

**Université Mohamed Boudiaf - M'sila**

**FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**



Numéro de série

Numéro d'inscription

## **Thèse**

Présentée pour l'obtention du diplôme de

**DOCTORAT SCIENCE**

**Filière : Electronique**

**Spécialité : Communication**

**THEME**

**Etude et Optimisation des Réseaux d'Antennes**

**Imprimées**

**Présentée Par**

**LAKHLEF Nora**

**Soutenue le : 29/11/2021**

**Devant le jury composé de :**

<b>Nom &amp; Prénom</b>	<b>Grade</b>	<b>Etablissement</b>	<b>Qualité</b>
<b>MEZACHE Amar</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. de M'sila</b>	<b>Président</b>
<b>OUDIRA Houcine</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. de M'sila</b>	<b>Encadreur</b>
<b>DUMOND Christophe</b>	<b>MC</b>	<b>Univ d'Orléans</b>	<b>Co-Encadreur</b>
<b>KHEDROUCHE Djamel</b>	<b>Professeur</b>	<b>Univ. de M'sila</b>	<b>Examineur</b>
<b>DJOUANE Lotfi</b>	<b>MCA</b>	<b>Univ. de Batna</b>	<b>Examineur</b>
<b>AYAD Mouloud</b>	<b>MCA</b>	<b>Univ. de Bouira</b>	<b>Examineur</b>

**Année Universitaire : 2020/2021**

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿وَيَسْأَلُونَكَ عَنِ الرُّوحِ قُلِ الرُّوحُ مِنْ أَمْرِ رَبِّي وَمَا أُوتِيتُمْ مِنَ الْعِلْمِ إِلَّا قَلِيلًا﴾  
﴿إِسْرَاءَ : 85﴾

﴿فَتَعَالَى اللَّهُ الْمَلِكُ الْحَقُّ وَلَا تَعْجَلْ بِالْقُرْآنِ مِنْ قَبْلِ أَنْ يُقْضَىٰ إِلَيْكَ وَحْيُهُ  
وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي عِلْمًا﴾ ﴿طه: 114﴾

# *Dédicaces*



# Dédicaces

*Je dédie ce travail :*

*A mes parents*

*A mes enfants*

*A ma sœur et mes frères*

*A l'entourage familial et amical.*

*Remerciements*



## Remerciements

*Je tiens à remercier tout d'abord ALLAH le tout puissant de m'avoir accordé la santé, le courage et la foi pour arriver à ce jour durant l'élaboration de ce travail.*

*Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Oudira Houcine, Professeur à l'Université de M'sila, le directeur de thèse, qui a dirigé ce travail avec beaucoup d'intérêt et de paissance. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa disponibilité à mon égard et ses conseils précieux.*

*Je remercie également Monsieur Dumond Christophe, Docteur à l'Université d'Orléans le co-directeur de thèse, qui a s'intéressé à ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma profonde gratitude.*

*Je tiens à adresser mes remerciements à Messieurs Mezache Amar, Professeur à l'Université de M'sila et Khedrouche Djamel, Professeur à l'Université de M'sila, Djouane lotfi, Docteur à l'Université de Batna et Ayad Mouloud, Docteur à l'Université de Bouira qui m'ont fait l'honneur d'examiner ce travail.*

*Je tiens à remercier Ma sœur Fouzia, enseignante au lycée Georges brassens (paris, France) et à Mon frère Hicham, Docteur Université de Technologie de Compiègne.*

*Un grand merci à Madame Kara Mohamed Wahiba, Docteur à l'Université de Bordj Bou Arreridj.*

*Un merci particulier à Monsieur Djemouai Abdelouahab, Docteur à l'Université de Bordj Bou Arreridj qui a l'initiative de m'encourager et de me conseiller.*

*Un grand merci à Mesdemoiselles Benmadour Fadila, Docteur à l'Université de M'sila et Hacini Latifa, Docteur à l'Université de Bordj Bou Arreridj pour leurs conseils, soutiens et encouragements.*

*Un grand merci à Madame Benabid Sonia, Maitre-assistant à l'Université de Bordj Bou Arreridj.*

*Merci à tous ceux qui, de près ou de loin, ont donné un soutien dans l'accomplissement de ce travail.*

# *Résumé*



# Résumé

Dans cette thèse de doctorat, trois problématiques essentielles touchant le domaine des télécommunications sans fil et en particulier les réseaux d'antennes imprimées sont traitées.

La première thématique traitée, s'intéresse à la surveillance des réseaux d'antennes linéaires à l'aide de la méthode d'optimisation des Loups Gris (GWO). Dans cette étude, lorsqu'un événement anormal (arrêt total d'un élément du réseau) affecte un réseau d'antennes, le diagramme de rayonnement change et un écart important par rapport au diagramme initial peut se produire. Dans ce travail, le réajustement des poids d'amplitudes et des phases de l'excitation des éléments restants fonctionnels est considéré. Ce réajustement permet à la fois l'amélioration des niveaux des lobes latéraux (SLL) et le maintien de la direction du lobe principale. Les résultats de simulation montrent clairement l'efficacité de l'algorithme proposé pour corriger la défaillance des réseaux d'antennes linéaires.

La deuxième problématique traite la synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes linéaires symétriques et non symétriques en utilisant une nouvelle technique d'optimisation, appelée algorithme d'optimisation des Loups Gris Modifiée (MGWO). La synthèse des réseaux d'antennes circulaires, en utilisant la technique de la Recherche Coucou est aussi considérée. Pour s'approcher le plus possible du modèle souhaité, nous avons considéré l'optimisation des espacements entre les éléments, l'amplitude et la phase d'excitation de chaque élément du réseau. Il a été démontré que les performances d'un réseau linéaire d'antennes imprimées dépendent de tous les paramètres. Ceci rend impérative le recours à une optimisation simultanée pour maximiser ses caractéristiques. Les résultats de la synthèse obtenus par MGWO, comparés à ceux des autres techniques de la littérature, prouvent la robustesse et l'efficacité de cette méthode dans l'optimisation des réseaux d'antennes.

La dernière problématique traite la conception des antennes patches rectangulaires avec deux techniques d'alimentation différentes. A cet effet, deux antennes rectangulaires, opérant à la fréquence 2.4 GHz et 10 GHz respectivement, ont été simulé en utilisant le logiciel HFSS.

Les résultats de la simulation (comme coefficient de réflexion...) montrent un décalage entre les fréquences désirées et les fréquences trouvées. Pour remédier à ce problème, on a fait une analyse et une étude paramétrique de ces d'antennes. Cette dernière a permis d'amener exactement les fréquences aux fréquences exigées. Les antennes optimisées sont ensuite misent en réseau avec deux éléments alimentés parallèlement et en série à un quart d'onde respectivement. Dans les deux cas, la mise en réseau a permis l'amélioration du gain et de la directivité des antennes.

**Mots clés :** Antennes imprimées, conception d'antennes, correction de défaillance, diagramme de rayonnement, facteur de groupement, méthodes d'optimisation, réseaux d'antennes, HFSS, MGWO.

# *Abstract*



# Abstract

The present thesis deals with three essential problems found for wireless telecommunications applications.

The first thematic concerns the problem of monitoring linear antenna arrays using grey wolf optimization method (GWO). When an abnormal event (fault) affects an array of antenna elements, the radiation pattern changes and significant deviation from the desired design pattern can occur. In this work, reconfiguration of the amplitude and phase distribution of the remaining working elements in a failed array is considered. This latter can improve the side lobe levels (SLL) and also maintain the main lobe in the desired direction. Simulation results clearly have shown the effectiveness of the proposed algorithm to monitor the failure correction of linear antenna arrays.

The second problem deals with the synthesis of symmetrical and non-symmetrical linear antenna arrays using a new optimization technique, named as modified grey wolf optimization (MGWO) algorithm. The synthesis of circular antenna arrays using coco search technique is also considered. To matches the desired pattern as closely as possible, we considered the optimization of interspacing elements, weights amplitude and phase excitation of the linear antenna array. It has been demonstrated that the performance of a printed linear antenna array depends on all parameters, in which simultaneous optimization is imperative to maximize its characteristics. The obtained results show the effectiveness and the flexibility of the proposed algorithm in terms of minimized lateral lobe level and the convergence speed towards the desired solution compared to those of other techniques in the literature.

The last research issue presented in this dissertation deals with the problem of designing rectangular patch antennas with two feeding techniques. To this end, we were simulated using the HFSS software two rectangular antennas operating at the frequency 2.4 GHz and 10 GHz respectively. The results of the simulation (as reflection coefficient...) show a shift between the frequencies required and the frequencies found. To remedy this problem, an analysis and a parametric study of this type of antennas has been carried out. This last allowed the frequencies to be brought exactly to the required ones. The optimized antennas are then networked with two elements fed in parallel and in series at a quarter waves respectively. In both cases, networking mainly increases gain and directivity.

***Key words:***

Antenna design, antenna arrays, array factor, failure correction, Printed antennas, radiation pattern, optimization methods, HFSS, MGWO.

المخلص



## المخلص

استخدام صفائف الهوائيات المطبوعة في تزايد مستمر في العديد من تطبيقات الاتصالات اللاسلكية ، مثل الأقمار الصناعية ، والمعدات المحمولة ، وتقنيات التغذية الخاصة (في الهوائيات المعقدة) ، وأجهزة استقبال الملاحية عبر الأقمار الصناعية ، وأنظمة تحديد المواقع العالمية ، والتطبيقات عن بعد وتطبيقات القياس عن بعد ، ...

الهدف من هذه الاطروحة هو دراسة وتركيب وتحسين صفائف الهوائيات المطبوعة باستخدام خوارزميات الذئاب الرمادية (Grey Wolf Optimization : GWO)، بحث الوقواق (Cuckoo Search: CS) وبرنامج محاكاة البنية في الترددات العالية التجاري (High Frequency Structure Simulation: HFSS).

في خطوة أولى، تم استخدام خوارزمية الذئاب الرمادية لتصحيح معامل الاضطراب لمصفوفات الهوائيات المطبوعة الخطية التي توقف بعض عناصرها عن العمل بصورة نهائية

في المرحلة الثالثة، تم تعديل خوارزمية الذئاب الرمادية وتطبيقها في تركيب وتحسين المصفوفات الهوائيات المطبوعة الخطية المتناظرة وغير المتناظرة (antenna array linear symmetric & asymmetric) وبعدها استخدم بحث الوقواق في تشكيل وتحسين المصفوفات الهوائية المطبوعة الدائرية (antenna array circular).

في المرحلة الرابعة ، قمنا بمحاكاة هوائي مطبوع مستطيل يغذى بشريط مكروني (microstrip line) ويعمل بتردد 2.4 جيجا هرتز. ثم تم تحسين الهوائي (دراسة المعلمات المختلفة : أطوال وعروض الشريحة وشريط التغذية). ثم تم تشكيل مصفوفة من عنصرين بهذه البنية المحسنة و تغذيتها على التوازي بواسطة اشربة ميكرونية (تعمل في نفس التردد) مع دراسة تأثير المسافة بين الشريحتين على خصائص المصفوفة.

أخيراً، تمت إعادة إجراء الدراسة التي تم إجراؤها في تردد 2.4 جيجا هرتز في تردد 10 جيجا هرتز. في هذه الحالة، الشريحة تحتوي على شقوق ويتم تغذية الشبكة المكونة من عنصرين على التسلسل بمسافة ربع موجة بين العنصرين.

### الكلمات المفتاحية :

الهوائيات المطبوعة، المصفوفات الخطية، المصفوفات الدائرية، التركيب، التحسين، نمط الإشعاع، طرق التحسين، التصحيح، التصميم، معامل الاضطراب، الشريحة، CS، HFSS، GWO، MGWO.

# *Sommaire*



# Sommaire

Dédicaces .....	i
Remerciements.....	ii
Résumé.....	iii
Abstract .....	iv
المخلص.....	v
Sommaire .....	vi
Liste des figures.....	ix
Liste des tableaux .....	xiii
Liste des abréviations et symboles .....	xiv
Liste des travaux publiés.....	xv
Introduction générale .....	1
<b>Chapitre I : Généralité sur les antennes imprimées.....</b>	<b>7</b>
I.1. Introduction.....	7
I.2. Description de l'antenne imprimée.....	9
I.3. Modélisation d'une antenne patch .....	11
I.3.1. Modèle par cavité .....	12
I.3.2. Modèle par ligne de transmission (TLM).....	16
I.3.3. L'approche Full-wave.....	22
I.4. Techniques d'alimentation.....	23
I.4.1. Alimentation par contact .....	23
I.4.1.1. Alimentation par ligne microruban .....	23
I.4.1.2. Alimentation par sonde coaxiale .....	23
I.4.2. Alimentation par proximité .....	24
I.4.2.1. Alimentation couplée par ouverture .....	24
I.4.2.2. Alimentation couplée par proximité .....	25
I.4.2.3. Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert .....	26
I.5. La polarisation des antennes imprimées .....	26
I.6. Réseaux d'antennes imprimées.....	27
I.6.1. Description d'un réseau d'antenne imprimée .....	27
I.6.2. Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées .....	30
I.7. Avantages et inconvénients des antennes imprimées .....	30
I.7.1. Avantages .....	30
I.7.2. Inconvénient .....	31
I.8. Les applications des antennes imprimées .....	32

I.9. Conclusion .....	32
<b>Chapitre II : Correction des défaillances des réseaux d'antennes linéaires .....</b>	<b>34</b>
II.1. Introduction .....	34
II.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire.....	35
II.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire défectueux .....	36
II.3.1. Facteur de groupement d'un réseau linéaire quelconque défectueux .....	37
II.3.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique impair défectueux.....	37
II.3.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique pair défectueux.....	38
II.4. Algorithme des Loups Gris (GWO) .....	38
II.5. Correction de facteur de groupement d'un réseau linéaire.....	43
II.5.1. Correction d'un réseau quelconque.....	43
II.5.2. Correction d'un réseau linéaire symétrique.....	44
II.5.2.1. Correction par réduction de nombre d'antennes .....	44
II.5.2.2. Correction d'une façon symétrique .....	44
II.5.2.2.1. Correction par la loi d'excitation seulement .....	44
II.5.2.2.2. Correction par la loi d'excitation et/ou d'espacement.....	45
II.6. Resultats et discussion.....	45
II.6.1. Réseau quelconque.....	45
II.6.2. Réseau symétrique .....	48
II.6.2.1. Correction par loi d'amplitude .....	48
II.6.2.2. Correction par lois de la phase.....	53
II.6.3. Correction par la loi d'amplitude et de la phase .....	55
II.7. Comparaison avec la littérature .....	56
II.7.1. Correction par loi d'amplitude.....	57
II.7.2. Correction par loi d'amplitude et de phase .....	59
II.7.3. Correction avec un nombre réduit d'éléments .....	61
II.8. Conclusion.....	63
<b>Chapitre III: Etude et optimisation des réseaux d'antennes linéaires et circulaires .....</b>	<b>64</b>
III.1. Introduction.....	64
III.2. Etude d'un réseau linéaire d'antennes imprimées.....	65
III.3. Etude d'un réseau circulaire d'antennes imprimées.....	66
III.4. Problème de synthèse.....	68
III.5. Types de synthèse d'un réseau d'antennes.....	69
III.6. Effet de certains paramètres sur le facteur de groupement (AF).....	70
III.7. Optimisation du Loup Gris Modifié (MGWO).....	71
III.8. Algorithme de la Recherche Coucou .....	73
III.9. Efficacité de la méthode proposée .....	76
III.10. Optimisation d'un réseau linéaire par MGWO .....	78
III.10.1. Optimisation d'un réseau symétrique par loi d'amplitude .....	78
III.10.2. Optimisation d'un réseau symétrique par loi d'inter-espacement.....	78
III.10.3. Effets des paramètres optimisés sur le facteur de groupement .....	81
III.10.3.1. Influence de chaque paramètre sur le facteur de groupement .....	81
III.10.3.2. Influence de trois paramètres simultanés sur le facteur de groupement.....	83
III.10.4. Comparaison avec la littérature.....	84

III.11. Optimisation d'un réseau circulaire par CS .....	85
III.12. Conclusion .....	88
<b>Chapitre IV: Simulation d'un réseau d'antennes imprimées sous HFSS.....</b>	<b>89</b>
IV.1. Introduction.....	89
IV.2. Présentation du logiciel HFSS .....	90
IV.3. Structure et caractéristiques d'une antenne patch rectangulaire .....	90
IV.3.1. Caractéristiques de radiation d'une antenne patch.....	92
IV.3.1.1. Directivité.....	92
IV.3.1.2. Le gain.....	93
IV.3.1.3. L'efficacité.....	93
IV.3.2. Dimensionnement d'une antenne microruban rectangulaire.....	93
IV.4. Simulation de l'antenne patch à un seul élément sous HFSS .....	94
IV.4.1. Géométrie de l'antenne à un seul élément sous HFSS.....	95
IV.4.2. Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	96
IV.4.3. Rapport d'onde stationnaire (ROS) (VSWR) .....	97
IV.4.4. Impédance d'entrée du patch .....	97
IV.4.5. Etude paramétrique .....	99
IV.4.5.1. L'effet de la largeur du patch $w$ (largeur du substrat incluse).....	99
IV.4.5.2. L'effet de la longueur du patch $L$ (longueur du substrat inclus).....	101
IV.4.5.3. L'effet de la longueur de la ligne d'alimentation $w_f$ .....	103
IV.4.5.4. Optimisation de l'antenne .....	104
IV.5. Réseau à 2 éléments à alimentations parallèles .....	106
IV.6. Simulation de l'antenne patch (alimentation avec encoches) .....	109
IV.6.1. Géométrie de l'antenne.....	109
IV.6.2. Coefficient de réflexion (antenne réseau) .....	110
IV.7. Réseau à 2 éléments alimentés en série à un quart d'onde .....	111
IV.8. Conclusion .....	113
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>115</b>
<b>Bibliographie .....</b>	<b>119</b>

## *Liste des figures*



# Liste des figures

<b>Chapitre I : Généralité sur les antennes imprimées .....</b>	<b>7</b>
Fig.I.1. Antenne patch réalisée par Munson [65]. .....	7
Fig.I.2. Structure d'une antenne imprimée.....	9
Fig.I.3. Quelques formes d'éléments rayonnants .....	11
Fig.I.4. Modèle de la cavité d'une antenne imprimée .....	13
Fig.I.5. Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité (patch rectangulaire).....	14
Fig.I.6. Représentation du champ électrique dans la cavité en mode (a) $TM_{1,0,0}$ . et en mode (b) $TM_{0,1,0}$ ..	16
Fig.I.7. Patch rectangulaire avec alimentation par ligne microbande et son modèle équivalent.....	17
Fig.I.8. Patch rectangulaire avec alimentation par sonde et son modèle équivalent .....	17
Fig.I.9. (a) diélectrique équivalent (b) lignes de champ électrique (c) Ligne microruban.....	18
Fig.I.10. Longueurs physique et effective d'un patch microruban rectangulaire. ....	18
Fig.I.11. Circuit équivalent basé sur les théories GTLM pour une antenne microbande planaire rectangulaire(ou quelconque)- alimenté par sonde. ....	21
Fig.I.12. Alimentation par ligne microruban .a. Axiale, b. Décalée et b. Axiale avec encoche.....	23
Fig.I. 13. Excitation par sonde coaxiale .....	24
Fig.I.14. Alimentation couplée par ouverture .....	24
Fig.I.15. Alimentation couplée par proximité .....	25
Fig.I.16. Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert.....	26
Fig.I.17. Présentation d'un exemple de réseau d'antennes microbandes.....	27
Fig.I.18. Réseau linéaire d'antennes imprimées.....	28
Fig.I.19. Réseau planaire d'antennes imprimées.....	29
Fig.I.20. Alimentation série d'un réseau linéaire. ....	30
Fig.I.21. Alimentation parallèle d'un réseau linéaire.....	30
<b>Chapitre II : Correction des défaillances des réseaux d'antennes linéaires .....</b>	<b>34</b>
Fig.II.1. Réseau d'antennes linéaire .....	35
Fig.II.2. Réseau symétrique d'un réseau d'antennes linéaire impair .....	36
Fig.II.3. Réseau symétrique d'un réseau d'antennes linéaire pair.....	36
Fig.II.4. Réseau d'antennes linéaire quelconque défectueux .....	37
Fig.II.5. Réseau d'antennes linéaire symétrique impair défectueux .....	37
Fig.II.6. Réseau d'antennes linéaire défectueux symétrique pair.....	38
Fig.II.7. Hiérarchie de dominance des loups gris (dominance décroissante de haut en bas) .....	39
Fig.II.8. Organigramme de l'algorithme de GWO.....	42

Fig.II.9. Facteurs des groupements original, défectueux et corrigée d'un réseau quelconque.....	45
Fig.II.10. Facteurs des groupements défectueux des différentes positions .....	47
Fig.II.11. Facteur de groupement, original, défectueux et corrigé (par loi d'amplitude).....	49
Fig.II.12. Facteurs de groupement original, défectueux et corrigée d'un réseau symétrique (élément défectueux en -5 et 5).....	50
Fig.II.13. Facteurs des groupements original, défectueux et corrigé d'un réseau symétrique (éléments défectueux en -7 et 7).....	52
Fig.II.14. Niveau des lobes secondaires pour les différentes positions.....	52
Fig.II.15. Diagramme initial, endommagé et compensé d'un réseau d'antennes à 15 éléments endommagé en position (-6).....	54
Fig.II.16. Facteurs de rayonnement, original, défectueux et corrigé (par loi d'amplitude et phase) pour un réseau symétrique à 15 éléments (élément endommagé est d'ordre -6) .....	55
Fig.II.17. Facteur de groupement d'un réseau symétrique Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9), et corrigé par loi d'amplitude.....	58
Fig.II.18. Facteur de groupement d'un réseau symétrique Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9) et corrigé par loi d'amplitude et phase.....	60
Fig.II.19. Facteur de groupement d'un réseau symétrique (n=21) Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9) et corrigé par loi d'amplitude (un nombre réduit).....	61
<b>Chapitre III: Etude et optimisation des réseaux d'antennes linéaires et circulaires .....</b>	<b>64</b>
Fig.III.1. Structure d'un réseau linéaire (un exemple à n éléments) .....	66
Fig.III.2. Structure d'un réseau circulaire. ....	67
Fig.III.3. Facteurs de groupement des réseaux linéaires 2, 5, 10 et 15 éléments pour les inter-espacements $\lambda/4$ , $\lambda/2$ , $3\lambda/4$ et $2\lambda$ respectivement.....	70
Fig.III.4. Organigramme de l'algorithme d'optimisation du Loup Gris Modifié.....	72
Fig.III.5. Organigramme de l'algorithme de la Recherche Coucou (CS). ....	74
Fig.III.6. Facteur de groupement d'un réseau linéaire pour n=16.....	77
Fig.III.7. Convergence de la fonction coût en fonction de nombre d'itérations. ....	77
Fig.III.8. Facteur de groupement d'un réseau symétrique à 10 éléments (amplitude).....	78
Fig.III.9. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique à 20 éléments (espacement) .....	79
Fig.III.10. Facteur de groupement à l'échelle linéaire d'un réseau linéaire symétrique à 28 éléments (espacement) .....	80
Fig.III.11. Facteur de groupement à l'échelle logarithmique d'un réseau linéaire symétrique à 28 éléments (espacement). ....	80
Fig.III.12. Comparaison des résultats (un seul paramètre) :a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction de nombre d'éléments et b) Ouverture à mi- puissance .....	82

Fig.III.13. Comparaison des résultats (deux paramètre) : a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction du nombre d'éléments, et b) Ouverture à mi-puissance..... 82

Fig.III.14.Facteur de groupement d'un réseau linéaire pour différents cas( $n=8$ ,  $n=10$ ,  $n=12$  et  $n=16$ , Trois paramètres) ..... 83

Fig.III.15. Comparaison des résultats (trois paramètre) : a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction de nombre d'éléments et b) Ouverture à mi- puissance ..... 84

Fig.III.16. Comparaison (avec la littérature) : a) Ouverture à mi- puissance et b) Niveau du lobe latéral (SLL)..... 85

Fig.III.17. Facteur de groupement d'un réseau circulaire pour différents cas ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ), a) Trois paramètres constants, b) Phase optimisée seule..... 86

Fig.III.18. Facteur de groupement d'un réseau circulaire pour différents cas ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ) : a) Amplitude optimisée, b) Amplitude et phase optimisées..... 87

**Chapitre IV: Simulation d'un réseau d'antennes imprimées sous HFSS..... 89**

Fig.IV.1. La structure de base d'une antenne patch rectangulaire ..... 91

Fig.IV.2. Patch rectangulaire avec alimentation par ligne micro ruban avec encoches ..... 94

Fig.IV.3. Géométrie de l'antenne patch sous le logiciel HFSS-18. .... 95

Fig.IV.4. Coefficient de réflexion en utilisant les dimensions (le tableau IV.1)..... 96

Fig.IV.5. Rapport d'onde stationnaire en utilisant (dimensions calculées analytiquement) ..... 97

Fig.IV.6. Impédance d'entrée en utilisant les dimensions calculées analytiquement ..... 97

Fig.IV.7. Gain (à gauche) et directivité (à droite) de l'antenne à un seul élément (2.4GHz) ..... 98

Fig.IV.8. Efficacité de le l'antenne à un seul élément (2.4 GHz) ..... 98

Fig.IV.9. Diagramme de rayonnement (DDR) de l'antenne à un seul élément (2.4 GHz  $\varphi = 90^\circ$ , dimensions calculées)..... 99

Fig.IV.10. Effet de la largeur du patch ( $w$ ) sur le coefficient de réflexion ..... 100

Fig.IV.11. Effet de la largeur du patch ( $w$ ) sur l'impédance..... 101

Fig.IV.12. Effet de la largeur du patch ( $w$ ) sur le rapport d'onde stationnaire..... 101

Fig.IV.13. Effet de la longueur du patch ( $L$ ) sur le coefficient de réflexion..... 102

Fig.IV.14. Effet de la longueur du patch ( $L$ ) sur le rapport d'onde stationnaire..... 102

Fig.IV.15. Effet de la longueur du patch ( $L$ ) sur l'impédance ..... 103

Fig.IV.16. Effet de la largeur de la ligne d'alimentation ( $w_f$ )..... 103

Fig.IV.17. Effet de la longueur ( $L$ ) et la largeur du patch ( $w$ ) sur le coefficient de réflexion ..... 104

Fig.IV.18. Coefficient de réflexion correspondant aux meilleures valeurs optimisées..... 105

Fig.IV.19. Rapport d'onde stationnaire correspondant aux meilleures valeurs optimisées ..... 105

Fig.IV.20. Gain et directivité de le l'antenne optimisée (2.4GHz) ..... 106

Fig.IV.21. Efficacité de le l'antenne optimisée (2.4 GHz)..... 106

Fig.IV.22. Géométrie de l'antenne patch réseau sous le logiciel HFSS-18..... 107

## *Liste des figures*

---

Fig.IV.23. Effet de la distance entre les deux patches "e" .....	107
Fig.IV.24. Rapport d'onde stationnaire d'un réseau à 2 éléments (alimentation //).....	108
Fig.IV.25. Gain et Directivité de le l'antenne à deux éléments (2.4 GHz) .....	108
Fig.IV.26. Efficacité de le l'antenne à deux éléments (2.4 GHz) .....	109
Fig.IV.27. Géométrie de l'antenne patch à alimentation avec encoches.....	109
Fig.IV.28. Coefficient de réflexion en utilisant les dimensions optimisées et celles de la référence [58]	110
Fig.IV.29. Gain et directivité de le l'antenne à deux éléments (2.4 GHz) .....	111
Fig.IV.30. Structure d'une antenne réseau à deux éléments à alimentation série à un quart d'onde.....	111
Fig.IV.31. Coefficient de réflexion d'antenne réseau à alimentation série .....	112
Fig.IV.32. Rapport d'onde stationnaire d'antenne réseau à alimentation série.....	112
Fig.IV.33. Gain et directivité de l'antenne réseau à alimentation série (à 10 GHz).....	113
Fig.IV.34. Efficacité de l'antenne réseau à alimentation série.....	113

## *Liste des tableaux*



# Liste des tableaux

<b>Chapitre II : Correction des défaillances des réseaux d'antennes linéaires.....</b>	<b>34</b>
Tab.II.1. Niveaux des lobes secondaires des réseaux : original, défectueux ( $i=8$ ) et corrigé .....	46
Tab.II.2. Les pondérations des amplitudes des éléments : originales, défectueux et corrigées d'un réseau à $n=15$ .....	46
Tab.II.3. Pondérations des amplitudes : originales et corrigées d'un réseau défectueux en $(-6)$ .....	48
Tab.II.4. Les pondérations des amplitudes original, défectueux et corrigé d'un réseau quelconque à 15 éléments.....	51
Tab.II.5. Niveaux des lobes secondaires de réseau symétrique: défectueux et corrigé.....	53
Tab.II.6. Les pondérations des amplitudes et les phases de correction.....	54
Tab.II.7. Les pondérations des amplitudes et les phases de correction.....	56
Tab.II.8. Pondérations de Chebyshev, défectueuse et corrigée d'un réseau de 21 éléments par loi d'amplitude .....	57
Tab.II.9. Excitations Corrigées : Proposé (GWO) [52], (GWO&IPM) et (GA) [52] d'un réseau à 21 éléments par loi d'amplitude et phase .....	59
Tab.II.10. Niveau des lobes secondaires de Chebyshev, défectueux et corrigé d'un réseau de 21 éléments par loi d'amplitude et de phase .....	60
Tab.II.11. Amplitudes de Chebyshev, défectueux et corrigé d'un réseau à 21 éléments par loi d'amplitude et phase. ....	62
<b>Chapitre III: Etude et optimisation des réseaux d'antennes linéaires et circulaires.....</b>	<b>64</b>
Tab.III.1. Résultats comparatifs des méthodes MGWO, GWO et CS .....	77
Tab.III.2. Comparaison des résultats des différents algorithmes d'un réseau linéaire ( $2n=10$ , par amplitude) .....	79
Tab.III.3. Comparaison des résultats des différents algorithmes d'un réseau linéaire ( $2n=10$ , espacement).....	81
Tab.III.4. Comparaison des résultats des différents réseaux (un seul paramètre).....	81
Tab.III.5. Comparaison des résultats des différents réseaux (Deux paramètres) .....	83
Tab.III.6. Comparaison des résultats (Trois paramètres) .....	84
Tab.III.7. Récapitulatif des résultats .....	87
<b>Chapitre IV: Simulation d'un réseau d'antennes imprimées sous HFSS</b>	<b>89</b>
Tab.IV.1. Valeurs des différents paramètres de l'antenne (en utilisant code Matlab) .....	95
Tab.IV.2. Dimensions de l'antenne patch rectangulaire .....	110

## *Liste des abréviations et symboles*



## Liste des abréviations et symboles

<b>ACO</b> : Ant Colony Optimization	<b>RF</b> : Radio Fréquence
<b>ANN</b> : Artificial neural network	<b>SA</b> : Simulated Annealing
<b>BBO</b> : Biogeography-based Optimization	<b>SDT</b> : Spectral Domain Technique
<b>COMSOL</b> : Computer and Solution	<b>SLL</b> : Side Lobe Level
<b>CS</b> : Cuckoo Search	<b>TE</b> : Transverse Electric
<b>CST</b> : Computer Simulation Technology	<b>TEM</b> : Transverse Electric Magnetic
<b>DE</b> : Differential Evolution	<b>TLM</b> : Transmission Line Model
<b>FA</b> : Firefly algorithm	<b>TM</b> : Transverse Magnetic.
<b>FDTD</b> : Finite Domain time Difference	<b>Wi-Fi</b> : Wireless Fidelity
<b>FEKO</b> : FEldberechnung bei Körpern mit beliebiger Oberfläche. (Field computations involving bodies of arbitrary shape.)	<b>WiMax</b> : Worldwide Interoperability for Microwave Access
<b>FEM</b> : Finite Element Method	<b>WLAN</b> : Wireless Local Area Network
$f_r$ : Fréquence de résonance	<b>ZigBee</b> : protocol for Wireless Personal Area Networks
<b>GA</b> : Genetic Algorithm	<b>AF</b> : Facteur de groupement
<b>GWO</b> : Grey Wolf Optimization	<b>B<sub>1,2</sub></b> : Susceptance
<b>GTLM</b> : General Transmission Line Model	$\beta$ : Constante de propagation
<b>HFSS</b> : High Frequency Structure Simulation	<b>E</b> : Champ Electrique
<b>HPBW</b> : Half Power Beam Width	$\epsilon_r$ : Constante diélectrique relative
<b>ISM</b> : Industrial, Scientific and Medical	$\epsilon_{\text{reff}}$ : Constante diélectrique effective
<b>LTE</b> : Long Term Evolution	<b>H</b> : Champ Magnétique
<b>MGWO</b> : Modified Grey Wolf Optimization	<b>G<sub>1,2</sub></b> Conductance
<b>MIC</b> : Monolithic Integrated Circuit	<b>h</b> : Epaisseur de substrat
<b>MIMO</b> : Multiple-Input Multiple-Output	<b>I</b> : Courant électrique
<b>MMIC</b> : Microwave Monolithic Integrated Circuit	<b>L(w)</b> : Longueur (largeur) de patch
<b>MNM</b> : Multiport Network Model Method	<b>L<sub>g</sub> (w<sub>g</sub>)</b> : Longueur (largeur) de substrat
<b>MoM</b> : Method of Moments	<b>S<sub>11</sub></b> : Coefficient de réflexion
<b>NDL</b> : Nulling Depth Level	$(\theta, \varphi)$ : Angles des coordonnées sphériques
<b>PCB</b> : Printed Circuit Board	<b>w<sub>f</sub></b> : Largeur de la ligne
<b>PET</b> : Polyéthylène Téréphtalate	<b>w<sub>g</sub></b> : Largeur de l'encoche
<b>PDMS</b> : Polydimethylsiloxane	<b>Z<sub>c</sub> (Y<sub>c</sub>)</b> : Impédance (admittance) caractéristique
<b>PSO</b> : Particle Swarm Optimization	<b>Z<sub>in</sub> (Y<sub>in</sub>)</b> : Impédance (admittance) d'entrée:
<b>PU-EFB</b> : PolyUrethane Empty Fruit Bunch	

*Liste des travaux publiés*



## Liste des travaux publiés

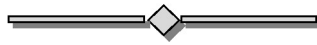
### *Articles :*

1. **N. Lakhlef**, H. Oudira, C. Dumond, "Optimal Pattern Synthesis of Linear Antenna Arrays Using Modified Grey Wolf Optimization Algorithm", *Instrumentation Mesure Métrologie*, vol. 19, no. 4, pp. 255-261, 2020.  
<http://www.iieta.org/journals/i2m/paper/10.18280/i2m.190402>
2. **N. Lakhlef**, H. Oudira, C. Dumond, "Printed Circular Antenna Array for Reduce SLL and High Directivity Using Cuckoo Search Algorithm", *Procedia Computer Science*, vol. 158, pp. 1103-1108, 2019.  
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1877050919314188>
3. **N. Lakhlef**, H. Oudira, C. Dumond, "Failure correction of linear antenna arrays with optimized element position using Grey Wolf Algorithm", *International Journal of Information Science and Technology (IJIST)*, vol. 6, pp. XXX, 2021. (On line).

### *Communications:*

1. **N. Lakhlef**, H. Oudira, C. Dumond, "Failure Correction of Linear Antenna Array using Grey Wolf Optimization", 2020 6th IEEE Congress on Information Science and Technology (CiSt), 2020 Agadir - Essaouira, Morocco  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/9357292>
2. **N. Lakhlef**, H. Oudira, C. Dumond, "Printed Circular Antenna Array for Reduce SLL and High Directivity Using Cuckoo Search Algorithm", 3<sup>rd</sup> World Conference on Technology, Innovation and Entrepreneurship. (juin 21-23, 2019), Istanbul.  
<http://www.istanbuluniversityinnovation.org>

# *Introduction générale*



# Introduction générale

L'avancement de la technologie durant ces dernières décades, dans tous les domaines et, en particulier dans le domaine des télécommunications a imposé des spécificités particulières sur les différents éléments des systèmes radiofréquences, et plus particulièrement sur les antennes. Ces dernières doivent répondre à un certain nombre d'exigences, tels que, le faible coût, la possibilité d'une production massive, le faible poids et les performances élevées. La technologie des circuits imprimés a bien répondu à ces exigences en donnant naissance à une catégorie, dite les antennes imprimées, microrubans, microbandes, patchs ou mirostrips.

La technologie des antennes imprimées est l'une des technologies les plus innovantes et les plus réussies. Son succès vient de la facilité de fabrication, du faible coût de production de la structure planaire, et la facilité d'intégration avec des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences (MMIC) [1, 2].

Ce type d'antennes, en plus d'être simple à réaliser, il a été étudié et modélisé par plusieurs auteurs même avant 1993 [3].

Le concept des antennes microbandes remonte à l'année 1953, lorsque Deschamps a proposé l'utilisation de lignes microrubans pour alimenter un réseau d'antennes imprimées [2, 4]. Les éléments rayonnants constituant l'antenne réseau n'étaient pas des patchs microrubans, mais des cornes planaires évasées [4].

En 1955, Gutton et Baissinot ont présenté un brevet sur l'antenne microruban [4]. Les premières lignes et antennes, microrubans étaient des dispositifs spéciaux développés dans les laboratoires [4].

Le développement de la technologie des circuits imprimés (PCB) dans les années 1970 a permis de concrétiser le concept des antennes imprimées [1]. En cette année (1970), Robert E. Munson a développé une antenne microbande [2].

Les antennes patchs sont largement utilisées dans les communications sans fil en raison des caractéristiques suivantes : légèreté, faible coût et facilité de fabrication [2].

Un coût faible, un poids léger et une facilité de fabrication sont les avantages les plus importants des antennes imprimées qui ont permis leur large utilisation dans les communications sans fil [5, 6]. Les antennes patchs microbandes offrent ces avantages et

conviennent parfaitement à la communication. Néanmoins, un faible gain, une bande passante étroite et des pertes de puissance de rayonnement sont les principaux inconvénients des antennes patches microbandes [7].

L'association, en réseau de plusieurs antennes imprimées permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et, d'améliorer leur performance en gain et en rayonnement. L'un des principaux avantages des réseaux d'antennes est leurs dispositions à effectuer un balayage du faisceau dans certaines directions de l'espace [8]. Le procédé consiste à jouer sur les inter-espacements et les pondérations d'amplitudes et les phases des alimentations pour ajuster le gain ou la direction du faisceau. Ce dernier atout (changement de direction du faisceau) permet d'éviter l'utilisation des systèmes de rotations mécaniques qui sont lourds et présentent une inertie importante qui empêche une exploration ou un balayage rapide de l'espace, comme dans l'antenne à réflecteur [9].

Le principe de fonctionnement des réseaux d'antennes est de considérer que tous les éléments rayonnants sont identiques (ou non) et que chaque élément (dans le réseau) possède le même diagramme de rayonnement (cas général). Le rayonnement global du réseau est le résultat de la somme vectorielle des ondes électromagnétiques des sources (des éléments). Ceci sera aussi valable pour des inters-espacements qui permettent de négliger l'effet mutuel entre les éléments rayonnants [9].

Les réseaux d'antennes imprimées permettent de produire des diagrammes de rayonnement désirés (directifs, multifaisceaux ...) qui sont modifiables par un jeu adéquat sur les paramètres de l'alimentation (amplitude et phase) des éléments et leurs inter-espacements. La recherche de la combinaison optimale de ces différents paramètres, qui est connue par la synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes, afin que l'antenne réseau réponde aux exigences de l'application selon un cahier de charges précis [10].

Le problème de la synthèse et de l'optimisation des antennes imprimées, dans un premier lieu, était traité par de nombreuses méthodes déterministes ou exactes de synthèse (Fourier, Dolph-Tchebycheff, Woodward Lawson, Newton, gradient conjugué, etc) [10, 11, 12]. Ces méthodes de conception classiques de réseaux d'antennes ne sont pas efficaces, car elles rencontrent souvent des minimas locaux, et donc ne sont pas en mesure de trouver une solution globale [11, 13, 14, 15]. Cela a conduit à l'apparition en 1970, des méthodes heuristiques ou approchées, capables d'obtenir un minimum global sans rester piégées dans un minimum local comme dans le cas des méthodes déterministes [12, 16].

Avec l'énorme progrès dans le calcul numérique, la synthèse et l'optimisation des antennes sont faites de plus en plus avec des algorithmes inspirés de la nature [17]. Cela a considérablement amélioré les systèmes de communication sans fil, qui utilisent des antennes intelligentes. Parmi les algorithmes évolutifs inspirés de la nature figurent les Réseaux de Neurones (ANN) [18, 19, 20], les Algorithmes Génétiques (GA) [11, 21, 22], l'Optimisation des Essaims de Particules (PSO) [23, 24, 25], le Recuit Simulé (SA) [10], la Recherche de Coucou (CS) [26, 27, 28, 29, 30, 31], l'Evolution Différentielle (DE) [32, 33], les Algorithmes d'Optimisation des Colonies de Fourmis (ACO) [34, 35, 36], l'Optimisation Basée sur la Biogéographie BBO [37, 38, 39], Grey Wolf Optimisation (GWO) [40, 41, 42] et l'algorithme d'Optimisation des Loups Gris Modifié (MGWO) [43]. Ces méthodes fonctionnent mieux et fournissent des résultats plus flexibles que les méthodes classiques de la synthèse des réseaux d'antennes [13, 44].

Les antennes réseaux ont plusieurs formes géométriques; qui peuvent être groupées de la manière suivante [45] :

- ❖ Les réseaux linéaires : les éléments rayonnants sont alignés sur une droite,
- ❖ Les réseaux planaires : les éléments rayonnants sont distribués sur un plan,
- ❖ Les réseaux circulaires : la disposition des éléments rayonnants forme un cercle,
- ❖ Les réseaux volumiques : les éléments rayonnants sont repartis dans un volume.

Il y a plusieurs paramètres qui influent la formation du diagramme de rayonnement d'un réseau [46] :

- ❖ La forme géométrique (linéaire, circulaire, planaire, volumique),
- ❖ Les inter-espacements entre les éléments,
- ❖ L'amplitude d'excitation de chaque élément,
- ❖ La phase d'excitation de chaque élément,
- ❖ La polarisation de chaque élément,
- ❖ Le diagramme du rayonnement élémentaire.

Les réseaux d'antennes sont de plus en plus indispensables dans certains domaines d'application tels que l'aviation, les radars, les systèmes de télécommunication mobiles, etc. [46]. Le choix de la forme de réseau est fait selon l'application. Par exemple, le réseau circulaire couvre une zone de  $360^\circ$ , qui est souhaitable pour des applications radar [46].

Souvent un ou plusieurs éléments d'un réseau d'antennes tombent en panne ce qui provoque un changement du diagramme de rayonnement, et cela peut altérer le bon fonctionnement de l'antenne. Ces défauts ou ces défaillances survenant dans le réseau d'antennes entraînent des changements dans le diagramme de rayonnement, ce qui dégrade les caractéristiques de l'ensemble du réseau en termes d'augmentation des niveaux des lobes latéraux (SLL) et de diminution du gain et de la directivité de l'antenne [47, 48].

Il est possible de remédier à cette défaillance du diagramme de rayonnement comme suit :

- ❖ Remplacer les éléments défectueux par des éléments non défectueux, ce qui n'est pas toujours possible.
- ❖ Remplacer les éléments défectueux par des éléments non défectueux des extrémités et de refaire l'optimisation utilisée initialement dans la conception du réseau. Ceci est valable si les antennes peuvent être déplacées.
- ❖ Réajuster les excitations (amplitudes et/ou phases) des éléments non défectueux.

De nombreuses techniques basées sur le calcul numérique et des logiciels ont été appliquées avec succès pour remédier aux dommages survenant au facteur de groupement [49, 50, 51, 52, 53, 54, 42]. Par exemple, l'application de l'algorithme génétique pour réduire le niveau des lobes secondaires (SLL) pour l'antenne réseau endommagée est proposée dans [50]. Grewal, et les autres [51] ont utilisé la méthode de Firefly; tandis que Ramsdale et Howerton [53] ont discuté l'effet de rupture d'un élément sur le niveau des lobes latéraux d'un réseau linéaire. Sim et Er [54] traitent l'occurrence de pannes d'un élément sur le problème de la réduction de SLL des réseaux d'antennes [42].

La phase de la conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté, est une étape incontournable dans un souci de réduire le temps d'optimisation des structures répondantes aux caractéristiques désirées. Parmi ces logiciels, on cite le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation en français : Simulation de structure hautes fréquences) [5, 55], le logiciel de simulation électromagnétique CST (Computer Simulation Technology). Les simulations électromagnétiques avant la phase de production permettent la réduction du temps de conception ce qui réduit le coût de fabrication en évitant les étapes de fabrication de prototypes et de mesures (surtout actuellement, les antennes de formes quelconques et arbitraires qui sont difficiles à fabriquer).

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence de  $100\text{ MHz}$  à  $100\text{ GHz}$ . Leurs configurations et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,...) [1]. Ces fréquences sont divisées en plusieurs bandes selon les domaines d'utilisations. Comme exemple la bande  $2.4\text{ GHz}$ , qui est utilisée pour le WiFi, le Bluetooth et plus récemment ZigBee. Ces trois techniques fonctionnent dans la bande  $2,4\text{ GHz}$  sans licence, également connue sous le nom de bande ISM, qui a été la clé du développement d'un marché concurrentiel et innovant pour les appareils embarqués sans fil [56].

La conférence mondiale des radiocommunications pour 2023 (CMR-23) a envisagé l'identification des bandes de fréquences  $3300\text{-}3400\text{ MHz}$ ,  $3600\text{-}3800\text{ MHz}$ ,  $6425\text{-}7025\text{ MHz}$ ,  $7025\text{-}7125\text{ MHz}$  et  $10,0\text{-}10,5\text{ GHz}$  pour les Télécommunications mobiles [57].

L'objectif principal de cette thèse est de trouver une méthode efficace qui permet la synthèse d'un super diagramme de rayonnement directionnel avec des lobes secondaires très réduits. C'est-à-dire de concentrer la puissance émise (ou captée) dans une direction désirée ce qui permet d'éviter le gaspillage de puissance dans les communications de longues portées. Ceci peut se faire en ajustant les excitations (amplitude & phase) et les espacements entre les éléments rayonnants constituant l'antenne réseau. Ceci, dans la phase de conception et, dans la phase de correction d'un réseau possédant un ou plusieurs éléments défectueux. Donc, cette thèse a pour objectif l'étude, la synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes imprimées par les algorithmes méta-heuristiques ainsi que par des solveurs électromagnétiques. Elle comporte quatre chapitres résumés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la description d'une façon générale les antennes imprimées, leurs caractéristiques radioélectriques, les méthodes d'analyse et les techniques les plus utilisées pour leur alimentation. Les avantages et les inconvénients de ces antennes ainsi que leurs domaines d'utilisation sont aussi évoqués dans ce chapitre.

Le deuxième chapitre présente un rappel sur les réseaux d'antennes linéaires et aussi les cas les plus fréquents des réseaux d'antennes linéaires défectueux. On y trouve aussi les techniques utilisées pour la correction des réseaux linéaires défectueux. Juste après, les méthodologies de correction des réseaux d'antennes linéaires défectueux seront présentées. Tandis que les résultats de la simulation et les discussions associées sont évoqués postérieurement. Le chapitre est clôturé par certaines conclusions de ces travaux.

Le troisième chapitre donne une description détaillée de deux types de réseaux, linéaire et circulaire suivie de celle des algorithmes d'Optimisation du Loups Gris Modifié (Modified Grey Wolf Optimisation : MGWO) et de la Recherche de Coucou (CS), soutenue avec des exemples d'application des deux algorithmes à des réseaux linéaires (droit et circulaire).

Dans le dernier chapitre, on présente la description et le dimensionnement d'une antenne microruban rectangulaire alimentée par une ligne microruban sans et avec encoches. Ainsi que la simulation d'antenne patch rectangulaire et leur mise en réseau à deux éléments sous le logiciel HFSS. Donc on a conçu deux types d'antennes patches rectangulaires. Une opérante à  $2.4\text{ GHz}$  alimentée par une ligne d'alimentation microbande simple et son réseau à deux éléments alimentés séparément. Ainsi qu'une autre antenne opérante à  $10\text{ GHz}$  alimentée par une ligne microbande avec encoches et son réseau à deux éléments à alimentation série à un quart d'onde. Dans cette étude, le substrat utilisé pour la conception des antennes est Rogers RT/duroid 5870 <sup>TM</sup> qui a des propriétés proches de celles des fruits vides remplis de polyuréthane (PU-EFB) utilisé dans la référence [5]. Le Rogers RT/duroid 5870 <sup>TM</sup> est aussi le substrat utilisé dans la référence [58].

En fin, une conclusion générale résume nos principaux résultats présentés dans cette thèse avec des perspectives envisagées dans le futur.

# Chapitre I

## *Généralité sur les antennes imprimées*

<i>II.1. Introduction.....</i>	<i>34</i>
<i>II.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire .....</i>	<i>35</i>
<i>II.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire défectueux .....</i>	<i>36</i>
<i>II.4. Algorithme des Loups Gris (GWO).....</i>	<i>38</i>
<i>II.5. Correction de facteur de groupement d'un réseau linéaire.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6. Resultats et discussion .....</i>	<i>45</i>
<i>II.7. Comparaison avec la littérature .....</i>	<i>56</i>

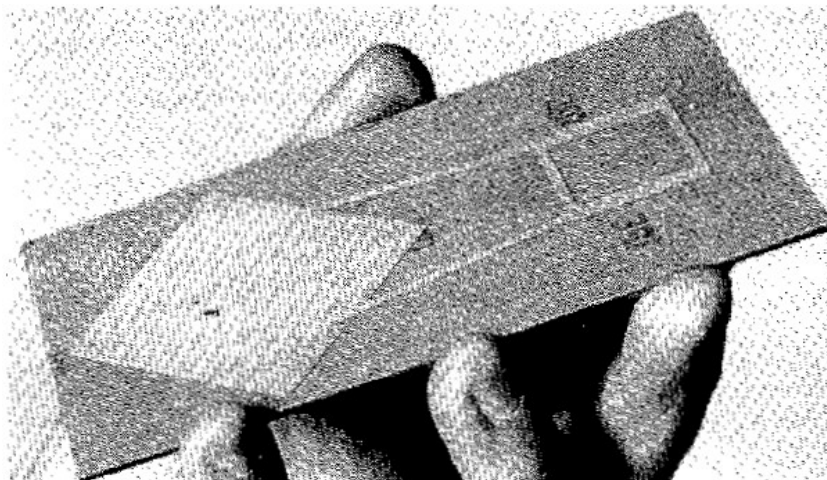
# Chapitre I : Généralité sur les antennes imprimées

## I.1. Introduction

De plus en plus, les antennes imprimées sont largement employées puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes de télécommunications actuels.

La technique de fabrication des circuits imprimés a révolutionné les domaines de télécommunications. Elle a été exploitée dans la conception des antennes en donnant naissance à ce qui est appelé antennes imprimées. Le concept des antennes imprimées fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique [2, 59, 60, 61, 62, 63] et en France par Guttan et Baissimot en 1955 [2, 59, 60, 61]. Et en 1960, Lewin observa et étudia le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines [59, 64]. Byron décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ( $\epsilon_r < 10$ ) et déposée sur un plan de masse en 1970 [2, 59, 62]. Le développement des antennes imprimées dans les années 1970 était poussé par la disponibilité des bons substrats (avec faible tangente de perte et des propriétés thermiques et mécaniques attrayantes), des techniques photolithographies améliorées et de meilleurs modèles théoriques [2, 62, 63].

Les premières antennes pratiques ont été développées par Munson [2, 59, 60, 61, 65, 66] et Howell [2, 59, 60, 61, 66, 67]. Les antennes réalisées par Munson, possèdent des applications limitées et des petites bandes passantes [65]. Munson a développé une antenne microstrip (figure I.1) et un réseau d'antennes à 4 éléments [65].



*Fig.I.1. Antenne patch réalisée par Munson [65].*

Les premières réalisations des antennes imprimées sont réservées essentiellement aux applications militaires. Leur reproduction massive a commencé en 1990 [68].

Les antennes microbandes sont utilisées soit en tant qu'une antenne patch seule ou en réseaux [61]. Comme on a cité avant, Munson a développé un réseau d'antennes à 4 éléments et avait amélioré le gain (21 dB mesuré) et la directivité [65].

L'antenne patch généralement possède un gain faible de l'ordre de 5 à 8 dBi [66]. Un avantage important d'une antenne patch par rapport aux antennes filaires métalliques, est la relative facilité avec laquelle ces structures peuvent être intégrées ou combinées pour former un réseau d'antennes [66]. Donc l'intérêt principal des antennes imprimées réside dans la possibilité de constituer des réseaux à plusieurs éléments afin d'avoir des performances largement supérieures à celles d'un élément isolé [59, 60, 61, 63].

La mise en réseau de l'antenne patch permet d'obtenir un diagramme de rayonnement qui ne peut pas être obtenu par une antenne patch unique et augmente également la directivité et le gain de l'antenne [60]. Cela donne une largeur de faisceau réduite par rapport à l'antenne à un seul élément [60]. Les caractéristiques de rayonnement d'un réseau d'antennes peuvent être déterminées par la séparation et l'orientation des éléments d'antenne [69].

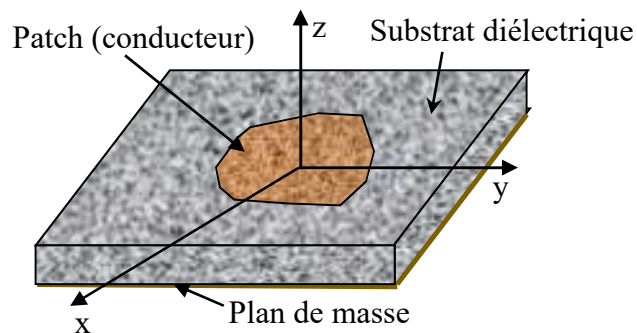
De même, les excitations des éléments d'antenne réseau contrôlent le diagramme de rayonnement et le gain du réseau d'antennes et permet de contrôler la formation de faisceaux [69]. La formation des faisceaux signifie que la puissance rayonnée peut être transmise dans la direction où se trouve le récepteur, ce qui permet le suivi actif de cible mobile. C'est l'idée principale d'appliquer ce type de système d'antenne pour une interface homme-machine [69].

Les réseaux d'antennes sont largement utilisés dans des applications telles que les satellites, les communications sans fil, les systèmes MIMO, la télédétection, les radars, l'imagerie biomédicale, etc) [70].

Dans ce chapitre, on va décrire d'une façon générale l'essentiel de la théorie des antennes imprimées, à savoir leur description, modélisation, et techniques d'alimentation les plus utilisées. Par la suite, on s'intéresse aux réseaux de ces antennes en donnant leurs descriptions, techniques d'alimentation, avantages, inconvénients ainsi que leurs domaines d'utilisation.

## I.2. Description de l'antenne imprimée

L'emploi des antennes imprimées quasiment existe dans tous les systèmes de communication mobile. Ces antennes sont légères, peu encombrantes et peu coûteuses. La configuration la plus simple d'une antenne imprimée est illustrée dans la figure.1.1, est principalement constituée d'un conducteur de forme arbitraire nommé l'élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour former un plan de masse [2, 59, 60, 61, 62, 63, 65, 66, 67, 68] [69, 71, 72, 73, 74, 75, 76, 77, 78, 79] [80, 81, 82].



*Fig.I.2. Structure d'une antenne imprimée*

La conception d'une antenne patch dépend de [74] :

- ❖ Type de substrat,
- ❖ Forme du patch,
- ❖ Dimension du patch,
- ❖ Technique d'alimentation,
- ❖ Fréquence de résonance,
- ❖ Épaisseur du substrat.

Les propriétés des substrats sont caractérisées essentiellement par trois grandeurs physiques : conductivité, constante diélectrique relative, angle de perte. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 2.2 à 12 [59, 71, 73]. Pour avoir une grande efficacité et une large bande passante, parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de basse permittivité avec épaisseur épaisse. Mais dans ce cas la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante [61, 66, 71]. Tandis que, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle

minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne [83]. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat [71].

Les ondes électromagnétiques dans une ligne microbande se propagent à la fois dans le milieu diélectrique et dans l'air [66, 74, 84]. Du point de vue modalisation, les deux milieux sont remplacés par un seul milieu effectif caractérisé par une constante diélectrique équivalente [71, 72, 73].

Un matériau de substrat à faible coût qui peut être utilisé pour diverses applications telles que WLAN, WiMax LTE, bande C et bande X, comme l'époxy FR-4, le PET et le PDMS. Ces matériaux sont facilement disponibles et peuvent également être fabriqués à bas prix [74].

Les critères de la sélection du substrat sont [78, 85, 86] :

- ❖ Excitation des ondes de surface.
- ❖ Dispersion de la constante diélectrique et de la tangente de perte du substrat.
- ❖ Perte de métal (généralement en cuivre).
- ❖ Anisotropie dans le substrat.
- ❖ Effets de la température, de l'humidité et du vieillissement.
- ❖ Exigences mécaniques: conformabilité, usinabilité, soudabilité, poids, élasticité, etc.
- ❖ Coût.

Les 3 premiers facteurs concernent particulièrement la gamme des ondes millimétriques ( $f \geq 30 \text{ GHz}$ ) [78].

Il existe un certain nombre de substrats différents qui peuvent être utilisés dans la conception d'une antenne comme les matériaux céramiques, semi-conducteurs, ferromagnétiques, synthétiques, composites et les mousses [79]. Avant de concevoir l'antenne, la constante diélectrique, la fréquence et la hauteur du substrat doivent être bien connues [70]. Les propriétés des matériaux de substrat généralement étudiées lors de la conception de l'antenne sont : la permittivité ( $\epsilon_r$ ), le facteur de qualité ( $Q$ -facteur) et le coefficient de la température et la fréquence de résonance ( $f_r$ ) [79].

Le patch est fabriqué par un matériau conducteur (généralement en cuivre) et peut être de n'importe quelle forme possible (dipôle, rectangle, carré, triangle...) [80]. Certaines formes usuelles sont illustrées dans la figure I.3.

Pour un patch rectangulaire, la longueur  $L$  est habituellement entre  $0.3333 \lambda_0$  et  $0.5 \lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre [71, 72, 74, 76]. Le patch est choisi d'une manière où il est très mince ( $h \ll \lambda_0$ , où  $h$  est l'épaisseur du patch) [71, 72, 73, 74]. La hauteur  $h$  du substrat diélectrique est généralement entre  $0,003\lambda_0$  et  $0.05 \lambda_0$  [71, 72, 73, 74, 80, 81]. La constante diélectrique du substrat ( $\epsilon_r$ ) est typiquement comprise entre 2,2 et 12 [71, 72, 73, 74]. Les lignes d'alimentation sont généralement gravées sur le substrat diélectrique [60].

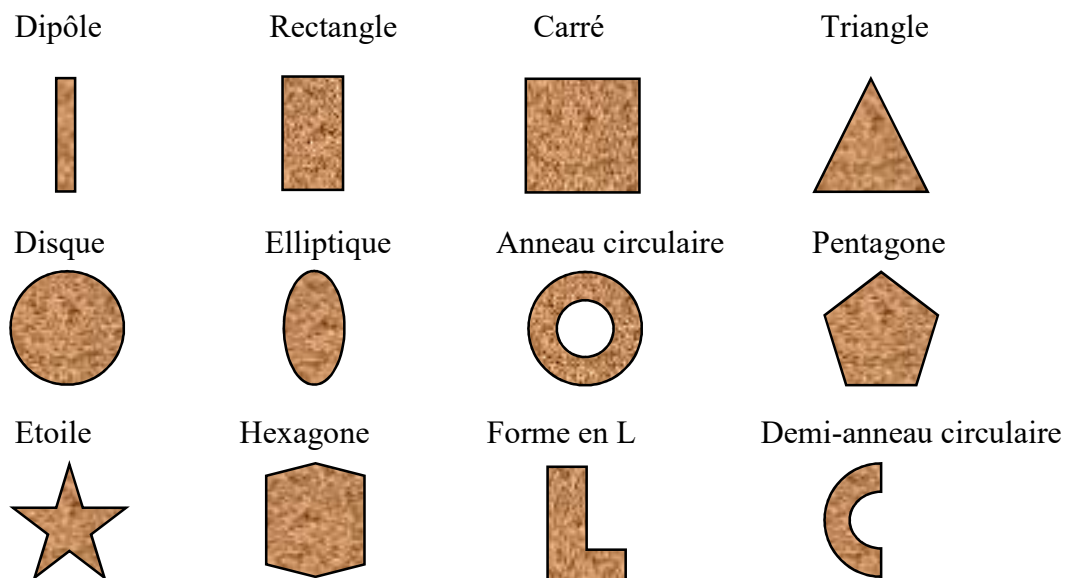


Fig.I.3. Quelques formes d'éléments rayonnants.

Logiquement, la répartition des lignes de champs qui s'étendent dans et autour de la structure dépend principalement [2, 66] :

- ✓ De la largeur  $w$  du patch.
- ✓ Des caractéristiques du substrat : à savoir sa constante diélectrique  $\epsilon_r$  et son épaisseur  $h$ .

### I.3. Modélisation d'une antenne patch

La modélisation d'une antenne microbande est très nécessaire et importante, car elle permet la simulation et l'analyse de l'antenne par le calcul numérique. Ce qui permet de faciliter le processus de la conception en réduisant le temps et le coût impliqués par la

procédure d'erreur d'essai et surtout lors de l'optimisation de l'antenne, c'est-à-dire dans la recherche de la valeur optimale d'un paramètre (ou plusieurs) pour atteindre la fonction de l'antenne souhaitée.

Les méthodes d'analyse se divisent en deux catégories [2, 66, 84]. Dans la première catégorie, l'analyse est effectuée en considérant la distribution du courant équivalent autour des bords du patch rayonnant. Dans cette catégorie, les techniques analytiques largement utilisées sont le modèle de la ligne de transmission [59, 61, 66, 83, 77, 81, 87], le modèle de la cavité [61, 77, 81, 87] et le modèle de réseau multiports (MNM Multiport Network Model Method) [61, 83, 84]. Ce groupe présente la bonne compréhension physique mais moins de précision [82]. Dans la seconde catégorie, l'analyse est basée sur la distribution du courant électrique entre le patch rayonnant et le plan de masse avec la simulation pleine onde/méthodes d'analyse numérique [61, 84]. Ce type, des méthodes numériques est basé sur la méthode des moments (MoM), la méthode des éléments finis (FEM), la technique du domaine spectral (SDT) et la méthode du domaine temporel à différences finies (FDTD) [84]. Ce type nécessite une analyse plus rigoureuse et prend plus de temps de simulation, mais il donne des résultats plus précis [59, 61].

Le modèle par cavité résonnante simplifie de manière relative tous les mécanismes de rayonnement alors que le modèle par la ligne de transmission facilite la tâche de la détermination de l'impédance d'entrée [61, 74].

Cette section décrit certaines de ces méthodes.

### I.3.1. Modèle par cavité

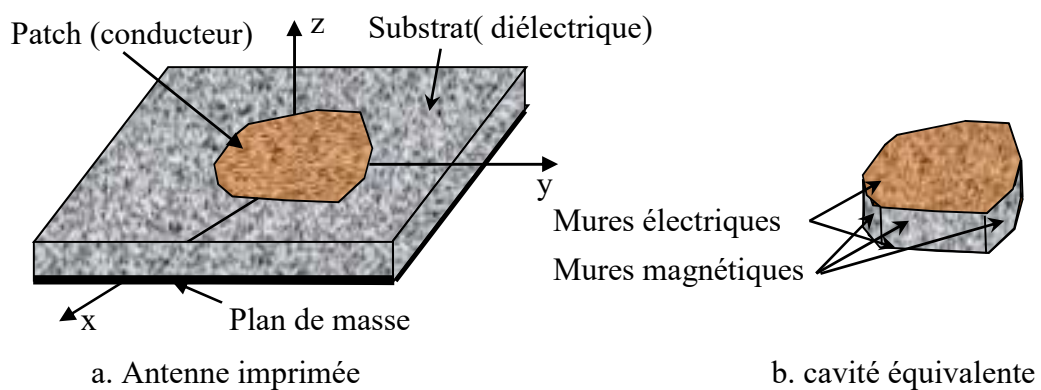
Le concept considère la zone comprise entre le patch et le plan de masse comme une cavité qui a des parois électriques supérieures et inférieures et des parois magnétiques sur les côtés (figure I.4), était introduit par Howell [88]. Ce type de modélisation des antennes microrubans a été introduit pour la première fois en 1978 [66]. En 1978 Lo et al ont développé et publié le modèle de la cavité.

Le modèle d'analyse des antennes microrubans par le modèle de la cavité est basé sur les conditions suivantes [61, 89] :

- ❖ Une épaisseur (soit étroite) du substrat qui suggère que le champ électrique  $E$  n'existe que selon  $z$  ( $E_x=E_y=0$ ) et le champ magnétique  $H$  n'existe que selon  $x$  et  $y$  ( $H_z=0$ ) (figure I.4).

- ❖ Le champ dans la région mentionnée est indépendant de la coordonnée  $z$  pour toutes les fréquences de travail.
- ❖ Le courant électrique dans le microruban ne doit avoir aucune composante normale en aucun point du bord, ce qui implique une composante tangentielle négligeable de  $H$  le long du bord.

Les trois conditions permettent d'assimiler la région entre le patch et le plan de masse à une cavité délimitée par des murs électriques (patch et plan de masse) et des murs magnétiques [77, 85] comme illustré dans la figure I.4.b.



**Fig.I.4. Modèle de la cavité d'une antenne imprimée**

Le modèle de la cavité est capable de mettre en évidence les modes des ondes électromagnétiques qui peuvent être excités dans la structure [61, 83].

Chaque mode conduit à une distribution du courant sur le patch, et le diagramme de rayonnement peut être calculé en faisant rayonner ces courants. La nature des modes dépend de la forme du patch. On étudie le modèle d'un patch rectangulaire.

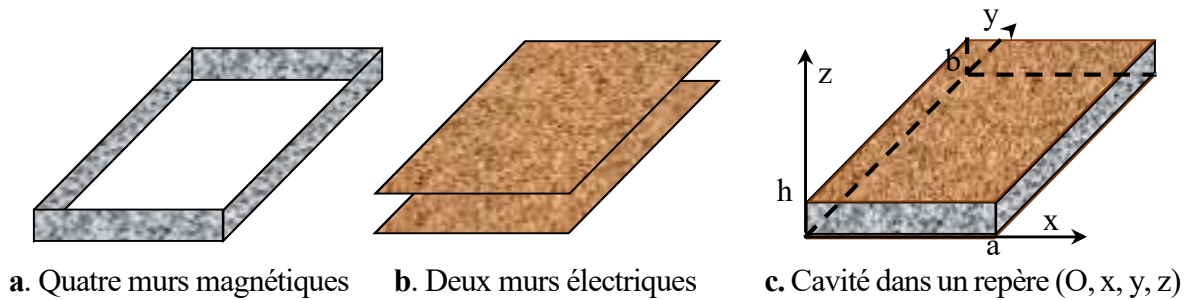
Dans le cas d'un patch rectangulaire, la cavité résonante est un parallélépipède ayant deux murs électriques parfaits (qui correspondent aux surfaces parfaitement conductrices), et quatre murs magnétiques parfaits (Figure. I.5) [61].

Les hypothèses qui vont être utilisées pour déterminer les modes qui s'installent dans cette cavité sont les suivantes :

- ❖ Les murs électriques dans les plans  $z = 0$  et  $z = h$  sont idéaux.
- ❖ Les murs magnétiques dans les plans (selon la forme de patch exemple un patch rectangulaire  $y = 0, y = b, x = 0, x = a$ ) sont idéaux.

- ❖ La hauteur  $h$  du patch au-dessus du plan de masse est très inférieure à la longueur d'onde  $\lambda$  correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (fréquence du mode excité).

Cette dernière hypothèse implique que les lignes de champ qui atteignent les conducteurs dans ces deux plans sont orthogonales à ces plans. De plus, la condition  $h \ll \lambda$  indique que le champ électromagnétique ne varie quasiment pas sur la hauteur  $h$ .



**Fig.I.5. Représentation des murs électriques et magnétiques dans le modèle de la cavité (patch rectangulaire)**

En rassemblant ces conclusions, le champ électrique interne dans la cavité ne peut être orienté que selon  $Oz$ , et doit être constant sur une ligne de champ entre les deux plans parfaitement conducteurs et les lignes de champ sont parallèles.

On rappelle qu'il n'existe pas de composante de champ magnétique selon  $Oz$  ce qui implique que les lignes de champ magnétiques sont parallèles au plan  $z = 0$ .

L'équation de propagation est donnée par [61] :

$$\frac{\partial^2 E_z(x,y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z(x,y)}{\partial y^2} + K^2 E_z(x,y) = 0 \quad (I.1)$$

La solution de l'équation différentielle (I.1) est de la forme suivante :

$$E_z(x,y) = [A \cdot \cos(K_x \cdot x) + B \cdot \sin(K_x \cdot x)] [C \cdot \cos(K_y \cdot y) + D \cdot \sin(K_y \cdot y)] \quad (I.2)$$

Où  $A, B, C$  et  $D$ , sont 4 constantes qui dépendent des conditions aux limites.

Les conditions aux limites sur les murs magnétiques parfaits imposent un champ magnétique tangentiel nul sur ces parois, soit :

$$B_x = 0 \quad \text{en } y = 0 \text{ et } y = b \quad (I.3)$$

$$B_y = 0 \quad \text{en } x = 0 \text{ et } x = a \quad (I.4)$$

En appliquant les conditions aux limites en prenant les constantes  $B$  et  $D$  nulles, le champ électrique s'écrit sous la forme suivante :

$$E_z(x, y) = A \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) = A \cos(K_x x) \cos(K_y y) \quad (I.5)$$

Et donc :

$$K_x = \frac{m\pi}{a} \text{ et } K_y = \frac{n\pi}{b} \quad (I.6)$$

Les composantes de champ magnétiques en utilisant les équations de Maxwell sont données par :

$$B_x(x, y) = A \frac{n\pi}{j\omega b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (I.7)$$

$$B_y(x, y) = -A \frac{n\pi}{j\omega a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (I.8)$$

Les entiers  $m$  et  $n$  indiquent l'ordre des modes qui s'excitent suivant les directions  $x$  et  $y$ . Le mode suivant la direction  $z$ , correspondant à un entier  $p = 0$ , car tous les champs sont constants suivant cette direction.

Le champs électrique se propage selon  $x$  et  $y$  donc le nombre d'onde devient :

$$K^2 = K_x^2 + K_y^2 \quad (I.9)$$

La relation de la dernière équation permet de calculer la fréquence de résonance de chacun de ces modes. En remplaçant avec les expressions de  $k_x$  et  $k_y$  données par l'équation (I.6) dans (I.9), la fréquence de fonctionnement de l'antenne sera [77]:

$$K^2 = \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (I.10)$$

$$K^2 = \omega^2 \varepsilon \mu = 4\pi^2 f^2 \varepsilon \mu \quad (I.11)$$

D'où l'on déduit :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (I.12)$$

En pratique, le mode le plus utilisé est le mode  $(m, n, p) = (1, 0, 0)$  où  $(m, n, p) = (0, 1, 0)$ . On rappelle que l'entier  $p$  qui est associé à la direction  $Oz$  est toujours pris égal à 0, car les composantes de champ électromagnétique sont constantes à l'intérieur de la cavité.

Les expressions des champs correspondantes au mode fondamental ( $1, 0, 0, m = 1$  et  $n = 0$  dans les équations : (I.5), (I.7), (I.8), et  $A = 1$ ) sont les suivantes :

$$E_z(x, y) = \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (I.13)$$

$$B_x(x, y) = 0 \quad (I.14)$$

$$B_y(x, y) = j \frac{\pi}{\omega a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \quad (I.15)$$

Pour ce mode, les champs ne dépendent pas de  $y$  et sont donc constants suivant cette direction.

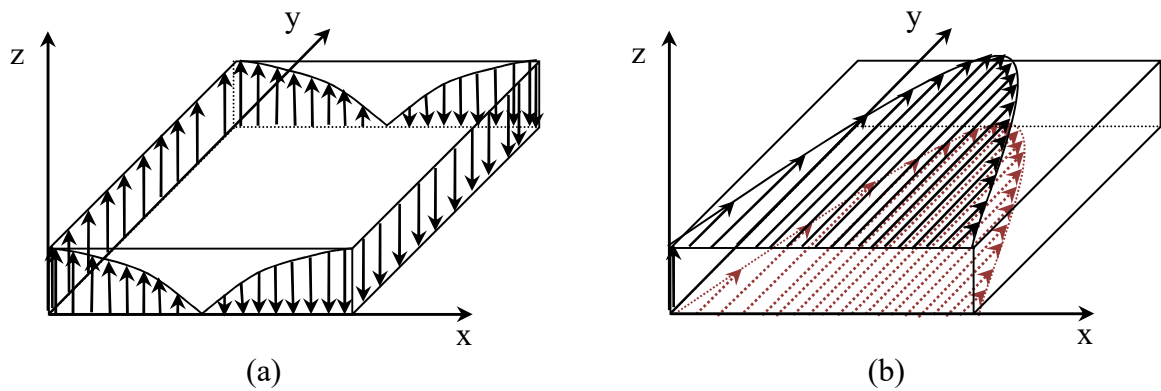


Fig.I.6. Représentation du champ électrique dans la cavité en mode (a)  $TM_{1,0,0}$  et en mode (b)  $TM_{0,1,0}$ .

Les figures I.6.a et I.6.b donnent une représentation des champs électriques et magnétiques pour les modes fondamentaux. Ces dernières montrent une quadrature temporelle ( $j$ =la racine carré de  $-1$ ) entre les champs électriques et magnétiques traduit les échanges d'énergie sous les formes électriques et magnétiques dans la cavité.

### I.3.2. Modèle par ligne de transmission (TLM)

Les patches rectangulaires et carrés ont une forme physique dérivée des lignes de transmission microrubans. Par conséquent, ces antennes peuvent être modélisées comme des sections de lignes de transmission microrubans. De même, les patches en forme circulaires, anneaux, secteurs de disque, secteurs d'anneaux peuvent être modélisés en sections de lignes de transmission radiales [82, 88]. Le modèle est simple dans l'analyse et permet de comprendre le fonctionnement d'une antenne patch et de déterminer des formules analytiques de leur rayonnement et de leur impédance d'entrée [78, 86]. Dans ce modèle [78, 90, 91], l'élément rayonnant est considéré comme un résonateur d'une ligne de transmission

sans aucune variation de champ transversal. Le résonateur est limité par deux fentes. Les champs frangeants aux fentes sont la source principale du rayonnement (considérée). Initialement l'inconvénient de ce modèle est sa précision [60, 78] car tous les types de configurations ne peuvent pas être analysés puisqu'il ne prend pas en compte la variation du champ dans la direction orthogonale de propagation [60].

Une représentation de cette structure et leur schéma électrique équivalent sont donnés dans les figures I.7 (alimentation par ligne microruban) et I.8 (alimentation par sonde). Comme on a dit, le patch rayonnant est représenté par deux fentes séparées par sa longueur. A l'origine, ce modèle a été proposé pour des patches rectangulaires, mais il a ensuite été étendu à toutes les formes généralisées de patches [60]. La ligne de transmission est caractérisée par une impédance caractéristique  $Z_c$  (admittance  $Y_c$ ) et une constante de propagation  $\beta$ , qui seront calculées en fonction des dimensions du patch et des paramètres du substrat [88].

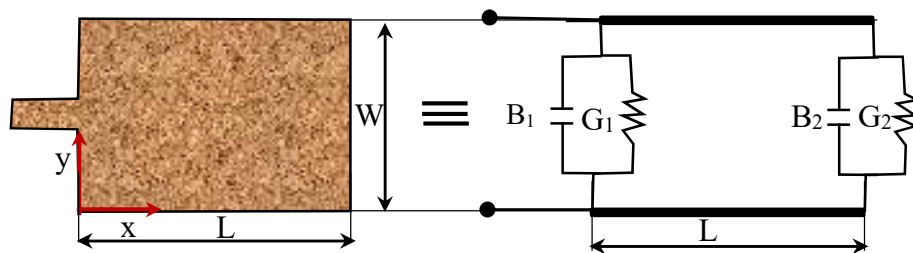


Fig.I.7. Patch rectangulaire avec alimentation par ligne microbande et son modèle équivalent

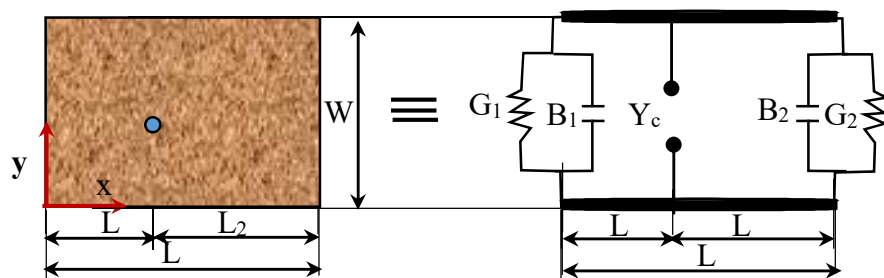


Fig.I.8. Patch rectangulaire avec alimentation par sonde et son modèle équivalent

On considère un patch rectangulaire (figure I.7) de largeur  $W$  et de longueur  $L$ , les limites de ce patch sont décrites par quatre murs/arêtes à  $x=0$ ,  $x=L$ ,  $y=0$  et  $y=W$ . Les quatre bords du patch sont classés en type, rayonnant ou non rayonnant en fonction de la variation du champ sur leur longueur. La classification est basée selon les variations lentes des champs sur les longueurs.

La similitude entre la ligne de transmission et le patch est illustrée dans la figure I.9. Les lignes de champ électrique typiques sont représentées dans la figure I.9.b. Comme le montre la figure (ligne de transmission microruban non homogène composée de deux diélectriques, le substrat et l'air), la plupart des lignes de champ électrique résident dans le substrat et des parties de certaines lignes existent dans l'air [74]. Comme  $W/h \gg l$  et  $\epsilon_r \gg 1$ , les lignes de champ électrique se concentrent principalement dans le substrat [60].

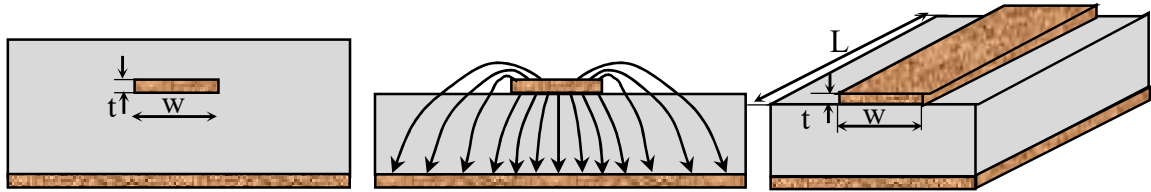


Fig.I.9. (a) diélectrique équivalent (b) lignes de champ électrique (c) Ligne microruban

Dans ce cas, l'effet des bords fait que la ligne microruban semble plus large électriquement par rapport à ses dimensions physiques. Puisque certaines des ondes se trouvent dans le substrat et d'autres dans l'air, une constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  est introduite pour tenir compte de l'effet des bords, est intégrée dans un seul diélectrique, comme le montre la figure I.9.a. Donc la ligne équivalente possède une hauteur supérieure à la hauteur effective avec une constante diélectrique effective ( $\epsilon_{eff}$ ) donnée par [60, 71, 74, 77, 78, 83, 86, 91] :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \text{ avec } : \frac{w}{h} > 1 \quad (I.16)$$

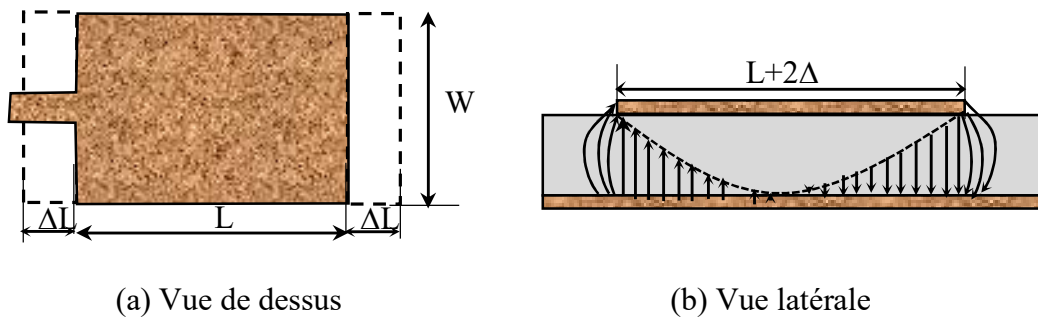


Fig.I.10. Longueurs physique et effective d'un patch microruban rectangulaire.

En raison des effets des bords, le patch de l'antenne microruban semble électriquement plus grand que ses dimensions physiques. Pour le plan principal  $E$  (plan  $xy$ ), ceci est illustré à la figure I.10 où les dimensions du patch (sur sa longueur) ont été étendues à chaque extrémité d'une distance  $\Delta L$ , cette correction  $\Delta L$  est donnée par [60, 71, 74, 78, 91, 92] :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{eff}+0.3)\left(\frac{h}{w}+0.264\right)}{(\varepsilon_{eff}-0.258)\left(\frac{h}{w}+0.8\right)} \quad (I.17)$$

Puisque la longueur du patch a été étendue de  $\Delta L$  de chaque côté, la longueur effective du patch est maintenant est ( $L = \lambda/2$  pour le mode dominant  $TM_{010}$  sans effet de bord) [60, 74, 78, 86, 91] :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (I.18)$$

La longueur effective :  $L_{eff}$  est donnée par [62, 66, 71, 72, 73, 74, 78, 82, 86] :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f} \varepsilon_{eff}^{-1/2} \quad (IV.19)$$

Avec :  $c$  : vitesse de la lumière.

Ce qui concerne la fréquence de résonance de l'antenne microruban (Pour le mode dominant  $TM_{010}$ ) est généralement donnée par [60, 71, 74] :

$$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (I.20)$$

Pour tenir compte de l'effet de bord, on doit modifier la formule qui sera comme suit [60] :

$$(f_{rc})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{eff}}\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}} = q \frac{c}{2L\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (I.21)$$

$$\text{Avec : } q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}$$

Le facteur  $q$  est appelé facteur de bord (facteur de réduction de la longueur). Lorsque la hauteur du substrat augmente, l'effet de bord augmente également, ce qui entraîne une plus grande séparation entre les rayonnants des bords et des fréquences de résonance plus basses.

D'une façon générale, pour une antenne patch rectangulaire Microstrip, la fréquence de résonance pour le mode  $TM_{mn}$  est donnée par James et Hall [60, 74] comme suit :

$$f_r = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \left[ \left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{1/2} \quad (I.22)$$

Pour une radiation efficace, une largeur pratique qui conduit à de bons rendements de rayonnement sera [60, 71, 74, 78, 86] :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (I.23)$$

Les admittances équivalentes des fentes, 1 et 2 de largeur  $W$  sont données par [60] :

$$Y_1 = G_1 + jB_1 \text{ et } Y_2 = G_2 + jB_2 \quad (I.24)$$

Avec [78] :

$$G_1 = G_2 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right], \text{ si } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (I.25)$$

$$B_1 = B_2 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)], \text{ si } \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (I.26)$$

Avec  $G_1$  est la conductance associée à la puissance rayonnée au bord, et  $B_1$  est la susceptance due à l'énergie stockée dans le diélectrique près du bord.

L'effet des champs rayonnants aux bords non rayonnants ( $y = 0$ , et  $W$ ) est inclus dans la détermination de la constante de phase  $\beta$ . Ces propriétés nous permettent d'avoir le schéma électrique illustré dans la figure I.10.

La constante de phase  $\beta$  est donnée par [91] :

$$\beta = 2\pi \sqrt{\epsilon_{eff} / \lambda_0} \quad (I.27)$$

Une fois la permittivité effective connue, l'impédance caractéristique  $Z_c$  de la ligne microruban correspondante au patch est donnée par [60, 71, 77, 78] :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[ \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right], & \text{si } \frac{W}{h} < 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[ \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, & \text{si } W/h > 1 \end{cases} \quad (I.28)$$

La hauteur  $h$  du substrat, peut être choisie avant ou après avoir calculé la fréquence de fonctionnement de l'antenne, mais il doit répondre à la condition suivante [71, 78, 93] :

$$\frac{h}{\lambda} \leq \frac{0.3}{2\pi \sqrt{\epsilon_r}} \quad (I.29)$$

L'admittance d'entrée au niveau de la fente 1 (le bord ou l'arrête  $x=0$ ,  $0 < y < W$ ) (figure I.7) est donnée par [59, 78] :

$$Y_{in} = Y_1 + Y_{1r} \quad (I.30)$$

Avec,  $Y_{1r}$  l'admittance de la fente 2 (le bord ou l'arrête  $x=L$ ,  $0 < y < W$ ) ramenée (transférée) à la fente 1 (d'une distance  $L$ ) qui est donnée par [78] :

$$Y_{1r} = Y_c \frac{G_2 + jB_2 + jY_c \tan(\beta L)}{Y_c + j(G_2 + jB_2) \tan(\beta L)} = Y_c \frac{G_1 + jB_1 + jY_c \tan(\beta L)}{Y_c + j(G_1 + jB_1) \tan(\beta L)} \quad (I.31)$$

Donc L'admittance d'entrée sera [92] :

$$Y_{in} = Y_c + Y_c \frac{G_1 + jB_1 + jY_c \tan(\beta L)}{Y_c + j(G_1 + jB_1) \tan(\beta L)} \quad (I.32)$$

On rappelle :

$Y_c = 1/Z_c$  : L'admittance caractéristique de la ligne microruban

A la résonance, l'admittance de l'antenne est réelle, donc [59, 87, 92] :  $\tan(\beta L) = \frac{2Y_c}{B_1^2 + G_1^2 - Y_c^2}$

$$Y_{in} = 2G_1 \quad (I.33)$$

Lorsque  $L$  vaut environ  $0,5\lambda$  (généralement entre  $0,48\lambda$  et  $0,49\lambda$  [59]), la susceptance du dernier terme est la négative de celle du bord d'entrée. L'admittance d'entrée (l'impédance d'entrée) donc, devient entièrement réelle. Ceci définit la fréquence de fonctionnement du patch. On dit que le patch est résonant à cette fréquence.

Le point de l'emplacement de l'alimentation peut être utilisé pour contrôler l'impédance d'entrée de l'antenne [66]. L'admittance d'entrée au niveau de point d'alimentation (figure I.8) est donnée par [92] :

$$Y_{in} = Y_c \left( \frac{Y_1 + jY_c \tan(\beta L_1)}{Y_c + jY_1 \tan(\beta L_1)} + \frac{Y_1 + jY_c \tan(\beta L_2)}{Y_c + jY_1 \tan(\beta L_2)} \right) \quad (I.34)$$

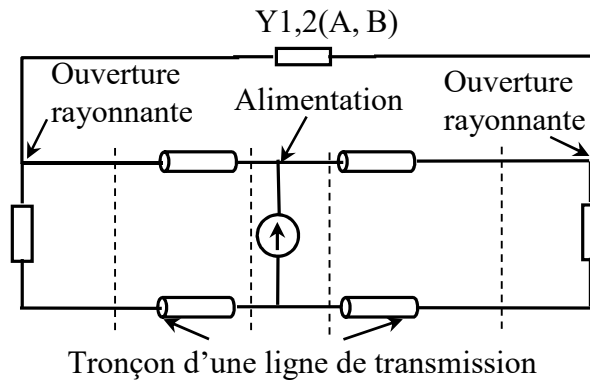


Fig.I.11. Circuit équivalent basé sur les théories GTLM pour une antenne microbande planaire rectangulaire(ou quelconque)- alimenté par sonde.

La méthode TLM, dans sa forme originale, ne s'applique qu'aux antennes planes rectangulaires ou carrées. La méthode TLM est relativement simple mais sa précision de l'analyse peut être rendue comparable à celle d'autres méthodes plus complexes [94]. Bhattacharyya et R. Garg [90, 95, 96] ont proposé la théorie du modèle de la ligne de transmission généralisé (Generalized transmission line model : GTLM). Chaque section de la ligne de transmission est remplacée par un réseau en  $\pi$ . L'effet des ouvertures dans la direction perpendiculaire à la direction de propagation est inclus. La prise en considération de l'effet mutuel entre les deux bords comme présenté par la figure 1.11 par la méthode TLM peut également être calculé en un temps relativement court [94, 95].

### I.3.3. L'approche Full-wave

L'analyse Full-wave, en français L'analyse Pleine-onde c'est à dire l'utilisation de l'onde complète dans l'analyse. L'approche consiste à résoudre l'ensemble des équations de Maxwell sans aucune hypothèse de simplification. C'est la méthode la plus couramment utilisée dans le développement des solveurs électromagnétiques, tel que: Ansoft HFSS, Microwave Studio CST. L'approche Full-wave est une méthode numérique rigoureuse permettant d'analyser des structures à géométries quelconques, mais elle requiert fréquemment un temps de calcul et un espace importants. Elle est basée sur la résolution de l'équation électromagnétique en conservant toutes les composantes et en appliquant les conditions aux limites de problème à traiter [96].

L'analyse des composants RF par les méthodes analytiques citées avant, s'effectue principalement en utilisant l'approximation quasi-TEM. Cette approche est limitée et elle ne peut pas être utilisée pour des géométries microbandes arbitraires, ni pour un substrat à constante diélectrique élevée, et elles ne conviennent pas aux hautes fréquences [97].

Les longueurs, les largeurs, les épaisseurs de substrat et de patch ainsi leurs matériaux de fabrication, formes des patchs (de plus en plus complexes) sont les paramètres de conception (fréquence de travail est incluse). On ajoute à ces facteurs l'effet des ondes de surface, le couplage mutuel, l'anisotropie du substrat à inclure dans ces types de conception. Les techniques numériques sont les plus adéquates à ces types de conception qui peuvent prendre toute cette diversité sans aucune approximation. Certaines des méthodes numériques d'analyse des antennes microbandes rigoureuses sont énumérées ci-dessous [84] :

- ❖ La méthode des moments (MoM) ;
- ❖ La méthode des éléments finis (FEM) ;

- ❖ La technique du domaine spectral (SDT) ;
- ❖ La méthode du domaine temporel à différences finies (FDTD).

## I.4. Techniques d'alimentation

L'antenne est un élément passif, donc il faut l'alimenter en lui injectant un courant ou une onde électromagnétique. Pour cela, il existe différentes techniques d'alimentation qui peuvent être regroupées en deux grandes catégories, les alimentations par contact (par sonde, ligne microruban, ... etc.) et les alimentations par proximité (couplage électromagnétique, fente, ... etc.) [86]. On va citer dans ce qui suit, quelques types d'alimentations.

### I.4.1. Alimentation par contact

#### I.4.1.1. Alimentation par ligne microruban

Cette alimentation est introduite pour la première fois en 1970. Elle est faite par un contact direct à l'aide d'une ligne microruban qui facilite sa fabrication, en imprimant la ligne sur la même face du substrat que l'élément rayonnant [59, 60, 61, 71, 73, 78, 83, 84]. L'augmentation de l'épaisseur du substrat augmente les ondes de surface et le rayonnement parasite [59, 60]. Cette technique d'alimentation peut se faire soit par connexion directe dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément rayonnant (figure I.12.a) ou décalée par rapport à cet axe (figure I.12.b), soit en créant une encoche au niveau du point d'alimentation (figure I.12.c) [61, 88].

Cette structure engendre une modélisation simple et présente un inconvénient de générer un rayonnement parasite des lignes [80].

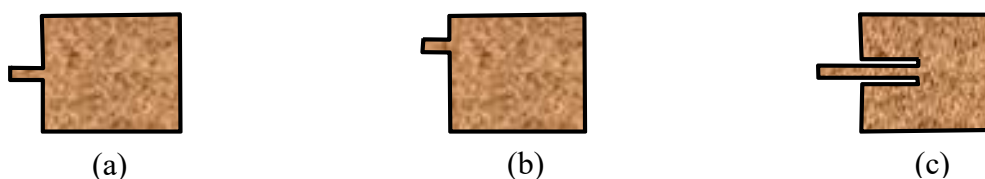
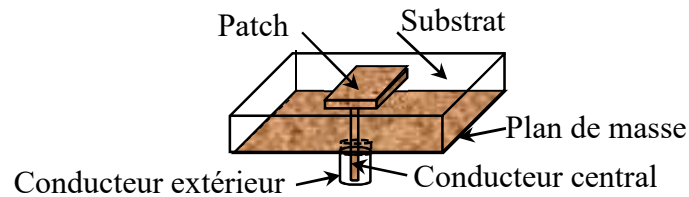


Fig.I.12. Alimentation par ligne microruban .a. Axiale, b. Décalée et c. Axiale avec encoche.

#### I.4.1.2. Alimentation par sonde coaxiale

L'utilisation de câble coaxiale pour alimenter le patch a été utilisée pour la première fois en 1970 [60]. Le conducteur interne du connecteur coaxial s'étend à travers le diélectrique et est soudé au patch rayonnant, tandis que le conducteur externe est connecté au plan de masse. Le principal avantage de ce type d'alimentation est que l'alimentation peut

être placée à n'importe quel endroit souhaité à l'intérieur du patch afin de correspondre à son impédance d'entrée comme le montre la figure I.13 [61, 71, 78, 80, 84, 92]. Ce type d'alimentation est très employé dans le cas de pavés monocouches.



*Fig.I. 13. Excitation par sonde coaxiale*

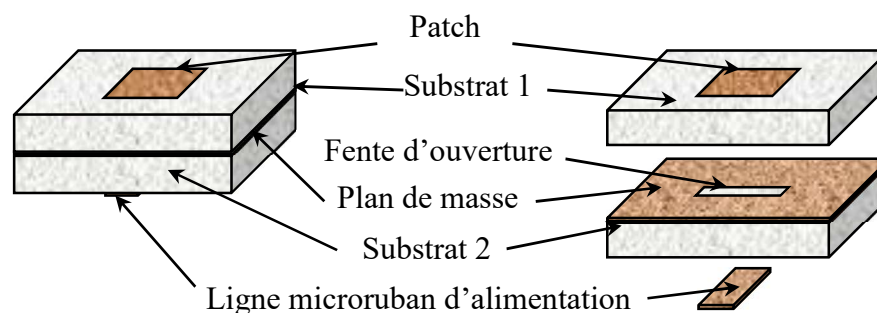
L'emploi de la sonde coaxiale en multicouches, est plus délicat expérimentalement car il faut percer le premier pavé. De plus, dans les deux cas, quand la fréquence augmente, la soudure n'est plus négligeable et elle est difficilement modélisable [60].

## I.4.2. Alimentation par proximité

### I.4.2.1. Alimentation couplée par ouverture

Ce type d'alimentation a été proposé par Pozar en 1985 [98], le patch rayonnant et la ligne d'alimentation sont séparés (par les substrats et le plan de masse) comme c'est indiqué sur la figure I.14. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par des ouvertures ou des fentes dans le plan de masse et dans les substrats) [2, 60, 61, 78, 80, 84]. Cette méthode nécessite un positionnement précis des fentes.

Généralement, les matériaux à permittivité élevée sont employés pour le substrat inférieur par contre les matériaux à faible constante diélectrique sont utilisés pour le substrat supérieur dans le but d'optimiser le rayonnement du patch.



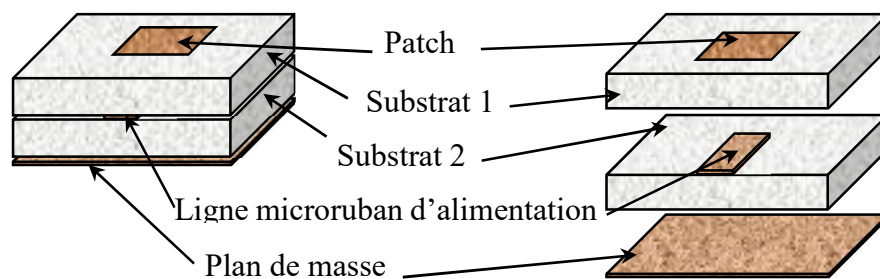
*Fig.I.14. Alimentation couplée par ouverture*

Ce type d'alimentation présente les caractéristiques suivantes [2, 60, 61, 80] :

- ❖ Elle offre la plus grande largeur de bande pour l'antenne. Cette méthode surmonte le problème du rayonnement d'alimentation ou de l'augmentation de l'inductance d'alimentation lorsque l'épaisseur du substrat augmente.
- ❖ Facile à modéliser.
- ❖ Choix de deux matériaux diélectriques, l'un pour l'antenne et l'autre pour la ligne d'alimentation afin d'optimiser les performances. Augmentation de la bande passante puisque l'épaisseur totale est augmentée.
- ❖ Difficile à fabriquer.

#### I.4.2.2. Alimentation couplée par proximité

Ce type d'alimentation est représenté par la figure I.15, deux substrats diélectriques sont employés de telle façon que la ligne d'alimentation soit entre les deux substrats et le patch est déposé sur le substrat supérieur [2, 61, 78, 80].



*Fig.I.15. Alimentation couplée par proximité*

Cette technique présente les caractéristiques suivantes [59, 60, 80, 92] :

- ❖ Surmonte le problème de la génération de modes d'ordre supérieur et offre une bande passante large pour l'antenne.
- ❖ Difficile à fabriquer.
- ❖ Plus facile à modéliser et a un rayonnement parasite modéré.
- ❖ L'énergie est couplée à travers la fente de la ligne d'alimentation au patch.
- ❖  $\epsilon_{r1}$  est élevé et  $\epsilon_{r2}$  est faible et le diélectrique est épais.
- ❖ Le plan de masse isole également la ligne d'alimentation du patch (rayonnement) et minimise les interférences du rayonnement parasite pour la formation du diagramme de rayonnement et la pureté de la polarisation.

- ❖ La conception peut être optimisée en utilisant les facteurs suivants.
  - Paramètres électriques du substrat.
  - Largeur de la ligne d'alimentation.
  - Taille de la fente.
  - Positionnement de la fente.
- ❖ La mise en correspondance du patch et la ligne d'alimentation, est effectuée en contrôlant la largeur de la ligne d'alimentation et la longueur de la fente.
- ❖ La conception peut être modélisée en utilisant la théorie de Bethe.

#### I.4.2.3. Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert

L'alimentation, par ligne microruban en circuit ouvert comme illustrée dans la figure I.16 [2, 59], est caractérisée par un procédé technologique plus simple ; c'est la gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation. Cette structure présente l'inconvénient d'ajouter le rayonnement parasite du circuit de distribution à celui de l'antenne et exige un paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne [85].

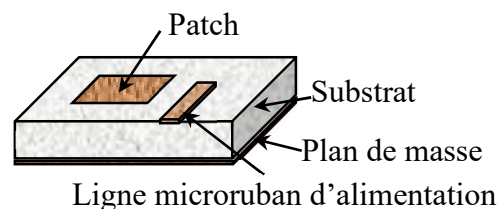


Fig.I.16. Alimentation par ligne microruban en circuit ouvert

### I.5. La polarisation des antennes imprimées

Il existe plusieurs types de polarisation tels que la polarisation linéaire, la polarisation circulaire et la polarisation elliptique. La polarisation linéaire est très simple à générer et est utilisée dans la radiodiffusion, les téléphones mobiles et dans de nombreuses applications de la radio classique. Par contre la polarisation circulaire présente des propriétés uniques, qui sont utilisées dans les systèmes radio à haute performance.

La polarisation linéaire peut être réalisée en utilisant les méthodes de patch couplé, des fentes et une seule alimentation [2, 60, 61]. La polarisation circulaire se produit lorsque deux signaux de même amplitude et sont déphasés de  $90^\circ$ . Habituellement, les méthodes

utilisées pour obtenir une polarisation circulaire sont les fentes, double couche, le patch à ouverture couplé et les méthodes des alimentations simple et double [62, 64, 65, 66].

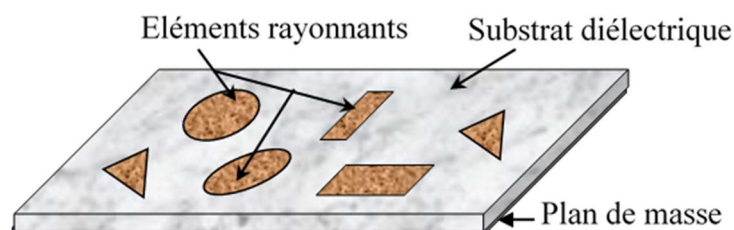
## I.6. Réseaux d'antennes imprimées

L'antenne patch à un seul élément rayonnant peut répondre aux exigences souhaitées de nombreuses applications. Mais certaines caractéristiques telles que, le gain et la directivité élevés, faisceau à balayage, changement de l'orientation en temps réel, diagramme de rayonnement multifaisceaux, et zéros rayonnement dans certaines directions (le cas des antennes micro-ondes) ne sont possibles que lorsque des antennes (éléments rayonnants : les patches) sont regroupés pour former les antennes réseaux. Les éléments d'un réseau peuvent être répartis dans l'espace pour former un réseau linéaire, plan [60, 61, 99, 4].

### I.6.1. Description d'un réseau d'antenne imprimée

Un réseau d'antennes imprimées est une antenne imprimée constituée de plus d'un seul patch c'est-à-dire de plusieurs éléments rayonnants [60, 78, 99]. Les patches peuvent être déposés sur le même substrat (figure I.17) ou sur des substrats séparés (comme dans un réseau classique). Généralement les antennes élémentaires fonctionnent à la même fréquence et sont disposées périodiquement selon une ou plusieurs directions. Ce type d'antennes est destiné à remédier les insuffisances d'une antenne à un seul élément qui peut répondre à certaines exigences qu'imposent les nouvelles applications (gain et directivité élevés, niveau des lobes secondaires réduit, multi faisceaux... etc.) [60, 78, 99].

Les réseaux d'antennes sont actuellement utilisés dans de nombreuses applications personnelles, commerciales et militaires [60, 78, 99] comme : radars, radio mobile ou spatial.



*Fig.I.17. Présentation d'un exemple de réseau d'antennes microbandes*

La propriété la plus fondamentale du réseau est que son rayonnement est la superposition de manière constructive dans certaines directions et de manière destructive

dans d'autres directions des rayonnements des éléments [60, 99] pour former des diagrammes de rayonnements particuliers. Chaque élément (patch) est une source de courant électrique ou magnétique, qui donne lieu à un champ rayonné, solution des équations de Maxwell [99]. Dans la conception d'un réseau, les paramètres de contrôle utilisés pour façonner le diagramme global sont [60, 78, 99] :

- ❖ La géométrie du réseau : linéaire, rectangulaire, circulaire, surfacique...
- ❖ L'espace relatif entre chaque élément (à la conception et après quand c'est possible),
- ❖ L'amplitude de l'excitation de chaque élément,
- ❖ La phase appliquée à chaque excitation,
- ❖ Le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.
- ❖ La polarisation de chaque élément,
- ❖ Le nombre des éléments (généralement à la conception).

La mise en réseau des éléments rayonnants permet l'augmentation du gain [60, 61, 78, 99]. Théoriquement, l'utilisation de  $N$  éléments permet de multiplier le gain élémentaire par  $N$ .

Le réseau linéaire contrôle le diagramme dans un plan et le réseau planaire peut contrôler la forme du faisceau dans les deux plans principaux qui forment des faisceaux en forme de crayon (étroit) [99].

Les antennes réseaux peuvent être groupées comme suit [60, 61, 99, 4] :

- ❖ Les réseaux linéaires : alignement des sources sur une droite,
- ❖ Les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- ❖ Les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle,
- ❖ Les réseaux volumiques : les sources sont réparties dans un volume.

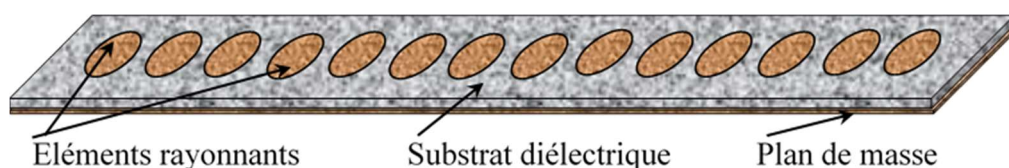
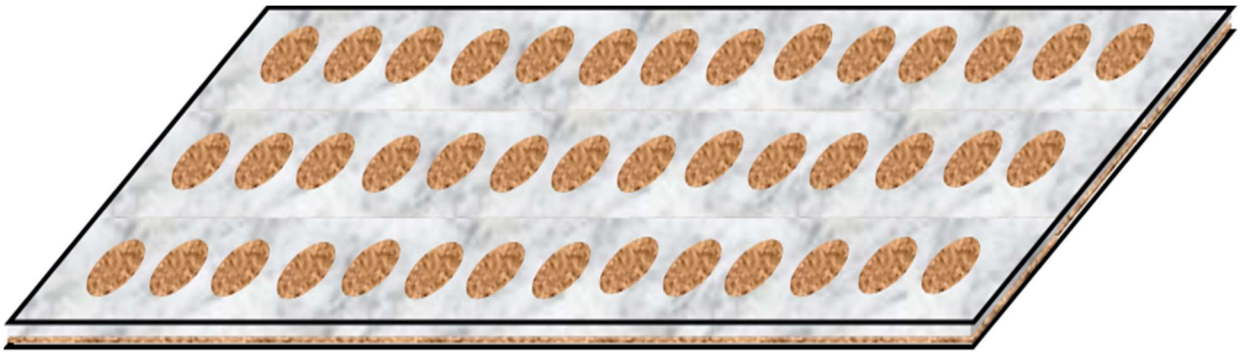


Fig.I.18. Réseau linéaire d'antennes imprimées

Un réseau linéaire est la géométrie la plus simple et la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux [99, 4]. La figure I.18 représente un réseau formé de 14 antennes alignées et séparées par une distance  $d_i$  (distances entre deux éléments). Si les éléments sont séparés et excités uniformément, le réseau est dit uniforme [99, 4].

Si les plaques rayonnantes (les patches) sont placées le long d'une grille rectangulaire pour former un réseau planaire [78, 99, 4]. Les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles dans le même plan, c'est la translation d'un réseau linéaire comme le montre la figure I.19 [99, 4]. Ils sont plus souples et peuvent fournir des modes plus symétriques avec des lobes latéraux faibles. De plus, ils peuvent être utilisés pour diriger le faisceau principal de l'antenne vers n'importe quel point dans l'espace [4, 99].



*Fig.I.19. Réseau planaire d'antennes imprimées*

D'autre part, l'étude de l'espacement entre les éléments est primordial car ce dernier agit directement sur le gain et la forme du rayonnement. L'écart idéal entre les sources pour négliger l'effet mutuel et obtenir un maximum de gains est compris entre  $0,25$  et  $2 \lambda$  [12]. En effet, une distance plus petite induit un phénomène de couplage entre les sources et une distance plus grande fait apparaître des lobes de réseaux.

Le réseau circulaire est constitué d'éléments rayonnants identiques placés sur un cercle. En raison de leur géométrie, ces réseaux sont éminemment convenables pour les applications radar et les communications sans fil où l'on désire une couverture de  $360^\circ$  dans la plan azimutal.

Les réseaux d'antennes peuvent être photogravés sur le substrat, ainsi que leurs réseaux d'alimentation et les microrubans fournissent des connexions faciles aux dispositifs actifs et permettent de placer des préamplis ou des émetteurs distribués à côté des éléments rayonnants. Les circuits microbandes permettent une grande variété d'antennes grâce à l'utilisation des techniques simples de la photogravure.

## I.6.2. Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées

Le circuit d'excitation peut prendre plusieurs architectures. On distingue deux types, série et parallèle qui peuvent être simple ou complexe selon la conception (plus de détails dans les références suivantes) [77, 78, 83, 4]. Un exemple d'alimentations série est illustré dans la figure I.20 et un exemple d'alimentations parallèle dans la figure I.21.

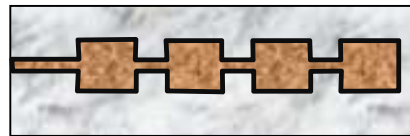


Fig.I.20. Alimentation série d'un réseau linéaire.

Un réseau parallèle (figure I.21.), sera plus encombrant qu'un réseau série (figure I.20). De plus, il est à noter qu'un réseau parallèle présente des longueurs de lignes supérieures et un plus grand nombre de coudes ce qui engendre d'avantage de pertes, en particulier dans le domaine millimétrique.

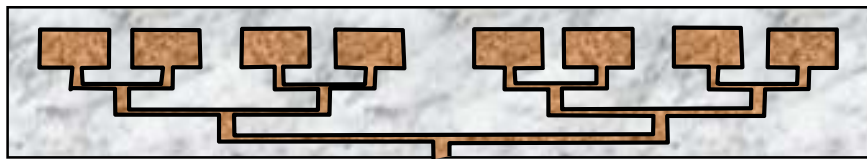


Fig.I.21. Alimentation parallèle d'un réseau linéaire.

Dans la figure I.20, des lignes de transmissions en série, excitent les éléments rayonnants [66, 78, 83, 4]. Chaque ligne présente à son entrée un déphaseur, qui lui-même est lié de façon orthogonale à un guide commun d'alimentation. La distance des branchements des lignes sur la ligne principale doit être uniforme, et les signaux doivent arriver en phase jusqu'aux déphaseurs pour ne pas s'induire dans des erreurs de phase.

## I.7. Avantages et inconvénients des antennes imprimées

### I.7.1. Avantages

Les antennes imprimées présentent de nombreux avantages comparées aux antennes micro-ondes classiques et leurs applications couvrent un large domaine de fréquence : 100 MHz à 100 GHz [59, 61]. Certains avantages sont les suivants [2, 61, 62, 71, 77, 78, 81, 83] :

- ❖ Faible poids, encombrement réduit et configurations conformes possibles,
- ❖ Faible coût de fabrication (permet la production massive),

- ❖ Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications,
- ❖ Antennes multi bandes, multi polarisations,
- ❖ Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit),
- ❖ Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne,
- ❖ De configuration de raboteuse à profil faible.
- ❖ Peuvent être rendus conformes aux surfaces planes et non planes.
- ❖ Ils sont faciles à mettre en œuvre sur l'appareil.
- ❖ Ils sont plus faciles à intégrer avec d'autres MIC (Monolithic Integrated Circuit),
- ❖ Les éléments sur le même substrat.
- ❖ Compacts pour une utilisation dans la communication mobile personnelle.
- ❖ Ils permettent des opérations à double et triple fréquence.
- ❖ Ils agissent comme un radiateur efficace.
- ❖ Ils ont une faible section efficace de diffusion.
- ❖ Ils sont mécaniquement robustes lorsqu'ils sont montés sur des surfaces rigides.
- ❖ Résistants aux chocs et aux vibrations.
- ❖ Sont bien compatibles avec des antennes intégrées dans les appareils sans fil portables.

### **I.7.2. Inconvénient**

Ces antennes souffrent d'un certain nombre d'inconvénients par rapport aux antennes conventionnelles [2, 61, 62, 71, 77, 78, 81, 83] :

- ❖ La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan,
- ❖ Les niveaux de gain obtenus avec des réseaux d'antennes imprimées s'approchent des 30 dB, cette valeur est légèrement inférieure à ceux des lentilles et très inférieure à ceux des paraboles.
- ❖ Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques),
- ❖ Supportent uniquement des faibles puissances,

- ❖ Pertes de rayonnement par ondes de surfaces (Excitation des ondes de surface).
- ❖ Faible efficacité.
- ❖ Ils ont une faible isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation.
- ❖ Structure d'alimentation complexe requise pour les baies hautes performances.
- ❖ Grande perte ohmique dans la structure d'alimentation des tableaux.
- ❖ Rayonnement étranger provenant de l'alimentation et des jonctions.

Ces limitations sont connues depuis plusieurs années et des progrès considérables ont été réalisés pour améliorer les performances des antennes patch. Notamment, leur bande passante peut être augmentée jusqu'à 70 % en utilisant une configuration multicouche et leur gain peut s'accroître de 30 % en mettant en réseau plusieurs antennes.

## **I.8. Les applications des antennes imprimées**

A cause du développement technologique dans les domaines des télécommunications et les recherches scientifiques continues concernant les antennes imprimées, l'utilisation des antennes micro-ondes classiques devient incapable de répondre à ces exigences. Pour cette raison, les antennes microbandes remplacent les antennes classiques dans la plupart des applications. Parmi ces applications on cite [2, 61, 71, 77, 83, 99] :

- ❖ Les télécommunications par satellites,
- ❖ La télémessure par missile,
- ❖ Les équipements portatifs,
- ❖ Les éléments d'alimentation dans les antennes complexes,
- ❖ Les récepteurs satellite de navigation.

## **I.9. Conclusion**

Ce chapitre a fait l'objet d'une étude générale sur les antennes imprimées. Après la description de la structure de ces antennes, on a présenté leurs techniques de modélisation qui se répartissent en deux catégories ; les méthodes analytiques et l'approche Full-wave. Les méthodes analytiques permettent de comprendre le mécanisme de fonctionnement de ces antennes. Elles permettent leurs dimensionnements, ce qui permet surtout de gagner beaucoup de temps dans la phase de conception par l'approche Full-wave en utilisant les

logiciels commerciaux. Puis, on a donné un aperçu sur leurs techniques d'alimentation les plus utilisées.

Ensuite, on s'est intéressé à la mise en réseau de ces antennes à savoir leurs, description, techniques des alimentations, avantages, inconvénients et leurs domaines d'utilisation.

## *Chapitre II*



### *Correction des défaillances des réseaux d'antennes linéaires*

<i>II.1. Introduction.....</i>	<i>34</i>
<i>II.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire .....</i>	<i>35</i>
<i>II.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire défectueux.....</i>	<i>36</i>
<i>II.4. Algorithme des Loups Gris (GWO).....</i>	<i>38</i>
<i>II.5. Correction de facteur de groupement d'un réseau linéaire.....</i>	<i>43</i>
<i>II.6. Resultats et discussion .....</i>	<i>45</i>
<i>II.7. Comparaison avec la littérature .....</i>	<i>56</i>
<i>II.8. Conclusion.....</i>	<i>63</i>

# Chapitre II : Correction des défaillances des réseaux d'antennes linéaires

## II.1. Introduction

Les réseaux d'antennes en générale et les réseaux d'antennes imprimées en particulier sont très utilisés dans les communications sans fil et ne cesse de croitre [100, 101, 102, 103, 104]. Dans de nombreuses applications telles que les systèmes de communication par satellite et radar, des diagrammes de rayonnement hautement directifs sont nécessaires, généralement générés [43, 60, 105, 106]. Comme on a présenté dans le chapitre précédent, un diagramme de rayonnement dépend des amplitudes et des phases des excitations et des inter-espacements entre les éléments du réseau d'antennes. Dans ce domaine, différentes méthodes analytiques et numériques ont été évaluées et appliquées pour faire face à ce problème [107]. Mais la situation devient problématique si un ou plusieurs éléments du réseau d'antennes sont endommagés. Ces défaillances affectent le diagramme de rayonnement, ce qui dégrade les caractéristiques de l'ensemble du réseau en termes d'augmentation des niveaux de lobes latéraux (Side lobe level : SLL), de diminution du gain et de la directivité (Half power beam width : HPBW) de l'antenne et le décalage des zéros de rayonnement (Nulling depth level : NDL) [105, 106].

Dans le processus de compensation de défaillance des éléments endommagés, les excitations des éléments fonctionnels restants sont réajustées pour reformer le diagramme aussi similaire que possible à l'original. Dans la littérature ouverte, de nombreuses techniques numériques et informatiques ont été appliquées avec succès pour rectifier les dommages causés au fonctionnement du réseau [43, 47, 48, 107, 108]. Par exemple, l'application de l'Algorithme Génétique (AG) pour réduire le SLL du diagramme de rayonnement d'une antenne réseau endommagée a été proposée dans [47]. Cependant, certains aspects tels que le temps de calcul important et le minimum local semblent ne pas être pris en compte ce qui cause des problèmes très importants difficilement traités. Pour la réduction de SLL d'un diagramme de rayonnement d'un réseau défaillant, Grewal, N et al [51] ont utilisé la méthode d'Algorithme de Firefly (Firefly Algorithm); tandis que Ramsdale et Howerton [53] ont étudié l'effet de défaillance d'un élément sur le niveau des lobes secondaires d'un réseau linéaire. Sim et Er [54] traitent la réduction de la SLL, causée par les éléments défectueux d'un réseau quelconque. Dans ce travail, le traitement de problème

de la correction d'un réseau linéaire défectueux par l'algorithme des Loups Gris (GWO) est considéré. Le réajustement des amplitudes et les phases des excitations des éléments fonctionnels (non défectueux), peut améliorer les niveaux de lobes latéraux (SLL) et également maintenir la directivité. Le problème de l'effet de position de l'élément défaillant est également évoqué. Le point principal de l'utilisation de la technique GWO est sa facilité de mise en œuvre et sa haute performance de calcul. Pour évaluer l'efficacité de cette méthode, différents scénarios, sous forme d'études de cas, ont été réalisés. Les résultats de simulation ont clairement montré l'utilité de l'algorithme proposé pour corriger la défaillance des réseaux d'antennes linéaires. Les résultats obtenus sont prometteurs en termes de performances et d'efficacité.

Après cette introduction, le chapitre est présenté comme suit : en commençant par un rappel sur les types des réseaux linéaires et une description des réseaux linéaires défectueux ainsi que leurs facteurs de groupement. En suit, on a décrit l'algorithme des Loups Gris (GWO) qu'on a utilisé pour corriger la défaillance d'un réseau d'antennes. La section suivante présente le processus de formulation et la méthodologie de correction du problème. Avant de clôturer le chapitre, on a présenté les résultats de la simulation et les discussions associées.

## II.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire

On considère un réseau linéaire constitué de  $n$  éléments alignés sur l'axe ( $x$ ) comme illustré dans la figure II.1, son facteur de groupement est donné par [60] :

$$AF = \sum_{i=0}^n I_i e^{j(kx_i \sin\theta + \beta_i)} \quad (\text{II.1})$$

Avec :

$n$  : nombre des éléments,  $I_i$  amplitude et  $\beta_i$  est la phase de courant de l'élément d'ordre  $i$ ,  $k$  ( $2\pi/\lambda$ ), est le nombre d'onde et  $\theta$  l'angle d'arrivée.

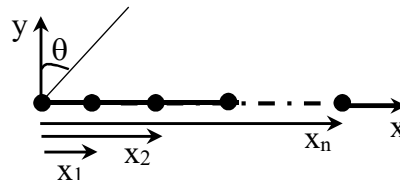


Fig.II.1. Réseau d'antennes linéaire

Pour le réseau linéaire (figure II.1), on peut distinguer deux types, un réseau impair (nombre des éléments est impair) et un réseau pair (nombre des éléments est pair).

La façon d'alimenter et de positionner les éléments d'un réseau linéaire peut jouer un rôle sur la formule de facteur de groupement d'un réseau linéaire (figure II.1). C'est-à-dire, si les éléments sont placés symétriquement par rapport à l'antenne du milieu (réseau impair, figure II.2) et par rapport à l'origine (réseau pair, figure II.3) et en plus tous les éléments symétriques (deux à deux) sont alimentés par la même excitation le réseau est dite symétrique.

Le facteur de groupement d'un réseau impair (figure II.2) symétrique linéaire est donné par :

$$AF = \begin{cases} I_0 + 2 \sum_{i=1}^n \cos(kx_i \sin\theta + \beta_i), & \text{si } \beta_0 = 0 \\ I_0 e^{j(\beta_0)} + 2 \sum_{i=1}^n \cos(kx_i \sin\theta + \beta_i) & \text{si } \beta_0 \neq 0 \end{cases} \quad (II.2)$$

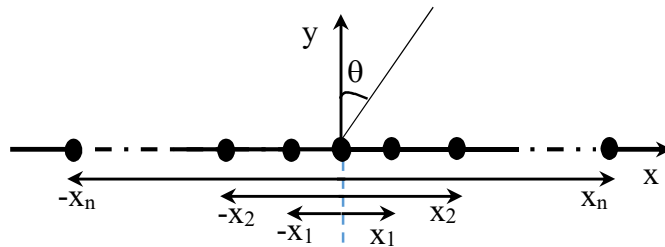


Fig.II.2. Réseau symétrique d'un réseau d'antennes linéaire impair

Le facteur de groupement d'un réseau pair symétrique linéaire (figure II.3) est donné par :

$$AF = 2 \sum_{i=1}^n \cos(kx_i \sin\theta + \beta_i) \quad (II.3)$$

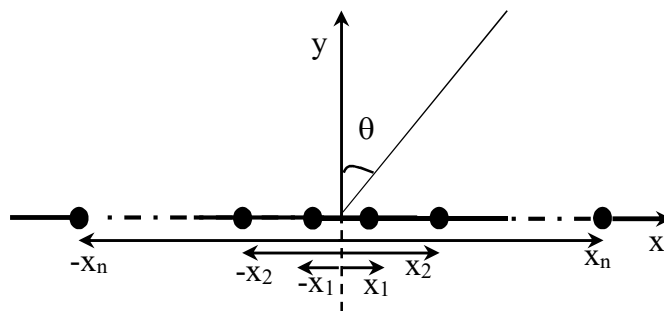


Fig.II.3. Réseau symétrique d'un réseau d'antennes linéaire pair

### II.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire défectueux

Comme nous avons vu dans la section précédente, on a trois types de réseau linéaire d'antennes. On suppose que certains éléments d'un réseau linéaire dont l'ordre :  $j, u, r, l, \dots$

sont complètement hors service (comme s'ils n'existent pas). Les facteurs de groupement correspondants sont présentés dans ce qui suit.

### II.3.1. Facteur de groupement d'un réseau linéaire quelconque défectueux

Le réseau linéaire défectueux quelconque de  $n$  éléments est illustré dans la figure II.4., le facteur de groupement correspondant est donné par :

$$AF = \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq p}}^n I_i e^{j(kx_i \sin \theta)} \quad i, \text{ et } p \in \{j, u, r, l \dots\} \quad (II.4)$$

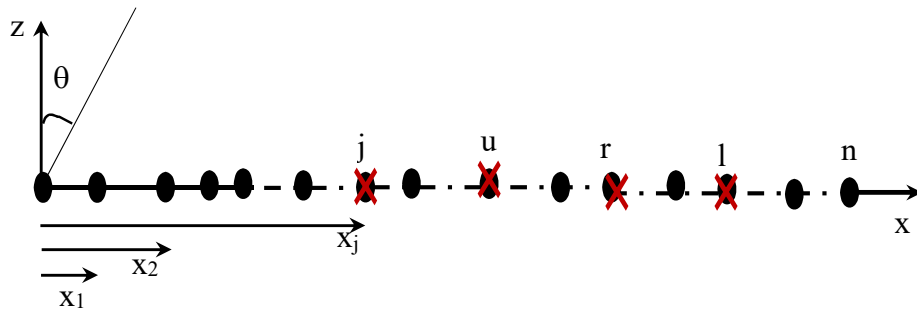


Fig.II.4. Réseau d'antennes linéaire quelconque défectueux

### II.3.2. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique impair défectueux

Le réseau linéaire défectueux impair symétrique de  $2n + 1$  éléments comme montre la figure II.5, le facteur de groupement correspondant est donné par:

$$AF = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq p}}^n I_i e^{j(kx_i \sin \theta + \beta_i)} \quad \text{et } p \in \{j, u, r, l \dots\} \quad (II.5)$$

Avec  $j, u, r, l \dots$  l'ordre des antennes défectueux qui peut-être positif ou négatif selon la position de l'antenne correspondante (à gauche de l'origine l'ordre est négatif et par contre à droite l'ordre est positif).

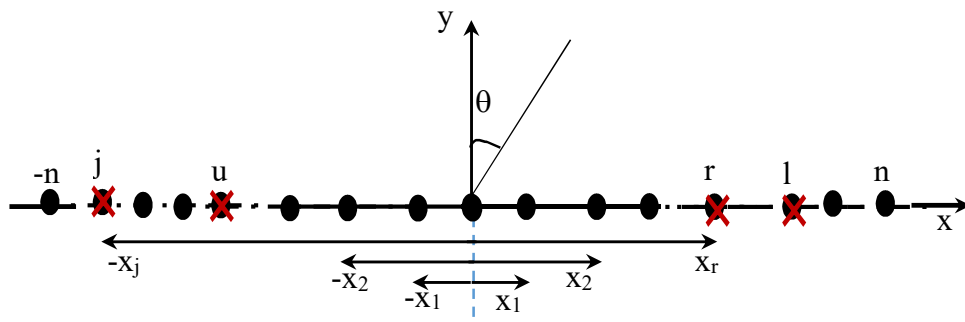


Fig.II.5. Réseau d'antennes linéaire symétrique impair défectueux

Quand les éléments défectueux sont symétriques deux à deux d'un réseau symétrique impair le facteur de groupement correspondant est donnée par :

$$AF = I_0 e^{j\beta_0} + 2 \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq p}}^n I_i \cos(kx_i \sin\theta + \beta_i), \text{ et } p \in \{j, u, r, l \dots\} \quad (\text{II.6})$$

### II.3.3. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique pair défectueux

Le réseau linéaire défectueux pair symétrique de  $2n$  éléments comme montre la figure II.6.

Le facteur de groupement d'un réseau linéaire défectueux pair symétrique correspondant, est donné par:

$$AF = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq p}}^n I_i e^{j(kx_i \sin\theta - \beta_i)}, \text{ et } p \in \{0, j, u, r, l \dots\} \quad (\text{II.7})$$

Dans ce cas aucune antenne n'est placée à l'origine.

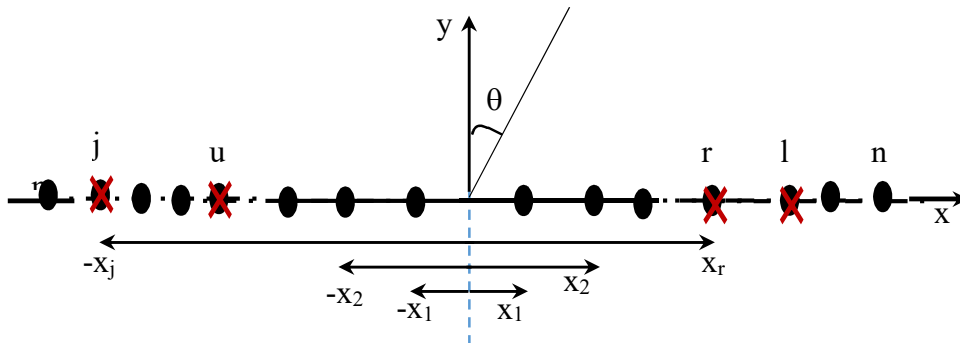


Fig.II.6. Réseau d'antennes linéaire défectueux symétrique pair

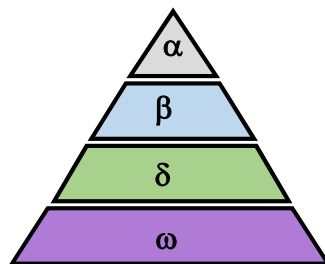
### II.4. Algorithme des Loups Gris (GWO)

Dans le processus de compensation de défaillance des éléments endommagés, les excitations des éléments non défectueux et/ou leurs positions peuvent être réajustées pour produire un diagramme de rayonnement aussi similaire que possible au diagramme original. A cet effet, on considère la méthode d'optimisation des loups gris. Cette méthode appartient à la classe méta-heuristique, car elle comprend de nombreuses variantes. En n'émettant aucune hypothèse à propos du problème, elle peut donc être appliquée à une large classe de problèmes [116]. Ce qui sera illustré dans ce qui suit par l'application de l'algorithme dans le processus de correction des réseaux d'antennes défectueux.

Les loups gris sont considérés comme des prédateurs apex, qui vivent en meutes de 5 à 12 individus [109, 110]. Leur vie sociale présente une hiérarchie dominante très stricte comme illustrée dans la figure II.7 [109, 110]. La meute (groupe : clan) est composée d'un chef qui se trouve au sommet de sa hiérarchie [110]. Les leaders (ou les chefs) sont dites des loups alphas qui dominent toute la meute et prennent les décisions pour la meute. Les loups alphas ( $\alpha$ ) sont suivis par les loups bêtas ( $\beta$ ) qui aident les alphas ( $\alpha$ ) à prendre les décisions tout en dominant le reste de la meute. Les loups deltas ( $\delta$ ) se situent juste derrière les betas dans la hiérarchie. Les loups omégas ( $\omega$ ) se trouvent au dernier rang en obéissant aux ordres venant du sommet de la hiérarchie [109, 110, 111]. Autrement dit, les loups omégas doivent obéir aux ordres des loups Alpha, Beta et Delta dans toutes les gestions du troupeau. Et ceci est très distinct dans la phase de la chasse.

La stratégie de chasse des loups gris, qui comprend [109] :

- ❖ L'approche, la traque et la poursuite de la proie
- ❖ Poursuivre, harceler et encercler la proie jusqu'à ce qu'elle cesse de bouger
- ❖ Attaquer la proie lorsqu'elle est épuisée



*Fig.II.7. Hiérarchie de dominance des loups gris (dominance décroissante de haut en bas)*

La stratégie hiérarchique et le mécanisme de chasse des loups gris sont exploités en 2014 par Mirjalili dans l'inspiration d'un algorithme d'optimisation dite Algorithme des Loups Gris (Gris Wolf Optimisation : GWO) [109, 110, 111].

L'imitation de la hiérarchie des loups gris par le classement des solutions (possibles) d'un problème d'optimisation en quatre groupes selon leur fonction d'évaluation (hiérarchie des loups gris). Les trois meilleures solutions sont dites Alpha ( $\alpha$ ), Beta ( $\beta$ ) et Delta ( $\delta$ ) respectivement. Le reste des solutions ont nommées Oméga ( $\omega$ ) qui varient en fonction des trois meilleures solutions ( $\alpha$ ,  $\beta$  et  $\delta$ ), comme dans le clan des gris.

La modélisation d'encercler de la proie par les loups gris se fait par les équations suivantes [109] :

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot (\vec{D}) \quad (\text{II.9})$$

La meilleure solution est appelée *alpha*( $\alpha$ ), la deuxième meilleure est *beta*( $\beta$ ) et la troisième meilleure est nommée *delta*( $\delta$ ). Les solutions candidates restantes sont toutes considérées comme des *omégas*( $\omega$ ). Tous les omégas devraient suivre les types dominants de loups gris pendant la recherche et la chasse. Le comportement des loups est modélisé mathématiquement comme suit:

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \quad (\text{II.8})$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot (\vec{D}) \quad (\text{II.9})$$

où t indique l'itération courante,  $\vec{X}_p$  est le vecteur des positions de la proie,  $\vec{X}$  indique le vecteur des positions des loups gris,  $\vec{A}$  et  $\vec{C}$  sont les vecteurs des coefficients et sont calculés comme suit:

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (\text{II.10})$$

$$\vec{C} = 2 \cdot \vec{r}_2 \quad (\text{II.11})$$

Où les composantes de  $\vec{a}$  sont linéairement décroissantes de 2 à 0 sur les itérations exécutées et  $\vec{r}_1$ ,  $\vec{r}_2$  sont des nombres aléatoires dans  $[0,1]$ . Les équations pour renouveler la position sont présentées comme suit:

$$\vec{D}_\alpha = |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X}|$$

$$\vec{D}_\beta = |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X}| \quad (\text{II.12})$$

$$\vec{D}_\delta = |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X}|$$

$$\vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot (\vec{D}_\alpha)$$

$$\vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot (\vec{D}_\beta) \quad (\text{II.13})$$

$$\vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot (\vec{D}_\delta)$$

Avec  $\vec{X}_1$ ,  $\vec{X}_2$  et  $\vec{X}_3$  représentent les trois bonnes solutions après actualisation, ce qui donne la nouvelle solution :

$$\vec{X}(t + 1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (\text{II.14})$$

Pour résoudre le problème d'optimisation donné par les équations (II.5, II.6 et II.7), on a opté la méthode GWO. Chaque agent de recherche (position) est un vecteur des paramètres de synthèse de diagramme optimal (facteur de groupement). Dans le processus de compensation de défaillance des éléments, les excitations des éléments saints sont réajustées pour former un nouveau diagramme proche de l'original. En ce sens que le diagramme de rayonnement corrigé  $F_c(\theta)$  doit être aussi proche que possible du diagramme original  $F_o(\theta)$ . La fonction de fitness à minimiser par l'algorithme proposé est donnée par l'équation suite.

$$\text{Fonction erreur} = \sum_{\theta} (F_o(\theta) - F_c(\theta))^2 \quad (\text{II.15})$$

Le diagramme souhaité choisi dans ce travail est une fonction gaussienne qui est donnée par :

$$Fd = n \cdot \exp\left(\frac{-\theta^2}{\sigma}\right) \quad (\text{II.16})$$

Où :  $n$  est le nombre d'éléments rayonnants, il peut être considéré comme le maximum théorique du gain,  $\theta$  est l'angle d'arrivée de position,  $\sigma$  est l'écart type.

Le pseudo code de l'algorithme d'optimisation de Grey Wolf se trouve dans [109]. Le GWO a la capacité de trouver des résultats optimaux sans fixer aucun paramètre comme dans le cas des méthodes classiques. Un organigramme décrivant le fonctionnement de la méthode proposée est illustré dans la figure II.8 L'algorithme commence par introduire la taille de la population et le nombre maximal d'itérations. Après cela, des positions aléatoires initiales sont générées en utilisant la fonction Matlab "rand". Pour faire face au caractère aléatoire de l'algorithme, des limites de plages spécifiques pour la recherche de paramètres tels que les poids des amplitudes et les phases des excitations sont considérées.

La fonction fitness pour chaque position individuelle est évaluée. Ensuite, les positions (les solutions) sont classées (selon leurs fitness) pour extraire les membres alpha, bêta et delta de la méthode. En conséquence, d'autres agents de recherche mettent à jour leurs positions. A la fin de cette phase, seules les meilleures positions de l'itération

en cours seront prises en considération pour déterminer les membres alpha, bêta et delta, et la procédure de mise à jour des positions des agents de recherche en fonction de leurs positions, est répétée. Le même processus est effectué jusqu'à ce que le nombre maximum d'itérations soit atteint [109, 112].

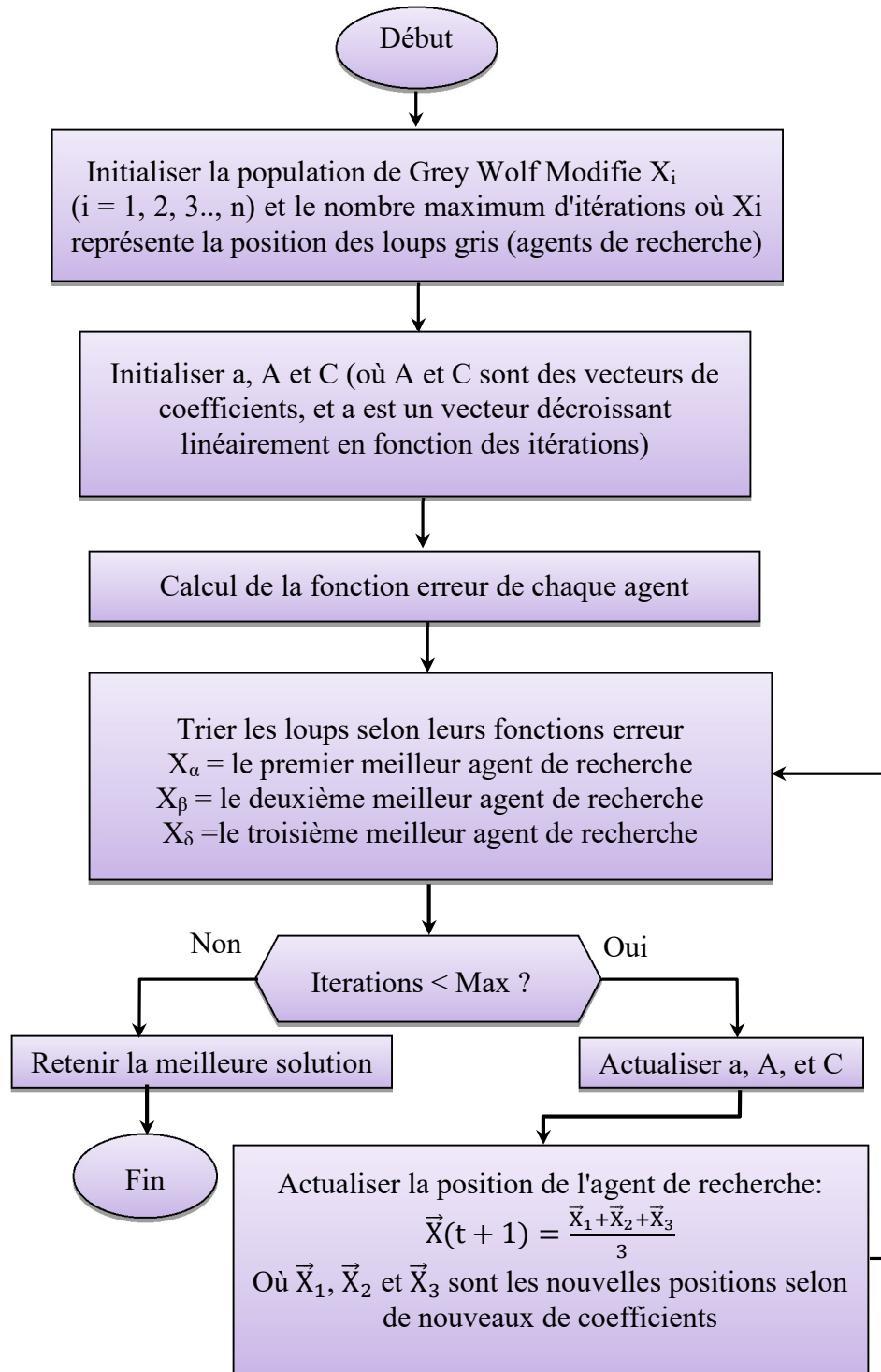


Fig.II.8. Organigramme de l'algorithme de GWO

## II.5. Correction de facteur de groupement d'un réseau linéaire

Pour remédier le problème de défaillance causé par certains éléments défectueux dans un réseau linéaire, on doit prendre en considération les positions des éléments défectueux. Donc, on distingue deux cas, un où les éléments défectueux sont symétriques c'est-à-dire chaque élément défectueux son symétrie est aussi défectueux et le cas contraire. Et aussi on prend en considération le type de réseau, symétrique/ou non, et la technologie de fabrication de réseau, les éléments sont imprimés sur le même substrat ou chaque élément est imprimé sur un substrat séparé (Voir [8]).

### II.5.1. Correction d'un réseau quelconque

La correction de facteur de groupement d'un réseau linéaire quelconque (non symétrique) défectueux de l'équation II.4 se fera comme si on est en train d'optimiser un réseau quelconque (non symétrique) pour la première fois. Ce qui concerne la loi inter-espacement s'applique si y en a la possibilité de déplacer les éléments, dans le cas contraire on se limite qu'à l'amplitude et/ou la phase.

Donc le problème de correction d'un diagramme de rayonnement revient à minimiser la fonction d'erreur suivante :

$$Fitenss = \sum_{j=1}^M (AF(\theta_j) - fd(\theta_j))^2 \quad (II.17)$$

Avec :  $\theta_j$  est l'angle discrétisé,

M est le nombre de pointes de discrétisation (de  $\theta_j$ )

$$\theta_j = j * (\theta_{max} - \theta_{min}) / \Delta\theta$$

$\Delta\theta$  est le pas de discrétisation.

$AF$  est le facteur de groupement est donné par l'équation II.4,  $f_d$  est le facteur de groupement désiré (fonction gaussienne est donnée par l'équation II.16).

La correction de facteur de groupement peut se faire par réduction de nombre des éléments c'est-à-dire de prendre en compte que les éléments non défectueux. Ce qui permet d'avoir un nouveau réseau avec le nombre des éléments non défectueux. Donc le problème de réduction revient à minimiser la fonction d'erreur (l'équation II.17) en utilisant ce facteur de groupement :

$$AF = \sum_{i=1}^N I_i e^{j(kx_i \sin \theta - \omega t)} \quad (II.18)$$

Avec :  $N$  est le nombre d'antennes non défectueux ( $N =$  nombre d'antennes total – nombre d'antennes défectueux).

Donc la minimisation de la fonction erreur (l'équation II.17) est faite en jouant sur les pondérations des amplitudes, les phases et/ou les inter-espacements (selon la situation).

## II.5.2. Correction d'un réseau linéaire symétrique

Pour corriger un réseau symétrique défectueux, on doit prendre en considération les positions des éléments défectueux. Donc on distingue deux cas, un cas où les éléments défectueux sont symétriques c'est-à-dire chaque élément défectueux son symétrie est aussi défectueux et le cas contraire. Ces possibilités donnent plusieurs configurations de correction qui seront discutées dans ce qui suit.

### II.5.2.1. Correction par réduction de nombre d'antennes

Dans ce cas, on procède de réduire le nombre des éléments, c'est-à-dire de prendre en compte que les éléments non défectueux. Ce qui donne un nouveau réseau avec le nombre des éléments non défectueux. Ce principe était utilisé dans [113]. Ce principe est utilisé bien sûr dans le cas où les éléments ne sont pas fixes, c'est-à-dire qu'on peut déplacer les éléments constituant le réseau de leurs positions. Donc le principe est de déplacer les éléments des extrémités pour remplacer les éléments défectueux. Après avoir réduit le nombre des éléments, on procède à un type d'optimisation qui était utilisé dans la conception initiale (ou autre selon le cas). La correction en réduisant le nombre d'antennes est applicable pour les deux types de réseaux, non symétrique et symétrique. Le premier type est discuté dans la section précédente (II.5.1) et le deuxième sera présenté dans ce qui suit.

### II.5.2.2. Correction d'une façon symétrique

#### II.5.2.2.1. Correction par la loi d'excitation seulement

Dans le cas où les éléments sont fixes donc la possibilité de changer les positions des éléments n'est pas possible, il reste que de jouer sur les excitations (amplitude et/ou phase). Selon les positions des éléments défectueux, on distingue deux cas : un élément est défectueux et son symétrique est aussi défectueux et le cas contraire.

### II.5.2.2.2. Correction par la loi d'excitation et/ou d'espacement

Dans ce cas les éléments de réseau peuvent être déplacés, donc la possibilité de changer leurs positions est possible. Dans cette situation on distingue deux cas exactement comme le cas précédent (les éléments défectueux sont soit symétriques ou non). A cet effet, les mêmes procédures que le cas précédent à l'exception, qu'on peut aussi jouer sur les inter-espacements (plus que l'excitation). C'est-à-dire qu'on a trois paramètres (amplitude, phase, et inter-espacement) peuvent être réajustés (soit individuellement, deux à deux ou simultanément) pour corriger le diagramme défectueux.

## II.6. Resultats et discussion

### II.6.1. Réseau quelconque

Avant d'entamer la correction par réduction de nombre d'antennes (cas où on peut déplacer les antennes), on a optimisé un réseau uniforme à 15 éléments (inter-espacement =  $\lambda/2$ ) par loi d'amplitude. Le diagramme correspondant est illustré dans la figure II.9 (en noir).

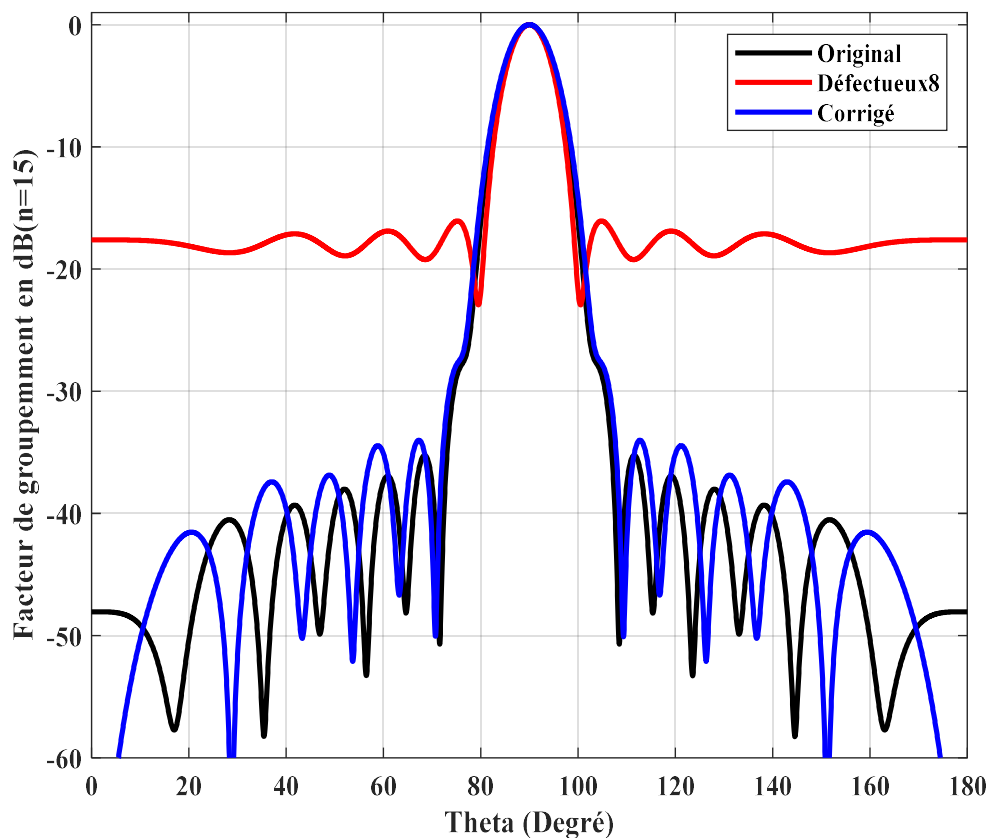


Fig.II.9. Facteurs des groupements original, défectueux et corrigée d'un réseau quelconque

Tab.II.1. Niveaux des lobes secondaires des réseaux : original, défectueux ( $i=8$ ) et corrigé

Réseau	Original (n=15)	Défectueux8 (n=15)	Corrigé (n=14)
SSL	35.5672	15.9991	34.2554

Tab.II.2. Les pondérations des amplitudes des éléments : originales, défectueux et corrigées d'un réseau à  $n=15$ 

Ordre d'élément	Pondération initiale	Pondération corrigée
1	0.1222	0.1516
2	0.2701	0.2626
3	0.4464	0.3663
4	0.6501	0.5249
5	0.8218	0.6820
6	0.9535	0.8370
7	0.9995	0.9507
8	0.9891	0.9993
9	0.9053	0.9885
10	0.7811	0.8808
11	0.6296	0.7126
12	0.4857	0.5053
13	0.3395	0.3118
14	0.2363	0.1511
15	0.1363	<b>Pas d'élément</b>
SLL(dB)	-35.6119	34.3064

On a supposé qu'un seul élément soit défectueux, la correction par réduction de nombre d'éléments n'est pas influencée par la position d'élément défectueux (la figure II.9 en rouge), car la correction revient à optimiser à un réseau à 14 éléments. Le facteur de

groupement rectifié par la loi d'amplitude est présenté dans la figure II.9 (en bleu). D'après cette dernière, on remarque que le facteur corrigé est très proche au facteur original.

A titre d'exemple, on s'est intéressé au cas où l'élément défectueux est d'ordre 8, le tableau II.1 donne le niveau des lobes secondaires des facteurs des groupements original, défectueux et corrigé. D'après ce dernier, l'amélioration remarquée est de l'ordre de 18.2563 dB (entre défectueux et corrigé).

La figure II.10, montre l'effet de la position de l'élément défaillant sur le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antenne à 15 éléments. On remarque dans cette figure que le déplacement de la position de l'élément défectueux vers le centre de réseau influe négativement sur le niveau des lobes secondaires tandis que son influence sur la directivité est presque négligeable.

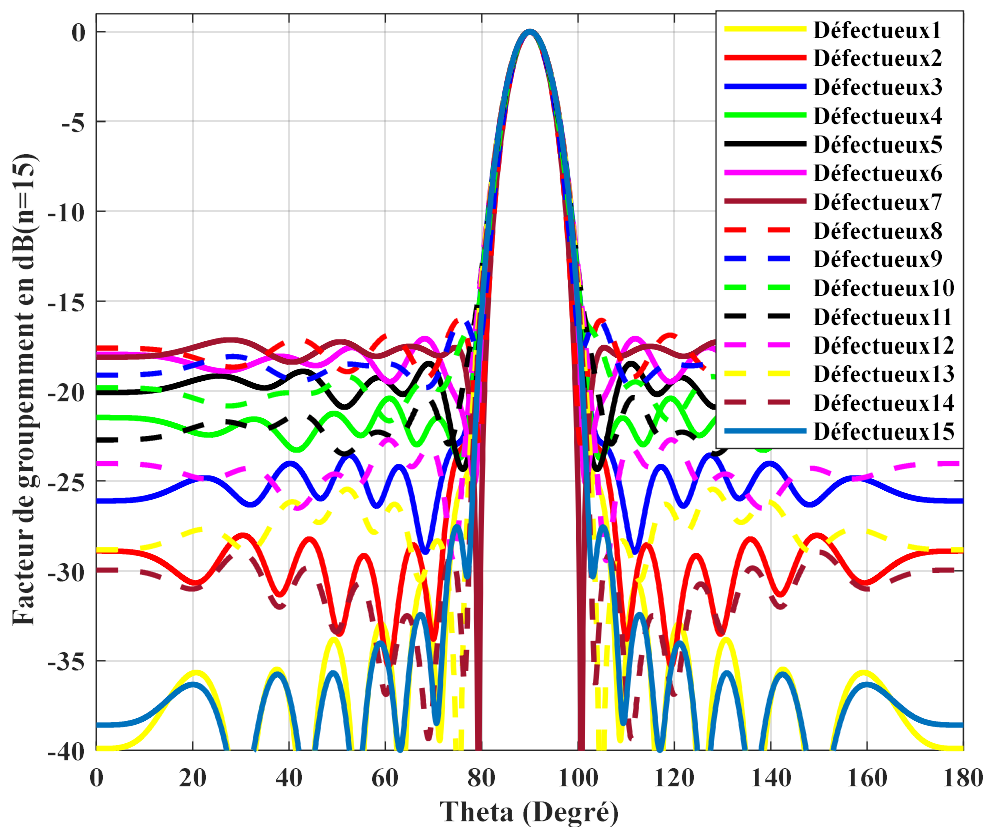


Fig.II.10. Facteurs des groupements défectueux des différentes positions

On rappelle que la correction par réduction de nombre d'antennes n'est pas influencée par la position d'élément défectueux (la figure II.9 en bleu), car la correction revient à optimiser à un réseau à 14 éléments. La même correction est pour tous les cas possibles.

## II.6.2. Réseau symétrique

On considère un réseau linéaire composé de 15 éléments placés symétriquement par rapport à l'origine et alimentés adéquatement. Dans ce cas, les pondérations des amplitudes sont optimisées par le GWO. Si l'élément de la position ( $p$ ) dans le réseau tombe en panne, le facteur de groupement pour ce réseau d'antennes peut être donné par l'expression suivante :

$$AF = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq p}}^n w_i \exp(j(kid \cos \theta + \psi_i)) \quad (\text{II.19})$$

### II.6.2.1. Correction par loi d'amplitude

Lorsque l'élément en position (-6) est supposé endommagé dans le réseau d'antennes. Le facteur de groupement du réseau défectueux est réalisé en mettant le poids d'amplitude de l'élément endommagé à zéro.

**Tab.II.3. Pondérations des amplitudes : originales et corrigées d'un réseau défectueux en (-6)**

Ordre d'élément	Pondération initiale	Pondération corrigée
-7	0.100	0.1001
-6	0.1960*(0.000)	0.0000
-5	0.2920	0.1398
-4	0.4102	0.2999
-3	0.5148	0.3935
-2	0.6078	0.5425
-1	0.6635	0.6576
0	0.6870	0.7666
1	0.6635	0.8044
2	0.6078	0.8024
3	0.5148	0.7257
4	0.4102	0.6111
5	0.2920	0.4455
6	0.1960	0.2992
7	0.1000	0.1345
SLL(dB)	-30.4251	-29.5963

Dans ce cas, on a supposé que les phases des excitations de tous les éléments sont nulles ce qui conduit à un degré de liberté qui est la pondération de l'amplitude.

Pour le réseau symétrique à 15 élément (élément endommagé est d'ordre -6), donc le GWO est utilisé pour trouver les poids des amplitudes optimaux des éléments fonctionnels, dans le sens de former un nouveau diagramme de rayonnement le plus proche que possible de l'original. Les pondérations de correction, sont données dans le tableau II.3. Et Les facteurs de groupement original, défectueux, et corrigé sont illustrés dans la figure II.11. Après l'application de la méthode, le SLL a été réduit à  $-29,5963$  dB. C'est-à-dire, le facteur corrigé est très proche au facteur original avec une différence de  $0,8288$  dB et de  $3,3625$  dB par apport au défectueux en terme de SSL. Mais ce qui concerne l'angle d'ouverture, on remarque un décalage très petit entre les facteurs endommagé et corrigé.

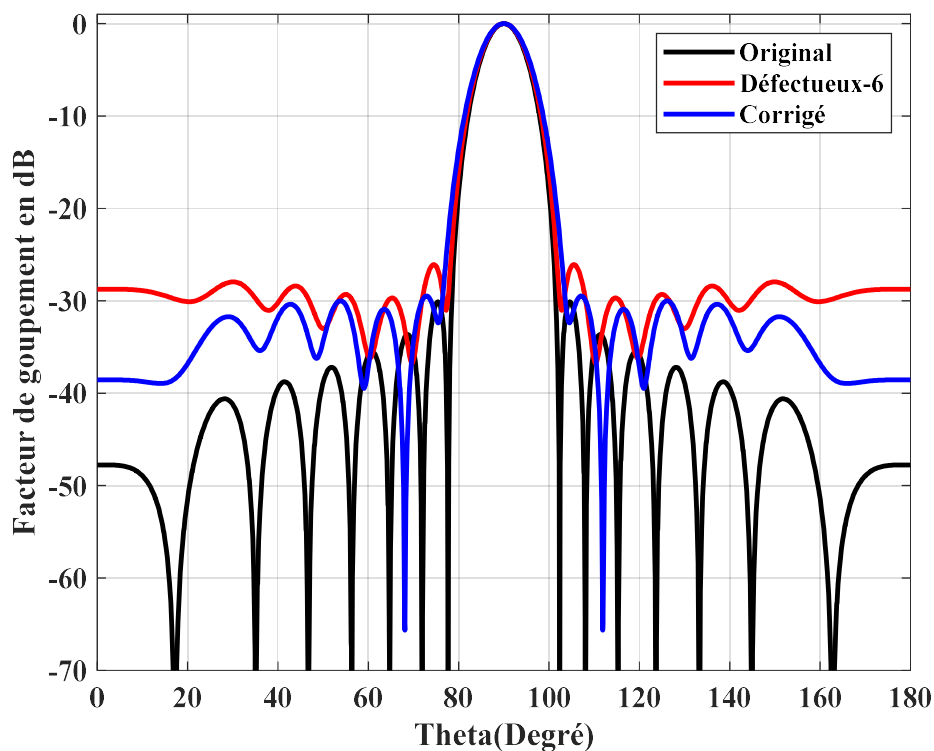


Fig.II.11. Facteur de groupement, original, défectueux et corrigé (par loi d'amplitude)

Dans une autre étude, lorsqu'on prend l'élément défectueux en position 5, -5, 7 ou -7 dans le réseau d'antennes (un seul élément soit défectueux à la fois). Les mêmes considérations que le cas précédent sont prises en compte. On rappelle que le facteur original dans ce cas est obtenu grâce à l'optimisation par loi d'amplitude sous le simulateur MATLAB en utilisant le GWO. Toutes les phases sont prises nulles, et les inter-espacements

sont égaux (réseau équidistant) et vaut  $0,5 \lambda$ . Les pondérations correspondantes sont données dans le Tableau II.4.

Si l'élément (5, -5, 7 ou -7) tombe en panne, les facteurs de groupement défectueux sont illustrés dans les figures II.11 (5 et -5) et II.12 (7 et -7). Pour rectifier l'endommagement causé par l'élément défectueux, on a opté l'algorithme GWO pour trouver des nouvelles pondérations des éléments non défectueux qui minimisent la différence entre les facteurs original et défectueux ce qui implique de maintenir le gain du faisceau principal dans une direction particulière tout en minimisant simultanément le niveau des lobe latérales.

Les nouvelles pondérations corrigées sont données dans le Tableau II.4 et les facteurs de groupements corrigés sont illustrés dans les figures II.11 (5 et -5) et II.12 (7 et -7). Ces dernières (qui présente les facteurs de groupement quand l'élément d'ordre -5, 5, -7 et l'élément d'ordre 7) montrent que chaque deux antennes défectueux symétriques, présentent deux facteurs de groupements défectueux superposés. Les deux figures citées et le tableau II.4 montrent que chaque paire d'antennes symétriques provoquent le même taux de défaillance sur le facteur de groupement.

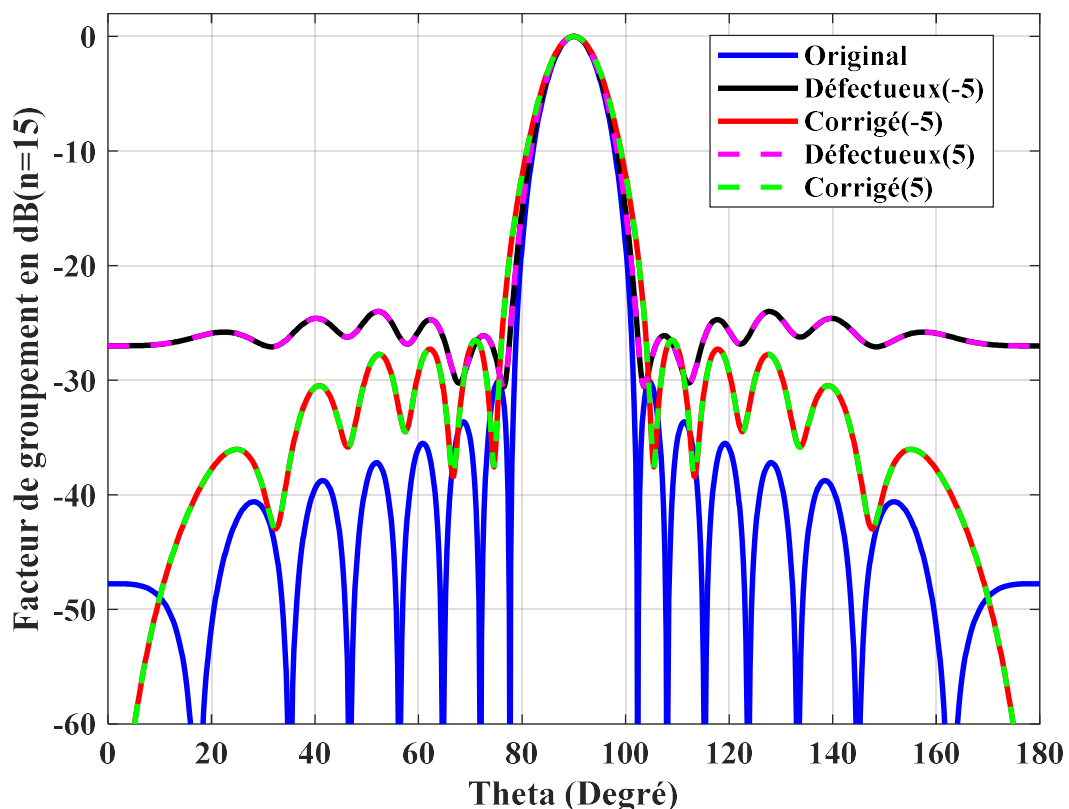


Fig.II.12. Facteurs de groupement original, défectueux et corrigée d'un réseau symétrique (élément défectueux en -5 et 5)

A partir de ces figures suivantes, on peut remarquer que l'algorithme utilisé peut traiter le problème de la correction de défaillance avec efficacité et que l'effet sur le niveau des lobes latéraux est influencé influençable par la position de l'élément défaillant.

**Tab.II.4. Les pondérations des amplitudes original, défectueux et corrigé d'un réseau quelconque à 15 éléments**

Ordre d'élément	Pondération initiale	Pondération corrigée (-5)	Pondération corrigée(5)	Pondération corrigée (-7)	Pondération corrigée (7)
-7	0.100	0.1003	0.1856	0.0000	0.1086
-6	0.1960	0.1003	0.3631	0.1155	0.2013
-5	0.2920	0.0000	0.5361	0.2177	0.2986
-4	0.4102	0.1925	0.7031	0.3311	0.4202
-3	0.5148	0.3401	0.8156	0.4685	0.5399
-2	0.6078	0.4744	0.8586	0.6100	0.6520
-1	0.6635	0.6312	0.8357	0.7451	0.7314
0	0.6870	0.7576	0.7482	0.8473	0.7640
1	0.6635	0.8444	0.6225	0.8945	0.7374
2	0.6078	0.8624	0.4650	0.8709	0.6499
3	0.5148	0.8082	0.3377	0.7739	0.5202
4	0.4102	0.6878	0.1933	0.6214	0.3632
5	0.2920	0.5204	0.0000	0.4336	0.2201
6	0.1960,	0.3515	0.1003	0.2660	0.1043
7	0.1000	0.1813	0.1007	0.1293	0.000
SLL(dB)	-30	26.6479	26.6479	23.8866	23.8866

Pour bien voir l'effet de la position de l'élément sur le niveau des lobes latéraux, on a étudié tous les cas possibles. Les niveaux des lobes secondaires sont donnés dans le tableau II.5 et les facteurs de groupement correspondants sont illustrés dans la figure II.14.

La figure II.14 et le tableau II.5 montrent que la déformation du facteur de rayonnement augmente lorsque l'élément endommagé est proche du milieu de l'antenne

réseau, la déformation maximale est dans cas où l'élément défectueux est de rang 0 (c'est à le milieu de l'antenne réseau).

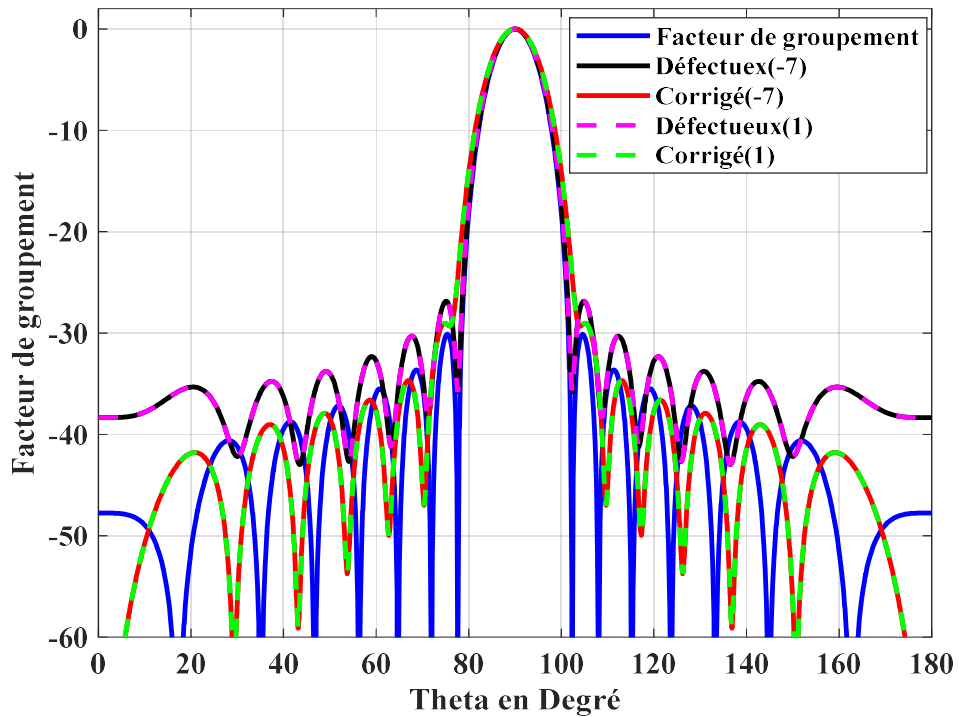


Fig.II.13. Facteurs des groupements original, défectueux et corrigé d'un réseau symétrique (éléments défectueux en -7 et 7)

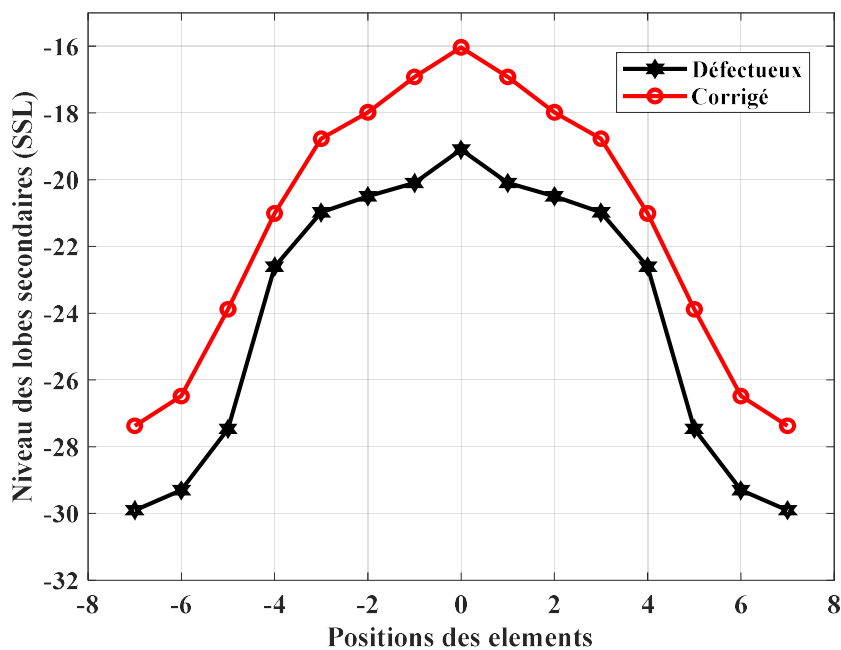


Fig.II.14. Niveau des lobes secondaires pour les différentes positions

Tab.II.5. Niveaux des lobes secondaires de réseau symétrique: défectueux et corrigé

Ordre d'élément	SSL Défectueux	SSL Corrigé
-7	27.3716	29.9016
-6	26.4848	29.3047
-5	23.8801	27.4660
-4	21.0089	22.6054
-3	18.773	20.9786
-2	17.9809	20.4961
-1	16.9194	20.0984
0	16.0331	19.0984
1	16.9194	20.0984
2	17.9809	20.4961
3	18.7730	20.9786
4	21.0089	22.6054
5	23.8801	27.4660
6	26.4848	29.3047
7	27.3716	29.9016

### II.6.2.2. Correction par lois de la phase

On considère les mêmes propositions que le premier cas où l'élément en position (-6) est supposé endommagé dans le réseau d'antennes.

Le facteur de groupement de réseau est réalisé en mettant la pondération de l'amplitude et de la phase de l'excitation de l'élément endommagé à zéro. Dans ce cas, il a été supposé que les poids de l'amplitude de tous les éléments sont constants, ce qui conduit à un degré de liberté qui est la phase de l'excitation.

Les pondérations d'amplitude (initiales) et les phases de correction, sont données dans le tableau II.6. Et Les facteurs de groupement original, défectueux, et corrigé sont illustrés dans la figure II.15.

A partir du tableau II.6 et de la figure II.15, on remarque que la phase d'excitation n'a aucun effet pour corriger le problème de défaillance du réseau.

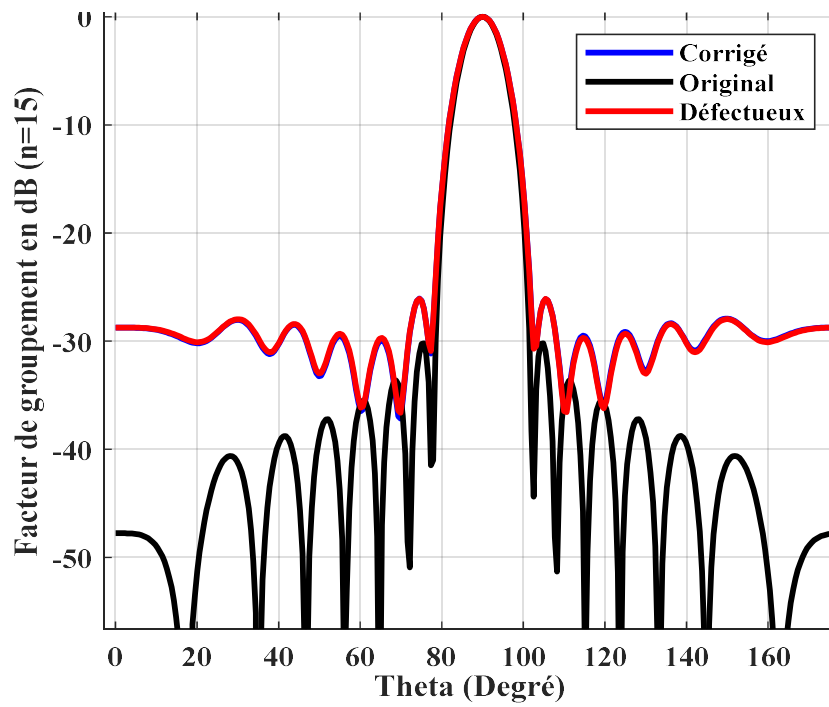


Fig.II.15. Diagramme initial, endommagé et compensé d'un réseau d'antennes à 15 éléments endommagé en position (-6)

Tab.II.6. Les pondérations des amplitudes et les phases de correction

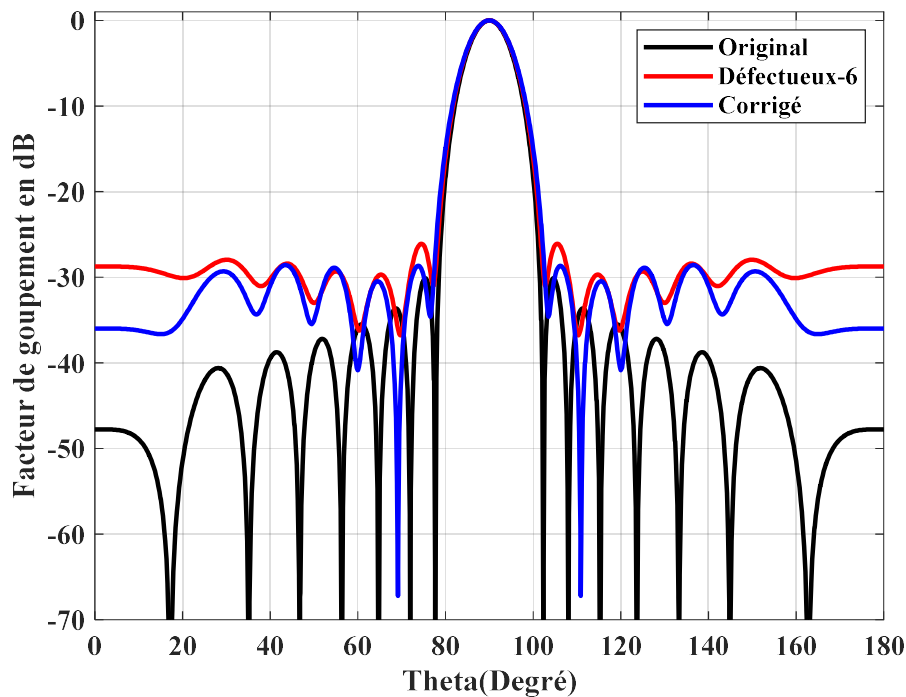
Ordre d'élément	Pondération d'amplitude	Phase corrigée
-7	0.100	3.1957
-6	0.0000	0.0000
-5	0.2920	1516
-4	0.4102	3.1536
-3	0.5148	3.1532
-2	0.6078	3.1545
-1	0.6635	3.1538
0	0.6870	3.1543
1	0.6635	3.1536
2	0.6078	3.1541
3	0.5148	3.1550
4	0.4102	3.1539
5	0.2920	3.1494
6	0.1960	3.1490
7	0.1000	3.1449
SLL (dB)	-30.4251	-25.5963

### II.6.3. Correction par la loi d'amplitude et de la phase

Dans cette section on a terminé par la correction par loi d'amplitude et de la phase. Le processus d'optimisation est utilisé, dans les mêmes conditions précédentes, pour trouver les poids optimaux des excitations (amplitudes et phases) des éléments non défectueux, pour compenser la défaillance causée par les éléments endommagés dans le réseau. Dans ce cas, l'inter-espacement est maintenu fixe et égal toujours à  $0.5 \lambda$ . Les pondérations d'amplitude initiales et corrigées et les phases de correction, sont données dans le tableau II.7.

La figure II.16 illustre le facteur de groupement initial d'un réseau linéaire à 15 éléments avec un SLL de  $-30,4251$  dB. Lorsque l'élément de la position (-6) du réseau est endommagé, le niveau du lobe latéral augmente jusqu'à la valeur de  $-26,1430$  dB. Le GWO a été appliqué pour corriger le diagramme défaillant selon la fonction objective exprimée par l'équation (II.17). Les résultats obtenus (SLL =  $-29$  dB) montrent l'efficacité de l'algorithme proposé pour résoudre le problème de défaillance du réseau.

D'après les figures II.11 (par loi d'amplitude), II.15 (par loi de phase), et II.16 (par loi d'amplitude et de phase), on peut remarquer que la pondération des amplitudes a plus d'influence sur la correction de défaillance du réseau que la pondération des amplitudes et les phases des excitations ensemble avec une légère amélioration d'angle d'ouverture pour la dernière.



*Fig.II.16. Facteurs de rayonnement, original, défectueux et corrigé (par loi d'amplitude et phase) pour un réseau symétrique à 15 éléments (élément endommagé est d'ordre -6)*

Tab.II.7. Les pondérations des amplitudes et les phases de correction

Position	Pondération d'amplitude initiale	Pondération d'amplitude corrigée	Phase de correction
-7	0.100	0.1001	2.5360
-6	0.0000	0.0000	0.0000
-5	0.2920	0.1892	2.5385
-4	0.4102	0.3498	2.5340
-3	0.5148	0.4447	2.5481
-2	0.6078	0.5899	2.5500
-1	0.6635	0.6722	2.5501
0	0.6870	0.7327	2.5518
1	0.6635	0.7131	2.5533
2	0.6078	0.6717	2.5512
3	0.5148	0.5693	2.5465
4	0.4102	0.4688	2.5437
5	0.2920	0.3334	2.5431
6	0.1960	0.2417	2.5335
7	0.1000	0.1312	2.5028
SLL (dB)	-30.4251	29.0000	

## II.7. Comparaison avec la littérature

On a comparé dans cette section les résultats obtenus en utilisant GWO avec ceux des références [52] (algorithme des Essaims de particules (PSO), Algorithme génétique (GA) et Optimisation du loup gris hybridée avec la méthode de points intérieurs (GA&IPM)).

Pour avoir une comparaison objective, on étudie les mêmes cas qui sont présentés dans la référence citée.

**II.7.1. Correction par loi d'amplitude**

La correction est faite par la loi d'amplitude en maintenant les phases des excitations nulles et les inter-espacements fixes.

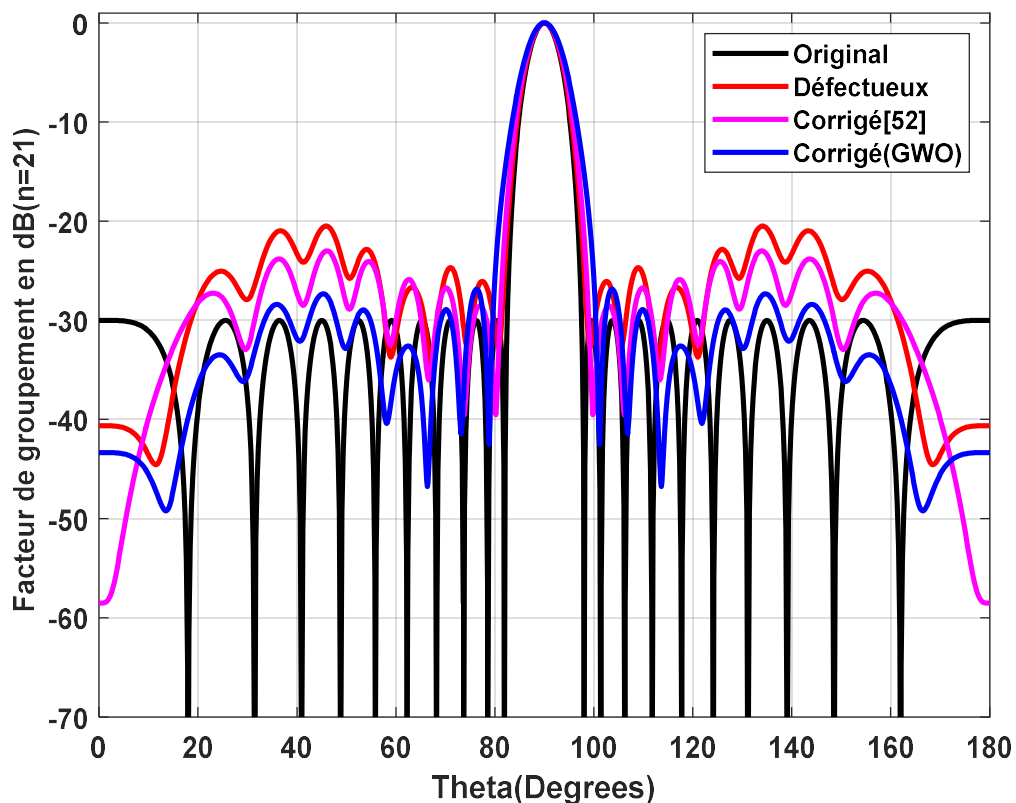
*Tab.II.8. Pondérations de Chebyshev, défectueuse et corrigée d'un réseau de 21 éléments par loi d'amplitude*

Chebyshev	Défectueuse	Corrigée (GWO)	Corrigée(PSO) [52]
0.3337	0.3337	0.1001	0.1315
0.2789	0.0000	0.0000	0.0000
0.3780	0.3780	0.1006	0.2908
0.4849	0.4849	0.1048	0.4026
0.5946	0.0000	0.0000	0.0000
0.7014	0.7014	0.1843	0.5226
0.7995	0.7995	0.2684	0.6438
0.8829	0.8829	0.3383	0.7581
0.9465	0.9465	0.4226	0.8575
0.9864	0.9864	0.5098	0.9345
1.0000	1.0000	0.5817	0.9833
0.9864	0.9864	0.6346	1.0000
0.9465	0.9465	0.6669	0.9833
0.8829	0.8829	0.6755	0.9345
0.7995	0.7995	0.6478	0.8575
0.7014	0.7014	0.5960	0.7581
0.5946	0.5946	0.5120	0.6438
0.4849	0.4849	0.4316	0.5226
0.3780	0.3780	0.3185	0.4026
0.2789	0.2789	0.2316	0.2908
0.3337	0.3337	0.1387	0.3152
SLL= 30dB	SLL=20.3529dB	SLL=27.1411dB	SLL=23.0528dB

Dans ce cas, un réseau linéaire de Dolph-Chebyshev de 21 éléments [52] avec un inter-espacement de  $\lambda/2$  est utilisé comme un réseau de comparaison [52] (algorithme des Essaims de particules : PSO).

Les éléments de positions (-6) et (-9) sont supposés défectueux; le GWO est utilisé pour minimiser les niveaux des lobes secondaires (SLL) en réajustant les poids des amplitudes des éléments non défectueux.

Les niveaux des lobes latéraux du réseau Chebyshev est  $-30\text{ dB}$  et les pondérations des amplitudes : Chebyshev, originales, corrigées et celles de la référence [52] (PSO), sont données dans le tableau II.7. Les facteurs de groupement correspondants sont illustrés dans la figure II.17.



*Fig.II.17. Facteur de groupement d'un réseau symétrique Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9), et corrigé par loi d'amplitude*

D'après la figure II.17 et le tableau II.7, on voit clairement que les résultats obtenus par la méthode proposée (GWO) surpassent ceux obtenus dans [52] (PSO) en termes de la réduction du niveau de SLL. Le tableau II.9 confirme cette remarque en rapportant les valeurs de SLL considérées (en terme de valeurs numérique, une amélioration, presque de 4 dB de GWO par apport au PSO).

## II.7.2. Correction par loi d'amplitude et de phase

Tab.II.9. Excitations Corrigées : Proposé (GWO) [52], (GWO&amp;IPM) et (GA) [52] d'un réseau à 21 éléments par loi d'amplitude et phase

Position	Proposé (GWO)	(GA & PS) [52]	(GA) [52]
-10	-0.0416 + 0.0909i	0.0319 + 0.0008i	0.0361 + 0.0019i
<b>-9</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>
-8	-0.1158 + 0.0349i	0.1429 - 0.0005i	0.3409 + 0.0015i
-7	-0.1153 + 0.0579i	0.4031 - 0.0001i	0.4266 - 0.0015i
<b>-6</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>	<b>0.0000 + 0.0000i</b>
-5	-0.1910 + 0.0768i	0.5696 + 0.0004i	0.5404 + 0.0024i
-4	-0.2758 + 0.1053i	0.6125 + 0.0002i	0.7006 - 0.0035i
-3	-0.3221 + 0.1305i	0.7039 - 0.0007i	0.8007 + 0.0037i
-2	-0.3862 + 0.1532i	0.8945 + 0.0002i	0.8818 - 0.0030i
-1	-0.4407 + 0.1765i	1.0128 - 0.0002i	0.9466 + 0.0023i
0	-0.4903 + 0.1938i	0.9671 + 0.0007i	0.9876 - 0.0026i
1	-0.5210 + 0.2098i	0.9106 + 0.0000i	0.9982 + 0.0033i
2	-0.5412 + 0.2155i	0.9671 - 0.0007i	0.9878 - 0.0035i
3	-0.5409 + 0.2173i	1.0128 + 0.0002i	0.9454 + 0.0027i
4	-0.5192 + 0.2059i	0.8945 - 0.0002i	0.8846 - 0.0016i
5	-0.4884 + 0.1938i	0.7039 + 0.0007i	0.7966 + 0.0011i
6	-0.4266 + 0.1694i	0.6125 - 0.0002i	0.7050 - 0.0014i
7	-0.3637 + 0.1472i	0.5696 - 0.0004i	0.5913 + 0.0017i
8	-0.2822+0.1121i	0.4031 + 0.0001i	0.3756 - 0.0003i
9	-0.2265+0.0925i	0.1160 + 0.0005i	0.2819 + 0.0013i
10	-0.1482+0.0592i	0.0798-0.0014i	0.3300 - 0.0013i

Tab.II.10. Niveau des lobes secondaires de Chebyshev, défectueux et corrigé d'un réseau de 21 éléments par loi d'amplitude et de phase

Facteur de groupement	Niveau des lobes secondaires (dB)
Original	-30
Défectueux	-20.3529
Proposé (GWO)	-25.2900
(GWO&IPM) [52]	-24.4448
(GA) [52]	-22.4621
(GA&PS) [52]	-24.4400

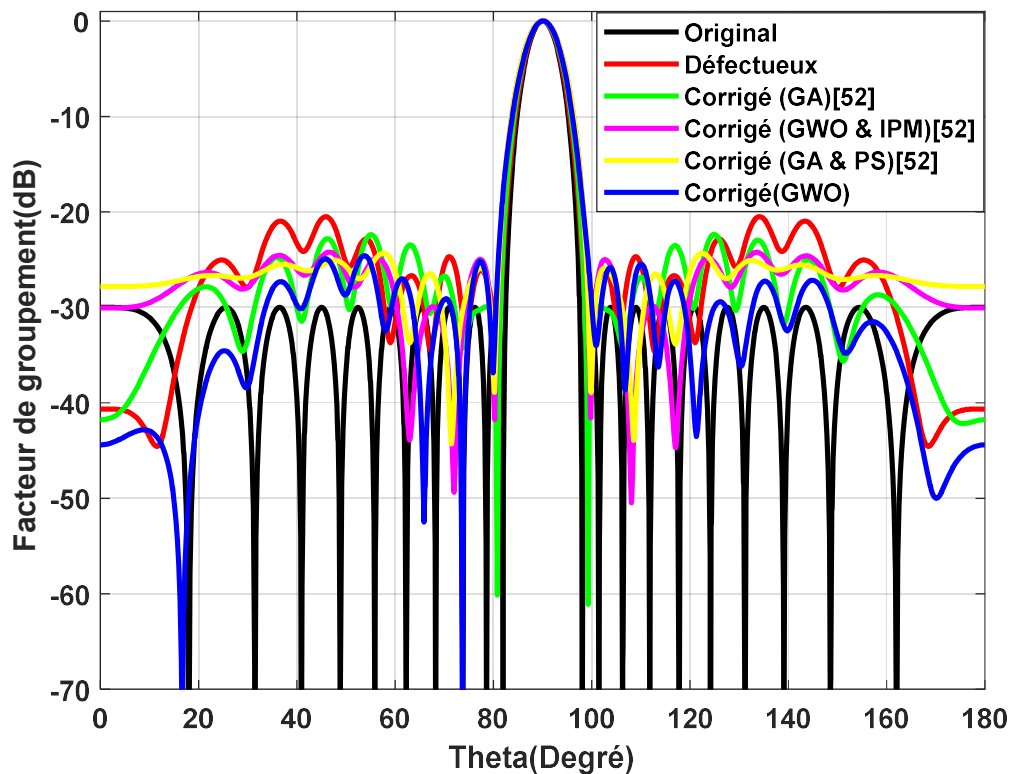


Fig.II.18. Facteur de groupement d'un réseau symétrique Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9) et corrigé par loi d'amplitude et phase.

Dans ce cas, la correction est faite par loi d'amplitude et de la phase. Les mêmes conditions que le cas précédent, sont prises en considération.

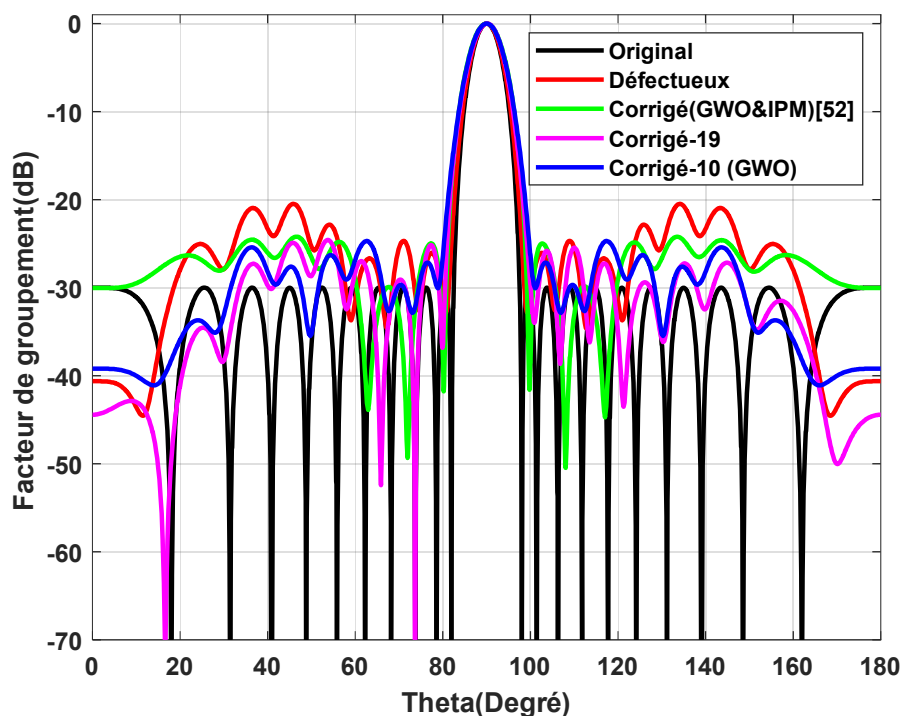
Les pondérations d'amplitude et les phases des excitations, corrigées et celles données dans la référence [52] (Algorithme génétique (GA) et Optimisation du loup gris

hybridée avec la méthode de points intérieurs (GWO& IPM) et Algorithme génétique (GA) combiné avec Recherche de motifs (PS)) sont données dans le tableau II.9 et le tableau II.11 (GWO& IPM). Les facteurs de groupement correspondants sont illustrés dans la figure II.18.

On voit clairement que les résultats obtenus par la méthode proposée surpassent ceux cités dans [52] en termes de la réduction du niveau de SLL. Le tableau II.9 confirme cette remarque en rapportant les valeurs de SLL considérées.

### II.7.3. Correction avec un nombre réduit d'éléments

Une autre étude a été prise en considération dans ce chapitre, est la correction de facteur de groupement endommagé en utilisant un nombre réduit d'éléments pour revenir ou rapprocher que possible au facteur original de Chebyshev [52]. L'algorithme proposé est utilisé dans le processus d'optimisation dans ce cas pour corriger le facteur défaillié avec l'utilisation d'un nombre réduit d'éléments.



*Fig.II.19. Facteur de groupement d'un réseau symétrique (n=21) Original (Chebyshev), défectueux (-6 et -9) et corrigé par loi d'amplitude (un nombre réduit)*

Dans ce scénario, on a supposé que les deux éléments (-6 et -9) sont endommagés dans un réseau de 21 éléments [52]. Le facteur de groupement de ce réseau utilisant un nombre réduit d'éléments est donné par l'expression suivante :

$$AF = \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq p}}^n w_i \exp(j(kid\cos\theta + \psi_i)) + \sum_{\substack{i=-n \\ i \neq q}}^n w_{iche} \exp(j(kid\cos\theta + \psi_i)) \quad (II.20)$$

Tab.II.11. Amplitudes de Chebyshev, défectueux et corrigé d'un réseau à 21 éléments par loi d'amplitude et phase.

Position de l'élément	Pondération corrigée (9 éléments)	Pondération corrigée (19 éléments)	Pondération corrigée (GWO & IPM) [52]
-10	<b>0.1002</b>	-0.0416 + 0.0909i	0.0798+0.0014i
-9	0.0000	0.0000 + 0.0000i	0.0000+ 0.0000i
-8	<b>0.1771</b>	-0.1158 + 0.0349i	0.1160-0.0005i
-7	<b>0.2183</b>	-0.1153 + 0.0579i	0.3809 -0.0003i
-6	0.0000	0.0000 + 0.0000i	0.0000+ 0.0000i
-5	<b>0.3509</b>	-0.1910 + 0.0768i	0.5845+0.0003i
-4	<b>0.4798</b>	-0.2758 + 0.1053i	0.7214 - 0.0007i
-3	<b>0.5516</b>	-0.3221 + 0.1305i	0.8643 + 0.0007i
-2	<b>0.6059</b>	-0.3862 + 0.1532i	0.9775 - 0.0008i
-1	<b>0.7239</b>	-0.4407 + 0.1765i	0.9765 + 0.0006i
0	<b>1.0000</b>	-0.4903 + 0.1938i	0.9498 + 0.0000i
1	0.9864	-0.5210 + 0.2098i	0.9765 - 0.0006i
2	0.9465	-0.5412 + 0.2155i	0.9775 + 0.0008i
3	0.8829	-0.5409 + 0.2173i	0.8643 - 0.0007i
4	0.7995	-0.5192 + 0.2059i	0.6545 - 0.0004i
5	0.7014	-0.4884 + 0.1938i	0.6545 - 0.0004i
6	0.5946	-0.4266 + 0.1694i	0.6545 - 0.0004i
7	0.4849	-0.3637 + 0.1472i	0.5845 - 0.0003i
8	0.3780	-0.2822+0.1121i	0.3809 + 0.0003i
9	0.2789	-0.2265+0.0925i	0.1160 + 0.0005i
10	<b>0.2124</b>	-0.1482+0.0592i	0.0798-0.0014i
SLL(dB)	-25.0019	-25.0659	-25.0659

Avec  $p$  est la position ou l'ordre de l'élément endommagé ou l'élément non utilisé dans la correction.  $q$  est la position ou l'ordre de l'élément utilisé dans le processus de correction de facteur de groupement.  $w_{iChe}$  est la pondération de diagramme de Chebyshev.

Les 10 éléments utilisés pour la correction sont  $(-10, -8, -7, -5, -4, -3, -2, -1, 0, 10)$ , les amplitudes optimisées ou trouvées sont données dans le tableau II.11. Les facteurs de groupement correspondants sont illustrés dans la figure II.19. D'après cette figure, il est clair que l'on obtient quasiment le même diagramme dans les deux cas. Ces résultats sont confirmés dans le tableau II.10 par les valeurs rapportées des deux cas. Aussi, on peut remarquer à partir de ce tableau que, les résultats obtenus par le nombre minimum d'éléments dans le cas de l'optimisation des poids d'amplitude seulement sont compétitifs à ceux obtenus par [52] et ceux dans le cas de la reconfiguration faite par lois d'amplitude et de phase en utilisant le nombre complet d'éléments défectueux.

## II.8. Conclusion

Le problème de la correction de la directivité du faisceau principal et de la réduction de le SLL dans un réseau d'antennes défectueux est considéré dans ce chapitre comme un problème d'optimisation est résolu avec succès en utilisant la méthode GWO. L'objectif de la méthode proposée était de fournir l'ensemble optimisé des alimentations (amplitudes et phases) des éléments non défectueux dans le réseau pour revenir ou rapprocher le facteur de groupement défectueux au facteur de groupement original. Dans ce processus de compensation, le niveau des lobes secondaires (SLL) a été réduit et la directivité a été conservée. Les résultats de la simulation numérique ont montré qu'un meilleur diagramme récupéré peut être atteint avec l'algorithme GWO proposé. La méthodologie développée peut être utile pour augmenter la durée de vie des réseaux, en particulier pour les réseaux où l'accès humain direct est difficile (Les éléments constituant l'antenne réseau ne sont pas déplaçables).

## *Chapitre III*



### *Chapitre III: Etude et optimisation des réseaux d'antennes linéaires et circulaires*

<i>III.1. Introduction</i> .....	64
<i>III.2. Etude d'un réseau linéaire d'antennes imprimées</i> .....	65
<i>III.3. Etude d'un réseau circulaire d'antennes imprimées</i> .....	66
<i>III.4. Problème de synthèse</i> .....	68
<i>III.5. Types de synthèse d'un réseau d'antennes</i> .....	69
<i>III.6. Effet de certains paramètres sur le facteur de groupement (AF) ...</i>	70
<i>III.7. Optimisation du Loup Gris Modifié (MGWO)</i> .....	71
<i>III.8. Algorithme de la Recherche Coucou</i> .....	73
<i>III.9. Efficacité de la méthode proposée</i> .....	76
<i>III.10. Optimisation d'un réseau linéaire par MGWO</i> .....	78
<i>III.11. Optimisation d'un réseau circulaire par CS</i> .....	85
<i>III.12. Conclusion</i> .....	88

# Chapitre III: Etude et optimisation des réseaux d'antennes linéaires et circulaires

## III.1. Introduction

De plus en plus les systèmes de communication sans fils ne cessent de requérir une nécessité croissante de réaliser des antennes moins encombrantes et de faible cout et possédantes des diagrammes bien spécifiques. Certaines applications de communication sans fil nécessitent des antennes directionnelles ou omnidirectionnelles à gain élevé [114, 115, 116, 117, 118, 119, 120, 121, 122, 123]. En effet, plusieurs systèmes tel que les réseaux locaux sans fil à haut débit, la réception par satellite, les liaisons point à point et les systèmes radar ont besoin d'antennes directionnelles à gain élevé [114, 115, 116, 117]. Les réseaux d'antennes classiques et imprimées peuvent répondre à ces exigences en ajustant les excitations (amplitude & phase) et les espacements entre les éléments rayonnants constituant les réseaux d'antennes.

Il existe trois principaux types de réseaux d'antennes: linéaire, circulaire et plan. Le premier type étant le plus étudié [40, 124, 125, 126, 127]. Le principe de ces antennes est basé sur la somme vectorielle des champs rayonnés par chaque élément du réseau [114, 115, 126]. C'est-à-dire la superposition des champs électromagnétiques de manière constructive dans certaines directions ou de manière destructive dans d'autres pour former des diagrammes de rayonnements particuliers (gain et directivité élevés, niveau des lobes secondaires réduit, multi faisceaux...etc.) [115, 116, 126].

Pour une synthèse optimale d'un réseau linéaire, la minimisation des niveaux des lobes secondaires (SLL : Side Lobe Level) et le placement des zéros de rayonnement peuvent être réalisés de plusieurs manières : soit par optimisation de l'amplitude et de la phase d'excitation tout en maintenant un espacement uniforme similaire à celui d'un réseau conventionnel, soit par optimisation de l'espacement entre les éléments avec la supposition d'une excitation uniforme en amplitude et en phase...etc.

Les réseaux d'antennes imprimées (ou non) permettent de générer des diagrammes de rayonnement désirés (directifs, multifaisceaux ...). Leur diagramme peut être modifié en changeant la géométrie (linéaire, circulaire, sphérique, etc.) et également par d'autres paramètres, comme l'espacement entre les éléments, l'amplitude et la phase d'excitation de chaque élément [40, 60, 128, 129].

Dans ce domaine d'optimisation des réseaux d'antennes, de nombreuses méthodes déterministes de synthèse ont été développées [115, 116, 128]. Parmi ces méthodes, on trouve les méthodes : Fourier, Dolph-Tchebycheff, Woodward Lawson, Newton, Gradient Conjugué, ...etc [60, 85, 128, 129, 130]. Dans plusieurs situations, ces méthodes souffrent de plusieurs problèmes comme le blocage dans un minimum local, mauvaise adaptation, (la fonction objective vérifiant certaines exigences),...etc [21, 131, 132, 133].

Des méthodes et des approches heuristiques capables d'obtenir un minimum global et sans rester piégées dans un minimum local comme dans le cas des méthodes déterministes sont apparues dans les années 1970 [132, 133].

Des algorithmes inspirés de la nature tels que le Recuit Simulé (SA) [12, 134, 135, 10], les Algorithmes Génétiques (GA) [14, 131, 21, 12, 135, 136, 137, 138, 139, 140] [141, 142, 143], les Réseaux de Neurones (ANN) [20, 144, 145, 146], l'Optimisation des Essaims de Particules (PSO) [25, 147, 148, 149, 150, 151], l'Evolution Différentielle (DE) [32, 125, 104], les Algorithmes d'Optimisation des Colonies de Fourmis (ACO) [152, 153, 34], la Recherche de Coucou (CS) [27, 29, 31] et l'Optimisation des Loups Gris (GWO) [42, 52, 154] sont des algorithmes évolutifs et appliqués avec succès pour la synthèse des réseaux d'antennes. Dans ce contexte, un nouvel algorithme d'optimisation appelé Loup Gris Modifié (MGWO) a été proposé et appliqué aux réseaux d'antennes linéaires ainsi que l'application de l'algorithme de la recherche coucou (CS) aux réseaux d'antennes circulaires pour la recherche de paramètres en question. Enfin, des exemples d'applications des deux algorithmes sont présentés dans ce chapitre pour montrer leurs efficacités.

### **III.2. Etude d'un réseau linéaire d'antennes imprimées**

Considérons la structure d'un réseau linéaire à  $n$  antennes imprimées comme c'est illustré dans la figure III.1 et calculons le champ électrique au point situé dans le plan  $\varphi = 0$ , c'est-à-dire, le plan  $zox$ .

Avant de chercher la formule du champ électrique totale, on note :

$$x_1 = 0, x_2 = d_1, \dots \text{et } x_i = d_1 + \dots + d_i \quad (III.1)$$

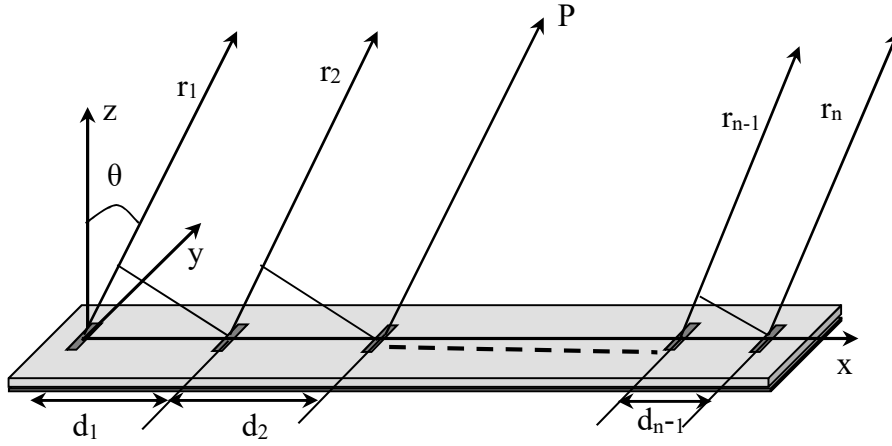
Le champ électrique  $\vec{E}_i$ , créé au point  $P$  par l'antenne  $i$  se trouvant à la distance  $r_i$  de l'origine, est donné par la formule suivante :

$$\vec{E}_i = I_i e^{j\beta_i} \frac{e^{j\vec{k}\cdot\vec{r}_i}}{r_i} \vec{u}_r \quad (III.2)$$

Avec:  $\vec{k}$  vecteur d'onde,  $\vec{r}_i$  rayon de position et  $\vec{u}_r$  vecteur unitaire selon ( $\vec{r}_i$ ).

La sommation vectorielle de tous les champs élémentaires  $\vec{E}_i$  donne le champ total  $\vec{E}$  est:

$$\vec{E} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \dots + \vec{E}_n = \left( I_1 e^{j\beta_1} \frac{e^{j\vec{k}\cdot\vec{r}_1}}{r_1} + I_2 e^{j\beta_2} \frac{e^{j\vec{k}\cdot\vec{r}_2}}{r_2} + \dots + I_n e^{j\beta_n} \frac{e^{j\vec{k}\cdot\vec{r}_n}}{r_n} \right) \vec{u}_r \quad (III.3)$$



**Fig.III.1. Structure d'un réseau linéaire (un exemple à n éléments)**

Remplaçons  $r_n = r_{n-1} - d_{n-1}\sin\theta$ ,  $r_{n-1} = r_{n-2} - d_{n-2}\sin\theta$  ... et  $r_2 = r_1 - d_1\sin\theta$  et utilisons les approximations classiques du champ lointain. Maintenant si on néglige la distance  $d_i\sin\theta$  ( $i = 1, 2, \dots, n-1$ ,  $r_i=r$ ) seulement sur le terme d'amplitude du champ, mais sur le terme mais non pas sur le terme de la phase, on obtient :

$$\vec{E} = E_1 (I_1 e^{j\beta_1} + I_2 e^{j(ky_{x_1}\sin\theta + \beta_2)} + \dots + I_n e^{j(ky_{n-1}\sin\theta + \beta_n)}) \vec{u}_r \quad (III.4)$$

De l'équation III.1, on tire le facteur de groupement  $AF$  (Array Factor) [39] :

$$AF = \sum_{i=1}^n I_i e^{j(ky_{i-1}\sin\theta + \beta_i)} \quad (III.5)$$

### III.3. Etude d'un réseau circulaire d'antennes imprimées

On considère un réseau circulaire comme présenté par la figure III.2. Les éléments rayonnants sont placés sur un cercle de rayon  $a$ . Le champ électrique créé par l'antenne réseau à un point  $p$  d'observation qui se situe dans la zone lointaine (c'est-à-dire pour  $r \gg 2D^2/\lambda$  [155],  $D$  étant la plus grande dimension de l'antenne,  $\lambda$  longueur d'onde de travail), est la somme vectorielle de toutes les contributions des éléments rayonnants.



### III.4. Problème de synthèse

Le facteur de groupement  $AF(\theta)$  donné par l'équation III.5 est une fonction de deux directions angulaires  $\theta$  et  $\varphi$ . Si l'angle  $\varphi$  est fixée (à une direction), le diagramme  $AF(\theta)$  pourra être conformé dans le plan  $E$  ou  $H$ . Pour des raisons de commodité, on s'intéresse à la synthèse de réseaux linéaires dans le plan  $\varphi = 0$  (une synthèse à deux dimensions).

D'une manière générale, ou dans la plupart des cas d'optimisations des réseaux d'antennes, le diagramme souhaité est un gabarit. Dans ce cas, on a choisi de prendre le diagramme souhaité (la fonction souhaitée) une Gaussienne qui est donnée par:

$$F_d = n \cdot \exp\left(\frac{-\theta^2}{\sigma}\right) \quad \text{III.10}$$

Avec  $n$ : Nombre d'éléments rayonnants qui peut être considéré comme le maximum théorique du gain,  $\theta$ : angle de position,  $\sigma$ : l'écart type.

Pour la synthèse et l'optimisation d'un réseau d'antennes imprimées, il faut trouver un vecteur d'excitation constitué de deux sous vecteurs : l'un pour les pondérations des amplitudes et l'autre pour les phases et le vecteur de position. Afin d'appliquer un algorithme d'optimisation à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées, on cherche que le motif synthétisé  $F_s(\theta)$  ( $F_s(\theta, \varphi)$ ,  $\varphi = 0$ ) est également similaire ou proche d'un diagramme souhaité  $F_d(\theta)$ . Pour ce faire, il faut minimiser l'erreur quadratique appelée fonction coût, et qui est donnée par :

$$\text{coût} = \sum_{\theta} (F_s(\theta) - F_d(\theta))^2 \quad \text{III.11}$$

L'optimisation des réseaux d'antennes imprimées par la Recherche Coucou peut se faire facilement avec la manipulation des paramètres d'entrée de l'algorithme qui se divisent en deux catégories, une concernant les réseaux d'antennes (le nombre d'éléments  $n$ , les limites des domaines de recherche (les valeurs minimales et maximales des paramètres d'antenne) les courants d'alimentation, les inter-espacements : cas où ces derniers sont fixes) et d'autre concernant les paramètres de l'algorithme et la fonction souhaitée  $F_d$ .

Les paramètres de sortie de la recherche de coucou sont: les excitations (les pondérations des amplitudes et les phases) et les inter-espacements (selon la loi d'optimisation).

Afin de pouvoir négliger l'effet de couplage mutuel entre les éléments rayonnants, le minimum de l'espacement est supposé supérieur à  $0,25\lambda$ . L'espacement maximal sera inférieur

à  $2\lambda$ , ( $0,25\lambda \leq d_i \leq 2\lambda$ ), la pondération d'amplitude  $a_i$  est comprise entre  $0,1$  et  $1$  et la phase  $\psi_i$  est comprise entre  $0$  et  $2\pi$  [12].

Dans le cas d'un nombre pair d'éléments ( $P = 2n$ ) et une répartition symétrique (voir chapitre II), le facteur de groupement est donné par (réseau linéaire) :

$$F(\theta, \varphi) = 2 \sum_{i=1}^n a_i \cos(k_0 X_i \sin \theta + \psi_i) \quad (\text{III.12})$$

La position  $X_i$  de l'antenne peut être déterminée à partir des inter-espacements entre les éléments d'après la relation suivante [12]:

$$X_i = \sum_{m=1}^i d_m - \frac{d_1}{2} \quad (\text{III.13})$$

D'une façon générale, le problème de la synthèse consiste donc à rechercher les trois vecteurs :  $A = [a_1, a_2, \dots, a_N]$ ,  $\psi = [\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_N]$   $D = [d_1, d_2, \dots, d_N]$ . Ces vecteurs qui donnent un diagramme de rayonnement synthétisé  $F_s(\theta)$  soit aussi proche d'un diagramme désiré  $F_d(\theta)$ .

### III.5. Types de synthèse d'un réseau d'antennes

Les trois paramètres d'un réseau d'antennes sont les amplitudes, les phases et les inter-espacements. Ce qui donne les sept cas d'optimisation possibles cités comme suit:

#### Cas 1: Optimisation de l'inter-espacement

Dans ce cas, les pondérations des amplitudes valent  $1$  et les phases valent  $0$  ( $a_i = 1$  et  $\psi_i = 0$ ). Il y a, donc, un seul degré de liberté, qui est l'espacement.

#### Cas 2: Optimisation d'amplitude

Dans ce cas, l'inter-espacement est fixe (par exemple :  $d = \lambda/2$  ou  $d = \lambda/4, \dots$ ) et les phases des excitations sont nulles pour tous les éléments ce qui conduit à un seul degré de liberté qui est la pondération d'amplitude de l'excitation.

#### Cas 3: Optimisation de la phase

Dans ce cas, les amplitudes (les pondérations) valent  $1$  et l'inter-espacement est fixe (par exemple :  $d = \lambda/2$  ou  $d = \lambda/4, \dots$ ).

#### Cas 4: Optimisation d'amplitude et de phase

Dans ce cas, l'algorithme cherche l'excitation (amplitudes et phases) pour avoir le facteur requis en prenant les inter-espacements fixes.

**Cas 5: Optimisation par pondération de l'amplitude et de l'inter-espacement**

Dans ce cas, les phases des excitations sont prises nulles. L'optimisation se fait par pondération de l'amplitude et de l'inter-espacement.

**Cas 6: Optimisation par phases et par inter-espacements**

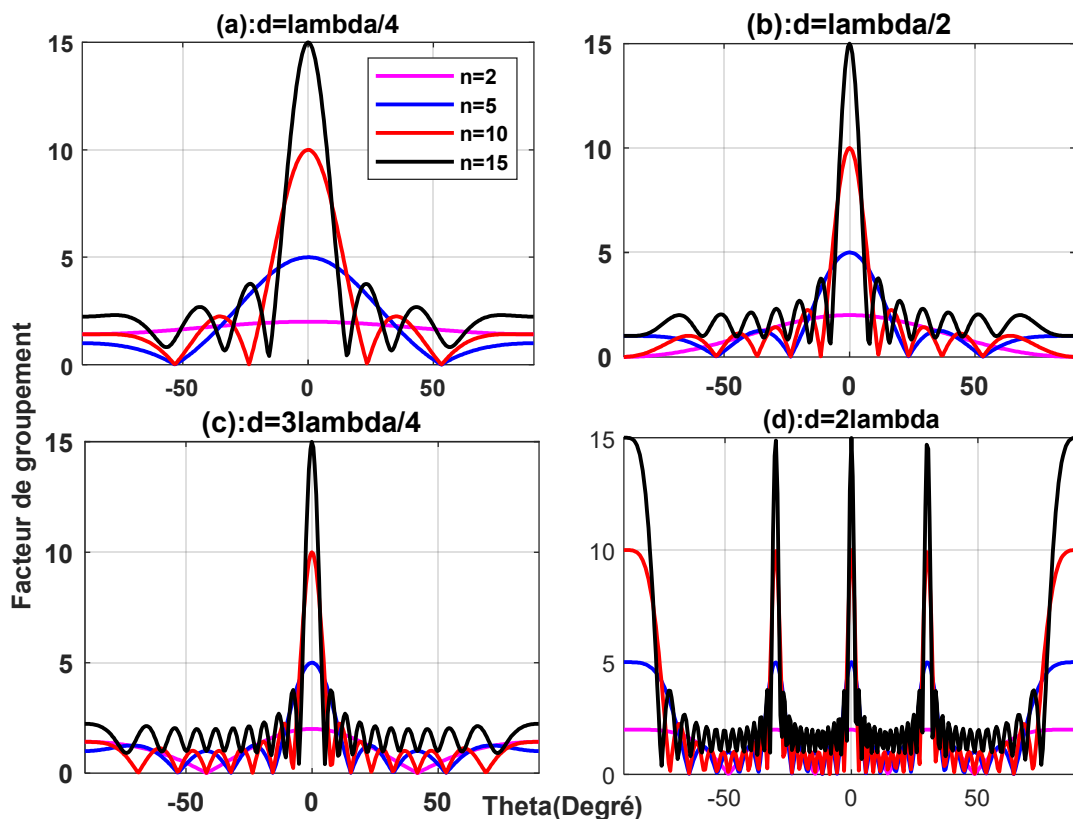
Dans ce cas, on considère que les amplitudes sont égales (ce qui signifie que la pondération ( $a_i = 1$ ). Ce qui conduit à optimiser les phases et les inter-espacements pour avoir un facteur souhaité.

**Cas 7: Optimisation de l'amplitude, phase et inter-espacement**

Dans ce dernier cas, l'algorithme de recherche exploite les trois paramètres (amplitudes, phases et inter-espacements) simultanément.

**III.6. Effet de certains paramètres sur le facteur de groupement (AF)**

Dans ce cas, on s'intéresse uniquement aux espacements et au nombre d'antennes, pour cela un code MATLAB a été développé en se basant sur l'équation III.5.



*Fig.III.3. Facteurs de groupement des réseaux linéaires 2, 5, 10 et 15 éléments pour les inter-espacements  $\lambda/4$ ,  $\lambda/2$ ,  $3\lambda/4$  et  $2\lambda$  respectivement*

La figure III.3 montre le facteur de groupement pour différents réseaux uniformes (2, 5, 10 et 15 éléments) pour différents inter-espacements : (a)  $d_i = \lambda/4$ , (b)  $d_i = \lambda/2$ , (c)  $d_i = 3\lambda/4$ , (d)  $d_i = 2\lambda$ . On note que le gain augmente avec le nombre des éléments et les maximums valent le nombre des éléments. On peut donc considérer le nombre d'éléments comme la valeur maximale théorique du gain. On note également que pour le cas où l'inter-espacement est égal à  $2\lambda$  le niveau des lobes secondaires est égal à celui du lob principal et qu'on ne peut pas les distinguer. La largeur de faisceau à mi-puissance (HPBW) augmente avec l'augmentation de l'inter-espacement. Le nombre de lobes secondaires augmente avec le nombre d'éléments et l'augmentation de l'inter-espacement.

### **III.7. Optimisation du Loup Gris Modifié (MGWO)**

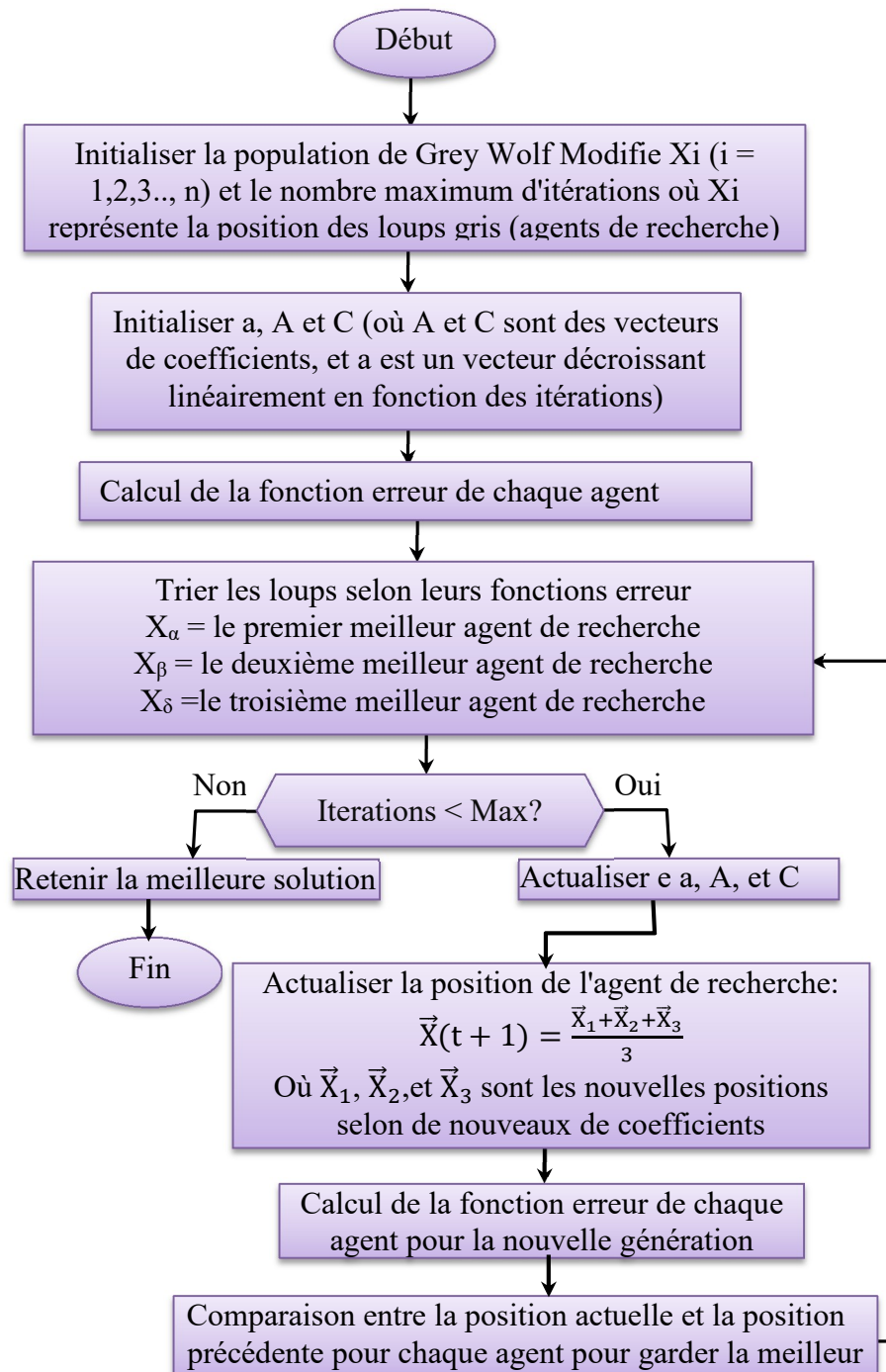
Dans cette section, une technique d'optimisation pour l'estimation des paramètres de (les équations III.5 et III.9) est présentée. Pour atteindre cet objectif, on propose une nouvelle technique d'optimisation notée "Optimisation du Loup Gris Modifiée" (Modified Grey Wolf Optimization : MGWO). Dans un premier temps, le GWO, qui est introduit en 2014 par Mirjalili [109], est présenté dans le chapitre précédent. Les détails de cet algorithme se trouvent dans [109, 112].

Pour résoudre le problème d'optimisation ci-dessus donné par l'équation (III.11), nous considérons un schéma flexible utilisant la méthode GWO avec un léger changement dans la phase de la sélection.

Pour résoudre le problème d'optimisation donné par les équations (III.5, III.9 et III.12), nous considérons un schéma flexible utilisant la méthode GWO avec un léger changement dans la phase de la sélection. Chaque agent de recherche (position) est un vecteur des paramètres de synthèse du diagramme optimal (facteur de groupement). Dans ce travail, la méthode proposée est utilisée pour trouver des paramètres optimaux tels que : les poids des amplitudes et les phases d'excitation, et les inter-espacements entre les éléments tout en maintenant le facteur de réseau directionnel dans une direction particulière tout en réduisant simultanément le niveau des lobes secondaires. En ce sens, le diagramme de rayonnement synthétisé  $F_s(\theta)$  doit être aussi proche que possible d'un diagramme souhaité  $F_d(\theta)$ . La fonction d'erreur à optimiser par l'algorithme MGWO est donnée par :

$$\text{Fonction erreur} = \sum_{\theta} (F_s(\theta) - F_d(\theta))^2 \quad (\text{III.21})$$

L'organigramme décrivant le fonctionnement de l'algorithme modifié est présenté par la figure III.4.



**Fig.III.4. Organigramme de l'algorithme d'optimisation du Loup Gris Modifié.**

L'algorithme commence par introduire la taille de la population et le nombre maximum d'itérations. Cette étape est suivie par la phase de génération des positions initiales d'une façon aléatoire, puis l'évaluation de ces positions en estimant la valeur de la fonction

d'erreur pour chaque position individuelle. Ensuite, les solutions initiales sont classées pour déterminer les membres alpha, bêta et delta. En conséquence, le reste des solutions (Oméga) vont subir des ajustements selon les solutions alpha, bêta et delta. Un nouveau concept de mise à jour de position est incorporé dans GWO qui offre une meilleure capacité d'exploration et d'exploitation d'une part et un processus de convergence rapide d'autre part.

Les solutions sont ensuite reclassées afin de tirer les nouvelles solutions alpha, bêta et delta pour gérer l'itération suivante et ainsi de suite. Une nouvelle stratégie s'inspire des algorithmes génétiques (gardent les meilleures solutions) consiste qu'après l'actualisation des positions des loups (les nouvelles solutions), les loups qui approchent de la proie gardent les nouvelles positions. Par contre les loups qui s'éloignent de la proie dans l'état actuelle reviennent à leurs positions initiales [43]. Cette stratégie est différente de la stratégie du GWO qui s'intéresse seulement au trois meilleures solutions. A la fin de cette phase, seules les meilleures positions de l'itération précédente et l'itération actuelle seront prises en considération pour déterminer les nouveaux membres alpha, bêta et delta. La procédure de mise à jour des positions des agents de recherche est ensuite répétée en fonction de leurs positions jusqu'à ce que le nombre maximum d'itérations soit atteint [43, 109, 112]. Le GWO avec la modification qu'on a ajoutée permet de trouver des résultats optimaux sans fixer les paramètres comme les méthodes classiques.

### **III.8. Algorithme de la Recherche Coucou**

En 2009, Xin-She Yang et Suash Deb ont proposé une nouvelle méthode méta-heuristique [27, 29, 31, 26] nommée l'algorithme de la Recherche Coucou (CuckooSearch : CS). La Recherche Coucou (CS) a été inspirée du parasitisme de certaines espèces du coucou qui pondent leurs œufs dans les nids d'autres oiseaux (hôtes). Yang et Deb ont exploité ce comportement parasitaire des coucous et le mécanisme du vol de Lévy qui permet la modélisation mathématique des déplacements aléatoires pour proposer une nouvelle méthode d'optimisation appelée La Recherche Coucou (CS).

Les étapes de la Recherche Coucou reposent essentiellement sur trois règles [27] :

1. Chaque coucou pond un œuf à la fois; Il le dépose dans un nid choisi au hasard;
2. Les meilleurs nids qui contiennent des œufs de hautes qualités (solutions) seront choisis pour la nouvelle génération.

3. Le nombre de nids d'hôtes disponibles est fixe, l'oiseau hôte peut détecter l'œuf étranger avec une certaine probabilité  $p_a \in [0, 1]$ .

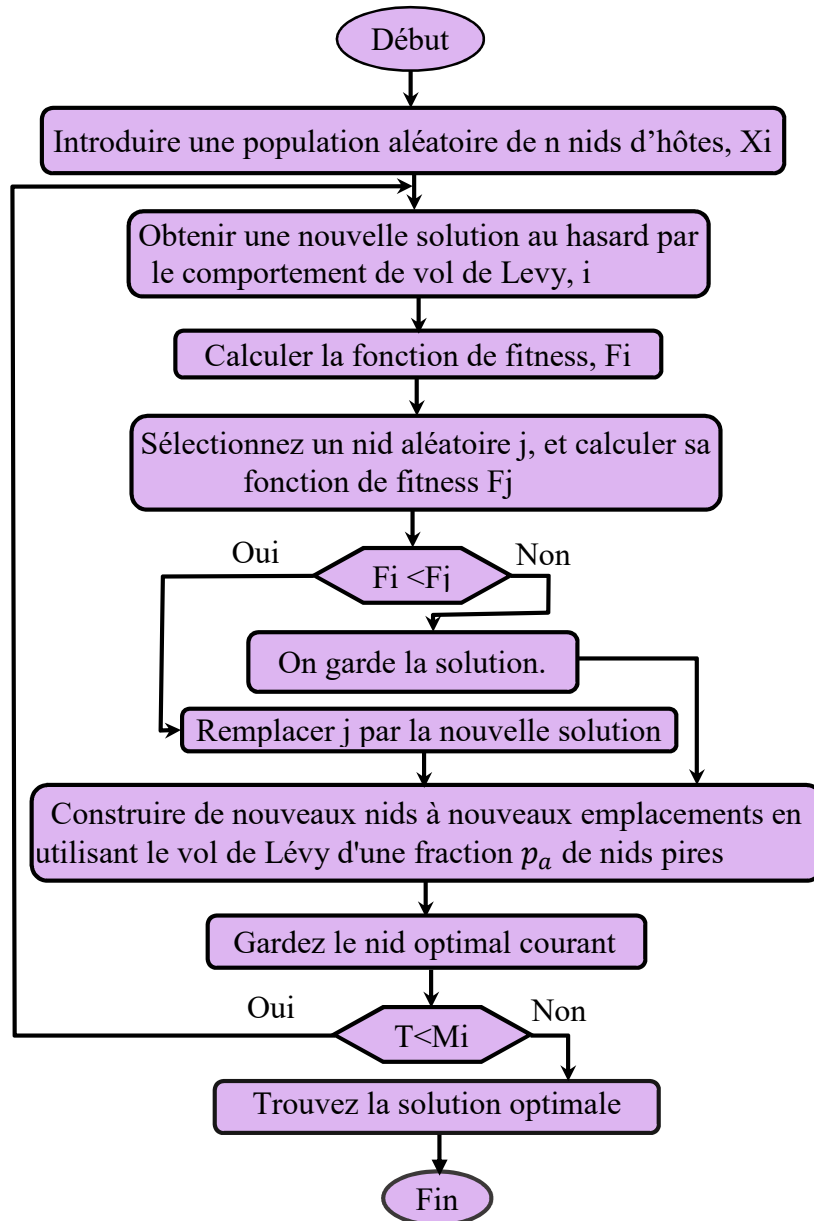


Fig.III.5. Organigramme de l'algorithme de la Recherche Coucou (CS).

Les étapes de base de la Recherche de Coucou (CS) qui sont regroupés dans l'organigramme présenté dans la figure III. 5. peuvent être résumées comme suit [26] :

1. Définir la valeur initiale de la taille du nid de l'hôte, la probabilité  $p_a \in [0, 1]$  et nombre maximal d'itérations.
2. Mettre  $t=1$ ; {Initialisation de compteur}
3. Initialiser une population de n hôte ( $X_i^{(t)}$ ) (solution) {n est la taille de la population}.

4. Evaluer la fonction erreur de  $f = (X_i^{(t)})$
5. Générer une nouvelle solution  $(X_i^{(t+1)})$  (coucou) au hasard par le vol de Lévy.
6. Evaluer la fonction erreur d'une solution  $(X_i^{(t+1)})$ ,  $f(X_i^{(t+1)})$
7. Choisir une solution  $(X_j^{(t)})$  parmi les n solutions au hasard;
8. Si  $f(X_i^{(t+1)}) > f(X_i^{(t)})$  donc : on passe directement à l'étape (11), et Si non on garde les solutions de  $(X_i^{(t+1)})$  comme le montre la Fig. III.5 précédente;
9. Remplacer la solution  $(X_j^{(t)})$  par la solution  $(X_i^{(t+1)})$ ;
10. Abandonner une fraction  $P_a$  de nids pire;
11. Construire de nouveaux nids à de nouveaux emplacements en utilisant le vol de Lévy d'une fraction  $P_a$  de nids pire;
12. Maintenir la meilleure solution (nids avec des solutions de qualités).
13. Classer les solutions et trouver la meilleure solution actuelle.
14. Incrémenter  $t$  ( $t=t+1$ ); (Compteur d'itération croissante).
15. Si  $t=Max_{iter}$ , aller à l'étape 5 et le cas contraire aller à l'étape 16 {Critères de terminaison
16. Produire la meilleure solution.

Yang et Deb ont intégré le vol de Lévy pour générer une nouvelle solution  $X(t+1)$  pour un coucou  $i$  de la manière suivante :

$$x_i(t + 1) = x_i(t) + \alpha \otimes \text{levy}(\lambda) \quad (\text{III.22})$$

Où  $\alpha$  est la taille de pas, elle est liée au problème traité.

Le produit  $\otimes$  signifie multiplication élément par élément.

Le vol de Lévy représente une marche aléatoire dont les pas aléatoires sont définis à partir de la distribution de Lévy est donné par :

$$\text{levy} \sim u = t^{-\lambda}, (1 < \lambda \leq 3) \quad (\text{III.23})$$

Il existe quelques moyens pour la génération d'étapes des vols de Lévy, mais l'un des moyens les plus efficaces et simples est d'utiliser l'algorithme Mantegna pour une distribution stable symétrique Lévy [156].

Dans l'algorithme de Mantegna, la longueur de pas  $s$  peut être calculée par [156]:

$$S = \frac{u}{(v)^{1/\beta}} \quad (\text{III.24})$$

Où  $\beta$  est un indice, et  $u$  et  $v$  sont des variables stochastiques tirées des distributions normales [27, 156] :

$$u \sim (0, \sigma_u^2), v \sim (0, \sigma_v^2) \quad (\text{III.25})$$

$$\sigma_u = \left\{ \frac{\Gamma(1+\beta) \sin \frac{\pi\beta}{2}}{\Gamma\left(\frac{1+\beta}{2}\right) \beta \cdot 2^{(\beta-1)/2}} \right\}^{1/\beta} \quad \text{et} \quad \sigma_v = 1 \quad (\text{III.26})$$

$\Gamma(z)$  est la fonction Gamma.

Les paramètres d'entrée de la Recherche Coucou sont :

- ❖ Nombre d'antenne  $N$  ;
- ❖ Les limites (les valeurs minimales et maximales du paramètre géométrie d'antenne)
- ❖ Fraction de probabilité (taux de découverte) est de 0,25;
- ❖ La fonction désiré  $Fd$ ;

Les paramètres de sortie de la Recherche Coucou sont :

- ❖ L'amplitude et la phase d'alimentation.
- ❖ La distance entre élément.

### **III.9. Efficacité de la méthode proposée**

Pour montrer la capacité et l'efficacité de la méthode proposée, on a fait une comparaison entre le MGWO, le GWO et le CS pour résoudre ce genre de problème de conception ou d'optimisation (Tableau.III.1). Dans ce cas, l'optimisation des amplitudes, des phases et des espacements inter-éléments sont considérés pour un nombre d'éléments égal à 16.

D'après la figure III.6 et le tableau III.1, il est claire que MGWO surpasse les algorithmes GWO et le CS en termes d'obtention d'un gain plus élevé du faisceau principal tout en réduisant simultanément le niveau des lobes latéraux d'une part et en offrant une meilleure vitesse de convergence d'autre part comme l'illustré la figure III.7.

Pour ces raisons, dans les optimisations suivantes, le MGWO sera utilisé.

Tab.III.1. Résultats comparatifs des méthodes MGWO, GWO et CS

	MGWO	GWO	CS
SLL	-26.4202	-25.7354	-20.6926
Gain	22.5827	20.8123	22.2422

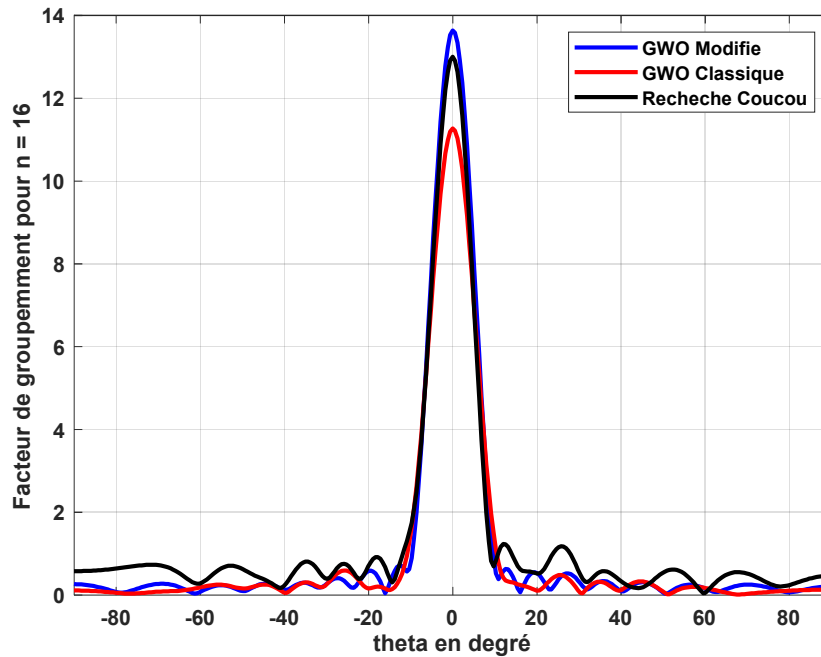


Fig.III.6. Facteur de groupement d'un réseau linéaire pour n=16.

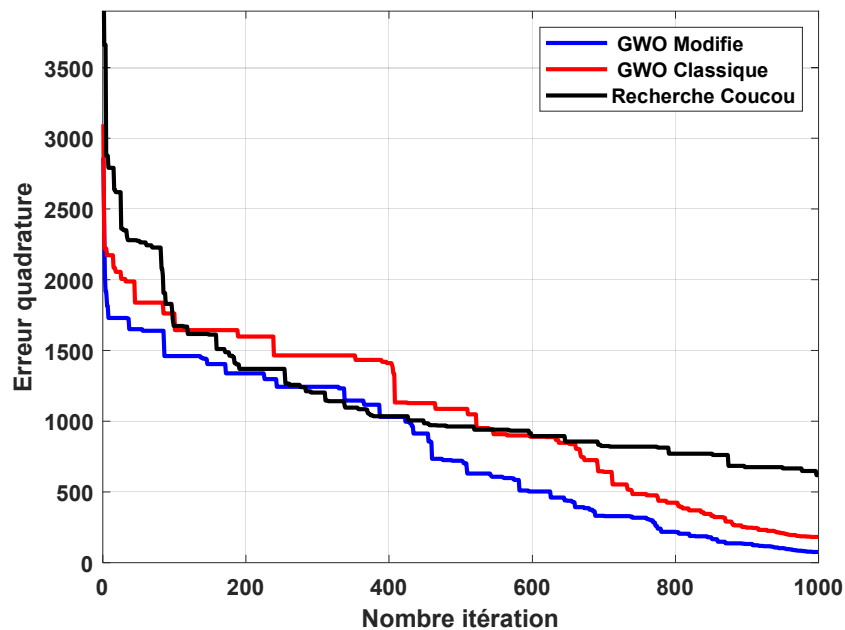


Fig.III.7. Convergence de la fonction coût en fonction de nombre d'itérations.

### III.10. Optimisation d'un réseau linéaire par MGWO

#### III.10.1. Optimisation d'un réseau symétrique par loi d'amplitude

Dans un premier temps, on a optimisé un réseau symétrique (équation III.12) qui est le plus étudié dans la littérature par la loi d'amplitude seulement. Dans cette optimisation, on a choisi un réseau à dix éléments. Les facteurs de groupement, correspondant à cette optimisation et de ceux des références [13, 40, 157], sont illustrés par la figure III.8. Cette dernière montre bien que l'algorithme d'optimisation proposé est meilleur que les algorithmes : Grey Wolf [40], Algorithme d'Optimisation par les Fourmis Amélioré: Enhanced Ant Lion Optimization Algorithm [157], Algorithme d'Optimisation par les Fourmis: Ant Lion Optimization Algorithm [157], Essaim de Particules : Particle Swarm [13] et la méthode Chebyshev method [13].

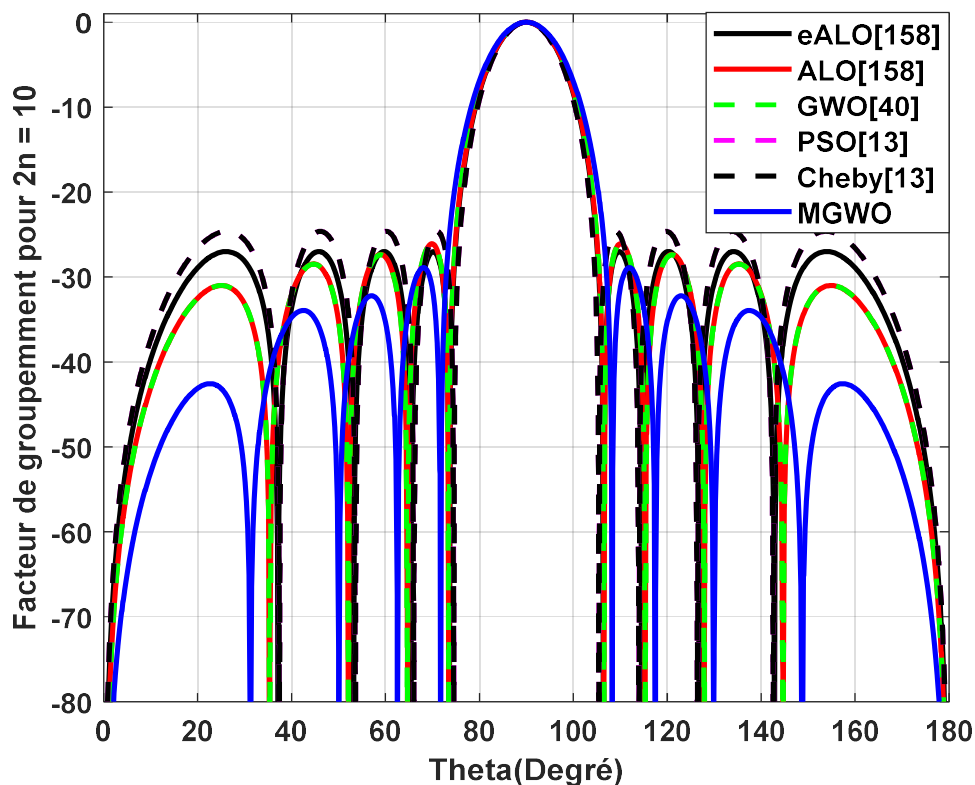


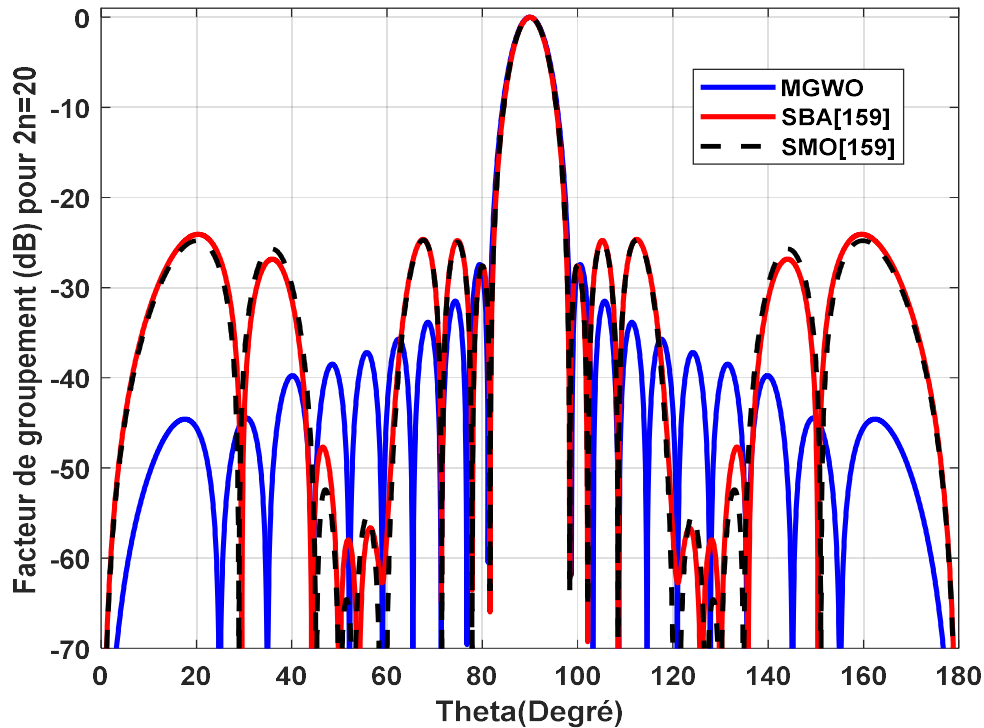
Fig.III.8. Facteur de groupement d'un réseau symétrique à 10 éléments (amplitude)

#### III.10.2. Optimisation d'un réseau symétrique par loi d'inter-espacement

Dans ce cas, on a optimisé un réseau symétrique (équation III.12), cette fois ci, par loi d'inter-espacement seulement. Ainsi, on a choisi deux réseaux, un réseau à 20 ( $n=10$ ) et un autre avec 28 ( $n=14$ ) éléments.

Le facteur de groupement, correspondant pour le réseau à 20 éléments et ceux de référence [158], sont illustrés dans la figure III.9.

Les SSLs obtenus par MGWO, SBA (Straw berry algorithm), SMO (Sequential minimal optimization) sont 27.5243 dB, 24.0710 dB et 24.4854 dB respectivement. Ceci prouve que le MGWO est plus efficace que les deux autres algorithmes.



**Fig.III.9. Facteur de groupement d'un réseau linéaire symétrique à 20 éléments (espacement)**

**Tab.III.2. Comparaison des résultats des différents algorithmes d'un réseau linéaire (2n=10, par amplitude)**

Méthode	eALO [157]	ALO [157]	GWO [40]	PSO [13]	Cheby [13]	MGWO
SLL	-27.1810	-26.0908	-26.1999	-24.7826	-24.7826	-29.2524

Le facteur de groupement correspondant pour le réseau à 28 éléments et ceux des références [40] et les réseaux uniformes  $0.25\lambda$  et  $0.5\lambda$  (c'est-à-dire les amplitudes sont égales et les phases sont nulles de tous les éléments et l'entre-espacement vaut  $0.25\lambda$  et  $0.5\lambda$  respectivement), sont illustrés dans la figure III.10 à l'échelle linéaire et par la figure III.11 à l'échelle logarithmique. La représentation à l'échelle linéaire montre que le gain est égale à la valeur maximal 28 (28,94 dB) par tous les algorithmes.

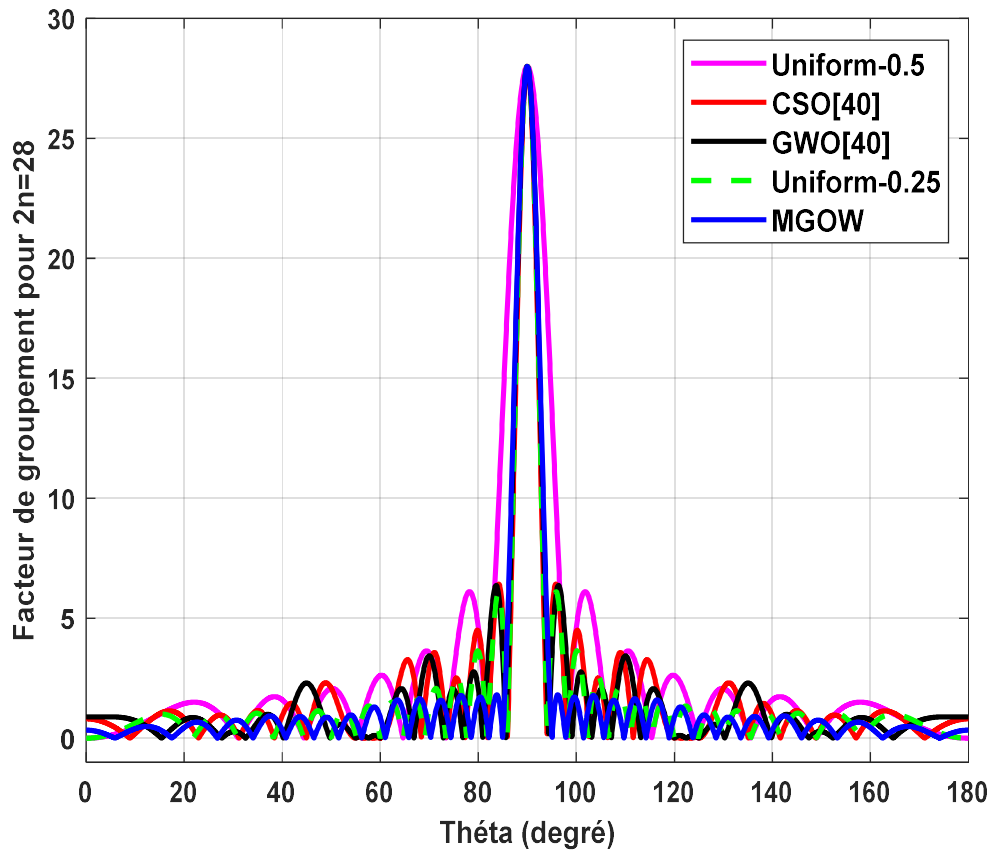


Fig.III.10. Facteur de groupement à l'échelle linéaire d'un réseau linéaire symétrique à 28 éléments (espacement)

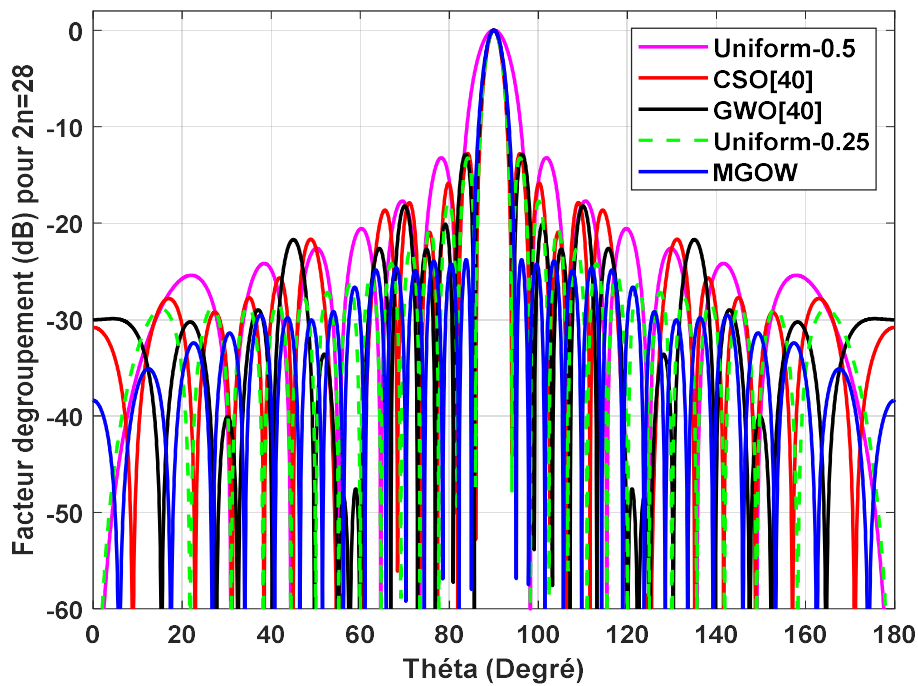


Fig.III.11. Facteur de groupement à l'échelle logarithmique d'un réseau linéaire symétrique à 28 éléments (espacement).

**Tab.III.3. Comparaison des résultats des différents algorithmes d'un réseau linéaire ( $2n=10$ , espacement)**

Méthode	Uniform 0.5	CSO [40]	GWO [40]	Uniform 0.25	MGWO
SLL	-13.3957	-12.9785	-13.1454	-13.1454	-23.9933

La figure III.11 montre que MGWO est plus efficace que les deux algorithmes (CSO, GWO [40]) en termes de la réduction de niveau des lobes secondaires.

### III.10.3. Effets des paramètres optimisés sur le facteur de groupement

Avant d'étudier l'effet de chaque paramètre, on suppose que, pour le cas sans optimisation, les pondérations des amplitudes valent 1, les phases d'excitation sont nulles et l'espacement inter-éléments est fixé à  $0,5\lambda$ .

#### III.10.3.1. Influence de chaque paramètre sur le facteur de groupement

Dans cette section, on suppose que l'optimisation est effectuée sur un seul paramètres (tous les autres paramètres sont pris constants) ce qui conduit à un seul degré de liberté. En examinant les résultats illustrés (Tab.III.2), on observe qu'un espacement approprié entre les éléments peut modifier le modèle du réseau global et permet au concepteur d'avoir plus de contrôle sur le facteur de réseau et la largeur du faisceau du lobe principal avec un SLL réduite.

**Tab.III.4. Comparaison des résultats des différents réseaux (un seul paramètre)**

Nombre des éléments		8	10	12	16
SLL	Sans optimisation	13.0619	13.2288	13.3122	13.5626
	Espacement optimisé	16.4640	18.1226	19.3534	19.7471
	Amplitude optimisée	14.4796	17.2519	18.1274	19.7325
	Phase optimisée	13.0204	13.1586	13.4348	13.4348
HPBW	Sans optimisation	13.0645	10.2822	8.7097	6.5322
	Espacement optimisé	11.3365	9.9540	8.2258	5.6854
	Amplitude optimisée	12.9953	11.0600	9.6775	7.4655
	Phase optimisée	12.7188	9.6775	8.2950	6.0830

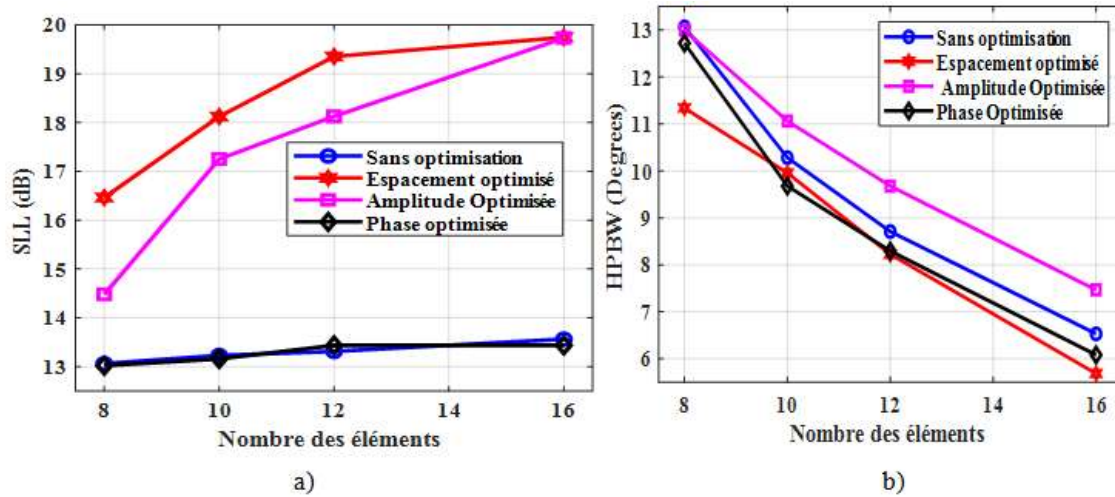


Fig.III.12. Comparaison des résultats (un seul paramètre) : a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction de nombre d'éléments et b) Ouverture à mi- puissance

A partir de la (figure III.12 a)), on peut remarquer également que, l'espacement inter-éléments a une grande influence par rapport aux autres en termes de réduction de SLL alors que l'effet de la phase est négligeable. Les mêmes remarques sont observées si l'on considère la demi-largeur de faisceau de puissance (HPBW) (figure III.12 b)).

### III.8.3.2. Influence de deux paramètres simultanés sur le facteur de groupement

Dans ce cas, l'optimisation par deux paramètres, est considérée, ce qui conduit à deux degrés de liberté, soient l'espacement et la phase, l'espacement et l'amplitude et l'amplitude et la phase (tableau III.5). D'après la figure III.13, on constate qu'en optimisant simultanément l'amplitude et l'espacement, on obtient de meilleurs résultats en termes de réduction des niveaux des lobes secondaires et de la réduction de la largeur de faisceau. La même chose s'obtient avec l'augmentation de nombre des éléments.

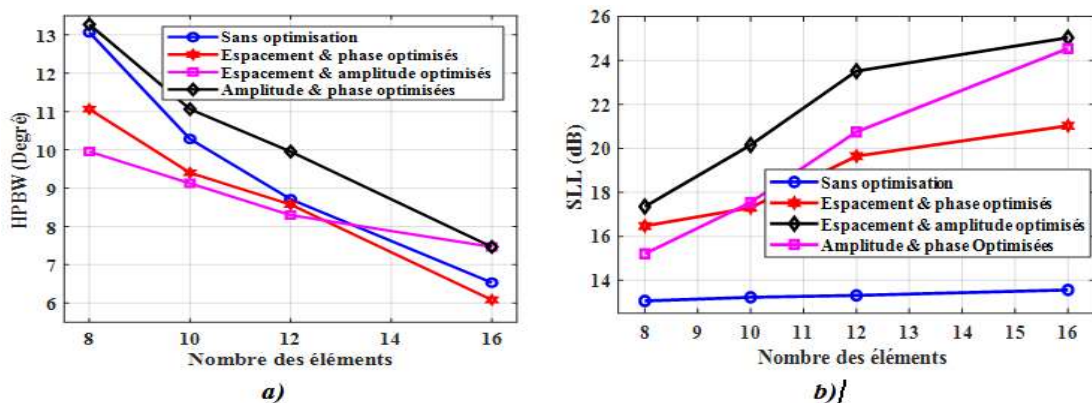


Fig.III.13. Comparaison des résultats (deux paramètres) : a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction du nombre d'éléments, et b) Ouverture à mi-puissance.

Tab.III.5. Comparaison des résultats des différents réseaux (Deux paramètres)

Nombre des éléments		8	10	12	16
SLL	Sans optimisation	13.0619	13.2288	13.3122	13.5626
	Phase & espacement sont optimisés	16.4737	17.3025	19.6508	21.0321
	Amplitude & espacement sont optimisés	17.3541	20.1556	23.5185	25.0379
	Amplitude & phase sont optimisées	15.2091	17.5438	20.7539	24.5477
HPBW	Sans optimisation	13.0645	10.2822	8.7097	6.5322
	Phase & espacement sont optimisés	11.0600	9.4010	8.5715	6.0830
	Amplitude & espacement sont optimisés	9.9540	9.1245	8.2950	7.4655
	Amplitude & phase sont optimisées	13.2718	11.0600	9.9540	7.4655

### III.10.3.2. Influence de trois paramètres simultanés sur le facteur de groupement

Dans ce cas, nous avons considéré toutes les variables de réseau, à savoir, l'espacement inter-éléments, l'amplitude et la phase d'excitation. Les facteurs de groupement correspondants pour les quatre cas ( $n=8, 10, 12$  et  $16$  éléments) sont illustrés dans la figure III.14. D'après cette dernière, on constate que l'optimisation des trois paramètres présente les meilleurs résultats en termes de niveau des lobes secondaires et l'angle d'ouverture. La même remarque est constatée avec l'augmentation du nombre des éléments. Ces constatations sont bien claires dans la figure III.15 et le tableau III.6

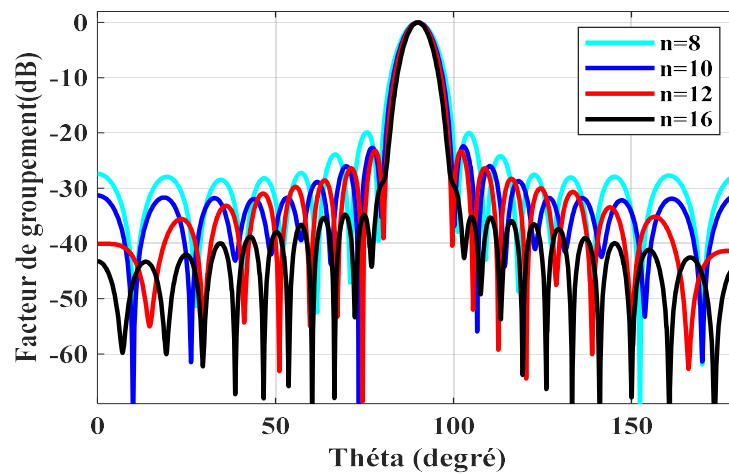


Fig.III.14. Facteur de groupement d'un réseau linéaire pour différents cas ( $n=8, n=10, n=12$  et  $n=16$ , Trois paramètres)

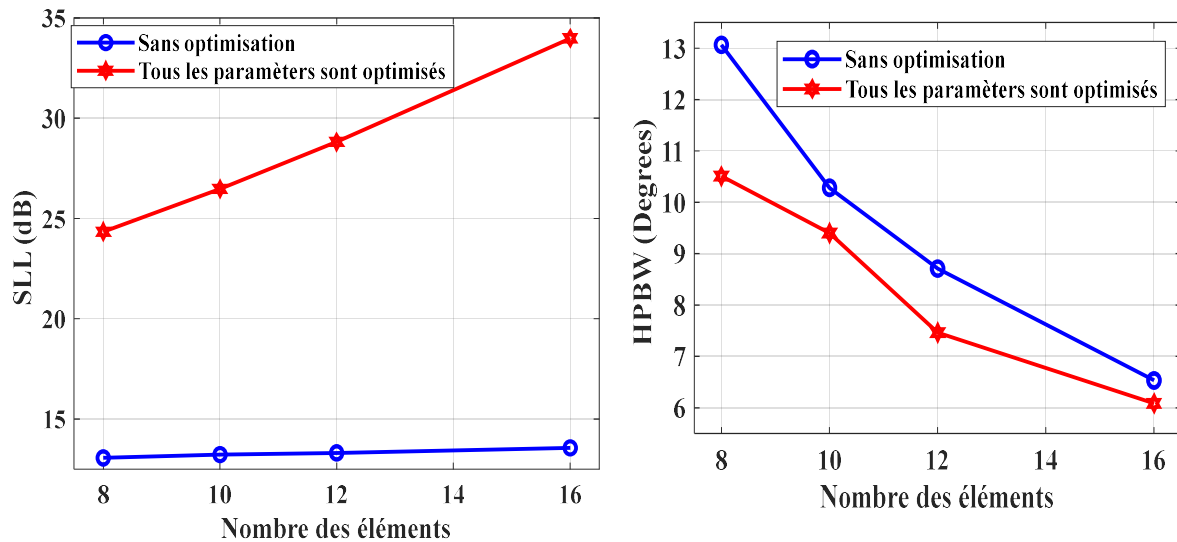


Fig.III.15. Comparaison des résultats (trois paramètres) : a) Niveau du lobe latéral (SLL) en fonction de nombre d'éléments et b) Ouverture à mi-puissance

Tab.III.6.Comparaison des résultats (Trois paramètres)

Nombre des éléments		8	10	12	16
SLL	Sans optimisation	13.0619	13.2288	13.3122	13.5626
	Tous les paramètres sont optimisés	24.3397	26.4751	28.8200	33.9835
HPBW	Sans optimisation	13.0645	10.2822	8.7097	6.5322
	Tous les paramètres sont optimisés	10.5070	09.4000	7.4654	6.0830

### III.10.4. Comparaison avec la littérature

Dans cette section, on a comparé les résultats trouvés avec ceux des autres auteurs dans [159]. Pour faire une comparaison objective, on a étudié les mêmes cas présentés dans la référence citée.

**Cas 1:** la phase d'excitation a été optimisée en gardant l'amplitude d'excitation et l'espacement inter-éléments fixes,

**Cas 2:** l'amplitude et la phase d'excitation ont été optimisées en gardant l'espacement inter-éléments fixe,

**Cas 3:** l'amplitude et la phase d'excitation et l'espacement inter-éléments ont été optimisés simultanément.

La figure III.16.a, présente l'angle d'ouverture(HPBW) pour les trois cas cités.

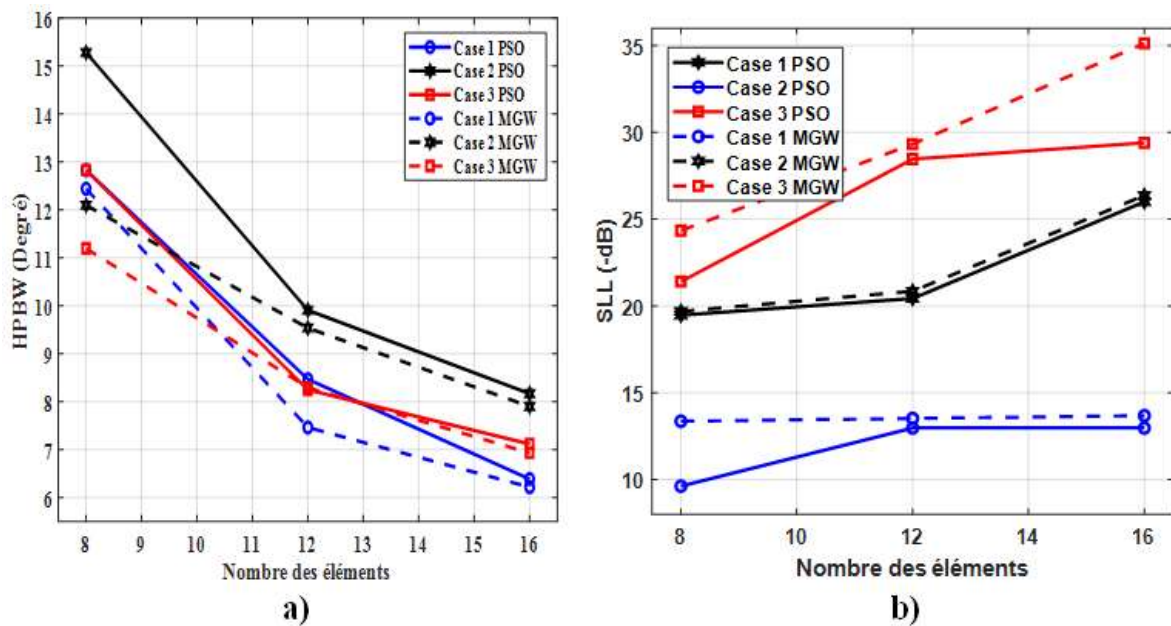


Fig.III.16. Comparaison (avec la littérature) : a) Ouverture à mi- puissance et b) Niveau du lobe latéral (SLL)

Les résultats du cas 2 sont mieux que ceux du cas 1. En passant du cas 2 au cas 3, on observe une amélioration considérable de HPBW pour  $N = 8$ , ceci démontre que le contrôle de l'espacement inter-éléments aide de manière significative à améliorer les caractéristiques d'un réseau antennes.

La figure III.16.b présente les résultats concernant le niveau des lobes secondaires (SLL). La figure montre que le SLL diminue considérablement car nous avons plus de paramètres de contrôle, c'est-à-dire que les résultats correspondant au cas 3 sont meilleurs que ceux des cas 2 et 1. En résumé que, à partir des résultats obtenus, les paramètres optimisés utilisant l'algorithme de Loups Gris Modifiée (MGWO) offrent, dans la plupart des cas, de meilleures performances par rapport aux résultats obtenus en utilisant l'optimisation des Essaims de Particules (PSO) [159].

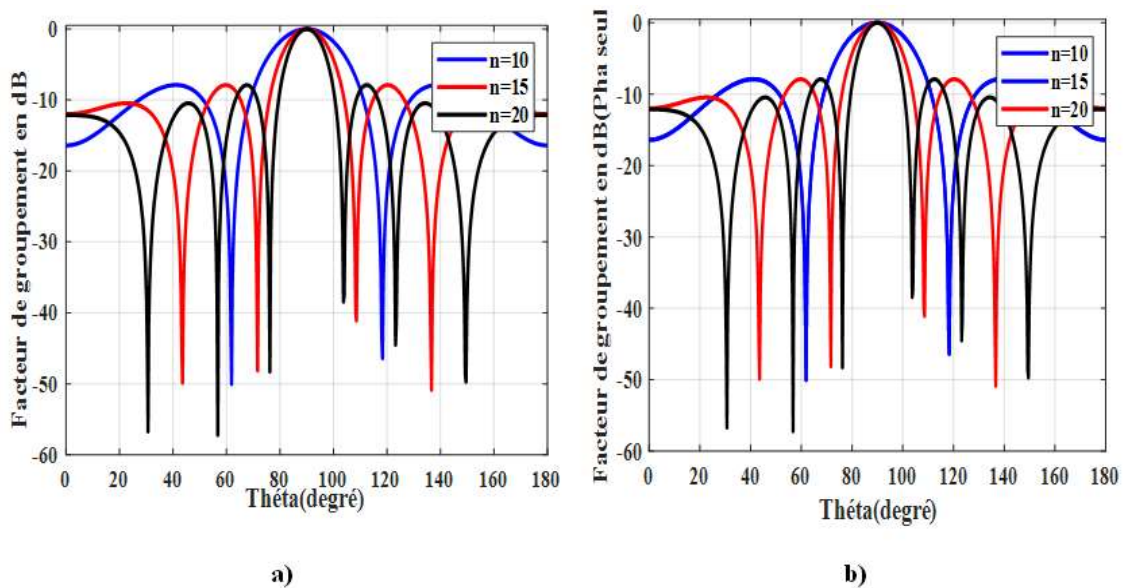
### III.11. Optimisation d'un réseau circulaire par CS

Dans cette partie, on présente la synthèse et l'optimisation d'un réseau circulaire d'antennes imprimées à l'aide de l'algorithme de la Recherche de Coucou (CS). Les réseaux choisis sont uniformes avec un inter-espacement égale à une demi-onde ( $d = 0.5\lambda$ ) pour trois cas  $n = 10$ ,  $n = 15$  et  $n = 20$ .

Dans notre cas, la Recherche de Coucou est utilisée pour trouver les poids optimaux (amplitudes et phases) des courants complexes qui alimentent les éléments rayonnants

produisant un diagramme de rayonnement directionnel, le plus possible, pour un réseau circulaire uniforme d'antennes imprimées. Le but est de voir les effets des paramètres sur le facteur de groupement de l'équation II.12.

La figure III.17.a illustre les facteurs des groupements des trois réseaux, où tous les paramètres (amplitude phase et inter-espacement) sont constants (sans optimisation). L'inter-espacement égal à  $\lambda/2$ , l'amplitude d'excitation de tous les éléments est égale à 1 et leurs phases d'excitation sont nulles.



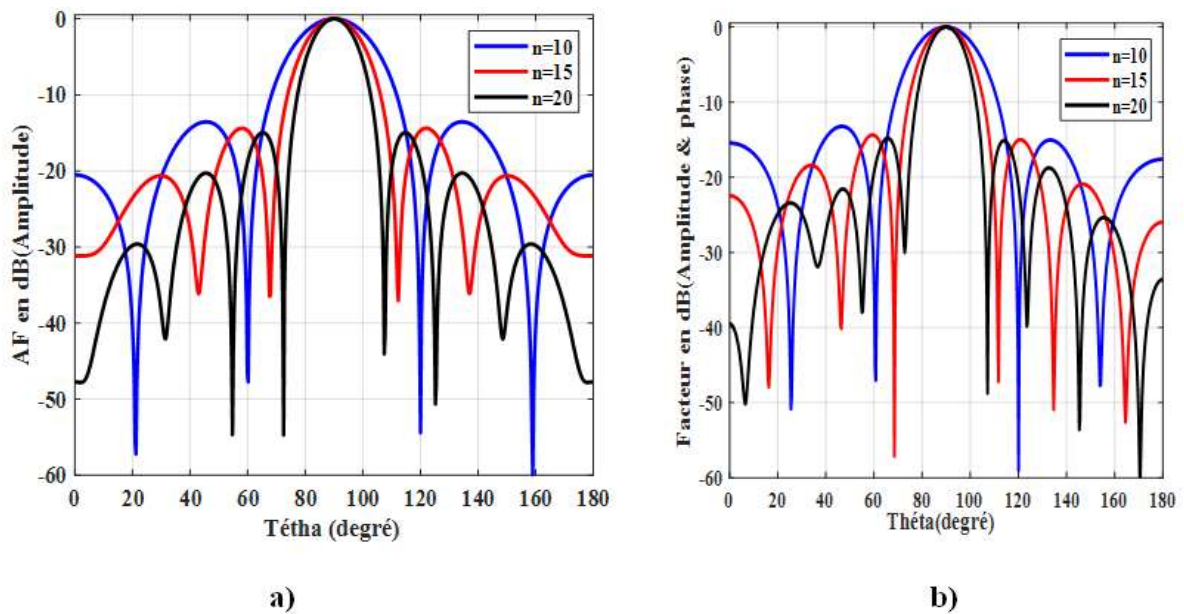
**Fig.III.17. Facteur de groupement d'un réseau circulaire pour différents cas ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ), a) Trois paramètres constants, b) Phase optimisée seule.**

Comme prévu, une augmentation du nombre des éléments diminue la largeur de faisceau (HPBW), tandis que son effet sur le niveau des lobes secondaires (SLL) est négligeable. Donc, le nombre d'éléments nécessaires dépendra d'une application particulière. Une largeur de faisceau plus large nécessite un nombre d'éléments réduit, mais pour une largeur de faisceau étroite, comme cela est requis dans le système de localisation de cible, le nombre d'éléments doit être relativement plus élevé.

La figure III.17.b illustre les facteurs des groupements des trois réseaux ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ), où l'optimisation est faite par la loi de phase seulement (amplitude =1 et inter-espacement égale à  $\lambda/2$ ). En comparant ces résultats avec ceux obtenus dans le cas sans optimisation, on constate que l'optimisation de la phase n'a pas apporté d'amélioration sauf une très légère diminution de l'angle d'ouverture.

La figure III.18.a illustre les facteurs des groupements des trois réseaux ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ) où l'optimisation est faite par loi d'amplitude seulement (Phase = 0 et inter-espacement égale à  $\lambda/2$ ). Ici aussi on constate les mêmes observations précédentes, soit une amélioration dans la réduction des niveaux des lobes secondaires.

La figure III.18.b illustre les facteurs des groupements des trois réseaux ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ) où l'optimisation est faite par la loi d'amplitude et de phase (inter-espacement égale à  $\lambda/2$ ). Les mêmes observations que le cas précédent ont été remarquées ce qui permet de conclure que l'effet de phase est presque négligeable.



**Fig.III.18. Facteur de groupement d'un réseau circulaire pour différents cas ( $n=10$ ,  $n=15$  et  $n=20$ ) : a) Amplitude optimisée, b) Amplitude et phase optimisées**

**Tab.III.7.Récapitulatif des résultats**

Nombre des éléments		10	15	20
<b>SSL</b>	Sans optimisation	08.1975	08.0513	07.9159
	Amplitude et phase optimisées	13.9379	14.6434	15.5554
	Amplitude seulement optimisée	13.7904	14.2789	15.1746
	Phase seulement optimisée	8.1513	8.1513	8.1513
<b>HPBW</b>	Sans optimisation	25.5242	17.1428	12.9953
	Amplitude et phase optimisées	25.0403	17.1028	12.9953
	Amplitude seulement optimisée	25.5242	19.1129	14.8790
	Phase seulement optimisée	25.4378	17.1428	12.9953

En examinant les résultats obtenus, on observe que des poids appropriés peuvent changer le facteur de groupement. Donc, l'amplitude et le nombre des éléments ont un effet significatif sur les niveaux des lobes secondaires. Ceci est montré par le tableau III.7

### **III.12. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté nos résultats sur la synthèse des réseaux d'antennes imprimées (linéaire et circulaire) en appliquant les algorithmes d'optimisation heuristiques. Ces algorithmes ont été appliqués sur certains réseaux pour montrer leur efficacité et voir l'effet de certains paramètres (le nombre des éléments, les excitations et les inter-espacements). Dans ce sens, un nouvel algorithme nommé MGWO a été proposé puis appliqué à la synthèse et l'optimisation d'un réseau d'antennes linéaires. Le facteur de groupement est utilisé pour évaluer ses caractéristiques telles que la largeur du demi-faisceau et le niveau du lobe latéral secondaire. L'algorithme proposé est testé sur chaque paramètre, deux paramètres ensemble puis sur les trois paramètres simultanément. Il a été démontré que les performances d'un réseau d'antennes linéaires imprimées dépendent de tous les paramètres dans laquelle l'optimisation simultanée des courants complexes et des inter-espacements est impérative pour maximiser ses caractéristiques.

L'algorithme CS est appliqué à un réseau circulaire uniforme pour voir l'effet d'amplitude et de phase sur le facteur de groupement. Finalement et en se basant sur les résultats obtenus, on constate que l'optimisation des réseaux d'antennes linéaires à l'aide de MGWO fournit des améliorations considérables par rapport aux algorithmes GWO, CSO et PSO.

## *Chapitre VI*

### *Simulation d'un réseau d'antennes imprimées sous HFSS*

<i>IV.1. Introduction</i> .....	<i>89</i>
<i>IV.2. Présentation du logiciel HFSS</i> .....	<i>90</i>
<i>IV.3. Structure et caractéristiques d'une antenne patch rectangulaire</i> .....	<i>90</i>
<i>IV.4. Simulation de l'antenne patch à un seul élément sous HFSS</i> .....	<i>94</i>
<i>IV.5. Réseau à 2 éléments à alimentations parallèles</i> .....	<i>106</i>
<i>IV.6. Simulation de l'antenne patch (alimentation avec encoches)</i> .....	<i>109</i>
<i>IV.7. Réseau à 2 éléments alimentés en série à un quart d'onde</i> .....	<i>111</i>
<i>IV.8. Conclusion</i> .....	<i>113</i>

# Chapitre IV: Simulation d'un réseau d'antennes imprimées sous HFSS

## IV.1. Introduction

Plusieurs problèmes en particulier dans les systèmes de communication ont été remédiés par le développement des antennes microrubans (Microrstrips ou Patches) [6]. L'antenne microruban est la plus populaire dans la transmission sans fil, grâce à ces caractéristiques importantes, qui sont : la taille réduite, le poids léger et facile à fabriquer, elle présente également des performances élevées et un faible coût de production [6, 7, 60, 61, 160, 161]. Ce type d'antennes est en pleine avancée grâce au développement pertinent des ordinateurs et les unités de calcul dans ces dernières décades. Ce qui a permis l'augmentation de la puissance de calcul dans les différents domaines. Parmi ces domaines, on peut citer : la conception des composants radio fréquences (RF) tels que les antennes, les guides d'ondes, les lignes de transmission, les filtres. Ces composants sont d'abord conçus et simulés avec un logiciel assisté par ordinateur, pour avoir une idée stratégique avant la réalisation. Le principe de ce type de logiciel consiste principalement à résoudre des équations électromagnétiques de Maxwell. Plusieurs entreprises ont développés des versions de ces logiciels et des méthodes mathématiques. Quelques exemples de tels logiciels et méthodes sont : FDTD, CST, HFSS, FEKO, et COMSOL.

La fréquence  $2.4\text{ GHz}$  est utilisée dans les technologies Wi-Fi, Bluetooth et ZigBee [57, 161] et qui est très commercialisée, et la fréquence  $10\text{ GHz}$  est utilisée dans les Télécommunications mobiles [57, 161].

Dans ce chapitre, on a présenté la description et le dimensionnement d'une antenne microruban rectangulaire alimentée par une ligne microruban sans et avec encoches. Ensuite, on a simulé deux types d'antennes patches sous le logiciel HFSS. Une opérante à  $2.4\text{ GHz}$  alimentée par une ligne d'alimentation microbande simple et son réseau à deux éléments alimentés séparément par des lignes microbandes simples. L'autre antenne opérante à  $10\text{ GHz}$  alimentée par une ligne microbande avec encoches et son réseau à deux éléments à alimentation série à un quart d'onde.

Dans cette étude, le substrat utilisé pour la conception des antennes est Rogers RT/duroid 5870 <sup>TM</sup> qui a des propriétés proches de ceux des fruits vides remplis de polyuréthane (PU-EFB) utilisé dans la référence [5].

## IV.2. Présentation du logiciel HFSS

Le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulation) est un solveur électromagnétique commercial basé sur la méthode des éléments finis, acronyme en français signifie simulateur de structure à haute fréquence. Il est l'un des nombreux outils commerciaux utilisés pour la conception des antennes et la conception d'éléments de circuits électroniques RF complexes, notamment des filtres, des lignes de transmission et des boîtiers des circuits intégrés [58]. Il a été développé à l'origine par le professeur Zoltan Cendes et ses étudiants de l'Université Carnegie Mellon. Le Professeur Cendes et son frère Nicholas Cendes ont fondé l'entreprise Ansoft et ont vendu le HFSS autonome dans le cadre d'une relation marketing 1989 avec l'entreprise Hewlett-Packard [58].

Il intègre des simulateurs, des visualisations et une interface pour la résolution des problèmes électromagnétiques en 3D. Il permet l'obtention des graphiques performants, des résultats et une perspicacité aux problèmes électromagnétiques en 3D [58].

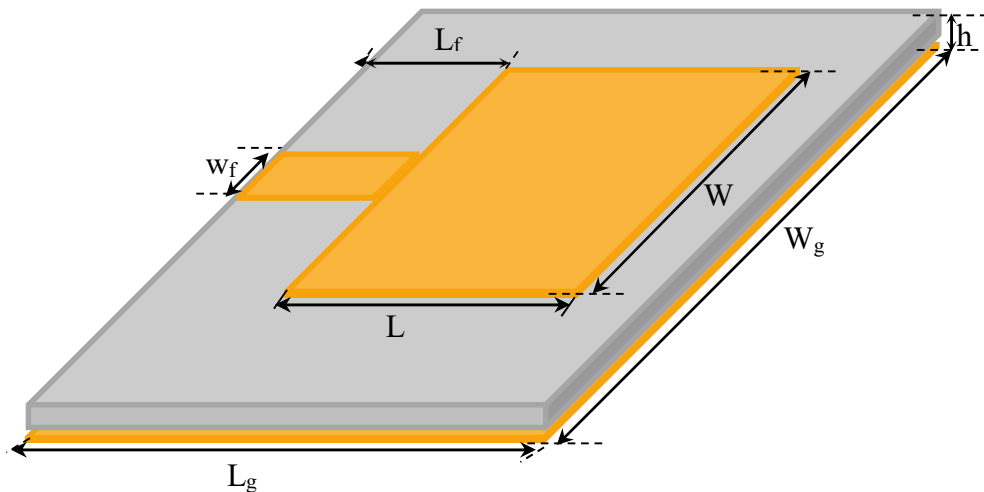
Le logiciel HFSS calcule des champs électromagnétiques dans le domaine fréquentiel en résolvant localement les équations de Maxwell. Donc il nécessite des conceptions (designs) en trois dimensions et en assignant des caractéristiques (type de matériau, taille, épaisseur...). Il est également nécessaire de spécifier les sources électromagnétiques (types d'alimentation). Il est possible de paramétrer le système et de faire varier ces paramètres lors de la simulation. L'un des intérêts du logiciel HFSS est sa capacité de donner directement les paramètres S en fonction de la fréquence [162].

## IV.3. Structure et caractéristiques d'une antenne patch rectangulaire

La configuration de base de l'antenne microruban est illustrée dans la figure IV.1. Une antenne microruban est constituée d'un substrat diélectrique sandwich entre deux plaques conductrices, généralement sont de même conducteur (cuivre) comme l'illustre la figure IV.1. La plaque inférieure constitue le plan de masse et la plaque supérieure présente le patch (élément rayonnant) et la ligne d'alimentation [163]. Le mécanisme d'alimentation joue un rôle important dans la conception des antennes microrubans. Une antenne microruban peut être alimentée soit par une sonde coaxiale, soit par une ligne d'alimentation microruban [5].

L'antenne microruban alimentée par une ligne microstrip est la structure de base la plus simple et la plus facile à fabriquer car la ligne d'alimentation est une bande conductrice se connectant au patch et peut donc être considérée comme une extension du patch [5].

Comme on a cité avant la conception d'antennes patch via l'utilisation de différents logiciels est devenue très populaire dans ces dernières années. Cela est dû à leurs relations utiles avec de nombreux paramètres, qui jouent un rôle extrêmement important dans la conception d'antennes hautes performances.



**Fig.IV.1. La structure de base d'une antenne patch rectangulaire**

La sélection du matériau de substrat approprié pour la conception d'une antenne patch microruban est basée sur les caractéristiques voulues de l'antenne pour des performances optimales selon la spécification et les classes de fréquences d'opération [164, 165].

Des caractéristiques des matériaux diélectriques qui doivent être prises en compte dans le choix du substrat telles que la constante diélectrique, le coût du matériau, la tangente de perte diélectrique, les propriétés d'adhérence avec la surface du conducteur et la facilité de fabrication. En général, les propriétés diélectriques dépendent de la température, de la fréquence, de la rugosité de surface, de la teneur en humidité, de la pureté et de l'homogénéité [166].

La valeur de la constante diélectrique pour la fabrication de l'antenne patch doit être comprise entre  $2,2 \leq \epsilon_r \leq 12$  [60, 167, 168].

La conversion d'énergie en chaleur dans le matériau est appelée tangente de perte ou facteur de dissipation désigné par  $\tan \delta$ . Si la valeur de la tangente de perte est élevée, les pertes seront élevées et l'efficacité du rayonnement diminuera [60, 167, 168]. L'épaisseur du substrat diélectrique doit être comprise entre  $0,003 \lambda$  et  $0,003 \lambda$  [60, 167, 168], où  $\lambda$  est la longueur

d'onde de fonctionnement d'une antenne patch. Le choix de l'épaisseur du substrat est un compromis entre la bande passante et l'efficacité [167].

Différents substrats diélectriques ont été proposés par les chercheurs. L'air avec la plus petite valeur de la constante diélectrique  $\epsilon_0 = 1$ , donne le coefficient de réflexion  $S_{11} = -22,644$  dB le benzocyclobutane qui a la constante diélectrique égale à  $\epsilon_r = 2,6$  qui donne un coefficient de réflexion  $S_{11} = -18,124$  dB [167].

Le Duroid 6010 (avec une constante diélectrique de  $\epsilon_r = 10,7$ ) est utilisé dans un réseau phasé de  $1 \times 4$  éléments pour une fréquence opérante à  $1,35$  GHz a donné des résultats optimisés [167]. L'époxy FR4 est un substrat largement utilisé dans la conception d'antennes microrubans. P. Kumar et coll. ont conçu une antenne patch rectangulaire avec résine époxy FR4 à  $2,45$  GHz [167]. Le gain calculé de l'antenne conçu est de  $3,954$  dB et les auteurs ont conclu qu'elle (la résine époxy FR4) était bien adaptée à la communication centrée sur le corps (on body) [167].

Pour concevoir une antenne microruban, on doit bien choisir : Le type de substrat et son épaisseur, la forme du patch et ses dimensions, la technique d'alimentation, la fréquence de résonance.

### IV.3.1. Caractéristiques de radiation d'une antenne patch

Les paramètres de radiation les plus importants sont :

#### IV.3.1.1. Directivité

La directivité c'est le quotient de l'intensité de rayonnement suivant une direction donnée et l'intensité de rayonnement de l'antenne isotrope, d'où :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{u(\theta, \varphi)}{u_0} = \frac{u(\theta, \varphi)}{p_{ray}/4\pi} \quad (IV.1)$$

Avec :

$u(\theta, \varphi)$  : Intensité de rayonnement,

$p_{ray}$  : est la puissance rayonnée

$u_0$  : est l'intensité isotrope de l'antenne.

L'intensité isotrope de l'antenne, c'est l'intensité qui serait rayonnée par l'antenne si cette dernière rayonne d'une façon isotrope ( $u_0 = P_e/4\pi$ , puissance totale  $P_e$ ).

### IV.3.1.2. Le gain

Le gain de l'antenne,  $G$ , est défini comme le rapport de la puissance de rayonnement de l'antenne ( $P_e(\theta, \varphi)$ ) à une direction  $(\theta, \varphi)$  et la puissance totale d'émission ( $P_{em}$ ) (la puissance fournie à l'antenne) :

$$G(\theta, \varphi) = \frac{P_e(\theta, \varphi)}{P_{em}} \quad (IV.2)$$

### IV.3.1.3. L'efficacité

L'efficacité d'une antenne est donné par :

$$\frac{G(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} \quad (IV.3)$$

Avec :  $G(\theta, \varphi)$  et  $D(\theta, \varphi)$  sont données par les deux équations précédentes.

## IV.3.2. Dimensionnement d'une antenne microruban rectangulaire

Les paramètres physiques et géométriques importants liés à la structure d'une antenne patch sont [169] :

- ❖ La permittivité relative du diélectrique ( $\epsilon_r$ ).
- ❖ La tangente des pertes ( $tg\delta$ ) dans le substrat, avec dominance des pertes par effet joule.
- ❖ L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde à transmettre).
- ❖ Les dimensions de l'élément rayonnant ( $L, w$ ).
- ❖ Les dimensions du substrat ( $L_s, w_s$ ).

La longueur  $L$  du patch rayonnant dans cette antenne est généralement de  $0,333 \lambda_0$  à  $0,5 \lambda_0$ , l'épaisseur  $t$  du patch est très inférieure à  $\lambda_0$  où la hauteur  $h$  du substrat diélectrique est comprise de  $0,003 \lambda_0$  à  $0,05 \lambda_0$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans l'espace libre [167] [167].

Dans une conception d'une antenne, les valeurs des paramètres cités doivent être connues [168]. Dans ce contexte, plusieurs formules ont été développées. Certaines formules sont citées dans le chapitre I (pour un patch rectangulaire alimenté par une ligne

miroruban simple : la constante diélectrique effective, longueur du patch  $L$ , la largeur de patch  $w$ , la fréquence de résonance,...ect).

La largeur de substrat  $w_g$  est : donnée [5, 161, 163, 165, 167] :

$$w_g = w + 6h \quad (\text{IV.4})$$

La longueur de substrat  $L_g$  est : donnée :

$$L_g = L + 6h \quad (\text{IV.5})$$

Dans le cas d'un patch rectangulaire avec alimentation par ligne micro ruban avec encoches (figure IV.2), la largeur de l'encoche est donnée par [170] :

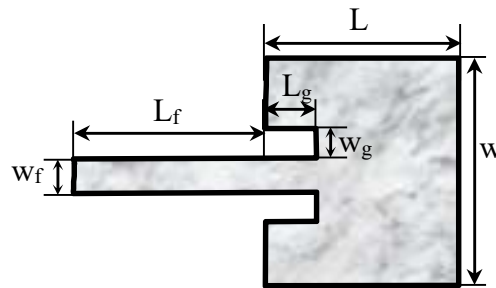


Fig.IV.2. Patch rectangulaire avec alimentation par ligne micro ruban avec encoches

$$w_g = \frac{c}{\sqrt{2\varepsilon_{eff}}} \frac{4.65 \cdot 10^{-12}}{f} \quad (\text{IV.6})$$

$$w_f = \frac{2h}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \quad (\text{IV.7})$$

Avec [170] :

$$B = \frac{377}{2Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{IV.8})$$

$$L_f = 3.96w_f \quad (\text{IV.9})$$

$$L_g = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \sqrt{\frac{Z_c}{Z_{L_f}}} \quad (\text{IV.10})$$

#### IV.4. Simulation de l'antenne patch à un seul élément sous HFSS

Dans cette partie, la valeur de l'épaisseur du substrat utilisée est  $h = 3.0 \text{ mm}$ , la constante diélectrique  $\varepsilon_r = 2,33$  (Rogers RT/duroid 5870™) et la fréquence de

fonctionnement est de 2,4 GHz. Les valeurs numériques des différents paramètres dans ce cas sont calculées, par les formules citées-dans le chapitre I (I.16, I.17, I.18, I.19, I.23), et les formules données par les équations (IV.4 et IV.5), par un code Matlab et sont résumées dans le tableau IV.1.

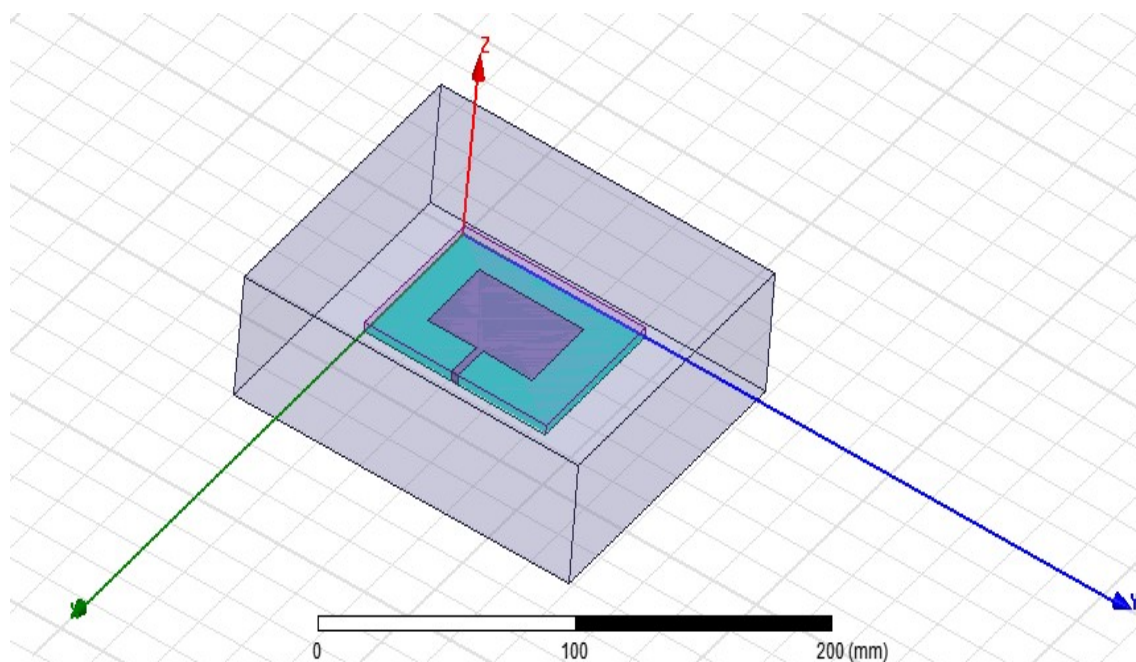
Dans un premier lieu on a simulé sous HFSS l'antenne en utilisant les valeurs citées dans le tableau IV.1., puis on a fait une étude paramétrique dans le but de régler les dimensions pour avoir la fréquence exacte (2.4GHz). Généralement la conception, en utilisant les dimensions calculées par les formules ne fonctionne pas à la fréquence souhaitée.

*Tab.IV.1. Valeurs des différents paramètres de l'antenne (en utilisant code Matlab)*

$\epsilon_{eff}$	$L_{eff}$	$\Delta L$	w	L	wg	Lg
2.3288	40.9 mm	1.2 mm	48.4 mm	38.6 mm	66.4 mm	56.6 mm

#### IV.4.1. Géométrie de l'antenne à un seul élément sous HFSS

La conception de la géométrie sous HFSS, est illustrée dans la figure IV.3. (Les valeurs des paramètres sont calculées à l'aide du code Matlab). L'antenne patch conçue est située dans le plan (X,Y) tandis que la hauteur du substrat est suivant la direction Z. La technique d'alimentation utilisée est une ligne microruban.



*Fig.IV.3. Géométrie de l'antenne patch sous le logiciel HFSS-18.*

Comme montre la figure IV.3, l'alimentation est une bande conductrice connectée directement au bord du patch microruban, c'est une alimentation axiale, c'est-à-dire la ligne se trouve sur l'axe de symétrie. Le processus de sa fabrication pour cette méthode d'alimentation est le plus facile. Le matériau du substrat utilisé dans la conception est le Rogers/duroid 5870™ ( $\tan\delta=0.0012$ ), possédant une constante diélectrique de  $\epsilon_r = 2,33$  qui est proche de celle du composite de fruits vides rempli de polyuréthane (PU-EFB) utilisé dans l'article [5] avec une constante diélectrique approximative de  $\epsilon_r = 2,3$ .

Les valeurs de dimensions ( $L$ ,  $w$ ,  $L_s$  et  $w_s$ ) calculées en utilisant les équations adéquates, sont données dans le tableau IV.1 (elles sont légèrement différentes à celles de l'article [5]).

#### IV.4.2. Coefficient de réflexion S<sub>11</sub>

Le coefficient de réflexion qui présente le rapport de transfert d'énergie entre la source d'alimentation et l'entrée de l'antenne, est illustré dans la figure IV.4. Donc d'après cette dernière on remarque que :

- ✓ La résonance est pour  $f = 2.432 \text{ GHz}$  (valeur de  $S_{11} = 13.2 \text{ dB}$ ), qui est un peu loin ( $\Delta f = 0.032 \text{ GHz}$ ) de la fréquence désirée ( $2.4 \text{ GHz}$ ).
- ✓ La bande passante est au voisinage de  $630 \text{ MHz}$  ( $f_2=2.4630 \text{ GHz}$  et  $f_1=2.400 \text{ GHz}$ )

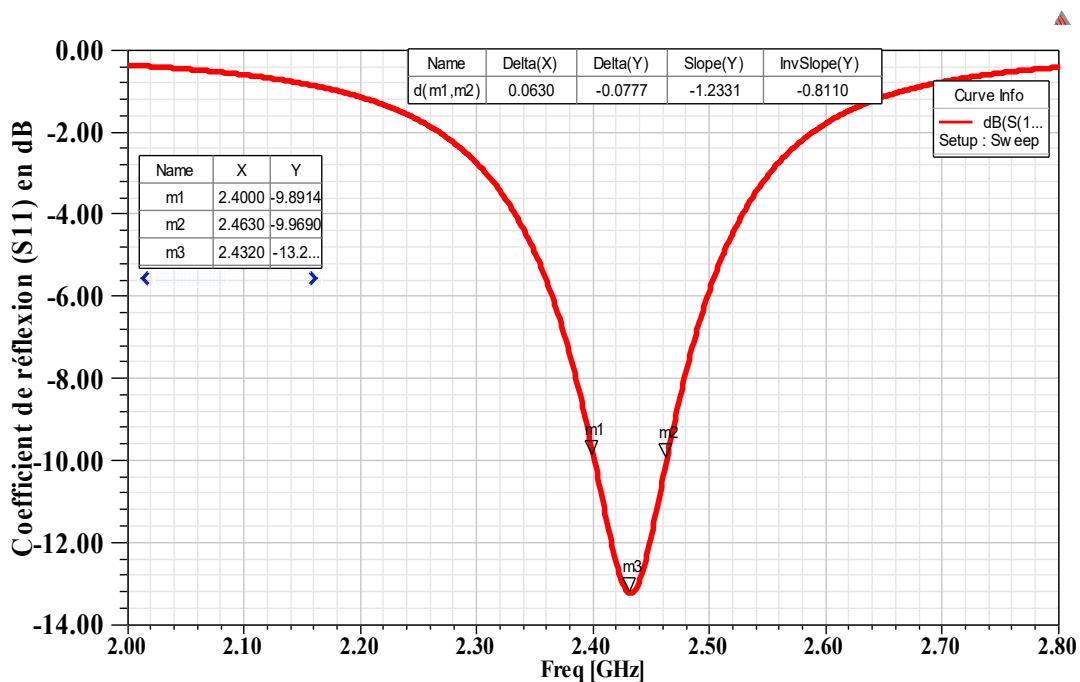


Fig.IV.4. Coefficient de réflexion en utilisant les dimensions (le tableau IV.1)

### IV.4.3. Rapport d'onde stationnaire (ROS) (VSWR)

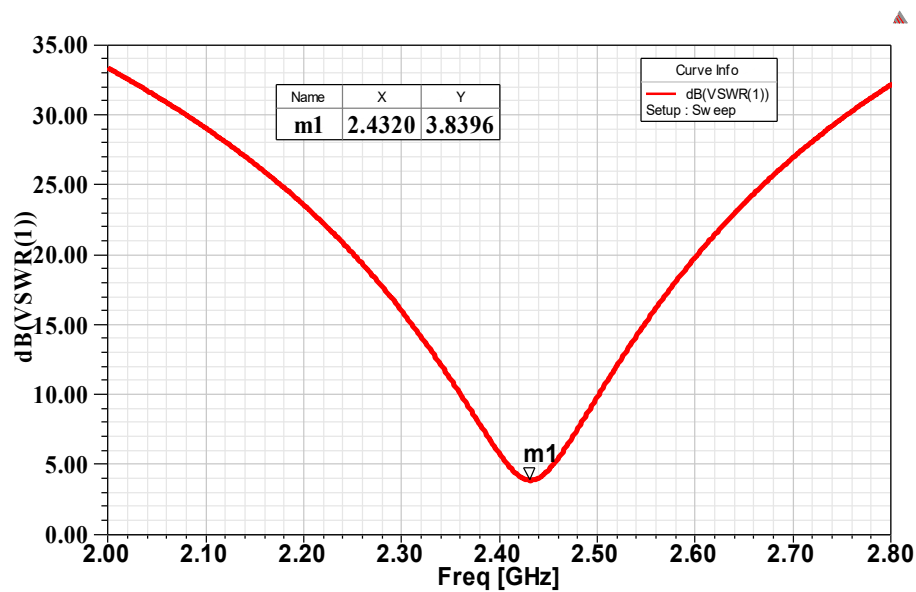


Fig.IV.5. Rapport d'onde stationnaire en utilisant (dimensions calculées analytiquement)

Le rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence est présenté dans la figure IV.5. D'après cette figure le ROS vaut 3.3896 dB à la fréquence de (2.4320 GHz) et au voisinage 5.86 dB à la fréquence 2.4 GHz. On remarque que le rapport d'onde stationnaire est très important, ce qui exige un redimensionnement de l'antenne, qui exige une étude paramétrique, pour voir l'effet de chaque paramètre seul et ensemble.

### IV.4.4. Impédance d'entrée du patch

L'impédance d'entrée en utilisant les dimensions calculées analytiquement est illustrée dans la figure IV.6. L'impédance d'entrée à la fréquence de travail 2.4 GHz est  $Z_{in} = (49.54 - i33.85) \Omega$  qui montre une désadaptation (par rapport à 50  $\Omega$ ).

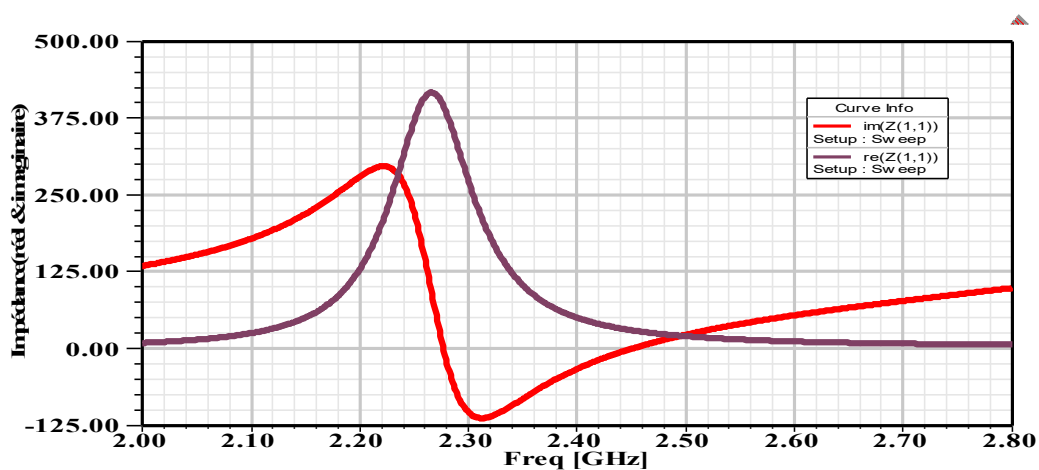


Fig.IV.6. Impédance d'entrée en utilisant les dimensions calculées analytiquement

Le gain à la fréquence 2.4 GHz de la structure est illustré dans la figure IV.7 (à gauche), et d'après cette dernière la valeur maximale est égale à 5.6689 dB par contre est de 1.013 dB dans la référence [5].

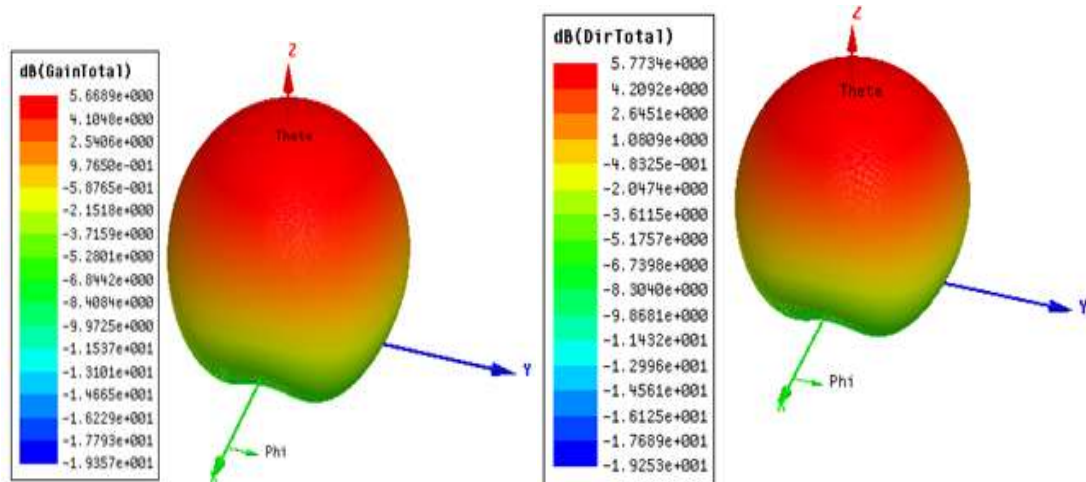


Fig.IV.7. Gain (à gauche) et directivité (à droite) de l'antenne à un seul élément (2.4GHz)

La directivité à la fréquence 2.4 GHz de la structure est illustrée dans la figure IV.7 (à droite), et d'après cette dernière, le maximal est égal 5.7734 dB par contre est de 1.8764 dB dans la référence [5].

Dans ce cas, l'efficacité est présentée dans la figure IV.8, cette dernière montre que l'efficacité pour ( $\varphi = \pi/2$ ) dépasse 97%.

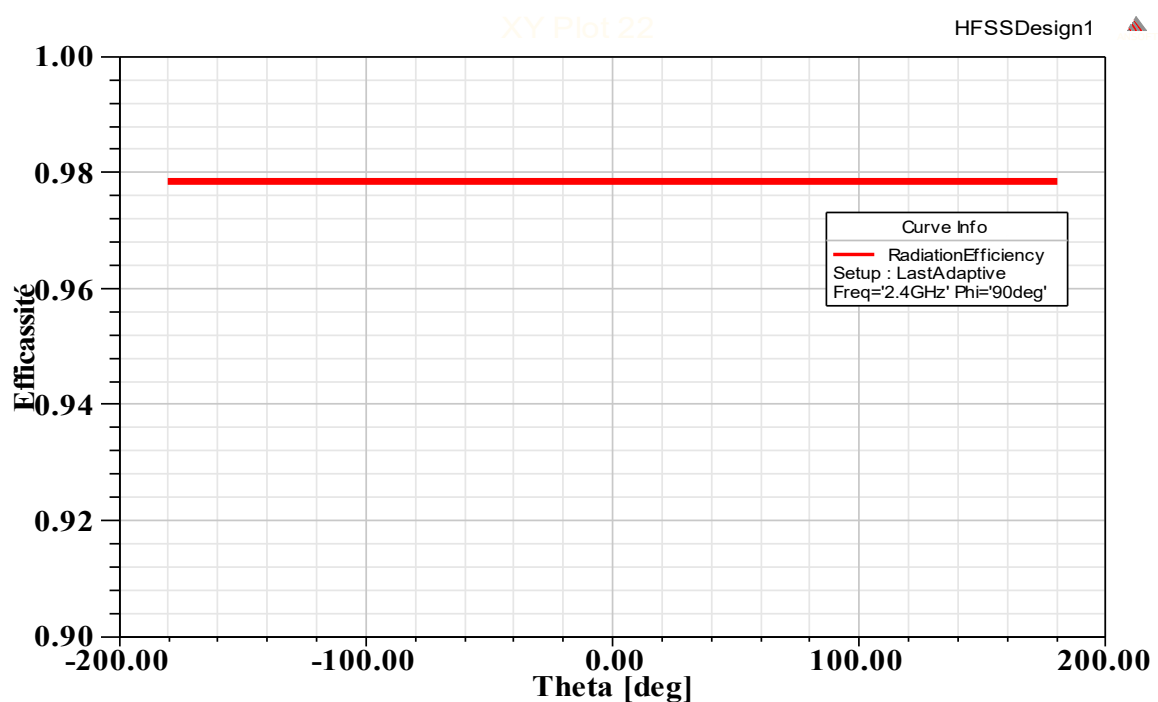


Fig.IV.8. Efficacité de le l'antenne à un seul élément (2.4 GHz)

Le diagramme de rayonnement en fonction de  $\theta$  pour  $\varphi = 90^\circ$  est illustré dans la figure IV.9. Cette figure montre que l'angle d'ouverture est au voisinage de  $80^\circ$ .

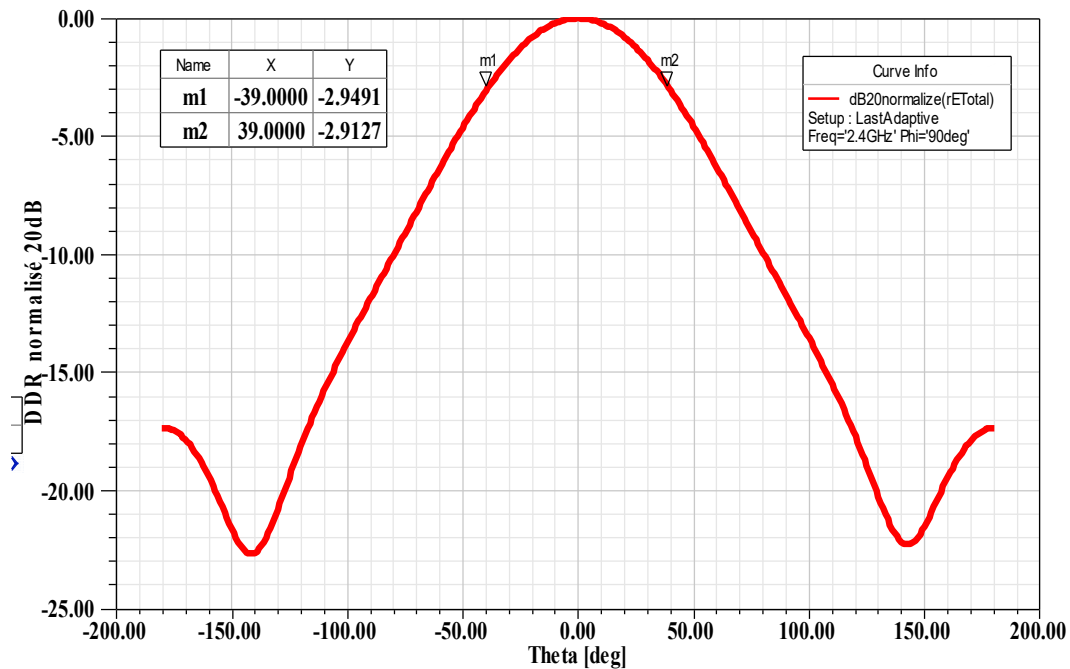


Fig.IV.9. Diagramme de rayonnement (DDR) de l'antenne à un seul élément (2.4 GHz  $\varphi = 90^\circ$ , dimensions calculées)

#### IV.4.5. Etude paramétrique

Dans cette partie, on présente l'effet de chaque paramètre du patch et de la ligne d'alimentation : largeur  $w$ , longueur  $L$  du patch et la largeur de la ligne d'alimentation  $w_f$ . Les paramètres du substrat sont inclus avec ceux du patch comme on a cité avant (largeur du substrat  $w_g = w + \delta h$  et longueur du substrat  $L_g = L + \delta h$ ). En variant les trois paramètres jusqu'à obtenir la fréquence de fonctionnement exactement 2.4 GHz, cette opération est dite optimisation.

##### IV.4.5.1. L'effet de la largeur du patch $w$ (largeur du substrat incluse)

Pour étudier l'effet de la largeur du patch (la longueur du substrat ( $w_s = w + \delta h$ ), on a pris l'intervalle étalant de 47.6 mm à 53.6 mm avec un pas de 2mm (la longueur du patch est fixée à 38 mm).

Les coefficients de réflexion correspondants en fonction de la fréquence, sont illustrés dans la figure IV.10. A partir de la figure on remarque que la largeur du patch joue un faible rôle sur le fonctionnement de l'antenne en terme de la fréquence de

résonance mais plus important sur la valeur du coefficient de réflexion. Si la largeur du patch augmente, la fréquence de résonance diminue faiblement par contre le niveau du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance correspondante augmente négativement.

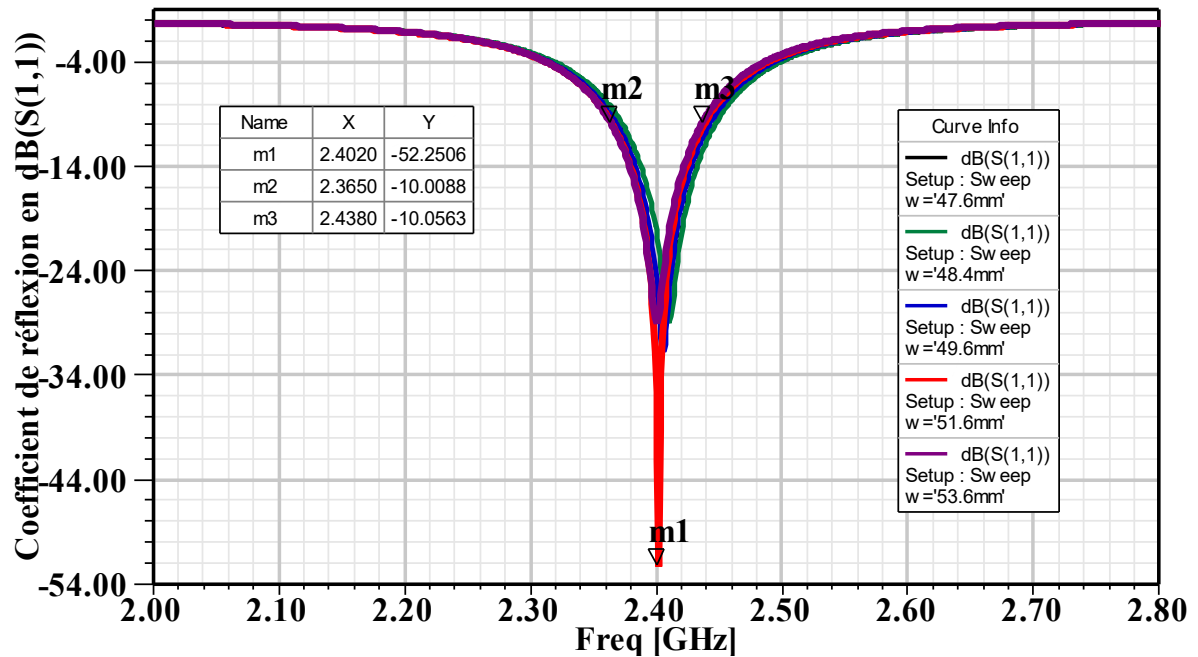


Fig.IV.10. Effet de la largeur du patch ( $w$ ) sur le coefficient de réflexion

Pour une largeur du patch égale à  $51.6 \text{ mm}$ , le coefficient de réflexion est au voisinage de  $-52 \text{ dB}$  à la fréquence  $2.402 \text{ GHz}$  qui est presque la fréquence souhaitée ( $2.4 \text{ GHz}$ ) et la largeur de la bande passante est  $2.438 \text{ GHz} - 2.365 \text{ GHz} = 73 \text{ MHz}$ .

La figure IV.11 représente les impédances d'entrée de l'antenne pour les différentes largeurs du patch. Pour une largeur du patch égale à  $51.6 \text{ mm}$ , la partie réelle de l'impédance d'entrée est  $R = 50.2577 \Omega$  et la partie imaginaire  $X = 0.1699 \Omega$  à la fréquence  $2.402 \text{ GHz}$  (fréquence de résonance trouvée). Donc l'impédance d'entrée est  $Z = (50.2577 + i0.1699) \Omega$  qui présente une bonne adaptation (rapport à  $50 \Omega$ ).

Les variations des rapports d'onde stationnaire de l'antenne pour les différentes largeurs du patch en fonction de la fréquence sont illustrées dans la figure IV.12.

D'après la figure IV.12, on remarque que le rapport d'onde stationnaire est égale à  $1.0049$  à la fréquence  $2.402 \text{ GHz}$  pour la largeur du patch qui égale  $51.6 \text{ mm}$ . la valeur de ROS est acceptable (car elle est inférieure à 2).

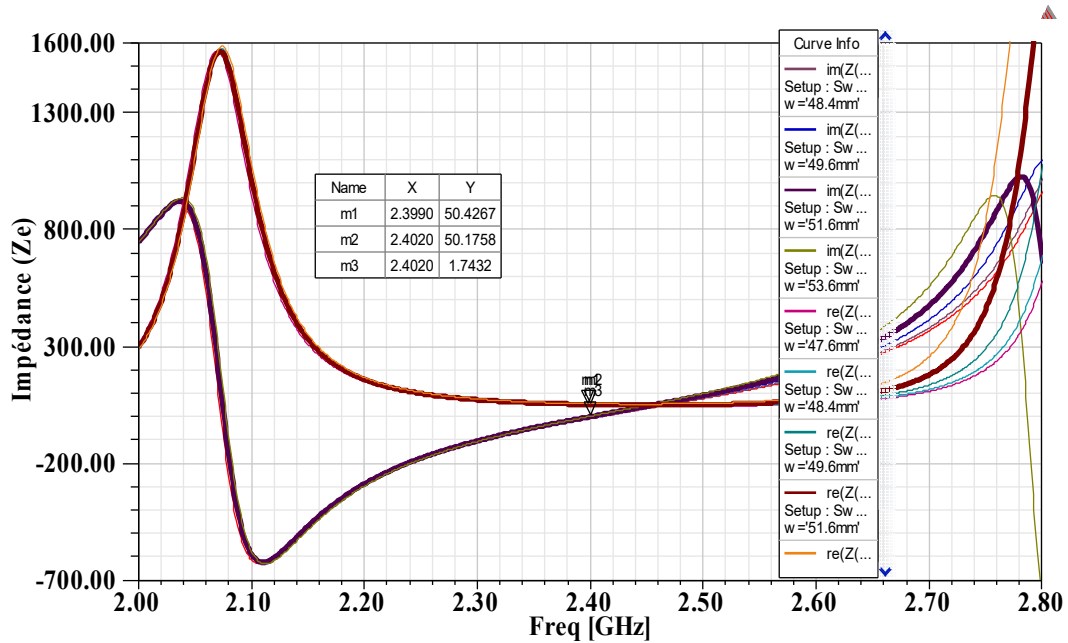


Fig.IV.11. Effet de la largeur du patch (w) sur l'impédance

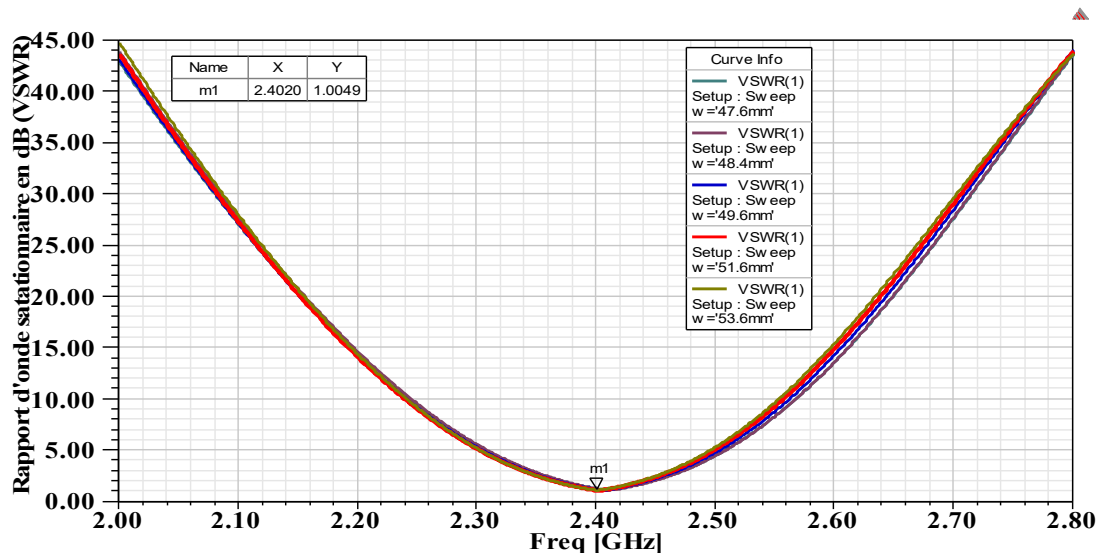


Fig.IV.12. Effet de la largeur du patch (w) sur le rapport d'onde stationnaire

#### IV.4.5.2. L'effet de la longueur du patch L (longueur du substrat inclus)

Pour voir l'effet de la longueur du patch (la longueur du substrat  $L_s = L + 6h$ ), on a pris l'intervalle de 33 mm à 39 mm avec un pas de 2 mm (la largeur du patch est fixée à 48,4 mm calculée par le code Matlab en utilisant les formules adéquates).

Les coefficients de réflexion correspondants sont illustrés dans la figure IV.13. D'après cette dernière, on remarque que la longueur du patch joue un rôle important sur la fréquence de résonance ainsi sur le niveau de puissance du coefficient de réflexion à cette

fréquence. Si la longueur du patch augmente, la fréquence de résonance ainsi que le coefficient de réflexion diminuent.

Les rapports d'onde stationnaires en fonction de la fréquence sont illustrés dans la figure IV.14. On remarque que l'effet de la longueur du patch sur le rapport d'onde stationnaire est presque similaire à son effet sur le coefficient de réflexion. La valeur du rapport d'onde stationnaire est égale à 1.0049 pour toutes les fréquences de résonance correspondantes aux différentes longueurs (valeur de ROS est acceptable).

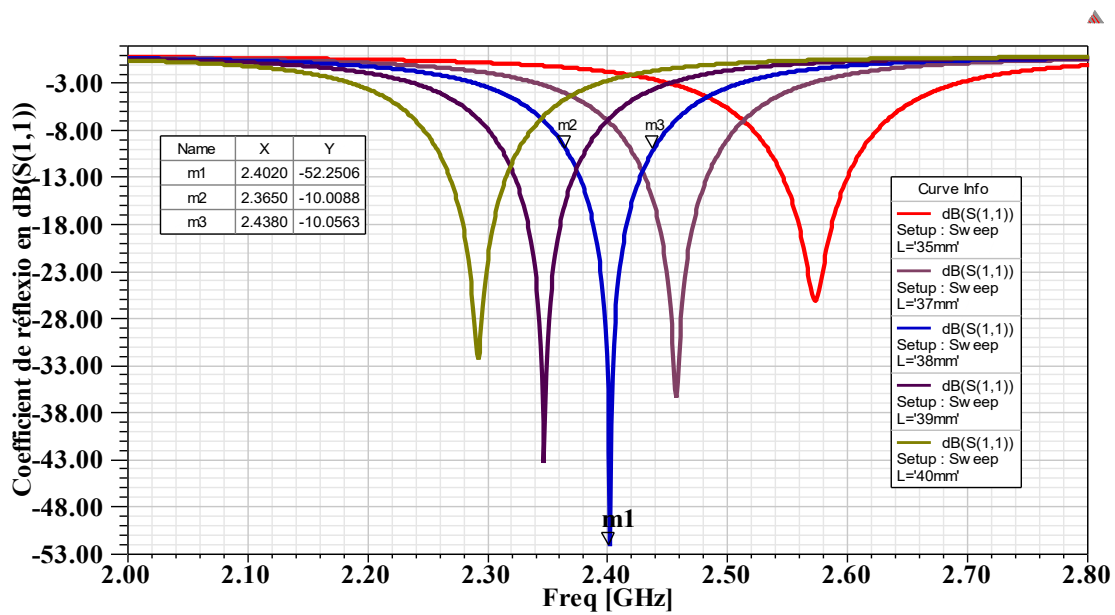


Fig.IV.13. Effet de la longueur du patch (L) sur le coefficient de réflexion

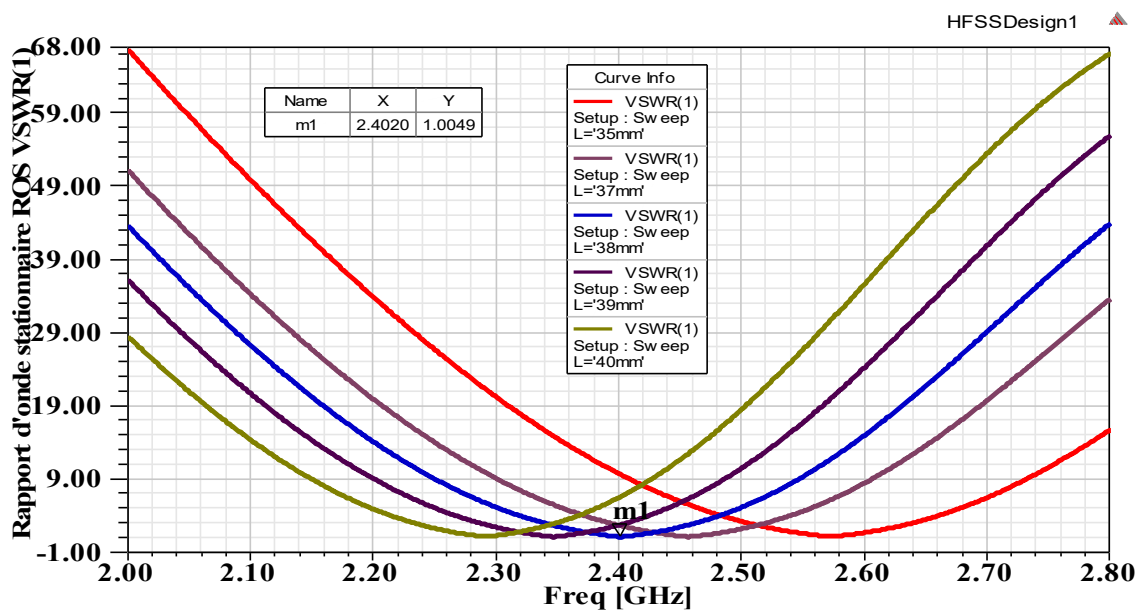


Fig.IV.14. Effet de la longueur du patch (L) sur le rapport d'onde stationnaire

La variation de l'impédance d'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la longueur du patch est illustrée dans la figure IV.15.

L'impédance d'entrée à la fréquence 2.4 GHz est égale à  $(50.42-i*1.64) \Omega$  pour une longueur du patch  $L = 38 \text{ mm}$ , donc l'impédance correspondante présente une bonne adaptation (par rapport à  $50 \Omega$ ).

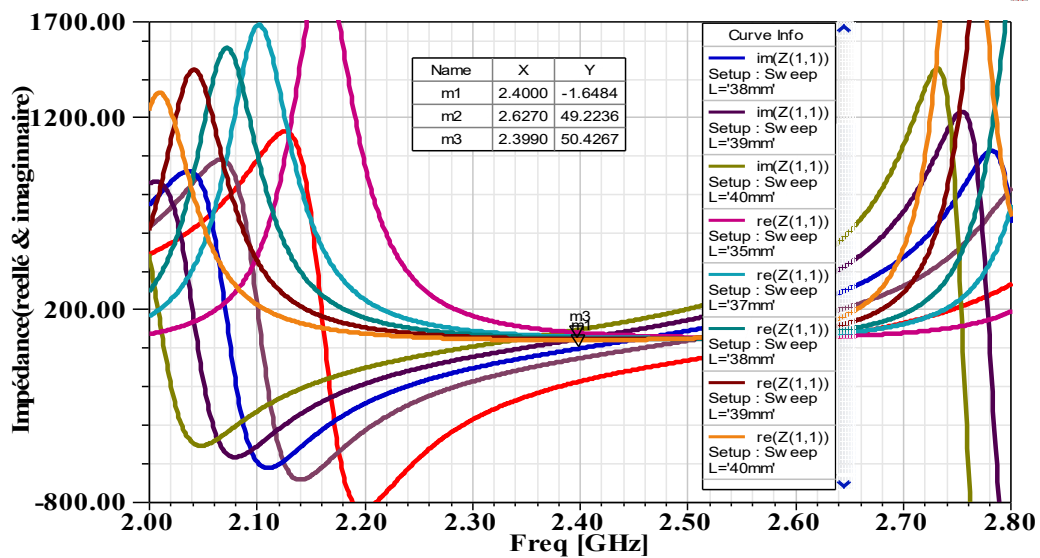


Fig.IV.15. Effet de la longueur du patch (L) sur l'impédance

#### IV.4.5.3. L'effet de la longueur de la ligne d'alimentation wf

Dans cette troisième étude paramétrique, on a utilisé les meilleures valeurs trouvées dans les deux cas précédents de la largeur et de la longueur du patch ( $L = 38 \text{ mm}$  et  $w = 51.6 \text{ mm}$ ). L'intervalle pris s'étale de  $2 \text{ mm}$  à  $4.5 \text{ mm}$  avec un pas de  $0.5 \text{ mm}$ .

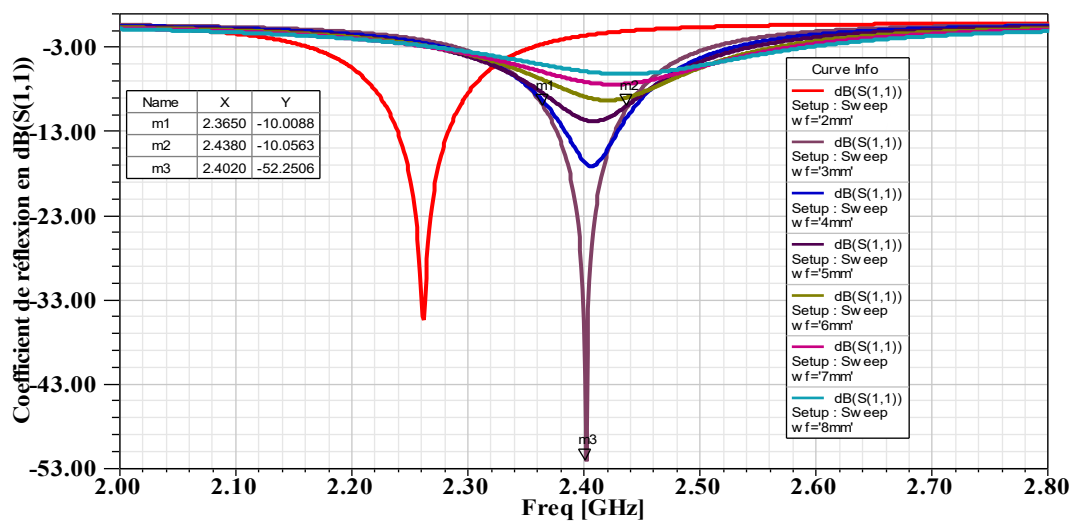


Fig.IV.16. Effet de la largeur de la ligne d'alimentation (wf)

Les coefficients de réflexion correspondants sont illustrés dans la figure IV.16. On constate que la largeur de la ligne d'alimentation joue un rôle important sur le coefficient de réflexion à la fréquence de résonance. Si la largeur d'alimentation augmente, le coefficient de réflexion dans un premier lieu (de 2 mm jusqu'à 3 mm) diminue (désiré) mais après cet intervalle (de 3 mm jusqu'à 8 mm), il y aura une augmentation (non souhaitée). Donc d'après la figure on constate que la meilleure valeur est 3 mm.

#### IV.4.5.4. Optimisation de l'antenne

L'optimisation de l'antenne dans cette étude, est de chercher le meilleur couple ( $L$ ,  $w$ ) qui rend exactement la fréquence de résonance 2.4 GHz. Donc on a joué sur les deux paramètres, pour la longueur du patch, l'intervalle s'étale de 38 mm à 39 mm et pour la largeur du patch 51 mm à 52 mm avec un pas de 0.05 mm (pour  $L$  et pour  $w$ ).

Les coefficients de réflexion correspondants sont illustrés dans la figure IV.17. Cette dernière montre que chaque couple ( $L$ ,  $w$ ) présente une fréquence de résonance. Le meilleur couple de  $L$  et  $w$  est ( $L=38.1$  mm et  $w=51$  mm), le coefficient de réflexion correspondant est illustré dans la figure IV.18.

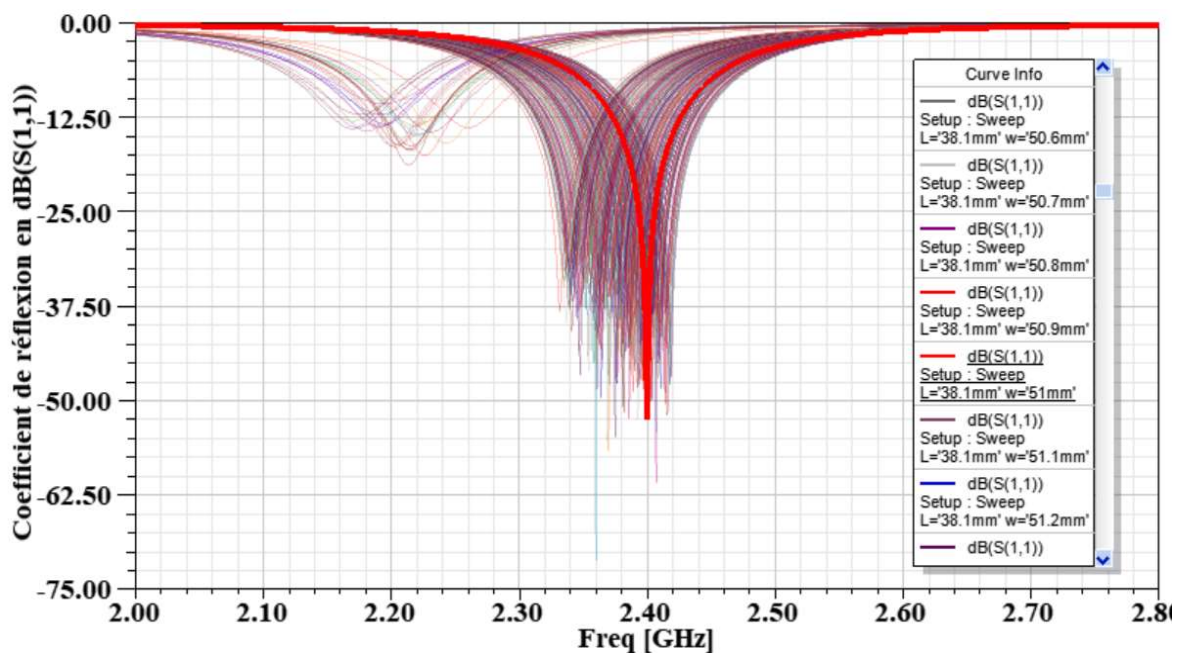


Fig.IV.17. Effet de la longueur ( $L$ ) et la largeur du patch ( $w$ ) sur le coefficient de réflexion

La figure IV.18 présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour le couple ( $L=38.1$  mm et  $w = 48.6$  mm), on remarque que le coefficient du réflexion à la fréquence de travail est au voisinage (2.4 GHz) est au voisinage de -52.5051 dB et la largeur de la bande passante est de l'ordre 63 MHz ( $f_1 = 2.363$  GHz et  $f_2 = 2.436$  GHz).

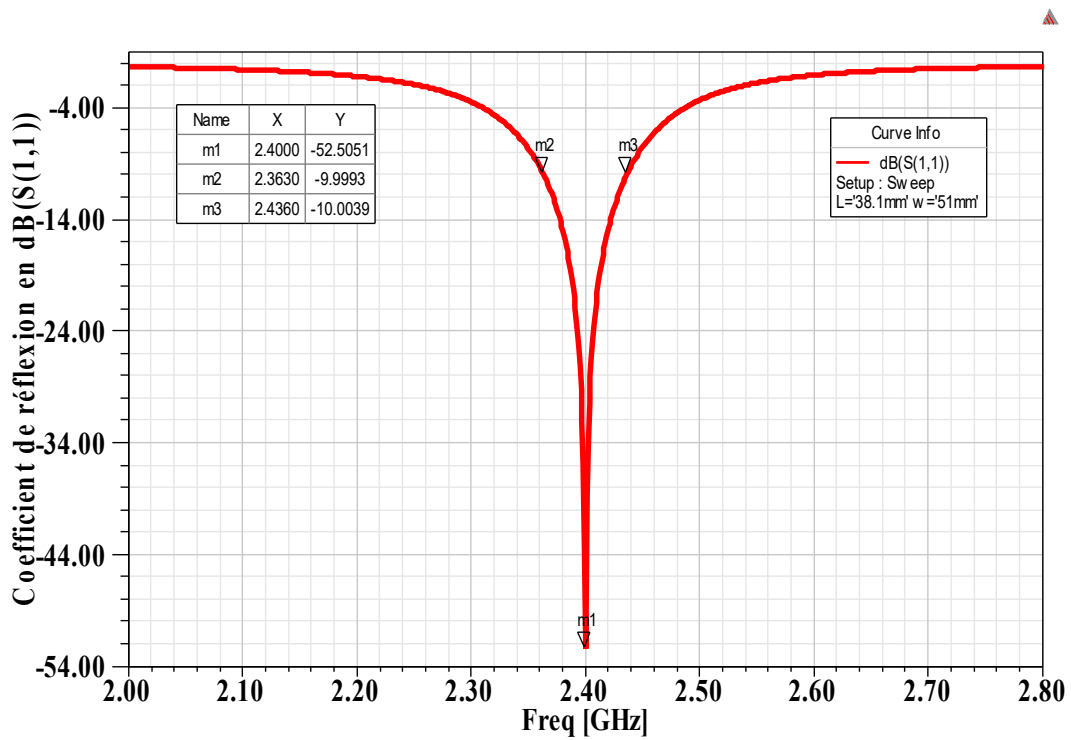


Fig.IV.18. Coefficient de réflexion correspondant aux meilleures valeurs optimisées

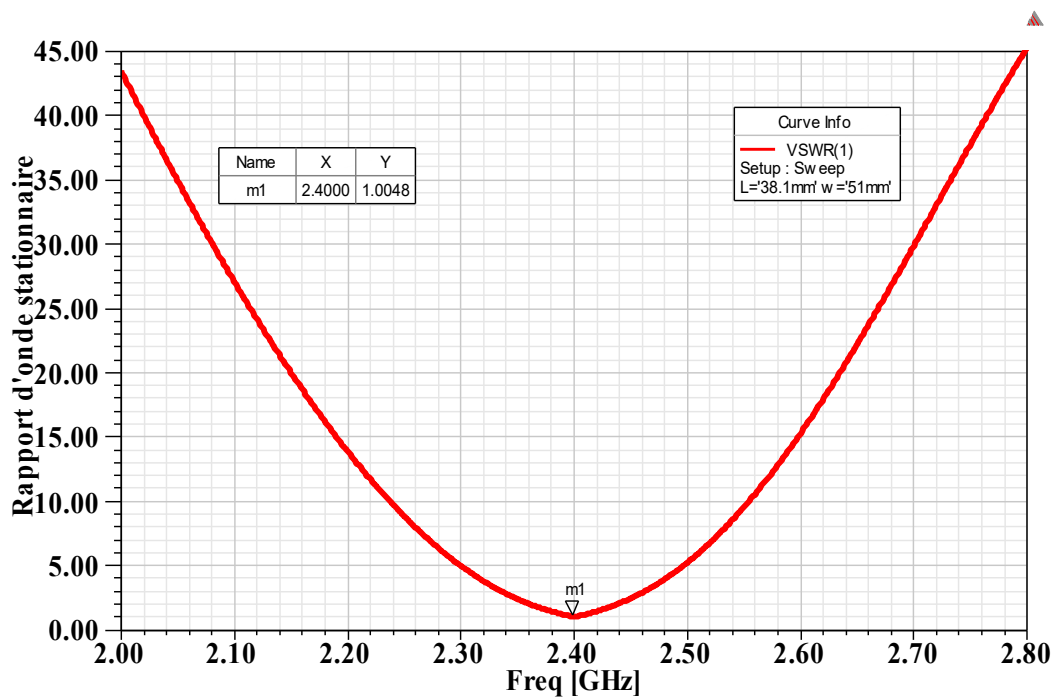


Fig.IV.19. Rapport d'onde stationnaire correspondant aux meilleures valeurs optimisées

Le rapport d'onde stationnaire de la géométrie optimisée, est présenté dans la figure IV.19, d'après la figure, on remarque que la valeur de  $ROS=1.0030$  à la fréquence  $2.4\text{ GHz}$ , c'est une valeur acceptable (inférieur à 2).

Les diagrammes en trois dimensions, du gain et de la directivité de l'antenne optimisée, sont illustrés dans les figures IV.20. Leurs valeurs maximales respectivement sont : 5.78 dB et 5.89 dB.

Par contre l'efficacité (Gain /Directivité) en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  est présentée dans la figure IV.21. Cette dernière, montre que la valeur de l'efficacité est de l'ordre de 0.98 dB (pour 2.4 GHz).

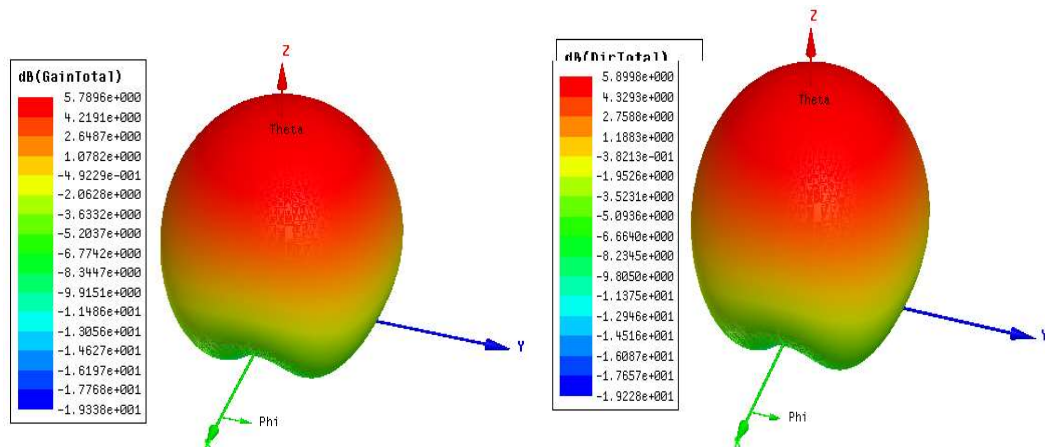


Fig.IV.20. Gain et directivité de le l'antenne optimisée (2.4GHz)

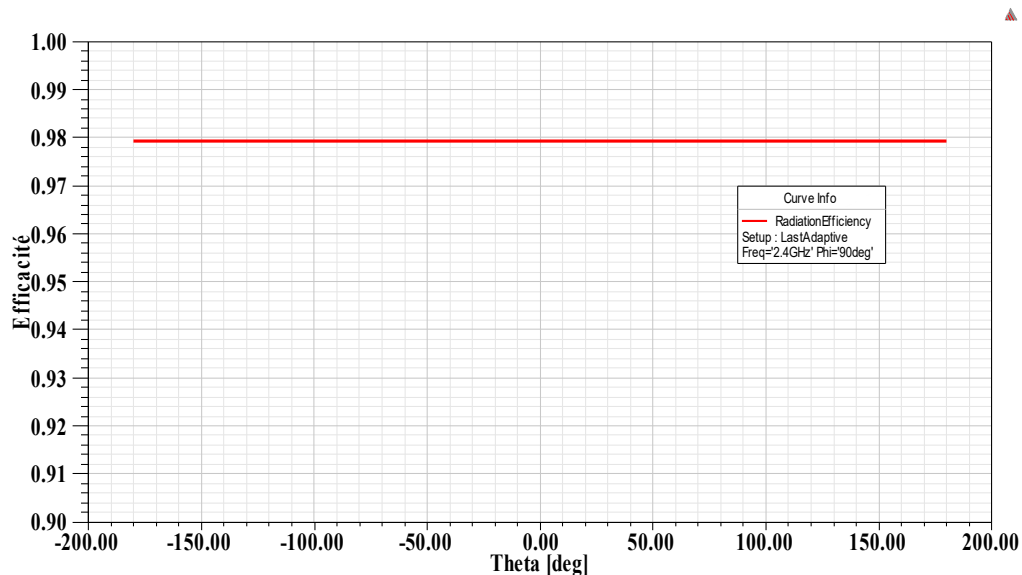


Fig.IV.21. Efficacité de le l'antenne optimisée (2.4 GHz)

## IV.5. Réseau à 2 éléments à alimentations parallèles

Initialement, ou dans le point précédent, on a conçu une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne microruban, et après avoir caractérisé ses performances, on l'a mis en réseau à deux patches alimentés en parallèle.

L'objectif dans cette partie, comme dans, les précédentes est d'étudier les performances de l'antenne réseau à deux éléments alimentés en parallèle.

La structure de l'antenne réseau à deux éléments est présentée dans la figure IV.22.

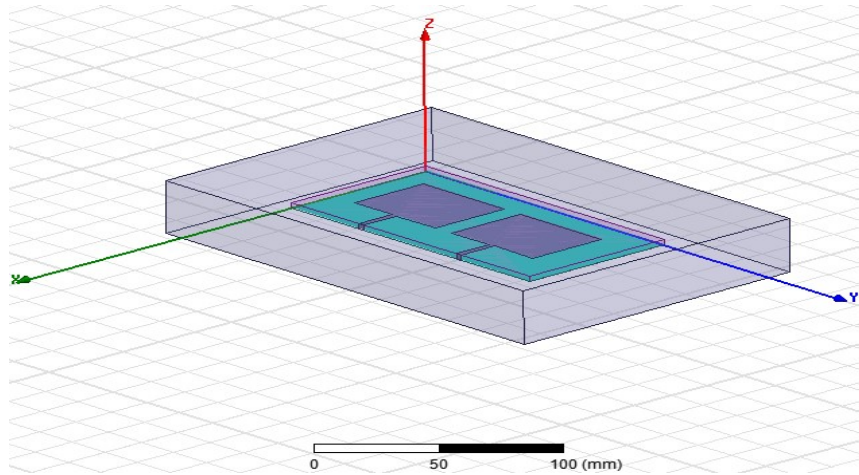


Fig.IV.22. Géométrie de l'antenne patch réseau sous le logiciel HFSS-18.

Dans ce cas, on a, un seul paramètre qui influe sur les performances de l'antenne réseau, qui est la distance entre les deux patches, noté  $e$ .

La figure IV.23, présente la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la distance entre les deux patches " $e$ ". La valeur qui donne un coefficient de réflexion de l'ordre de  $-65.8547$  dB à la fréquence  $2.4$  GHz est  $9$ mm.

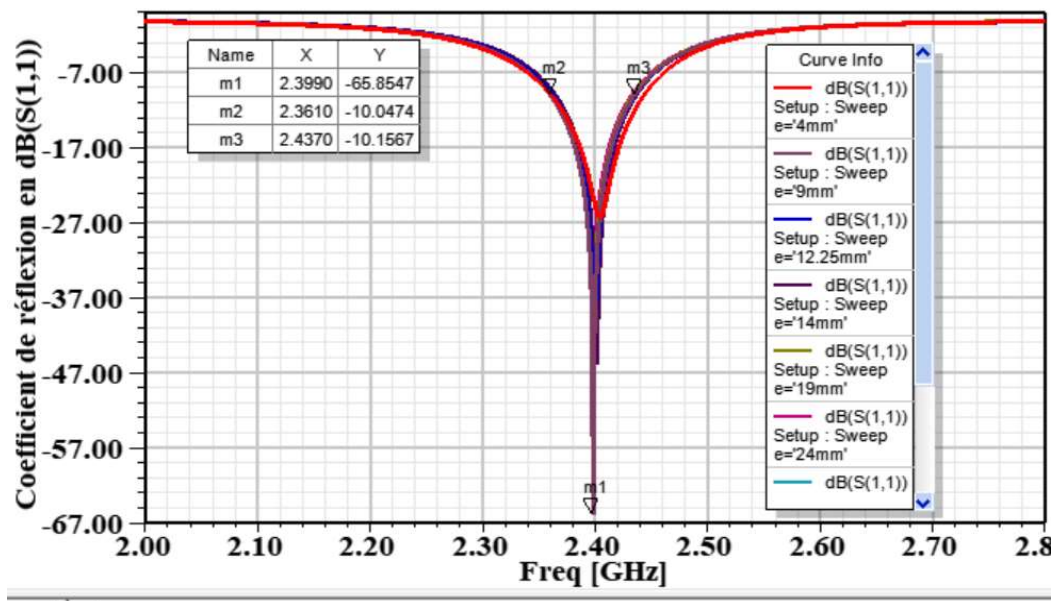


Fig.IV.23. Effet de la distance entre les deux patches " $e$ "

La figure IV.24, présente la variation du rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de "e". Pour  $e = 9 \text{ mm}$ , la valeur de rapport d'onde stationnaire à la fréquence  $2.4 \text{ GHz}$  (fréquence de travail souhaitée) est d'ordre de  $1.0535$ .

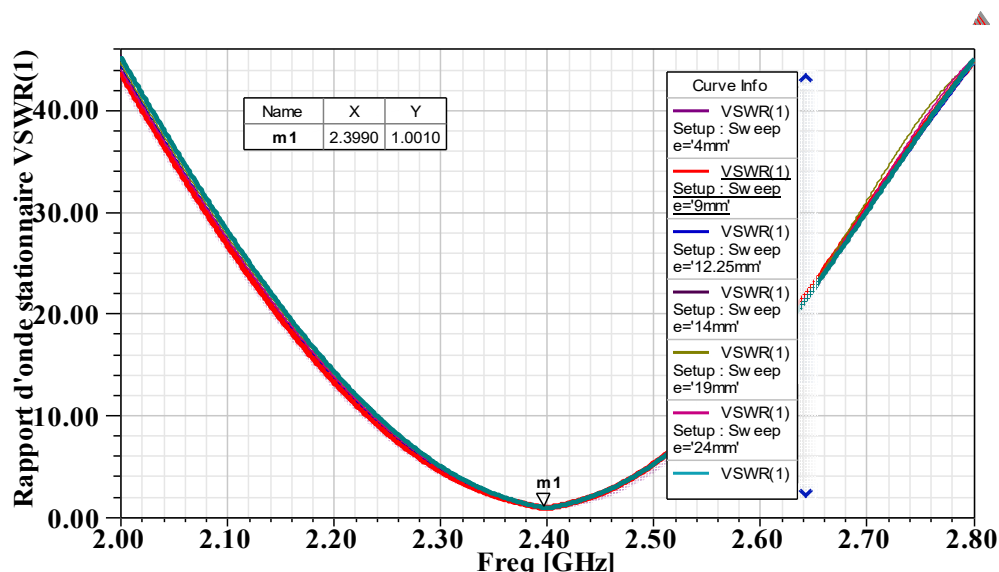


Fig.IV.24. Rapport d'onde stationnaire d'un réseau à 2 éléments (alimentation //)

Les diagrammes en trois dimensions du gain et de directivité de l'antenne optimisée sont montrés dans la figure IV.25 (de gauche à droite respectivement). Leurs valeurs maximales respectivement sont :  $7 \text{ dB}$  et  $7.8 \text{ dB}$ .

Par contre l'efficacité (Gain /Directivité) en fonction de  $\theta$  dans le plan  $\varphi = 90^\circ$  est présentée dans la figure IV.26. Cette dernière montre que, l'efficacité dépasse  $0.97$  à la  $2.4 \text{ GHz}$ .

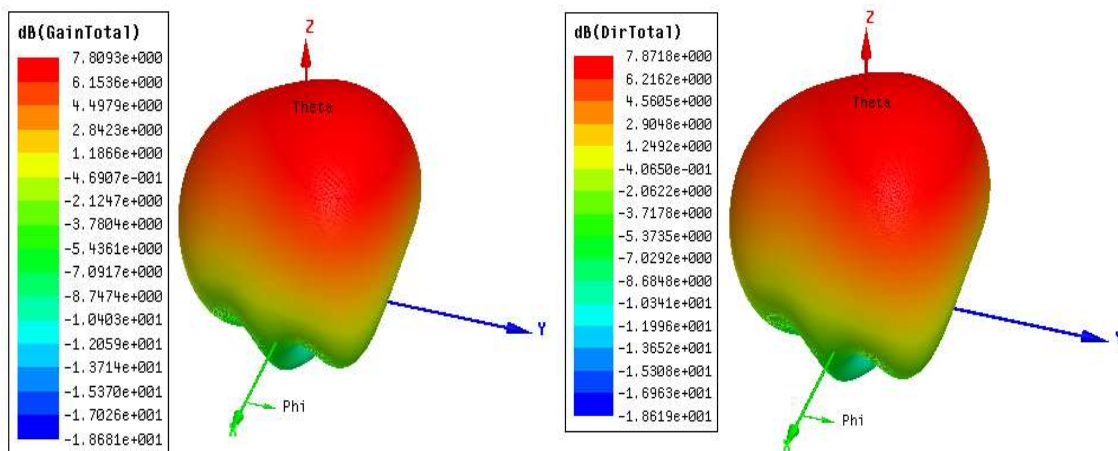


Fig.IV.25. Gain et Directivité de le l'antenne à deux éléments (2.4 GHz)

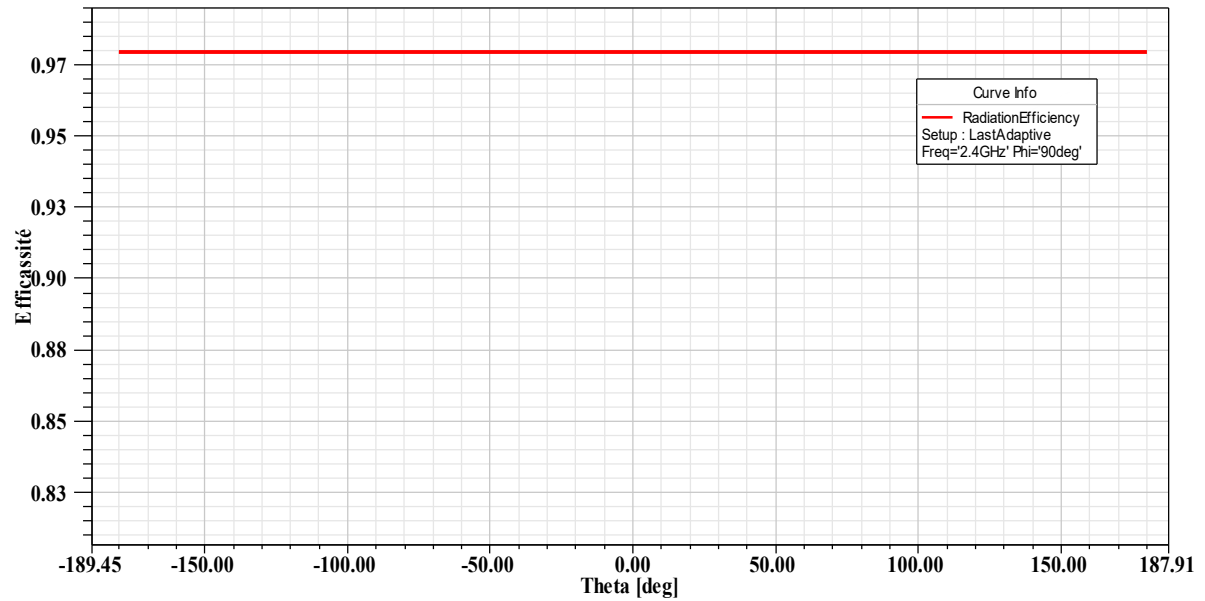


Fig.IV.26. Efficacité de l'antenne à deux éléments (2.4 GHz)

## IV.6. Simulation de l'antenne patch (alimentation avec encoches)

### IV.6.1. Géométrie de l'antenne

La structure de l'antenne étudiée (prise de [58]), est présentée dans la figure IV.26. Elle est constituée d'un patch rectangulaire, déposé sur la face supérieure d'un substrat de type Rogers RT/Duriod 5880, de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.2$  et d'épaisseur  $h = 0.79 \text{ mm}$  (Toutes les dimensions sont prises de la référence [58]. L'antenne est destinée à fonctionner à une fréquence de 10 GHz.

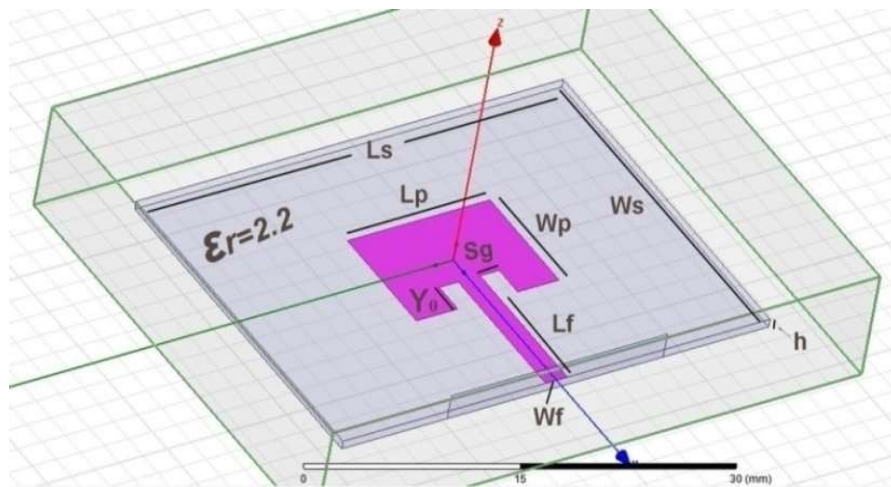


Fig.IV.27. Géométrie de l'antenne patch à alimentation avec encoches.

Tab.IV.2. Dimensions de l'antenne patch rectangulaire

Paramètre	Dimension [58]	Dimension modifié
Longueur patch, $L_p$	9.31 mm	9.98 mm
Largueur patch, $W_p$	11.86 mm	11.66 mm
Longueur ligne alimentation, $L_f$	11.46 mm	11.46 mm
Largueur ligne alimentation, $W_f$	2.408 mm	2.408 mm
Position d'alimentation $Y_0$	2.5 mm	2.5 mm
Largueur de l'encoche $S_g$	1.806 mm	3.182 mm
Largueur substrat, $W_s$	27.93 mm	27.93 mm
Longueur substrat, $L_s$	35.58 mm	35.58 mm
Hauteur substrat, $h$	0.79 mm	0.79 mm

#### IV.6.2. Coefficient de réflexion (antenne réseau)

La figure IV.28, illustre les coefficients de réflexion de l'antenne avant et après modification des trois dimensions, on remarque bien que l'antenne redimensionnée fonctionne à 10 GHz avec une augmentation du coefficient de réflexion qui sera remédié dans le réseau à deux éléments.

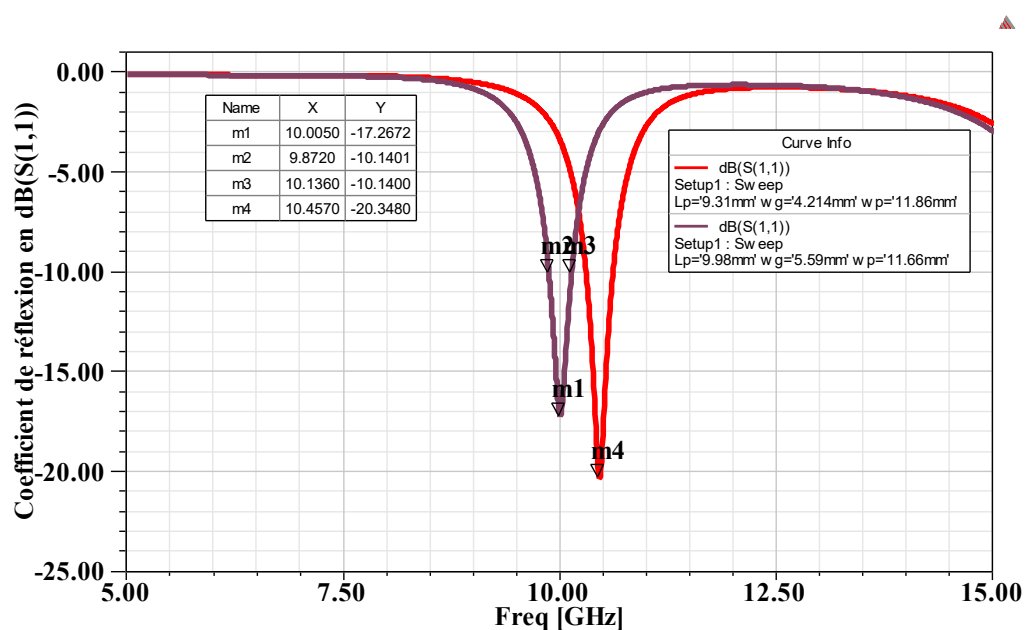


Fig.IV.28. Coefficient de réflexion en utilisant les dimensions optimisées et celles de la référence [58]

La figure IV.29, illustre les diagrammes du gain et de la directivité (de gauche à droite) en trois dimensions. On remarque que le gain max est  $8.63 \text{ dB}$  et la directivité maximale est  $8.67 \text{ dB}$ . Ce qui donne une bonne efficacité.

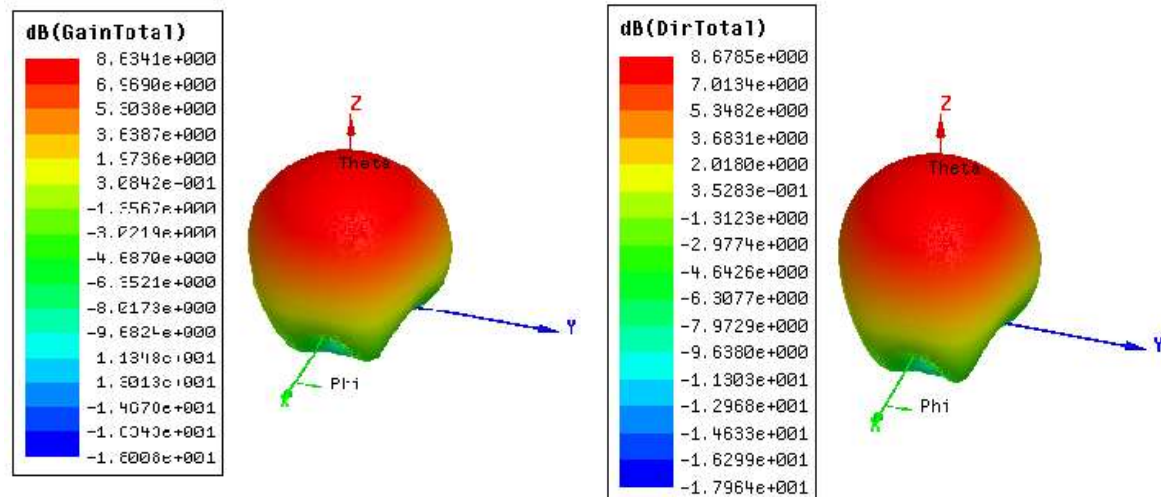


Fig.IV.29. Gain et directivité de l'antenne à deux éléments (2.4 GHz)

#### IV.7. Réseau à 2 éléments alimentés en série à un quart d'onde

Après avoir étudié une antenne patch à un seul élément, on a simulé une antenne réseau à deux éléments. On rappelle que l'antenne étudiée est illustrée dans la référence [58]. Dans la partie précédente on a redimensionné l'antenne, pour qu'elle fonctionne à la fréquence  $10 \text{ GHz}$  au lieu de  $10.7 \text{ GHz}$  (dans l'article). Donc on a utilisé l'antenne redimensionnée pour construire une antenne réseau à deux éléments. La distance entre les deux patches est égale à un quart d'onde. La structure d'antenne réseau sous le logiciel HFSS est illustrée dans la figure IV.30.

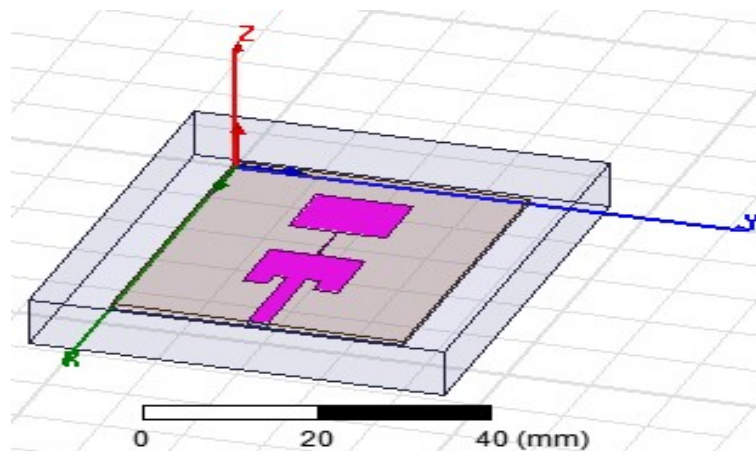


Fig.IV.30. Structure d'une antenne réseau à deux éléments à alimentation série à un quart d'onde

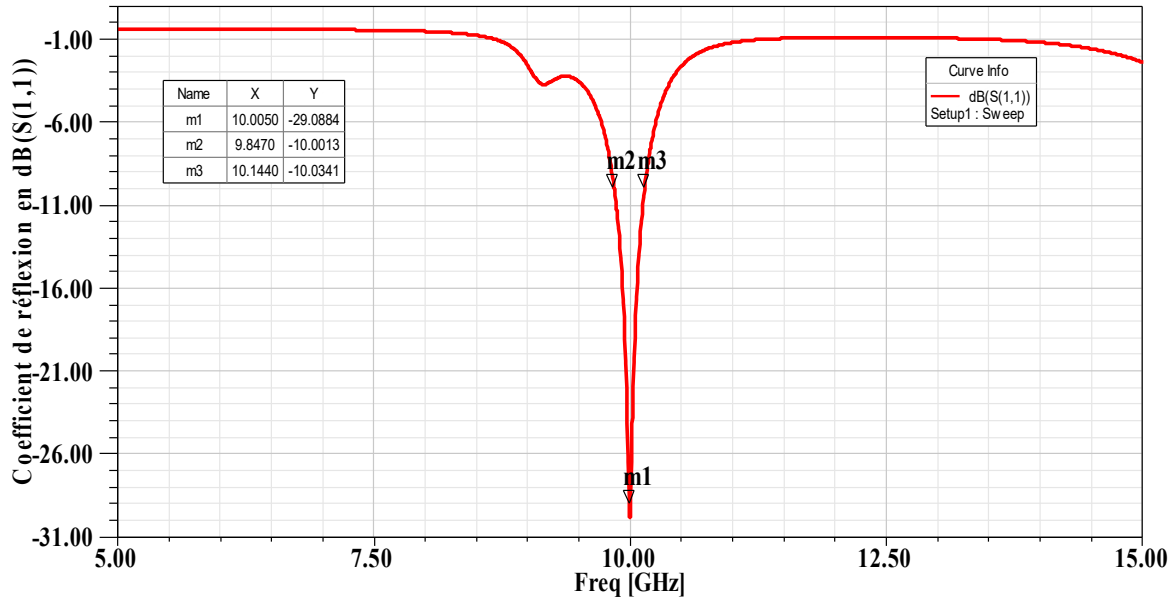


Fig.IV.31. Coefficient de réflexion d'antenne réseau à alimentation série

La figure IV.31, présente le coefficient de réflexion de l'antenne réseau, on remarque que l'antenne réseau fonctionne exactement à 10 GHz avec une diminution du niveau de puissance du coefficient de réflexion à la fréquence de travail (-31 dB).

La figure IV.32, présente la variation rapport d'onde stationnaire en fonction de la fréquence de l'antenne réseau à alimentation série, la valeur de rapport d'onde stationnaire à la fréquence 10 GHz (fréquence de travail souhaitée) est d'ordre de 1.066.

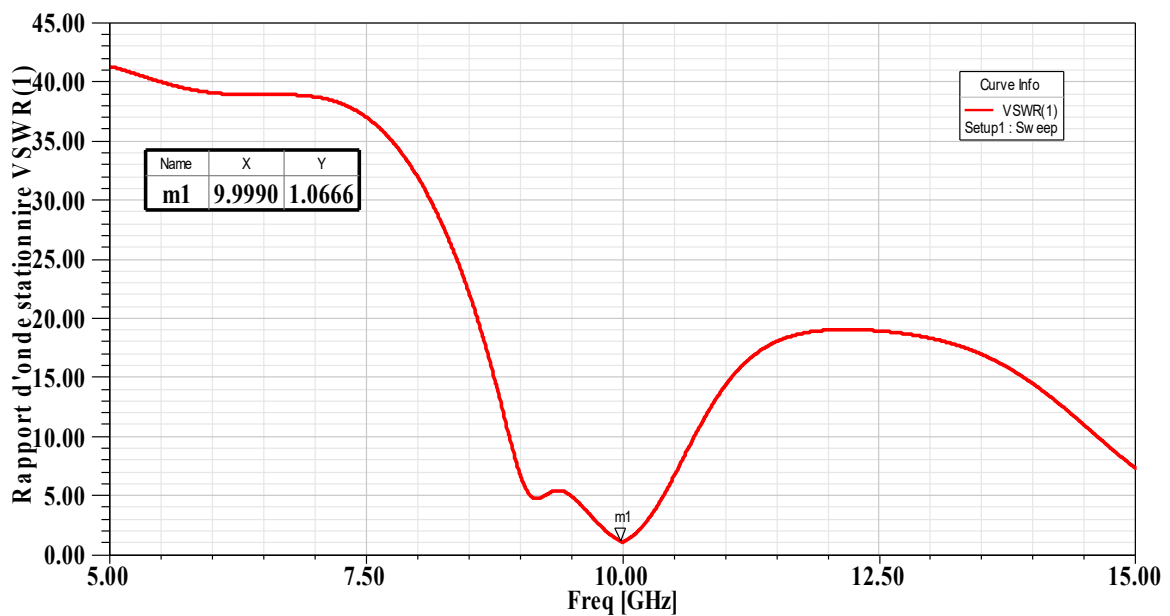


Fig.IV.32. Rapport d'onde stationnaire d'antenne réseau à alimentation série

Les diagrammes en trois dimensions du gain et de la directivité de l'antenne réseau à deux éléments, sont montrés dans les figures IV.33 (de gauche à droite respectivement). Leurs valeurs maximales sont : 9.02 dB et 9.10 dB respectivement.

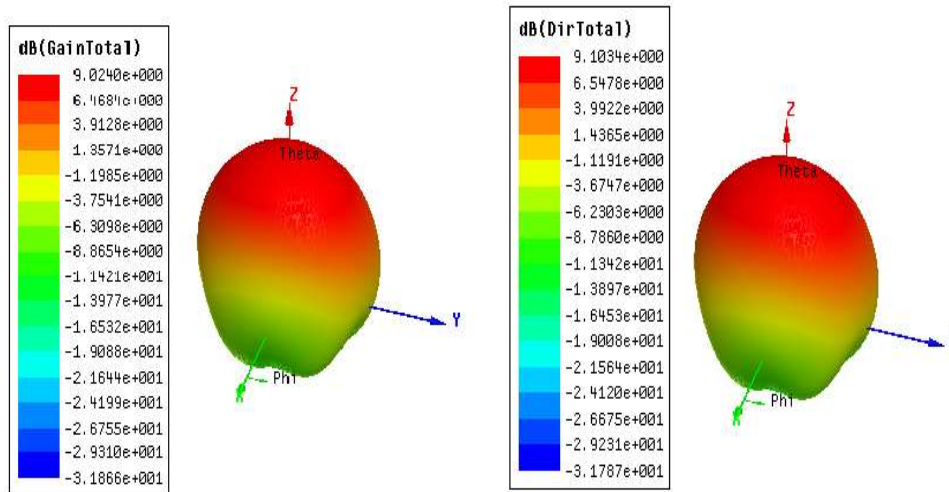


Fig.IV.33. Gain et directivité de l'antenne réseau à alimentation série (à 10 GHz)

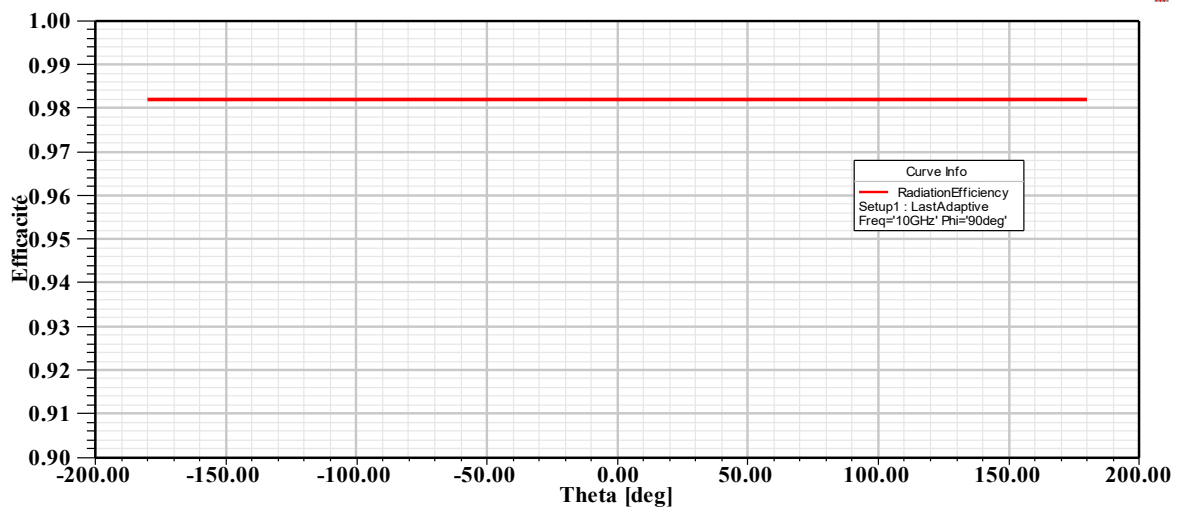


Fig.IV.34. Efficacité de l'antenne réseau à alimentation série

Par contre l'efficacité (Gain /Directivité) en fonction de  $\theta$  pour le plan  $\varphi = 90^\circ$  est présentée dans la figure IV.34. Cette dernière montre que la valeur de l'efficacité dépasse 98%.

### IV.8. Conclusion

Ce chapitre traite les antennes patchs rectangulaires, qui sont les structures les plus simples. Dans un premier lieu on a donné une description d'une antenne patch rectangulaire

alimentée par une ligne microruban ainsi que son dimensionnement qui dépend des caractéristiques du substrat et de la fréquence de travail.

Puis, on a simulé une antenne rectangulaire opérant à la fréquence  $2.4\text{ GHz}$  (l'antenne est dimensionnée par les formules adéquates). L'antenne simulée montre un décalage entre la fréquence exigée et la fréquence trouvée. Ce qui exige une étude paramétrique des différents paramètres (longueurs et largeurs de patch et de ligne d'alimentation) qui est faite avec succès et qui a permis d'ajuster exactement la fréquence à  $2.4\text{ GHz}$ . Donc les formules adéquates permettent de donner des dimensions approchées qui peuvent être améliorées par une étude paramétrique. L'antenne optimisée est mise en réseau à deux éléments séparés par une distance et alimentés parallèlement. La distance entre les deux patches joue un rôle important sur les caractéristiques de l'antenne.

On a étudié aussi une antenne rectangulaire alimentée par une ligne microstrip avec encoches opérant à  $10\text{ GHz}$ . Cette fois-ci, les dimensions utilisées sont prises de l'article [58]. Initialement (même dans l'article), la fréquence de résonance de l'antenne est différente de  $10\text{ GHz}$ . Comme le cas précédent, une étude paramétrique est souhaitée. Le patch dans ce cas a des encoches ce qui augmente le nombre des paramètres qui influent sur les caractéristiques de l'antenne. Dans cette étude, l'ajustement est fait seulement par trois paramètres qui sont la longueur et la largeur du patch et la largeur des encoches qui ont permis d'amener la fréquence à  $10\text{ GHz}$ . Comme dans le cas précédent l'antenne corrigée est mise en réseau à deux éléments, mais avec une alimentation série à un quart d'onde.

Dans les deux cas, la mise en réseau permet d'augmenter principalement le gain et la directivité.

## *Conclusion générale*



## Conclusion générale

L'objectif de cette thèse est l'étude, la synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes imprimées par les algorithmes méta-heuristiques ainsi que par des solveurs électromagnétiques. La synthèse et l'optimisation des réseaux d'antennes par les algorithmes méta heuristiques et des solveurs électromagnétiques consistent à déterminer l'optimum compromis entre leurs paramètres (nombre d'antennes, les excitations complexes, les interspacements, la géométrie et les matières de fabrication) pour répondre à un cahier de charge spécifique (exemple : digramme directif ou multifaisceaux...)).

Les antennes réseaux à gain élevé et à niveau réduit de lobes secondaires constituent l'une des catégories d'antennes les plus demandées pour les applications des futures communications. Les réseaux à gain élevé concentrent la puissance émise (ou captée) dans une direction désirée, ce qui permet d'éviter le gaspillage de puissance et surtout dans les communications à longues portées. Ceci peut se faire en ajustant les excitations (amplitude & phase) et les espacements entre les éléments rayonnants constituant l'antenne réseau lors de la conception ou lors de la correction d'un réseau possédant un ou plusieurs éléments défectueux.

Cette thèse a été organisée en quatre chapitres. Le premier est consacré à la description de la structure des antennes imprimées, leurs techniques de modélisation qui se répartissent en deux catégories ; les méthodes analytiques et l'approche Full-wave. Les méthodes analytiques comme la méthode de la ligne de transmission et la méthode de la cavité permettent de comprendre le mécanisme de fonctionnement de ces antennes. La méthode de la ligne de transmission permet l'élaboration des formules de conception (choix des matériaux de conception du patch, du substrat et leurs dimensions) à la fréquence de fonctionnement exigée de l'antenne. Ainsi, l'utilisation de ces formules permet de réduire le temps nécessaire à la conception des antennes par son exploitation dans l'approche Full-Wave avec les logiciels commerciaux.

Par la suite, un aperçu sur les techniques d'alimentation les plus utilisées pour ce type d'antennes a été présenté. Puis, on a terminé le chapitre par la mise en réseau de ces antennes à savoir leur description, leurs techniques d'alimentation, leurs avantages, leurs inconvénients et leurs domaines d'utilisation ont été présentés.

Le deuxième chapitre traite le problème de la correction des réseaux linéaires défectueux. L'objectif est de maintenir la directivité du faisceau principal et de réduire le niveau des lobes secondaires (SLL) d'un réseau linéaire défectueux. Cette problématique est considérée dans ce travail comme un problème d'optimisation en utilisant l'algorithme GWO qui est accompli avec succès. La tâche de la méthode proposée était de fournir l'ensemble optimisé des excitations (amplitudes et phases) des éléments non défectueux dans le réseau pour remettre ou bien rapprocher le facteur de groupement défectueux à son état initial. D'une façon générale, les résultats de la simulation numérique ont montré que le facteur corrigé peut être atteint avec le GWO. D'autre part, il faut souligner que la position de l'élément défectueux et le nombre des éléments en arrêt de fonctionnement ont un grand effet sur la correction. La correction devient difficile si la position de l'élément défectueux est proche du centre du réseau ou si le nombre des éléments défectueux est grand. Il faut aussi indiquer que le nombre et les positions des éléments utilisés dans la correction sont aussi importants. En effet, il est plus avantageux de commencer avec un nombre petit réduit puis l'augmenter graduellement jusqu'à l'obtention d'un nombre optimal qui permet d'éviter l'utilisation du nombre complet des éléments non défectueux.

Le troisième chapitre présente une étude sur les méthodes de synthèse des réseaux d'antennes imprimées linéaire et circulaire avec la spécification du type de la synthèse et les algorithmes d'optimisation utilisés. L'efficacité de ces algorithmes est évaluée en étudiant l'impact de certains paramètres (le nombre des éléments, les excitations et les inter-espacements) sur les caractéristiques d'antenne réseau comme la directivité ainsi que le niveau des lobes secondaires. Dans un premier temps, l'algorithme des Loups Gris (GWO) a été modifié pour arriver à un nouvel algorithme nommé MGWO. Cet algorithme est comparé au GWO et à l'algorithme de Recherche Coucou (CSO) en optimisant un réseau linéaire de 16 éléments. Ultérieurement, l'algorithme modifié, est appliqué à la synthèse et l'optimisation d'un réseau linéaire d'antennes. Le MGWO a été testé sur un réseau symétrique en optimisant un seul paramètre (amplitude ou espacement). Lors du troisième test, des réseaux linéaires différents ont été optimisés pour déterminer les effets des paramètres un par un, puis deux à deux et en fin les trois simultanément. Il a été démontré que les performances d'un réseau linéaire d'antennes imprimées dépendent de tous les paramètres. Ainsi, l'optimisation simultanée de l'inter-espacement entre les éléments, les amplitudes et les phases des courants complexes affectent le facteur de réseau en termes de niveau des lobes secondaires et l'angle d'ouverture. Le CSO est appliqué à un réseau circulaire

uniforme pour voir l'effet de l'amplitude et de la phase sur le facteur du groupement. Suite à ces optimisations, on peut conclure que le MGWO donne toujours de meilleurs résultats par rapport au GWO, CSO et au PSO.

Le dernier chapitre présente la conception d'une antenne patch rectangulaire (la structure la plus simple) sous le logiciel HFSS. Ainsi, après avoir abordé la description générale d'une antenne patch rectangulaire alimentée par une ligne microbande, deux antennes rectangulaires alimentées par une ligne microbande simple et opérant, respectivement, à des fréquences  $2.4\text{ GHz}$  et  $10\text{ GHz}$  ont été simulées. Les dimensions de ces antennes sont déterminées, en se servant des formules de conception. Les résultats de la simulation, indiquent un décalage entre les fréquences exigées et les fréquences trouvées. Pour contourner cet inconvénient, l'étude des effets des différents paramètres de l'antenne, longueurs et largeurs de patch et, de la ligne d'alimentation, sur ce décalage de fréquences a été effectuée. Ceci a permis la délimitation de ces différents paramètres, et par conséquent, une amélioration des caractéristiques de l'antenne. En effet, cette optimisation a rendu possible l'ajustement des fréquences de l'antenne exactement aux fréquences exigées.

Les antennes optimisées sont ensuite mises en réseau avec deux éléments alimentés parallèlement et en série à un quart d'onde respectivement. La distance entre les deux éléments joue un rôle important sur le fonctionnement des antennes. Dans les deux cas, la mise en réseau a conduit à une augmentation appréciable du gain et de la directivité de l'antenne.

En résumant, on peut conclure :

- ❖ La correction des réseaux d'antennes par l'algorithme des loups gris montre son efficacité dans ce genre de cas. En comparant ces résultats avec ceux d'autres algorithmes (algorithme des Essaims de particules (PSO), Algorithme génétique (GA) et Optimisation du loup gris hybridée avec la méthode de points intérieurs (GA & IPM)) prouve la capacité et l'efficacité de cet algorithme. Ceci encourage leurs utilisations dans ce genre de problèmes.
- ❖ L'algorithme des loups gris modifié utilisé dans la synthèse et dans l'optimisation des réseaux d'antennes linéaires s'est avéré très efficace, voire meilleur, que d'autres algorithmes mis en œuvre dans la littérature.

- ❖ Et enfin, l'utilisation de simulateur électromagnétique HFSS dans la conception des réseaux d'antennes permet de gagner le temps des essais de fabrication des prototypes comme mentionné dans la littérature.

Compte tenu des résultats encourageants obtenus des travaux effectués et vu l'étendu et la complexité des sujets étudiés, de nombreuses recommandations et perspectives sont à considérer pour la poursuite et la continuité de ces recherches. Ainsi, les propositions suivantes peuvent présenter des axes de recherches pour les futures recherches dans le domaine de télécommunication :

- ❖ La possibilité d'introduire le couplage mutuel dans le calcul,
- ❖ Application de l'algorithme MGWO aux réseaux circulaires, planaires, volumineux ...etc.
- ❖ Application de l'algorithme MGWO pour la correction des réseaux d'antennes (différents types linéaires, circulaires,...),
- ❖ Pour l'antenne conçue, on propose d'utiliser d'autres types d'alimentation et de modifier la forme du patch, le matériau du substrat, le nombre des éléments élevé et d'autre géométrie du réseau,
- ❖ De fabriquer 15 (ou 21) antennes à un seul élément opérant à 2.4 GHz pour constituer des réseaux (linéaires circulaires,...) et puis d'appliquer l'algorithme MGWO pour la détection des éléments défectueux dans le réseau et de le corriger.

# *Bibliographie*



## Bibliographie

- [1] B. D. Patel, T. Narang & S. Jain, "Microstrip Patch Antenna- A Historical Perspective of the Development", in Conference on Advances in Communication and Control Systems 2013 (CAC2S 2013), DIT University, India, 6-8 April, 2013.
- [2] R. Mishra, "An Overview of Microstrip Antenna", International Journal of Technology Innovations and Research (IJTIR), vol. 21, no. 2, August 2016.
- [3] J. P. Daniel, 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, pp. 14–38, 1993.
- [4] R. Bancroft, "Microstrip and Printed Antenna Design", Second Edition, SciTech Publishing, Inc, 2009.
- [5] S. N. S. Mahmud, M A Jusoh, S E Jasim, A H Zamani1 & M H Abdullah, "Design, simulation and analysis a microstrip antenna using PU-EFB substrate", in April 2018 IOP Conference Series Materials Science and Engineering, 2018.
- [6] S. Maiti, S. K. Rajak, & A. Mukherjee, "Design of a compact ultra wide band microstrip patch antenna", Fifth International Conference on Computing, Communications and Networking Technologies (ICCCNT), Hefei, China, 11-13 July, 2014.
- [7] K. Mondal, P. P. Sarkar & D. Chanda Sarkar, "High Gain Triple Band Microstrip Patch Antenna for WLAN, Bluetooth and 5.8 GHz/ISM Band Applications", Wireless Personal Communications, vol. 109, pp. 2121–2131, 2019.
- [8] V. Midasala & P. Siddaiah, "Microstrip Patch Antenna Array Design to Improve Better Gains", International Conference on Computational Modeling and Security (CMS 2016), Procedia Computer Science 85, 2016.
- [9] M. F. Bendahmane, F.T. Bendimerad & N. Boukli-Hacène, "Analyse d'Antennes Imprimées en Réseaux Périodiques Monocouches Avec Modélisation du Couplage", in Conférence Internationale sur les Systèmes de Télécommunication, d'Electronique Médicale et d'Automatique CISTEMA'2003, 29 september 2003.
- [10] T. Girard, R. Staraj, E. Cambiaggio & F. Muller, "A simulated annealing algorithm for planar or conformal antenna array synthesis with optimized polarization", Microwave and Optical Technology Letters, vol. 28, no. 2, pp. 86-89, 2001.

- [11] F. Ares, S.R. Rengarajan, E. Villanueva, E. Skochinski & E. Moreno, "Application of genetic algorithms and simulated annealing technique in optimising the aperture distributions of antenna arrays patterns", *Electronics Letters*, vol. 32, no. 3, pp. 148 -.149, 1 February 1996.
- [12] L. Merad, F. T. Bendimerad & S. M. Meriah, "Conception de réseaux d'antennes imprimées par les algorithmes génétiques et le recuit simulé Microstrip antennas array Design Using Genetic algorithms and Simulated Annealing", *traitement du signal*, vol. 21, no. 3, pp. 249-260, 2004.
- [13] M. M. Khodier & M . Al-Aqeel, "Linear and circular array optimization : a study Particle Swarm In intelligence", *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 15, pp. 347–373, 2009.
- [14] R. L. Haupt, "An introduction to genetic algorithms for electromagnetics", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 35, pp. 7-15, April 1995.
- [15] R. Zhang, Y. Zhang, J. Sun & Q. Li, "Pattern Synthesis of Linear Antenna Array Using Improved Differential Evolution Algorithm with SPS Framework", *Sensors*, vol. 20, no. 18, 10 September 2020.
- [16] H. Chaker, "Conception et optimisation de réseaux d'antennes imprimées à faciaux multiples application des réseaux de neurones", Université, Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, Algérie, Mares 2012.
- [17] Z. Bayraktar, "Novel meta-surface design synthesis via nature-inspired optimization algorithms", The Pennsylvania State University, United States, May 2011.
- [18] S. Reza, & C. G. Christodoulou, "Beam shaping with antenna arrays using neural networks", *Proceedings IEEE SoutheastCon 1998*, United States, 1998.
- [19] L. H. Southall, J. A. Simmers & T. H. O'Donnell, "Direction finding in phased arrays with a neural network beamformer", *IEEE transaction antennas propagation*, vol. 43, no. 12, pp. 1369-1374, December. 1995.
- [20] A. H. El Zooghby, C. G. Christodoulou & M. Georgiopoulos, "Neural Network-Based Adaptive Beamforming for One- and Two-Dimensional Antenna Arrays", *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 46, no. 12, pp. 1891-1893, December 1998.
- [21] V. R. Lakshmi & G. S. N. Raju, "Pattern Synthesis using Genetic Algorithm for Low Sidelobe Levels", *International Journal of Computer Applications (0975 – 8887)*, vol. 31, no. 4, pp. 53-56, October 2011.

- [22] K.K. Yan. & Y.Lu, "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm", IEEE Transaction. Antennas Propagation, vol. 45, no. 7, pp. 1117–1122, July1997.
- [23] C. H. Hsu, C. H. Chen, W. J. Shyr, K. H. Kuo, Y. C. Chung & T. C. Lin, "Optimizing Beam Pattern of Linear Adaptive Phase Array Antenna Based on Particle Swarm Optimization", IEEE 4th International Conference on Genetic and Evolutionary Computing (ICGEC), Shenzhen, China, 13-15 December 2010.
- [24] Z. Zaharis, D. Kampitaki, A. Papstergiou, A. Hatzigaidas, P. Lazridis & M. Spasos, "Optimal design of a linear antenna array under the restriction of uniform excitation distribution using a particle swarm optimization based method", 5th WSEAS International Conference. on Data Networks, Communications & Computers, Bucharest, Romania, October 16-17, 2006.
- [25] D. W. Boeringer & D. H. Werner, "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 52, no. 3, pp. 771–779, 2004.
- [26] U. Singh & M. Rattan, "Design of Linear and Circular Antenna Arrays Using Cuckoo Optimization Algorithm", Progress In Electromagnetics Research C, vol. 46, pp. 1-11, 2014.
- [27] X. S. Yang & S. Deb, "Cuckoo Search Via Lévy flights", World Congress on Nature & Biologically Inspired Computing (NaBIC 2009), India, 2009.
- [28] A. Haffane & A. Hasni, "Optimization for Linear Antenna Arrays Synthesis Cuckoo Search", Serbian journal of electrical engineering, vol. 10, no. 3, pp. 371-380, October 2013.
- [29] M. M. Khodier, "Optimisation of antenna arrays using the cuckoo search algorithm", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 7, no. 6, April 23 2013.
- [30] G. V. Raviteja, K. Sridevi, A. J. Rani & V. M. Rao, "Adaptive Uniform Circular Array Synthesis Using Cuckoo Search Algorithm", Journal of Electromagnetic Analysis and Applications, vol. 8, pp. 71-78, 2016.
- [31] N. Lakhlef, H. Oudira & C. Dumond, "Printed Circular Antenna Array for Reduce SLL and High Directivity Using Cuckoo Search Algorithm", Procedia Computer Science, vol. 158, p. 1103–1108, 2019.

- [32] C. Lin, A. Qing & Q. Feng, "Synthesis of unequally Spaced Antenna Arrays by a new Differential Evolutionary Algorithm", *International Journal of Communication Networks and Information Security (IJCNIS)*, vol. 1, no. 1, pp. 20-25, April 2009.
- [33] A. P. Rao & N. V. S. Sarma, "Synthesis of Reconfigurable Antenna Array Using Differential Evolution Algorithm", *IETE Journal of Research*, vol. 63, no. 3, pp. 428–434, 2017.
- [34] A. S. Zare & S. Baghaiee, "Application of Ant Colony Optimization Algorithm to Pattern Synthesis of Uniform Circular Antenna Array", *ACES Journal*, vol. 30, no. 8, pp. 810-818, August 2015.
- [35] N. Karaboga, K. Güney & A. Akdagli, "Null steering of linear antenna arrays with use of modified touring ant colony optimization algorithm", *International journal rf and microwave computer-aided engineering*, vol. 12, no. 4, pp. 375–383, July 2002.
- [36] A. A. Akdagli, K. Guney & D. Karaboga, "Touring ant colony optimization algorithm for shaped-beam pattern synthesis of linear antenna arrays", *Electromagnetics*, vol. 26, no. 8, pp. 615-628, 2006.
- [37] U. Singh, H. Kumar, & T. S. Kamal, "Linear Array Synthesis using Biogeography Based optimization", *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 11, pp. 25–36, 2010.
- [38] U. Singh & T. S. Kamal, "Optimal synthesis of thinned arrays using biogeography based optimization", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 24, p. 141–155, January 2012.
- [39] A. Sharaqa & N. Dib, "Design of Linear and Elliptical Antenna Arrays Using Biogeography Based Optimization", *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 39, no. 4, pp. 2929–2939, 2013.
- [40] P. Saxena & A. Kothari, "Optimal Pattern Synthesis of Linear Antenna Array Using Grey Wolf Optimization Algorithm", *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1–11, 2016.
- [41] N. Lakhlef, H. Oudira & C. Dumond, "Failure Correction of Linear Antenna Array using Grey Wolf Optimization", in *2020 6th IEEE Congress on Information Science and Technology (CiSt)*, Morocco, 5-12 June 2021.
- [42] A. I. Mohsin, A. S. Daghfal & A. H. Sallomi, "A beamforming study of the linear antenna array using grey wolf optimization algorithm", *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 20, no. 3, pp. 1538-1546, December 2020.

- [43] N. Lakhlef, H. Oudira and C. Dumond, "Optimal Pattern Synthesis of Linear Antenna Arrays Using Modified Grey Wolf Optimization Algorithm", *Instrumentation Mesure Métrologie*, vol. 9, no. 4, pp. 255-261, August, 2020.
- [44] M. M. Khodier, "Optimization of circular antenna arrays using the cuckoo search algorithm", *Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, pp. 1–12, 2020.
- [45] A. E. Ahmad, "Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter-éléments : Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire", Université Limoge, 14 décembre 2010.
- [46] B. K. Lau & Y. H. Leung, "Optimum Beamformers for Uniform Circular Arrays in a Correlated Signal Environment", in *Conference. on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, Turkey, Jun 2000.
- [47] J.A. Rodriguez, F. Ares, E. Moreno & G. Franceschetti, "Genetic algorithm procedure for linear array failure correction", *Electronics Letters*, vol. 36, no. 3, February 2000.
- [48] K. Guney & S. Basbug, "Interference suppression of linear antenna arrays by amplitude-only control using a bacterial foraging algorithm", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 79, pp. 475–497, 2008.
- [49] N. Lakhlef, H. Oudira & C. Dumond, "Failure Correction of Linear Antenna Array using Grey Wolf Optimization", 2020 6th IEEE Congress on Information Science and Technology (CiSt), Morocco, 5-12 June 2021.
- [50] B.K. Yeo & Y. Lu, "Array Failure Correction With A Genetic Algorithm", *IEEE Transaction Antennas Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 823-828, 1999.
- [51] N. S Grewal, M. Rattan & M. Patterh, "A linear antenna array failure correction using firefly algorithm", *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 27, pp. 241–254, 2012.
- [52] S. U. Khan, M. K. A. Rahim & A. Liaqat, "Correction Of Array Failure Using Grey Wolf Optimizer Hybridized With An Interior Point Algorithm", *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, vol. 19, no. 9, pp. 1191-1202, 2018.
- [53] D. J. Ramsdale & R. A. Howerton, "Effect of element failure and random errors in amplitude and phase on the side lobe level attainable with a linear array", *Journal of the Acoustical Society of America*, vol. 68, no. 1, pp. 901–906, 1980.
- [54] S. L. Sim & M. H. Er, "Side lobe suppression for general arrays in presence of element failures", *Electronics Letters*, vol. 33, no. 15, pp. 1278–1280, 1997.

- [55] V. K. Singh & B. Naresh,, "Multi Resonant Microstrip Antenna with Partial Ground", Journal of Telecommunication, Switching Systems and Networks, vol. 2, no. 2, 2015.
- [56] M. Elkhodr, S. Shahrestani & H. Cheung, "Emerging Wireless Technologies in the Internet of Things : A Comparative Study", International Journal of Wireless & Mobile Networks (IJWMN), vol. 8, no. 5, October 2016.
- [57] "World Radio communication Conferences", April 2021.
- [58] H. Errifi, A. Baghdad, A. Badri & A. Sahel, "Analyse et Conception d'Antenne Réseau à Deux Patch Rectangulaires Alimentée en Série", Congrès Méditerranéen des Télécommunications, FST de Mohammedia, Maroc, 2014.
- [59] K. R. Carver & J. W.Mink, "Microstrip antenna technology", IEEE transactions. Antennas Propagation, Vols. AP-29, January 1981.
- [60] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis And Design", Wiley- Inter science, 3rd Edition 2005.
- [61] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl & A. Ittipiboon, "Microstrip antenna design handbook", International Journal of Technology Innovations and Research (IJT), Artech house, 2001.
- [62] R. A. Sainati, R. A. Sainati, "CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications", Artech House, Inc, 1996.
- [63] G. A. Deschamps, "Microstrip Microwave Antennas", Third Symposium on the USAF Antenna Research and Development Program, University of Illinois, Monticello, Illinois, 18–22 October, 1953.
- [64] L. Lewin, "adiation from discontinuities in strip-line", Proceedings of the IEE Part C: Monographs, vol. 107, pp. 163-170, 1960.
- [65] R. E. Munson, "Conformal Microstrip Antennas and Microstrip Phased Arrays", IEEE transactions on Antennas and Propagation, vol. 22, no. 1, pp. 74-78, January 1974.
- [66] J. Q. Howell, "Microstrip Antennas", IEEE Transactions Antennas Propagation, vol. 23, pp. 90–93, 1975.
- [67] R. B. Waterhouse, "Microstrip Patch Antennas: A Designer's Guide", Boston: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [68] K.F. Lee, "Principles of antennas theory", John Wiley & Sons, U.S.A, 1984.
- [69] P. Salonen, M. Keskilammi, L. Sydänheimo & M. Kivikoski, "A Novel Antenna System for Man-Machine Interface", Human Friendly Mechatronics, Selected Papers

- of the International Conference on Machine Automation ICMA2000, Osaka, Japan, September 2000.
- [70] E. Ghayoula, R. Ghayoula, J. Fattahi, E. Pricop, J-Y. Chouinard & A. Bouallegue, "Radiation pattern synthesis using hybrid fourier-woodward-lawson-neural networks for reliable mimo antenna systems", 2017 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), 2017.
- [71] N. T. Markad, R. D. Kanphade & D. G Wakade, "Design of Cavity Model Microstrip Patch Antennas", Computer Engineering and Intelligent Systems, vol. 6, no. 4, 2015.
- [72] A. Zakir, K. S. Vinod & K. S. Ashish, "Meandered Ground Microstrip Patch Antenna for WiMAX/WLAN Application", International Journal of Advanced Electronics & Communication Systems, vol. 3, no. 3, 28 May 2014.
- [73] L. Kumari & U. Prasad, "Design of Microstrip Patch Antenna for Gain Enhancement", 7th International Conference on Recent Trends in Engineering, Science & Management (ICRTESSM-17), Genba Sopanrao Moze College of Engineering, Balewadi-Baner, Pune, India, 01st- 2nd April 2017.
- [74] T. Durga Prasad, K. V. Satya Kumar, M. D. Khwaja Muinuddin, C. B. Kanthamma & V. Santosh Kumar, "Comparisons of Circular and Rectangular Microstrip Patch Antennas", in International Journal of Communication Engineering Applications-IJCEA, July 2011.
- [75] P. Siriya, J. A. Shrawankar & S. S. Balpande, "Design And Development of Inset Feed Microstrip Patch Antennas using Various Substrates", International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), vol. 8, no. 9, July 2019.
- [76] P. Siriya, J. A. Shrawankar & S. S. Balpande, "Design And Development of Inset Feed Microstrip Patch Antennas using Various Substrates", International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE), vol. 8, no. 9, July 2019.
- [77] R. J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook", Artech House antennas and propagation library Second Edition, 2005.
- [78] N. Nikolova, "Lecture notes antenna engineering of course Modern Antennas in Wireless Telecommunications ECE753", McMaster University, Canada, available online at [http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna\\_dload/current\\_lectures/](http://www.ece.mcmaster.ca/faculty/nikolova/antenna_dload/current_lectures/).

- [79] N. Gupta & R. Raman, "Selection of Microstrip Patch Antenna Substrate for WLAN Application Using Multiple Attribute Decision Making Approach", *International Journal of Microwave Science and Technology*, 2014.
- [80] S. Bisht, S. Saini, V. Prakash & B. Nautiyal, "Study The Various Feeding Techniques of Microstrip Antenna Using Design and Simulation Using CST Microwave Studio", *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 4, no. 9.
- [81] Y.-T. Lo & S.-W. Lee, "Antenna Handbook: Antenna Theory", vol. 2, chap. 10 (William F. Richards), Van Nostrand Reinhold, New York, 1993.
- [82] T. Yu & C. Yin, "Full-Wave Analysis of Microstrip Antennas in Three-Layered Spherical Media", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. Volume2013, 2013.
- [83] A. Boualleg & N. Merabtine, "Analysis of radiation patterns of rectangular microstrip antennas with uniform substrate", *Semiconductor Physics, Quantum Electronics & Optoelectronics*, vol. 8, no. 3, pp. 88-91, 2005.
- [84] G. Kumar & K. P. Ray, "Broadband Microstrip Antennas", Artech House antennas and propagation library, 2003.
- [85] J. R. James, P. S. Hall & C. Wood, "Microstrip Antenna: Theory and Design", vol. 12, IEE Electromagnetic waves, 1981.
- [86] V. Bernard & J. P. I. Iloh, "Microstrip Antenna Design Using Transmission Line Model", *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 3, no. 11, November 2013.
- [87] D. G. Fang, "Antenna Theory and Microstrip Antennas", United States: CRC Press, Inc, 2010.
- [88] J. Howell, "Microstrip antennas : Antennas and Propagation", *IEEE, Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 23, no. 1, pp. 90-93, January 1975.
- [89] Y. T. Lo, D. Solomon, & w. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 27, no. 2, pp. 137–145, 22 march 1979.
- [90] A. K. Bhattacharyya & R. Garg, "Generalised transmission line model for microstrip patches", *IEE Proceedings H Microwaves Antennas and Propagation*, vol. 132, no. 2, pp. 93-98, April1985.

- [91] A. Rajput, M. Kushwah & J. Dodiya, "Microstrip antenna design using transmission line model in hexagonal shape with probe feed", International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT), pp. 4052-4052, 3-5 March 2016.
- [92] C. U. Ndujiuba & A. O. Oloyede, "Selecting Best Feeding Technique of a Rectangular Patch Antenna for an Application", International Journal of Electromagnetics and Applications, 2015.
- [93] A. Ayegba, W. D. Fonyuy, I. Y. Adejoh & A. N. Odoma, "Design of A 4.5 GHz Rectangular Microstrip Patch Antenna", International Journal of Trend in Research and Development (IJTRD), May-Jun 2017.
- [94] K. L. Wong, "Design of nonplanar microstrip antennas and Transmission lines", John Wiley & Sons, Inc. New York, 1999.
- [95] A. Bhattacharyya & R. Garg, "Input impedance of annular ring microstrip antenna using circuit theory approach", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 33, no. 4, pp. 369–374, 1985.
- [96] T. Itoh, "Analysis of Microstrip Resonators", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 22, no. 11, pp. 946–952, 1974.
- [97] D. Guha, & Y. M.M. Antar, "Microstrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications", John Wiley & Sons, Ltd, , 2011.
- [98] R. K. Vishwakarma & S. Tiwari, "Aperture Coupled Microstrip Antenna for Dual-Band," Wireless Engineering and Technology, vol. 2, pp. 93-101, 2011.
- [99] A. Pandey, "Practical Microstrip and Printed Antenna Design", Artech House Antennas and Electromagnetics Analysis Library, 2019.
- [100] A. Basti, I. M Qureshi, W. Khan, I. Ulhaq & S. U. Khan, "Hybridization of Cognitive Radar and Phased Array Radar Having Low Probability of Intercept Transmit Beam forming", International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2014, 2014.
- [101] A. Basti, I. M Qureshi, W. Khan & d S.U Khan, "Cognitive Frequency Offset Calculation for Frequency Diverse Array Radar", 12th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), 13-17 january 2015.
- [102] B. Shoaib, I. M. Qureshi, S.U. Khan, I. Shafqat & U.I. Haq, "Adaptives tep-size modified fractional least mean square algorithm for chaotic time series prediction", Chinese Physics B, vol. 23, no. 5, 2014.

- [103] S. Caorsi, M. Donelli, F. De Natale, A. Lommi & A. Massa, "Planar antenna array control with genetic algorithms and adaptive array theory", *IEEE transaction on antenna and propagation*, vol. 52, no. 11, pp. 2919–2924, 2004.
- [104] C. Lin, A. Qing & Q. Feng, "Synthesis of unequally spaced antenna arrays by using differential evolution", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2553-2561, 2010.
- [105] D. Vakula & N.Sarma, "Fault diagnosis of planar antenna arrays using neural networks", *Progress. Electromagnetics Research. M*, vol. 6, pp. 35–46, 2009.
- [106] F. Harrou & M. N. Nounou, "Monitoring linear antenna arrays using an exponentially weighted moving average-based fault detection scheme", *Systems Science & Control Engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 433–443, 2014.
- [107] F. Harrou & Y. Sun, "Statistical monitoring of linear antenna arrays", *Engineering Science and Technology an International Journal*, vol. 19, pp. 1781–1787, 2016.
- [108] K. Guney & M. Onay, "Amplitude-only pattern nulling of linear antenna arrays with the use of bees algorithm", *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 70, pp. 21–36, 2007.
- [109] S. Mirjalili, S.M. Mirjalili & A. Lewis, "Grey Wolf Optimizer", *Advances in Engineering Software*, vol. 69, pp. 46-61, 2014.
- [110] R. Jamal, B. Men & N. H. Khan, "A novel nature Inspired meta-heuristic optimization Approach of GWO Optimizer for Optimal reactive power dispatch problems", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 202596 - 202610, 2017.
- [111] Y. Li, X. Lin & J. Liu, "An Improved Grey Wolf Optimization Algorithm to Solve Engineering Problems", *Sustainability*, vol. 13, 2021.
- [112] H. Oudira, A. Gouri, A. Mezache, "Optimization of Distributed CFAR Detection using Grey Wolf Algorithm", *Procedia Computer Science*, vol. 158, pp. 74-83, 2019.
- [113] S. U. Khan, M. K. A. Rahim, M. Aminu-Baba & N. A. Murad, "Correction of failure in linear antenna arrays with greedy sparseness constrained optimization technique", *PLoS ONE*, pp. 18 pages, December 2017.
- [114] S. U. Khan, I. M. Qureshi, Z. Fawadand & A. Naveed, "Null Placement And Sidelobe Suppression In Failed Array Using Symmetrical Element Failure Technique and Hybrid Heuristic Computation", *Progress In Electromagnetics Research B*, vol. 52, pp. 165–184, 2013.

- [115] H. N. Dai, K.W. Ng, M. Li & M.Y. Wu, "An overview of using directional antennas in wireless networks", *International Journal of Communication systems*, vol. 26, pp. 413–448, March 2013.
- [116] A. Mainwaring, A. L. Umnov, M. O. Shuralev & A. Yu. Eltsov, "Steerable reflective high-gain antenna array based on loaded dipole scatterers", *Radiophysics and Quantum Electronics*, vol. 53, no. 8, pp. 454–456, 2011.
- [117] A. Lamminen & J. Saily, "High gain 60 GHz LTCC chain antenna array with substrate integrated waveguide feed network", *6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 26–30 March 2012.
- [118] G. Zhai, Y. Cheng, Q. Yin, L. Chiu, S. Zhu & J. Gao, "Super High Gain Substrate Integrated Clamped-Mode Printed Log-Periodic Dipole Array Antenna", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 6, pp. 3009–3016, June 2013.
- [119] P. Li, K. M. Luk & K. L. Lau, "An omnidirectional high gain microstrip antenna array mounted on a circular cylinder", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 698–701, 2003.
- [120] T.J. Huang & H.-T. Hsu, "A high-gain circularly-polarized dual-band antenna array for RFID reader applications", *IEEE International Workshop on Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, pp. 2 pages, 2012.
- [121] N. Yang, C. Caloz & K. Wu, "Center-fed high-gain planar phase-reversal antenna array with enhanced radiation bandwidth for millimeter-wave applications", in *Asia-Pacific Microwave Conference*, 16–20 December 2008.
- [122] F. N. M. Isa & P. V. Brennan, "Design of high gain microstrip Yagi array antenna for avalanche radar", *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, Chicago, IL, USA, 8–14 July 2012.
- [123] M. M. Khodier & C. G. Christodoulou, "Linear array geometry synthesis with minimum sidelobe level and null control using particle swarm optimization", *IEEE Transction. on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, pp. 2674–2679, 2005.
- [124] J. He, X. Chen & K. Huang, "A novel suspended strip line-fed printed square slot array antenna with high-gain", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 19, no. 6, pp. 712–716, July 2009.

- [125] L. Pappula & D. Ghosh, "Constraint-Based Synthesis of Linear Antenna Array Using Modified Invasive Weed Optimization", *Progress In Electromagnetics Research M*, vol. 36, pp. 9–22, 2014.
- [126] G. Lalitha Manohar, A.T. Praveen Kumar & K. R. Subhashini, "Multi Objective Linear Array Synthesis Using Differential Evolution and Modified Invasive Weed Optimization Techniques", in *Signal Processing and Information Technology. Second International Joint Conference, SPIT 2012, Dubai, UAE, September 20-21, 2012*.
- [127] P. V. Florence & G. S. N. Raju, "Synthesis of Linear Antenna Arrays using Accelerated Particle Swarm Optimization algorithm", *International Journal of Computer Applications*, vol. 103, no. 3, October 2014.
- [128] P. Saxena & A. Kothari, "Linear antenna array optimization using flower pollination algorithm", *SpringerPlus*, vol. 5, no. 1, 2016.
- [129] S. Mandal, "Linear Antenna Array Pattern Synthesis Using Elephant Swarm Water Search Algorithm Sudip Mandal", *International Journal Information Engineering and Electronic Business*, vol. 2, pp. 10-20, 2019.
- [130] N. Fadlallah, "Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage", 2005.
- [131] J. James & P.S. Hall, "Handbook of Microstrip Antennas", London, United kingdom: Peter Peregrinus, 1989.
- [132] J. M. Johnson & Y. Rahmat-Samii, "Genetic Algorithm Optimization for Aerospace Electromagnetic Design and Analysis", *IEEE Aerospace Applications Conference. Proceedings*, pp. 87 -102, 1996.
- [133] C. Wilbaut, "Heuristiques Hybrides pour la Résolution de Problèmes en Variables 0-1 Mixtes," Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis, 29 septembre 2006.
- [134] M. Widme, "Les métaheuristiques : des outils performants pour les problèmes industriels", 3<sup>ième</sup> Conférence Francophone de Modélisation et Simulation, Conception, Analyse et Gestion des Systèmes Industriels (MOSIM'01), 25 - 27, Avril, 2011.
- [135] J. A. Ferreira. & F. Ares, "Pattern synthesis of conformal arrays by the simulated annealing technique", *Electronics Letters*, vol. 33, pp. 187–1189, 1997.
- [136] W. Tang & Y. Zhou, "Frequency invariant power pattern synthesis for arbitrary arrays via simulated annealing", *Electronics letters*, vol. 46, no. 25, 9 December 2010.

- [137] T. S. J. Laseetha & R. Sukanesh, "Synthesis of linear antenna array using Genetic Algorithm to maximize side lobe level reduction", *International Journal of Computer Application*, vol. 20, no. 7, pp. 27-33, April 2011.
- [138] A. Alphones & V. Passoupathi, "Null steering in phased arrays by positional perturbations: a genetic algorithm approach", *Proceedings of International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, IEEE, pp. 203-207, 1996.
- [139] I. Padmaja, N. B. Subramanyam, N. D. Rani & G. T. Rao, "Linear Array Geometry Synthesis Using Genetic Algorithm for Optimum Side Lobe Level and Null", *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Electronics Engineering*, vol. 1, no. 3, pp. 81-85, May 2012.
- [140] A. Khalid, S. A. Sheikh, I. U. I. H. Shah & Q. U. Khan, "Synthesis of Linear Antenna Array Using Genetic Algorithm to Reduce Peak Sidelobe Level", *9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, pp. 346-350, 2015.
- [141] B. Goswami & D. Mandal, "A genetic algorithm for the level control of nulls and side lobes in linear antenna arrays", *Journal of King Saud University – Computer and Information Sciences*, vol. 25, no. 2, pp. 117–126, 2013.
- [142] S. H. Son & U. H. Park, "Sidelobe reduction of low-profile array antenna using a genetic algorithm," *ETRI Journal*, vol. 29, no. 1, pp. 95–98, 2007.
- [143] K. K. Yan & Y. Lu, "Sidelobe reduction in array-pattern synthesis using genetic algorithm", *IEEE Transaction Antennas Propagation*, vol. 45, no. 7, pp. 1117–1122, July 1997.
- [144] J. Robinson, S. Sinton & Y. Rahmat-Samil, "Particle swarm, genetic algorithm, and their hybrids: Optimization of a profiled corrugated horn antenna", *IEEE AP-S*, pp. 314-317, 2002.
- [145] H. L. Southall, J. A. Simmers & T. H. O'Donnell, "Direction finding in phased arrays with a neural network beamformer", *IEEE Transaction. Antennas Propagation*, vol. 43, no. 12, pp. 1369–1374, December 1995.
- [146] H. M. Elltamchouchi & G. A. Saleh, "Solution of the non-uniformly spaced array problem using Neural Networks", in *Proceedings of the Seventeenth National Radio Science Conference, 17th NRSC'2000 (IEEE)*, February. 22-24, 2000.
- [147] M. Sarevska & A-B. M. Salem, "Antenna array beamforming using neural network", *World Academy of Science, Engineering and Technology* 24, pp. 115- 119, 2006.

- [148] D. Gies & Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization for reconfigurable phase differentiated array design", *Microwave and Optical Technol. Letters*, vol. 38, no. 3, pp. 168-175, August 2003.
- [149] J. Robinson & Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in Electromagnetics", *IEEE Transaction. Antennas Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, February 2004.
- [150] D. Mandal, S. Das, Somen & S. Ghoshal, "Linear antenna array synthesis using novel particle swarm optimization", *IEEE Symposium on Industrial Electronics & Applications (ISIEA)*, Penang, Malaysia, October. 2010.
- [151] W. Li, Y. Hei, X. Shi, S. Liu & Z. Lv, "An extended particle swarm optimization algorithm for pattern synthesis of conformal phased arrays", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, pp. 190–199, 2010.
- [152] M. Bataineh & J. I. Ababneh, "Synthesis of aperiodic linear phased antenna arrays using particle swarm optimization", *Electromagnetics*, vol. 26, no. 7, pp. 531–541, 2006.
- [153] N. Karaboga, K. Güneş & A. Akdagli, "Null steering of linear antenna arrays with use of modified touring ant colony optimization algorithm", *International journal rf and microwave computer-aided engineering*, vol. 12, no. 4, pp. 375–383, July 2002.
- [154] A. E. R. Iglesias & O. Q. Teruefl, "Linear Array Synthesis Using an Ant-Colony-Optimization –Based," *EEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, no. 2, pp. 70-79, April 2007.
- [155] G. S. K. G. Devi & S. Krishnaveni, "Synthesis of CCAA using Grey Wolf Optimizer", in *2019 IEEE International Conference on Intelligent Systems and Green Technology (ICISGT)*, 2019.
- [156] S. S. Oh, W. S. Kim & Y.H. Lee, "EIRP Characterization of Electrically Large Wireless Equipment with Integrated Signal Generator in a Compact Environment", *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2015, pp. 1-5, 2015.
- [157] R. N. Mantegna, "Fast, accurate algorithm for numerical simulation of Levy stable stochastic processes", *Physical Review E*, vol. 49, no. 5, pp. 4677–4683, May 1994.
- [158] K.R. Subhashini & J.K. Satapathy, "Development of an Enhanced Ant Lion Optimization Algorithm and its Application in Antenna Array Synthesis", *Applied Soft Computing*, vol. 59, pp. 153–173, May 19, 2017.

- [159] K. R. Subhashini, "Antenna array synthesis using a newly evolved optimization approach: Strawberry algorithm", *Journal of Electrical engineering*, vol. 70, no. 4, pp. 317–322, 2019.
- [160] S. S. Saleem, M. M. Ahmed, U. Rafique & U. F. Ahmed, "Optimization of Linear Antenna Array for Low SLL and High Directivity", in *19th International Multi-Topic Conference (INMIC)*, 2016.
- [161] P. P. S. & D. C. S. K. Mondal, "High Gain Triple Band Microstrip Patch Antenna for WLAN, Bluetooth and 5.8 GHz/ISM Band Applications", in *Wireless Personal Communications*, 2019.
- [162] A. Mandal, A. Ghosal, A. Majumdar, A. Ghosh, A. Das & S. K. Das, "Analysis of Feeding Techniques of Rectangular", *IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC 2012)*, 2012.
- [163] V. Vaid & S. Agrawal, "Bandwidth Optimization using Fractal Geometry on Rectangular Microstrip Patch Antenna with DGS for Wireless Application", *International Conference on Medical Imaging, m-Health and Emerging Communication Systems (MedCom)*, 2014.
- [164] "<https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>," 06 06 2021. [Online].
- [165] "Ansoft HFSS – User Guide, HFSS Release : 11.1, Copyright © 2008 SAS IP, Inc, Published Date: February 20", 2009.
- [166] J. R. James & P. S. Hall, *Hand book of microstrip antennas*, vol. 2, Stevenage, United Kingdom: Institution of Engineering and Technology (IET), 1989.
- [167] S. E. Jasim, M. A. Jusoh, M. H. Mazwir & S. N. S. Mahmud, "Finding the best feeding point location of patch antenna using HFSS", *ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 10, no. 23, December 2015.
- [168] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic & D. C. De, "High-Frequency Dielectric Measurements", *IEEE Trans. Instrumentation and Measuring*, vol. 13, no. 2, pp. 24–31, 2010.
- [169] K. Badhan & J. Singh, "Analysis of Different Performance Parameters of Bodywearable Antenna- A Review", *Advances in Wireless and Mobile Communications*, vol. 10, no. 5, pp. 735-745, 2017.
- [170] V. Mokal, S. R. Gagare & R. P. Labade, "Analysis of Micro strip patch Antenna Using Coaxial feed and Micro strip line feed for Wireless Application", *IOSR Journal of*

Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), vol. 12, no. 3, pp. 36-41, May - June 2017.

- [171] A. B. Obot, G. A. Igwe & K. M. Udofia, "Design and Simulation of Rectangular Microstrip Antenna Arrays for Improved Gain Performance", *International Journal of Networks and Communications*, vol. 9, no. 2, pp. 73-81, 2019.
- [172] Md. Z. Rahman, M. Mynuddin & K. C. Debnath, "The Significance of Notch Width on the Performance Parameters of Inset Feed Rectangular Microstrip Patch Antenna", *International Journal of Electromagnetics and Applications*, vol. 10, no. 1, pp. 7-18, October 2020.