résulte des pertes (figure 4.1.c).

4.2.4 L'anneau hybride « Rat-Race »

Il permet d'avoir à la sortie deux signaux de même amplitude et déphasés l'un par rapport à l'autre de 0° et 180° , sa bande passante est comparable à celle du diviseur de Wilkinson, son avantage réside dans ses performances qui restent satisfaisantes pour les hautes fréquences (figure 4.1.d).

Dans les paragraphes suivants, nous implémentons la synthèse de plusieurs variantes de réseaux d'antennes imprimées alimentées en parallèles. Les effets introduits par le circuit d'alimentation, constitué de diviseurs de type jonction en T et de lignes microrubans, sont pris en compte lors de la synthèse par le biais d'un modèle équivalent en ligne de transmission de l'ensemble antenne et circuit d'alimentation.

4.3 Synthèse de réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle

Considérons un réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle par ligne microruban représenté à la figure 4.2. Le diviseur de puissance qui permet une répartition de puissance avec la même amplitude est symétrique pour un réseau à $2N$ éléments, par contre, pour un réseau à un nombre d'éléments quelconque, il est non symétrique. Le diviseur de puissance choisi peut être un diviseur en jonction T permettant de réaliser cette répartition équi-amplitude.

Pour un réseau symétrique à $2N$ éléments, le diviseur de puissance est symétrique, dans ce cas, l'excitation principale est sur la normale à l'axe du réseau et passant par l'origine de symétrie du réseau.

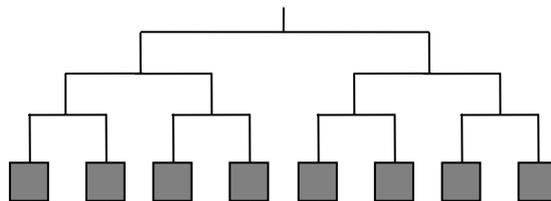


Fig. 4.2 Réseau linéaire d'antennes microrubans alimentées en parallèle.

Les lignes d'alimentation ont pour effet de produire une distribution de phase linéaire avec la longueur de la ligne. Dans le cas d'une alimentation en parallèle, la longueur de la ligne ne s'identifie pas directement à la position de l'élément rayonnant (contrairement au cas en série où la longueur de la ligne s'identifie au paramètre de position x). La phase est donc conditionnée par la position de l'élément et le diviseur de puissance choisi.

La géométrie parallèle peut être considérée comme une association en parallèle de deux sous-réseaux rectilignes alimentés eux aussi en parallèle [39,49]. De ce fait, un réseau à 2^N éléments est une association en parallèle de deux sous réseaux rectilignes à 2^{N-1} éléments et ainsi de suite, un réseau à 2 éléments est une association en parallèle de deux éléments rayonnants identiques. On constate donc, qu'à chaque étape de la dissociation du réseau d'antennes global, le réseau résultant est un réseau symétrique à deux éléments. Nous pouvons dire par conséquent, qu'un réseau rectiligne à 2^N éléments rayonnants alimentés en parallèle est une duplication du réseau à 2 éléments rayonnants alimentés en parallèle.

Considérons donc un réseau symétrique à deux éléments, le diagramme de rayonnement de ce réseau en tenant compte de la symétrie est donné par :

$$F_s(\theta) = f(\theta) \sum_{i=1}^2 A_i \cdot \cos(k_0 \cdot i \cdot x_i \cdot \sin \theta \cos \phi) e^{j\psi} \quad (4.1)$$

avec A_i : amplitude de l'excitation complexe du $i^{\text{ème}}$ élément.

x_i : position du $i^{\text{ème}}$ élément dans le réseau.

ψ_i : phase de l'excitation complexe du $i^{\text{ème}}$ élément.

Etant donné que le diagramme de rayonnement est à variables complexes, on s'intéresse directement au module de $F_s(\theta)$:

$$F_s(\theta) = f(\theta) \frac{A_1}{F_{s \max_2}} |\cos(k_0 \cdot i \cdot x_1 \cdot \sin \theta \cos \phi)| \quad (4.2)$$

D'après l'application de l'approche d'association en parallèle décrite précédemment, de manière générale, l'association d'ordre i entraîne l'expression du module de diagramme de rayonnement suivant :

$$F_{s2^i}(\theta) = g_i(\theta) \frac{A_i}{F_{s \max_{2^i}}} |\cos(k_0 \cdot i \cdot x_i \cdot \sin \theta \cos \phi)| \quad (4.3)$$

avec $g_i(\theta)$ composante du vecteur $g(\theta)$:

$$g(\theta) = [f(\theta), |F_{s2^1}(\theta)|, |F_{s2^2}(\theta)|, \dots, |F_{s2^{N-1}}(\theta)|] \quad (4.4)$$

4.3.1 Calcul de la loi d'alimentation

4.3.1.1 Cas sans pertes

La loi d'alimentation acheminée à chaque élément rayonnant de ce type de réseau peut être obtenue par l'application du même principe de modélisation en lignes de transmissions des différentes discontinuités et des lignes microrubans. Les éléments rayonnants à la fréquence de travail sont remplacés par leur impédance équivalente (G) donnée par Derneryd[67]. Suite au principe de multiplication des diagrammes de rayonnement, nous présentons à titre d'exemple la modélisation d'une branche d'un réseau symétrique de 4 éléments rayonnants (de l'alimentation principale jusqu'à un élément rayonnant en traversant les différentes discontinuités) les autres branches sont identiques à celle-ci. Le réseau d'antennes et la portion du circuit équivalente sont représentés par la figure 4.3.

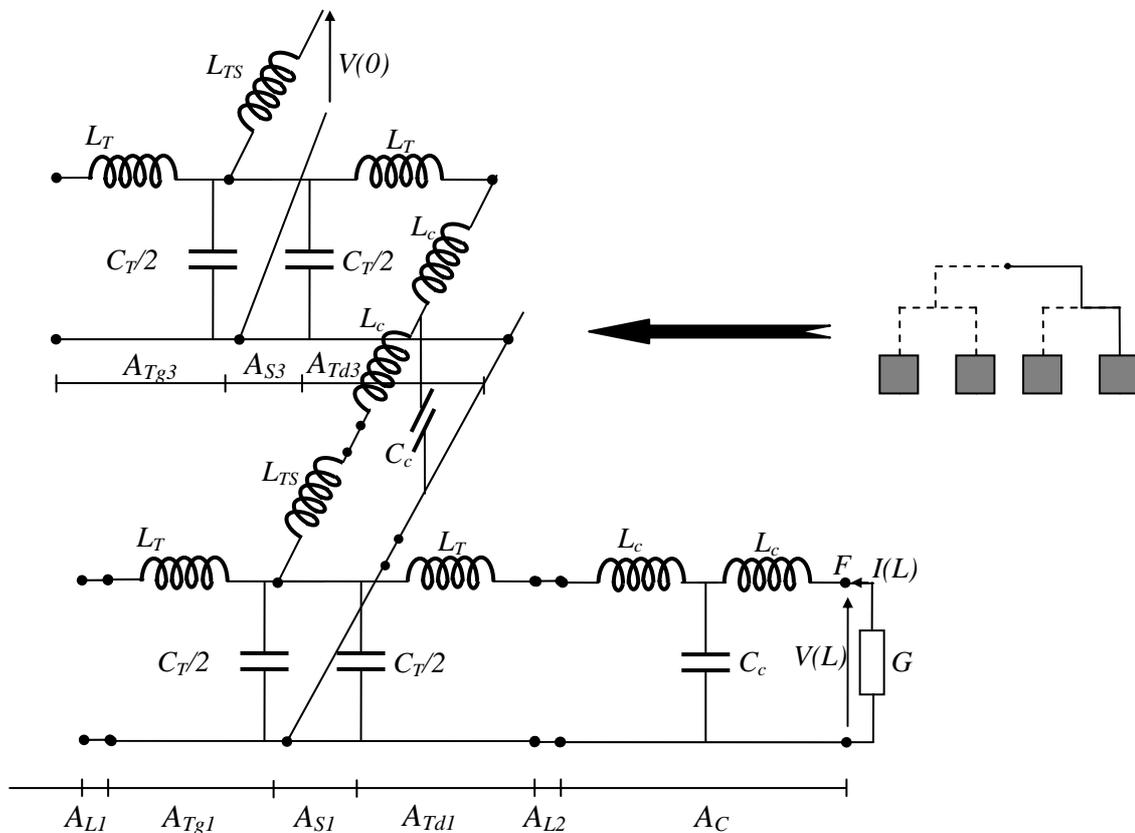


Fig. 4.3 Modélisation du 1/4 du réseau rectiligne d'antennes imprimées alimentées en parallèle.

En utilisant la même démarche décrite pour le cas du réseau plan alimenté au coin, l'excitation acheminée à chaque élément est donnée par :

$$I_{x_n} = A_d \cdot e^{j\psi_d} \cdot e^{-j \cdot n \cdot \lambda_g \cdot /4} \cdot e^{-jk_g \cdot x_n} \tag{4.5}$$

avec

A_d : coefficient de pondération en amplitude introduit par les discontinuités,

ψ_d : phase introduite par les discontinuités.

Dans ce cas le module diagramme de rayonnement d'un réseau à 2 éléments s'écrit :

$$F_s(\theta) = f(\theta) \frac{A_d}{F_s \max_2} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) x_1\right) \right| \quad (4.6)$$

En général, l'association en parallèle d'ordre i entraîne l'expression du module de diagramme de rayonnement suivant :

$$F_{s2^i}(\theta) = g_i(\theta) \frac{A_d}{F_s \max_{2^i}} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) x_i\right) \right| \quad (4.7)$$

avec $g_i(\theta)$ composante du vecteur $g(\theta)$:

$$g(\theta) = \left[f(\theta), |F_{s2^1}(\theta)|, |F_{s2^2}(\theta)|, \dots, |F_{s2^{N-1}}(\theta)| \right] \quad (4.8)$$

La synthèse de réseaux non périodiques d'antennes microrubans alimentées en parallèle par ligne microruban consiste à déterminer le vecteur position $X = [x_1, x_1, \dots, x_N]$ qui permet d'approcher au mieux le diagramme synthétisé $F_{s2^i}(\theta)$ au diagramme désiré $F_d(\theta)$.

D'après l'approche développée précédemment, la synthèse de ce type de réseau est constituée de N étapes identiques :

- | | | | | | |
|----|----------------------|---------------|-----------------------|---------------|------------------------|
| 1. | $ F_{s2^1}(\theta) $ | s'approche de | $[F_d(\theta)]^{1/N}$ | \Rightarrow | Détermination de x_1 |
| 2. | $ F_{s2^2}(\theta) $ | s'approche de | $[F_d(\theta)]^{2/N}$ | \Rightarrow | Détermination de x_2 |
| | ⋮ | | ⋮ | | ⋮ |
| N. | $ F_{s2^N}(\theta) $ | s'approche de | $[F_d(\theta)]^{N/N}$ | \Rightarrow | Détermination de x_N |

4.3.1.2 Cas avec pertes

En prenant en considération l'effet des pertes dans le conducteur et dans le substrat ainsi que l'influence de la présence des différentes discontinuités microrubans (introduction des coefficients de pondération en amplitude et en phase), l'amplitude d'alimentation devient une fonction exponentielle de la position. Etant donnée, la structure symétrique du réseau adoptée, l'amplitude et la phase suivront une loi uniforme symétrique. Le diagramme de rayonnement devient à variables complexes, la synthèse est portée sur le module du diagramme rayonnement.

En se référant toujours au schéma de la modélisation du réseau rectiligne alimenté en parallèle (figure 3.4), on peut déterminer par un calcul identique l'excitation acheminée à chaque élément rayonnant, on obtient ainsi :

$$I_{x_n} = A_d \cdot e^{j\psi_d} \cdot e^{-(\alpha_g + jk_g) \cdot n \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-(\alpha_g + jk_g) \cdot x_n} \quad (4.9)$$

De même ici, pour un réseau rectiligne symétrique, le diagramme de rayonnement garde les mêmes propriétés de symétrie de phase et d'amplitude. Le diagramme de rayonnement est ainsi symétrique par rapport à l'axe normal et passant par l'origine O du réseau. A l'étape i de l'association en parallèle, le diagramme de rayonnement s'écrit :

$$F_{s_{2^i}}(\theta) = g_i(\theta) \cdot \frac{A_d}{Fs \max_{2^i}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot i \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-\alpha_g \cdot x_i} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) \cdot x_i\right) \right| \quad (4.10)$$

avec $g_i(\theta)$ composante du vecteur $g(\theta)$ défini par l'expression (4.8)

Nous présentons ci-dessous les résultats de simulation obtenus lors de l'implémentation des algorithmes l'AGF et l'AGS.

4.3.2 Résultats de synthèse

4.3.2.1 Cas sans pertes

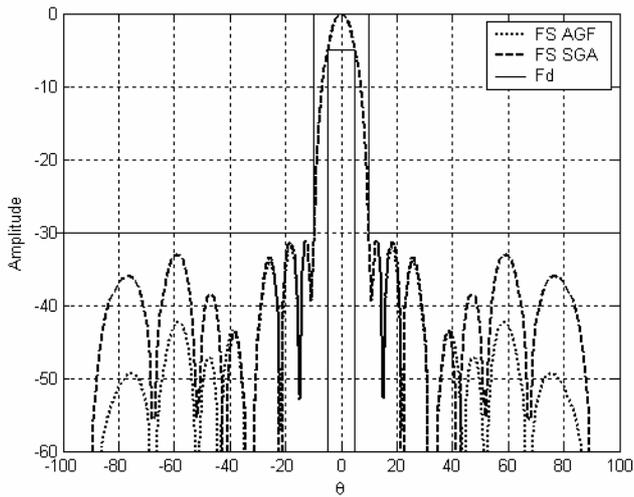
Le diagramme de rayonnement désiré est spécifié à partir d'un gabarit centré autour du 0° , ayant un niveau maximal des lobes secondaires de l'ordre de -30dB. Les diagrammes de rayonnement issus de l'application des deux algorithmes AGS et AGF sont reproduits à la figure 4.4.a.

L'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est illustrée à la figure 4.4.b, l'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF est indiqué aux figures 4.4.c et 4.4.d. Les positions optimisées par l'AGF sont représentées à la figure 4.4.e.

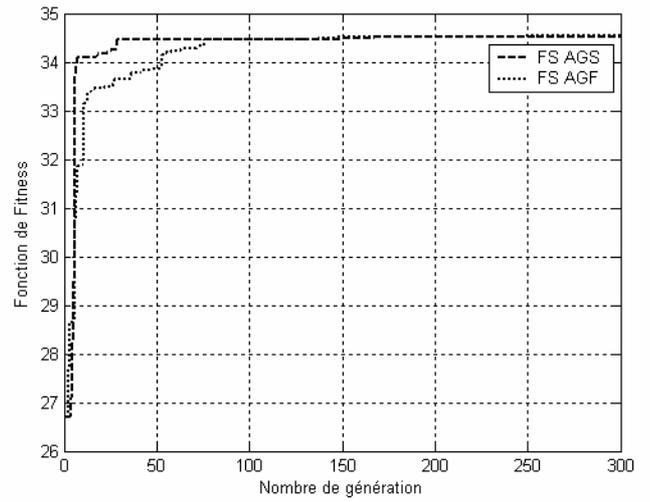
4.3.2.2 Cas avec pertes

Les résultats de simulation, pour la même structure de réseau, en prenant en considération l'effet des pertes dans la modélisation du circuit d'alimentation sont regroupés à la figure 4.5

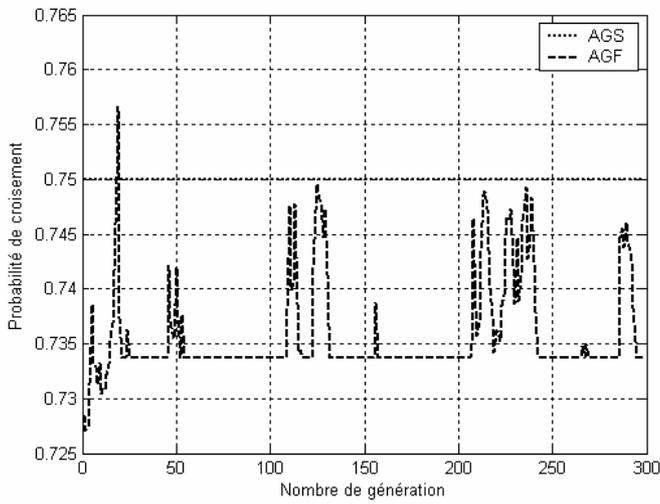
Les résultats obtenus sont similaires à ceux obtenus dans le cas sans pertes. Ceci est justifié par le fait que dans les deux cas nous obtenons une loi d'alimentation uniforme en amplitude.



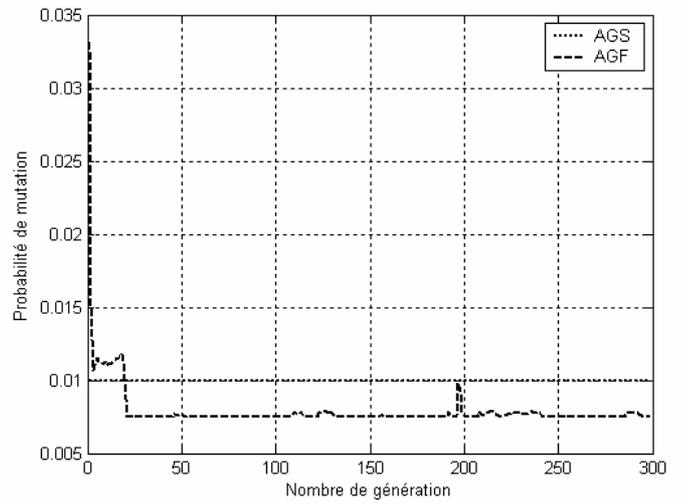
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



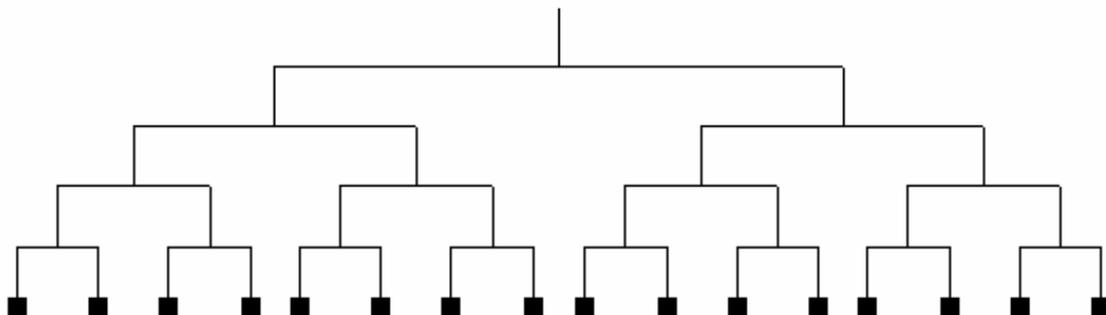
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

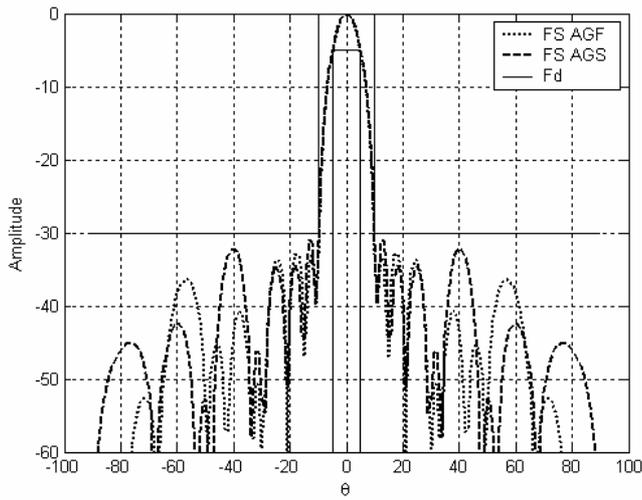


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

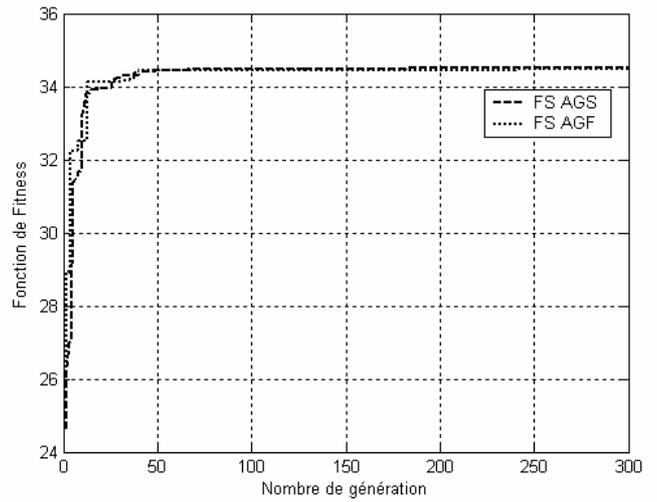


e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

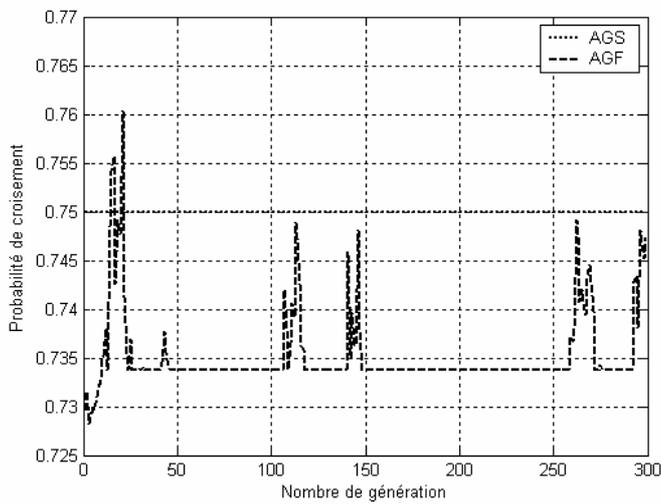
Fig. 4.4 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, sans pertes).



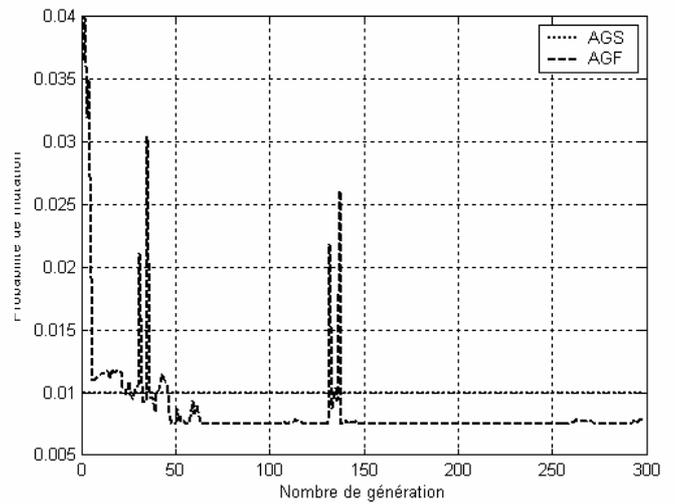
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



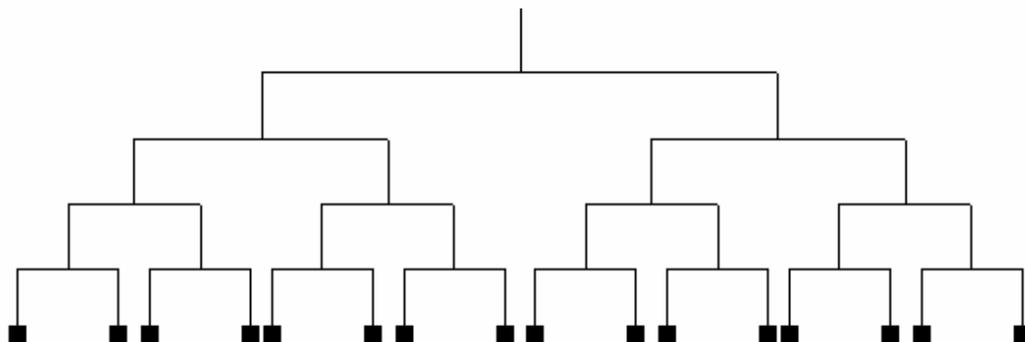
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

Fig. 4.5 : Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 16 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, avec pertes).

4.4. Synthèse de réseaux plans d'antennes microrubans

Une extension du réseau rectiligne alimenté en parallèle par ligne microruban à un réseau plan peut être envisagée. Deux structures du réseau d'alimentation peuvent être étudiées, la première structure est obtenue par l'excitation du réseau en parallèle suivant une direction (OX ou OY), l'autre direction étant excitée en série, la seconde structure est une extension directe du réseau rectiligne alimenté en parallèle, elle est réalisée par l'excitation en parallèle suivant les deux directions (OX et OY).

4.4.1 Réseau plan alimenté en série suivant OX et en parallèle suivant OY

Soit un réseau plan non périodique à $2N_x \cdot 2N_y$ éléments rayonnants. Les sous-réseaux selon OX sont constitués de $2N_x$ éléments rayonnants alimentés en série et de $2N_y$ rangées d'éléments rayonnants alimentés en parallèles selon l'axe OY. La figure 4.6 donne l'allure de la structure de ce type de réseau.

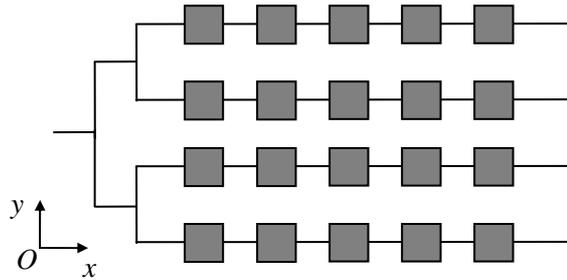


Fig. 4.6 Réseau plan alimenté en parallèle suivant OY et en série selon OX.

4.4.1.1 Calcul de la loi d'alimentation

4.4.1.1.1 Cas sans pertes

Pour la modélisation de ce type de réseau, on s'inspire directement de la modélisation du réseau linéaire alimenté en parallèle, du fait qu'il présente la même structure, sauf que dans ce cas la résistance de rayonnement équivalente de l'antenne est remplacée par l'impédance ramenée par le sous-réseau linéaire (figure 4.3). En se servant de la même approche décrite précédemment, on peut déterminer l'excitation à l'entrée de chaque sous-réseau rectiligne, ce qui est similaire à un réseau linéaire alimenté en série par ligne microruban à l'extrémité où l'excitation principale s'identifie au courant calculé à l'entrée du sous-réseau rectiligne [47].

L'excitation acheminée à un élément rayonnant situé au point de coordonnées (x_{2m-1}, y_n) , est donnée par l'équation :

$$I_{x_{2m-1}, y_n} = A_{Dn} \cdot e^{j\varphi_{Dn}} \cdot e^{-k_g \cdot y_n} \cdot e^{j \left(\sum_{p=1}^{2m-2} (k_p - k_g) x_p \cdot (-1)^{p+1} - k_g \cdot x_{2m-1} \right)} \cdot I(0) \quad (4.11)$$

Suite à l'analyse présentée dans le cas du réseau rectiligne alimenté en parallèle et en se basant sur le principe de multiplication des diagrammes de rayonnement, le diagramme total du réseau plan alimenté en série suivant OX et en parallèle suivant OY prend la forme suivante :

$$F_s(\theta) = FRs_{2^{Ny}}(\theta, \phi) \cdot FRs_{Nx}(\theta, \phi) \cdot f(\theta, \phi) \quad (4.12)$$

$$FRs_{Nx}(\theta, \phi) = \frac{1}{FR_{\max Nx}} \sum_{i=1}^{N_x} \cos \left((k_0 \sin \theta \cos \phi - k_g) x_{2i-1} + \sum_{p=1}^{2i-2} (k_p - k_g) (-1)^{p+1} x_p \right) \quad (4.13)$$

avec

$FRs_{2^{Ny}}(\theta, \phi)$: facteur du réseau suivant OY.

Ce type d'alimentation pour un tel réseau linéaire entraîne une antisymétrie des phases et des positions.

4.4.1.1.2 Cas avec pertes

Dans le cas où on introduit les pertes dans la modélisation de ce type de réseau, l'excitation acheminée à un élément rayonnant situé au point de coordonnées (x_{2m-1}, y_n) est donnée par :

$$I_{x_{2m-1}, y_n} = A_{Dn} \cdot e^{j\varphi_{Dn}} \cdot e^{-\gamma_g \cdot y_n} \cdot e^{j \left(\sum_{p=1}^{2m-2} (\gamma_p - \gamma_g) x_p \cdot (-1)^{p+1} - \gamma_g \cdot x_{2m-1} \right)} \cdot I(0) \quad (4.14)$$

Le diagramme de rayonnement s'écrit :

$$\|F_s(\theta)\| = \|FRs_{2^{Ny}}(\theta, \phi)\| \cdot \|FRs_{Nx}(\theta, \phi)\| \cdot f(\theta, \phi) \quad (4.15)$$

$$FRs_{Nx}(\theta, \phi) = \frac{f(\theta, \phi)}{FR_{\max Nx}} \sum_{m=1}^{N_x} \sum_{n=1}^{N_x} e^{j \left(\sum_{p=1}^{2m-2} (\alpha_p - \alpha_g) x_p \cdot (-1)^{p+1} \right)} \cdot e^{j \left(\sum_{q=1}^{2n-2} (\alpha_p - \alpha_g) x_q \cdot (-1)^{q+1} \right)} \cdot \cos \left((k_0 \sin \theta \cos \phi - k_g) (x_m - x_n) + \sum_{p=1}^{2m-2} (k_p - k_g) (-1)^{p+1} x_p - \sum_{q=1}^{2n-2} (k_p - k_g) (-1)^{q+1} x_q \right) \quad (4.16)$$

$FRs_{2^{Ny}}(\theta, \phi)$: facteur du réseau suivant OY (en présence des pertes)

4.4.1.2 Procédure de synthèse du réseau plan

L'approche de synthèse adoptée pour le réseau non périodique d'antennes microrubans alimentées en série suivant OX et en parallèle suivant OY est similaire à celle établie pour le réseau plan alimenté au coin, elle consiste en première étape à déterminer le vecteur $X = [x_1, x_2, \dots, x_{N_x}]$ minimisant l'erreur $e_x(\theta, \phi) = |F_d(\theta, \phi)^{1/2} - FRs_{N_x}(\theta, \phi).f(\theta, \phi)^{1/2}|$ (d'après le principe de multiplication des diagrammes de rayonnement), en seconde étape pour déterminer le vecteur Y, nous utilisons l'approche développée pour la synthèse de réseaux linéaires d'éléments identiques alimentés en parallèle par ligne microruban. Le vecteur $Y = [y_1, y_2, \dots, y_{N_y}]$ est déterminé par la minimisation de l'erreur $e(\theta, \phi) = |F_d(\theta, \phi) - Fs(\theta, \phi)|$.

4.4.1.3 Résultats de simulation

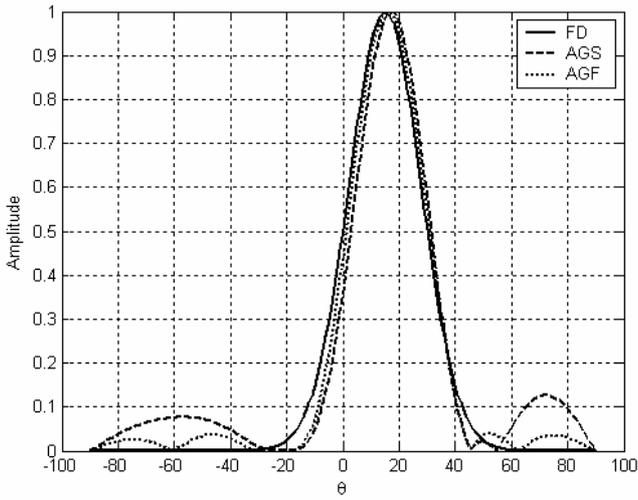
4.4.1.3.1 Cas sans pertes

Les résultats de simulation de ce type de réseau sont regroupés à la figure 4.7, avec ce type de réseau, il est possible de synthétiser des diagrammes de rayonnement à lobe principal dépointé (réseau déphaseur). Nous avons choisi, à titre d'exemple, un diagramme de rayonnement désiré de forme gaussienne dépointé à 15° . L'optimisation, d'un réseau plan à 64 éléments, à l'aide de l'AGF approche au mieux le diagramme de rayonnement désiré, ceci peut être persuadé à la figure 4.7.a. La distribution spatiale optimisée est représentée à la figure 4.7.e.

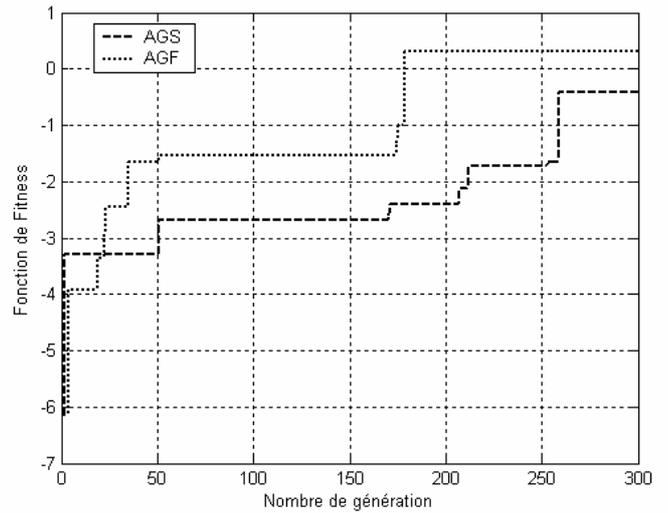
4.4.1.3.2 Cas avec pertes

En prenant en considération l'effet des pertes dans la modélisation du circuit d'alimentation, les résultats de synthèse d'un réseau similaire au cas précédent sont présentés à la figure 4.8.

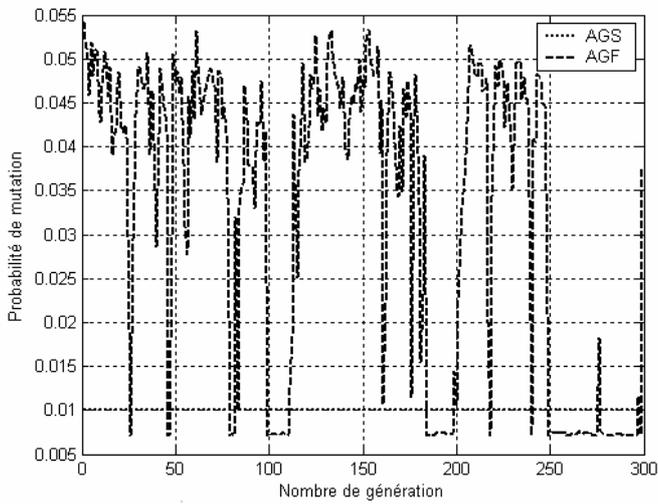
Les résultats obtenus sont proches à ceux obtenus dans le cas sans pertes. Dans les deux cas, l'AGF converge rapidement vers une solution optimale supérieure à celle obtenue par l'AGS, les figures 4.7.b et 4.8.b montrent ce que nous venons de conclure.



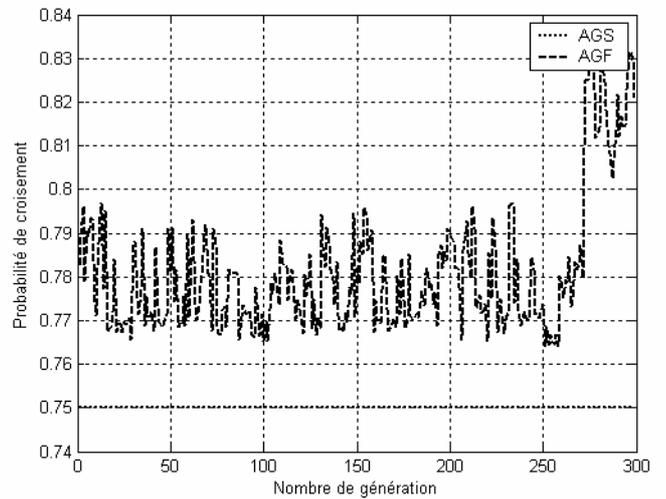
a) Diagrammes de rayonnements optimisé par les deux algorithmes AGS et AGF.



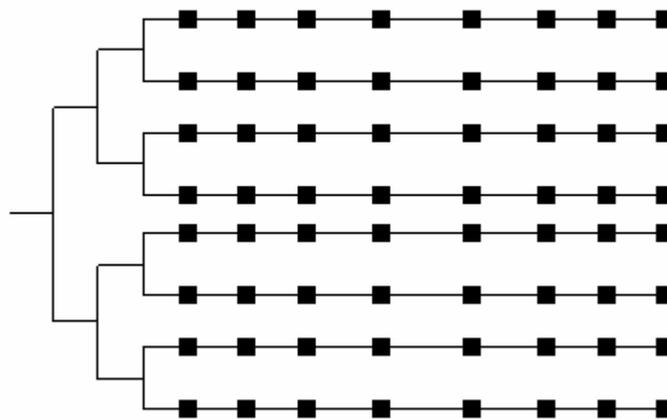
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

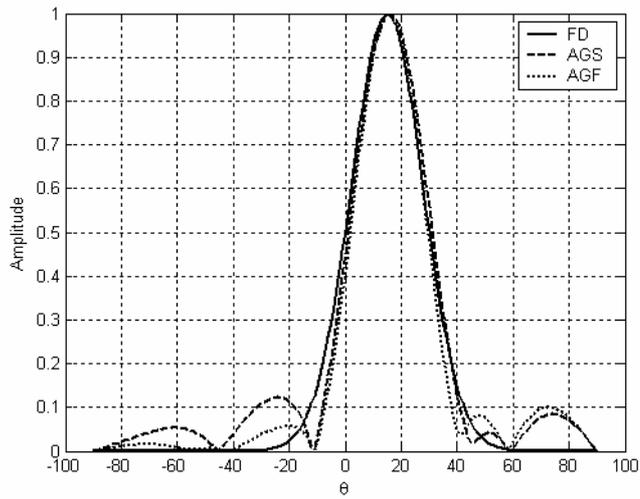


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

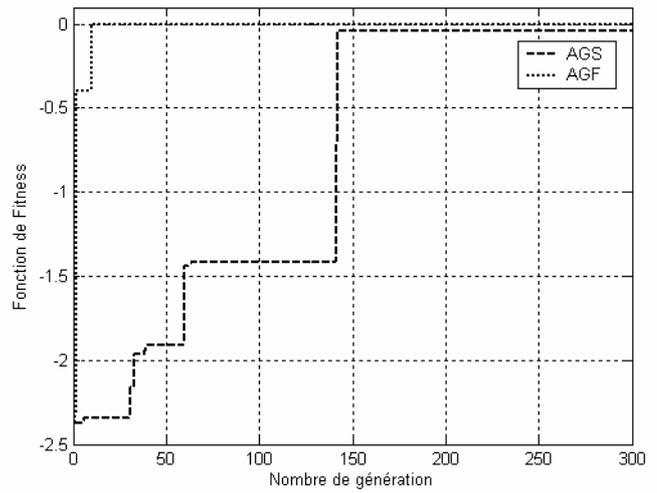


e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

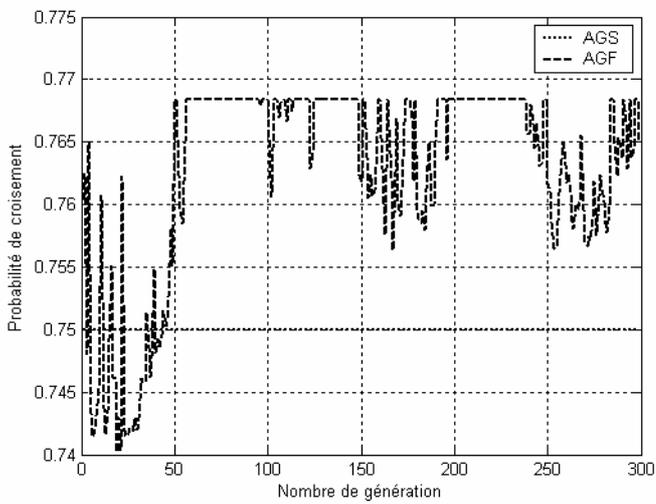
Fig. 4.7 Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants alimentés en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, sans pertes).



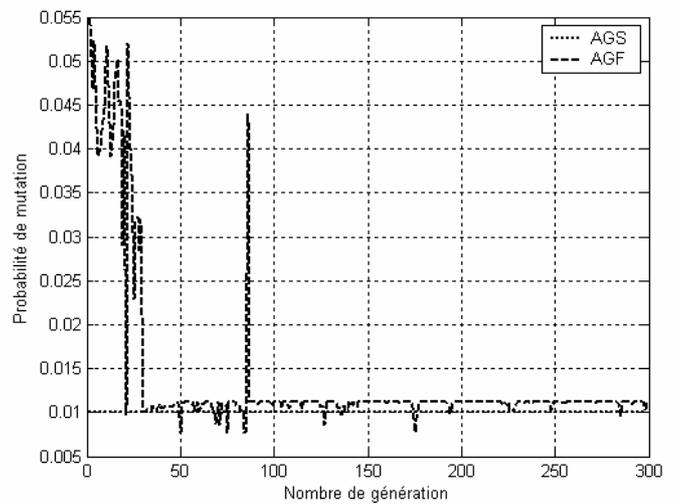
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



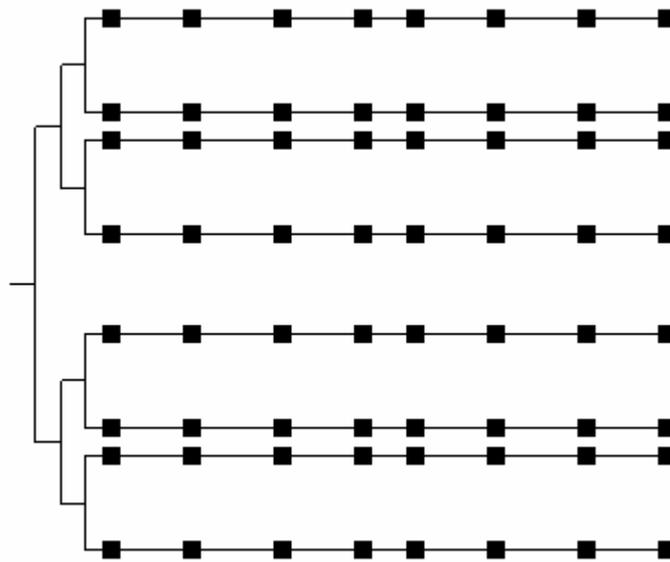
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

Fig. 4.8 : Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants alimentés en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, avec pertes).

4.4.2 Réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY

Le réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY est une extension directe du réseau rectiligne alimenté en parallèle. En se basant toujours sur l'association en parallèle de deux éléments rayonnants symétriques, on peut toujours considérer qu'un réseau plan est une association en réseau linéaire alimenté en parallèle de deux sous-réseaux plans identiques. Un réseau plan élémentaire de base à quatre éléments est une association en parallèle de deux sous-réseaux linéaires symétrique à deux éléments (figure 4.9).

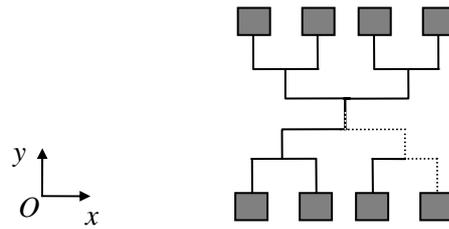


Figure 4.9 : Réseau plan alimenté en parallèle suivant les deux directions OX et OY.

4.4.2.1 Calcul de la loi d'alimentation

4.4.2.1.1 Cas sans pertes

Le réseau plan étant considéré comme une association en parallèle de deux sous-réseaux rectilignes, la modélisation de ce type de réseau est identique à celle du réseau rectiligne alimenté en parallèle. Prenons comme exemple d'étude un réseau plan à 4 éléments, alors l'excitation du sous-réseau rectiligne suivant la direction OX est donnée par :

$$I_{x_1} = A_d \cdot e^{j\psi_d} \cdot e^{-j \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-jk_g \dots x_1} \quad (4.17)$$

Le diagramme de rayonnement du sous-réseau rectiligne a pour module :

$$F_{s_2}(\theta, \phi) = \frac{A_d}{F_{s \max_2}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot \lambda_g / 4} \cdot \left| \cos\left(\left(k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g\right) \cdot x_1\right) \right| \cdot f(\theta, \phi) \quad (4.18)$$

Dans la seconde étape d'association de ces deux sous-réseaux rectilignes alimentés en parallèle suivant la direction OY, le diagramme est donné par :

$$F_{s_2^2}(\theta, \phi) = g_i(\theta) \cdot \frac{A_d}{F_{s \max_2^2}} \cdot \left| \cos\left(\left(k_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi - k_g\right) \cdot y_1\right) \right| \cdot F_{s_2^1}(\theta, \phi) \quad (4.19)$$

De même ici, un réseau à 2^N éléments rayonnants a pour expression du module de diagramme de rayonnement synthétisé :

$$F_{s_{2^N}}(\theta, \phi) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^N}} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) \cdot x_N\right) \right| F_{s_{2^{N-1}}}(\theta, \phi) \quad \text{si } N \text{ est impair} \quad (4.20)$$

$$F_{s_{2^N}}(\theta, \phi) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^N}} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi - k_g) \cdot y_N\right) \right| F_{s_{2^{N-1}}}(\theta, \phi) \quad \text{si } N \text{ est impair} \quad (4.21)$$

4.4.2.1.2 Cas avec pertes

Avec l'introduction de l'effet des pertes dans l'exemple d'étude, le courant d'excitation du sous-réseau rectiligne à deux éléments alimentés en parallèle suivant la direction OX est donné par :

$$I_{x_1} = A_d \cdot e^{j\psi_d} \cdot e^{-(\alpha_g + jk_g) \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-(\alpha_g + jk_g) \cdot x_1} \quad (4.22)$$

Le module du diagramme de rayonnement du sous-réseau considéré, s'écrit :

$$F_{s_{2^1}}(\theta) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^1}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-\alpha_g \cdot x_1} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) \cdot x_1\right) \right| \cdot f(\theta, \phi) \quad (4.23)$$

Le diagramme dans la seconde étape est donné par :

$$F_{s_{2^2}}(\theta) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^2}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-\alpha_g \cdot y_1} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi - k_g) \cdot y_1\right) \right| \cdot F_{s_{2^1}}(\theta, \phi) \quad (4.24)$$

Le module du diagramme de rayonnement du réseau plan global est décrit par l'expression :

❖ Pour N pair :

$$F_{s_{2^N}}(\theta) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^N}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot N \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-\alpha_g \cdot x_N} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \phi - k_g) \cdot x_N\right) \right| \cdot F_{s_{2^{N-1}}}(\theta, \phi) \quad (4.25)$$

❖ Pour N impair :

$$F_{s_{2^N}}(\theta) = \frac{A_d}{Fs \max_{2^N}} \cdot e^{-\alpha_g \cdot N \cdot \lambda_g / 4} \cdot e^{-\alpha_g \cdot y_N} \left| \cos\left((k_0 \cdot \sin \theta \cdot \sin \phi - k_g) \cdot y_N\right) \right| \cdot F_{s_{2^{N-1}}}(\theta, \phi) \quad (4.26)$$

4.4.2.2 Procédure de synthèse du réseau plan

La procédure de synthèse adoptée pour le réseau non périodique d'antennes microrubans alimentés en parallèle est similaire à celle établie pour le réseau rectiligne alimenté en parallèle, elle consiste à déterminer le vecteur position $X = [x_1, y_1, x_2, y_2, \dots, x_{N/2}, y_{N/2}]$ qui permet d'approcher au mieux le diagramme synthétisé $F_{s_{2^i}}(\theta)$ au diagramme désiré $[F_d(\theta)]^{i/N}$.

D'après l'approche développée précédemment, la synthèse de ce type de réseau est constituée de N étapes identiques :

$$\begin{array}{lll}
 3. & |F_{s_{2^1}}(\theta)| & \text{s'approche de } [F_d(\theta)]^{1/N} \Rightarrow \text{Détermination de } x_1 \\
 4. & |F_{s_{2^2}}(\theta)| & \text{s'approche de } [F_d(\theta)]^{2/N} \Rightarrow \text{Détermination de } y_1 \\
 & \vdots & \vdots \\
 N-1. & |F_{s_{2^{N-1}}}(\theta)| & \text{s'approche de } [F_d(\theta)]^{(N-1)/N} \Rightarrow \text{Détermination de } y_{N/2} \\
 N. & |F_{s_{2^N}}(\theta)| & \text{s'approche de } [F_d(\theta)]^{N/N} \Rightarrow \text{Détermination de } x_{N/2}
 \end{array}$$

4.4.2.3 Résultats de simulation

4.4.2.3.1 Cas sans pertes

Le diagramme de rayonnement du réseau plan en parallèle est symétrique du fait de la symétrie des amplitudes et l'antisymétrie des phases, pour cela nous avons adopté un diagramme de rayonnement centré autour du 0° défini par une fonction gaussienne. La figure 4.10 représente le résultat de synthèse d'un réseau plan de 16 antennes de forme rectangulaire alimentées en parallèle selon les deux directions.

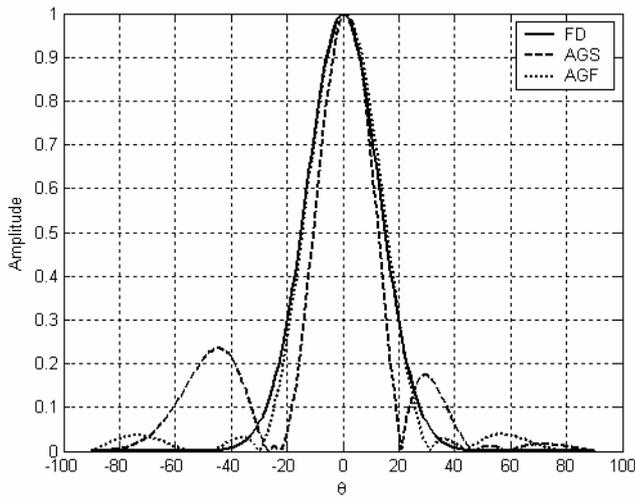
Les diagrammes de rayonnement obtenus lors de l'application des deux algorithmes AGS et AGF sont reproduits sur la figure 4.10.a. Une comparaison de l'évolution de la fonction d'adaptation pour le meilleur individu des deux algorithmes AGS et AGF pour chaque itération est reproduite sur la figure 4.10.b, l'ajustement des probabilités de croisement et de mutation au cours de l'exécution de l'AGF sont illustrés aux figures 4.10.c et 4.10.d. La figure 4.10.e donne la répartition spatiale finale du réseau optimisé.

4.4.2.3.2 Cas avec pertes

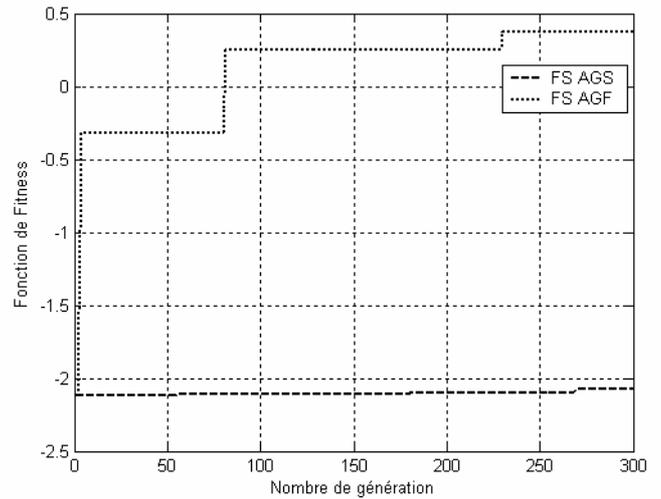
En prenant en considération, comme dans les exemples précédents, de l'effet des pertes dans la modélisation du circuit d'alimentation, les résultats de synthèse d'un réseau similaire au cas précédent sont présentés à la figure 4.11.

Les résultats obtenus sont presque identiques à ceux obtenus dans le cas sans pertes. Dans les deux cas, l'AGF converge rapidement vers une solution optimale supérieure à celle obtenue par l'AGS, les figures 4.10.b et 4.11.b montrent ce que nous venons de conclure.

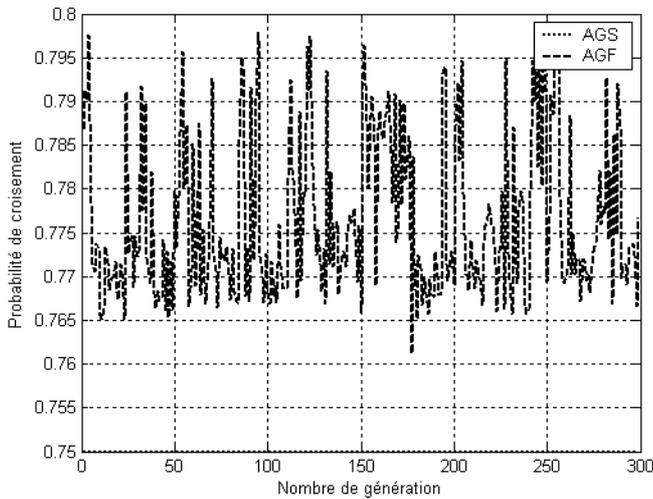
Le niveau des lobes secondaires est nettement faible, ceci est dû au fait que le réseau d'alimentation procure une loi d'alimentation binomiale (une loi d'alimentation binomiale entraîne une annulation des lobes secondaires).



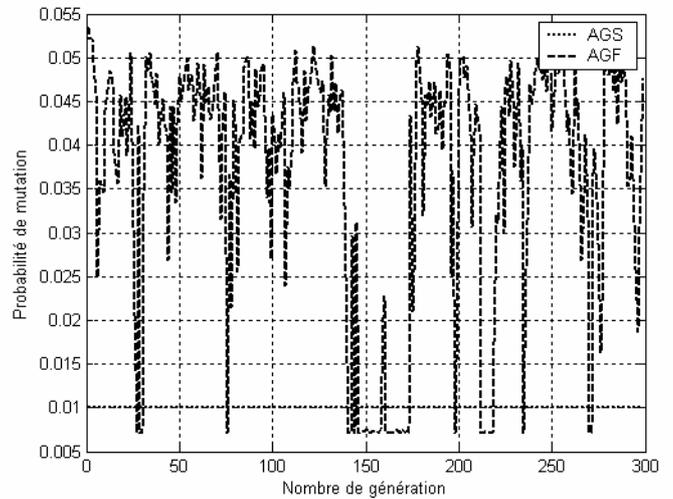
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



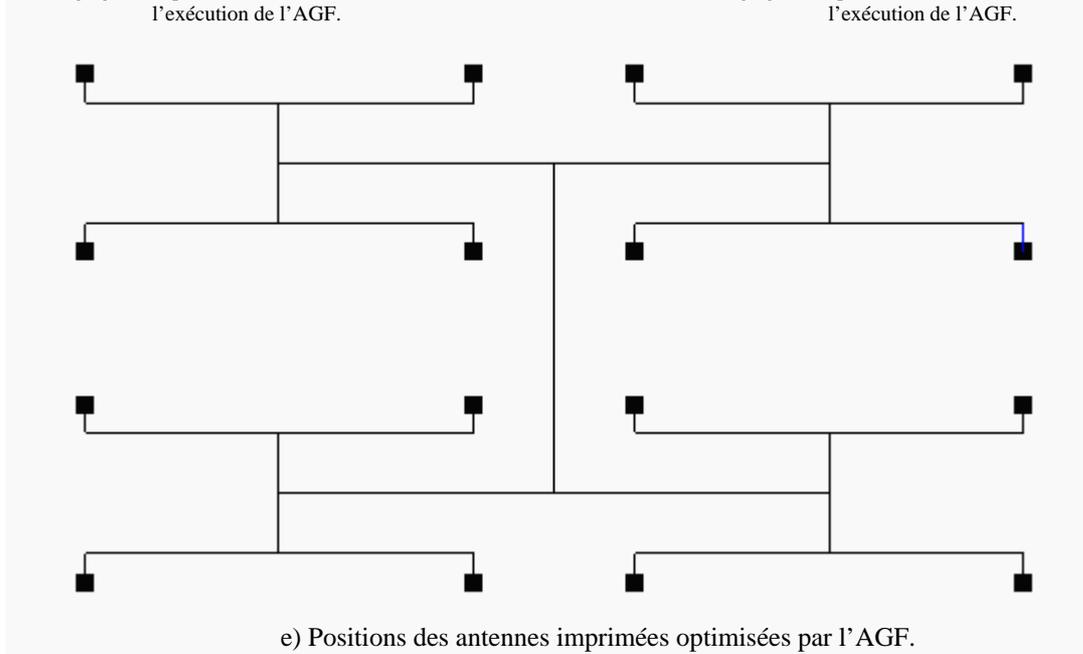
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

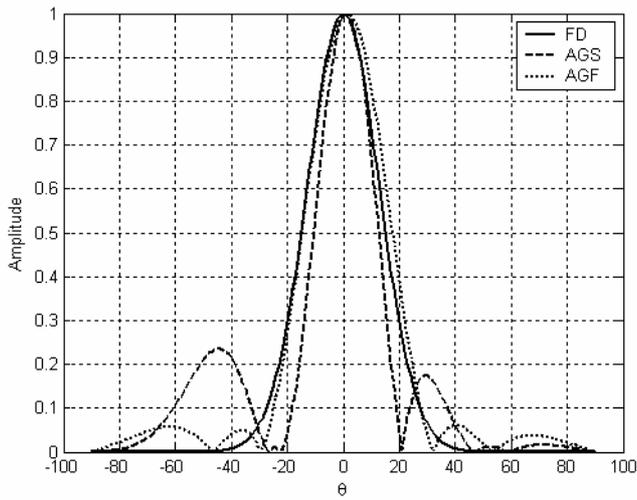


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

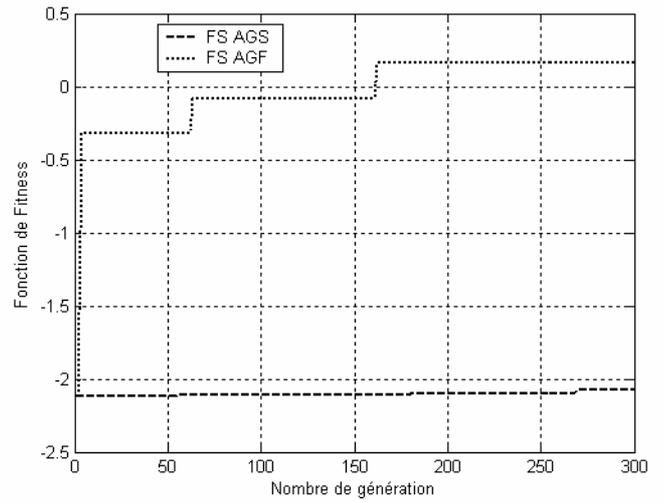


e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

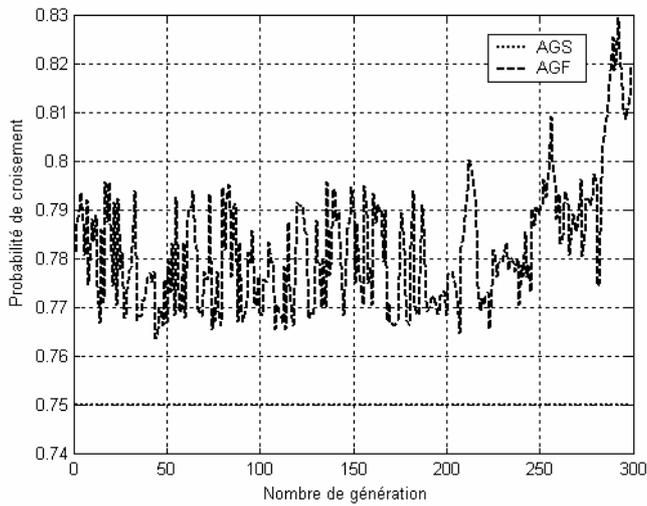
Figure 4.10 : Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants alimentés en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, sans pertes).



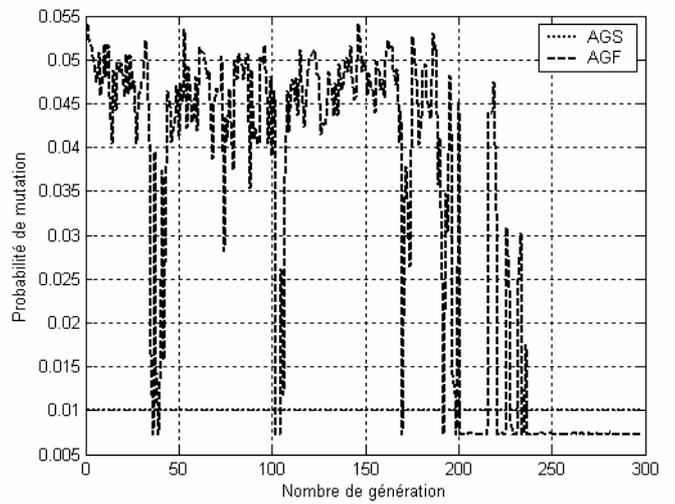
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



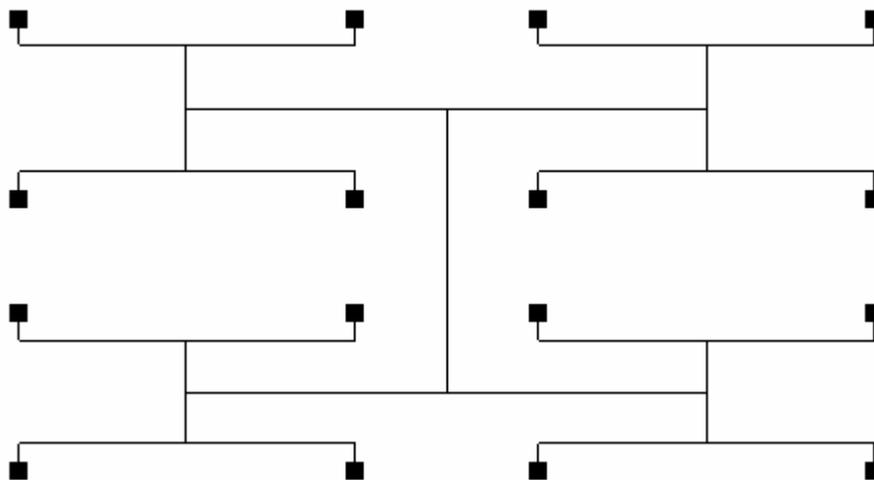
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Régulation de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Régulation de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Positions des antennes imprimées optimisées par l'AGF.

Figure 4.11 : Résultat de synthèse d'un réseau plan de 64 éléments rayonnants en parallèle suivant OY et en série suivant OX (plan H, avec pertes).

4.5 Etude comparative

Nous nous intéressons dans ce paragraphe à comparer les résultats de synthèse d'un réseau linéaire de nombre d'antennes fixe, nous avons choisi, à titre d'exemple un réseau rectiligne symétrique formé de 8 antennes microrubans, pour différents types de circuits d'alimentation (par sondes coaxiales, par lignes microrubans en série ou en parallèle). Deux types de diagrammes de rayonnement ont été synthétisés spécifiés par une fonction gaussienne symétrique ou dépointée à 15° .

4.5.1 Comparaison des différentes techniques d'alimentation

4.5.1.1 Synthèse de diagramme de rayonnement symétrique

❖ Alimentation par sondes coaxiales

Ce type d'alimentation nous offre la possibilité d'envisager les différentes approches de synthèse, en agissant sur l'un ou simultanément sur les différents paramètres amplitude et phase de la loi d'alimentation et la répartition spatiale des antennes. L'ensemble des résultats de synthèse pour ces différentes approches est reproduit aux figures 4.12-15.

Le résultat le plus intéressant est sans doute (qui approche mieux le diagramme de rayonnement désiré) celui obtenu par l'action uniquement sur les coefficients d'amplitude de la loi d'alimentation (figure 4.12). Le niveau des lobes secondaires, dans ce cas, est le plus faible (presque nul) comparé aux résultats des différentes approches de synthèse.

❖ Alimentation en série par ligne microruban

Ce type d'alimentation de réseaux d'antennes limite l'approche de synthèse à un seul paramètre ; celui de la répartition spatiale des sources. Les autres paramètres (amplitude et phase de l'alimentation) sont déduits de la répartition spatiale des sources, grâce à la modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation par des circuits électriques basés sur le modèle équivalent en ligne de transmission. Il est à noter, que le paramètre amplitude est supposé constant dans la modélisation sans pertes, et à variation exponentielle en fonction de la position des sources dans le cas de la modélisation introduisant l'effet des pertes.

La synthèse de diagramme de rayonnement symétrique, dans ce type d'alimentation, impose le choix de l'excitation au centre du réseau d'antennes.

Nous reprenons deux résultats de synthèse de réseaux rectilignes, de même nombre d'antennes que l'exemple précédent, relatif à la modélisation du circuit d'alimentation sans pertes (figure 3.5, chapitre III) et avec pertes (figure 3.8, chapitre III). Les résultats obtenus demeurent acceptables particulièrement pour le cas avec pertes, l'avantage de ce type d'alimentation est que l'antenne et son circuit d'alimentation sont imprimés à la fois par le même procédé photo-lithographique et que les coefficients complexes de la loi d'alimentation optimisés sont reproduits facilement par le positionnement optimisé des antennes sur la ligne microruban d'alimentation. Ce qui n'y est pas aisé pour l'alimentation par sondes coaxiales.

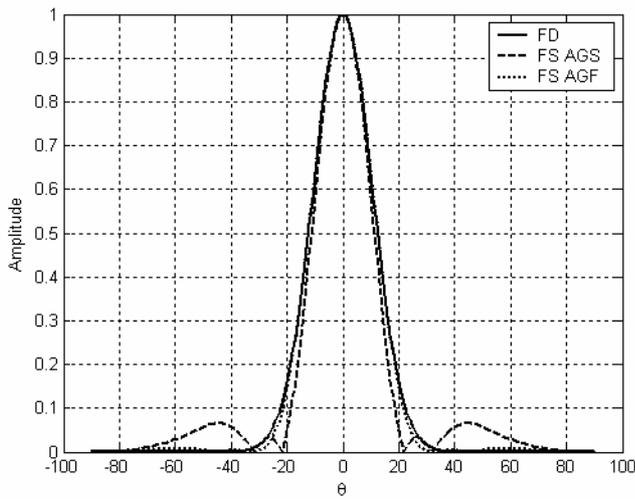
❖ Alimentation en parallèle par ligne microruban

Ce type d'alimentation peut être exploité pour produire des diagrammes de rayonnement symétriques. Là aussi, la synthèse ne peut s'effectuer qu'en agissant sur la répartition spatiale des antennes, la phase peut être considérée antisymétrique alors que l'amplitude reste uniforme (dans les deux cas de modélisation du circuit d'alimentation avec ou sans pertes). Par conséquent, il n'y aura pas grande différence entre les résultats de synthèse incluant ou non les effets de pertes dans la modélisation du circuit d'alimentation.

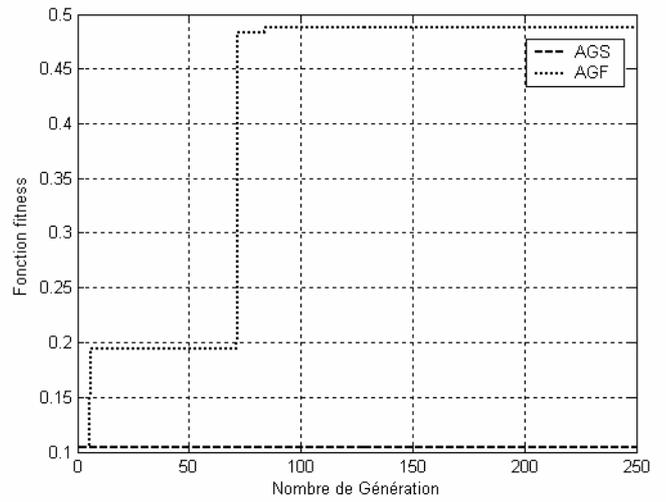
Les résultats de simulation obtenus, pour ce type d'alimentation, sont reproduits aux figures 4.16-17. Il est clair que ces résultats sont loin de ce que nous avons espéré, toutefois il est possible d'améliorer ces résultats en augmentant le nombre des sources rayonnantes.

L'avantage de ce type d'alimentation par rapport à l'alimentation en série réside dans la simplicité de l'obtention de l'adaptation entre chaque antenne et sa ligne microruban d'alimentation (par l'insertion de simple transformateur d'impédance de type ligne quart-d'onde).

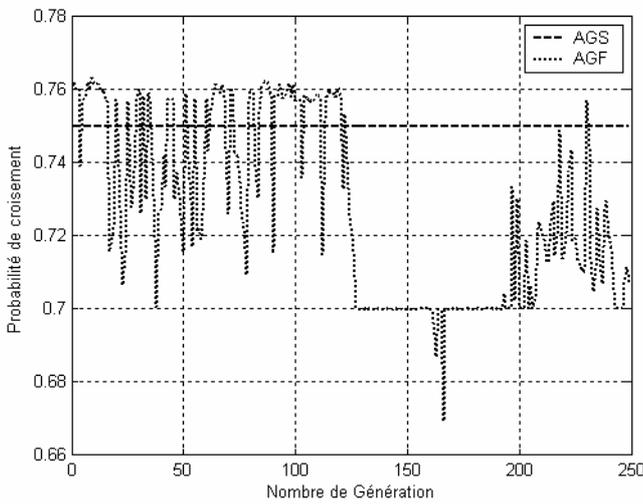
Suite aux résultats de synthèse obtenus pour les différents circuits d'alimentation d'un réseau rectiligne symétrique d'antennes microrubans, nous pouvons souligner que la synthèse d'un diagramme de rayonnement symétrique peut être réalisée avec précision en alimentant ces antennes par des sondes coaxiales et en ajustant les coefficients amplitude de la loi d'illumination.



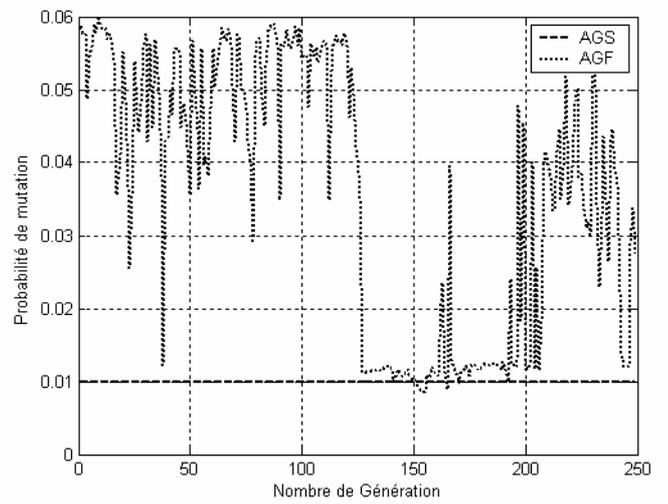
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

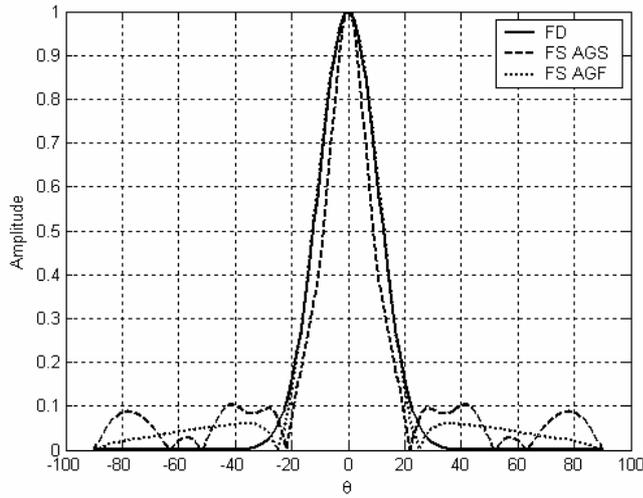


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

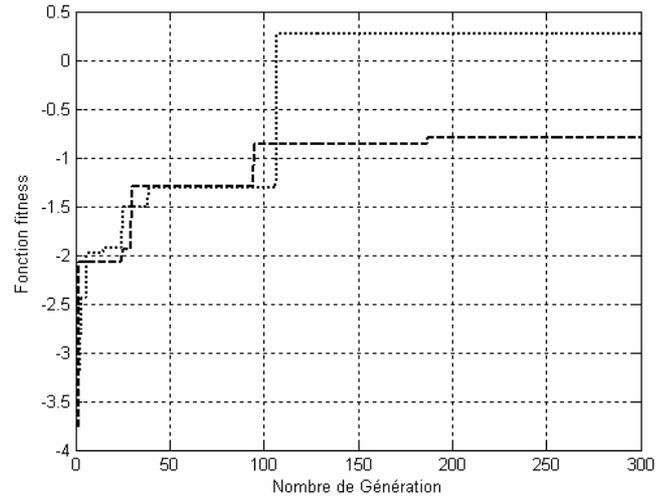
Fig. 4.12 Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants de forme carrée alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients d'amplitudes d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.8635	0.7733
2	0.5592	0.5794
3	0.5280	0.2924
4	0.1581	0.1095

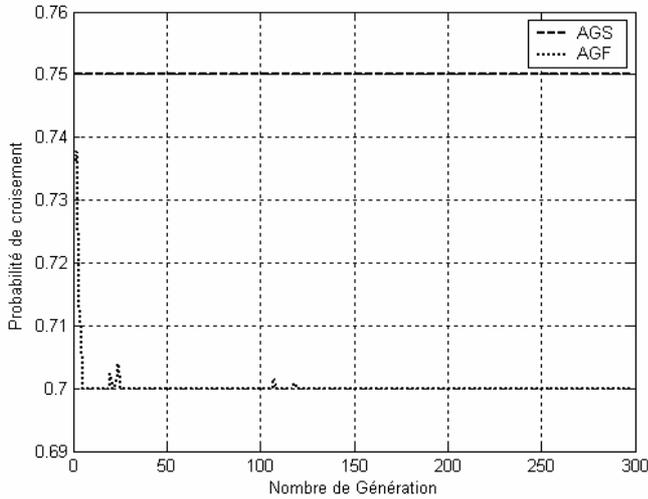
Tableau 4.1 Coefficients d'amplitude d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0°.



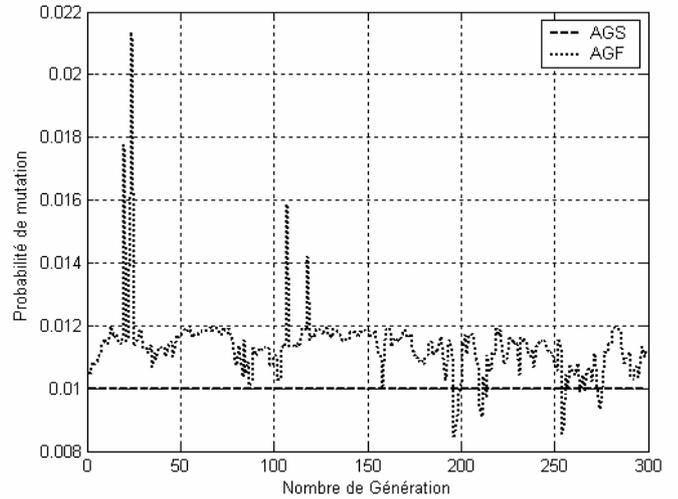
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

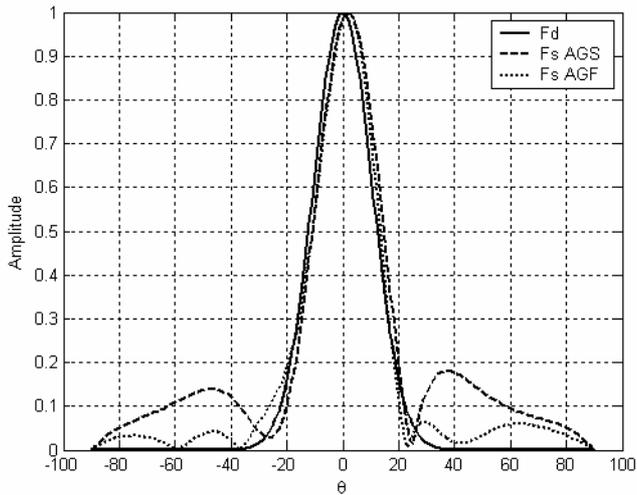


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

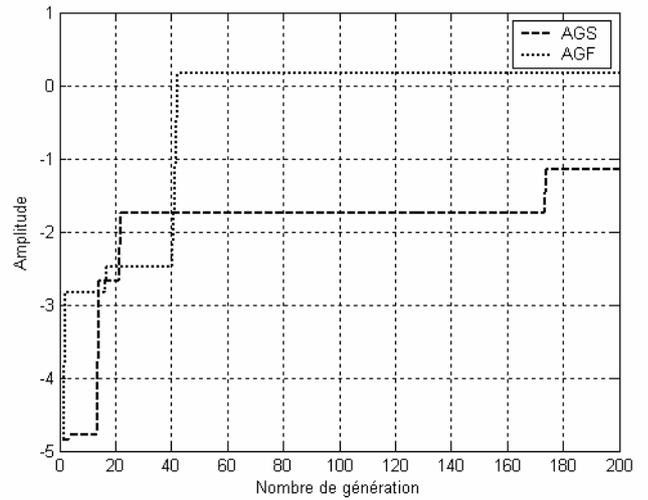
Fig. 4.13 Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centrée à 0°

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Position	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.4973	0.9504	0.0266	0.0217
2	0.2969	0.5683	0.0225	0.0184
3	0.0797	0.1462	0.0326	0.0195
4	0.0523	0.0012	0.0355	0.0220

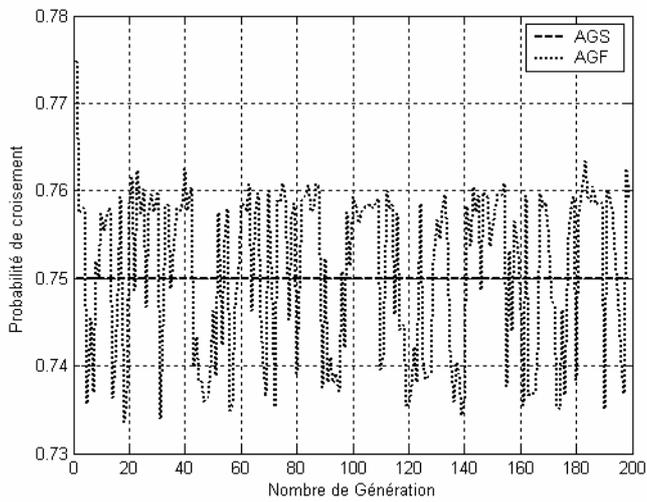
Tableau 4.2 Coefficients amplitude d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centrée à 0°.



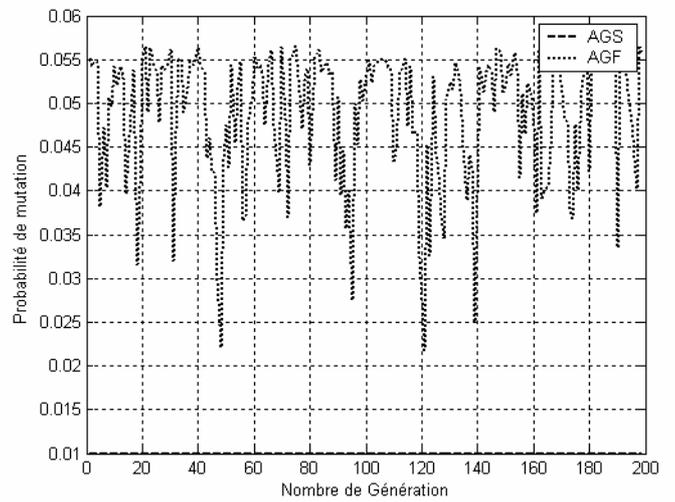
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

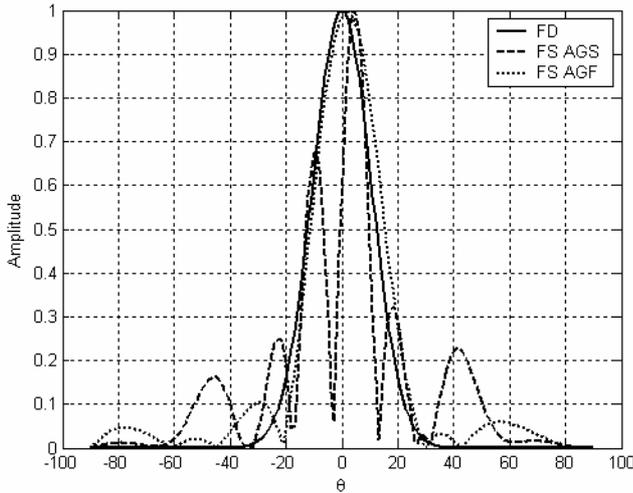


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

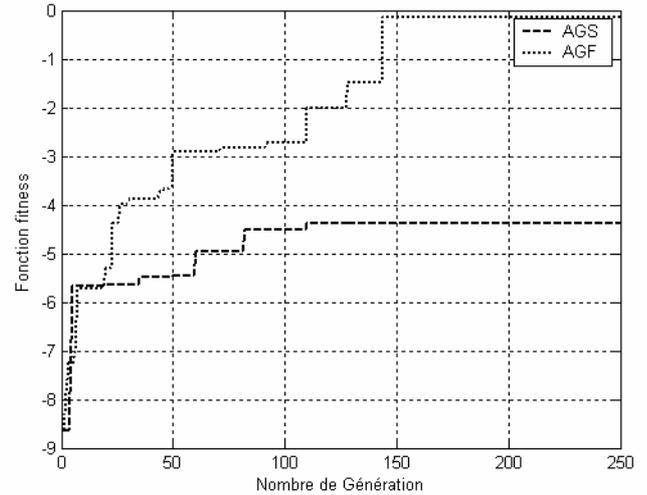
Fig. 4.14 Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients de phase d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.6726	0.9445	3.5794	3.2668
2	0.5287	0.7857	2.8138	3.0695
3	0.2852	0.3049	2.7267	3.0694
4	0.0344	0.2332	3.2104	2.2869

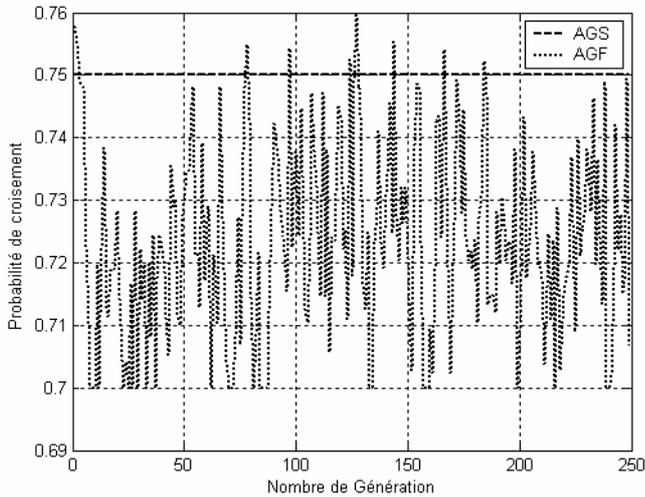
Tableau 4.3 Coefficients complexes d'excitation optimisé par les AGS et AGF, pour une gaussienne centré à 0°.



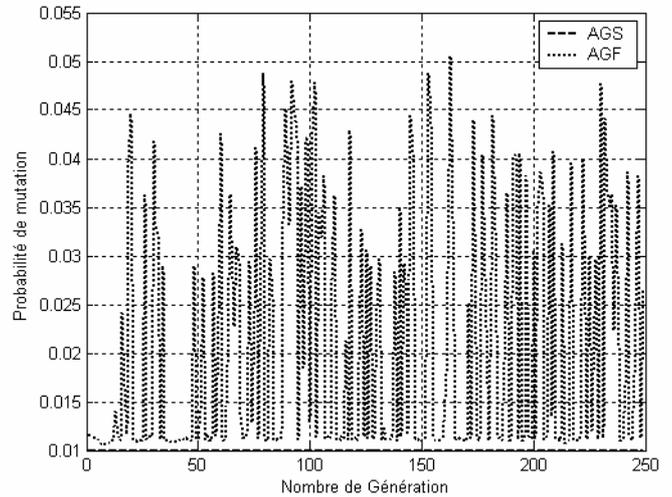
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

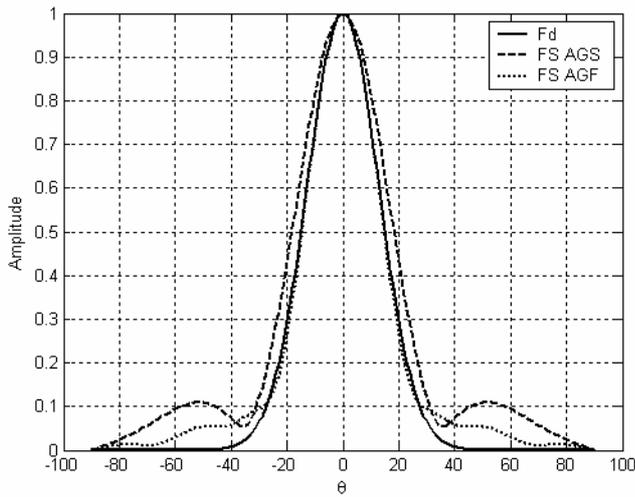


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

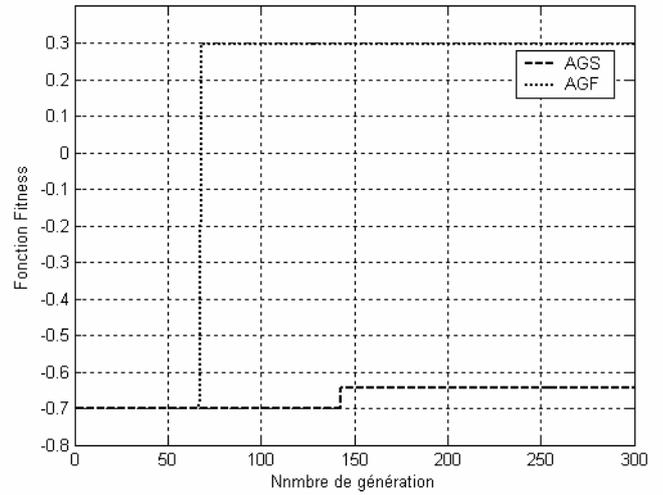
Fig. 4.15 Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne centré à 0°

Ordre d'antenne microruban	Optimisés par l'AGS			Optimisés par l'AGF		
	Position	Amplitude	Phase	Position	Amplitude	Phase
1	0.0256	0.2781	0.4544	0.0150	0.4705	3.1819
2	0.0217	0.8195	5.2119	0.0214	0.3975	3.0854
3	0.0230	0.8729	5.3175	0.0262	0.1594	3.4579
4	0.0195	0.7283	5.2874	0.0283	0.0351	3.8421

Tableau 4.4 Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne centré à 0°.



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.

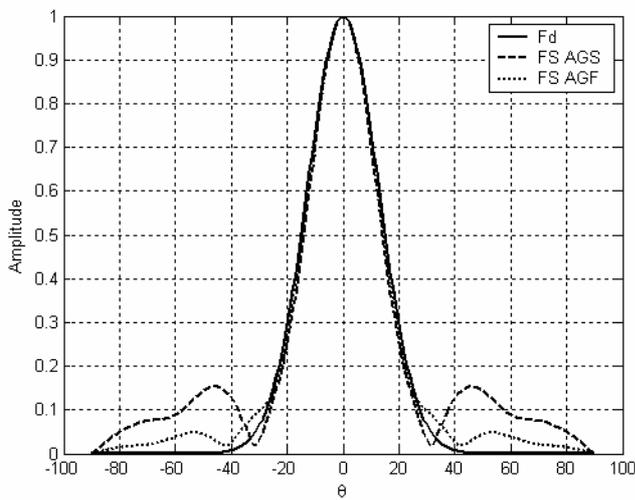


b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.

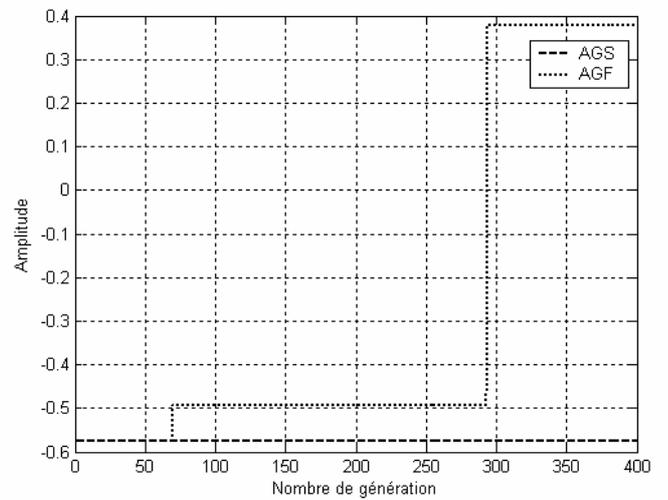


c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

Fig. 3.7 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, sans pertes), pour une gaussienne centré au 0°.



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.

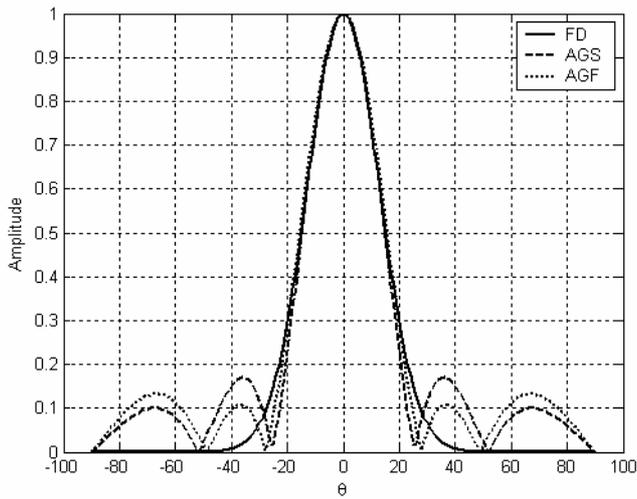


b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.

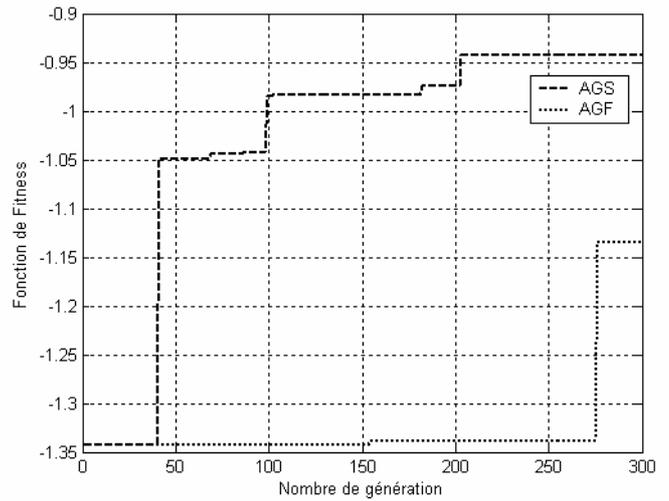


c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

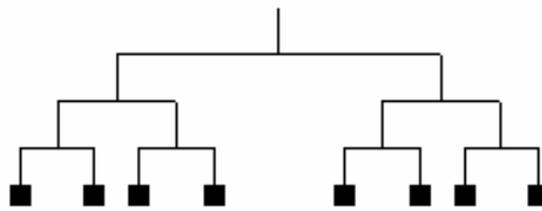
Fig. 3.10 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés au centre (plan H, avec pertes), pour une gaussienne centré au 0°.



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.

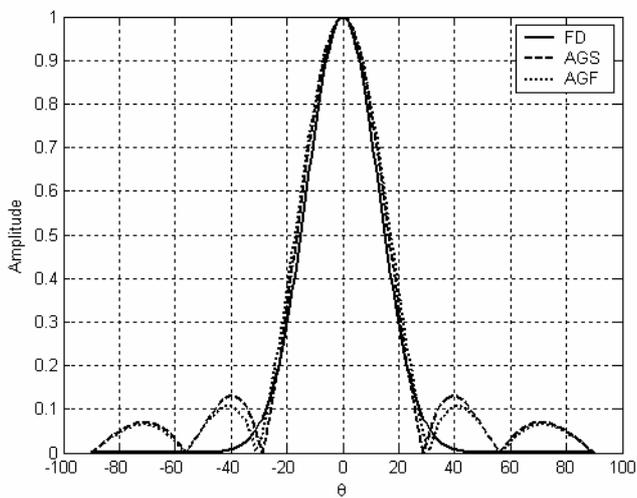


b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.

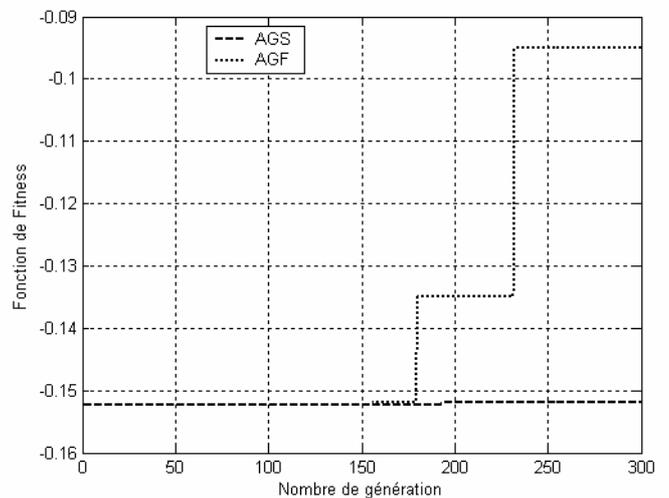


c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

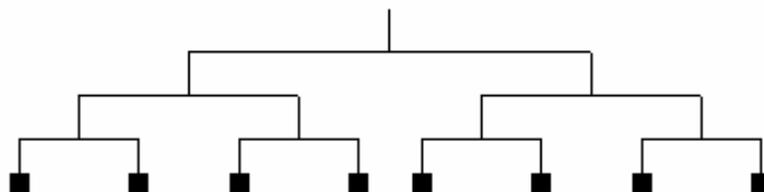
Fig. 4.16 : Résultat de synthèse d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, sans pertes).



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

Fig. 4.17 : Résultat de synthèse d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés en parallèle (plan H, avec pertes).

4.5.1.2 Synthèse de diagramme de rayonnement déphasé

La synthèse de diagramme de rayonnement, où le lobe principal peut être dirigé dans n'importe quelle direction dans le demi-espace supérieur à la surface du réseau d'antennes, ne peut être effectuée qu'en intervenant plus particulièrement sur les coefficients de phase de la loi d'alimentation. On parle ainsi, de réseaux d'antennes déphaseurs, deux types de circuit d'alimentation prévoient l'ajustement des coefficients complexes de la loi d'alimentation : l'alimentation par sondes coaxiales ou l'alimentation en série par ligne microruban où la source principale est placée à une extrémité du réseau d'antennes.

Nous avons gardé une structure linéaire du réseau d'antennes de même nombre d'éléments rayonnants que pour la synthèse du diagramme de rayonnement symétrique. Le diagramme de rayonnement à synthétiser a été spécifié par une fonction gaussienne dépointée, à titre d'exemple, à 15° .

❖ Alimentation par sondes coaxiales

Compte tenu de ce que nous venons de signaler ci-dessus, il est possible d'envisager la synthèse de diagramme de rayonnement déphasé, en agissant en plus des coefficients de phase, sur :

- ❖ les coefficients complexes de la loi d'alimentation (amplitude et phase),
- ❖ les coefficients complexes de la loi d'alimentation et la répartition spatiale des sources rayonnantes.

La figure 4.18 présente le résultat de synthèse par action uniquement sur les coefficients de phase de la loi d'alimentation, cette approche de synthèse a permis de pointer le lobe principal vers l'angle désiré mais avec un niveau de lobes secondaires « moyennement contrôlable ». La même remarque peut être observée dans le résultat de synthèse, représenté à la figure 4.19, par action sur l'ensemble des paramètres (amplitude, phase et répartition spatiale des sources).

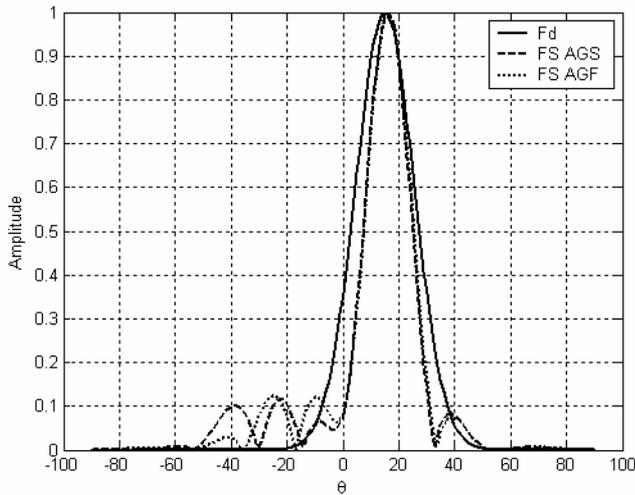
Le résultat de synthèse par action sur les lois complexes de l'alimentation, représenté à la figure 4.20, est le meilleur résultat que nous pouvons obtenir comparé à ceux obtenus précédemment. L'action sur les coefficients amplitude et phase de la loi d'illumination permet d'obtenir des lobes directifs avec des niveaux de lobes secondaires « fortement contrôlable ». Cette approche de synthèse est très efficace pour les applications en réseau d'antennes adaptatif, mais la question qui se pose est-il possible de construire le circuit d'alimentation et, de façon pratique de produire la loi d'alimentation obtenue (amplitude et phase).

L'implémentation de cette loi d'alimentation par des sondes coaxiales est d'une complexité certaine, elle nécessite l'emploi en plus de circuits phaseurs une électronique associée permettant d'ajuster les coefficients complexes de l'alimentation aux valeurs convenables.

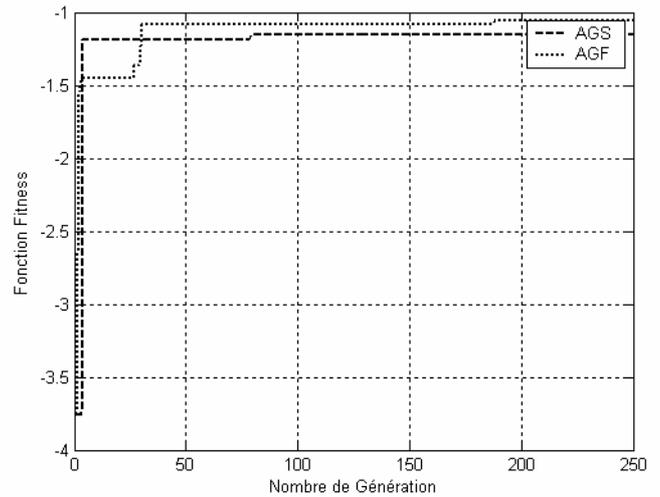
❖ Alimentation en série par ligne microruban

Un compromis entre la production pratique de la loi complexe d'alimentation obtenue et un niveau acceptable de lobes secondaires peut être envisagé par le choix d'une alimentation en série par ligne microruban où la source principale est placée à une extrémité du réseau d'antennes. Nous reprenons les résultats de synthèse obtenus pour un réseau linéaire alimenté à une extrémité par ligne microruban représentés aux figures 3.5 et 3.8 (résultats du chapitre III).

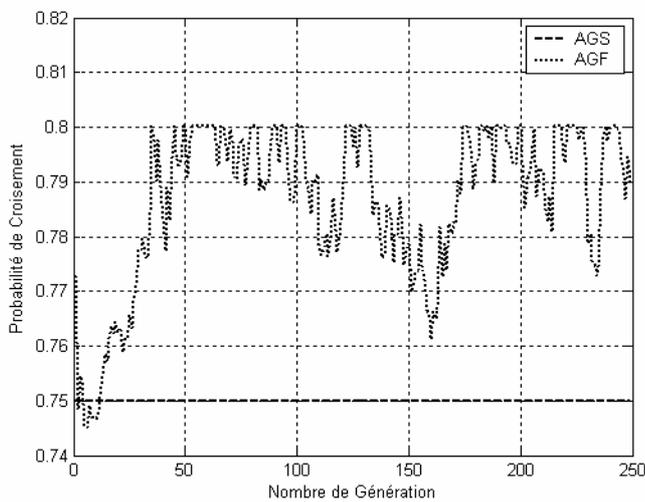
L'intérêt de cette technique d'alimentation réside dans le fait que les lois complexes d'alimentations nécessaires au dépointage du faisceau sont déduites, lors de la synthèse par action sur le paramètre répartition spatiale des éléments rayonnants, des positions optimisées par le biais de la modélisation en ligne de transmission des antennes et de leur circuit d'alimentation.



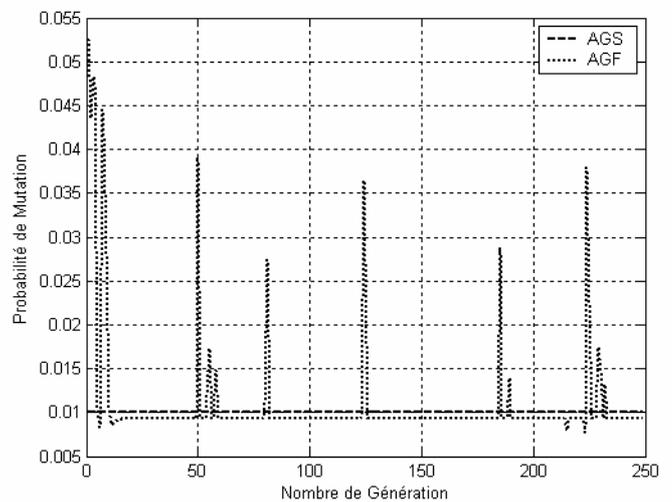
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

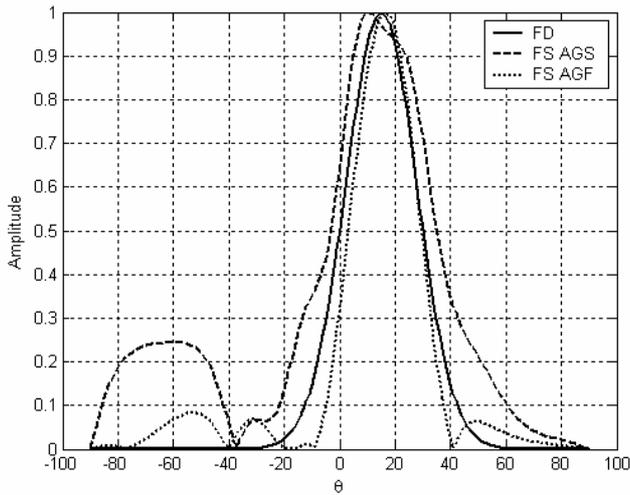


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

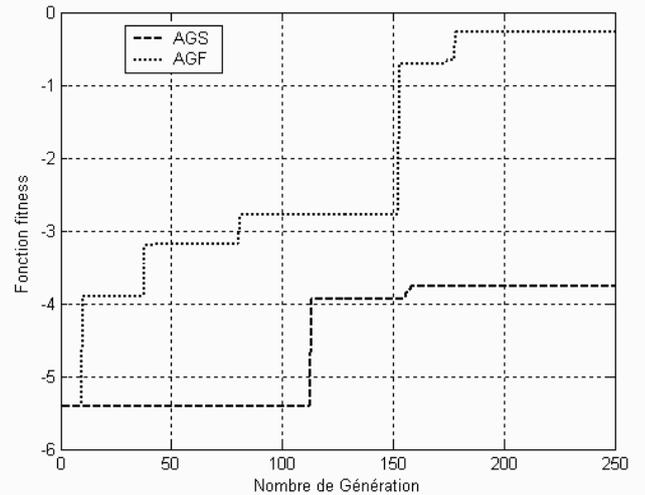
Fig. 4.18 Résultat de synthèse par loi de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients de phase d'excitation	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	3.2995	5.8756
2	1.4776	5.0967
3	1.4632	4.2153
4	5.3464	2.2029

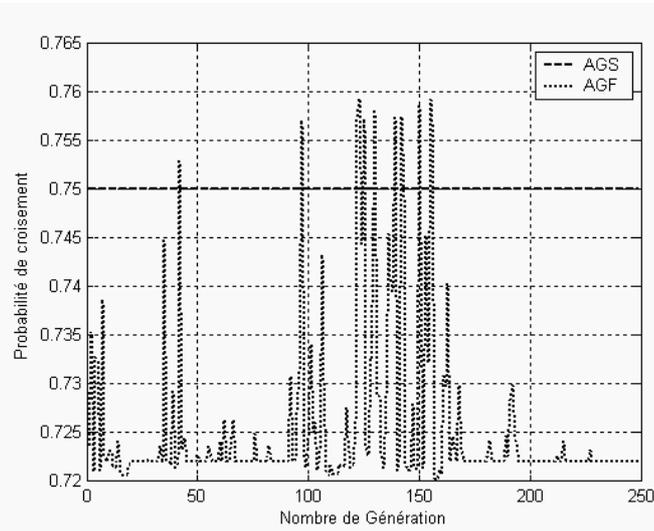
Tableau 4.5 Coefficients de phase d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15°.



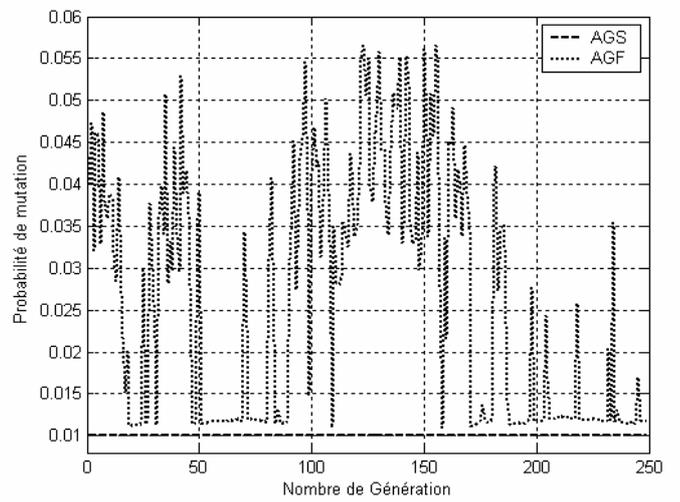
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

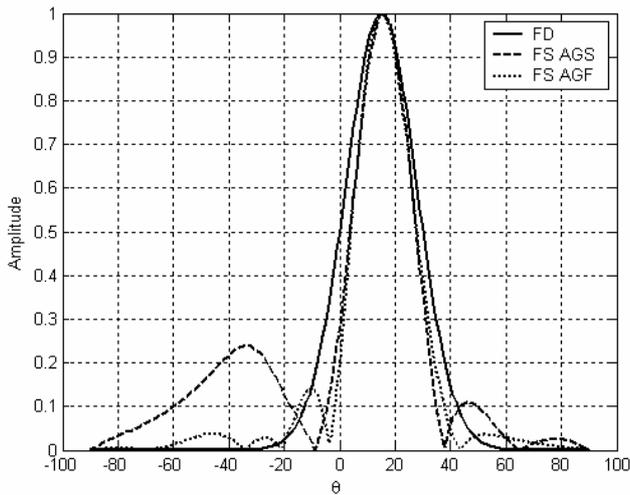


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

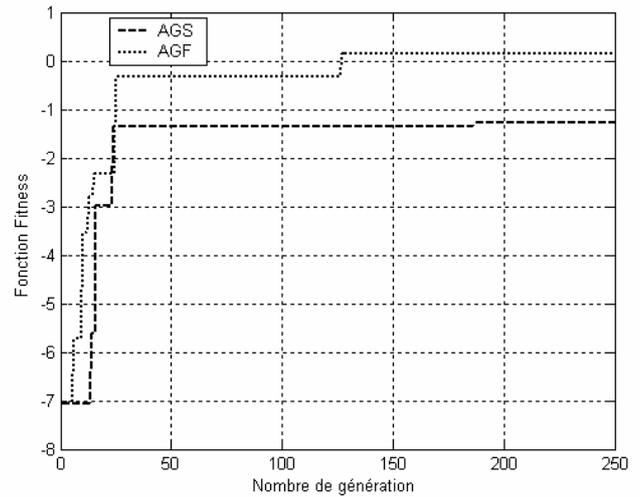
Fig. 4.19 Résultat de synthèse par loi d'amplitude, de phase et de répartition spatiale d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15°.

Ordre d'antenne microruban	Optimisés par l'AGS			Optimisés par l'AGF		
	Position	Amplitude	Phase	Position	Amplitude	Phase
1	0.0191	0.9142	2.5337	0.0195	0.9110	5.7045
2	0.0222	0.1830	1.1274	0.0187	0.5493	4.9089
3	0.0201	0.0063	2.0232	0.0233	0.1264	3.1192
4	0.0351	0.0534	1.1155	0.0360	0.0579	5.0622

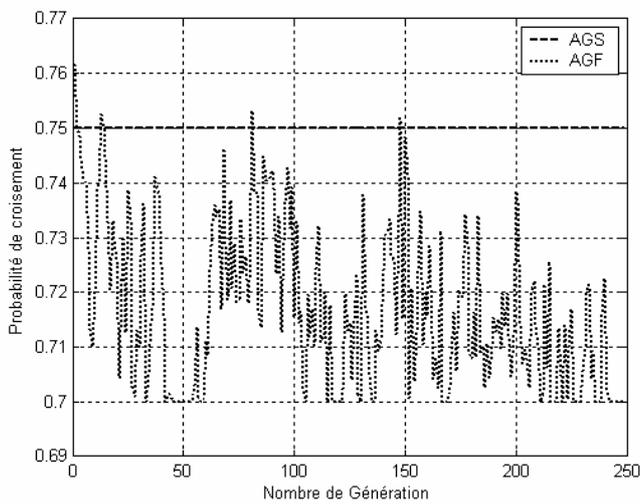
Tableau 4.6 Coefficients complexes d'excitation et répartition spatiale optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15°.



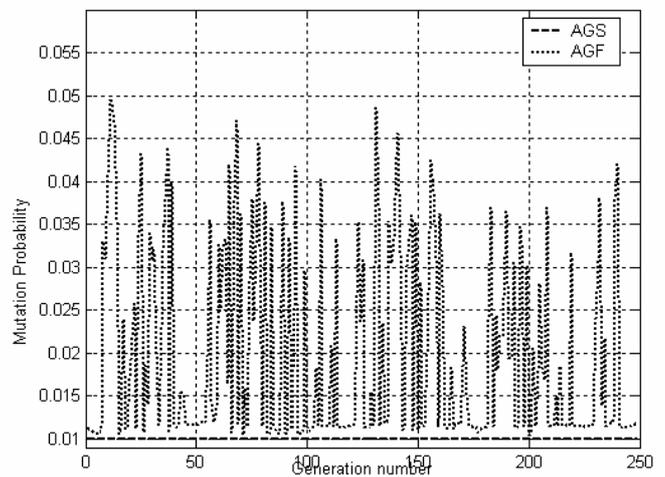
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.

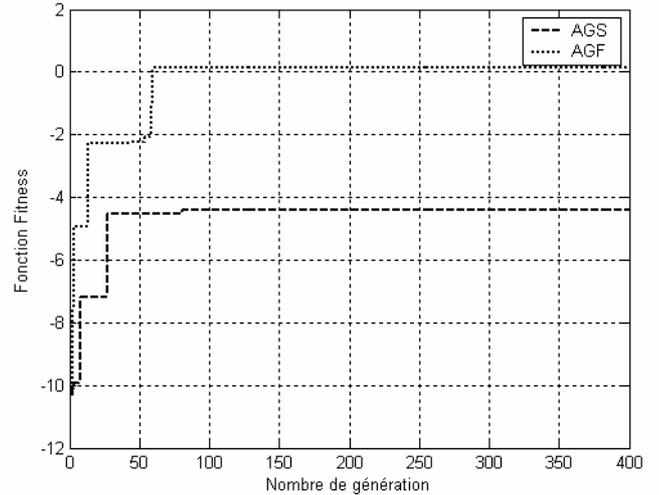
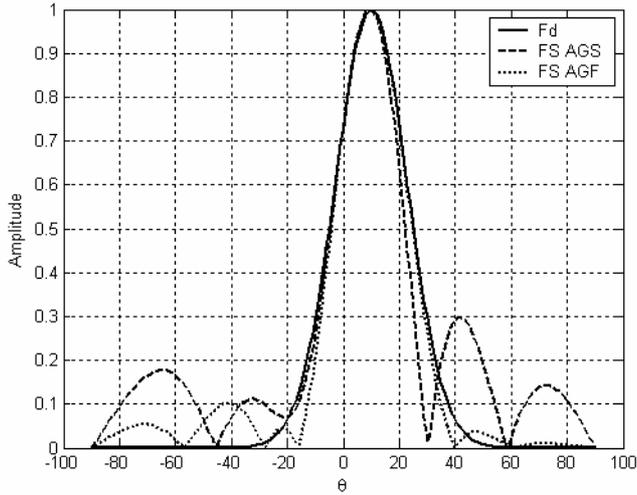


d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.

Fig. 4.20 Résultat de synthèse par loi d'amplitude et de phase d'un réseau linéaire symétrique de 8 éléments rayonnants alimentés par sondes coaxiales (plan H), pour une gaussienne dépointée à 15°.

Ordre d'antenne microruban	Coefficients amplitudes d'excitations		Coefficients de phase d'excitations	
	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF	Optimisés par l'AGS	Optimisés par l'AGF
1	0.9003	0.9399	2.3217	2.6440
2	0.9493	0.8615	2.1984	1.7792
3	0.4927	0.5634	0.7305	0.8304
4	0.1890	0.1661	5.8721	0.5403

Tableau 4.7 Coefficients complexes d'excitation optimisés par les AGS et AGF, pour une gaussienne dépointée à 15°.



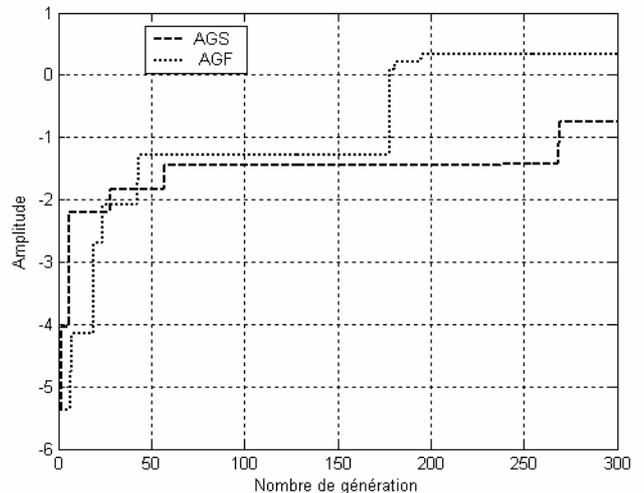
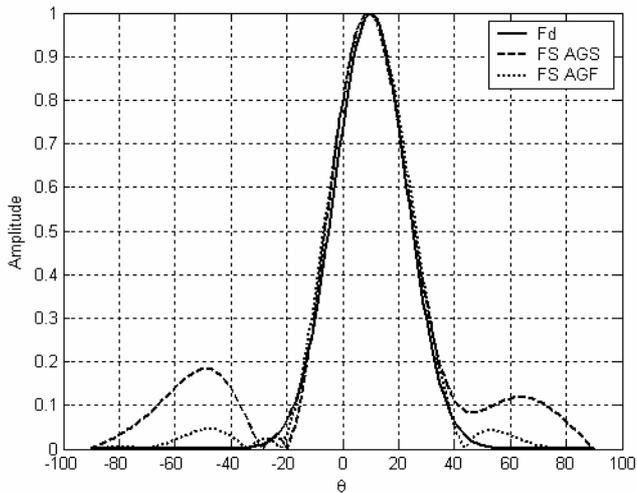
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.

b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

Fig. 3.5 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnant de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, sans pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AGS et AGF.

b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Répartition spatiale des sources optimisée par l'AGF.

Fig. 3.8 Résultat de synthèse d'un réseau linéaire de 8 éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés à l'extrémité (plan H, avec pertes), pour une gaussienne dépointée à 15°.

4.5.2 Comparaison avec des résultats d'autres auteurs

Nous avons pensé aussi à comparer les résultats de synthèse obtenus par l'algorithme proposé l'AGF avec des résultats d'autres auteurs pour différents algorithmes d'optimisation. Nous avons sélectionné deux exemples de comparaison, le premier exemple traite la synthèse d'un réseau linéaire symétrique de 30 antennes microrubans équidistants de pas égale à la demi-longueur d'onde. Dans le second exemple, nous avons choisi un réseau plan symétrique constitué de 32x32 antennes imprimées équidistants (la distance inter-élément est égale à la demi-longueur d'onde), dans les deux cas le diagramme de rayonnement désiré est symétrique, de lobe principale étroit (directif) et ayant un niveau maximal des lobes secondaires au voisinage du -40dB.

4.5.2.1 Réseau rectiligne

Le résultat de la synthèse du réseau rectiligne effectué par **Keen-Keong** [67] par action sur les coefficients amplitude de la loi d'alimentation en appliquant deux algorithmes d'optimisation (la méthode de Tchebyshev et l'AG) est représenté à la figure 4.21. **Keen-Keong** a choisi une population initiale, pour l'AG, générée par la fonction de Tchebyshev ayant un niveau maximal des lobes secondaires de -25dB. Le niveau maximale des lobes secondaires atteint, dans cet exemple, est de l'ordre de -36dB.

Pour la même structure de réseau nous avons pu obtenir, par l'application de l'AGF, un niveau maximal des lobes secondaires inférieur à celui obtenu par **Keen-Keong** de l'ordre de -40dB, la comparaison des résultats de synthèse est reproduite à la figure 4.22. La figure 4.23 présente le détail de notre procédure de synthèse.

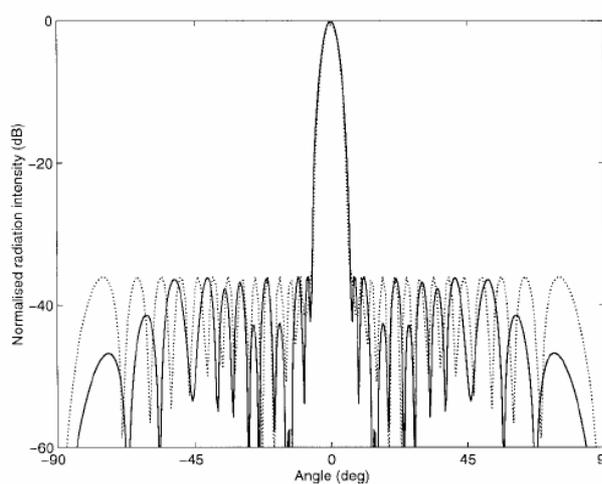


Fig. 3. Comparison of the radiation patterns of the broadside linear array with excitation coefficients by the GA (solid line) and by Chebyshev method (dotted line).

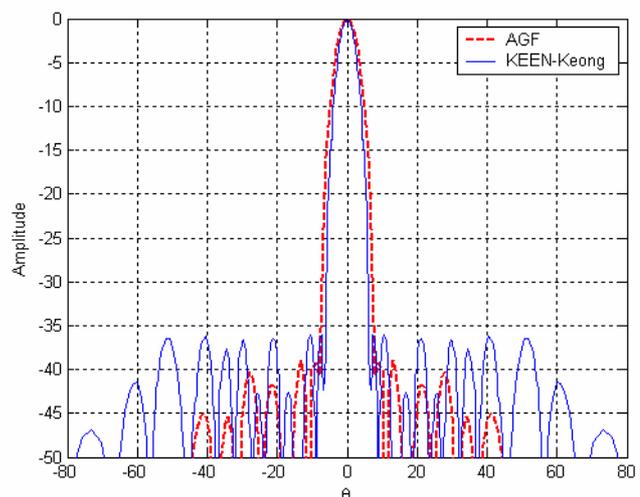
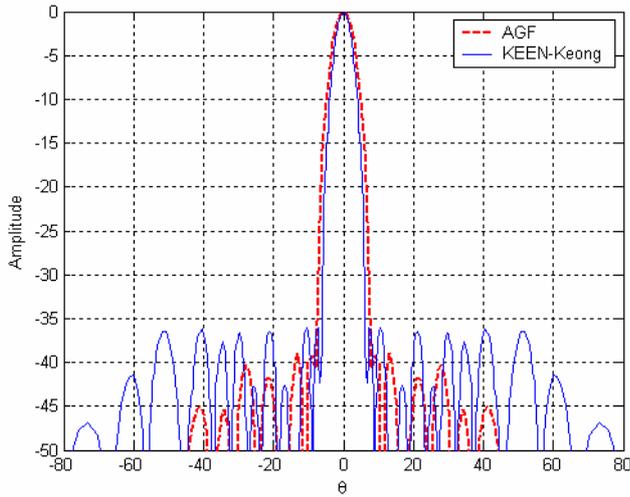
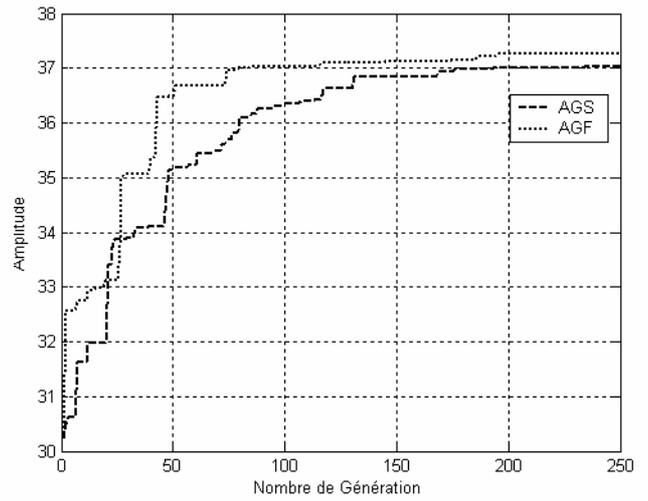


Fig. 4.22 : Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H) optimisé par l'AGF.

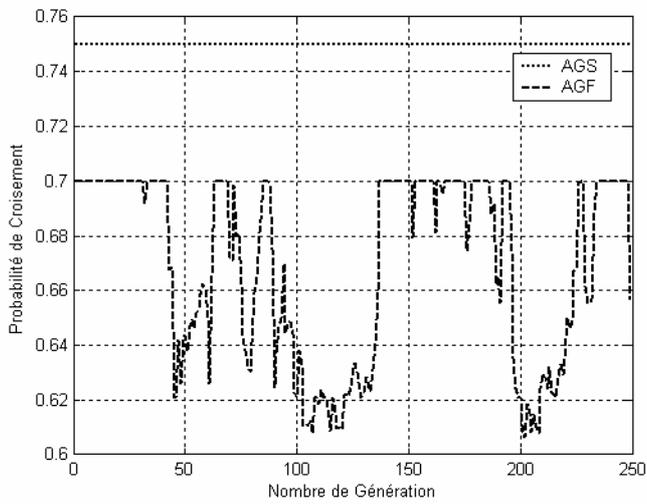
Fig. 4.21 : Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H), optimisé par Tchebyshev et l'AG [67].



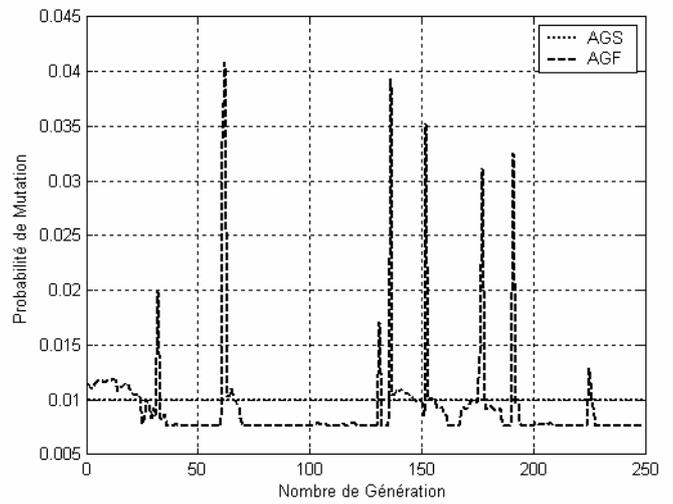
a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AG[67] et AGF.



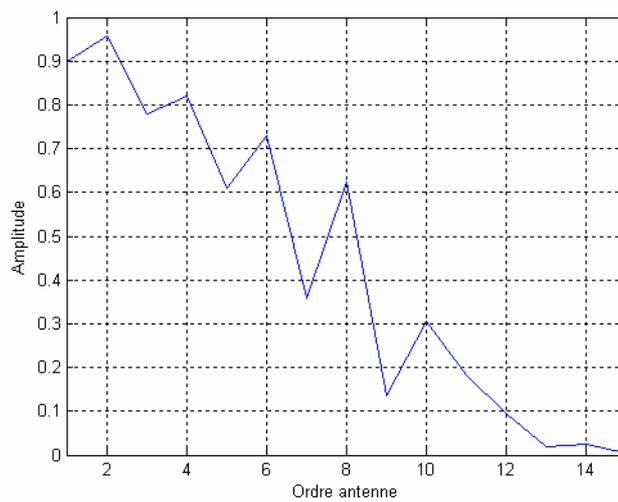
b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.



c) Réglage de la probabilité de mutation au cours de l'exécution de l'AGF.



d) Réglage de la probabilité de croisement au cours de l'exécution de l'AGF.



e) Coefficients amplitude optimisés par l'AGF.

Fig. 4.23 Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau linéaire symétrique de 30 éléments rayonnants (plan H), optimisé par l'AGF.

4.5.2.2 Réseau plan

Le résultat de la synthèse du réseau plan symétrique réalisé par **W.T. Li** [68] par action sur les coefficients amplitude de la loi d'alimentation en appliquant les algorithmes d'optimisation AG, PSO (Particle Swarm Optimisation) optimisation par les essaims, et IPSO est une version améliorée de l'algorithme PSO (Improvement Particle Swarm Optimisation) est représenté à la figure (4.24). Notons que se sont des travaux récents datés de deux ans seulement (en 2008), exploitants des algorithmes d'optimisation capables d'atteindre des optimums globaux. Les résultats trouvés sont remarquables et intéressants, **W.T. Li** et al. Ont obtenu un niveau maximal des lobes secondaires faible légèrement inférieure à -40dB. Le nombre d'évaluation de la fonction Fitness des trois algorithmes est reporté au tableau 2 de la référence [68].

Nous avons repris la même approche de synthèse du réseau plan précédent en appliquant notre algorithme d'optimisation (figure 4.25), nous avons aboutis à un résultat très proche de celui de **W.T. Li** voir identique (niveau maximal des lobes secondaires \sim -40dB) mais avec un effort inférieure à la moitié de celui effectué par l'IPSO (l'AGF est exécuté pour une population de 40 individus durant moins de 200 itérations, d'où moins de 8000 évaluation de la fonction Fitness) voir tableau 4.8[68].

4.6 Conclusion

Nous venons de présenter dans ce dernier chapitre la synthèse d'autres variantes de réseaux non périodiques d'antennes imprimées alimentées en parallèle par ligne microruban. Deux structures du circuit d'alimentation ont été considérées alimentation mixte parallèle-série ou alimentation purement parallèle de réseaux d'antennes rectilignes ou plans.

Une synthèse rigoureuse a été élaborée en prenant en considération les contraintes de réalisation pratique (critère de non-chevauchement des antennes imprimées et la prise en compte de l'effet des discontinuités que présente le circuit d'alimentation) moyennant une modélisation de l'antenne et de son circuit d'alimentation.

Les nombreux résultats que nous avons présentés pour différents réseaux et différentes approches de synthèse nous confirment les performances remarquables, déjà soulignées, de l'AGF vis-à-vis l'AGS tant au niveau de la valeur maximale de la fonction d'adaptation du meilleur individu qu'à la vitesse de convergence vers l'optimum.

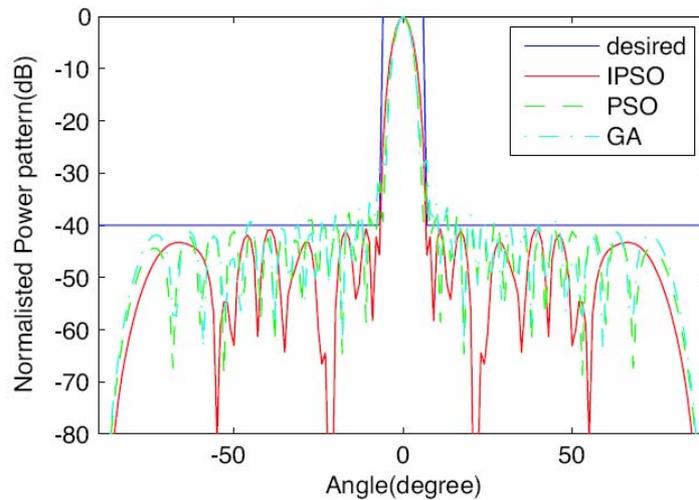
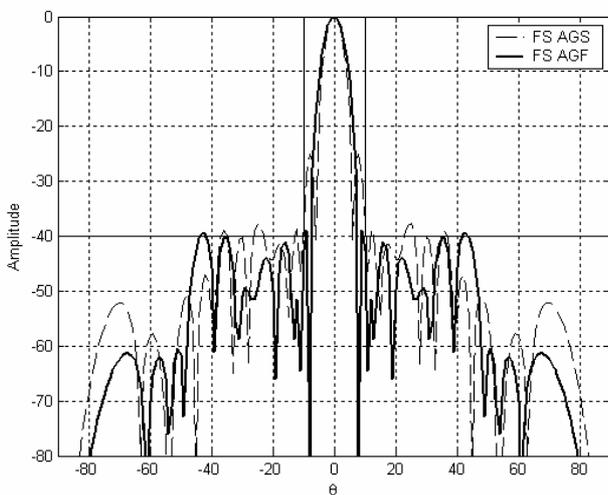


Fig. 4.24 : Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau plan symétrique de 32x32 éléments rayonnants (plan H), optimisé par l'AG, le PSO et l'IPSO [68].

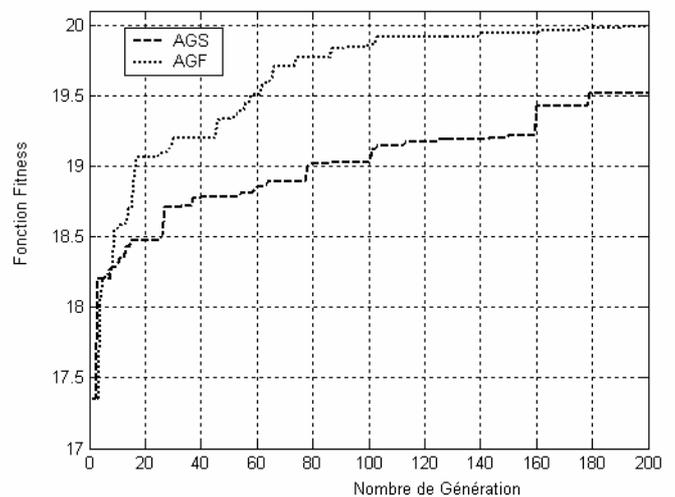
Table 2. Performance comparisons for different methods of planar antenna array.

Method	Best fitness value	Cost function evaluations
GA	0.9853	33750
PSO	0.8149	35500
IPSO	0.0000	13300

Tableau 4.8. Nombre d'évaluation de la fonction Fitness pour différents algorithmes l'AG, le PSO et l'IPSO [68].



a) Diagrammes de rayonnements optimisés par les deux algorithmes AG[**] et AGF.



b) Fonction d'adaptation des deux algorithmes AGS et AGF.

Fig. 4.25 : Résultat de synthèse par loi d'amplitude d'un réseau plan symétrique de 32x32 éléments rayonnants (plan H) optimisé par l'AGF.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le problème de synthèse des réseaux d'antennes imprimées consiste à estimer les variations d'amplitude et/ou de phase de l'alimentation et/ou de la répartition spatiale des éléments rayonnants afin de s'approcher au mieux des contraintes de rayonnement fixées, au préalable par un cahier de charge ou par l'utilisateur (réduction du niveau des lobes secondaires, dépointage du lobe principal) ou d'un diagramme désiré spécifié par un gabarit ou par une fonction.

Les travaux de recherche développés dans ce manuscrit reposent sur deux objectifs, le premier est la synthèse de réseaux d'antennes microrubans en réseaux périodiques et non périodiques en tenant compte du réseau d'alimentation constitué de lignes microrubans et de diviseurs de puissance (contenant des discontinuités de type coude et jonction en T). La modélisation du circuit d'alimentation par un modèle équivalent en ligne de transmission nous a permis d'introduire ses effets dans le processus de synthèse des réseaux d'antennes imprimées.

Nous nous intéressons, dans le second objectif, à la résolution du problème de synthèse par l'emploi d'une technique d'optimisation performante basée sur l'emploi d'un algorithme puissant permettant d'atteindre l'optimum global, même pour une fonction à plusieurs minimas.

Parmi ces algorithmes nous citons les AGs qui sont capables de trouver le minimum global d'une fonction. La version standard de ces algorithmes (AGS) ayant des paramètres de contrôles à valeurs fixe et invariables (des valeurs statiques) souffre, souvent, du problème de la convergence prématurée (l'algorithme converge vers un optimum local). Ce problème est lié particulièrement au mauvais choix des valeurs des paramètres de contrôle de l'AG (probabilité de croisement, probabilité de mutation, etc...), des valeurs, donc, non adaptées à la nature non linéaire de la fonction d'évaluation ou à l'invariance de ces paramètres.

Nous avons développé une version améliorée des AGs appelée AGF capable de surmonter le problème de la convergence prématurée rencontré dans les AGSs. Ce problème est résolu par l'ajustement en temps réel des valeurs des probabilités de croisement et de mutation en fonction des mesures de performances de la population en cours de traitement. L'ajustement est

assuré par l'insertion, au sein de l'AGS, d'un contrôleur flou réunissant une base de connaissances sur le comportement de l'AG.

Le reproche que nous pouvons souligner à l'AGF est que celui-ci requière un temps supplémentaire induit par l'introduction du contrôleur flou dans la phase d'exécution de l'AGF, ce délai supplémentaire ne dégrade pas les qualités de l'AGF en terme de vitesse de convergence vers le meilleur optimum. L'ensemble des résultats de simulation présentés dans ce travail démontre que l'AGF approche le meilleur optimum en un nombre réduit d'itérations comparé à l'AGS.

Plusieurs approches de synthèse exploitant les deux algorithmes AGS et AGF ont été implémentées pour des réseaux d'antennes imprimées disposées sur une ligne ou sur un plan. Il est à noter aussi, que nous avons modélisé plusieurs variantes du circuit d'alimentation tel que : alimentation en série par ligne microruban (excitation au centre ou à l'extrémité), alimentation en parallèle et alimentation mixte (série-parallèle).

Les nombreux résultats que nous avons présentés pour différents réseaux et différentes approches de synthèse démontrent les performances remarquables de l'AGF vis-à-vis l'AGS tant au niveau de la valeur maximale de la fonction d'adaptation du meilleur individu qu'à la vitesse de convergence vers l'optimum. Nous énumérons ces performances ci-dessous :

- ❖ Le diagramme de rayonnement synthétisé par l'AGF approche au mieux le diagramme de rayonnement désiré que celui synthétisé par l'AGS.
- ❖ Le niveau des lobes secondaire, dans le cas où le diagramme désiré est spécifié par un gabarit, obtenu par l'emploi de l'AGF est inférieur à celui obtenu par l'AGS.
- ❖ La valeur de la fonction d'adaptation du meilleur individu (la solution possible du problème de synthèse) en employant l'AGF est supérieure à celle de l'AGS, ceci à chaque itération de l'exécution des algorithmes d'optimisation.
- ❖ L'AGF a une vitesse de convergence vers l'optimum supérieure à celle de l'AGS.

La démarche de synthèse proposée a permis, aussi, d'améliorer la conception des réseaux d'antennes imprimées, en prenant en considération, les caractéristiques réelles du circuit d'alimentation (avec ses différentes discontinuités microrubans et ses pertes entraînées dans le conducteur et dans le substrat) lors de la synthèse. Par conséquent, les coefficients complexes optimaux de la loi d'alimentation sont reproduits convenablement (pratiquement) grâce à la

modélisation des antennes et de leur circuit d'alimentation par des circuits électriques équivalents basée sur le modèle de la ligne de transmission.

Les perspectives sont ouvertes pour ce travail, il est possible d'appliquer cette approche de synthèse technique par modélisation du circuit d'alimentation à :

- ❖ d'autres géométries d'antennes,
- ❖ des antennes conformées,
- ❖ d'autres techniques d'alimentations, par exemple, l'alimentation par ouverture ou par couplage de proximité.

Nous suggérons aussi d'étudier une structure d'AGF plus compliquée où le contrôleur flou ne sera plus à paramètres fixes (fuzzification, fonctions d'appartenance, règles floues, défuzzification) mais ajustés par un autre AG appelé méta-AG, ce dernier, en fonction des mesures de performance de la population en cours de traitement ajuste les paramètres du contrôleur flou, la figure ci-dessous dévoile la structure d'un tel algorithme.

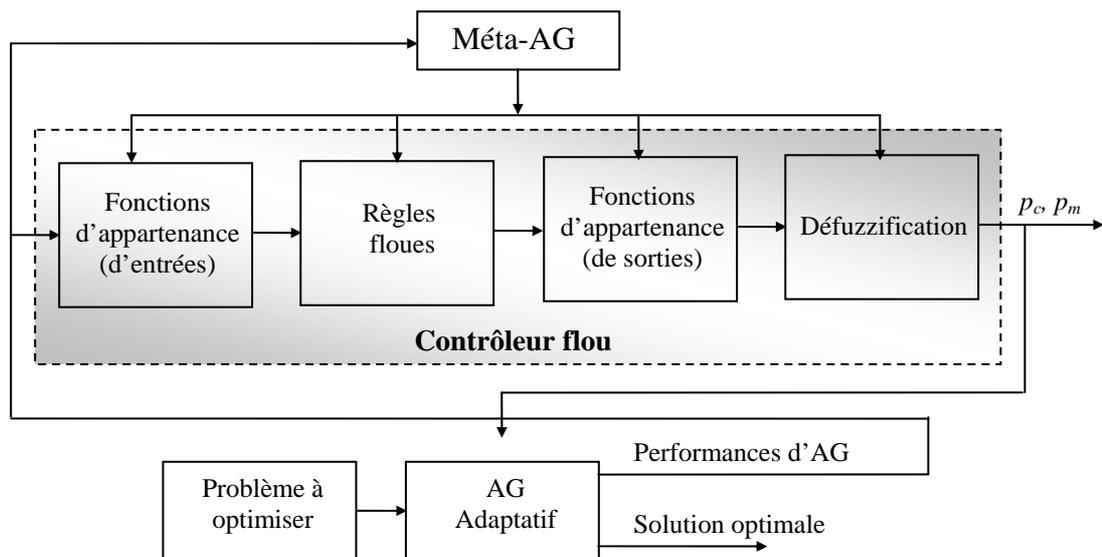


Fig. C.1 Structure d'un AGF à base d'un contrôleur flou dynamique.

ANNEXES

ANNEXE 1

La Ligne Microruban

La technique des circuits imprimés, développée initialement dans le domaine de l'électronique, s'est répandue dans le domaine des hyperfréquences où elle a tout d'abord permis, dans les années 50, la réalisation des lignes de transmission, et de circuits microondes (circulateurs, isolateurs, déphaseurs, ...etc). L'avantage des lignes microrubans par rapport aux lignes coaxiales ou aux guides microondes sont : un faible coût, un faible encombrement et facilité de fabrication.

La ligne microruban (figure A1.1) est constituée d'un ruban métallique déposé sur une plaque de diélectrique entièrement métallisée sur l'autre face (elle constitue le plan de masse).

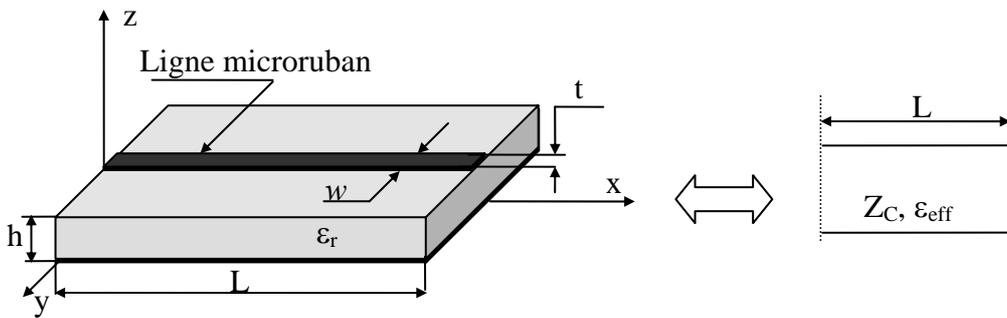


Fig. A1.1 Modèle de ligne de transmission d'une ligne microruban.

1.1 Impédance caractéristique

Connaissant les différentes caractéristiques géométriques et physiques du substrat diélectrique (h , w , t et ϵ_r) il est possible de déterminer les paramètres du modèle équivalent en ligne de transmission (Z_c et ϵ_{eff}) par les expressions d'Hammerstad [61].

Dans le cas où l'épaisseur du ruban t est supposée négligeable ($t \leq 0.05h$), l'impédance caractéristique Z_c et la permittivité effective relative ϵ_{eff} sont données par:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad \text{pour } \frac{w}{h} \leq 1 \quad (\text{A1.1})$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(1.444 + \frac{w}{h}\right)\right)^{-1} \quad \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (\text{A1.2})$$

$$\text{avec: } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{1/2} \quad (\text{A1.3})$$

La permittivité effective relative ε_{eff} est plus faible que la permittivité relative ε_r du substrat. Elle tient compte du champ à l'extérieur du substrat. L'erreur maximale relative pour ces expressions de Z_c et ε_{eff} , est de 2%.

Lorsque l'épaisseur t du ruban ne peut être négligée, il suffit de remplacer w par w_E , et ε_{eff} par ε_E dans les expressions précédentes de Z_c sachant que:

$$\frac{w_E}{h} = \frac{w}{h} + \frac{\Delta w}{h} \quad \text{et} \quad \varepsilon_E = \varepsilon_{eff} - Q \quad (\text{A1.4})$$

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1,25t}{\pi} \cdot \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{4\pi \cdot w}{t} \right) \right) \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A1.5})$$

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1,25t}{\pi} \cdot \frac{t}{h} \left(1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right) \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (\text{A1.6})$$

$$Q = \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}} \quad (\text{A1.7})$$

1.2 Pertes dans la ligne microruban

Il existe trois mécanismes différents pour les pertes en puissance dans les circuits microrubans :

- ❖ Pertes dans le conducteur,
- ❖ Dissipation dans le diélectrique du substrat,
- ❖ Pertes par rayonnement.

Les deux premiers sont des effets dissipatifs alors que les pertes par rayonnements sont surtout des phénomènes parasites.

1.2.1 Pertes dans le conducteur

Cet effet dissipatif a été abordé en détail par de nombreux auteurs (Wheeler, Scheinoder,...) [70-72], l'expression sans doute la plus utile est celle de Hammerstad et Bekkadal [73].

La constante d'affaiblissement α_c de la ligne microruban due aux pertes dans le conducteur est égale à:

$$\alpha_c = 138 \cdot A \cdot \frac{R_s}{h \cdot Z_c} \cdot \frac{32 - \left(\frac{w_E}{h} \right)^2}{32 + \left(\frac{w_E}{h} \right)^2} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1 \quad (\text{A1.8})$$

$$\alpha_c = 6,1 \cdot 10^{-5} \cdot A \cdot \frac{R_s Z_C \varepsilon_E}{h} \cdot \left(\frac{w_E}{h} + \frac{0,667 \left(\frac{w_E}{h} \right)}{1,444 + \left(\frac{w_E}{h} \right)} \right) \quad \text{pour } \frac{w}{h} \geq 1 \quad (\text{A1.9})$$

$$A = 1 + \frac{h}{w_E} \cdot \left(1 + \frac{\ln \left(\frac{2B}{t} \right)}{\pi} \right) \quad \text{et} \quad B = h \quad \text{pour } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad \text{sinon } B = 2\pi \cdot w \quad (\text{A1.10})$$

R_s : Résistance surfacique du conducteur : $\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot f \cdot \mu_0}$

1.2.2 Pertes dans le diélectrique

La constante d'affaiblissement α_d , due aux pertes diélectriques dans la ligne microruban peut être calculée par l'expression donnée par Hammerstad et Bekkadal [73]:

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \cdot \frac{\varepsilon_E - 1 \tan(\delta)}{\sqrt{\varepsilon_E} \lambda_0} \quad (\text{A1.11})$$

Les pertes diélectriques dans une microstrip sont généralement très faibles comparées aux pertes dans le conducteur.

ANNEXE 2

Modélisation des discontinuités Microrubans

Pratiquement tous les circuits repartis (guides d'onde, lignes coaxiales, et structures de propagation) contiennent naturellement des discontinuités (coude, jonction en T, etc..). Ces derniers engendrent des effets capacitifs et/ou inductifs qui deviennent particulièrement importants aux fréquences élevées.

1. La jonction coude

Le coude à angle droit et son circuit électrique équivalent sont représentés à la figure A2.1

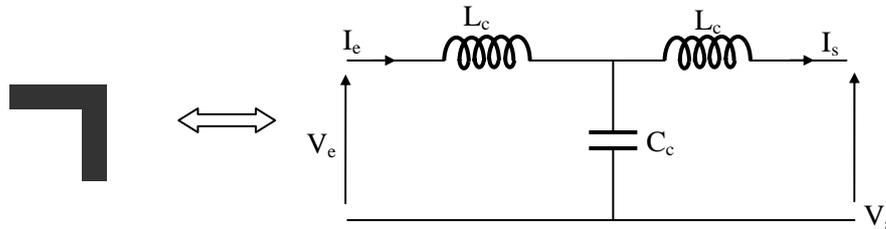


Fig. A2.1 La jonction coude et son schéma électrique équivalent.

La capacité a été déterminée théoriquement par Silvester et Benedeck [66] et l'inductance par Thomson et Gopinath [64]. Gupta et Coll ont donné des formules définitives pour l'évaluation de la capacité du coude.

❖ Calcul de la capacité

$$\frac{C_c}{w} = \frac{(14\varepsilon_r + 12,5)\frac{w}{h} - (1,83\varepsilon_r + 2,25)}{\sqrt{\frac{w}{h}}} \quad (pF/m) \quad \text{pour } \frac{w}{h} < 1 \quad (A2.1)$$

$$\frac{C_c}{w} = (9,5\varepsilon_r + 1,25)\frac{w}{h} + 5,2\varepsilon_r + 7 \quad (pF/m) \quad \text{pour } \frac{w}{h} > 1 \quad (A2.2)$$

❖ Calcul de l'inductance

$$\frac{L_c}{h} = 100 \left(4\sqrt{\frac{w}{h}} - 4,21 \right) \quad (nH/m) \quad (A2.3)$$

2. La jonction en T

La jonction en T ainsi que son circuit électrique équivalent sont reproduit à la figure A2.2.

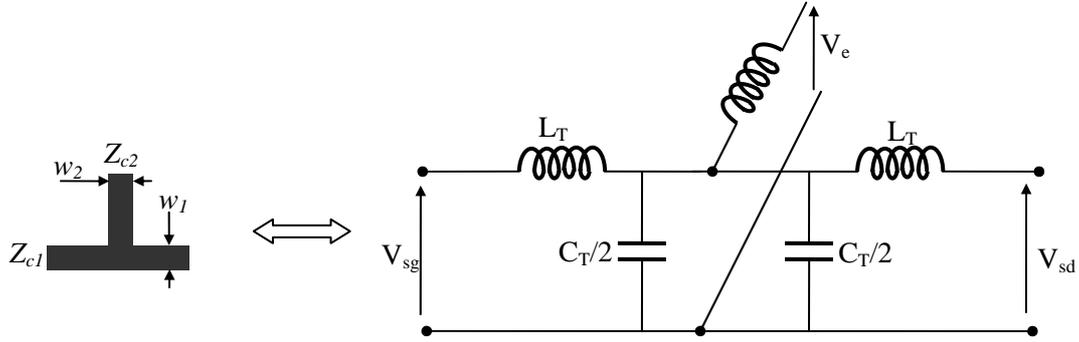


Fig. A2.2 La jonction en T et son circuit électrique équivalent.

Pour l'évaluation des valeurs de la capacité et des inductances, on a utilisé les expressions données par Garg et Bahl [65]. Les inductances sont exprimées à partir d'un allongement de lignes équivalentes par :

$$\Delta l_T = \frac{l_T}{L} \text{ et } \Delta l_{TS} = \frac{l_{TS}}{L} \quad (\text{A2.4})$$

Avec : $L = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{eff}}}{C_0}$; L : l'inductance linéique H/m

❖ Calcul de la capacité

$$\frac{C_T}{w_1} = \frac{100}{th(0,0072R_{C_2})} + R_{C_2} - 261 \quad (pF/m) \quad \text{pour } 25 < R_C < 100 \quad (\text{A2.5})$$

❖ Calcul de l'inductance

$$\frac{\Delta l_T}{h} = \frac{-w_2}{h} \left(\frac{w_2}{h} \left(0,064 - \frac{0,016w}{h} \right) + \frac{0,016}{\frac{w}{h}} \right) \quad \text{avec } \frac{w_1}{h} > 0,5, \frac{w_2}{h} > 0,2 \quad (\text{A2.6})$$

$$\frac{\Delta l_{TS}}{h} = \frac{w_2}{h} \left(0,12 \frac{w_1}{h} - 0,47 \right) + 0,195 \frac{w_1}{h} - 0,357 + 0,0283 \text{Sin} \left(\pi \frac{w_1}{h} - 0,75\pi \right) \quad (\text{A2.7})$$

Avec $1 \leq \frac{w_1}{h} \leq 2$ et $0,5 \leq \frac{w_2}{h} \leq 2$

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1]. D.E. Goldberg.
Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning.
Addison-Wesley, New York, 1989.
- [2]. Z. Michalewicz.
Genetic Algorithms + Data Structures = Evolutionary Programs.
Springer-Verlag, 2nd edition, 1992.
- [3]. L.A. Zadeh.
Fuzzy sets. Information and Control, 8 :338–353, 1965.
- [4]. E.H. Mamdani et S. Assilian.
An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller.
Int. J. Man Mach. Studies, 7(1) :1–13, 1975.
- [5]. J.J. Ostergaad.
Fuzzy logic control of a heat exchange process. in Fuzzy Automata and Decision Processes,
M.M. Gupta, G.N. Saridis, and B.R. Gaines, Eds., pages 285–320, 1977.
- [6]. D. Willaeyns, P. Mangin, et N. Malvache
Use of fuzzy sets for systems modelling and control : Application to the speed control of a strongly perturbed motor.
Dans IFAC/IFIP International Conference on Digital Computer Applications to Process Control, 1997.
- [7]. D. Willaeyns, N. Malvache, et P. Hammad.
Utilization of fuzzy sets for systems modelling and control.
IEEE International Conference on Decision and Control, 1977.
- [8]. D. Willaeyns et N. Malvache.
Use of fuzzy model for process control. Dans
IEEE International Conference on Cybernetics and Society, 1978.
- [9]. M. Sugeno et K. Murakami.
Fuzzy parking control of model car.
in 23rd IEEE Conf. on Decision and Control, 1984.
- [10]. J.B. Kiszka, M.M. Gupta, et P.N. Nikiforuk.
Energetic stability of fuzzy dynamic systems.
IEEE Trans. on Syst. Man Cybern., SMC-15(5) :783–792, 1985.

- [11]. M. Togai et H. Watanabe.
Expert system on a chip : An engine for real-time approximate reasoning.
IEEE Expert Syst. Mag., 1 :55–62, 1986.
- [12]. Wei WU
Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique : Application au réglage dynamique des paramètres d'un système
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille 1, 1998
- [13]. Guillaume RAMI,
"Contrôle de tension auto adaptatif pour des productions décentralisées d'énergies connectées au réseau électrique de distribution",
Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2006
- [14]. Gao Y.,
"Population Size and Sampling Complexity in Genetic Algorithms".
Proceedings of the Bird of a Feather Workshops(GECCO2003), Learning, Adaptation, and Approximation in Evolutionary Computation, 178-181, 2003.
- [15]. Gomez J. and Dasgupta D.,
"Using Competitive Operators And A Local Selection Scheme In Genetic Search,"
in Late-breaking papers GECCO 2002, 2002.
- [16]. Vasconcelos, J. A., Ramirez, J.A., Takahashi, R.H.C., Saldanha,R.R.,
"Improvements in Genetic Algorithms", IEEE Trans. on AP, 37(1):3414–3417, 2001.
- [17]. Eiben, A.E., Hinterding, R., Michalewicz, Z.,
"Parameter Control In Evolutionary Algorithms", IEEE Transactions on Evolutionary Computation, 3(2):124-141, 1999.
- [18]. J.J. Grefenstette.
Optimization of control parameters for genetic algorithm.
IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, SMC-16(1) :122–128, 1986.
- [19]. J.D. Schaffer, R.A. Caruna, L.J. Eshelman, et R. Das.
A study of control parameters affecting online performance of genetic algorithms for function optimization.
Proceedings of the third Int'l Conf. on Genetic Algorithms, pages 51–60, 1989.
- [20]. J. Hesser et R. Männer.
Towards an optimal mutation probability in genetic algorithms.
Parallel Problem Solving from Nature, pages 23–32, 1991.
- [21]. M. Srinivas et L. M. Patnaik.
Adaptive probabilities of crossover and mutation in genetic algorithms.
IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics, 24 :656–667, 4 1994.

- [22]. F. Herrera et M. Lozano.
Adaptive genetic algorithms based on fuzzy techniques.
Information Proceedings and Management of Uncertainty in Knowledge-Based Systems,
pages 775–980, 1996.
- [23]. C.C. Hsu, S.I. Yamada, H. Fujikawa, et K. Shida
Fuzzy self-tuning parallel genetic algorithm for optimization.
Computers ind. Enging., 30 :883–893, 1996.
- [24]. P.Y.Wang, G.S.Wang, Y.H. Song, et A.T. Johns
Fuzzy logic controlled genetic algorithms.
Proceedings of the Fifth IEEE International Conference on Fuzzy Systems, pages 972–
979, 1996.
- [25]. K.A. De Jong
An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems.
Ph. D Dissertation 76-9381, University of Michigan, 1975.
- [26]. L.D. Davis
Handbook of Genetic Algorithms.
Van Nostrand Reinhold, 1991.
- [27]. M.A. Lee et H. Takagi
Dynamic control of genetic algorithms using fuzzy logic techniques.
Proceedings of the 5th Int’l Conf. on Genetic Algorithms, pages 76–83, 1993.
- [28]. K. Wang,
“A New Fuzzy Genetic Algorithm Based on Population Diversity”,
Int. Symp. on Computational Intelligence in Robotics and Automation, pp. 108-112, July
29 August 1, 2001, Alberta, Canada.
- [29]. I.J.Bahl, P. Bhartia
Microstrip Antennas.
Artech. House, U.S.A., 1980
- [30]. K.F. Lee
Principles of antennas theory.
John Wiley & Sons, U.S.A, 1984
- [31]. K.R. Carver, W.H. James
Microstrip antennas technology.
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 8, 1984, pp. 884-887
- [32]. J. P. Daneil, G. Dubost, C. Terret, J. Citerne, M. Drissi
Research on planar antennas and arrays " Structures Rayonnantes ".
IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 35, No. 1, 1993, pp. 14-38
- [33]. W.L. Stuzman, G. Thiele
Antenna, Theory and Design.
John Wiley & Sons, 1981

- [34]. H. Legay, J.M. Floc'h, J. Citerne, G. Piton
Etude théorique et expérimentale d'antennes plaques alimentées par couplage de proximité a une ligne microruban.
Ann. Télécommun., 45, No. 3-4, 1990, pp. 192-202
- [35]. P.B. Katehi, N. G. Alexopoulos
On the modelling of electromagnetically coupled microstrip antennas: the printed stripe dipole.
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 11, 1984, pp. 1179-1186
- [36]. K. D. Nirod , M. Pozar
Analysis and design of series-fed arrays of printed-dipoles proximity-coupled to a perpendicular microstripline.
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-37, No. 4, 1989, pp. 435-444
- [37]. B. Nauwelaers, A. Van De Capelle
A transmission line model for arrays of rectangular microstrip antennas
Annals of Telecommunications, 1989, Volume 44, Numbers 9-10, Pages 549-554
- [38]. W.F. Richards, Y.T. Lo, D.D. Harrison,
An improved theory for microstrip antennas and applications,
IEEE Trans Antennas Propagat. AP-29 (1981), 38–46.
- [39]. F.T. Bendimerad
Synthèse de réseaux non périodiques d'antennes microrubans à loi d'alimentation uniforme ou prédéterminée.
Thèse de Docteur de l'Université, Université de Nice Sophia Antipolis, France, Juin 1989.
- [40]. C. S. Lee, V. Nalbandian, F. Scherwering
Simple linear microstrip arrays.
Electronics Letters, Vol. 30, No. 25, 1994, pp. 2088-2090
- [41]. J.R Mosig, F. Gardiol
Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microrubans.
Annales des Télécommunications, 40, No. 7-8, 1985, pp. 411-437
- [42]. F. Ares, E. Moreno
New method for computing Dolph-Tchebyscheff arrays and its comparison with other methods.
IEE proceedings, Vol. 135, Pt. H, No. 2, 1988, pp. 129-131
- [43]. M.A Burns, S.R. Laxpati, J.P. Shelton
A comparative study of linear array synthesis technic using a personal computer. IEEE trans. on Antennas and Propagation, Vol. AP-32, No. 8, 1984, pp.884-887
- [44]. D.M. Pozar
Antenna design using personal computers.
Artech. House, U.S.A., 1985

- [45]. D.K. Cheng
Optimization technique for antennas arrays.
Proceeding of the IEEE, VOL. 59, No. 12, 1971, pp. 1664-1674
- [46]. B. Kadri, F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio,
“Synthèse rigoureuse d’antennes microrubans en réseau non périodique par modélisation des circuits d’alimentations”,
JINA’98, International Symposium, pp. 358-361, Nice 17-19 Novembre 1998.
- [47]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Nouvelle approche de synthèse de réseaux d’antennes imprimées par l’introduction de l’effet des pertes,
2^{ème} Conférence Internationale d’Electronique sur les Signaux, Systèmes et Automatique, pp 234-237, 10-12 Mai 1999, Blida , Algérie.
- [48]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Réseaux d’antennes imprimées à balayage électronique par modélisation des circuits d’alimentation,
Rencontre Internationale sur les composants et les systèmes Electroniques, IMCES’99, 17&18 Mai 1999, pp 211-214.
- [49]. B. Kadri, F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio,
“Modelisation of the feed network application to synthesis unequally spaced microstrip antennas arrays”,
International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA 99, pp. 371-374, Torino 13-17 September 1999.
- [50]. F.T. Bendimerad, B. Kadri, N. Boukli-Hacene,
Synthesis of unequally spaced printed antenna arrays by modeling of the feed network,
The Arabian Journal for Science and Engineering, Volume 30, Number 2B.Oct. 2005.
- [51]. H.S., Jacobsen, K. Madsen
Synthesis of non uniformly spaced arrays using a general non linear minimax optimization method.
IEEE trans. on Antennas and propagation, VOL. AP-24, 1976, pp.501-506
- [52]. F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio, A. Papiernik
Méthodes non linéaire de synthèses de réseaux rectiligne non périodiques. Application aux Antennes microruban.
5e journdes nationales microondes, NICE, juin 1987, Symp. Proc., pp. 181-182
- [53]. F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio, A. Papiernik
Synthèse de réseaux d’antennes non périodiques a loi d’alimentation prédéterminée.
10' colloque optique hertzienne et diélectrique, Rennes, Septembre 1989, Symposium Proceedings.
- [54]. K.W. Cattermole, J.J. O' Reilly
Optimisation methods in electronics and communications.
Pentech Press, U.S.A., 1984

- [55]. E. Levine, G. Malamud, S. Shtrikman, D. Treves
A study of microstrip array antennas with the feed network.
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.A.P-37, 1989, N°4, pp. 426-434
- [56]. R. L. Haupt, J. M. Johnson,
“Dynamic Phase-Only Array Beam Control Using a Genetic Algorithm”,
IEEE Computer Society, 217-224, EH’99 July 19-21, Pasadena, CA, USA, 1999.
- [57]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Linear Antenna Synthesis with a Fuzzy Genetic Algorithm,
IEEE EUROCON’2007, International Conference on “Computer as a Tool” pp 942-947,
15-17 September 2007, Warsaw, Poland
- [58]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Complex excitation antenna array synthesis using fuzzy genetic algorithms,
IEEE EIT2007, International Conference on Electro Information Technology, pp May
17-20, 2007, Marriott O’Hare, Chicago, IL, USA
- [59]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Fuzzy genetic algorithms for the optimization of amplitude excitation coefficients in
planar antenna arrays,
19ème Colloque International "Optique Hertzienne et Diélectriques", 5-8 Septembre
2007 Valence – France.
- [60]. B. Kadri,
Synthèse d’antennes microrubans en réseaux non périodiques par modélisation des
circuits d’alimentation,
Thèse de majister en électronique, Université Abou-Bekr Belkaid, Tlemcen, 1998
- [61]. E. O. Hammerstad
Equations for microstrip circuits design.
European Microwave conference, Hamburg, Germany, September 1975, Symposium
Proceedings, pp. 268-272
- [62]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Fuzzy genetic algorithms for the synthesis of unequally spaced microstrip antennas
arrays,
European Conference on Antennas And Propagation EUCAP2006 , Nice, 6-10
November 2006, (ESA SP-626 , October 2006).
- [63]. R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, A. Ittipiboon,
“Microstrip Antenna design Handbook”,
Artech House INC, ISBN 0-89006-513-6, 2001.
- [64]. A. F. Thomson, A. Gopinath
Calculation of microstrip discontinuity inductances. IEEE Trans., MTT-23, No. 8,
August 1975, pp. 648-655

- [65]. GARG R., BAHL I. J.
Microstrip discontinuities.
Int., J., Electronics, 45, NO. 1, 1978, pp. 81-87.
- [66]. P. Silvester, P. Benedek,
Microstrip discontinuity capacitances for right-Angle bends, T-junction and crossings,
IEEE Trans., MTT-21, No. 5, May 1973, pp. 341-346
- [67]. Keen-Keong Yan, Yilong Lu,
Sidelobe Reduction in Array-Pattern Synthesis Using Genetic Algorithm
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 45, No. 7, pp. 1117-1122, July 1997
- [68]. W. T. Li, X. W. Shi, Y. Q. Hei
An Improved Particle Swarm Optimization Algorithm For Pattern Synthesis Of Phased Arrays
Progress In Electromagnetics Research, PIER 82, 2008
- [69]. Derneryd, A.,
“A theoretical investigation of the rectangular microstrip antenna element,”
IEEE Trans. on Ant. and Prop., [legacy, pre - 1988], Vol. 26, Issue 4, 532–535, Jul. 1978.
- [70]. WHEELER H. A.
Formulas for the skin effect.
Proc. IRE, 30, 1942, pp. 412-424
- [71]. SHNEUIDER M. V.
Microstriplines for microwave integrated circuits.
B.S.T.J., 48, 1969, pp. 1422-1444
- [72]. MORTON R., EASTER B., GOPINATH A.
Variation of microstrip losses with thickness of strip.
Electron. Lett., 7, 1971, pp. 490
- [73]. HAMMERSTAD E. O., BEKKADAL F.
A microstrip Handbook.
ELAB Report, STF 44 A74169, University of Trondheim, Norway, 1975, pp. 98-110

Liste des Conférences

- [1]. B. Kadri, F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio,
“Synthèse Rigoureuse D’antennes Microrubans en Réseau non Périodique par Modélisation des Circuits d’Alimentations”,
10^{ème} Journées Internationales de Nice sur les Antennes, JINA’98, International Symposium, pp. 358-361, Nice 17-19 Novembre 1998.

- [2]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Nouvelle Approche de Synthèse de Réseaux d’Antennes Imprimées par l’introduction de l’effet des pertes,
2ème Conférence Internationale d’Electronique sur les Signaux, Systèmes et Automatique, pp 234-237, 10-12 Mai 1999, Blida , Algérie.

- [3]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Réseaux d’Antennes Imprimées à Balayage Electronique par Modélisation des Circuits d’Alimentation,
Rencontre Internationale sur les composants et les systèmes Electroniques,
IMCES’99, 17&18 Mai 1999, pp 211-214.

- [4]. B. Kadri, F.T. Bendimerad, E. Cambiaggio,
“Modelisation of the feed network application to synthesis unequally spaced microstrip antennas arrays”,
International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA 99, pp. 371-374, Torino 13-17 September 1999.

- [5]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Complex Excitation Antenna Array Synthesis Using Fuzzy Genetic Algorithms,
IEEE EIT2007, International Conference on Electro Information Technology, pp May 17-20, 2007, Marriott O’Hare, Chicago, IL, USA

- [6]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Fuzzy Genetic Algorithms for the Optimization of Amplitude Excitation Coefficients In Planar Antenna Arrays,
19^{ème} Colloque International "Optique Hertzienne et Diélectriques", 5-8 Sept. 2007, Valence–France.

- [7]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Linear Antenna Synthesis with a Fuzzy Genetic Algorithm,
IEEE EUROCON’2007, International Conference on “Computer as a Tool” pp 942-947, 15-17 September 2007, Warsaw, Poland

- [8]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Phase-Only Planar Antenna Array Optimization with Fuzzy Genetic Algorithms
Proceedings of the Third International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization, pp 1-5, Sharjah,U.A.E, January, 20-22, 2009

Liste des Publications

- [1]. F.T. Bendimered, B. Kadri, N. Boukli-Hacene,
Synthesis of Unequally Spaced Printed Antenna Arrays by Modeling of the Feed Network,
The Arabian Journal for Science and Engineering, Volume 30, Number 2B, Octobre 2005
- [2]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Fuzzy Genetic Algorithms for The Synthesis of Unequally Spaced Microstrip Antennas Arrays,
European Conference on Antennas And Propagation EUCAP2006 , Nice, 6-10 November 2006,
(ESA SP-626 , October 2006), ISBN, No: 92-9092-9375, ISSN, No: 1609-042X..
- [3]. B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Complex Excitation Antenna Array Synthesis Using Fuzzy Genetic Algorithms,
Telecommunications and Radio Engineering Journal, Begell House, Inc. Publishers.
Volume 68, Number 2, 2009, pp. 93-107.
- [4]. B. Kadri, M. Bousahla, F.T. Bendimerad,
Phase-Only Planar Antenna Array Synthesis with Fuzzy Genetic Algorithms
International Journal of Computer Science Issues, Vol. 7, Issue 1, No. 2, pp. 72-77, January 2010,
- [5]. M. Bousahla, B. Kadri, F.T. Bendimerad,
Circular Antenna Array Synthesis Using Fuzzy Genetic Algorithm
International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 5. n. 2, 2010, pp. 785-792