

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : Télécommunication

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:**

MASTER

Thème

**Conception et modélisation d'un réseau d'antennes
imprimé multi bandes à l'aide d'un simulateur
électromagnétique 3D**

Présenté par :
AISSAOUI Kaouther
Soutenu le : 06 Juin 2013

Devant le jury composé de :

Mr MEGHRBI M. Larbi
Mme. HAMAIZIA Zohra
Mr BOUKHREDINE . SE

MAA
MCA
MAA

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2012 / 2013

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : Télécommunication

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Conception et modélisation d'un réseau d'antennes
imprimé multi bandes à l'aide d'un simulateur
électromagnétique 3D**

Présenté par :
AISSAOUI Kaouther

Avis favorable de l'encadreur :
Dr. HAMAIZIA Zohra

Avis favorable du Président du Jury

Nom Prénom

Signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electronique
Option : Télécommunication

Thème :

Conception et modélisation d'un réseau d'antennes imprimé multi bandes à l'aide d'un simulateur électromagnétique 3D

Proposé par : Dr. HAMAIZIA Zohra

Dirigé par : Dr. HAMAIZIA Zohra

RESUME

L'antenne est un élément important dans le domaine de la communication pour émettre et recevoir des informations sous la forme d'ondes électromagnétiques, elle est également utilisée dans plusieurs domaines tels que les systèmes de détection, de satellites et d'avions de surveillance, des réseaux de communications et GPS automobiles et de communications par satellite grâce au système

La conception des antennes utilisant le logiciel HFSS «Ansoft- High Frequency Structure Simulator» se base essentiellement sur la variation de la forme de l'antenne et de son matériau conducteur, la nature et l'épaisseur du substrat afin d'avoir une structure qui résonne dans les fréquences désirées pour des applications précises.

L'objectif de notre travail est d'étudier et de concevoir un réseau d'antennes patches ayant des caractéristiques satisfaisants de point de vue coefficient de réflexion, gain, et rayonnement utilisant le logiciel HFSS.

Remerciements

Je exprime mes remerciements à mon encadreur Dr: Hemaizia zahra, pour la grande bienveillance qu'elle m'a accordé et pour leur efficaces et précieuses aides, tout le long d'achèvement de ce mémoire.

Je remercie également tous les membres du jury d'avoir accepté du jurer ce travail.

Et enfin je remercié l'ensemble d'enseignants et collègues de notre promotion.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes très chers parents et ma grande famille.

A tous les enseignants de département

D'électronique a université de Biskra.

A mes très chers frères et mes sœurs.

A tous mes amis.

A tous qui m'aiment et que j'aime.

A vous.

Kaouther

Sommaire

Liste des tableaux	
Liste des figures	
Introduction générale	
Chapitre I : Généralités sur les antennes sur les antennes imprimées	
I. 1. Introduction	
I.2.Caractéristiques des antennes	
I.2.1.Coefficient de réflexion S_{11}	4
I.2.2.Directivité	4
I.2.3.Rendement de l'antenne	4
I.2.4.Gain	4
I.2.5.Ouverture	5
I.2.6.Impédance d'entrée	5
I.3.Description de l'antenne imprimée	5
I.3.1.Substrats	5
I.3.2.Méthodes d'alimentation	5
I.3.3.Caractéristiques de base	6
I.3.4.Rayonnement	6
I.3.5.La mise en réseau d'antennes imprimées	8
I.4.Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire	9
I.5. Polarisation de l'antenne	12
I.6.Avantages et inconvénients des antennes	13
I.7.Alimentation des antennes plaquées	13
I.7.1.Alimentation directe par une ligne micro ruban	14
I.7.1.a. Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant	14
I.7.1.b. Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant	15
I.7.1.c. Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban	15
I.7.2.Alimentation coaxiale	15
I.7.3.Alimentation couplée par ouverture	16
I.7.4.Alimentation Couplée Par Proximité	17
I.8.Type de réseaux d'antennes	17
I.8.a. Antenne en réseau linéaire (rectiligne)	20
I.8.b. Antenne en réseau plan	20
I.8.c. Antenne en réseau circulaire	21

I.9.Méthodes numériques d'analyse	21
I. 9. 1. La méthode des éléments finis	22
I. 9. 2. La méthode des différences finies	22
I. 9. 3. La méthode TLM	23
I.9.3.a. Modélisation d'une antenne plaquée rectangulaire	23
I.9.3.b. Détermination des paramètres du patch	24
I.9.4.La méthode des moments	24
I.10.Couplage entre les antennes imprimées	25
I.11.Réseau d'antennes imprimées	25
I.11.1.Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées	26
I.11.1.a. Alimentation parallèle	27
I.11.1.b. Alimentation série	28
I.11.2.Réseaux bidimensionnels	28
I.12.Conclusion	29
Chapitre II : Les réseaux d'antennes multi bandent	
II.1.Introduction	30
II.2. Les antennes multi-bandes	30
II.2.1.Définition	30
II.2.2.Nécessité	30
II.2.3. Les différentes techniques multi-bandes	31
II. 2.3.1. La technique de fente	31
II.2.3.2. L'utilisation des composants électroniques	32
II. 2.3.3.La technique fractale	32
II.3- Les antennes fractales	32
II.3.1. Principaux avantages	32
II.3.2. Principaux inconvénients	32
II.4. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes	33
II.5.Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes	35
II.5.1.Combinaison de plusieurs éléments rayonnants	35
II.5.2.Antennes de type PIFA	36
Chapitre III : L'outil de simulation HFSS	
II.10.Conclusion	37
III.1. Introduction	39
III.2. Environnement du HFSS	39
III.3. Description générale des outils HFSS	40
III.3.1.Barre des outils	40

III.3.2.Barre des menus	41
III.4.Conclusion	44
Chapitre IV: Conception et simulation d'un réseau d'antennes	
IV.1. Introduction	46
IV.2. Cahier de charge	46
IV.3. Simulation et optimisation d'une antenne rectangulaire	46
IV.3.1. Calcul de paramètre géométrique de l'antenne	46
IV.3.2 L'influence du type de substrat sur les caractéristiques de l'antenne	47
IV.4 Les résultats de simulation Duroid 5880 avec $h=3.2\text{mm}$	47
IV.4.1 Alimentation par une ligne coaxiale	47
IV.4.2 Alimenté réseaux d'antenne deux patches Duroid 5880 par une ligne coaxiale	50
IV.4.3 Alimentation par une ligne de transmission	52
IV.4.4. Alimenté réseaux d'antenne deux patch Duroid 5880 par une ligne de transmission.	54
IV.5. Les résultats de simulation Duroid 5880 avec $h=1.6\text{mm}$	57
IV.5.1 Alimentation par une ligne coaxiale	57
IV.5.2 Alimenté réseaux d'antenne deux patches Duroid 5880 par une ligne coaxiale	59
IV.5.3 Alimentation par une ligne de transmission	61
IV.5.4. Alimenté réseaux d'antenne deux patch Duroid 5880 par une ligne de transmission	63
IV.6 Les résultats de simulation duroid 5880 avec $h=0.787$	65
IV.6.1 Alimentation par une ligne coaxiale	65
IV.6.2 Alimenté réseaux d'antenne deux patches Duroid 5880 par une ligne coaxiale	67
IV.6.3 Alimentation par une ligne de transmission	69
IV.6.4. Alimenté réseaux d'antenne deux patch Duroid 5880 par une ligne de transmission.	71
IV.7. Comparé avec un seul patch pour ligne de transmission	73
IV.8. Comparé avec deux patches pour ligne de transmission	73
IV.9. Comparé avec un seul patch pour ligne coaxiale	73
IV.10. Comparé avec deux patches pour ligne coaxiale	74
IV.11. Comparaison ce substrat	74
IV.12. Comparaison pour un seul patch ligne et un seul patch coaxiale	74
IV.13. Comparaison pour deux patches ligne est deux patches coaxiaux	74

IV.14. Comparaison pour patch ligne et patch coaxiale avec S_{11} , G_{maximal} .	75
IV.15. Conclusion	75
Conclusion général	76
Bibliographie	77

Annexe

Liste des figures

Chapitre I :

Fig. I.1: Présentation d'une antenne imprimée	6
Fig. I.2: Différents types d'alimentation d'une antenne imprimée	7
Fig. I.3: Fringing et permittivité effective	8
Fig. I.4: Représentation des courants surfaciques dans le plan E et le plan H d'une antenne plaqué	10
Fig. I.5: Architecture de base des	11
Fig. I.6: Mécanisme des rayonnements parasites	11
Fig. I.7: Divers types d'éléments rayonnants	11
Fig. I.8.a : Structure d'antenne micro-ruban	15
Fig. I.8.b : Alimentation par ligne micro-ruban d'une antenne patch	15
Fig. I.8.c : Alimentation par couplage par fente	16
Fig. I.9 : Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch	17
Fig. I.10 : Alimentation couplée par ouverture	17
Fig. I.11 : Alimentation couplée par proximité	18
Fig. I.12 : Différentes configurations géométriques des réseaux, (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire	21
Fig. I.13 : Circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire alimenté par une sonde coaxiale	23
Fig. I.14 : Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H	25
Fig. I.15 : Schémas de deux patches	25
Fig. I.16 : Différents types de réseaux	26
Fig. I.17 : Alimentation parallèle d'un réseau linéaire	27
Fig. I.18 : Alimentation série d'un réseau linéaire	28
Fig. I.18 : Alimentation série d'un réseau linéaire	28
Fig. I.19: Alimentation parallèle d'un réseau plan	28
Fig. I.20: Alimentation série d'un réseau plan	28

Chapitre II :

Fig. II.1: Antenne PIFA élémentaire	40
-------------------------------------	----

Chapitre III :

<i>Fig. III.1: la fenêtre principale du HFSS</i>	40
<i>Fig. III.2: la fenêtre du HFSS</i>	40
<i>Fig. III.3: Le menu « Project » du HFSS</i>	41
<i>Fig. III.4: Le menu « Draw » du HFSS</i>	42

<i>Fig.III.5: Le menu « Modeler »t du HFSS</i>	43
<i>Fig. III.6: Le menu « HFSS »t du HFSS</i>	43
<i>Fig. III.7: Le type de solution dans HFSS</i>	44

Chapitre IV :

Fig. <i>IV.1.</i> La géométrie de rayonnement l'antenne rectangulaire Duroid 5880 en 3D alimentée par une ligne coaxial	48
Fig. <i>IV.2.</i> Le coefficient de réflexion S_{11}	49
Fig. <i>IV.3.</i> Résultat du VSWR	49
Fig. <i>IV.4.</i> Diagramme de rayonnement du gain	49
Fig. <i>IV.5.</i> Diagramme de rayonnement de la directivité totale	50
Fig. <i>IV.6.</i> Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	50
Fig. <i>IV.7.</i> Diagramme de rayonnement 3D : (a) du champ électrique, (b) : du gain.	50
Fig. <i>IV.8.</i> La géométrie de rayonnement du réseau d'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne coaxial	50
Fig. <i>IV.9.</i> coefficient de réflexion S_{11}	51
Fig. <i>IV.10.</i> Résultat du VSWR	51
Fig. <i>IV.11.</i> Diagramme de rayonnement du gain	52
Fig. <i>IV.12.</i> Résultat Diagramme de rayonnement de la directivité totale	52
Fig. <i>IV.13.</i> Diagramme de rayonnement en 3D : (a) du gain, (b) : du champ électrique.	53
Fig. <i>IV.14.</i> Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch	53
Fig. <i>IV.15.</i> Le schéma de rayonnement du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission	54
Fig. <i>IV.16.</i> coefficient de réflexion S_{11}	54
Fig. <i>IV.17.</i> Résultat du VSWR	54
Fig. <i>IV.18.</i> Résultat Diagramme de rayonnement de la directivité totale	55
Fig. <i>IV.19.</i> Diagramme de rayonnement du gain	55
Fig. <i>IV.20.</i> Diagramme de rayonnement en 3D : (a) : du gain , (b) : du champ électrique	55
Fig. <i>IV.21.</i> Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	56
Fig. <i>IV.22.</i> Le schéma de rayonnement du réseau d'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission	56
Fig. <i>IV.23.</i> coefficient de réflexion S_{11}	57
Fig. <i>IV.24.</i> Résultat du VSWR	57
Fig. <i>IV.25.</i> Diagramme de rayonnement du gain	57

Fig. IV.26. Résultat Diagramme de rayonnement de la directivité totale	58
Fig. IV.27. Diagramme de rayonnement en 3D ((a) le gain , (b) le champ électrique).	58
Fig. IV.28. Représentation de courant de surface diffusé dans le deux patch	58
Fig. IV.29. Le coefficient de réflexion S_{11}	59
Fig. IV.30. Diagramme de rayonnement du gain	60
Fig. IV.31. Diagramme de rayonnement du gain	60
Fig. IV.32. Diagramme de rayonnement du gain 3D :(a)	60
Fig. IV.33. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	61
Fig. IV.34. Le coefficient de réflexion S_{11}	61
Fig. IV.35. Diagramme de rayonnement du gain	62
Fig. IV.36. Diagramme de rayonnement du gain	62
Fig. IV.37. Diagramme de rayonnement du gain 3D	63
Fig. IV.38. Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch	63
Fig. IV.39. Le coefficient de réflexion S_{11}	63
Fig. IV.40. Diagramme de rayonnement du gain	64
Fig. IV.41. Diagramme de rayonnement du gain	64
Fig. IV.42. Représentation rayonnement de gain en 3D	64
Fig. IV.43. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	65
Fig. IV.44. Le coefficient de réflexion S_{11}	66
Fig. IV.45. Diagramme de rayonnement du gain	66
Fig. IV.46. Diagramme de rayonnement du gain	66
Fig. IV.47. Représentation rayonnement de gain en 3D	67
Fig. IV.48. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	67
Fig. IV.49. Le coefficient de réflexion S_{11}	68
Fig. IV.50. Diagramme de rayonnement du gain	69
Fig. IV.51. Représentation rayonnement de gain en 3D	69
Fig. IV.52. Diagramme de rayonnement du gain	69
Fig. IV.53. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	69
Fig. IV.54. Le coefficient de réflexion S_{11}	70
Fig. IV.55. Diagramme de rayonnement du gain	70
Fig. IV.56. Diagramme de rayonnement du gain	71
Fig. IV.57. Représentation rayonnement de gain en 3D	71
Fig. IV.58. Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch	71
Fig. IV.59. Le coefficient de réflexion S_{11}	72

Fig. <i>IV.60</i> . Diagramme de rayonnement du gain	72
Fig. <i>IV.61</i> . Représentation rayonnement de gain en 3D	73
Fig. <i>IV.62</i> . Représentation du courant de surface diffusé sur le patch	73
Fig. <i>IV.63</i> . Le coefficient de réflexion S_{11}	74
Fig. <i>IV.64</i> . Diagramme de rayonnement du gain	74
Fig. <i>IV.65</i> . Diagramme de rayonnement du gain	74
Fig. <i>IV.66</i> . Représentation rayonnement de gain en 3D	75

Liste des tableaux

Chapitre I :

Tableau I.1: Divers types d'éléments rayonnants et le maximum d'angle de couverture et le nombre de surface 12

Tableau I.2: Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (1) 19

Tableau I.3: Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (2) 20

Chapitre II :

Tableau II.1: Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes 34

Tableau II.2: Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants 36

Chapitre IV :

Tableau IV.1 : Paramètres géométriques de l'antenne rectangulaire réalisé sur Duroid 5880 et Epoxy-FR4 46

Tableau IV.2 : comparaison géométriques de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 et Epoxy-FR4 47

Tableau IV.3. Paramètre géométrique de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 pour $h=3.2$ mm 51

Tableau IV.4. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne coaxial pour $h=3.2$ mm 53

Tableau IV.5. Paramètre du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission pur $h=3.2$ mm 56

Tableau IV.6 Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne de transmission pour $h=3.2$ mm 57

Tableau IV.7. Paramètre géométrique de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 pour $h=1.6$ mm 59

Tableau IV.8. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne coaxial pour $h=1.6$ mm 61

Tableau IV.9. Paramètre du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission pour $h=1.6$ mm 63

Tableau IV.10. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne de transmission 65

Tableau IV.11. Paramètre géométrique de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 pour $h=0.787$ mm 68

Tableau IV.12. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par 70

une ligne coaxial pour $h=0.787\text{mm}$

Tableau IV.13. Paramètre de l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission pur $h=0.787\text{mm}$ 72

Tableau IV.14. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne de transmission 73

Tableau IV.15. Les paramètres caractéristiques d'un seul patch simulé sur le substrat Duroid5880 76

Tableau IV.16. Les paramètres caractéristiques d'un réseau de deux éléments rayonnant. 77

RESUME

L'antenne est un élément important dans le domaine de la communication pour émettre et recevoir des informations sous la forme d'ondes électromagnétiques, elle est également utilisée dans plusieurs domaines tels que les systèmes de détection, de satellites et d'avions de surveillance, des réseaux de communications et GPS automobiles et de communications par satellite grâce au système

La conception des antennes utilisant le logiciel HFSS «Ansoft- High Frequency Structure Simulator» se base essentiellement sur la variation de la forme de l'antenne et de son matériau conducteur, la nature et l'épaisseur du substrat afin d'avoir une structure qui résonne dans les fréquences désirées pour des applications précises.

L'objectif de notre travail est d'étudier et de concevoir un réseau d'antennes patches ayant des caractéristiques satisfaisants de point de vue coefficient de réflexion, gain, et rayonnement utilisant le logiciel HFSS.

Mots clés : Travaux pratiques d'hyperfréquences -- antenne imprimée -- mesure du facteur de qualité -- antenne patch -- fréquence de résonance -- résistance d'entrée -- simulateur électromagnétique.

المخلص

عنصر هام في مجال الاتصالات لإرسال واستقبال المعلومات في شكل موجات كهرومغناطيسية، كما أنها تستخدم في العديد من المجالات مثل أنظمة الكشف والأقمار الصناعية وطائرات الاستطلاع، شبكات الاتصالات ونظام تحديد المواقع للسيارات والاتصالات الساتلية من خلال نظام.

تصميم الهوائي باستخدام HFSS بناء النظم الميكانيكية الكهربائية عالية التردد هيكل محاكي" ويستند البرنامج أساساً على اختلاف شكل الهوائي والمواد الموصلة، وطبيعة وسمك الركيزة أن يكون لها هيكل أن صدى في الترددات المطلوبة لتطبيقات محددة.

والهدف من عملنا هو دراسة وتصميم مجموعة هوائي التصحيح وجود خصائص مرضية منظور معامل الانعكاس، البرمجيات وزيادة، والإشعاع باستخدام HFSS.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

De nos jours, les antennes sont devenues les éléments de base pour une liaison radioélectrique. Dans plusieurs applications, les antennes sont utilisées en réseau GSM, télélocalisation et radar, ainsi que leur besoin dans notre vie courante. Elles présentent des diverses formes selon leur but d'utilisation. Les technologies modernes s'orientent vers la miniaturisation de ces antennes tout en essayant de garder les meilleures performances. L'antenne patch est conçue pour satisfaire à ces besoins, c'est un conducteur métallique de forme particulière placé sur un substrat terminé par un plan de masse ; son caractère en miniature offre la possibilité de l'intégrer facilement dans les systèmes d'émission réception.

Dans certaines applications, il est nécessaire d'utiliser un groupement d'antennes commandées automatiquement pour assurer un balayage électronique dans l'espace qui est le cas d'un radar.

Plusieurs travaux de recherche ont été menés pour améliorer les caractéristiques de rayonnement des réseaux d'antennes micro-bandes, par le changement des paramètres de réseaux. L'antenne microbande imprimée sur un substrat isotrope a fait l'objet d'un certain nombre de travaux de recherches durant les dernières décennies, le concept de la structure rayonnante a été étudié la première fois par Deschamps en 1950 [1], [2].

Actuellement un réseau imprimé est largement utilisé puisqu'il permet de répondre à de nombreuses contraintes commandées par les systèmes. Il est caractérisé par le diagramme de rayonnement, la fonction caractéristique, l'angle d'ouverture, la dynamique d'une antenne, le gain et la directivité. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes, sont trouvés dans de nombreux systèmes de communication tels que la téléphonie mobile, les systèmes multimédia sans fil (WIFI, Bluetooth) ou encore les communications spatiales. Elles trouvent également des applications dans certains systèmes radar ou de télé-détection et sont utilisées dans des bandes de fréquences allant de 1GHz jusqu'aux bandes millimétriques. Ces applications sont soumises à des critères sélectifs et à des limitations de poids, de volume et d'épaisseur [1], [3].

La technique de modélisation des réseaux d'antennes est effectuée à l'aide d'outils de CAO (conception par ordinateur) basés sur la résolution numérique des équations de Maxwell. Pour cette modélisation rigoureuse, les méthodes les plus utilisées sont les

Introduction générale

éléments finis, la résolution d'équations intégrales par la méthode des moments, la technique des différences finies dans le domaine temporel [4], [5].

L'objectif de notre travail est d'étudier, modéliser et de concevoir un réseau d'antennes patchs de point de vue caractéristiques et diagrammes de rayonnement. Dans cette étude, nous proposons une analyse de deux antennes imprimées de forme rectangulaire, alimentées par une ligne micro ruban et un câble coaxial.

Ce travail se compose de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, on a présenté une description générale des antennes imprimés, leurs propriétés et leurs caractéristiques, un rappel théorique sur les réseaux d'antennes imprimées, une présentation des méthodes d'analyse ainsi les différentes méthodes d'alimentation rencontrées dans la littérature.

Le deuxième chapitre décrit les antennes multi bandes et larges bandes.

Le troisième chapitre introduit l'outil de simulation HFSS (High High Frequency Structure Simulator) utilisé dans ce travail qui est un logiciel électromagnétique 3D.

Dans le quatrième, On a exposé la modélisation des réseaux d'antennes et les résultats de simulation en analysant l'effet de type substrat, son épaisseur, le type d'alimentation sur le caractéristique de l'antenne tel que : le coefficient de réflexion, la fréquence de résonance, le gain, le digramme de rayonnement.

On termine par une conclusion générale

CHAPITRE I

Généralité sur les antennes imprimées

I.1. Introduction :

Le développement des télécommunications spatiales, les contrôles et les commandes à distance, ont fait apparaître la nécessité croissante de réaliser des dispositifs micro-ondes peu coûteux et peu encombrants, faisant appel à une technologie simple et économique. Les systèmes micro-ondes à structure micro ruban ont été à l'origine du développement des antennes imprimées (antennes plaques ou antennes patch) qui sont le plus souvent utilisées en réseaux afin d'améliorer leurs performances et de permettre la réalisation de fonctions très particulières.

Dans ce chapitre nous présentons la description et le mécanisme de fonctionnement, les avantages, les inconvénients des antennes patches, ainsi que les différents types d'alimentation. En effet, nous détaillons le principe des méthodes usuelles les plus utilisées dans le domaine des antennes.

I.2. Caractéristiques des antennes :

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres.

Une antenne peut être caractérisée par [3].

I.2.1. Coefficient de réflexion S_{11} :

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

I.2.2. Directivité:

Elle indique la concentration du rayonnement dans une direction donnée. Considérons deux antennes, la première est isotrope idéale et la deuxième est quelconque, caractérisées respectivement par $J_0(\theta, \varphi)$ et $J(\theta, \varphi)$, les intensités de rayonnement pour la même puissance rayonnée. Alors la directivité de la deuxième antenne est :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{J(\theta, \varphi)}{J_0(\theta, \varphi)} \quad (I.1)$$

θ et φ sont l'azimut et l'élévation.

I.2.3. Rendement de l'antenne :

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (I.2)$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

I.2.4. Gain :

Le gain est le résultat de deux effets : la directivité et la perte.

Si G est le gain, alors :

$$G(\theta, \varphi) = \eta \times D(\theta, \varphi) \quad (I.3)$$

I.2.5. Ouverture :

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/\sqrt{2}$ (I.4)

I.2.6. Impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée de l'antenne est l'impédance vue de la part de la ligne d'alimentation au niveau de l'antenne. Cette impédance est donnée par la formule :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{(1+S_{11})}{(1-S_{11})} \quad (I.5)$$

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne d'alimentation.

Comme S_{11} est fonction de la fréquence, alors Z_{in} varie aussi avec la fréquence.

I.3. Description de l'antenne imprimée :

Dans sa structure de base (Figure I.1), une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse. Généralement, $t \ll \lambda_0$, $0.333 \leq 0.05 \lambda_0$ et lorsqu'il s'agit d'un dipôle carré, rectangulaire ou circulaire $\lambda_0/3 \leq L \leq \lambda_0/2$ [1], [2], [3].

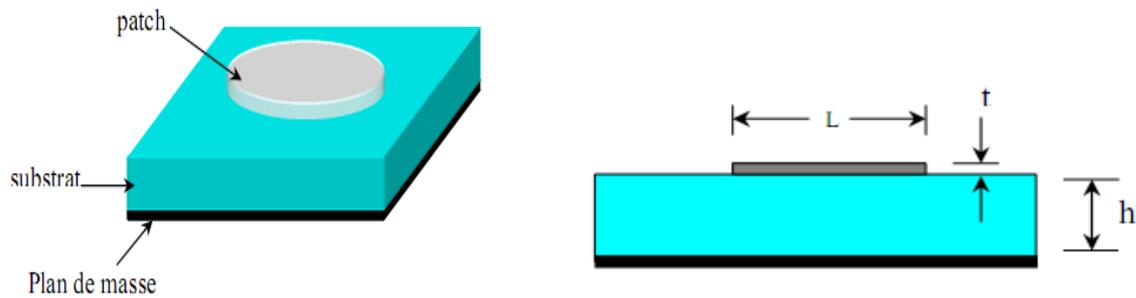


Figure I.1 : Présentation d'une antenne imprimée.

I.3.1. Substrats :

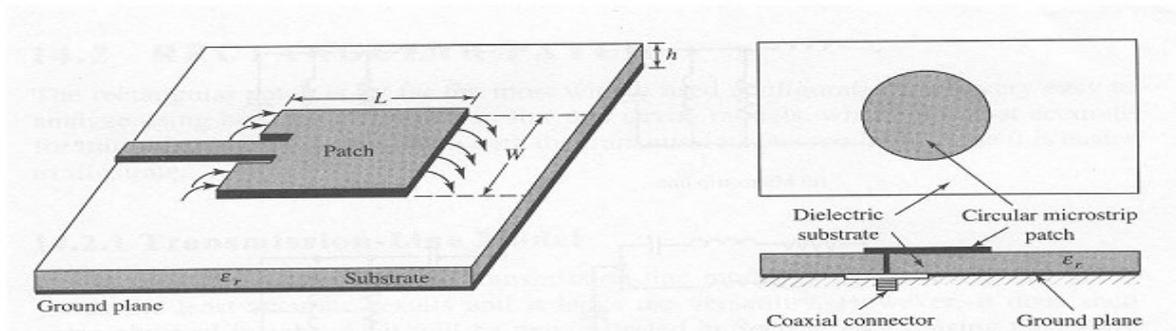
Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne (en particulier pour générer de la polarisation circulaire).

Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux. Leurs permittivités relatives varient de 1 à 12 ($1 < \epsilon_r < 12$). Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante.

Au contraire, 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. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat [4], [5], [6].

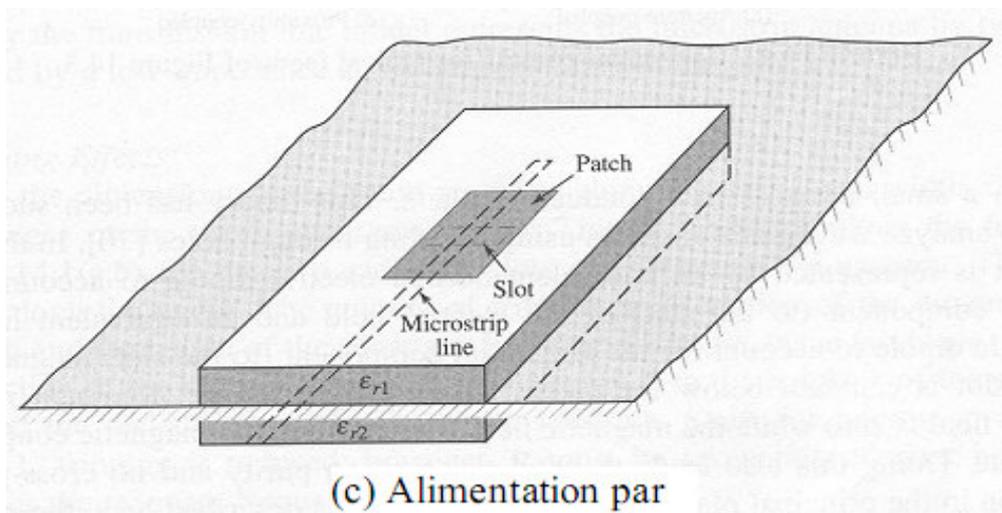
I.3.2. Méthodes d'alimentation :

L'antenne imprimée peut être alimentée de plusieurs façons. Les quatre méthodes les plus utilisées sont (Figure I.2) : ligne micro-ruban, sonde liée à un câble coaxial, couplage par fente et couplage par proximité [7], [8], [9].

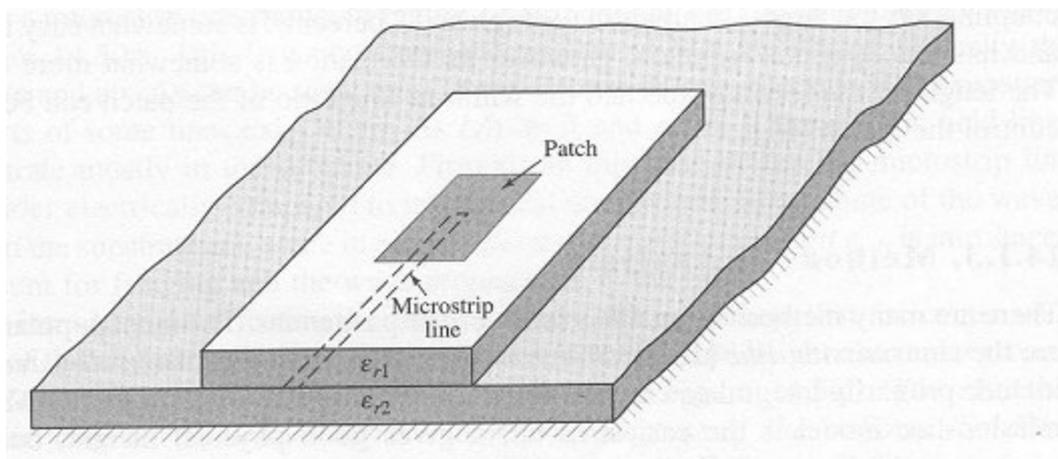


(a) Alimentation par ligne microruban

(b) Alimentation par câble coaxial



(c) Alimentation par



(d) Couplage par

Figure I.2 : Différents types d'alimentation d'une antenne imprimée.

I.3.3. Caractéristiques de base :

A cause des dimensions finies du patch en longueur et en largeur, les lignes de champs ne sont pas totalement immergées dans le substrat, comme l'indique la (Figure I.3), c'est ce qu'on appelle le fringing [1], [9], [10].

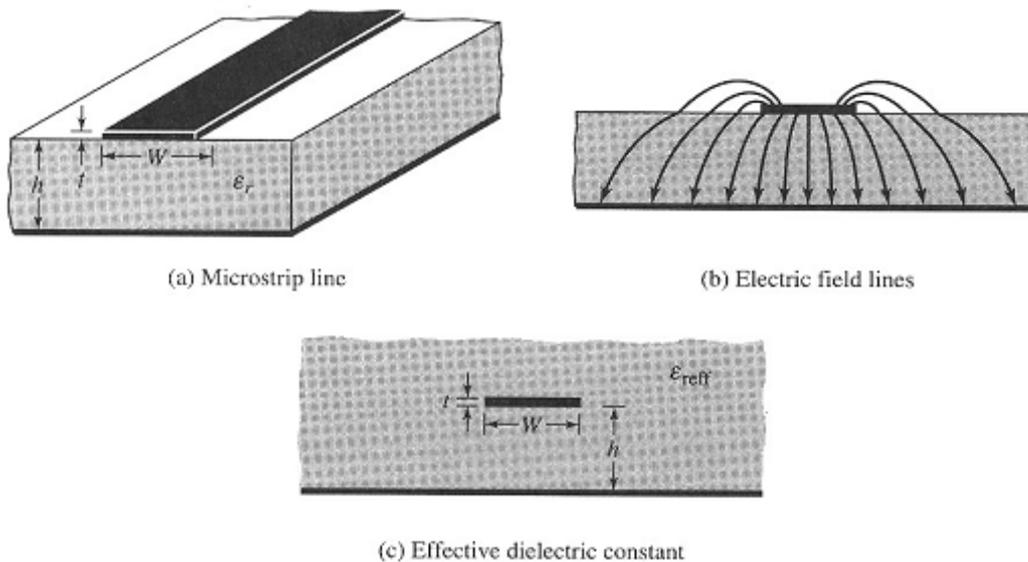


Figure I.3 : Fringing et permittivité effective.

Ceci crée deux effets :

Le premier est l'apparition de la constante de permittivité relative effective ϵ_{reff} elle est généralement comprise entre 1 et la constante de permittivité relative du substrat :

$$1 < \epsilon_{\text{reff}} < \epsilon_r.$$

En effet, pour compenser le fringing, on suppose que le patch et les lignes de champs sont totalement plongés dans un seul substrat diélectrique équivalent, ce substrat remplace le substrat original et l'air, et il donne les mêmes résultats que ces deux derniers. Ce substrat a ϵ_{reff} comme constante de permittivité relative. Elle est exprimée par :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (I.6)$$

Le deuxième effet est l'apparition des dimensions électriques de patch qui sont généralement plus grandes que les dimensions physiques. La variation de la longueur est donnée par :

$$\Delta L = h \times 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.813 \right)} \quad (1.7)$$

$$L_{\text{eff}} = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (1.8)$$

La longueur effective sera :

$$L = L_{\text{eff}} + 2\Delta L \quad (1.9)$$

La fréquence de résonance f_r peut être exprimée par :

$$\begin{aligned} f_r &= \frac{c}{2L_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \\ &= \frac{c}{2(L+2\Delta L) \sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \end{aligned} \quad (1.10)$$

C = la célérité de la lumière dans le vide.

$$W = \frac{c}{2f_0} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (1.11)$$

I.3.4. Rayonnement :

Le diagramme de rayonnement de l'antenne caractérise la variation de la puissance rayonnée à grande distance dans les différentes directions de l'espace.

Lorsque la polarisation de l'antenne est linéaire, le diagramme de rayonnement est celui d'un dipôle magnétique [8],[12], il est généralement représenté dans deux plans de coupe particuliers (Figure I.4) [13] :

- le plan E.
- le plan H.

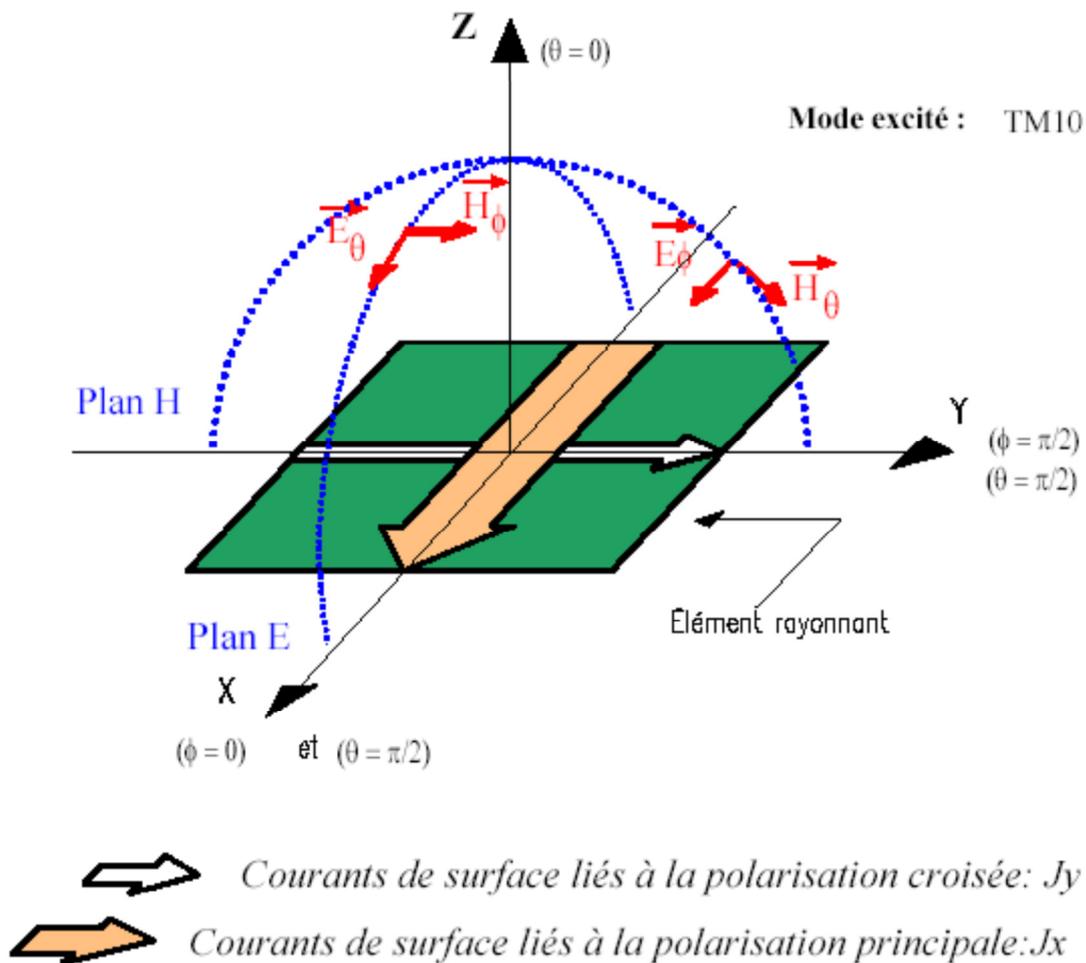


Figure I.4 : Représentation des courants surfaciques dans le plan E et le plan H d'une antenne plaquée .

I.3.5. Les réseaux d'antennes imprimées :

L'utilisation d'une antenne unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé, un lobe formé ne peuvent généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un réseau d'antennes [13].

On forme ainsi des réseaux linéaires et des réseaux plans (Figure I.5)

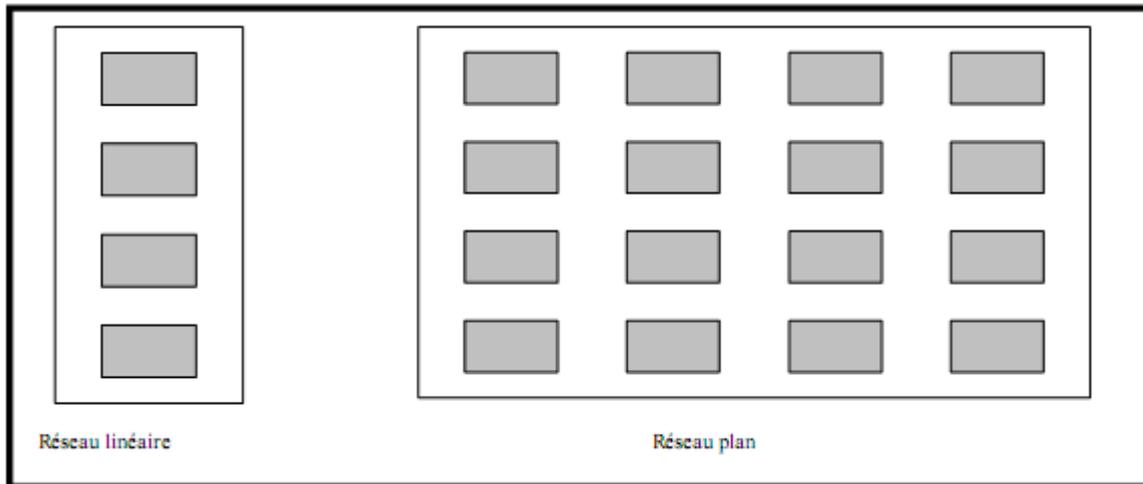


Figure I.5 : Architecture de base des.

Pour le réseau linéaire, on cherche à former le diagramme de rayonnement dans un seul plan

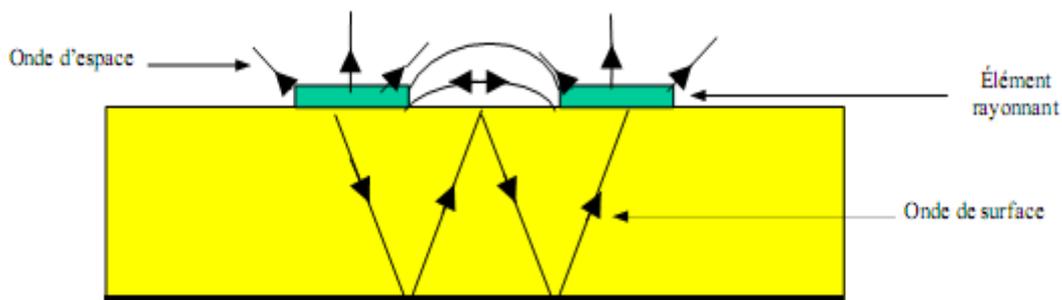


Figure I.6 : Mécanisme des rayonnements parasites.

Cette mise en réseau des sources crée des rayonnements parasites (Figure I.6) qui sont dus au débordement des champs magnétiques, à l'épaisseur de substrat utilisé, à l'orientation et à la distance entre les sources.

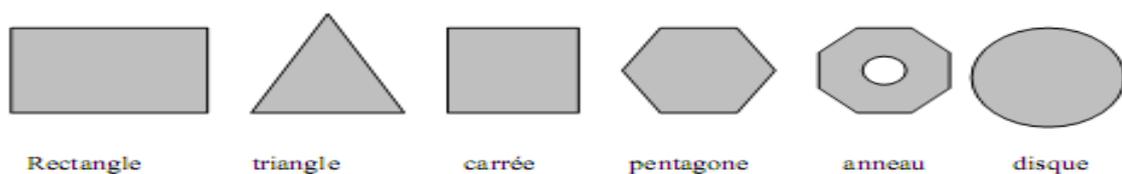


Figure I.7. Divers types d'éléments rayonnants.

Nombre de surface	Maximum d'angle de couverture	Forme d'antenne
3	60°	
4	45°	
5	36°	
6	30°	
8	22.5°	

Tableau I.1 : Divers types d'éléments rayonnants et le maximum d'angle de couverture et le nombre de surface.

I.4. Mécanismes de rayonnement de l'antenne patch rectangulaire :

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire s'effectue à partir de sa forme géométrique. Une fois, la ligne d'alimentation excitée par une source RF, une onde électromagnétique se propage sur cette ligne, puis attaque l'élément rayonnant. Une distribution de charge va se mettre à l'interface substrat - plan de masse, sur et sous le composant rayonnant, ce qui va provoquer :

1. Une inversion de phase des composantes verticales du champ électrique sur la longueur de l'antenne.
2. Contrairement à précédemment, des rayonnements qui sont en phase dans le plan de l'antenne et dus aux composantes horizontales des lignes de champ qui entoure l'élément imprimé.
3. Une modélisation de l'antenne patch rectangulaire par une cavité à 4 murs magnétiques (bords de la cavité) et 2 murs électriques (formés par les métallisations).

I.5. Polarisation de l'antenne :

La polarisation d'une antenne est déterminée par celle de l'onde radiée dans une direction donnée, elle est identique à la direction du champ électrique, c'est à dire à celle des brins rayonnants de l'antenne. Le plan E (électrique) est parallèle au vecteur E de l'onde émise. On parle de polarisation verticale si le plan E est perpendiculaire au sol; s'il est parallèle au sol, on parle de polarisation horizontale. Aussi le vecteur du champ électrique instantané trace dans le temps une figure. On réfère à ce phénomène simplement la polarisation du champ électrique. La figure est généralement une ellipse qui présente des cas particuliers. Si le chemin du vecteur de champ électrique suit une ligne, l'antenne est dite linéairement polarisée. Si le vecteur champ électrique tourne selon un cercle, elle est dite à polarisation circulaire [14].

I.6. Avantages et inconvénients des antennes :

Actuellement, les antennes micro rubans sont largement utilisées, leurs applications couvrent un large domaine de fréquence 100 MHz à 100 GHz, leur configuration et dimensions favorisent leurs intégrations sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile,).

Parmi les avantages de ces d'antennes, on peut citer [15], [16], [17] :

- Profil plat.
- Faible poids.
- Volume réduit.
- La conformabilité et la possibilité d'intégrer les circuits micro-ondes au niveau des antennes.
- Simplicité de leurs structures.
- Faible coût de fabrication donc la production en grandes quantités devient facile.
- Plusieurs éléments radiants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, Commutateurs, etc.).

Cependant, elles présentent les inconvénients suivants [15], [10]:

- Faible bande passante (1 à 5 %), le facteur de qualité Q, va d'environ 50 Jusqu'à 75.

- Faible puissance.
- Impureté de la polarisation.
- Faible gain.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation.

I.7. Alimentation des antennes plaquées :

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être classées en deux catégories :

- * Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).
- * Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I.7.1. Alimentation directe par une ligne micro ruban :

Dans ce type d'alimentation, une bande de conduite est reliée directement au bord du patch de micro ruban. La bande de conduite est plus petite dans la largeur par rapport au patch [18]. L'avantage de ce type d'alimentation est qu'elle peut être gravée sur la même face de l'antenne, elle est facile à fabriquer, et simple à adapter à la résonance [19]. C'est l'une des techniques les plus utilisées dans les antennes imprimées, elle a l'inconvénient de générer un rayonnement parasite. On peut distinguer trois types [20].

➤ Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord rayonnant :

Dans ce cas la ligne d'alimentation entre en connexion directement sur le côté rayonnant du patch Figure I. 8.a, cette technique est l'une des méthodes les plus utilisées. Il existe une variation de l'impédance d'entrée car le point d'alimentation est déplacé le long de ce côté.

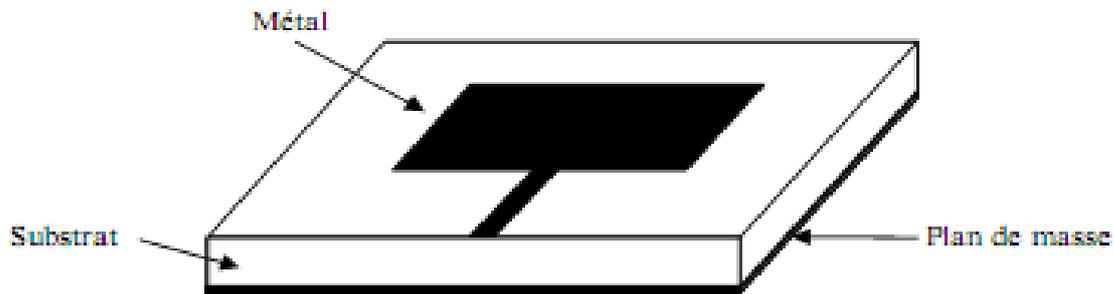


Figure I.8.a : Structure d'antenne micro-ruban.

➤ **Alimentation par ligne micro ruban à travers un bord non rayonnant :**

La ligne d'alimentation entre en contact avec le patch sur le bord non rayonnant Figure I. 9.b, dans ce cas les calculs sont plus complexes, car les courants de la ligne d'alimentation, sont orthogonaux à ceux du patch.

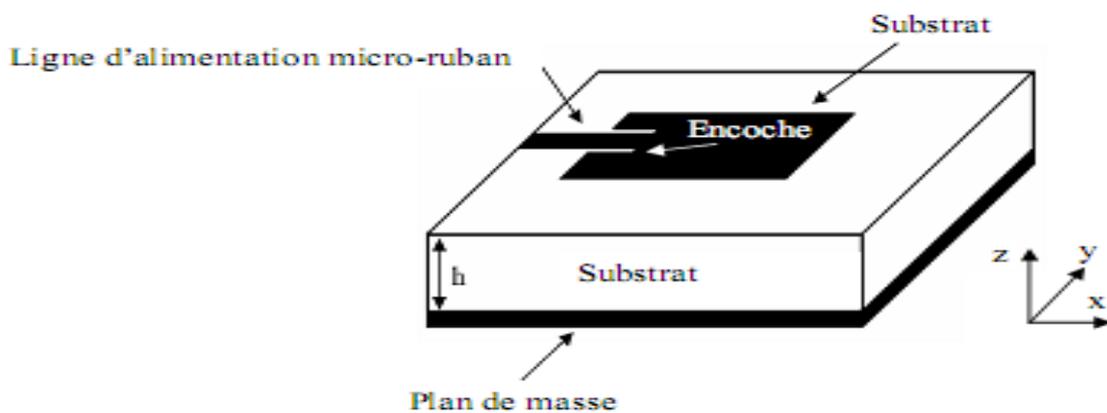


Figure I.8.b : Alimentation par ligne micro-ruban d'une antenne patch.

➤ **Antenne patch rectangulaire couplée capacitivement à une ligne micro ruban :**

Dans ce cas l'élément rayonnant est couplé capacitivement à la ligne micro ruban injectée dans le substrat Figure I.8.c. L'utilisation de substrats différents entre ligne d'excitation et antenne peut améliorer la largeur de la bande passante de l'antenne.

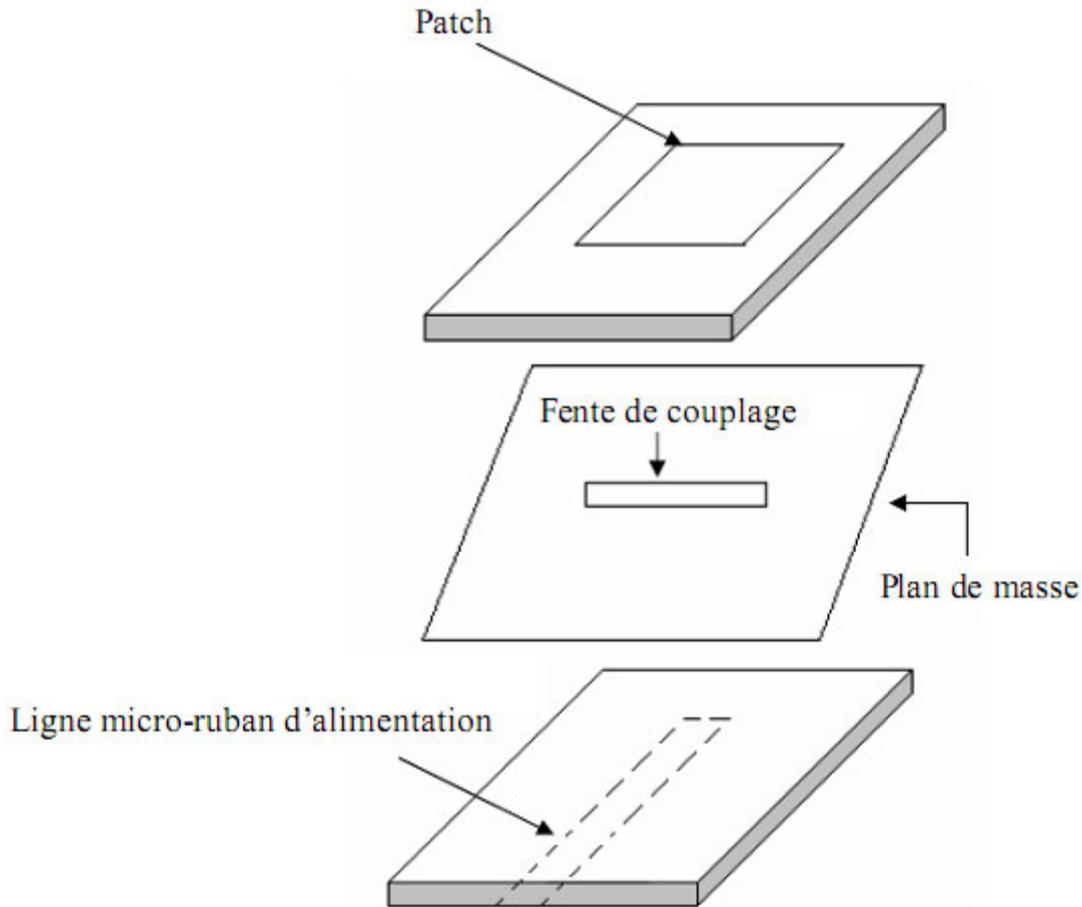


Figure I.8.c : Alimentation par couplage par fente.

I.7.2. Alimentation coaxiale :

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation de sonde est une technique très utilisée pour alimenter les antennes micro rubans Figure I.9. Dans ce cas le conducteur intérieur du connecteur coaxial traverse le diélectrique et est soudé au patch, alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être appliquée à n'importe quel endroit choisi à l'intérieur du patch, avec une facilité de fabrication. Cependant, cette méthode présente des inconvénients au niveau du diagramme de rayonnement. En effet, la connexion génère un pic de courant localisé au niveau de l'élément rayonnant qui peut induire une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement. De plus, des pertes apparaissent avec le perçage du plan de masse, du diélectrique ainsi que de l'élément plaqué [21].

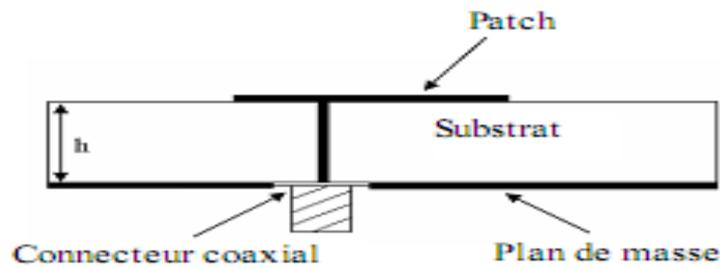


Figure I.9 : Alimentation par sonde coaxiale d'une antenne patch.

I.7.3 Alimentation couplée par ouverture :

Dans ce type d'alimentation, le patch de rayonnement et la ligne d'alimentation du micro ruban sont séparés en plan de masse comme indique sur la Figure I.10. La jonction entre le patch et la ligne d'alimentation est faite par une ouverture ou une fente dans le plan de masse [19]. 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.

Ce type d'alimentation est difficile à concevoir à cause des couches multiples, qui augmentent l'épaisseur d'antenne. Cependant elle offre l'élargissement de bande passante.

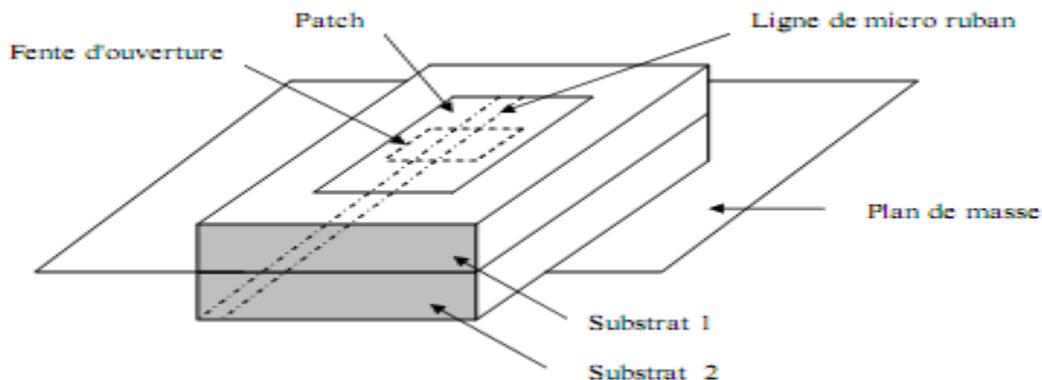


Figure I.10 : Alimentation couplée par ouverture.

I.7.4. Alimentation couplée par proximité :

Ce type d'alimentation est représenté sur la Figure I.11, deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est entre les deux substrats et le patch de rayonnement est sur le substrat supérieur. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est l'élimination du faux rayonnement d'alimentation et l'obtention d'une bande passante plus large et ce par l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne.

Parmi les inconvénients de cette méthode d'alimentation nous citons la difficulté de fabrication à cause des deux couches diélectriques nécessitant un alignement approprié, ainsi que la difficulté d'intégration de dispositifs actifs.

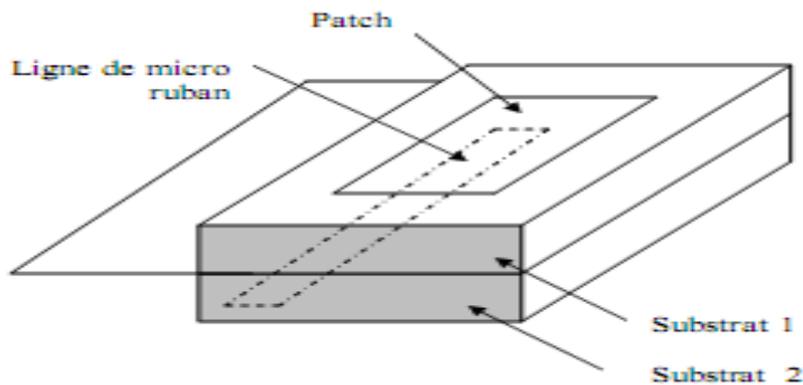
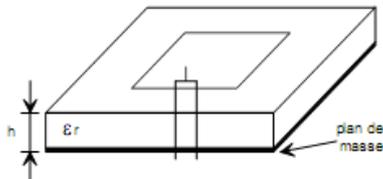
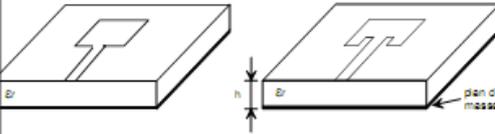
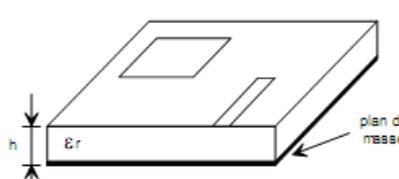
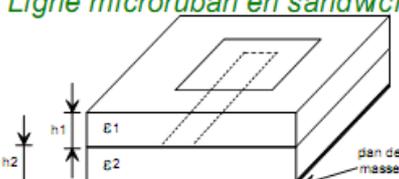


Figure I.11 : Alimentation couplée par proximité.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><u>Alimentation par contact</u></p> <p><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure

<p><u>Alimentations par proximité</u></p> <p><i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur

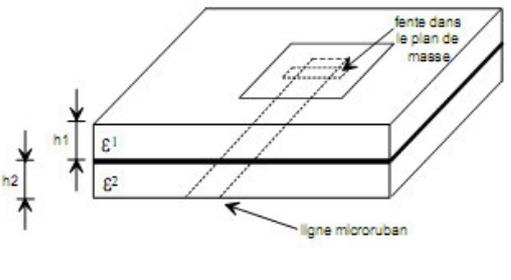
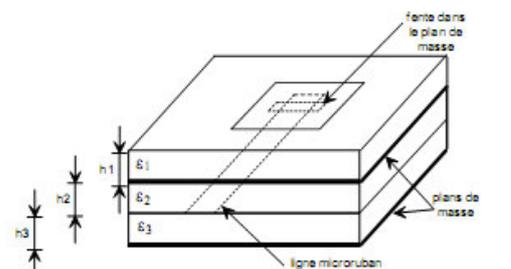
<p><i>Couplage par fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p><i>Couplage par fente d'une ligne encastrée</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

Tableau I.2 : Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (1).

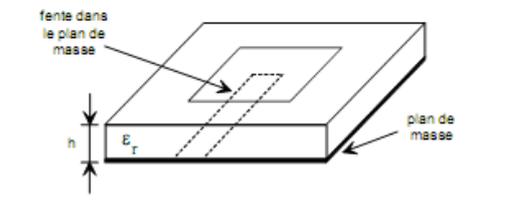
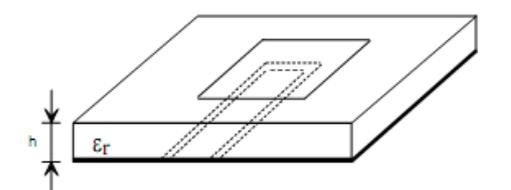
<p><i>Ligne à fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission
<p><i>Guide d'onde coplanaire</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique

Tableau I.3 : Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (2).

I.8. Type de réseaux d'antennes :

L'utilisation d'une antenne plaque unitaire est insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposé. Pour améliorer les performances des antennes patch, on utilise une structure multicouche pour augmenter la bande passante jusqu'à 70 % et associer les différents éléments rayonnants pour former un système appelé réseau, permettant de

compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et jouer sur de nombreux facteurs (espacement et phase des patches et taille du plan de masse) pour avoir un gain plus élevé et un lobe principal conforme.

La Figure I.12 (a, b, c) montre trois configurations de réseaux d'antennes: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires [22].

➤ **Antenne en réseau linéaire (rectiligne) :**

Pour un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après de l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite Figure I. 12.a.

➤ **Antenne en réseau plan :**

Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan Figure I. 12.b.

➤ **Antenne en réseau circulaire :**

Antenne constituée d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle Figure I. 12.c.

La Figure I.12 (a, b, c) montre trois configurations de réseaux d'antennes :

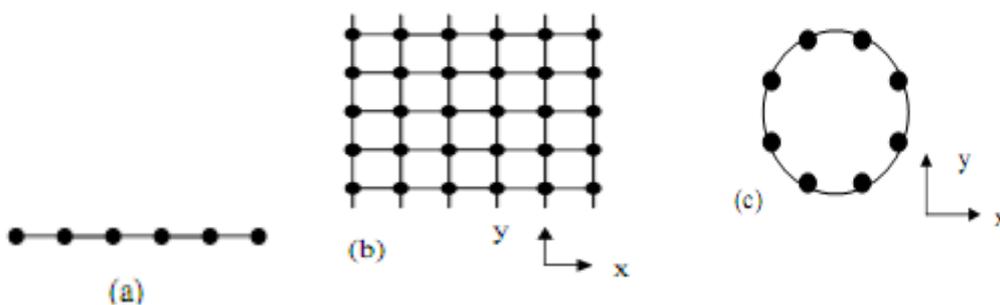


Figure I.12 : Différentes configurations géométriques des réseaux, (a) linéaire, (b) planaire et (c) circulaire.

On prend en considération les paramètres suivants pour contrôler la forme du rayonnement global :

- la géométrie du réseau : linéaire, plan...
- l'espacement relatif entre chaque élément.
- l'amplitude de l'excitation de chaque élément.
- la phase appliquée à chaque excitation.
- le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.

I.9. Méthodes numériques d'analyse:

Les méthodes numériques les plus utilisées en électromagnétisme sont :

- méthode vibrationnelle : les éléments finis.
- méthodes différentielles : différences finies et TLM.
- La méthode intégrale : méthode des moments est l'objet nécessaire de notre étude.

I.9.1. La méthode des éléments finis :

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [21].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle : $[J] = [Y] \cdot [E]$.

Où $[J]$ représentent les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus. La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse.

Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

I.9.2. La méthode des différences finies :

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D, est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966.

Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système.

L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [21], [23].

Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

I.9.3. La méthode TLM :

La méthode de la matrice des lignes de transmission TLM permet de discrétiser les champs et les courants de la structure étudiée en petits éléments, chacun de ces éléments est considéré comme un ensemble de ligne de transmission et les calculs s'effectuent directement dans le domaine temporel.

L'un des points forts de cette méthode est la formulation simple qui ne dépend pas beaucoup de la géométrie de la structure étudiée (ce qui n'est pas le cas pour la méthode spectrale). Elle est facile pour traiter des structures complexes composées de plusieurs matériaux, et particulièrement appropriée pour l'analyse des structures planaires multicouches.

➤ Modélisation d'une antenne plaquée rectangulaire :

Dans cette modélisation, une antenne plaquée rectangulaire est considérée comme une section résonante faisant partie d'une ligne de transmission. Le patch rectangulaire sera assimilé à un circuit choisi RLC parallèle Figure I. 13. [24].

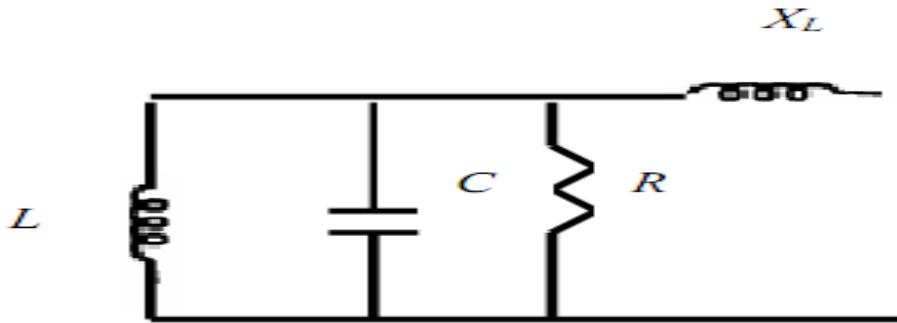


Figure I.13 : Circuit équivalent d'une antenne patch rectangulaire alimenté par une sonde coaxiale.

- La distribution uniforme du courant sur la section du conducteur et l'équivalent de la résistance R présentée dans le circuit. Pour un courant continu fixe la résistance est fonction de la largeur du ruban.
- la capacité est placée entre deux électrodes séparées par un isolant (le plan de masse, le patch et le substrat).
- l'inductance X_L s'appelle inductance d'alimentation, il s'agit de l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique concernant les modes supérieurs

➤ Détermination des paramètres du patch :

Cette partie consiste à déterminer les paramètres électriques du patch : la résistance, l'inductance, la capacité et l'inductance d'alimentation. Tous ces paramètres sont en fonction de la fréquence de résonance et peuvent être déduits l'un de l'autre. L'antenne possède les caractéristiques suivantes : la longueur L , la largeur W et la hauteur du substrat H . Nous allons calculer d'abord la fréquence de résonance f_r , le facteur de qualité total Q_T , ensuite nous déduirons les autres paramètres à partir de [24], [25].

$$L = L_{eff} + 2\Delta L \quad (I.12)$$

$$f_r = \frac{c}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (I.13)$$

$$W = \frac{c}{2f_0} \times \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (I.14)$$

I.9.4. La méthode des moments :

L'utilisation de la méthode des moments dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Newman [24], est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2-D [25]. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres $[Z]$.

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante: $[Z] \cdot [I] = [V]$. La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés.

Les diagrammes de rayonnement sont généralement représentés dans deux plans orthogonaux "plan E et plan H", par rapport à la direction principale.

I.10. Couplage entre les antennes imprimées:

Plan E : lieu des points de l'espace où le champ électrique rayonné est contenu dans ce plan.

Plan H : lieu des points de l'espace où le champ magnétique rayonné est contenu dans ce plan.

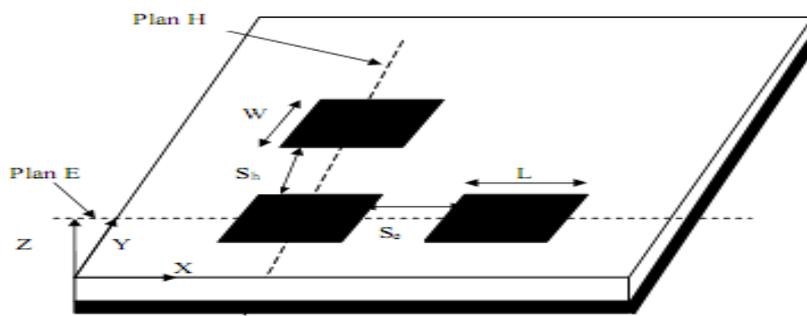


Figure I.14 : Couplage entre les antennes patch dans le plan E et H.

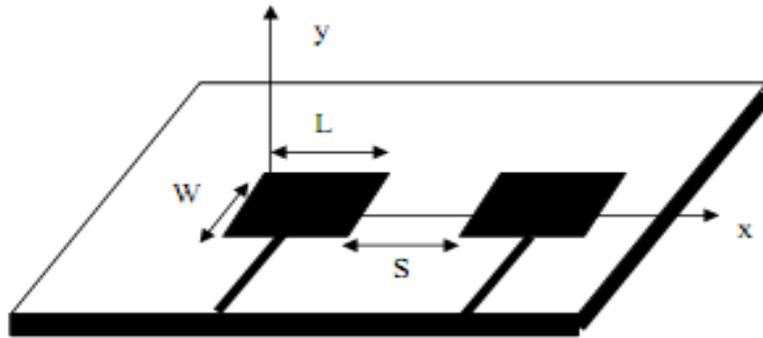


Figure I.15 : Schémas de deux patches.

I.11. Réseau d'antennes imprimées :

L'utilisation d'une antenne plaque unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Le réseau d'antennes imprimées est constitué par des éléments rayonnants reliés en chaîne les uns aux autres par des tronçons de ligne micro bandes. Les antennes élémentaires fonctionnent à la même fréquence et sont disposées périodiquement selon une ou plusieurs directions. Les réseaux d'antennes sont actuellement utilisés dans de nombreuses applications radars, radio mobile ou spatial.

Les antennes réseaux peuvent avoir différentes géométries : réseaux linéaires et réseaux planaires (bidimensionnels).

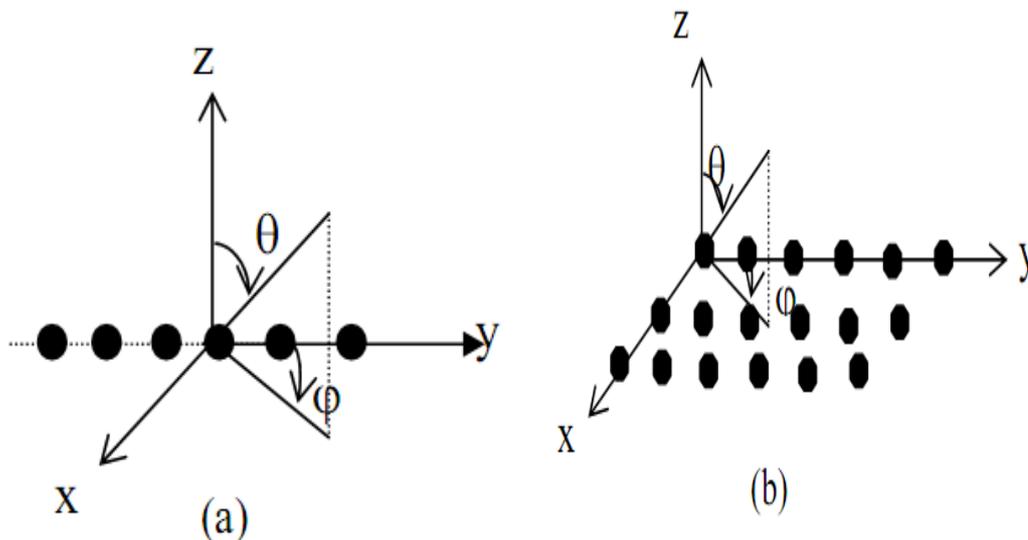


Figure I.16 : Différents types de réseaux.

(a) linéaire

(b) bidimensionnels

Le champ total rayonné par le réseau est déterminé par l'addition des vecteurs champs rayonnés par les différents éléments. La forme du rayonnement global doit prendre en considération les paramètres suivants :

- la géométrie du réseau : linéaire, plan... .
- l'espacement relatif entre chaque élément.
- l'amplitude de l'excitation de chaque élément.
- la phase appliquée à chaque excitation.
- le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.

I.11.1. Techniques d'alimentation d'un réseau d'antennes imprimées :

Le réseau d'alimentation de l'antenne aura pour objectif d'amener l'énergie aux différentes sources en respectant les lois de pondération. La technique la plus simple consiste à alimenter les éléments rayonnants par des lignes microbandes. Le réseau d'excitation peut avoir des architectures variées selon le besoin. Le principe de répartition d'énergie se fait par utilisation des lignes microbandes et des transformateurs d'impédances quartes d'ondes. Les déphaseurs dans le circuit d'alimentation peuvent être formés d'éléments supraconducteurs. Toutes les structures d'alimentations sont supposées uniformes de point de vue distribution de puissance (les patches doivent être alimentés avec la même puissance). Il faut mettre en considération que les signaux émis par les sources sont tous avec la même fréquence en fonction du temps.

Le circuit d'excitation peut prendre plusieurs architectures ; on distingue deux types :

- Alimentation en série.
- Alimentation en parallèle.

Le choix du type d'alimentation se fait en fonction de différents paramètres qui sont :

- La loi de pondération souhaitée, en amplitude et/ou en phase
- La bande passante souhaitée.

Un réseau série aura une bande passante plus faible dans la mesure où la loi de pondération sera plus sensible à la fréquence que dans le cas d'une alimentation parallèle.

I.11.1.a. Alimentation parallèle :

Un réseau parallèle (Figure I.17), sera plus encombrant qu'un réseau série (Figure I.18). 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. Un autre choix important dans la conception d'une

antenne imprimée est celui du substrat diélectrique. Si la structure du réseau à $2n$ éléments rayonnants qui peuvent être alimentés en parallèle par n étages de $(2m-1)$ diviseurs de puissance à chaque étage m . Afin que cette alimentation soit totalement adaptée, il est judicieux d'utiliser des diviseurs de type Wilkinson [26].

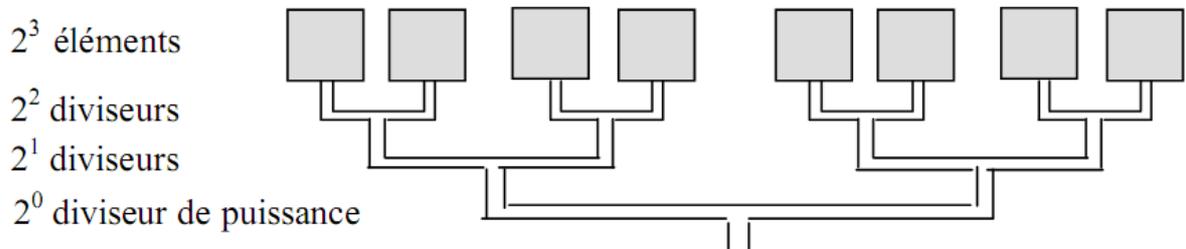


Figure I.17 : Alimentation parallèle d'un réseau linéaire.

I.11.1.b. Alimentation série :

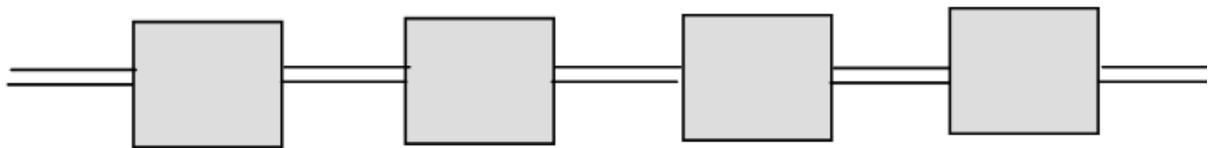


Figure I.18 : Alimentation série d'un réseau linéaire.

I.11.2. Réseaux bidimensionnels :

Les réseaux linéaires permettent de conformer le diagramme de rayonnement dans un plan passant par les sources du réseau. Afin d'obtenir un effet de réseau dans tout l'espace et, en particulier dans les plan E et H, il est nécessaire d'avoir recours à des réseaux bidimensionnels (Figures I. 19- I. 20). Ils peuvent être obtenus en mode non résonant à partir des réseaux linéaires à alimentation série ou parallèle [26].

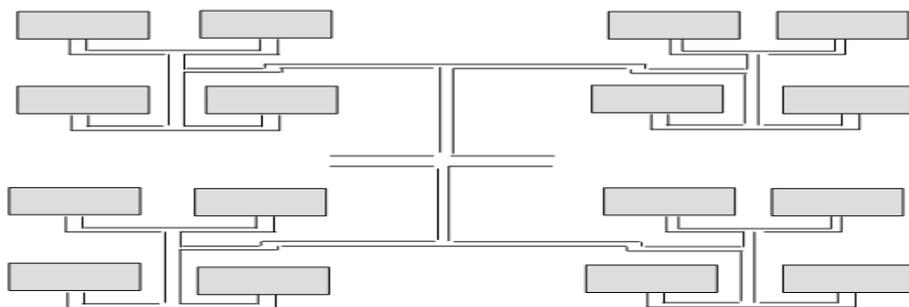


Figure I.19 : Alimentation parallèle d'un réseau plan.

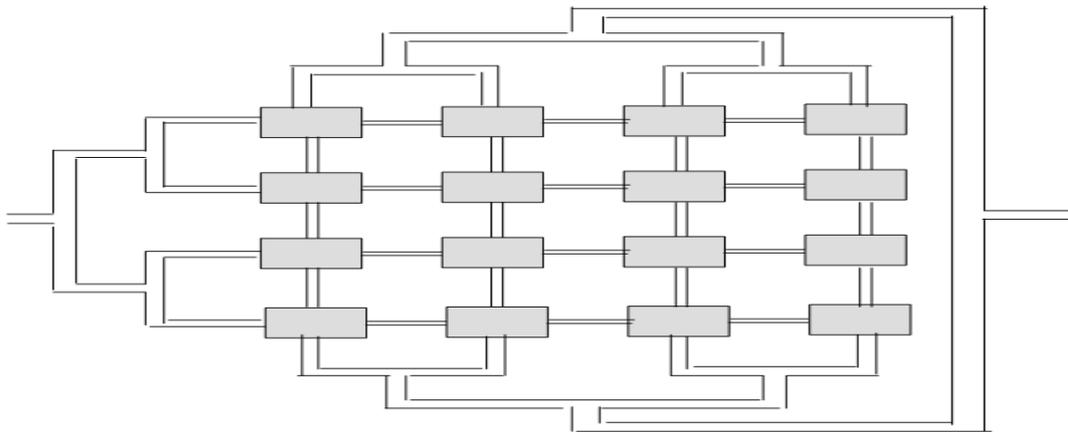


Figure I.20 : Alimentation série d'un réseau plan.

I.12. Conclusion

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée.

Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...).

CHAPITRE II

Les réseaux d'antennes micro multi bandent

II.1. Introduction :

Les progrès concernant la multiplication des bandes de fréquences ont généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes ou large-bandes. En effet, l'emploi de telles antennes s'est généralisé dans les divers systèmes de télécommunications modernes. Cependant, la diversité des caractéristiques de différentes bandes à couvrir (la forme des diagrammes de rayonnement, le type de polarisation, la largeur de bande nécessaire) ont augmenté la difficulté de la conception de ces antennes. Les antennes permettant un contrôle de ces caractéristiques pour les différentes bandes de fréquences et présentant une méthodologie de dimensionnement aisée sont très appréciées.

Nous présentons dans une première partie, un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux larges bandes pour la couverture de deux ou plusieurs bandes. Les points forts et faibles de ces deux topologies d'antennes sont recensés.

Dans la suite nous allons nous intéresser principalement aux antennes multi-bandes. Cela dit, les principales techniques d'obtention d'antennes multi-bandes seront décrites. Les performances obtenues avec chaque technique sont discutées et conclues par un tableau résumant les différents points faibles et forts de cette technique. Enfin, une conclusion permet de comparer et de sélectionner les techniques les plus pertinentes pour l'obtention d'antennes multi-bandes.

II.2. Les antennes multi-bandes :

II.2.1. Définition :

Une antenne multi-bande est une antenne qui fonctionne ou plus précisément qui résonne sur au moins deux fréquences avec les mêmes exigences (adaptation, valeur du coefficient de réflexion,...).

II.2.2. Nécessité :

Actuellement, la plupart des téléphones mobiles fonctionnent avec des antennes intégrées tri bandes. GSM900/DCS1800/UMTS2172. La plupart des solutions existantes pour réaliser ces antennes sont basées sur des éléments court-circuités (quart- d'onde).L'élément rayonnant est généralement optimisé pour assurer le fonctionnement en bande basse (GSM900). Le fonctionnement en bande haute (DCS 1800) est, quant à lui, assuré par l'abaissement des modes supérieurs de l'élément quart- d'onde.

Pour cela, en simplifiant, deux principes sont utilisés la plupart du temps : l'allogement des longueurs électriques et/ou la création d'effets capacitifs. Les bandes passantes ainsi obtenues au moyen d'une seule résonance pour chaque standard, sont cependant souvent trop étroites pour assurer un bon fonctionnement, en particulier lorsque l'antenne se trouve dans son environnement de travail définitif (Boîtier plastique, batterie, composants ajoutés sous l'antenne ...).

Il semble donc difficile de pouvoir continuer à réaliser des antennes pour les terminaux de troisième génération avec ce concept d'élément à un seul résonateur. Etant donné la largeur des bandes passantes, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs résonateurs supplémentaires, indispensables à l'obtention du caractère large bande, tout en conservant un encombrement plus réduit. De ce fait les concepteurs des antennes pour les terminaux mobiles ont pensés à rajouter un nouveau type d'antenne qui assure les fonctionnalités pour plusieurs applications (GSM 900, DCS 1800, UMTS 2160, Bluetooth2400,...) en même temps, ce qu'on appelle les antennes multi-bandes ; dans la littérature scientifique on a trouvé plusieurs types tels que : les antennes fractales (l'antenne de Sierpinski, de Koch...), les antennes large bande, l'antenne Yagi, etc.

II.2.3. Les différentes techniques multi-bandes :

II. 2.3.1. La technique de fente :

Ces dernières années, l'augmentation du nombre de standards de communications (GSM 900, DCS 1800, UMTS, WLAN, BLUETOOTH...), a fortement incité les chercheurs à trouver des modèles d'antennes de plus en plus complexes faisant généralement appel à des structures court-circuitées ou avec des fentes rayonnantes qui permettent d'abaisser les modes supérieurs. Les standards à couvrir sont cependant relativement proches du point de vue de leurs caractéristiques de rayonnement et de leurs bandes de fréquences mais les solutions existantes font généralement appel à plusieurs structures de géométries voisines.

La plupart de ces standards n'étant pas activés en même temps, l'idée est alors d'utiliser une structure possédant en son sein un élément de commutation permettant de passer simplement d'une bande de fréquence à une autre.

Dans notre cas, nous cherchons à obtenir une antenne dont les différents modes seraient réglables pour permettre la commutation entre différentes bandes de fréquences.

II.2.3.2. L'utilisation des composants électroniques :

On peut réaliser des antennes multi-bandes en utilisant des composants électroniques (condensateur, bobine,...) pour assurer la commutation en deux ou plusieurs bandes c'est-à-dire faire fonctionner l'antenne tantôt sur la bande par exemple GSM tantôt sur la bande DCS.

II. 2.3.3. La technique fractale :

Ce sont des antennes très spéciales qui permettent avec une forme fractale d'aboutir à un fonctionnement multi-bande.

II.3. Les antennes fractales :

Les fractales sont des solutions efficaces pour augmenter le périmètre d'une surface. Il est évident que le périmètre d'une antenne est un facteur crucial dans la détermination de la fréquence de résonance. Une antenne fractale avec un périmètre donné couvre une surface inférieure à celle d'une antenne comparable carrée.

II.3.1. Principaux avantages :

- Surface occupée très réduite: la compacité résulte du caractère irrégulier des formes fractales.
- Résonances multiples: le caractère multi-bande vient du caractère d'autosimilarité.
- Gain très important dans certain CAS.

II.3.2. Principaux inconvénients :

- Gain faible dans d'autres CAS.
- Réalisation très difficile liée à la complexité des formes.
- Plus faible bande passante que les antennes spirales.
- Difficulté de contrôler la polarisation.

Nous allons présenter dans ce qui suit la méthode des moments *MoM* :

- son principe et son application à deux milieux adjacents.
- un cas d'application dans le domaine spatial.
- un cas d'application dans celui spectral.
- une réécriture compactée du développement de la *MoM*.

II.4. Positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes :

Les télécommunications civiles et militaires utilisent de plus en plus de bandes de fréquence. Cette utilisation exhaustive du spectre radioélectrique a engendré un grand intérêt pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément fondamental jouant un rôle déterminant dans ces dispositifs est l'antenne. Cette dernière concrétise clairement cette tendance de multiplication de bandes de fréquence, d'où importance des antennes multi-bandes et large-bandes. Les antennes compactes classiques sont intrinsèquement des dispositifs à bande étroite de part leur nature souvent résonante. Leur comportement dépend fortement du rapport « taille sur longueur d'onde ». Le moindre désaccord de la fréquence de fonctionnement affecte considérablement les performances de l'antenne (adaptation, diagramme de rayonnement, gain).

La fréquence de fonctionnement d'une telle antenne est définie par sa fréquence de résonance, i.e. la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de son impédance d'entrée est nulle. Cela autorise, dans la majorité des cas, un coefficient de réflexion minimum. Une antenne multi-bande, par définition, est une antenne fonctionnant dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Le fonctionnement d'une antenne sur une bande de fréquence se traduit généralement par une adaptation « raisonnable » de l'antenne pour toutes les fréquences de la bande. Cette adaptation « raisonnable » est définie par un coefficient de réflexion ou un taux d'onde stationnaire (TOS) à l'entrée de l'antenne inférieur à une valeur fixé. (Couramment : -10 dB, -15 dB, ou -20 dB pour le coefficient de réflexion et 2, 1.5, 1.2 pour le TOS). Une antenne large-bande est une antenne dont les performances sont indépendantes ou quasi-indépendantes de la fréquence. Ces antennes sont caractérisées par la largeur de leur bande de fonctionnement ainsi que les dimensions minimales et maximales fixant respectivement la plus haute et la plus basse fréquence de fonctionnement.

Pour un nombre donné de bandes de fréquence à couvrir, les deux topologies d'antennes peuvent être utilisées. Toutefois, suivant les performances recherchées (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain,...) ainsi que les contraintes fréquentielles (largeur de bande, espacement entre deux bandes successives et nombre de bandes à couvrir), une configuration est préférée par rapport à l'autre.

Concernant les contraintes fréquentielles, le premier critère de choix est l'écart fréquentiel entre la première et la dernière bande. En effet, les antennes large-bandes sont limitées en largeur de bande. Ainsi, pour un écart assez important la configuration à base

d'antennes multi-bandes est beaucoup plus commode. Dans les cas d'un écart faible, le nombre de bandes à couvrir est le deuxième paramètre à considérer. En effet, plus le nombre de bandes à couvrir est grand plus une conception à l'aide d'antennes multi-bandes est difficile voire impossible. Enfin, l'écart entre les bandes successives permet aussi de privilégier une configuration par rapport à une autre du moment où il n'est pas aisé d'avoir une configuration multi-bande avec des bandes relativement serrées.

Une antenne multi-bande est une antenne beaucoup plus sélective qu'une antenne large-bande. Autrement dit, elle ne permet de faire passer que les bandes d'intérêt en jouant le rôle d'un filtre. Pour une antenne large-bande un circuit éjecteur peut s'avérer nécessaire pour quelques applications. Un autre avantage des antennes multi-bandes par rapport aux large-bandes est la possibilité d'utiliser des éléments rayonnants indépendants pour chaque bande. Ainsi, il est aisé de faire varier la zone de couverture d'une des bandes sans modifier les couvertures des autres bandes de l'antenne. La variation de la couverture d'une bande est obtenue par une variation de l'élément rayonnant responsable de cette bande. Il convient de signaler qu'une antenne large-bande ne peut effectuer une telle modification.

Le tableau II .1 résume les différents points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

	Antennes multi-bandes	Antennes large-bandes
Points forts	<ul style="list-style-type: none"> - Forte sélectivité - Post traitement simplifié 	<ul style="list-style-type: none"> - Conception relativement facile - Moins sensible aux erreurs de fabrication - L'antenne peut être également utilisée pour d'autres applications contenues dans la large bande couverte
Points faibles	<ul style="list-style-type: none"> - Faible maîtrise des rapports de fréquences de fonctionnement - Nombre de bandes à couvrir limité - Plus sensible aux erreurs de fabrication 	<ul style="list-style-type: none"> - Adaptation d'impédance souvent délicate dans toute la largeur de la bande - Post traitement nécessaire pour séparer les bandes - Largeur de bande limitée - Faible directivité

Tableau II.1 : Points forts et faibles des antennes multi-bandes et large-bandes.

Dans la suite, nous allons nous intéresser principalement aux antennes multi-bandes et les différentes techniques pour l'obtention de ces types d'antennes seront décrites. En effet, du fait

de la saturation du spectre fréquentiel, les bandes proposées pour les divers systèmes de télécommunications modernes sont de plus en plus éloignées les unes des autres. Ceci rend la conception d'antennes large-bandes beaucoup plus difficile à cause de la largeur de bande nécessaire. De plus, la sélectivité des antennes multi-bandes leur confère un post-traitement beaucoup moins important que celui nécessaire pour une antenne large-bande. Par conséquence, moins de complexité pour le récepteur [27].

II.5. Techniques utilisées pour obtenir des antennes multi-bandes :

Les techniques utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences sont très variées et basées sur plusieurs concepts. Dans la suite, nous allons décrire les techniques les plus employées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ainsi que les avantages et inconvénients sur les performances radioélectriques qu'elles peuvent apporter.

II.5.1. Combinaison de plusieurs éléments rayonnants :

La technique la plus classique pour obtenir des antennes multi-bandes est la combinaison de deux ou plusieurs éléments rayonnants (résonateurs) mono-bande. Ces éléments mono-bandes peuvent être de même type [28]-[29] ou différents les uns des autres [30], [31]. Côté excitation, les éléments constituant ces antennes multi-bandes peuvent être alimentés de deux manières différentes :

- Alimentation directe par port d'excitation : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments actifs ou directeurs
- Alimentation par couplage électromagnétique avec élément rayonnant voisin alimenté directement : dans ce cas ces éléments sont appelés éléments parasites ou passifs.

Les différents éléments rayonnants de ces antennes créent leurs propres fréquences de résonance fondamentale et supérieures. Si l'on désire obtenir une large bande passante, il faut choisir les longueurs résonnantes de ces éléments du même ordre de grandeur [32]. Si l'on souhaite plutôt travailler sur plusieurs bandes de fréquences distinctes, il faut alors dimensionner différemment chaque résonateur [31]. En cumulant les deux principes précédents, il est ainsi possible de réaliser des antennes à la fois large-bandes et multi-bandes. Dans le cas des antennes imprimées (Ex. patches) L'association de plusieurs éléments rayonnants peut se faire de deux façons différentes : soit ces éléments sont juxtaposés dans le même plan [33], soit ils sont

empilés les uns sur les autres [34]-[35]. Le cas où les deux méthodes sont combinées existe également mais au détriment d'une augmentation importante du volume global de l'antenne [36].

Les points forts et faibles en général de cette technique sont regroupés dans le tableau II.2.

Points forts	Points faibles
<ul style="list-style-type: none"> - Facilité du premier dimensionnement des éléments constitutifs - Rayonnement relativement identique sur toute la large bande couverte - Bonne efficacité 	<ul style="list-style-type: none"> - Structures généralement encombrantes - Couplage entre éléments pas toujours maîtrisé - Bon positionnement des différents éléments rayonnants délicat - Diagrammes de rayonnement généralement perturbés par les autres éléments rayonnants. - Nombre de ports d'excitation dans le cas d'excitations séparées.

Tableau II.2 : Points forts et faibles de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants.

II.5.2. Antennes de type PIFA :

Etant compactes et à profils simples, les antennes PIFA (planar inverted-F antenna) sont des structures potentielles pour la réalisation d'antennes multi-bandes. Elles trouvent principalement leurs applications dans les dispositifs de communication sans-fil comme les téléphones portables [37]-[38].

Par rapport à une antenne demi-onde, une antenne PIFA ou antenne quart d'onde présente des dimensions réduites. L'antenne PIFA est obtenue en plaçant le court-circuit (plan, filaire ou de type languette) entre le résonateur demi-onde et le plan de masse, à l'endroit précis où le champ électrique s'annule pour le mode fondamental (Figure II.1). Ceci permet donc de s'affranchir d'une moitié du résonateur et d'avoir ainsi une résonance en $\lambda/4$.

L'ajout du court-circuit entraîne l'addition d'une inductance, dont la valeur est directement liée aux dimensions de celui-ci. Ainsi, l'impédance d'entrée d'une antenne PIFA sera selfique. Un inconvénient majeur de ces antennes est leurs bandes passantes étroites [39]. De plus, les antennes PIFA sont complexes et leur configuration volumique (3 Dimensions) rend leur fabrication difficile et coûteuse [40].

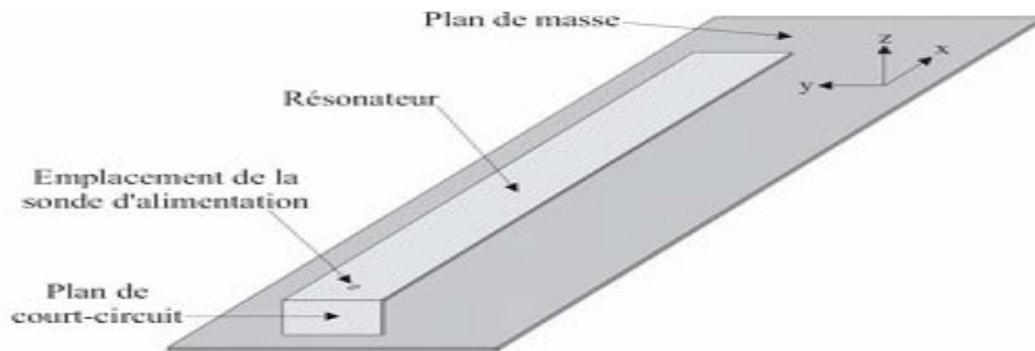


Figure II.1 : Antenne PIFA élémentaire.

Une antenne PIFA élémentaire comme celle de la figure II.1 est mono-bande. Afin de rendre ces antennes multi-bandes, plusieurs techniques peuvent être utilisées à savoir :

- Modification de l'élément rayonnant (en forme de triangles [41], méandres [42])
- Ajout de courts-circuits [43]
- Ajout de résonateurs parasites [45]
- Insertion de fentes dans l'élément rayonnant [46]
- Utilisation de chargements capacitifs/ ou inductifs soit localisés [46]

II.6. Conclusion :

Au cours de ce chapitre, nous avons commencé par un positionnement des antennes multi-bandes par rapport aux antennes large-bandes pour la couverture de plusieurs bandes de fréquences. Les points faibles et forts de chaque topologie ont été brièvement donnés dans un tableau. Leur sélectivité et aptitude à couvrir des bandes de fréquences relativement éloignées, font des antennes multi-bandes des candidats plus intéressants que les large-bandes pour la couverture des systèmes de télécommunications modernes.

Cela dit, les différentes techniques actuellement utilisées pour l'obtention d'antennes multi-bandes ont été décrites et les différents avantages et inconvénients de chaque technique ont été résumés sous forme de tableaux. Les techniques permettant une conception et un dimensionnement faciles d'antennes multi-bandes sont très appréciées. Le contrôle de la polarisation et des formes des diagrammes de rayonnement est également très recherché.

Au contraire des autres techniques décrites dans ce chapitre, les techniques utilisant plusieurs éléments rayonnant ou des trappes permettent d'obtenir un fonctionnement beaucoup plus proche des attentes décrites ci-dessus. Cependant, pour leur encombrement réduit et leur facilité d'excitation (1 seul port généralement), les antennes à trappes sont plus intéressantes que l'utilisation de plusieurs éléments rayonnants.

Dans la suite une nouvelle antenne multi-bande à base de trappes permettant non seulement un dimensionnement et conception aisé mais aussi un contrôle de polarisation et de forme de diagramme de rayonnement est donc proposée.

CHAPITRE III

L'outils de simulation HFSS

III.1. Introduction :

HFSS (High Frequency Structure Simulator) est un outil performant à onde électromagnétique (EM) commercial qui fait la simulation du champ d'un modèle arbitraires en 3D.

Il intègre la simulation, visualisation, modélisation des solides, et l'automatisation dans un environnement facile à utiliser où les solutions des problèmes EM 3D sont obtenus rapidement et avec précision. HFSS emploie la méthode des éléments finis (FEM)[1],

Ansoft HFSS peuvent être utilisées pour calculer des paramètres tels que Paramètres S, fréquence de résonance, et des champs électriques et magnétiques.

III.2. Environnement du HFSS :

HFSS est un logiciel qui calcule le comportement électromagnétique d'une structure, pour analyser ce comportement en détails, le logiciel met à notre disposition des outils d'interprétation post-traitement. Il effectue une modélisation électromagnétique par résolution des équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) **design**, chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés, ainsi que les solutions de champs électromagnétiques et les interprétations post-traitement. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre **Project Manager** dans l'environnement HFSS.

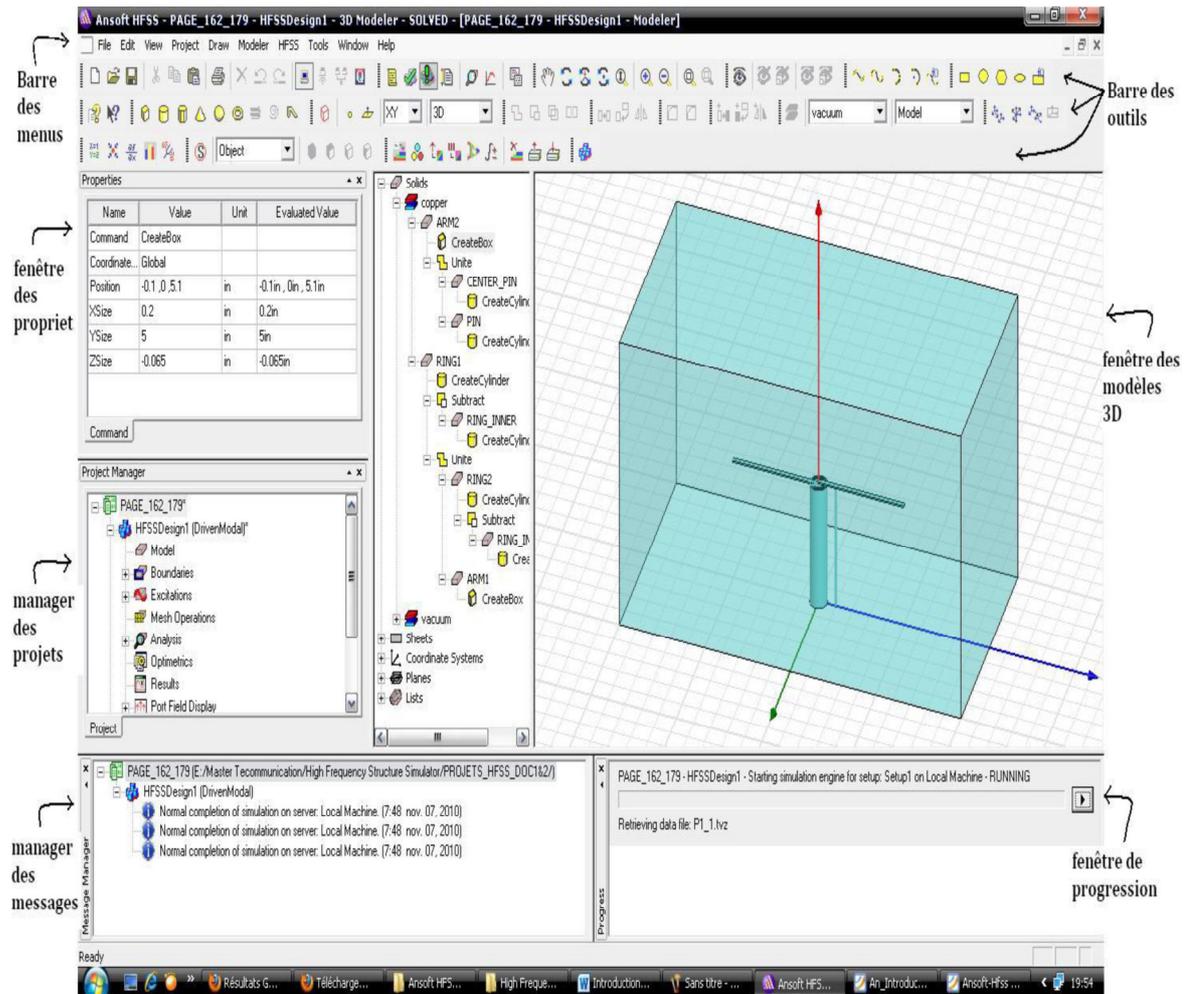


Figure III.1: la fenêtre principale du HFSS.

III.3. Description générale des outils HFSS

III.3.1. Barre des outils :

Il englobe tous les outils pour créer un modèle :

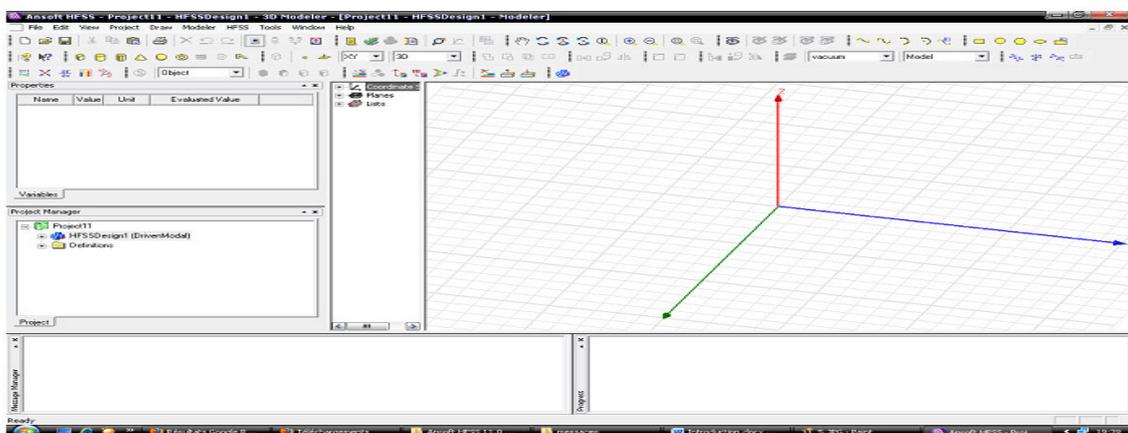


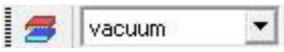
Figure III.2: la fenêtre du HFSS.

❖ Copier/coller

❖ Rotation et zoom du model



❖ Type du matériau utilise



❖ Le plan ou dans lequel on dessine l'objet



❖ Raccourci des modèles du carré jusqu'au cône :



❖ Sélectionner une face :



III.3.2.Barre des menus :

Il contient toutes les options d'HFSS notamment :

HFSS>>Edit:

➤ Arrange

- ❖ **Move** : traduire un élément de la structure le long d'un vecteur.
- ❖ **Retâte** : déplacer un élément de la structure par un angle.
- ❖ **Mirror** : faire traduire un objet choisi autour d'un plan spécifié.
- ❖ **Offset**: Effectue une échelle uniforme en x, y et z.

➤ Duplicate

- ❖ **Along lines** : Créer des copies multiples d'un objet le long d'un vecteur.
- ❖ **Around axis** : créer des copies multiples d'un objet en rotation par un angle fixe autour de x, y ou z.
- ❖ **Mirror** : Fixer l'image d'un objet autour d'un plan spécifié et crée son double.
- ❖ **Project** : Pour insérer le design HFSS



Figure III.3: Le menu « project » du HFSS.

- **Draw** : Regroupe tous les modèles, rectangle, ellipse, cercle, boîte.....

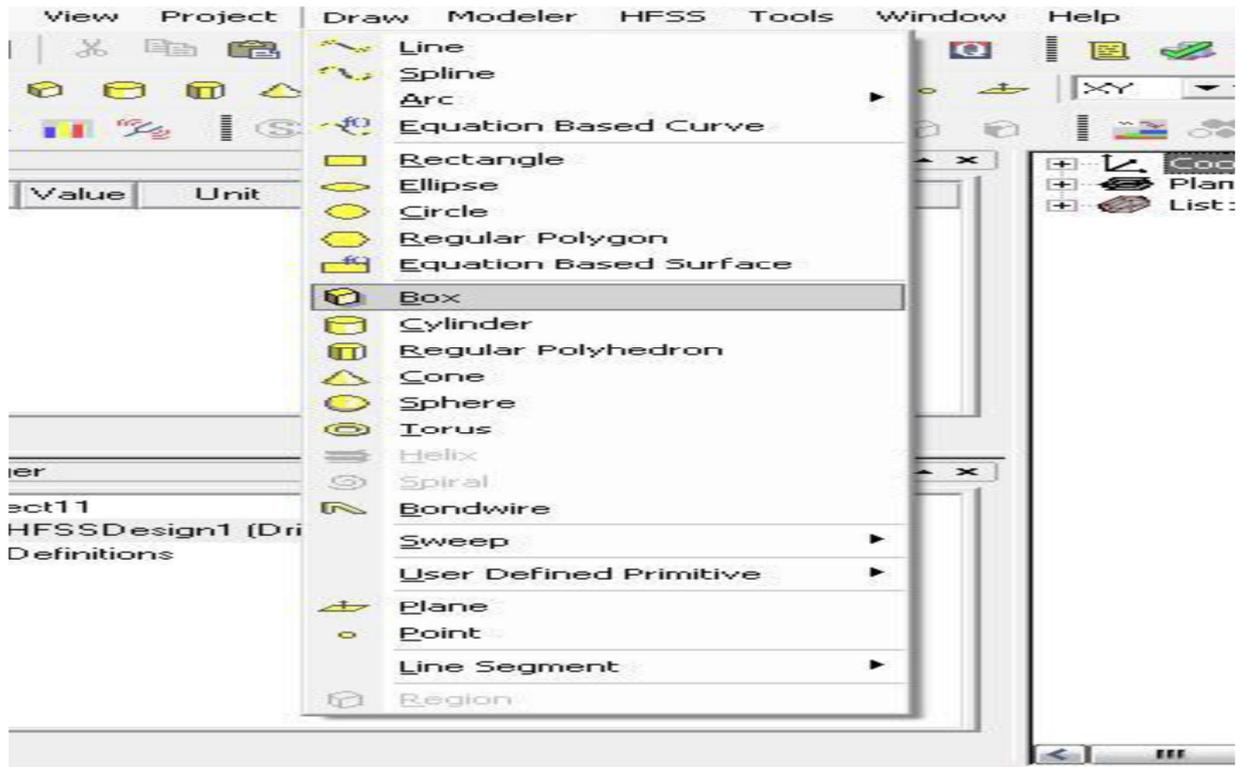


Figure III.4: Le menu « Draw » du HFSS.

- ❖ **Modeler/3D Modeler** : On trouve boolean (fusionner deux objets), unité utilisée(mm ,cm, km...), mesures (mesurer les distances), coordinate system(les coordonnées utilisé) ,mode analysis(analyse les propriétés et les performances des objets, des surfaces).

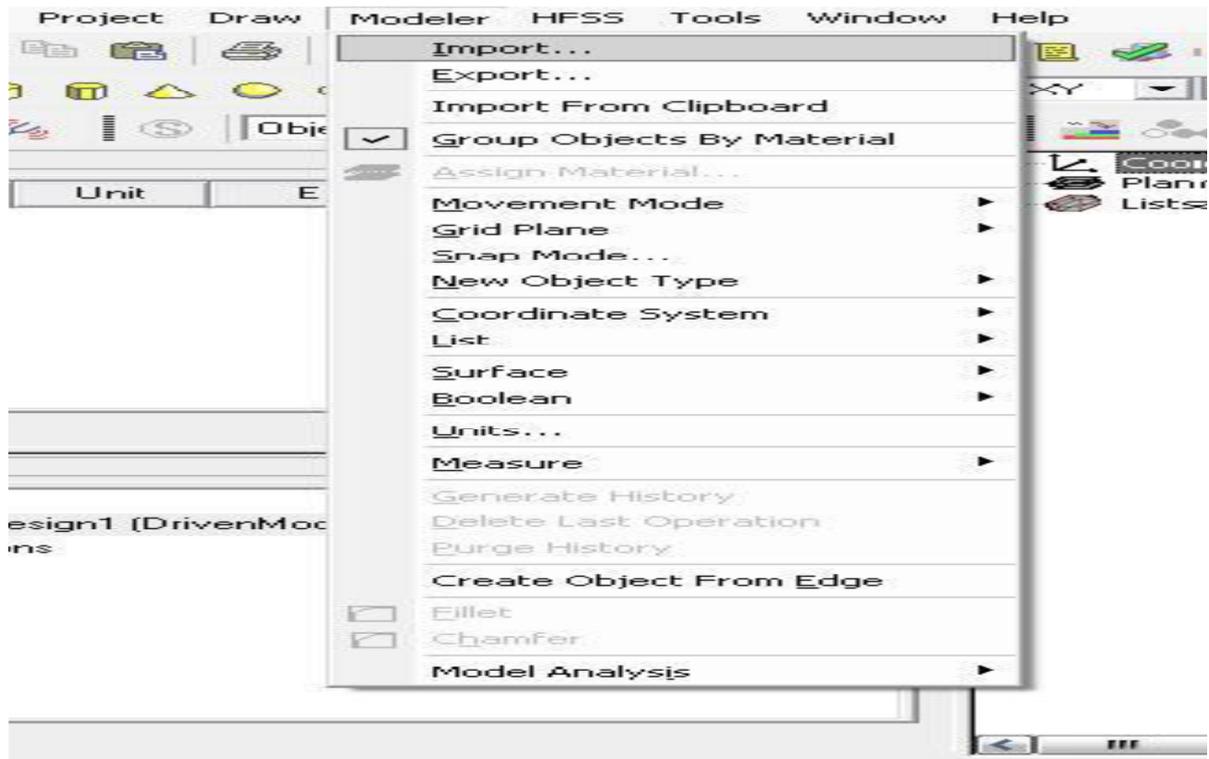


Figure III.5: Le menu « Modeler »t du HFSS.

➤ HFSS :

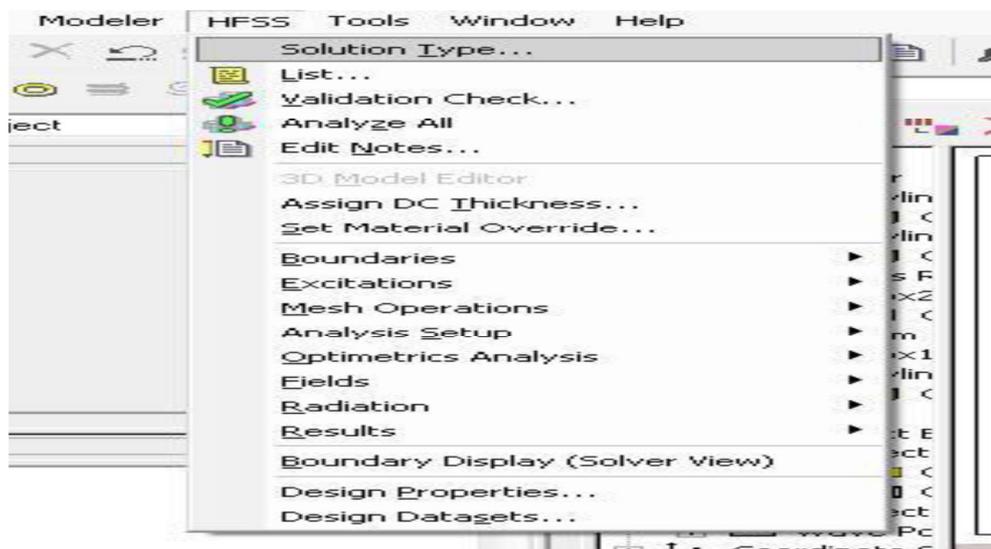


Figure III.6: Le menu « HFSS »t du HFSS.

- **Solution Type :**
- ❖ **Driven Modal :** calcule des paramètres S. les solutions de la matrice S seront exprimés en termes de puissance incidente et réfléchi.
- ❖ **Driven Terminal :** calcule les paramètres S de ports multiconducteurs ligne de transmission. Les solutions de la matrice S seront exprimées en termes de tensions aux bornes et des courants.
- ❖ **Eigenmode :** calcule les modes propres, ou de résonances, d'une structure. La solution des Modes propre retourne les fréquences de résonance de la structure et les champs à ces fréquences de résonance.



Figure III.7: Le type de solution dans HFSS.

- ❖ Validate  (compiler le projet), Analyze all 
- ❖ Boundaries (conditions aux limites)

III.4. Conclusion :

HFSS - est un puissant logiciel qui calcule le mode multi-paramètres S et les champs électromagnétiques dans des structures tridimensionnelles passifs de forme arbitraire.

HFSS utilise pour résoudre les équations de l'électrodynamique, la méthode des éléments finis (Finite Element Method, FEM), qui comprend la génération d'adaptation et la division des cellules. Solutions pour le champ électromagnétique, trouvés à partir des équations de Maxwell pour déterminer avec précision toutes les caractéristiques d'un appareil à micro-ondes, à l'émergence et la transformation de certains types d'ondes dans les autres pertes dans les matériaux et le rayonnement, etc

HFSS fournit des capacités de simulation d'antennes, diviseurs de puissance, commutation de circuit, les composants de guides d'ondes, filtres, micro-ondes et en trois dimensions des inhomogénéités, dont la description est de créer un dessin de structures matière exacte, identification des ports et les caractéristiques requises. Le calcul sont à l'intérieur et à l'extérieur des structures, ainsi que le mode multi-paramètres S [48].

CHAPITRE IV

Conception et simulation d'un réseau d'antennes

IV.1. Introduction :

La phase de conception d'une antenne, à l'aide d'un logiciel adapté est une étape incontournable dans un souci de gain de temps et d'optimisation de structure aux paramètres désirés. La conception permet également de prendre en compte les paramètres diélectrique et conducteurs des matériaux bas coût choisis, qui ne sont pas parfaits, et de nous permet de rapprocher des futures antennes réalisées. Pour cela, nous avons choisi un outil de simulation électromagnétique HFSS qui étudie et simule des structures complexes en trois dimensions, il est exploité notamment pour calculer les paramètres S, les fréquences de résonances ainsi que les champs électromagnétiques et la visualisation du diagramme de rayonnement en 3D.

Nous développerons dans ce chapitre la phase de conception en présentant la structure de l'antenne réalisés ainsi les résultats de simulation pour des antennes à seul patch et un réseau à deux éléments rayonnant de forme rectangulaire alimenté par deux méthode : par câble coaxiale et par ligne microruban.

IV.2. Cahier de charge :

On se propose de réaliser différentes conceptions d'une antenne imprimée à polarisation rectiligne, à la fréquence 2,45 GHz. Le travail de ce projet consiste à faire une étude de l'effet des paramètres géométriques (type de substrat et son épaisseur) et le type d'alimentation sur les caractéristiques des antennes (le coefficient de réflexion, la fréquence de résonance et le gain). L'objectif essentiel serait de garantir la fréquence de résonance entre 2.45 et 2,5 GHz avec la meilleure adaptation possible et un gain élevé.

Les substrats choisis sont :

- Le Duroid 5880 de permittivité relative $\epsilon_r=2.2$; pour ce substrat on a pris plusieurs épaisseurs : $h_1=0.787$ mm, $h_2=3.2$ mm, $h_3=1.6$ mm, $f=2.5$ GHz.
- L'époxy –FR4 de permittivité relative $\epsilon_r=4.4$ et d'épaisseur $h=1.5$ mm, $f=2.5$ GHz.

IV.3. Simulation et optimisation d'une antenne rectangulaire :

IV.3.1. Calcul des paramètres géométriques de l'antenne :

Etant donné un substrat (Duroid et Epoxy FR4) et une fréquence d'utilisation ($f=2.45$ GHz), on a calculé les dimensions de l'antenne patch rectangulaire en utilisant les équations du chapitre 1 à l'aide du logiciel Matlab (tableau IV.1). Il y a principalement 4 étapes :

1. Calcul de la largeur du patch W (équation I.11) .
2. Calcul de la constante diélectrique effective (équation I.6) .
3. Détermination de l'extension ΔL (équation I.7) .
4. Finalement calcul de la longueur du patch L (équation I.9).

Substra	Permittivité du substrat ϵ	L'épaisseur du substrat (h (mm))	Dimension du patch L, W (mm) (théorique)	Dimensions du patch ajustées (mm)
Duroid 5880	2.2	0.787	L=40.50 W=48.40	L=30 W=40
	2.2	1.6	L=40.5 W=48.40	L=30 W=40
	2.2	3.2	L=40.5 W=48.40	L=30 W=40
Epoxy-FR4	4.4	1.5	L=30 W=40	L=39.44 W= 48.40

Tableau IV.1 : Paramètres géométriques de l'antenne rectangulaire réalisée sur le Duroid 5880 et Epoxy-FR4.

IV.3.2 L'influence du type de substrat sur les caractéristiques de l'antenne :

Dans cette section, on va étudier l'effet du type du substrat sur les performances des antennes. A partir des valeurs calculées précédemment, on fait une simulation électromagnétique à l'aide de logiciel HFSS dans une bande de fréquence 0.5GHz-6GHz .

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)	Plan de masse(mm)
Duroid 5880	2.2	1.6	2.45	30	40	-12.4936	2.3966	100x90
Epoxy-FR4	4.4	1.5	2.45	30	40	-6.77	2.451	60x80

Tableau IV.2 : Comparaison géométriques de l'antenne rectangulaire réalisée sur Duroid 5880 et Epoxy-FR4.

D'après le tableau IV.2, on remarque que le substrat Duroid 5880 de faible permittivité a donné de bon résultats surtout au niveau du coefficient de réflexion à la fréquence 2.39 GHz par rapport au substrat l'époxy FR4 qui garantit la fréquence de résonance désirée mais l'adaptation est insuffisante. Dans ce qui suit, on simule notre conception sur le substrat Duroid5880 qui est le plus utilisé pour la réalisation des antennes imprimées.

IV.4. Les résultats de simulation pour le substrat Duroid 5880

Dans cette partie, on a conçu et simulé des conceptions différentes (un seul patch et un réseau de deux éléments) sur le substrat Duroid 5880 en utilisant deux types d'alimentation (par câble coaxial et ligne microstrip) dans le but d'améliorer l'adaptation de l'antenne et augmenter le gain. On présente les résultats de simulation pour différentes épaisseurs: $h_1=3.2\text{mm}$, $h_2=1.6\text{mm}$. $h_3= 0.787\text{ mm}$

IV.4.1:Résultats pour l'épaisseur du substrat $h=3.2\text{mm}$

On présente les résultats de simulation d'un seul patch et d'un réseau de deux éléments réalisé sur le substrat Duroid 5880 ayant l'épaisseur 3.2 mm alimentés de deux façons : par câble coaxiale et ligne microstrip.

IV.4.1.a : Alimentation par une ligne coaxiale d'un seul patch

Le tableau IV.3 regroupe les dimensions de l'antenne, le coefficient de réflexion et la fréquence résonance. Les paramètres caractéristiques de l'antenne (coefficient de réflexion, digramme de rayonnement) son présentés dans les figures IV.1-IV.7

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)	Plan de masse(mm)
Duroid 5880	2.2	3.2	2.45	30	40	-56.1236	2.3700	100x90

Tableau IV.3. Paramètres géométriques de l'antenne rectangulaire réalisée sur Duroid 5880 pour $h=3.2\text{ mm}$.

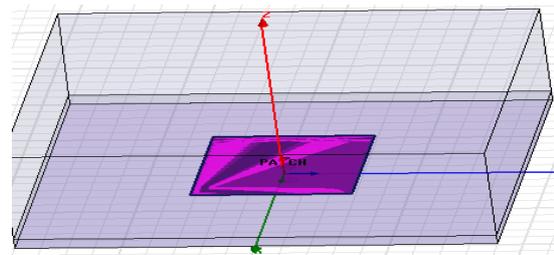
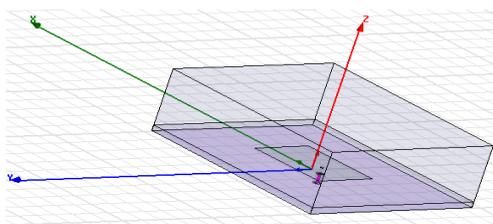


Figure IV.1. La géométrie de l'antenne rectangulaire Duroid 5880 en 3D alimentée par une ligne coaxiale.

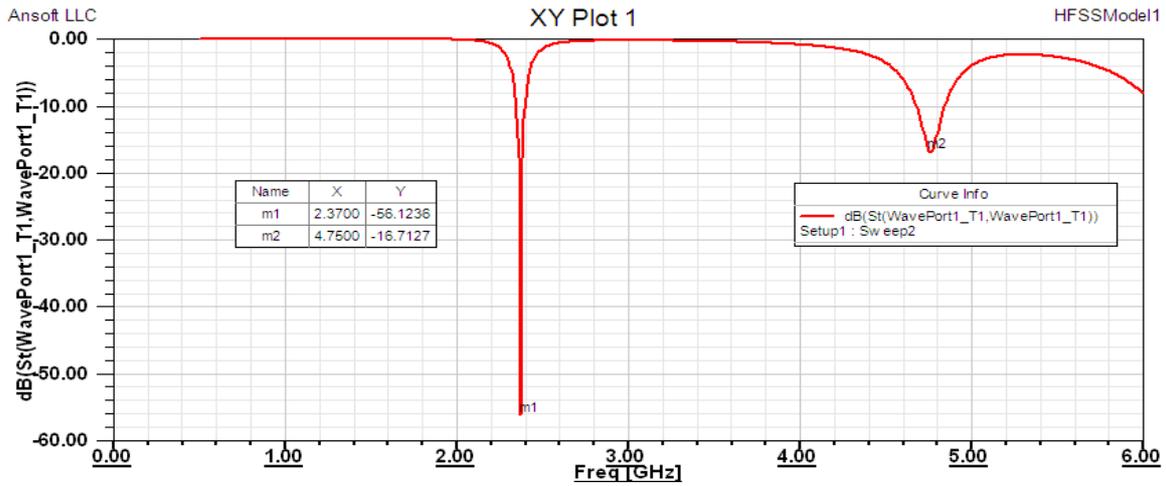


Figure IV.2. Le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

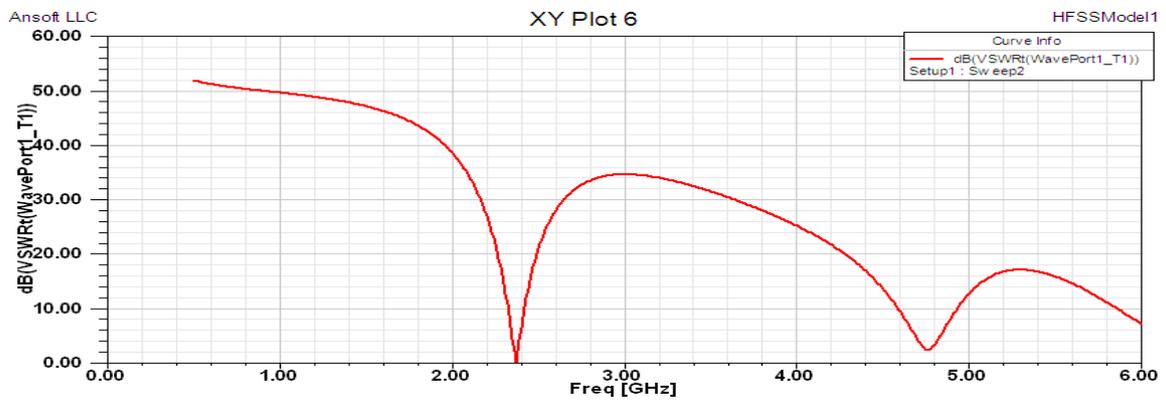


Figure IV.3. Résultat du VSWR (taux d'onde stationnaire)

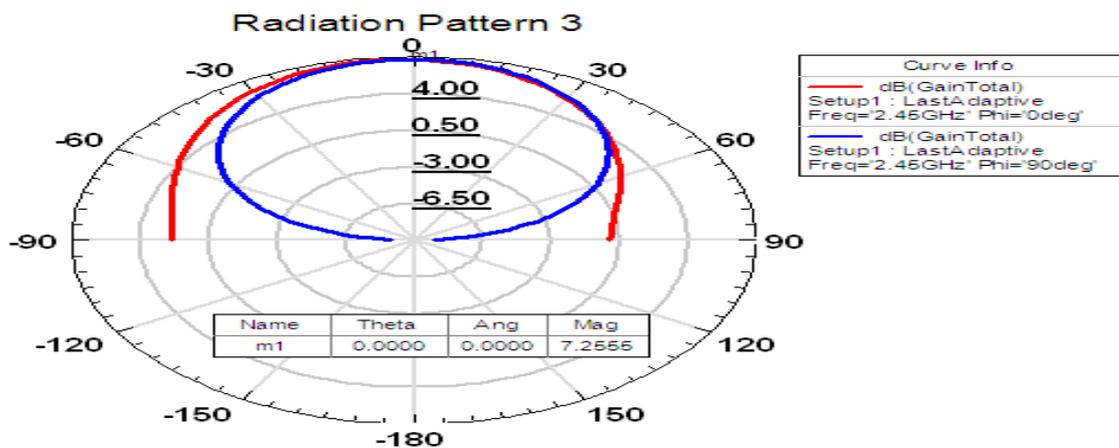


Figure IV.4. Diagramme de rayonnement du gain.



Figure IV.5. Diagramme de rayonnement de la directivité totale

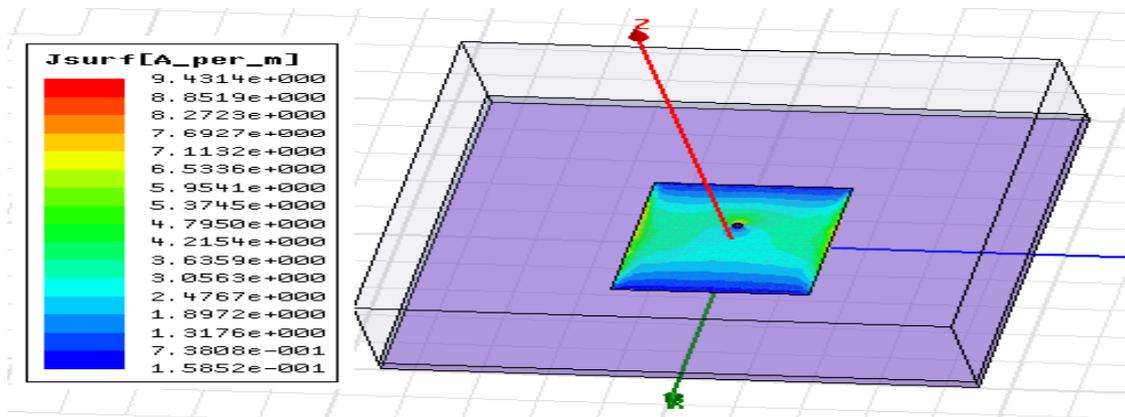


Figure IV.6. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch

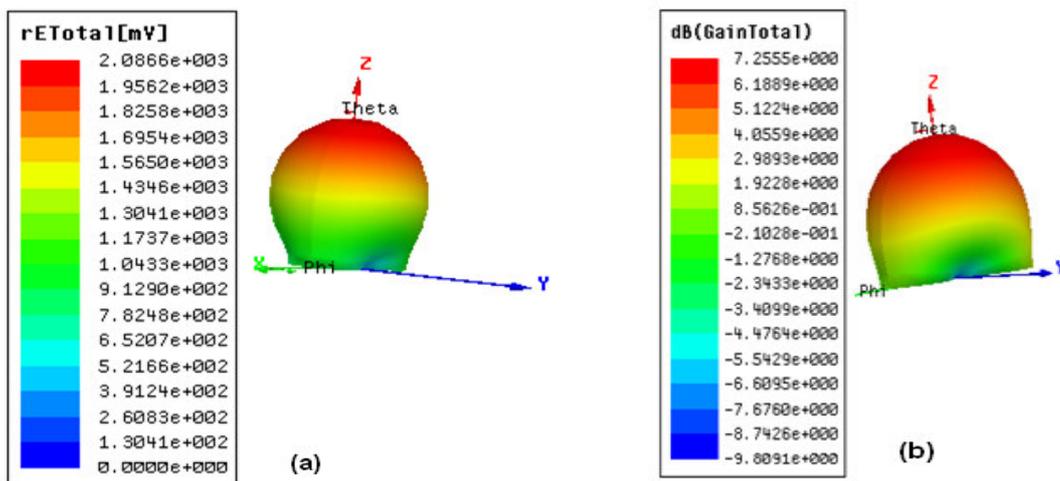


Figure IV.7. Diagramme de rayonnement 3D : (a) du champ électrique, (b) : du gain.

IV.4.1.b : Alimentation du réseau d'antenne de deux patches par une ligne coaxiale :

Les dimensions de l'antenne, les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques du réseau de deux éléments alimenté par une ligne coaxiale sont présenté dans le tableau IV.4 et les figures IV.8-IV.14.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)	Plan de masse(mm)
Duroid 5880	2.2	3.2	2.45	30	40	-13.19	2.3775	120x100

Tableau IV.4. Paramètres de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé sur le Duroid 5880 alimenté par une ligne coaxial pour h=3.2mm.

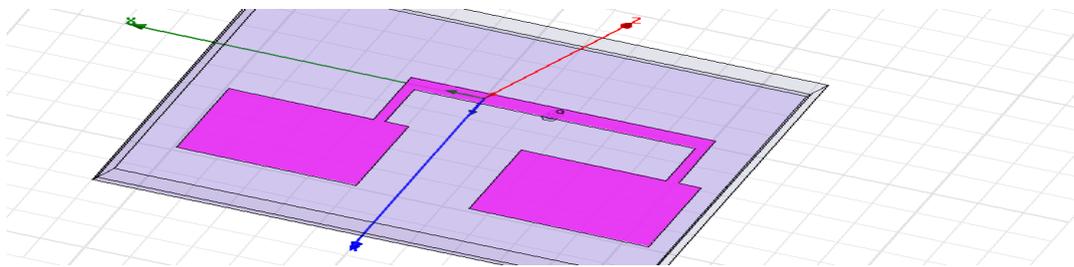


Figure IV.8. La géométrie du réseau de deux éléments rectangulaires sur Duroid 5880 alimenté par une ligne coaxial

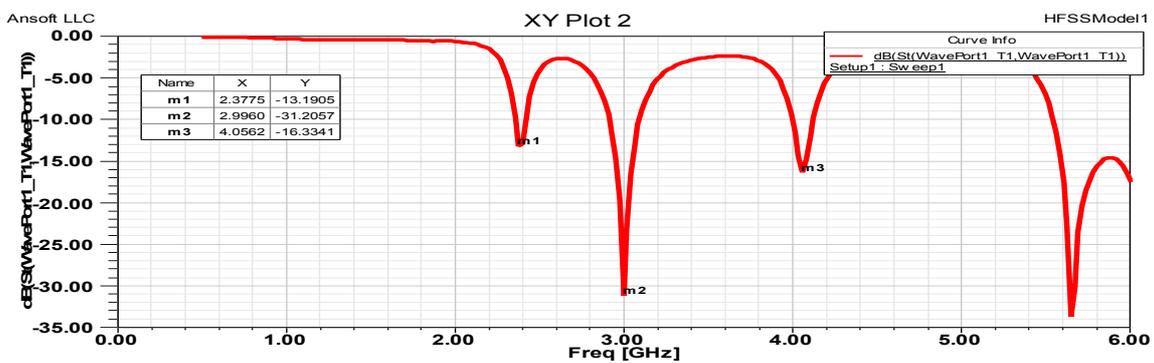


Figure IV.9. Le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

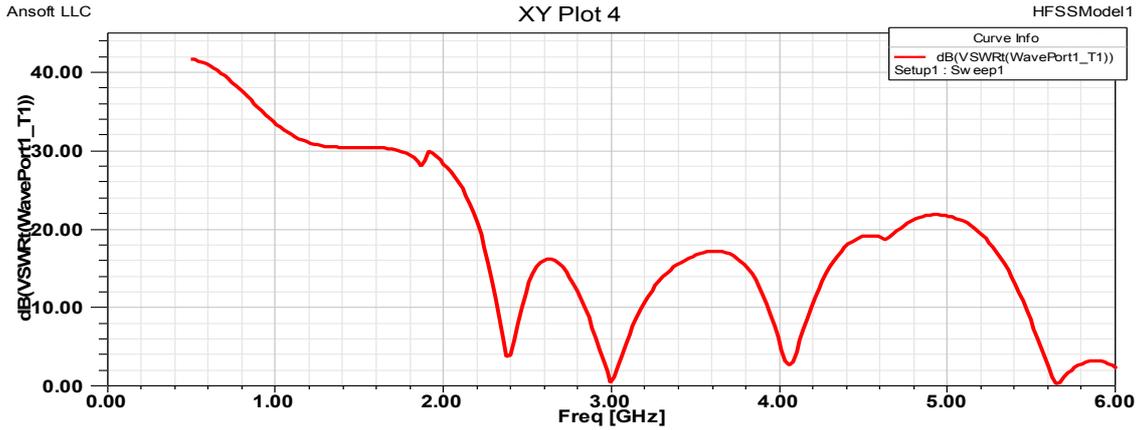


Figure IV.10. Résultat du VSWR

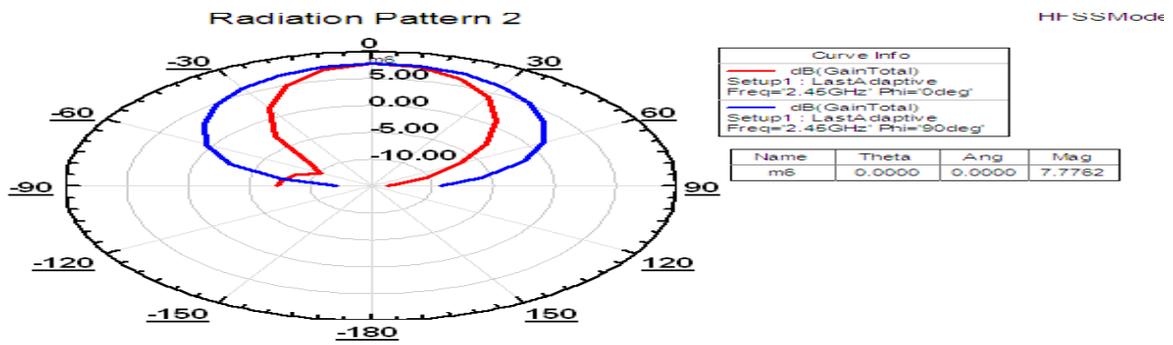


Figure IV.11. Diagramme de rayonnement du gain.

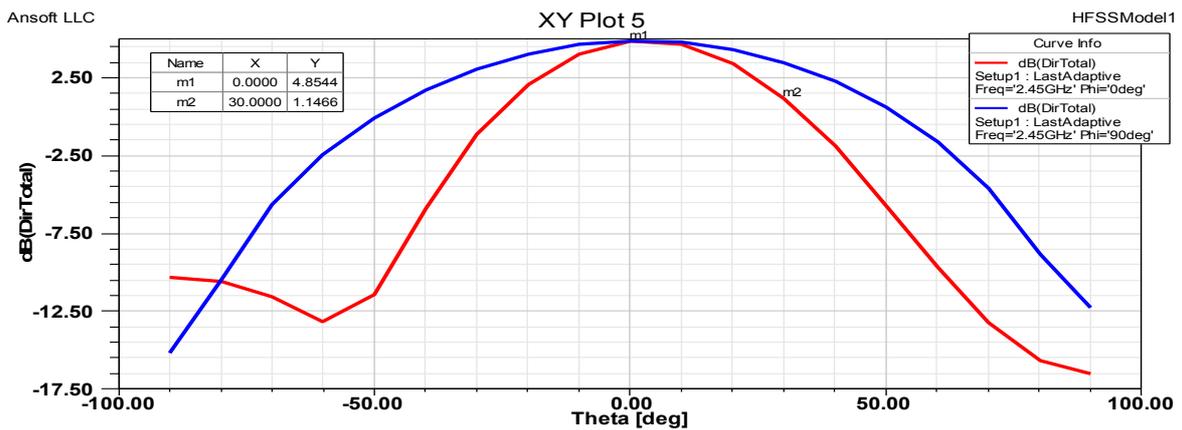


Figure IV.12. Diagramme de rayonnement de la directivité totale.

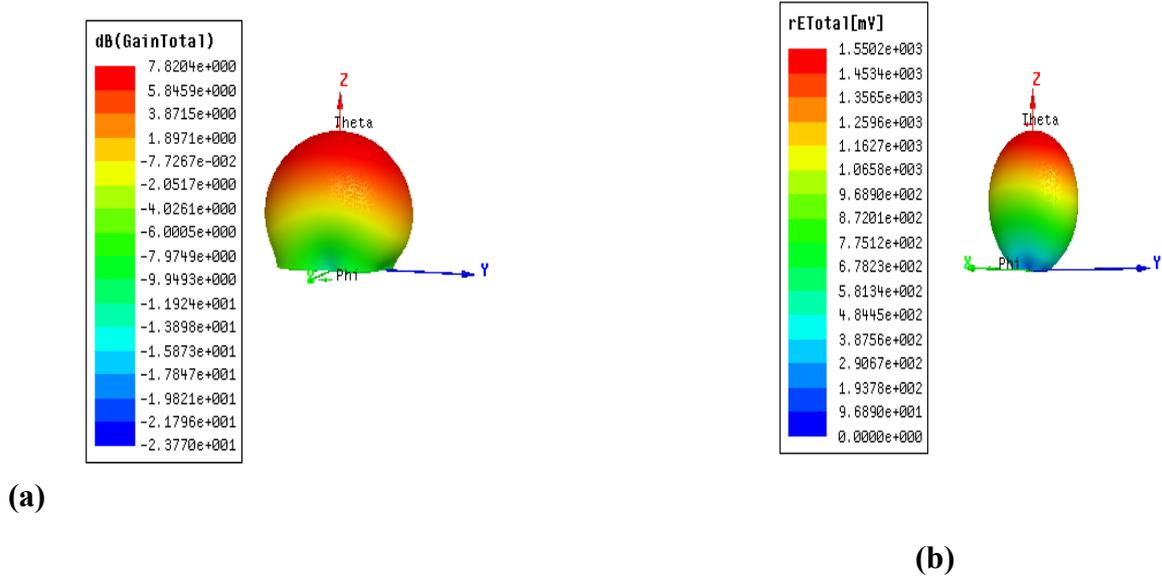


Figure IV.13. Diagramme de rayonnement en 3D : (a) du gain, (b) : du champ électrique.

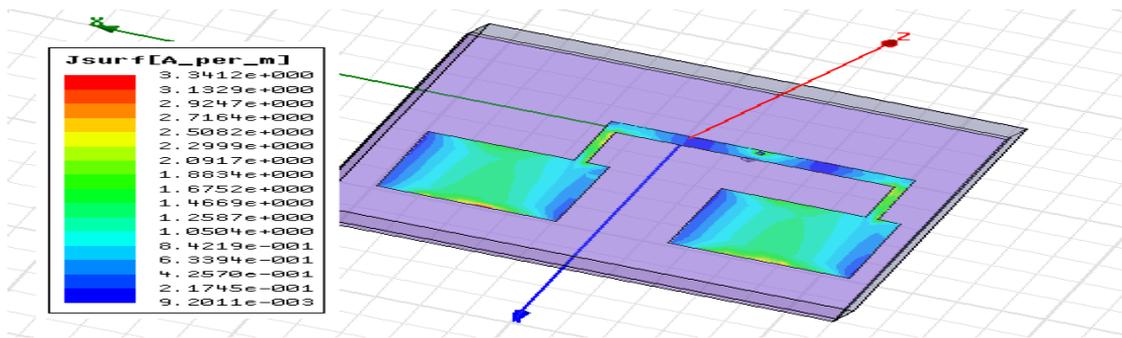


Figure IV.14. Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch

IV.4.1.c : Alimentation par une ligne microruban d'un seul patch :

Les paramètres géométriques et caractéristiques d'un seul patch alimenté par une ligne micro ruban sont présentés dans le tableau IV.5 et les figures IV.15-IV.21 respectivement.

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L(mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)	Plan de masse(mm)
Duoed 5880	2.2	3.2	2.45	30	40	-8.3328	2.3174	60x80

Tableau IV.5. Paramètres du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 excité par une ligne de transmission pour h=3.2mm.

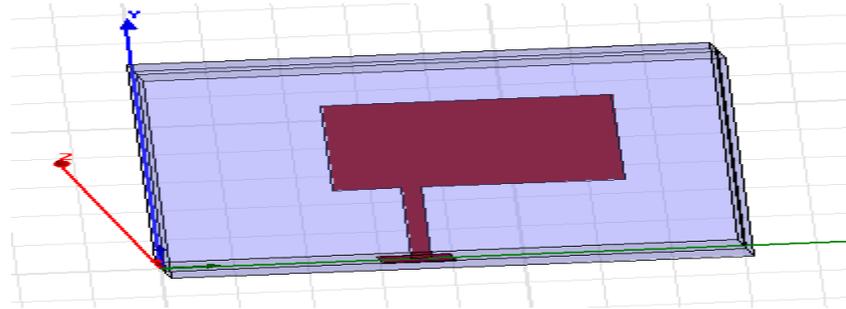


Figure IV.15. La géométrie de l'antenne rectangulaire alimentée par une ligne de microruban.

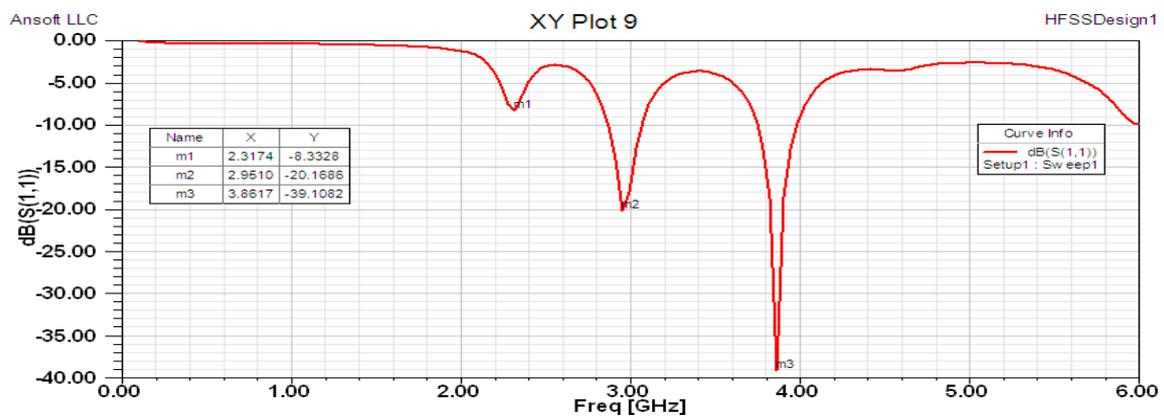


Figure IV.16. Le Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence.

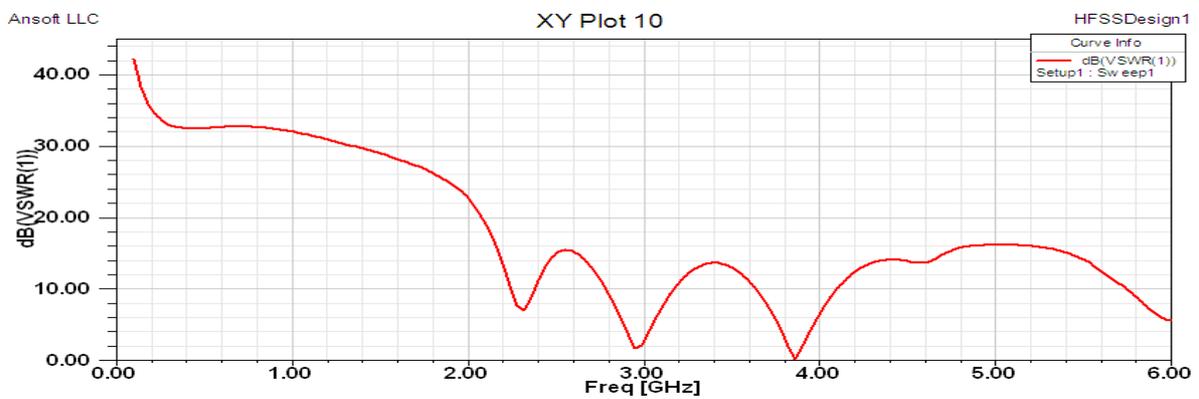


Figure IV.17. Résultat du VSWR.

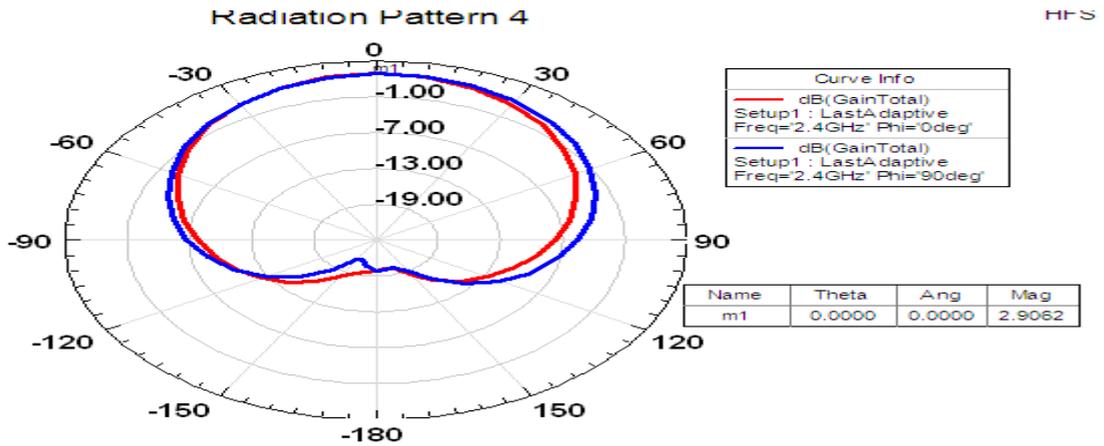


Figure IV.18. Diagramme de rayonnement en 2D du gain.



Figure IV.19. Diagramme de rayonnement en 2D de la directivité totale.

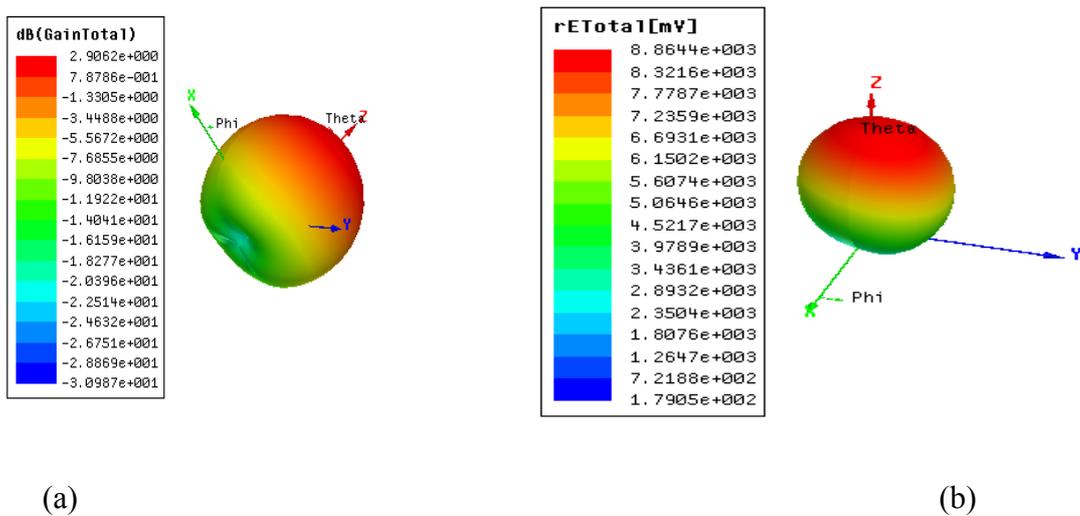


Figure IV.20. Diagramme de rayonnement en 3D : (a) : du gain , (b) : du champ électrique.

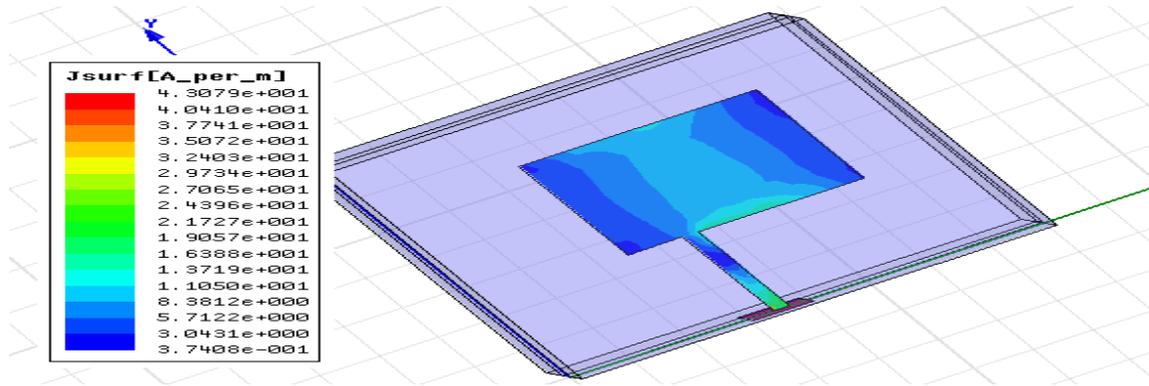


Figure IV.21. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.1. d : Alimentation d'un réseaux d'antenne de deux patch Duroid 5880 alimenté par une ligne microruban :

Les paramètres géométriques et caractéristiques d'un réseau de deux patchs excité par une ligne micro ruban sont présentés dans le tableau IV.6 et les figures IV.22-IV.28 respectivement.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)	Plan de masse(mm)
Duroid 5880	2.2	3.2	2.45	30	40	-13.05	2.5948	100x160

Tableau IV.6 Paramètres du réseau d'antenne rectangulaire réalisé sur le Duroid 5880 excité par une ligne de transmission pour h=3.2mm.

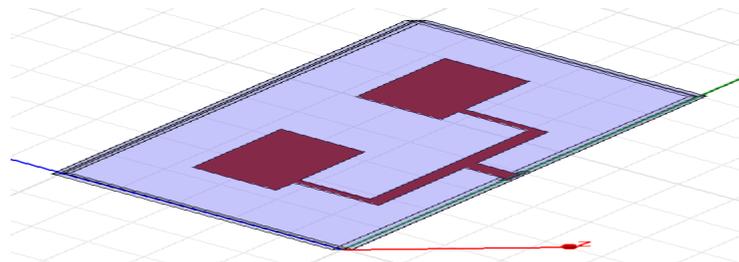


Figure IV.22. La géométrie d'un réseau d'antennes rectangulaire sur Duroid 5880 alimentée par une ligne micro ruban.

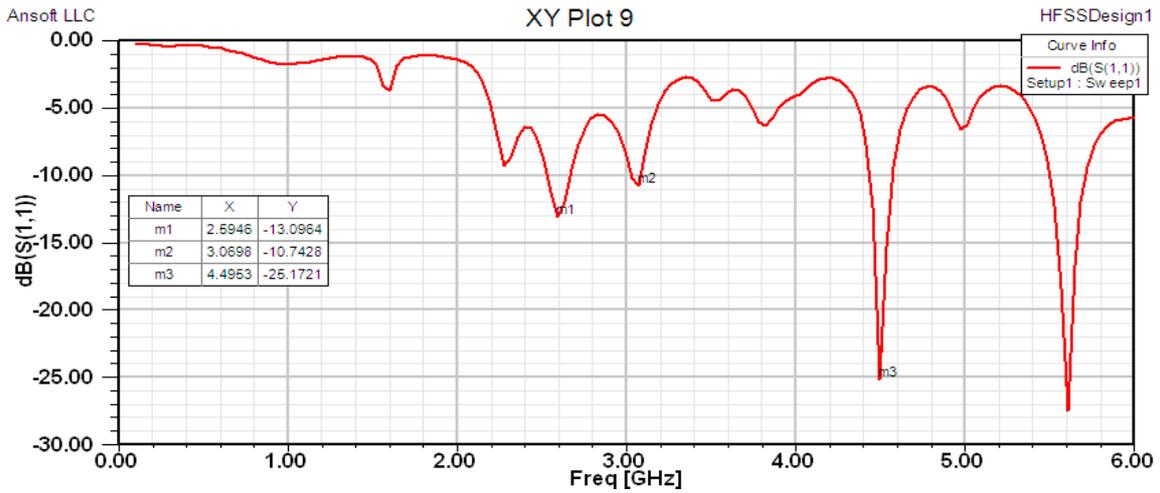


Figure IV.23. Le coefficient de réflexion S_{11} .

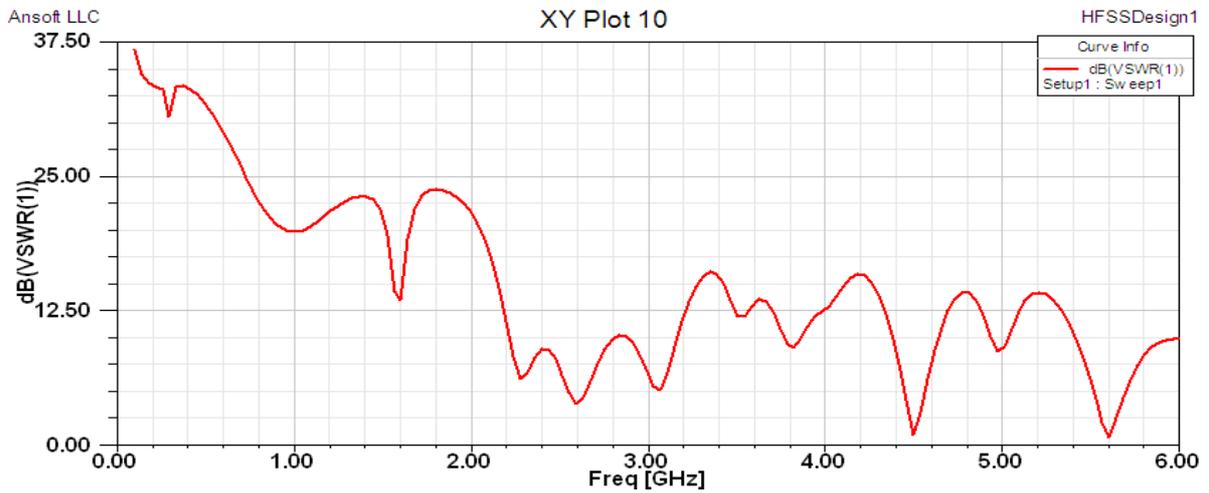


Figure IV.24. Résultat du VSWR.

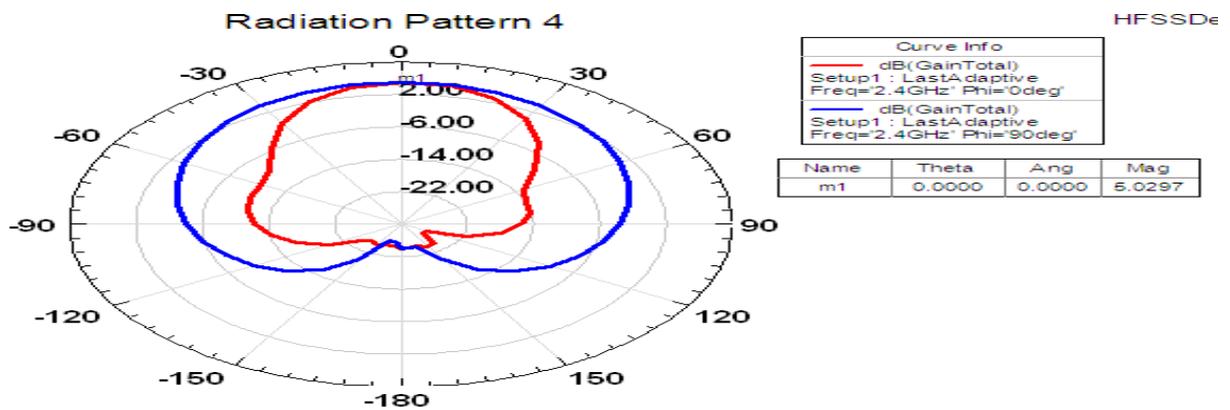


Figure IV.25. Diagramme de rayonnement du gain.

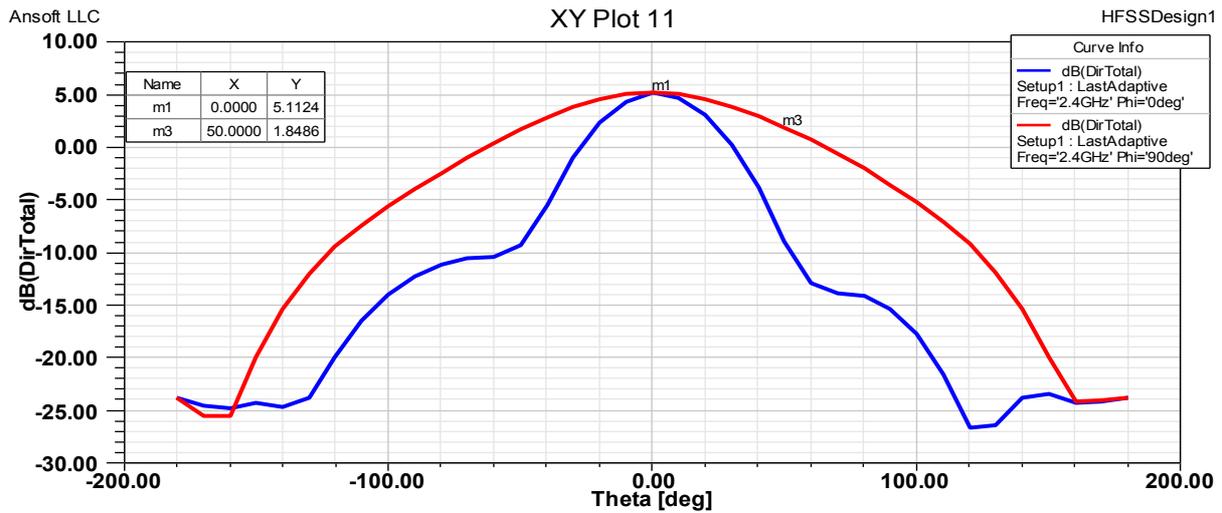


Figure IV.26. Résultat Diagramme de rayonnement de la directivité totale

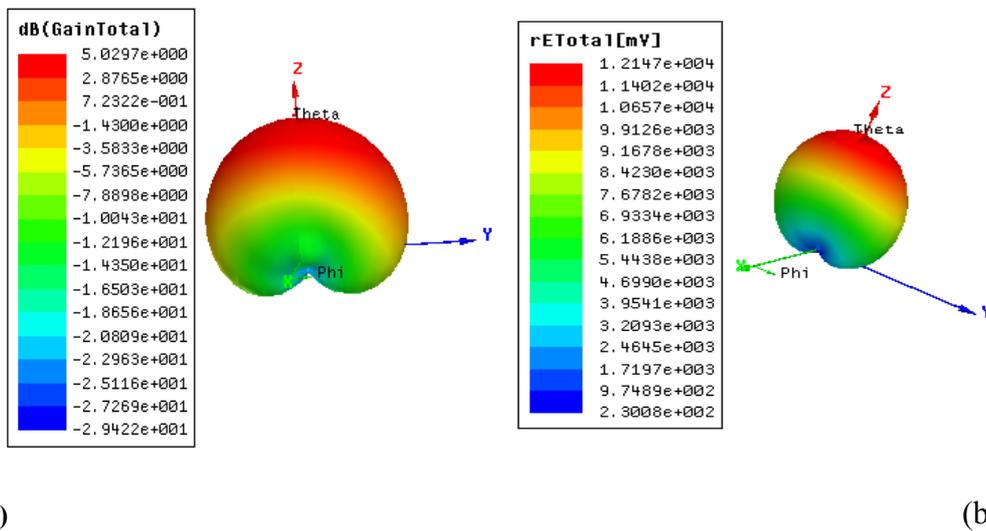


Figure IV.27. Diagramme de rayonnement en 3D ((a) le gain , (b) le champ électrique).

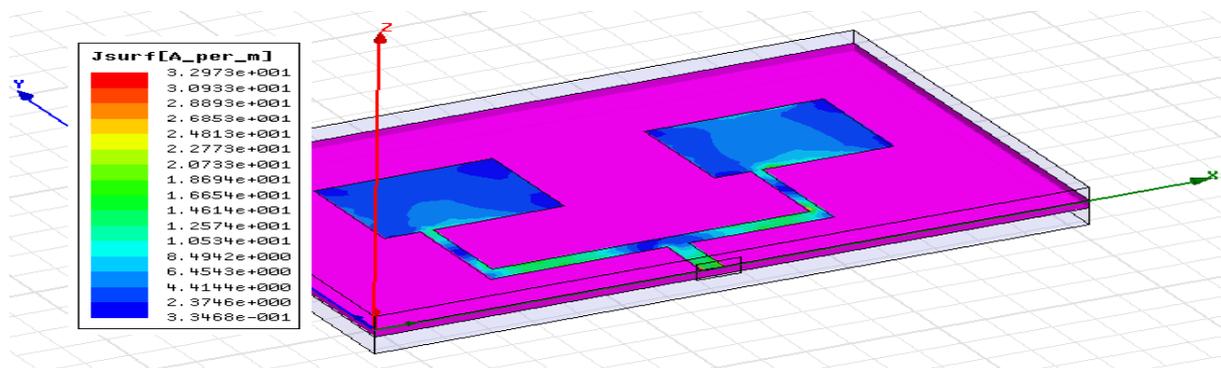


Figure IV.28. Représentation de courant de surface diffusé dans le deux patch.

IV.4.2 Les résultats pour l'épaisseur du substrat h=1.6mm:

On refait le même travail pour l'épaisseur h= 1.6 mm

IV.4.2 .a : Alimentation par une ligne coaxiale d'un seul patch :

Les résultats de notre conception d'un seul patch rectangulaire alimenté par un câble coaxiale pour h=1.6 mm sont présentés dans le tableau IV.7 et les paramètres caractéristiques de l'antenne sont illustrés sur les figures IV.29-IV.33.

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duroid 5880	2.2	1.6	2.45	30	40	-15.6784	2.4300

Tableau IV.7. Paramètre géométrique de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 pour h=1.6 mm.

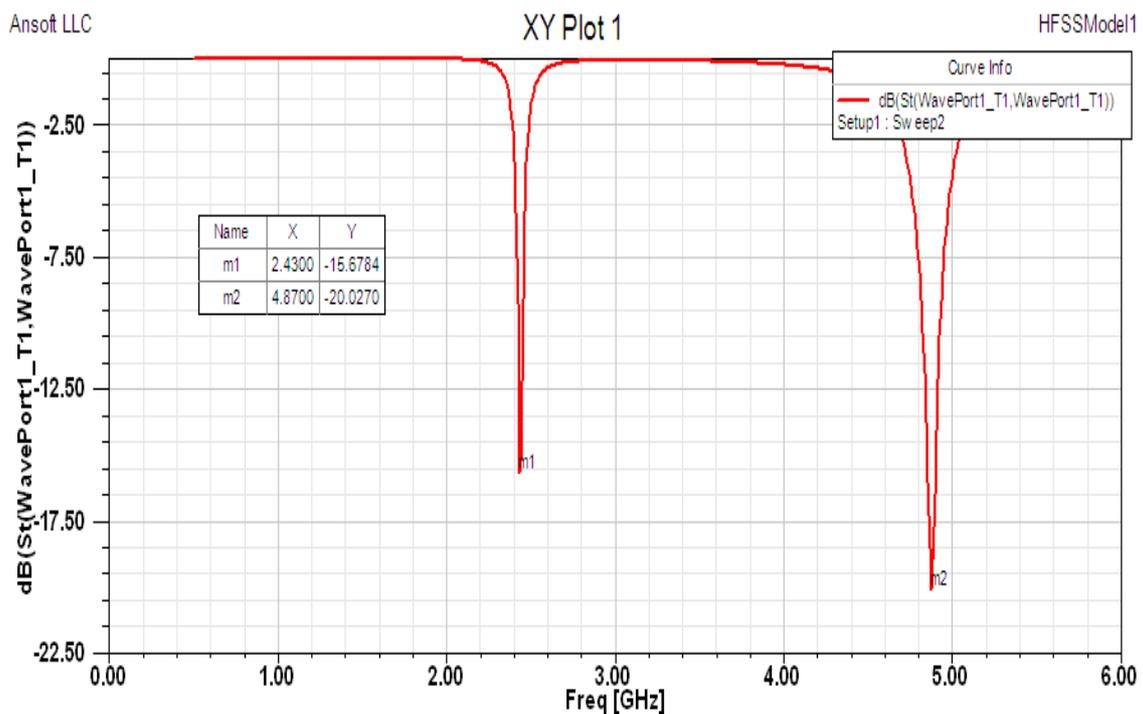


Figure IV.29. Le coefficient de réflexion S_{11} .

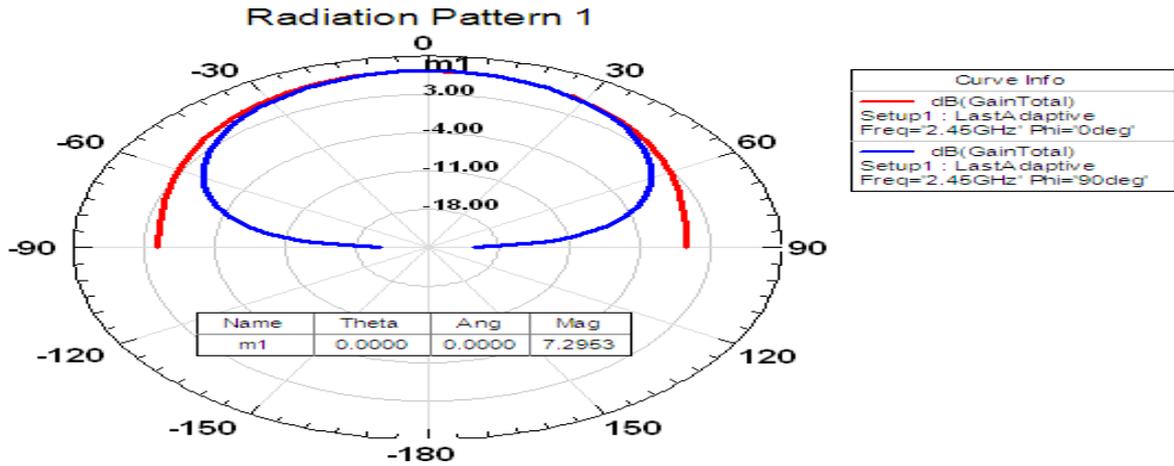


Figure IV.30. Diagramme de rayonnement du gain.

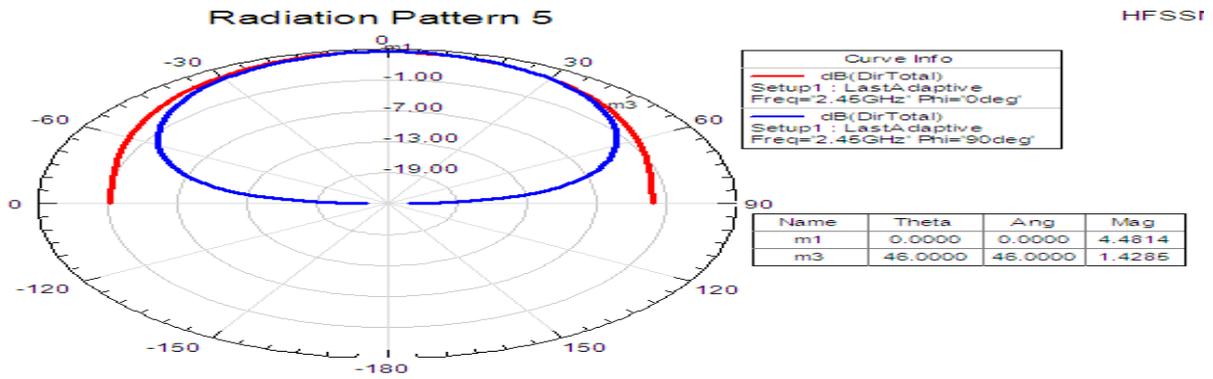


Figure IV.31. Diagramme de rayonnement du gain.

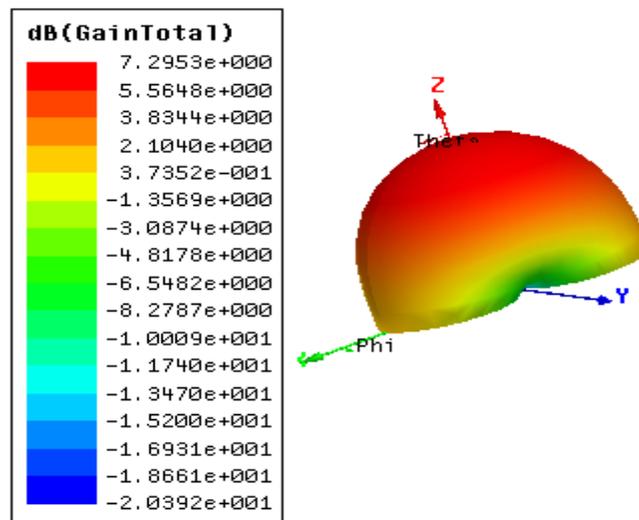


Figure IV.32. Diagramme de rayonnement du gain 3D

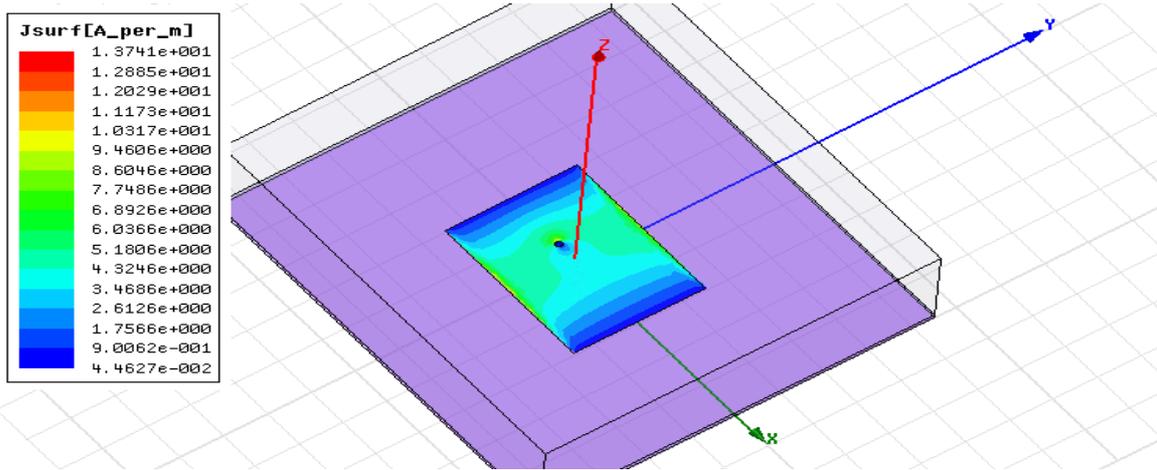


Figure IV.33. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.2.b Alimentation d'un réseau d'antenne de deux patchs par une ligne coaxiale:

Les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, fréquence de résonance, diagramme de rayonnement) du réseau de deux éléments rayonnant sont présentés dans le tableau IV.8 et les figures IV. 34-IV.38.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duroid 5880	2.2	1.6	2.45	30	40	-25.9066	2.4438

Tableau IV.8. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne coaxial pour h=1.6 mm.

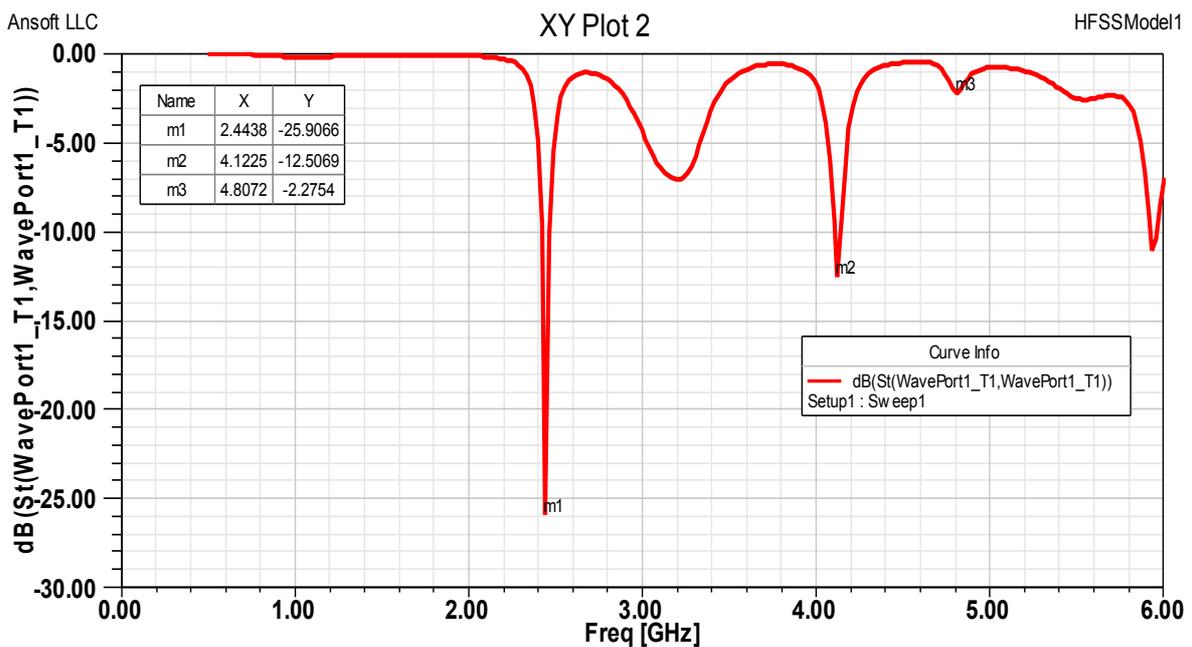


Figure IV.34. Le coefficient de réflexion S_{11}

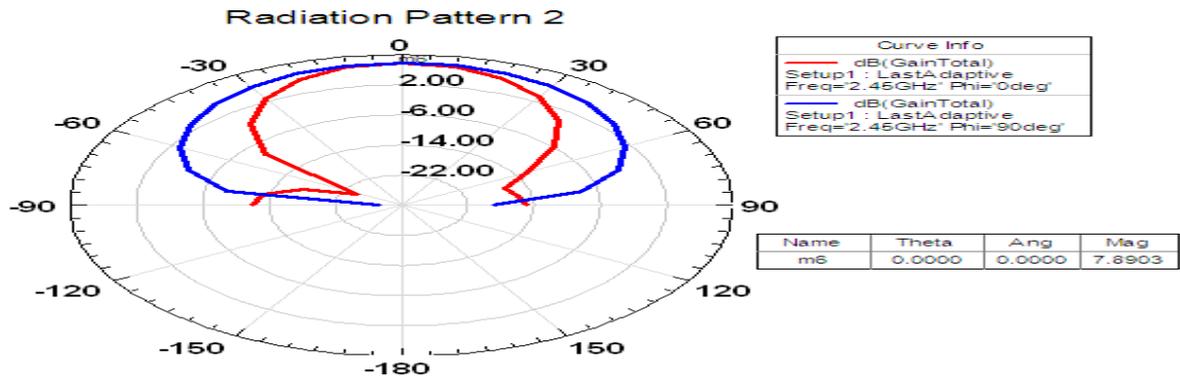


Figure IV.35. Diagramme de rayonnement du gain.

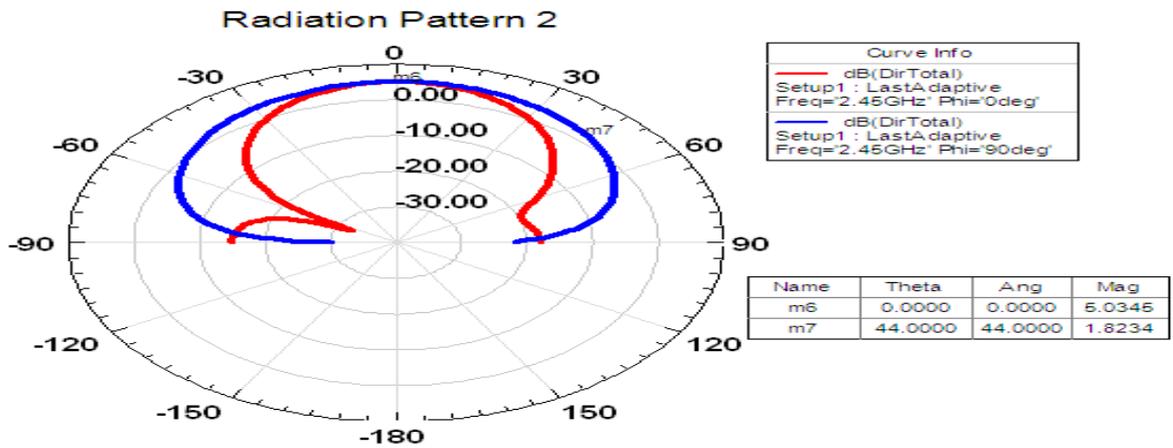


Figure IV.36. Diagramme de rayonnement du gain.

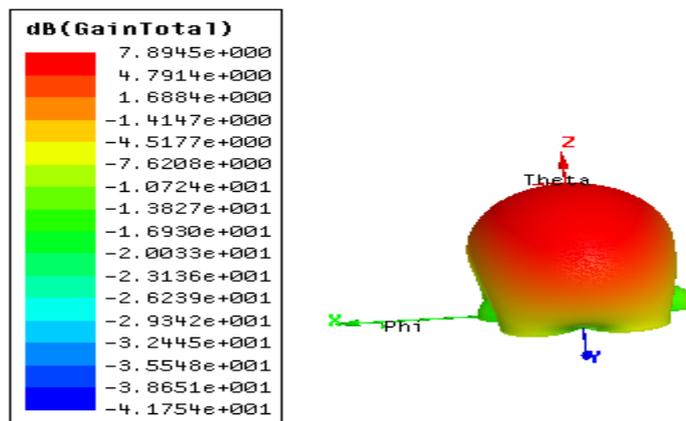


Figure IV.37. Diagramme de rayonnement du gain 3D

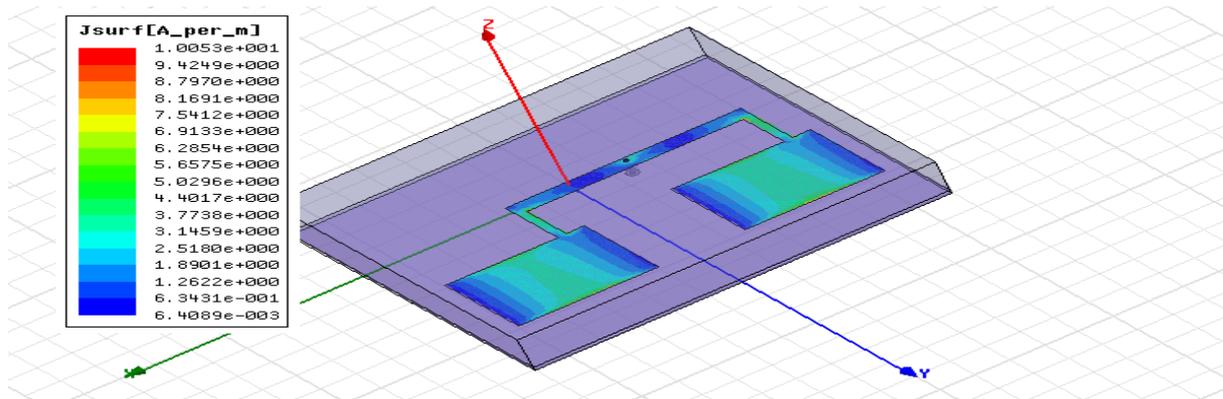


Figure IV.38. Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch

IV.4.2.c : Alimentation par une ligne micro ruban d'un seul patch :

Les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) d'un seul élément rayonnant alimenté par une ligne microstrip sont présentés dans le tableau IV.9 et les figures IV. 39-IV.43.

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duoed 5880	2.2	1.6	2.45	30	40	-12.4936	2.3966

Tableau IV.9. Paramètre du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission pour h=1.6mm

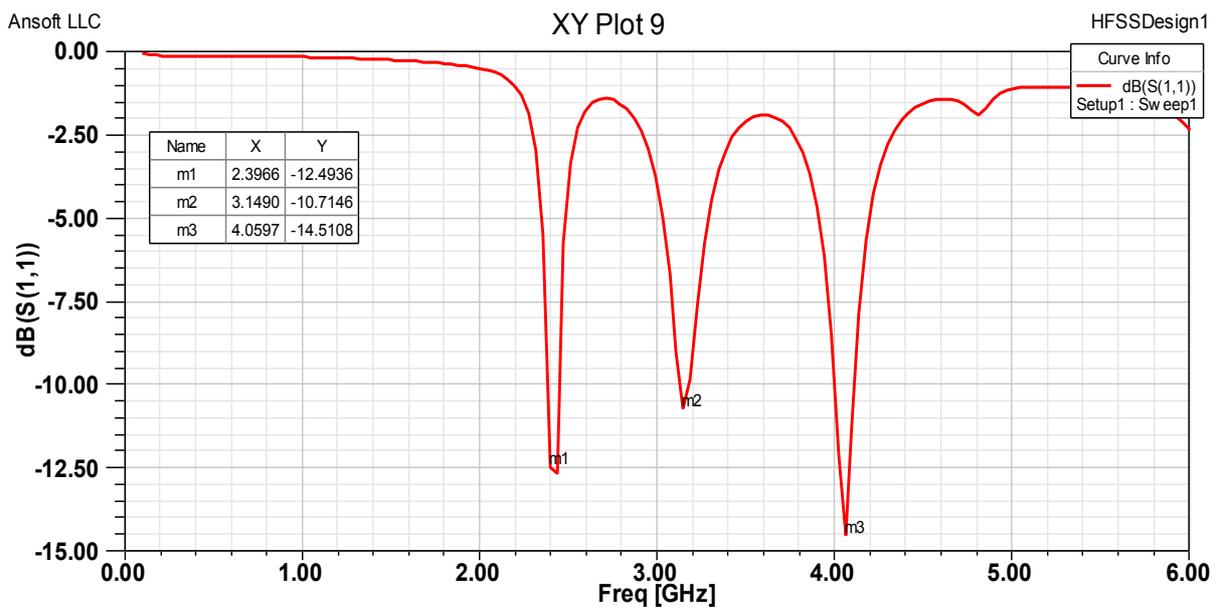


Figure IV.39. Le coefficient de réflexion S_{11}

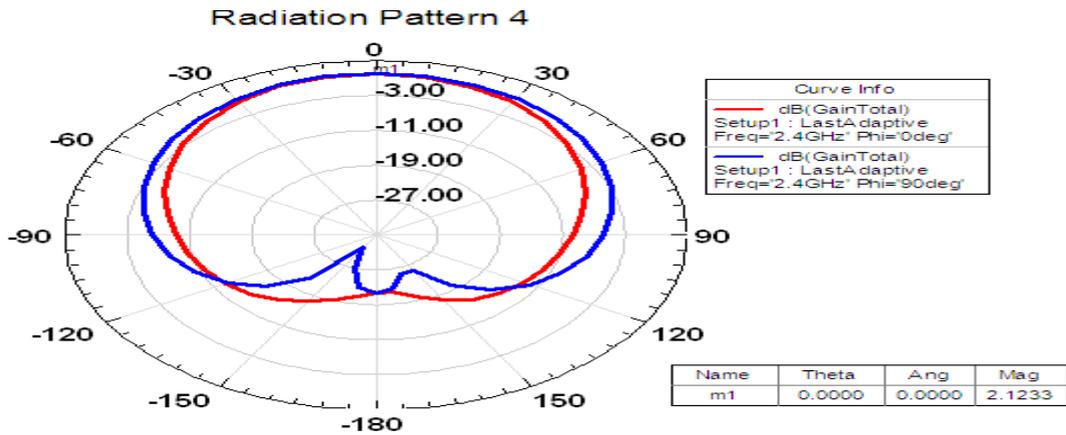


Figure IV.40. Diagramme de rayonnement du gain.

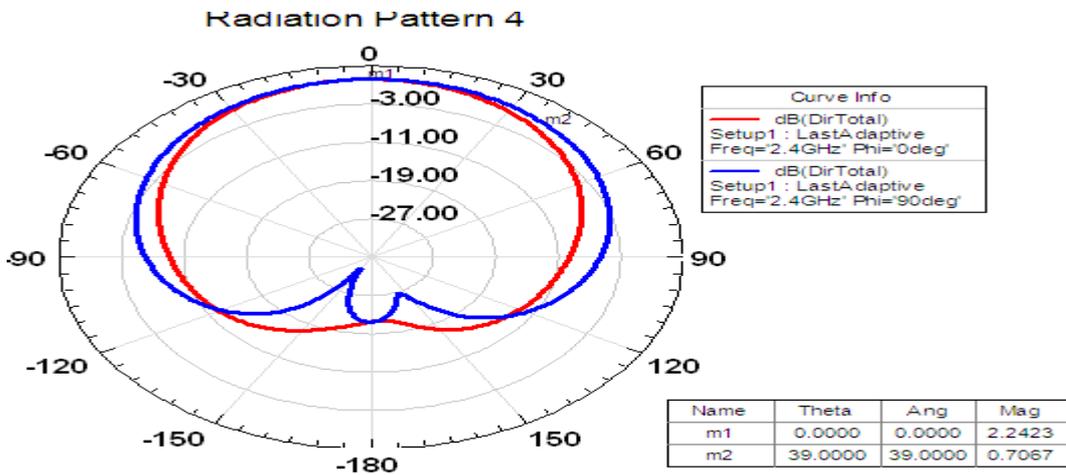


Figure IV.41. Diagramme de rayonnement du gain.

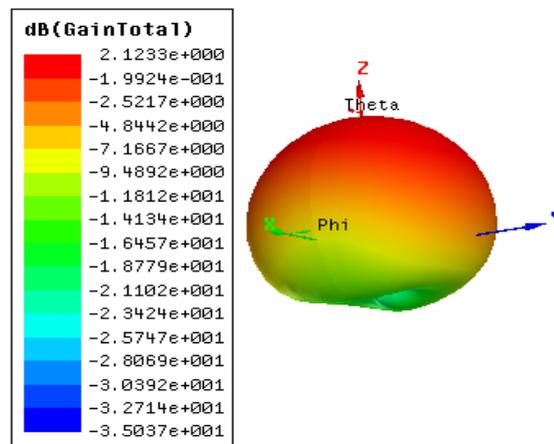


Figure IV.42. Représentation rayonnement de gain en 3D .

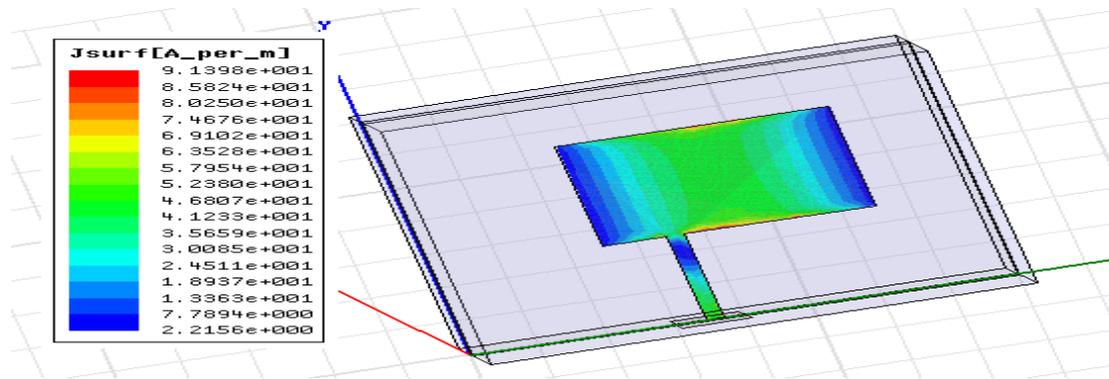


Figure IV.43. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.2.d Alimentation d'un réseau d'antenne de deux patchs alimentés par une ligne de microruban:

Nous présentons les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) de deux éléments rayonnants alimentés par une ligne microstrip dans le tableau IV.10 et les figures IV. 44-IV.48.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duoed 5880	2.2	1.6	2.45	30	40	-15.9563	2.3966

Tableau IV.10. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne de transmission.

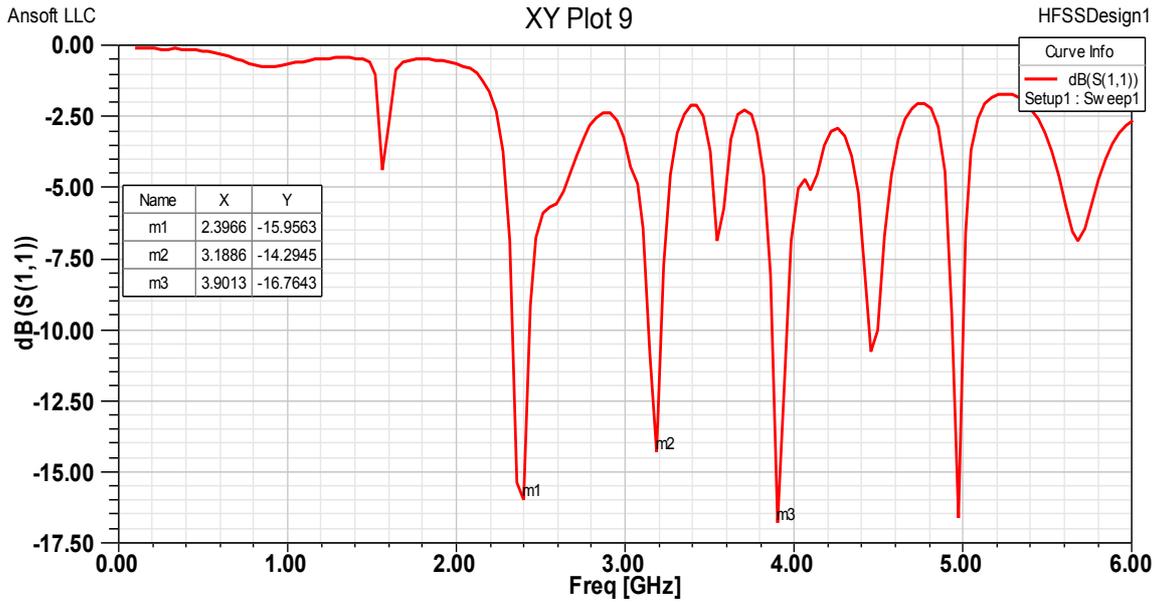


Figure IV.44. Le coefficient de réflexion S_{11} .

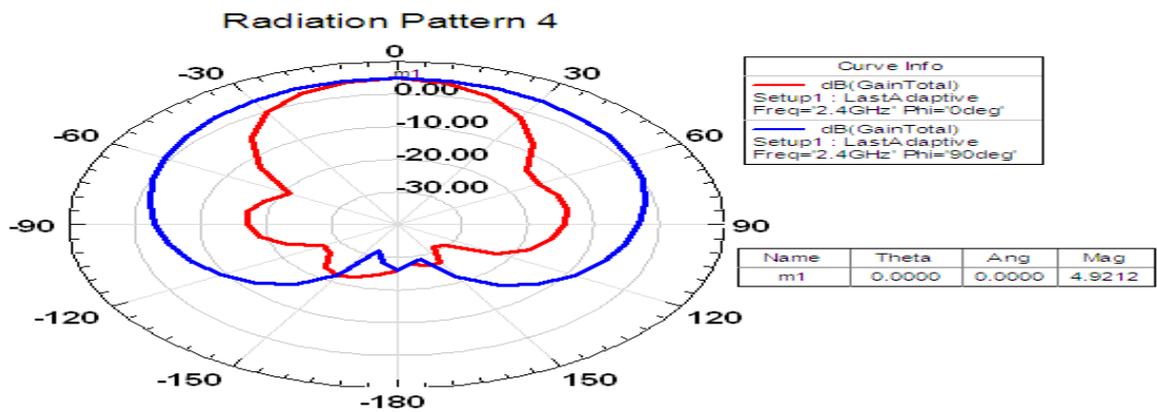


Figure IV.45. Diagramme de rayonnement du gain.

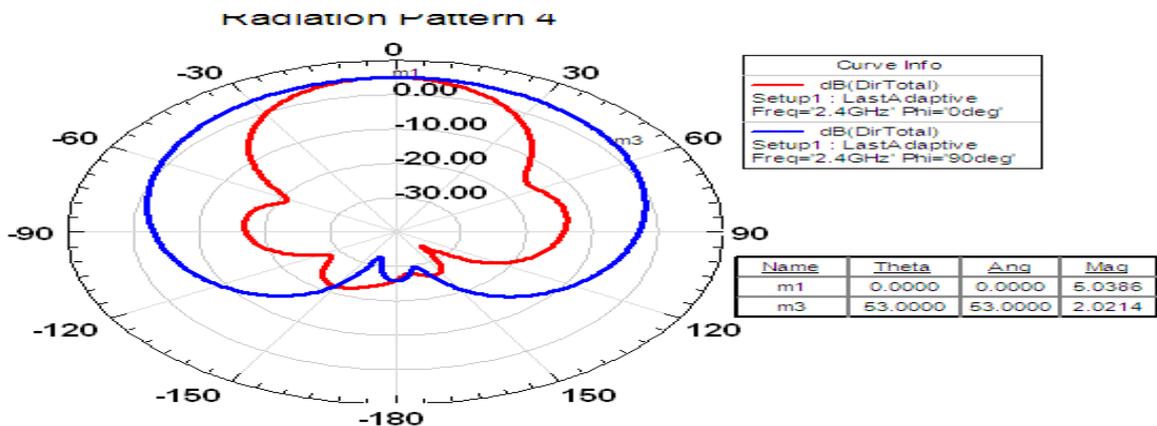


Figure IV.46. Diagramme de rayonnement du gain.

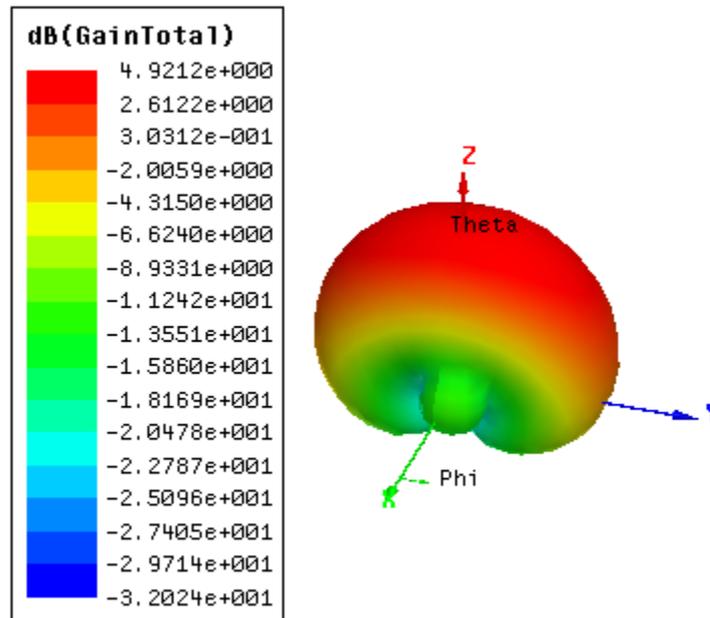


Figure IV.47. Représentation rayonnement de gain en 3D.

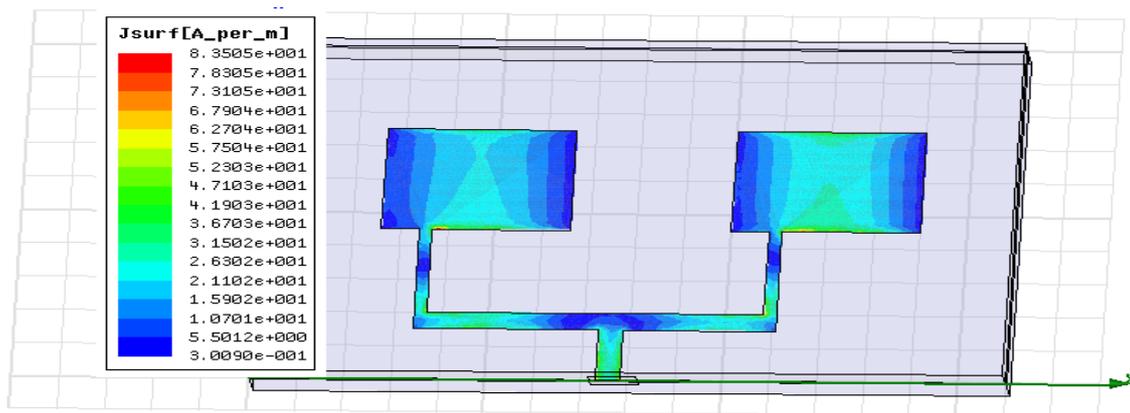


Figure IV.48. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.3 Les résultats de simulation pour l'épaisseur du substrat $h=0.787$:

On termine notre conception par le choix d'une épaisseur égale à 0.787 mm, dans le but de voir le comportement de l'antenne imprimés pour des substrats de faible épaisseur.

IV.4.3.a Alimentation par une ligne coaxiale d'un seul patch:

Nous présentons les paramètres géométriques et paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) d'un seul patch rectangulaire alimenté par une ligne coaxiale dans le tableau IV.11 et les figures IV. 49-IV.53.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duroid 5880	2.2	0.787	2.45	30	40	-19.8332	2.3900

Tableau IV.11. Paramètre géométrique de l'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 pour h=0.787 mm.

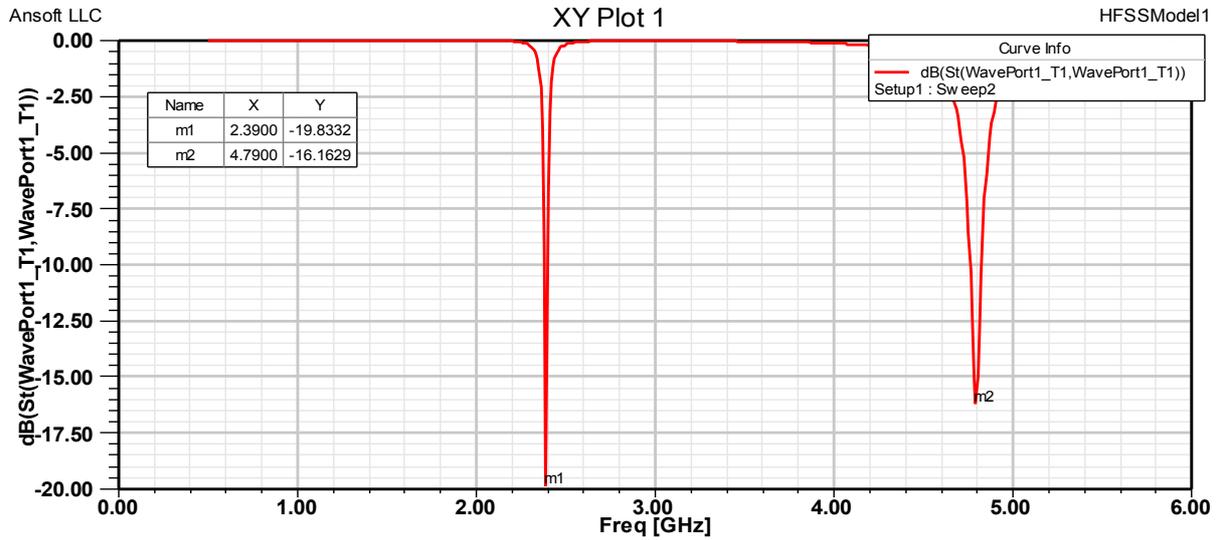


Figure IV.49. Le coefficient de réflexion S_{11} .

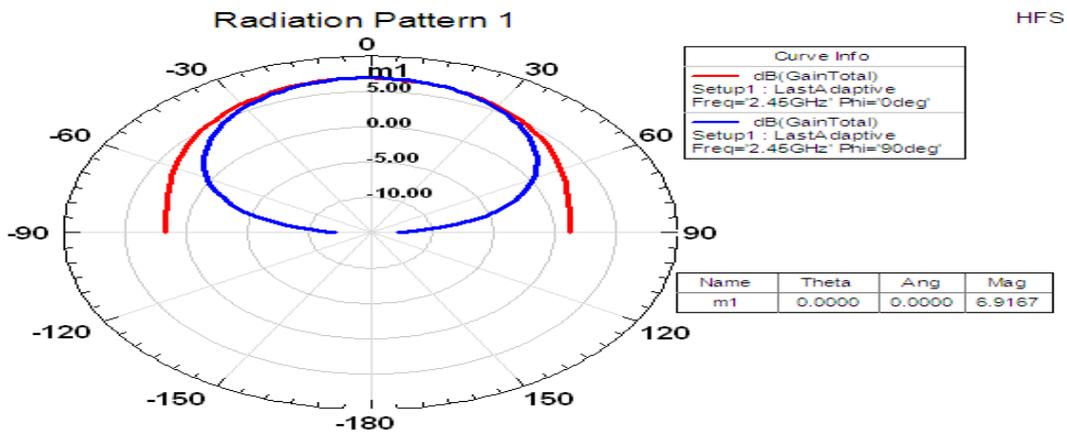


Figure IV.50. Diagramme de rayonnement du gain.

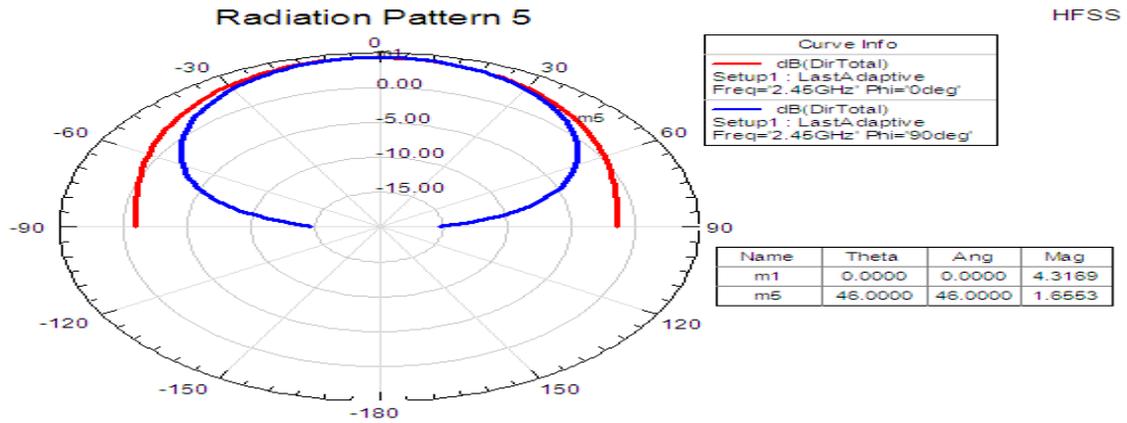


Figure IV.51. Diagramme de rayonnement du gain.

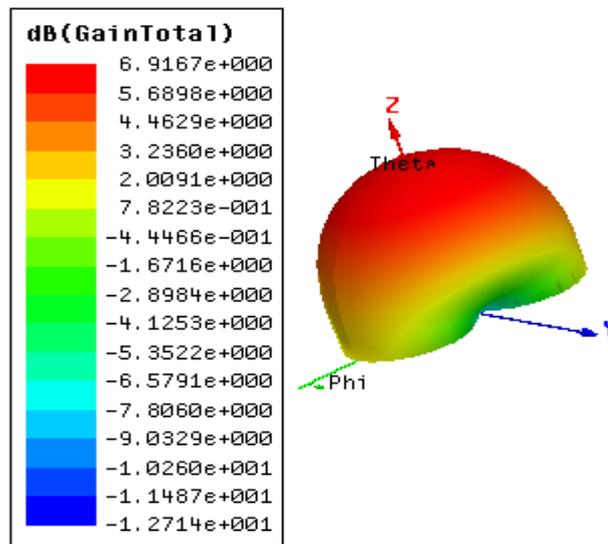


Figure IV.52. Représentation rayonnement de gain en 3D.

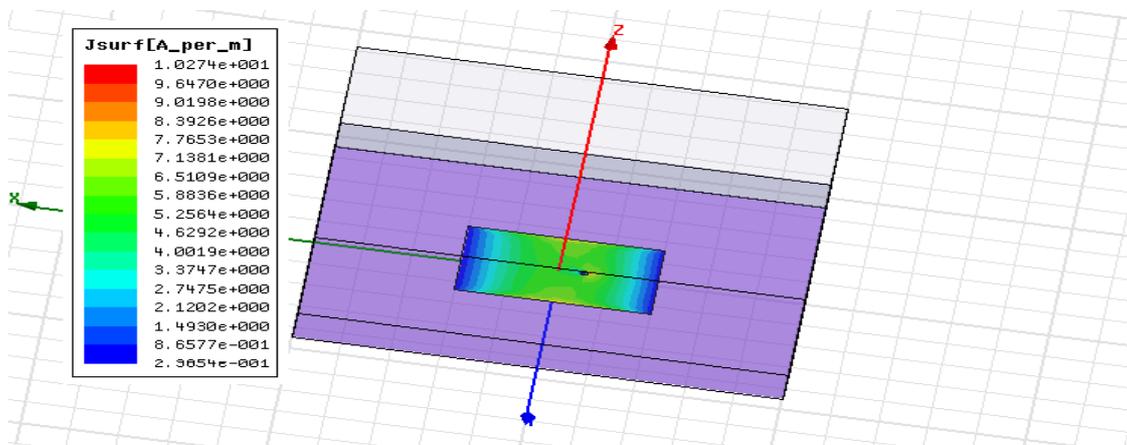


Figure IV.53. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.3.b Alimentation d'un réseau d'antennes de deux patches par une ligne coaxiale :

Nous présentons les dimensions et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement et fréquence de résonance) de deux éléments rayonnants de forme rectangulaires alimentés par une ligne coaxiale sont présentés dans le tableau IV.12 et les figures IV. 54-IV.58 respectivement.

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L(mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duroid 5880	2.2	0.787	2.45	30	40	-9.5384	2.3112

Tableau IV.12. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne coaxial pour h=0.787mm.

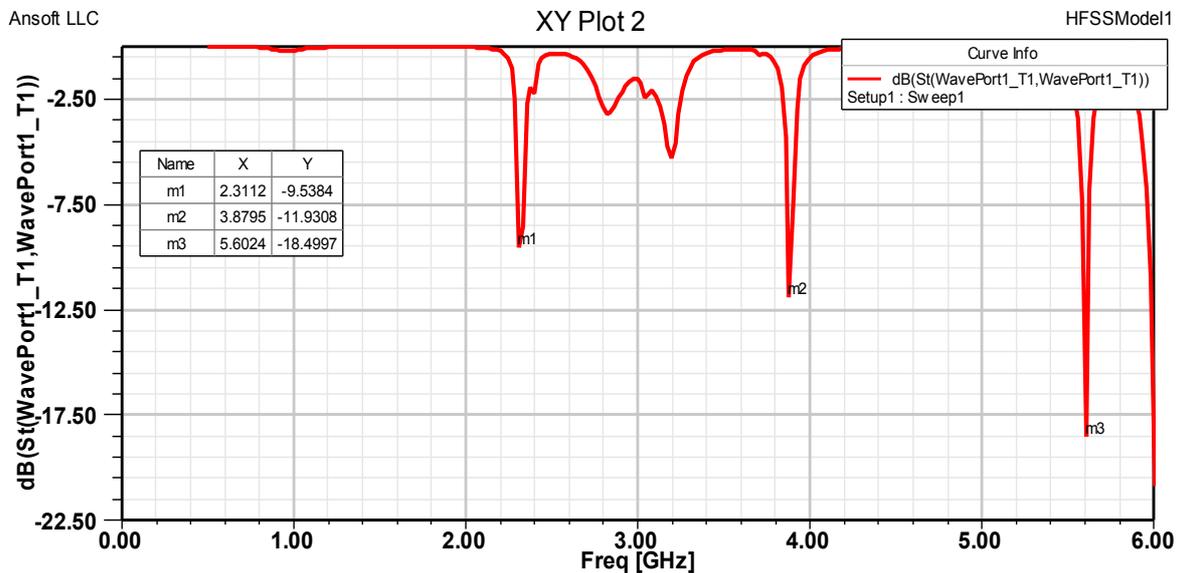


Figure IV.54. Le coefficient de réflexion S_{11} .

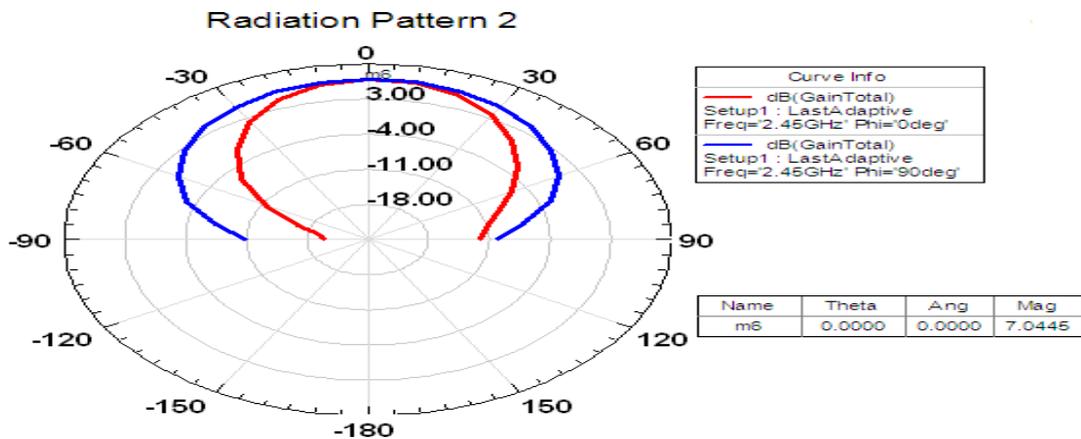


Figure IV.55. Diagramme de rayonnement du gain.

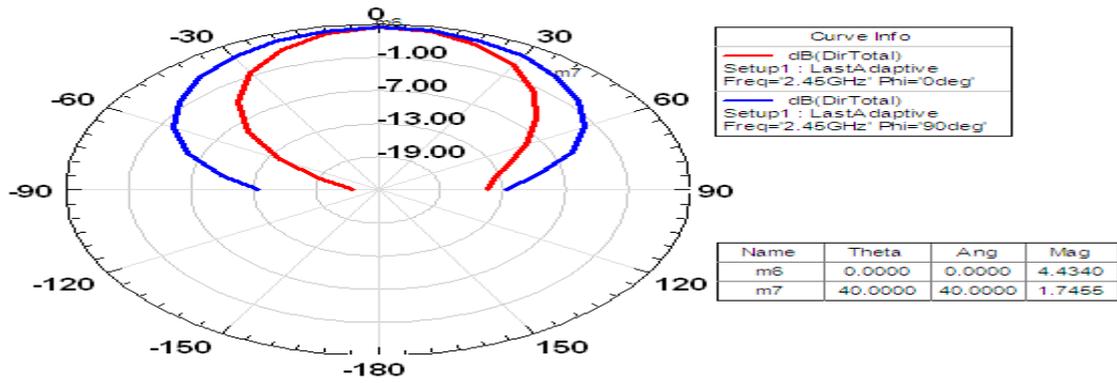


Figure IV.56. Diagramme de rayonnement du gain.

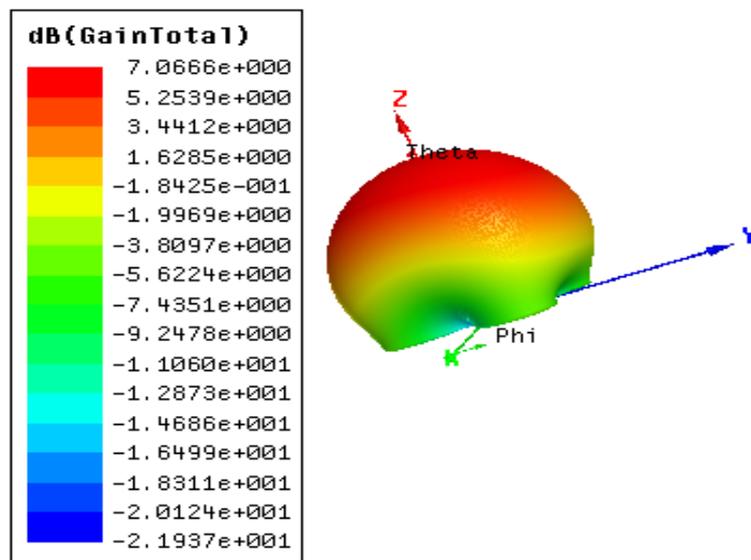


Figure IV.57. Représentation rayonnement de gain en 3D .

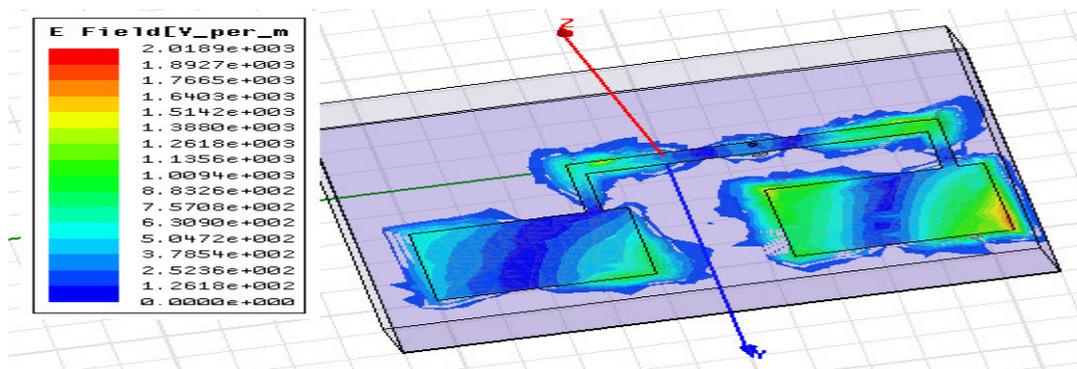


Figure IV.58. Représentation du champ électrique diffusé sur le deux patch.

IV.4.3.c Alimentation par une ligne microruban d'un seul patch :

Nous présentons les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) d'un seul élément rayonnant de forme rectangulaire alimenté par une ligne microstrip dans le tableau IV.13 et les figures IV. 59-IV.62.

Substrat	ϵ	h (mm)	f(GHZ)	L (mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duod 5880	2.2	0.7873.2	2.45	30	40	-14.7969	2.4758

Tableau IV.13. Paramètre du l'antenne rectangulaire Duroid 5880 par une ligne de transmission pur h=0.787mm.

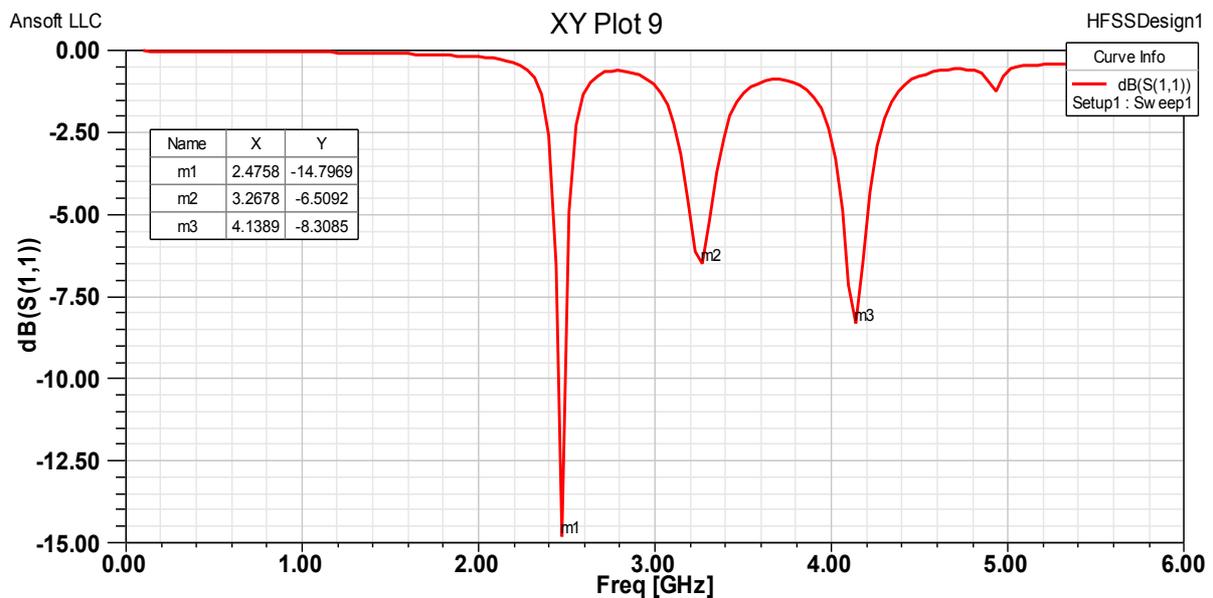


Figure IV.59. Le coefficient de réflexion S_{11} .

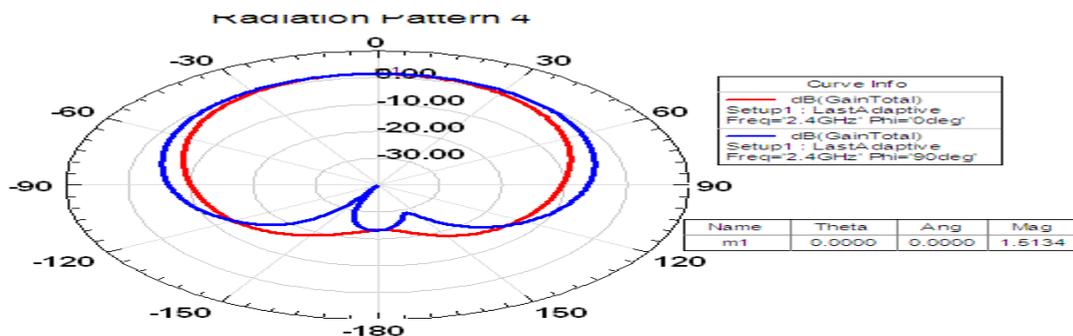


Figure IV.60. Diagramme de rayonnement du gain.

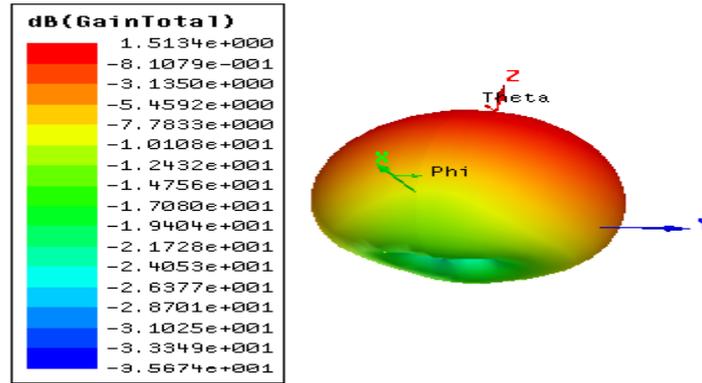


Figure IV.61. Représentation rayonnement de gain en 3D .

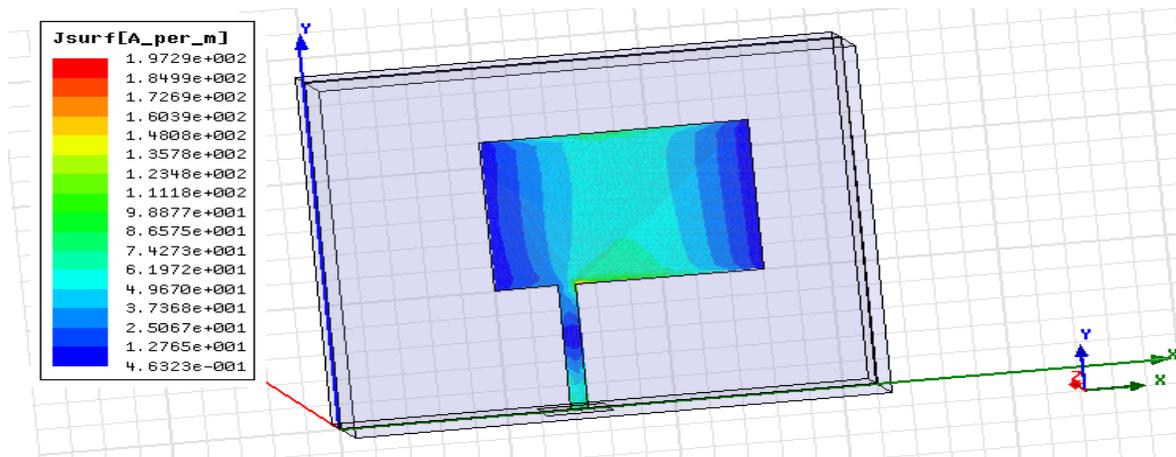


Figure IV.62. Représentation du courant de surface diffusé sur le patch.

IV.4.3.d Alimentation d'un réseau d'antennes deux patch sur Duroid 5880 par une ligne microruban:

Nous présentons les résultats de simulation et les paramètres caractéristiques (Coefficient de réflexion, diagramme de rayonnement) de deux éléments rayonnants de forme rectangulaire alimentés par une ligne microstrip dans le tableau IV.14 et les figures IV. 53-IV.67.

Substrat	ϵ	h(mm)	f(GHZ)	L(mm)	w(mm)	S11(DB)	f(GHZ)
Duod 5880	2.2	0.787	2.45	30	40	-7.6748	2.4362

Tableau IV.14. Paramètre de réseaux d'antenne rectangulaire réalisé Duroid 5880 par une ligne de transmission.



Figure IV.63. Le coefficient de réflexion S_{11} .

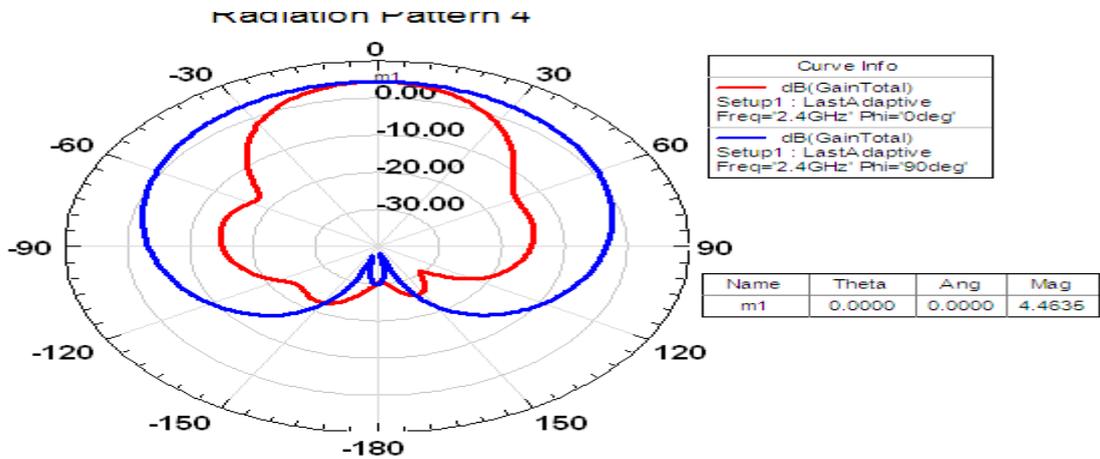


Figure IV.64. Diagramme de rayonnement du gain.

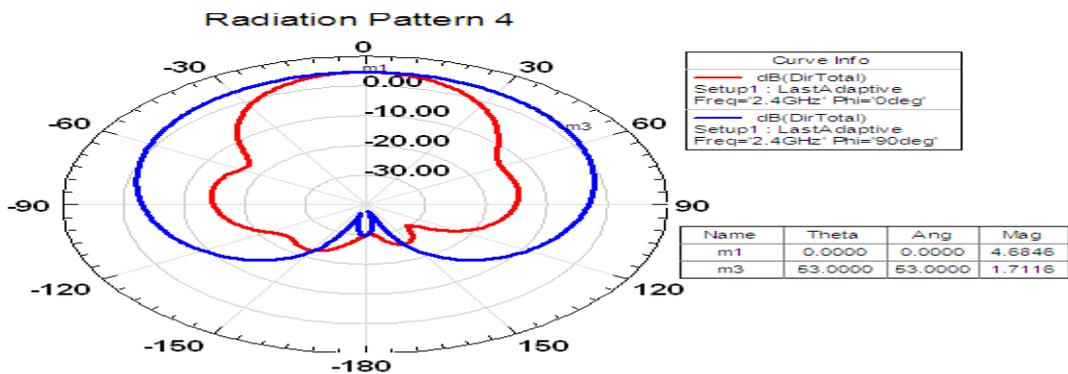


Figure IV.65. Diagramme de rayonnement du gain.

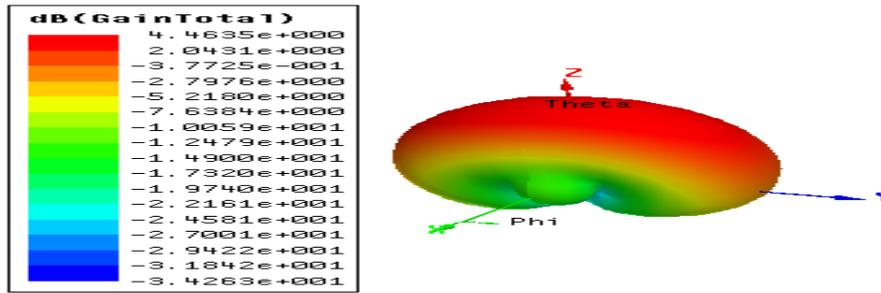


Figure IV.66. Représentation rayonnement de gain en 3D.

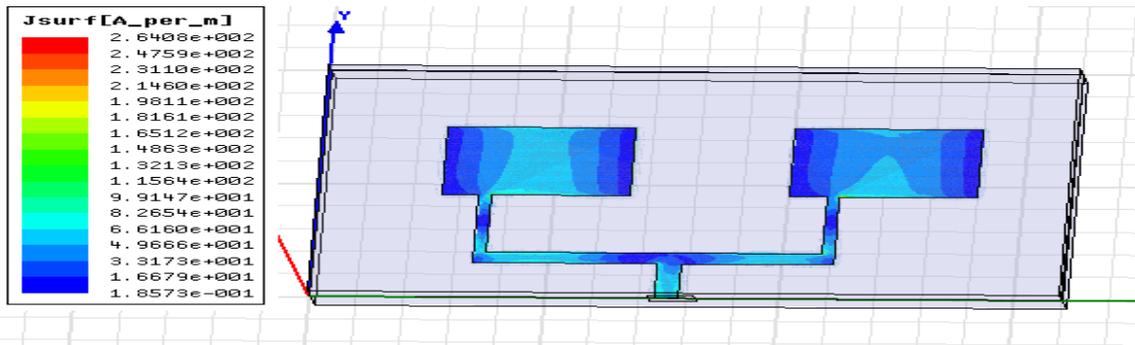


Figure IV.67. Représentation du courant de surface diffusé sur le deux patch.

IV.5. Discussion et interprétation des résultats

On a conçu une antenne sur le substrat DUROID 5880 d'épaisseur ($\epsilon=2.2$, $h=1.6\text{mm}$) et Le substrat l'époxy –FR4 d'épaisseur ($\epsilon=4.4$ $h=1.5\text{mm}$).

On remarque que le patch simulé sur le substrat DUROID 5880 d'épaisseur ($h=1.6\text{mm}$) présente un bon coefficient de réflexion et un gain satisfaisant par rapport à l'époxy FR4. Le rayonnement est moins important pour les constants diélectriques élevés. Le Duroid5880 est le meilleur substrat pour la réalisation des antennes microruban

Le paramètre S est le coefficient qui préoccupe le plus les concepteurs des antennes imprimées car il représente le coefficient de réflexion qui joue le rôle de perturbation sur la transmission des données.

D'après le tableau IV.15 et les résultats présentés dans les sections IV.4.1, IV.4.2 et IV.4.3 pour un seul patch, on constat que le coefficient de réflexion S_{11} le plus faible est de l'ordre de -56.23dB à la fréquence de résonance de 2.37GHz pour une alimentation coaxiale pour une épaisseur $h=3.2\text{mm}$. Mais les résultats pour l'épaisseur $h=1.6\text{mm}$ donne une bonne adaptation $S_{11}=-15.68\text{dB}$ à une fréquence de résonance proche de la fréquence souhaitée qui est de l'ordre de 2.45GHz , cette différence de fréquence entre celle de résonance et de simulation est due à la structure géométrique et les paramètres typiques qu'on a utilisé pour la

conception. La bande passante à -10 dB est de 10 MHz autour de la fréquence de résonance (2.45 GHz) et une bande passante de 100 MHz dans l'intervalle 4.83 GHz -4.92 GHz.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne permet de visualiser les lobes dans deux ou trois dimensions, dans le plan horizontal ($\phi=0^\circ$ ou dans le plan vertical ($\phi=90^\circ$) incluant le lobe le plus important.

En observant les diagrammes de rayonnement 3D, on peut constater que la plupart du rayonnement va dans la direction Z. Dans le champ rouge haut, la valeur maximale du rayonnement total est 2,1 V.

Les antennes simulés dans ce travail sont directives, ils ont un gain important, le gain maximal atteint est de l'ordre 8 dB à l'angle $\theta=0^\circ$.

Les résultats des antennes alimentées par câble coaxial sont satisfaisants par rapport à celles alimenté par ligne microruban, l'inconvénient de l'alimentation par câble coaxiale est qu'elle fournit une bande passante étroite. Les résultats du VSWR sont satisfaisants.

	L'épaisseur du substrat (h (mm))	f(GHZ)	S ₁₁	G _{maximal}	VSWR	directivité totale	Bande passante (-10dB)[MHz]
Alimentation par ligne microruban	h=3.2	2.3174	-8.3328	2.9062	1	2.9879	160
	h=1.6	2.3966	-12.4936	2.1233	1	2.1223	70
	h=0.787	2.4758	-14.7969	1.5134	1	1.5234	30
Alimentation par câble coaxiale	h=3.2	2.3700	-56.1236	7.2555	1	4.3185	40
	h=1.6	2.4300	-15.6784	7.2953	1	4.4814	10
	h=0.787	2.3900	-19.8332	6.9167	1	4.3169	-

Tableau IV.15. Les paramètres caractéristiques d'un seul patch simulé sur le substrat Duroid5880.

Dans le but d'améliorer les performances des antennes, nous avons conçu un réseau d'antenne composé de deux éléments rayonnants (Tableau IV.16). Le meilleur réseau simulé qui peut être réalisé est donné par le réseau sur le substrat d'épaisseur 1.6 mm excité par un câble coaxiale, ses paramètres caractéristiques sont : $S_{11}=-25$ dB, $Gain_{max}=7.89$ dB).

En utilisant les fonctions de HFSS, il est possible de visualiser les champs et les courants pour permettre une pleine compréhension du fonctionnement de l'antenne. Les

Figures IV.6, IV.14, IV.21 IV.28, IV.31, IV.38, IV.43, IV.48, IV.53, IV.58 et IV.62 montrent le courant de surface diffusé sur l'antenne et les lignes d'alimentation.

	L'épaisseur du substrat (h (mm))	f(GHZ)	S ₁₁	G _{maximal}	VSWR	directivité totale	Bande passante à -10 dB [MHz]
Alimentation par ligne microruban	h=3.2	2.5948	-13.0984	5.0297	1	5.1124	80
	h=1.6	2.3966	-15.9563	4.9212	1	5.0386	100
	h=0.787	2.4758	-7.6748	4.4635	1	4.6846	-
Alimentation par câble coaxiale	h=3.2	2.3775	-13.1905	7.7762	1	4.8544	20
	h=1.6	2.4438	-25.9066	7.8903	1	5.0345	20
	h=0.787	2.3112	-9.5384	7.0445	1	4.4340	10

Tableau IV.16. Les paramètres caractéristiques d'un réseau de deux éléments rayonnant.

On remarque aussi que les antennes simulées dans ce travail possèdent d'autres fréquences de résonance pour lesquelles le coefficient de réflexion est minimal ($S_{11} < -10$ dB c.à.d l'antenne est adaptée), Donc nos antennes fonctionnent pour plusieurs bandes (3 GHz , 4GHz,..etc).

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre on a représenté la conception et la simulation des antennes à seul patch et un réseaux d'antenne à deux éléments rayonnant multi bande à l'aide du logiciel HFSS .

On a conclu également que le choix du substrat et le type d'alimentation est important et joue un grand rôle dans l'amélioration des paramètres caractéristiques des antennes et agit considérablement sur leurs performances (gain, coefficient de réflexion, bande passante et le rayonnement).

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

L'objectif de ce travail est de trouver une conception d'un réseau d'antennes composés de deux éléments rayonnant de forme rectangulaire permettant d'émettre ou de recevoir à une seule fréquence, d'analyser les paramètres influençant son comportement, de mettre en place un modèle d'équations permettant de calculer avec précision sa géométrie et de trouver la solution pour avoir les meilleures performances possibles (gain ; coefficient de réflexion, bande passante et rayonnement).

On a procédé à une simulation électromagnétique du logiciel de simulation HFSS, ceci nous permet de prévoir les résultats de gain, directivité et diagramme de rayonnement.

On a étudié deux types d'alimentation, l'excitation par câble coaxial a donnée des bons résultats par rapport à celle par ligne microruban. Les antennes simulées sont bien adapté a de la fréquence de résonance et le gain.

On remarque ce pour réseaux d'antenne patch coaxial a donnée les bons résultats pour ce réseaux patch ligne de la fréquence de résonance et le gain.

Ce projet consiste à développer et concevoir des antennes permettant de rayonner à la fréquence de 2.45 ces antennes pourraient être utilisées dans un très grand nombre d'application.

BIBLIOGRAPHIE

[1] : Patrice VERSIN

Rapport de Stage : Conception d'un Réseau d'Antennes Imprimées pour un Sondeur Multicapteurs et Optimisation des Phénomènes de Couplage.

INSA de Rennes – Juin 2001

[2] : Hubregt. J. Visser, "**Array and phased array antenna basics**," Antenna Engineer, the Netherlands 2005.

[3] : I. J. Bahl and P. Bhartia, "**Microstrip antennas**," Dedham, Ma: Artech House 1980.

[4] : Antenne – **Cours** Universitaire Préparé par Dr Youssef DAHER
Université Libanaise – Faculté de Génie – Branche 1

[5] : Constantine A. BALANIS
Antena Theory, Analysis and Design. Second Edition

[6] : D. M. Pozar, "**Microstrip Antennas**," Proc.IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 79-80, January 1992

[7] : D. M. Pozar, "**Microstrip antennas**," IEEE, Vol. 80, N° .1, pp. 79-91, January 1992

[8] : David M. Pozar & Daniel H. Schaubert
Microstrip Antennas: The Analysis and Design of Microstrip Antennas and Arrays

[9] : Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance Improvement, Feasibility, and System considerations
IEEE, Vol. 85, No. 7, July 1997

[10] : C.M. Krowne
"**Cylindrical-Rectangular Microstrip Antenna**," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-31, No. , pp.194-199, January 1983

[11] : I. Lier & K. R. Jakobsen
Rectangular Microstrip Patch Antennas ,"**with Infinite and Finte Ground Plane Dimensions**," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-31, No.6, pp.978-984, November 1983

[12] : J .R. James and P. S. Hall, "**Broadband microstrip antennas**," IEE Electromagnetic Waves Series 28, 1989.

[13] : K. R. Carver & J. W. Mink
"**Microstrip Antennas Technology**," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No.1, pp.2-24, January 1981

- [14] : P. B. Katechi & N. G. Alexopolus, “ **On The Modeling of The Electromagnetically Coupled Microstrip Antennas – The Printed Strip Dipole,**” IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No.11, pp.1179-1186, November 1984
- [15] : D. H. Schaubert, D. M. Pozar & A. Adrian
Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories and Experiment, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-37, No.6, pp.677-682, June 1989
- [16] :D. M. Pozar
Microwave Engineering
- [17] : J. R. James, P. S. Hall and Wood
Microstrip Antenna : Theory and Design
- [18] : A. K. Bhattacharyya , "**Long rectangular patch antenna with a single feed ,**" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 38 , N°. 7, pp. 987-993, July 1990.
- [19] : C. A. Balanis, "**Antenna theory analysis and design,**" 2^{eme} edition John Wiley and Sons, 1997.
- [20] : D. M. Pozar, and S. M. Voda , "**A rigorous analysis of a microstripline fed patch antenna,**" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-35, N°. 12, pp. 1343-1350, December 1987.
- [21] : M. Diblang , "**Développement du concept de l'antenne a résonateur bic pour la génération de la polarisation circulaire,**" Université de Limoges. Thèse de doctorat 20mars 2006.
- [22] : F. Najib , "**Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage,**" Université de Limoges. Thèse de doctorat 24 Mai 2005.
- [23] : A. Hafiane, "**Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique,**" Université de Marne la Vallée Thèse de doctorat 10 mars 2003.
- [24] : F. Abboud, J.P. Damiano, and A. Papiernik, "**Rectangular microstrip antenna for CAD ,**" IEEE Proceedings, Vol.135, Pt H, N°.5, pp. 323-326, October 1988.
- [25] : E. H. Newman, and P. Tylyathan, "**Analysis of microstrip antennas using moment methods,**" IEEE Transaction on Antennas and Propagations, Vol. AP-29, N°. 1, pp. 47-53, January 1989.
- [26] : P. R. Haddad and D. M. Pozar "**Anomalous mutual coupling between microstrip antennas,**" IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. 42, N°. 11, pp.1545-1549, November 1994.

[27] : A. R. Sindoris and C. M. Krowne " **Calculation of H-plane mutual coupling between rectangular microstrip antennas** ," IEEE Ant. Prop. Intern. Symp. Digest, pp. 738-742, June 1980.

[28] : C. M. Krowne , "**Dielectric and width effect on H-plane and E-plane coupling between rectangular microstrip antennas**," IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-31, N°. 1, pp. 39-47 January 1983.

[29] : I. Salonen, C. Icheln, and P. Vainikainen "**Microstrip antenna circuit model and linear pattern correction** ". The 11th International Symposium on Antenna technology and applied electromagnetic. ANTEM Saint-Malo France, pp. 128-183, June 15-17 2005.

[30] : N. I. Dodov1 and P. Z. Petkov , "**The surface waves impact on the coupling effect in microstrip antennas**," 37th International Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, ICEST, Nis, Yugoslavia, pp. 6-7, October 1-4 2002.

[31] : A. Hafiane, H. Aissat and O. Picon , "**Simple electrical model to calculate patch array antenna S-parameters**," Electronics Letters Vol. 39, N°. 14, pp. 1031-1033, 10 July 2003.

[32] : D. M. Pozar, " **Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas**," IEEE Transactions on Antennas and Propagations, Vol. AP-30. N°. 6, pp. 1191- 1196, November 1982.

[33] : E. H. Newman, J. H. R. Ichmond, Fellow, and B. W. Kwan, "**Mutual impedance computation between microstrip antennas**," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT31, N°. 11, pp. 941-945, November 1983.

[34] :D. M. Pozar, S. M. Duffy, "**A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacke dmicrostrip antenna for global positioning satellite**," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 11, Nov. 1997, pp. 1618-1625.

[35] : A. Mirkamali, P. S. Hall, M. Soleimani, "**Elliptical multiple-ring monopole antennas**,"

[36] : Y.-T. Liu, S.-W. Su, C.-L. Tang, H.-T. Chen, K.-L. Wong, "**On-vehicle low-profile metal-plate antenna for AMPS/GDM/DCS/PCS/UMTS multiband operations**," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 41, no. 2, Apr. 2004, pp. 144-146.

[37] : Y.-S. Liu, J.-S. Sun, R.-H. Lu, Y.-J. Lee, "**New multiband printed meander antenna for wireless applications**," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 47, no. 6, Dec. 2005, pp. 539-543.

[38] : P. Eratuuli, P. Haapala, P. Vainikainen, “**Dual frequency wire antennas,**” Electronics Letters, vol. 32, no. 12, Jun. 1996, pp. 1051-1052.

[39] : T. Nishimura, N. Kuga, H. Arai, K. Madono, A. Ito, “**Wideband wire T-monopole antenna,**” IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, Honolulu, USA, Oct. 2003, pp. 25-26.

[40] : F. Ferrero, C. Luxey, G. Jacquemod, R. Staraj, “**Dual-band circularly polarized microstrip antenna for satellite applications,**” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 4, 2005, pp. 13-15.

[41] : J.-S. Row, “**Dual-frequency triangular planar inverted-F antenna,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 53, no. 2, Feb. 2005, pp. 874-876.

[42] : [K.-L. Wong, K.-P. Yang, “**Modified planar inverted-F antenna,**” Electronics Letters, vol. 34, Jan. 1998, pp. 7-8.

[43] : D. M. Pozar, S. M. Duffy, “**A dual-band circularly polarized aperture-coupled stacked microstrip antenna for global positioning satellite,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 45, no. 11, Nov. 1997, pp. 1618-1625.

[44] : T. Taga, K. Tsunekawa, “**Performance analysis of a built-in planar inverted-F antenna for 800 MHz band radio units,**” IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-5, Jun. 1987, pp. 921-929.

[45] : P. Le Thuc, “**Antennes imprimées miniatures pour systèmes de télécommunications. Applications aux communications mobiles,**” Université de Nice-Sophia Antipolis, thèse soutenue le 16/06/2003.

[46] : C. R. Rowell, R. D. Murcha, “**A compact PIFA suitable dual-frequency 900/1800 MHz operation,**” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 4, Apr. 1998, pp. 596-598.

[47] : Y. X. Guo, I. Ang, M. Y. W. Chia, “**Compact internal multiband antennas for mobile handsets,**” IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, 2003, pp. 143-146.

[48] : An_Introduction_to_HFSS_Optimetrics.pdf, pages 4 :6
Ecrit par : **Lawrence Unterberger, Matt Commens**
ANSOFT CORPORATION

Annexe

Programme:

```
clear all
```

```
clc
```

```
h=1.52e-3;
```

```
c=(3*10^8);
```

```
sigma=4.32;
```

```
w=0.3754;
```

```
f0=(sigma/((2*w)*sqrt((sigma+1)/2)))
```

```
sigmareff=((sigma+1)/2)+((sigma-1)/2)*(((1+12)*(h/w))^-1/2)
```

```
Leff=(sigma/((2*f0)*(sqrt(sigmareff))))
```

```
dl=(0.412*h)*((sigmareff+0.3)*((w/h)+0.264))/((sigmareff-0.258)*((w/h)+0.813))
```

```
L=(Leff-(2*dl))
```

```
w1=w*10^-3;
```

Résulta :

```
sigmareff =
```

```
9.8954
```

```
Leff =
```

```
0.1946
```

```
dl =
```

```
6.6103e-004
```

```
L =
```

```
0.1933
```

BIBLIOGRAPHIE
