

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE  
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE**

N° d'ordre :  
Série

## Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de Doctorat en Sciences

Spécialité : Electronique

Option : Hyperfréquences

Par:

**CHOUTI LEILA**

**THEME**

***Caractérisation d'une antenne microbande couplée par  
une ouverture de forme rectangulaire. Application à  
la réalisation d'une antenne multibande***

Devant le Jury :

<b>Présidente:</b>	<b>Mme .S. LASSOUAD</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. F. M. Constantine</b>
<b>Directeur de thèse :</b>	<b>Mr. A. BENGHALIA</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. F. M. Constantine</b>
<b>Rapporteurs :</b>	<b>Mr. T. FORTAKI</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. M. B. Batna 2</b>
	<b>Mr. T. A. DENIDNI</b>	<b>Professeur</b>	<b>INRS. Université du Québec, Canada</b>
<b>Examineurs :</b>	<b>Mr. D. BENATIA</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. M. B. Batna 2</b>
	<b>Mr. R. MHAMDI</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. M. B. Batna 2</b>
	<b>Mr. M. BOUCHMAT</b>	<b>Professeur</b>	<b>U. F. M. Constantine</b>

**Soutenue le: 01 / 07 / 2018**

# Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé en deux laboratoires de recherche ; le laboratoire Hyperfréquence et Semiconducteur (LHS) de l'Université des frères Mentouri Constantine, sous la direction de Professeur **BENGHALIA Abdelmadjid**, et le laboratoire Radio-Frequency (RF) de l'Institut National de la Recherche Scientifique INRS au Canada, sous la direction de Professeur **DENIDNI Tayeb A.**

Tout d'abord, le premier remerciement va à l'endroit de notre créateur (**ALLAH** le Tout Puissant) pour la santé, le courage et surtout la patience qui m'a donné pour mener ce travail à terme.

Mes remerciements vont également pour **Mr. BENGHALIA Abdelmadjid**, pour avoir assuré l'encadrement de ma thèse. Un immense merci pour son aide et son conseil avisé et l'encouragement prodigué au cours de l'élaboration de ce travail.

J'exprime ma profonde gratitude à **Mr. DENIDNI Tayeb A.**, pour l'aide, les efforts qu'il a fait en me dirigeant durant mon stage et pour avoir mis à ma disposition tous les moyens considérables qui m'a permettent accomplir ce modeste travail.

Je suis également très reconnaissante envers **Mr. FORTAKI Tarek**, Professeur à l'université de Batna 2, pour m'avoir fait l'honneur d'être le rapporteur de ce manuscrit, merci pour sa disponibilité et ses explications enrichissantes qui ont guidé à la finalisation de mon sujet.

Je remercie très sincèrement **Madame LASSOUAD Saida**, Professeur à l'université des frères Mentouri Constantine, pour l'honneur qu'elle apporte pour présider cet honorable jury.

Je remercie tous particulièrement **Mr. BENATIA Djamel**, Professeur à l'Université de Batna 2, **Mr. MHAMDI Ramdane**, Professeur à l'Université de Batna 2 et **Mr. BOUCHMAT Mohamed**, Professeur à l'université des frères Mentouri Constantine, pour m'avoir fait l'honneur d'accepter de juger ce travail.

Je tiens aussi à remercier tout les membres du laboratoire LHS de la faculté des Sciences de la technologie pour leur disponibilité et leur gentillesse surtout Nadjet Sahnoune.

J'aimerais exprimer le respect et toute ma gratitude à mon collègue **Mr. MESSAOUDENE Idriss**, qui m'a aidé à accomplir mon travail. Je lui souhaite avant tout, une bonne continuation dans ce domaine de recherche.

Je remercie également **Madame AISSAOUI Chafika**, pour ses conseils, sa patience aussi pour tous les services qu'elle a su me rendre.

Enfin, j'adresse un remerciement tout particulièrement à ma famille, notamment mon père, à ma mère pour ses soutiens tout au long de ces années. A mon frère, à mes sœurs et à tous ceux qui me supportent.

## Résumé

L'objet principal de cette thèse a porté sur l'étude, la modélisation et la conception des antennes imprimées. Trois volets principaux ont formé le corps de la présente thèse. Dans le premier volet, nous avons développé deux méthodes pour la modélisation d'une antenne microbande rectangulaire avec une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. La première méthode est basée sur la détermination des fonctions dyadiques hybrides de Green dans le domaine spectral, alors que dans la deuxième méthode, nous avons appliqué la méthode des différences finies dans le domaine temporel pour l'analyse de l'antenne microbande. Les deux méthodes ont été validées par comparaison de nos résultats numériques avec des mesures expérimentales ainsi que des résultats obtenus à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

Le deuxième volet a été consacré à l'étude des performances de deux systèmes multi-antennaires. Chaque système comporte huit éléments rayonnants ayant comme élément de base un patch microruban. La différence principale entre ces deux systèmes réside dans la technique d'excitation, où les éléments rayonnants du deuxième système multi-antennaire ont été alimentés à travers des ouvertures coupées dans le plan de masse. Les performances en termes d'adaptation et d'isolation pour ces deux systèmes ont été discutées. Des résultats concernant les diagrammes de rayonnement et le gain ont été également présentés.

Dans le troisième volet de cette thèse, nos efforts ont été orientés vers la conception d'une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire tri-bande. Une ouverture rectangulaire a été insérée dans l'élément rayonnant pour générer la deuxième fréquence de résonance. Pour obtenir la troisième fréquence de résonance, une paire d'éléments parasites symétriques en forme de L a été ajoutée sur les deux côtés de l'antenne monopole triangulaire. Le mécanisme d'alimentation de l'antenne est assuré par une ligne de transmission coplanaire afin de fournir de bonnes performances sur toutes les bandes. Le logiciel de simulation CST a été exploité dans l'optimisation des paramètres de l'antenne proposée. Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Les résultats simulés en termes de coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement ont été comparés avec les mesures expérimentales et un bon accord a été obtenu. Les résultats mesurés et simulés ont montré que l'antenne proposée peut fournir trois bandes de fréquence avec une bonne isolation entre les bandes adjacentes. Un gain stable et un bon rayonnement omnidirectionnel

dans le plan H ont été également obtenus. Il se dégage que les performances offertes par l'antenne proposée sont très prometteuses pour des applications pratiques WLAN/WIMAX.

**Mots clés : Antenne microruban, antenne microruban couplée par une ouverture, méthode des différences finies (FDTD), système MIMO, antenne multi bande.**

## **Abstract**

The main purpose of this thesis was to study, modeling and design of printed antennas. Three main parts have formed the body of this thesis. In the first part, we have developed two methods for modeling a rectangular microstrip antenna with a rectangular aperture in the ground plane. The first method is based on the determination of hybrid dyadic Green's functions in the spectral domain, while in the second method, we have applied the finite difference time domain for the analysis of the microstrip antenna. The two methods have been validated by comparing our numerical results with experimental measurements as well as with results obtained using the HFSS simulation software.

The second part has been devoted to the study of performances of two multi-antennas systems. Each system has eight radiating elements having as a basic element a microstrip patch. The main difference between these two systems lies in the excitation technique, where the radiating elements of the second multi-antenna system have been fed through apertures cut into the ground plane. The performances in terms of adaptation and isolation for these two systems have been discussed. Results concerning the radiation patterns and gain have been also presented.

In the third part of this thesis, our efforts were directed towards the design of a new tri-band triangular monopole antenna structure. A rectangle-shaped aperture has been etched on the radiating element to generate the second resonant frequency. To obtain the third resonant frequency, a pair of symmetrical L-shaped parasitic elements has been added on both sides of the triangular monopole antenna. A coplanar waveguide feeding mechanism has been used to provide good performances on all bands. The CST simulation software has been used in the optimization of the parameters of the proposed antenna. A prototype of the proposed antenna has been fabricated in the RF laboratory of the INRS in Montreal, Canada.

The simulated results in terms of reflection coefficient and radiation pattern have been compared with experimental measurements and a good agreement has been obtained. Measured and simulated results demonstrate that the proposed antenna can achieve three desired operating bands, higher isolation characteristic between adjacent bands. A stable gain and a good omnidirectional radiation in the H-plane have also been achieved. As a result, the

performances offered by the proposed antenna are very promising for practical WLAN/WiMAX applications.

**Keywords:** microstrip antenna, aperture microstrip antenna, FDTD method, MIMO system, multiband antenna.

## الملخص

إن الغرض الرئيسي من هذه الرسالة هو دراسة نمذجة و تصميم الهوائيات المطبوعة. ثلاثة مكونات رئيسية شكلت مضمون هذه الأطروحة. في الجزء الأول ، قمنا بتطوير طريقتين لنمذجة هوائي ميكروشريطي مستطيل الشكل مع فتحة مستطيلة في مستوى التغذية، حيث تعتمد الطريقة الأولى على تحديد معادلات dyadiques hybrides الخاصة بالوسيط Green ، بينما في الطريقة الثانية ، قمنا بتطبيق طريقة FDTD لتحليل الهوائي الميكرو شريطي و لقد تم التحقق من نتائج كلتا الطريقتين من خلال مقارنة النتائج الرقمية مع القياسات التجريبية وكذلك النتائج التي تم الحصول عليها باستخدام برنامج محاكاة HFSS .

بينما خصص الجزء الثاني لدراسة أداء نظامين للإتصالات multi-antennaires ، حيث يحتوي كل نظام على ثمانية عناصر مشعة يمثل الهوائي الميكروشريطي العنصر الأساسي المكون لها . إلا أن الاختلاف الرئيسي بين هذين النظامين يكمن في تقنية التغذية ، حيث تمت تغذية العناصر المشعة للنظام الثاني multi-antennaire من خلال فتحات مقطوعة في مستوى التغذية. لهذا تمت دراسة أداء هذين النظامين من حيث التكيف والعزلة، كما تم حساب الخصائص الكهرومغناطيسية و المرود.

أما في الجزء الثالث من هذه الأطروحة وجهت جهودنا نحو تصميم هوائي جديد مثلث ذو ثلاث موجات. حيث تم إدخال فتحة مستطيلة في الهوائي لتوليد تردد الرنين الثاني. وللحصول على تردد الرنين الثالث ، أضيف زوج من عناصر التداخل المتماثلة على شكل حرف L على جانبي الهوائي المثلث . و لقد تم تغذية هذا الهوائي الجديد عن طريق خط نقل متسلسل وهذا لتوفير أداء جيد على جميع النطاقات. بعد ذلك قمنا باستخدام برنامج محاكاة CST لحساب خصائص الهوائي المقترح. تم تصنيع نموذج أولي للهوائي المقترح في مختبر RF ، INRS في مونتريال ، كندا. وتمت مقارنة النتائج المتحصل عليها من حيث معامل الإنتشار و مردود الدخول بالقياسات التجريبية وقد بينت تطابقا كبيرا. و لقد أظهرت النتائج المقاسة و التي إستعملنا فيها برنامج المحاكاة أن الهوائي المقترح يمكن أن يوفر ثلاثة نطاقات تردد مختلفة بعزل جيد بين النطاقات المتجاورة. كما تم الحصول على مردود مستقر وإشعاع أحادي في المستوي H و هذا ما يجعل هذا الهوائي يستوفي متطلبات نظام الاتصالات WLAN/WIMAX .

**كلمات دلالية :** هوائيات ميكرو شريطية، هوائيات الميكرو شريطية المقترنة بفتحة ، طريقة FDTD ، نظام MIMO ، هوائي متعدد النطاقات.

## Production scientifique

### Articles Publiés dans des Revues Internationales

1. **Leila Chouti**, Idris Messaoudene, Tayeb A. Denidni, and Abdelmadjid Benghalia, "Triple-Band CPW-Fed Monopole Antenna for WLAN/WiMAX Applications", *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 69, 1–7, 2017.
2. **L. Chouti**, I. Messaoudene, N. Sahnoune, A. Behloul, et A. Benghalia "High Isolation Microstrip Mimo Antennas for WLAN Systems", *Review of Computer Engineering Research*, vol. 03, N°1, pp: 1-6, 2016.

### Articles Présentés dans des Communications Internationales

1. **L. Chouti**, N. Sahnoune, I. Messaoudene, et A. Benghalia, "Numerical Analysis of an Aperture Coupled Feed Microstrip Antenna", Communication présentée à (ICESTI'14) International Conférence on Embedded Systems in Telecommunication and Instrumentation, Annaba, Algeria, October, 27-29, 2014.
2. **L. Chouti**, A. Behloul, I. Messaoudene, et A. Benghalia, "Numerical Analysis of MIMO Microstrip Antenna Array", Communication présentée à 14<sup>th</sup> Mediterranean Microwave symposium (MMS2014), Marrakech -Morocco, du 12-14 décembre 2014.
3. **L.Chouti**, I. Messaoudene, N.Sahnoun, A.Behloul, and A. Benghalia, "Aperture Coupled Microstrip Antennas with High Isolation for MIMO Systems", Communication présentée à 4<sup>th</sup> ISCASE( 4<sup>th</sup> International Scientific Conference on Applied Sciences and Engineering), Langkawi, Malysie, 3-4 October, 2015 .

### Articles Présentés dans des Communications nationales

1. **L. Chouti**, A. Benghalia, " Contribution a la modélisation d'une antenne patch couplée", Communication présentée à la 2<sup>ème</sup> journée des doctorants LHS, Université de Constantine, Avril 2013.

# Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

**Introduction Générale** ..... 1

## **Chapitre I : Théorie sur les antennes microrubans**

I.1. Introduction.....	4
I.2. Structure d'une antenne microbande.....	4
I.3. Techniques d'alimentation.....	6
I.4. Ligne de transmission coplanaire CPW .....	7
I.5. Méthodes numériques pour l'analyse des antennes microrubans.....	8
I.6. Description d'une antenne patch couplée par une ouverture .....	9
I.6.1. Géométrie de l'antenne excitée à travers une ouverture... ..	10
I.6.2. Paramètres de l'antenne .....	12
I.6.3. Avantages des antennes patches couplées par une ouverture .....	12
I.6.4. Application des antennes patches couplées par une ouverture .....	13
I.7. Phénomène des multi trajet .....	13
I.8. Zones de champ .....	15
I.9. Présentation des logiciels de simulation utilisés .....	16
I.10. Conclusion.....	17

## **Chapitre II: Modélisation d'une antenne patch couplée par une ouverture**

II.1. Introduction.....	18
II.2. Modélisation de l'antenne.....	19
II.2.1. Modélisation par la méthode des moments.....	19
II.2.1.1. Présentation de la structure étudiée.....	19
II.2.1.2. Formulation théorique du problème de la fonction de Green.....	20
II.2.1.3. Formulation des équations intégrale du champ électrique.....	22

# Table des matières

---

II.2.1.4. Résolution de l'équation intégrale par la méthode des moments	23
II.2.1.5. Calcul de la fréquence de résonance et la bande passante.....	27
II.2.1.6. Choix des fonctions de base .....	28
II.2.1.7. Résultats et discussions.....	29
II.2.2. Modélisation par la méthode des différences finies .....	34
II.2.2.1. Principe de la méthode.....	34
II.2.2.2. Les équations de Maxwell dans le domaine temporel.....	35
II.2.2.3. Equations de Maxwell aux différences finies .....	36
II.2.2.4. Les équations de Maxwell et leur discrétisation spatiale et temporelle.....	37
II.2.2.5. Conditions absorbantes .....	43
II.2.2.6. Choix de l'excitation.....	48
II.2.2.7. Résultats et discussions .....	50
II.2.3. Modélisation par le simulateur électromagnétique HFSS.....	53
II.2.3.1. Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	53
II.2.3.2. Diagrammes de rayonnement .....	54
II.3. Conclusion.....	56

## Chapitre III: Etude d'une antenne microruban pour le système MIMO

III.1. Introduction.....	57
III.2. Diversité.....	58
III.2.1. Diversité temporelle.....	58
III.2.2. Diversité fréquentielle .....	58
III.2.3. Diversité de polarisation.....	58
III.2.4. Diversité spatiale.....	59
III.3. Le système MIMO.....	59
III.3.1. Définition du système MIMO.....	59
III.3.2. Structure MIMO.....	60
III.4. Etude d'une antenne microruban pour le système MIMO.....	61
III.4.1. Géométrie de l'antenne proposée.....	61
III.4.2. Paramètres de la simulation de la structure étudiée.....	63
III.4.3. Résultats numériques.....	63
III.4.3.1. Coefficient de réflexion $S_{11}$ .....	63

# Table des matières

---

III.4.3.2. Paramètres S du système multi-antennaires.....	64
III.4.3.3. Gain .....	66
III.4.3.4. Diagrammes de rayonnement.....	66
III.5. Antenne microruban couplée par une ouverture pour le système MIMO.....	67
III.5.1. Paramètres géométriques .....	67
III.5.2. Résultats numériques.....	68
III.5.2.1. Les paramètres S.....	68
III.5.2.2. Gain .....	71
III.5.2.3. Diagrammes de rayonnement.....	72
III.6. Conclusion .....	73

## **Chapitre IV : Conception et réalisation d'une antenne multibande pour les applications WLAN/WIMAX**

IV.1. Introduction.....	74
IV.2. Les antennes multibandes .....	74
IV.2.1. Définition.....	74
IV.2.2. Méthode d'obtention des antennes multibandes.....	75
IV.2.2.1. Association de plusieurs éléments rayonnants .....	75
IV.2.2.2. L'insertion de fentes.....	75
IV.2.2.3. Antennes de type fractal .....	75
IV.2.2.4. Antennes de type PIFA.....	76
IV.2.2.5. Algorithmes génétiques et d'autres algorithmes d'optimisation	77
IV.3. Conception de l'antenne.....	77
IV.3.1. Géométrie de la structure proposée .....	77
IV.3.2. Evolution de la conception de l'antenne .....	79
IV.3.3. Distribution du courant pour la structure proposée.....	81
IV.4. Procédure de fabrication et mesures expérimentales.....	82
IV.4.1. Procédure de fabrication .....	83
IV.4.2. Equipements de mesure .....	88
IV.5. Comparaison des simulations avec les mesures expérimentales .....	92
IV.5.1. Coefficient de réflexion.....	92

# Table des matières

---

IV.5.2. Gain de crête .....	93
IV.5.3. Diagrammes de rayonnement .....	94
IV.6. Conclusion .....	96
<b>Conclusion générale</b> .....	<b>97</b>
<b>Annexe</b> .....	<b>100</b>
<b>Bibliographie</b> .....	<b>102</b>

# Liste des figures

---

## Liste des Figures

Figure I.1. Structure d'une antenne microbande.....	5
Figure I.2. Présentation d'une ligne coplanaire.....	7
Figure I.3. Distribution des lignes des champs électrique et magnétique.....	8
Figure I.4. Antenne patch couplée à travers une ouverture ;(a) Vue générale, (b) Vue de dessus.....	11
Figure I.5. Phénomènes de propagation.....	13
Figure I.6. Propagation multi-trajets.....	14
Figure II.1. Géométrie d'une antenne microbande ayant une ouverture rectangulaire dans le plan de masse et en présence d'une couche diélectrique au-dessous du plan de masse.....	19
Figure II.2. Structure d'une antenne patch rectangulaire sur plan de masse avec une ouverture rectangulaire.....	29
Figure II.3. Fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat anisotrope sur plan de masse avec et sans ouverture ; $d = 1mm, L_p = 1.5W_p, L_a \times W_a = 0.25W_p \times 0.25W_p$ .....	32
Figure II.4. Structure d'une antenne avec une ouverture en présence d'un substrat au-dessous du plan de masse.....	32
Figure II.5. Fréquence de résonance d'une antenne patch rectangulaire avec et sans ouverture dans le plan de masse en présence d'une couche diélectrique au-dessous de plan de masse.....	34
Figure II.6. Volume de calcul FDTD composé de $N_x \times N_y \times N_z$ cellules de Yee.....	38
Figure II.7. Circulation du champ $\vec{H}$ autour du champ $\vec{E}$ .....	39
Figure II.8. Circulation du champ $\vec{E}$ autour du champ $\vec{H}$ .....	40
Figure II.9. Cellule élémentaire $(i,j,k)$ de Yee .....	40
Figure II.10. Cellule de Yee.....	41
Figure II.11. Le schéma Leap-Frog.....	42
Figure II.12. Couche PML entourant le volume de calcul.....	44
Figure II.13. Organigramme de la méthode FDTD.....	49
Figure II.14. Coefficient de réflexion pour trois différentes valeurs de la longueur de l'ouverture $L_a$ .....	51
Figure II.15. Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l'épaisseur de substrat d'alimentation $d_a$ .....	53

## Liste des figures

---

Figure II.16. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne patch couplée par ouverture.....	54
Figure II.17. Diagrammes de rayonnement à la fréquence de résonance $f_r = 2.18\text{GHz}$ ; (a) Plan E ,(b) Plan H.....	55
Figure III.1. Système MIMO à $N_t$ antennes en émission et $N_r$ antennes en réception.....	60
Figure III.2. Géométrie de la structure proposée ;(a) configuration d'un seul élément, (b) configuration du système MIMO.....	62
Figure III.3. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un seul élément rayonnant.....	64
Figure III.4. Résultats simulés des structures mono-antennaire et multi-antennaires ;(a) Perte de retour de la structures mono-antennaire, (b) Paramètres S du système MIMO.....	65
Figure III.5. Gain du système multi-antennaires en fonction de la fréquence.....	66
Figure III.6. Diagramme de rayonnement du système multi-antennaires à la fréquence de résonance 5.88 GHz.....	67
Figure III.7. Géométrie du système multi-antennaires comportant huit éléments rayonnants. Chaque patch est excité à travers une ouverture coupée dans le plan de masse.....	68
Figure III.8. Coefficients de réflexion pour le système multi-antennaires montré dans la Figure III.7.....	69
Figure III.9. Coefficients de transmission pour le système multi-antennaires montré dans la Figure III.7.....	69
Figure III.10. Effet de l'espacement de L2 sur le couplage mutuel entre les deux ports du système multi-antennaires.....	71
Figure III.11. Gain simulé pour la structure proposée.....	71
Figure III.12. Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence de résonance $f_r = 6\text{GHz}$ ;(a) Port 1, (b) Port 2.....	72
Figure IV.1. Type d'antenne fractale.....	76
Figure IV.2. Antenne PIFA.....	77
Figure IV.3. Structure de l'antenne monopole triangulaire tri-bande.....	78
Figure IV.4. Evolution de la conception de l'antenne triple bande proposée ; (a) Antenne I, (b) Antenne II, (c) Antenne proposée.....	80
Figure IV.5. Coefficients de réflexion simulés en fonction de la fréquence pour les différentes conceptions.....	81

## Liste des figures

---

Figure IV.6. Distribution surfacique du courant pour l'antenne proposée ;(a) 2.4 GHz, (b) 3.5 GHz, (c) 5.8 GHz.....	82
Figure IV.7. Procédure de fabrication de l'antenne triple bande proposée.....	84
Figure IV.8. La machine "LPKF ProtoLaser S".....	85
Figure IV.9. Le logiciel de la machine "LPKF ProtoLaser S".....	85
Figure IV.10. Fixation du substrat dans la machine "LPKF ProtoLaser S".....	86
Figure IV.11. Retirent du cuivre par le Laser.....	86
Figure IV.12. Découpage du substrat par la machine "LPKF ProtoMat C60".....	87
Figure IV.13. Présentation de connecteur SMA.....	87
Figure IV.14. Soudage du connecteur SMA aux points d'alimentation.....	88
Figure IV.15. L'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".....	89
Figure IV.16. L'antenne fabriquée connectée à l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".....	89
Figure IV.17. Mur recouvert de matériaux absorbants (absorbants pyramidaux).....	90
Figure IV.18. Chambre anéchoïque disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS.....	91
Figure IV.19. L'antenne de référence de type cornet AH-118.....	91
Figure IV.20. Prototype fabriqué de l'antenne proposée.....	92
Figure IV.21. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour l'antenne proposée.....	93
Figure IV.22. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans les deux plans E et H pour les fréquences de résonance de (a) la première bande, (b) la deuxième bande, (c) la troisième bande. Lignes foncées pour la mesure et lignes claires pour la simulation.....	95

# Liste des tableaux

---

## Liste des tableaux

Tableau II.1. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées pour une antenne patch imprimé sur un plan de masse ayant une ouverture ; $L_p \times W_p = 3.4cm \times 3cm, \epsilon_r = 2.62$ .....	29
Tableau II.2. Fréquences de résonances en fonction de la permittivité du substrat pour différentes valeurs de la taille de l'ouverture ; $d = 0.794mm, L_p \times W_p = 3.4cm \times 3cm$ .....	30
Tableau II.3. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées en fonction de la hauteur du substrat $d_a$ .....	33
Tableau II.4. Fréquence de résonance pour différentes valeurs de $W_a$ .....	52
Tableau II.5. Comparaison de la fréquence de résonance calculée et simulée avec le résultat de Tsai [66].....	54
Tableau III.1. Paramètres géométriques de la structure MIMO.....	62
Tableau III.2. Paramètres de simulation FDTD.....	63
Tableau III.3. Comparaison entre les performances du système multi-antennaire proposé avec celles du système proposé et analysé dans la référence [84] en termes d'isolation.....	70
Tableau IV.1. Paramètres optimisés de l'antenne proposée.....	79
Tableau IV.2. Gain de crête mesuré pour l'antenne tri-bande.....	93

---

# INTRODUCTION GENERALE

---

# Introduction générale

---

## Introduction générale

L'enthousiasme croissant d'offrir aux utilisateurs, dans un même dispositif mobile, un nombre toujours plus important d'applications et de nouveaux services avec une qualité de réception optimale a posé de nombreux défis pour les concepteurs d'antennes et a rendu la conception des antennes très problématique.

Durant ces dernières années, un nombre important d'études se sont focalisées sur les antennes imprimées à cause de leurs nombreux avantages. Cependant, ce type d'antennes souffre de quelques limitations, notamment la bande passante très étroite [1-2].

Plusieurs techniques ont été proposées dans la littérature pour l'alimentation des antennes microbandes. Parmi les techniques les plus répandues, nous citons l'excitation du patch par une ligne microbande localisée au-dessous du plan de masse de l'antenne via une ouverture coupée dans le plan de masse. Cette configuration d'alimentation a été trouvée très prometteuse pour multiples raisons. En effet, elle rend possible l'utilisation d'un substrat à constante diélectrique élevée pour le réseau d'alimentation et un substrat à faible constante diélectrique pour l'élément rayonnant de l'antenne, ce qui donne des performances optimales pour le réseau d'alimentation aussi bien que pour l'élément rayonnant de l'antenne. En outre, le rayonnement provenant du réseau d'alimentation ne peut pas s'interférer avec le rayonnement de base généré par l'antenne puisque le plan de masse sépare les deux mécanismes de rayonnement. Il est important de mentionner également que la présence d'ouvertures dans le plan de masse de l'antenne microbande ajoute de nouveaux paramètres de conception qui peuvent être utilisés comme élément de réglage sans modifier le patch en lui-même. Une ouverture rectangulaire introduit deux nouveaux paramètres physiques, à savoir sa longueur et sa largeur. En conséquence de ces deux nouveaux paramètres, le développement d'une méthode théorique exacte pour la prédiction de l'effet de l'ouverture sur les caractéristiques des antennes imprimées est extrêmement important.

Si on cherche à améliorer le débit d'un système de communication numérique, plusieurs stratégies existent : augmenter la largeur de bande, réduire la durée d'émission d'un symbole, utiliser des modulations numériques à un plus grand nombre d'états. Mis à part l'augmentation de la largeur de bande du canal de transmission, toutes les autres possibilités vont quasi sûrement entraîner une dégradation de la robustesse du lien de transmission. Ceci tend à prouver que le moyen le plus efficace d'augmenter le débit consiste à utiliser des ressources de canal supplémentaires. Les ressources fréquentielles sont limitées et régies par les autorités de régulation des télécommunications. Quant aux ressources spatiales, ces

# Introduction générale

---

dernières ne sont pas limitées, on peut ainsi transmettre en même temps et sur la même bande de fréquence depuis plusieurs endroits différents, c'est un moyen d'augmenter l'efficacité spectrale, et par conséquent le débit. C'est de cette observation que sont nées les techniques multi antennaires. Ces techniques ont été exploitées dans diverses applications : WLAN (wireless local area network), LTE (Long Term Evolution) et WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) [3].

Les systèmes de communication modernes exploitent de plus en plus plusieurs bandes de fréquence. Cette exploitation a engendré un intérêt accru pour les dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. L'élément clé dans ces dispositifs est l'antenne, puisqu'il est le dernier maillon de la chaîne permettant la transmission et la réception du signal et donc de l'information contenue dans celui-ci.

Outre de l'introduction et de la conclusion générale, la présente thèse est structurée en quatre chapitres :

Dans le chapitre 1, nous allons commencer par survoler quelques notions sur les antennes microbandes, leurs avantages, leurs inconvénients et les différentes techniques d'excitation de ces antennes. Puisque une ligne de transmission coplanaire sera utilisée dans le quatrième chapitre pour l'alimentation de l'antenne monopole multibande, un intérêt particulier a été réservé à cette ligne dans ce premier chapitre. Une partie importante de ce chapitre sera également consacrée à une description détaillée de l'antenne patch couplée par ouverture. Quant à la modélisation de cette antenne, elle sera abordée dans le deuxième chapitre.

Dans le chapitre 2, nous développons en premier lieu une méthode numérique rigoureuse pour l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire ayant une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. La méthode proposée est basée sur des équations intégrales conjointement avec les fonctions dyadiques hybrides de Green. Bien que les antennes microbandes étudiées soient considérées être réalisées sur des substrats diélectriques isotropes, il est tout à fait simple et directe d'étendre l'analyse pour des substrats ayant une anisotropie de type électrique et/ou magnétique [4-8]. En second lieu, nous appliquons la méthode des différences finies dans le domaine temporel pour l'analyse d'une antenne microbande alimentée à travers une ouverture coupée dans le plan de masse. Les deux méthodes seront validées par comparaison des résultats numériques avec des mesures expérimentales ainsi que des résultats obtenus à l'aide du logiciel de simulation HFSS.

Dans le troisième chapitre, nous exploitons les deux logiciels de simulation électromagnétique, à savoir, HFSS et CST pour l'étude des performances de deux systèmes

## Introduction générale

---

multi-antennaires comportant chacun d'eux huit éléments rayonnants ayant comme élément de base un patch microruban. Le premier système multi-antennaire est excité par contact directe, alors que les éléments rayonnants du deuxième système sont alimentés à travers des ouvertures coupées dans le plan de masse.

Les systèmes de communication modernes utilisent de plus en plus des dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes à la fois. Un élément indispensable jouant un rôle capital dans ces dispositifs est l'antenne, d'où l'importance des antennes multibandes. Dans ce contexte, nous proposons dans le dernier chapitre une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire offrant trois bandes de fréquences éloignées les unes des autres est destinée aux applications WLAN (Wireless Local Area Network) et WIMAX (World Interoperability for Microwave Access). L'alimentation de cette nouvelle structure est assurée par une ligne de transmission coplanaire. Le choix de ce mécanisme d'alimentation est justifié par les nombreux avantages qu'il offre, notamment, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur toutes les bandes opérationnelles et la facilité d'intégration avec les composants actifs et les circuits intégrés microondes monolithiques [9]. Afin de valider les résultats de simulation, une comparaison sera effectuée avec les mesures expérimentales effectuées au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada.

Finalement, les principales trouvailles de ce travail et des suggestions pour des études complémentaires concernant le thème traité seront résumées dans la conclusion générale.

---

# CHAPITRE I

## Théorie sur les antennes microrubans

---

- ❖ Introduction
- ❖ Structure d'une antenne microbande
- ❖ Techniques d'alimentations
- ❖ Ligne de transmission coplanaire CPW
- ❖ Méthodes numériques pour l'analyse des antennes microrubans
- ❖ Description d'une antenne patch couplée par une ouverture
- ❖ Phénomène des multi trajet
- ❖ Zones de champ
- ❖ Présentation des logiciels de simulation utilisés
- ❖ Conclusion

### **I.1. Introduction**

Les antennes sont des dispositifs largement utilisées dans les systèmes de communication, vu leurs innombrables applications liées aux nouvelles technologies. Pour assurer des communications longues portées, les antennes doivent posséder de larges bandes passantes, des gains très élevés et un très haut débit, plus le gain est grand, moins le générateur doit fournir de puissance à l'entrée du dispositif.

Les antennes plaques ont été proposées initialement par Deschamps en 1953 [10]. Cependant, cela a pris plus de vingt ans pour que Munson réalise la première antenne microbande en 1973. Il a présenté des résultats pour des antennes microbandes de forme rectangulaire et circulaire.

Actuellement, les antennes microbandes sont devenues très populaires dans diverses applications civiles ou militaires. Les domaines d'utilisation privilégiés de ces antennes sont les télécommunications spatiales, le téléguidage des missiles, ainsi que dans le domaine des applications biomédicales [11]. Les systèmes multi-émetteurs et multi-récepteurs (MIMO) et les systèmes RFID (Radio Frequency Identification) [12]. Ces antennes sont également utiles dans les applications WLAN, UWB, LTE [13], les systèmes de positionnement global (GPS) [12,14] et les systèmes de communication mobile et sans fil [15].

Dans le présent chapitre, nous présentons la géométrie d'une antenne microbande rectangulaire excitée par une ligne de transmission à travers une ouverture coupée dans le plan de masse. En effet, cette structure sera analysée en détails dans le deuxième chapitre de cette thèse. Un intérêt particulier sera aussi réservé à l'étude de la technique d'alimentation par un guide d'onde coplanaire (CPW) puisque cette technique sera utilisée dans le quatrième chapitre pour la conception d'une antenne triple-bande ayant des performances très prometteuses pour des applications pratiques WLAN/WIMAX. Finalement en fin de ce chapitre, nous donnons un bref aperçu sur les deux logiciels de simulation que nous avons utilisé dans notre travail, à savoir, HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology).

### **I.2. Structure d'une antenne microbande**

La structure d'une antenne microbande est illustrée sur la Figure I.1. Elle est constituée d'un patch métallique unique gravé au-dessus d'un substrat diélectrique monocouche et d'un plan de masse parfaitement conducteur à la face inférieure. C'est une géométrie simple qui est relativement facile à fabriquer, mais limitée dans ses possibilités fonctionnelles.

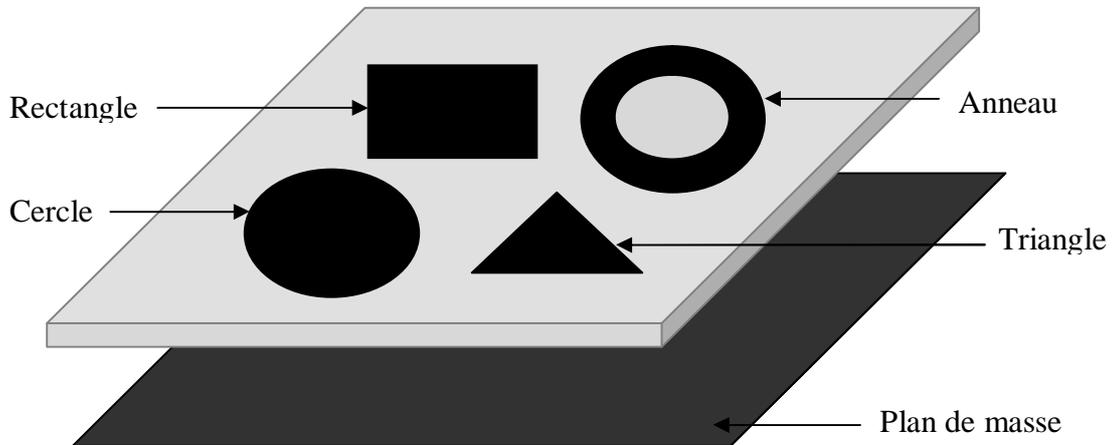


Figure I.1. Structure d'une antenne microbande.

En pratique, il existe plusieurs formes géométriques du patch rayonnant : rectangulaire, carré circulaire, annulaire et triangulaire.

Cependant, les formes rectangulaire et circulaire sont les plus utilisées [16] car elles sont faciles à analyser. En outre la forme rectangulaire permet une compréhension aisée des mécanismes de rayonnement des antennes microbandes [17].

Les antennes microrubans possèdent un certain nombre d'avantages par rapport aux antennes classiques. Ces avantages tirent profit de leur petite dimension [18], faible poids et profil plat [19], ce qui permet leur adaptation aux surfaces planes et non planes, leur fabrication en grande quantité avec un faible coût, ainsi que la facilité de leur intégration avec des circuits électroniques hyperfréquences et millimétriques (MMIC). En outre, ces antennes offrent la possibilité d'opérer en deux fréquences bien distinctes [20, 21]. On peut également les associer en réseau pour améliorer leur gain et les arranger sous forme de configurations empilées pour augmenter leur bande passante.

Cependant, ces antennes présentent quelques inconvénients notamment une bande passante souvent étroite [22, 23] et l'excitation indésirable des ondes de surface qui réduisent l'efficacité du rayonnement [24, 25]. De nombreux travaux de recherches ont été proposés dans la littérature pour réduire ces inconvénients et améliorer les performances de ces antennes.

### I.3. Techniques d'alimentation

L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif d'excitation soit par contact soit sans contact [26]. L'adaptation entre l'antenne et la ligne d'alimentation est nécessaire, elle est assurée par un choix convenable de la position de la ligne d'excitation par rapport à l'élément rayonnant. Les principaux types d'alimentation sont :

- Alimentation par ligne microruban: dans ce type d'alimentation, une ligne microruban reliée au patch amène l'énergie à ce dernier. Cette technique est la plus utilisée pour les antennes microrubans car l'antenne et le circuit d'alimentation sont gravés sur le même substrat, donc la facilité de réalisation est garantie. Cependant, ce type d'alimentation génère un rayonnement parasite qui peut être considérable.

- Alimentation par connecteur: un connecteur standard (SMA) est soudé au plan de masse qui est perforé pour permettre à l'âme central d'être reliée au patch en traversant le diélectrique. Dans ce cas l'énergie est amenée par un câble coaxial. Dans cette configuration d'alimentation, le rayonnement parasite est moins important que celui de l'alimentation par ligne micro-ruban. Notons que ce type d'excitation offre une bande passante étroite.

- Alimentation par couplage ou par proximité: l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation ne sont pas connectés entre eux, l'excitation de l'élément rayonnant se fait par couplage électromagnétique. Dans ce type d'excitation, la ligne d'alimentation se trouve entre deux substrats diélectriques et le patch est placé au-dessus du substrat supérieur. En effet, l'avantage majeur de ce type d'alimentation est l'élimination du rayonnement parasite de l'alimentation avec une bande passante élevée. Cependant la principale limitation de ce type d'alimentation est qu'elle est très difficile à mettre en œuvre.

- Alimentation à travers une ouverture ou une fente coupée dans le plan de masse : dans cette technique d'alimentation, l'antenne contient deux substrats diélectriques, l'épaisseur et la constante diélectrique de ces deux substrats peuvent être choisies indépendamment. Un diélectrique épais avec une faible permittivité est utilisé pour le substrat supérieur alors que pour le substrat inférieur on choisit un diélectrique mince avec une forte permittivité. Le plan de masse contenant la fente sépare le patch rayonnant de la ligne d'excitation. En outre des deux substrats, la taille et la position de la fente jouent un rôle important pour ajuster la

fréquence de résonance. Dans ce type d'alimentation, le rayonnement parasite est réduit au minimum, ainsi on a une plus grande pureté de polarisation. Cependant l'inconvénient de cette technique réside dans la difficulté de réalisation.

#### I.4. Ligne de transmission coplanaire CPW

Le guide d'onde coplanaire CPW (Coplanar Wave guide) est un dispositif planaire [27] fabriqué à l'aide de la technologie des circuits imprimés. Tous les conducteurs sont du même côté du substrat. L'alimentation par une ligne CPW est très utilisée pour la conception d'antennes de taille réduite.

Le guide d'ondes coplanaire a été proposé pour la première fois en 1969 par Wen [28, 29]. La Figure I.2 montre le schéma d'une ligne coplanaire, elle est constituée d'un conducteur central de largeur  $W$  transportant le signal (piste métallique). Ce dernier est situé entre deux rubans conducteurs de largeur  $W_g$  et d'épaisseur  $t$  constituant la masse. La séparation entre la piste métallique et la masse est assurée par deux fentes, chacune de largeur  $S$ .

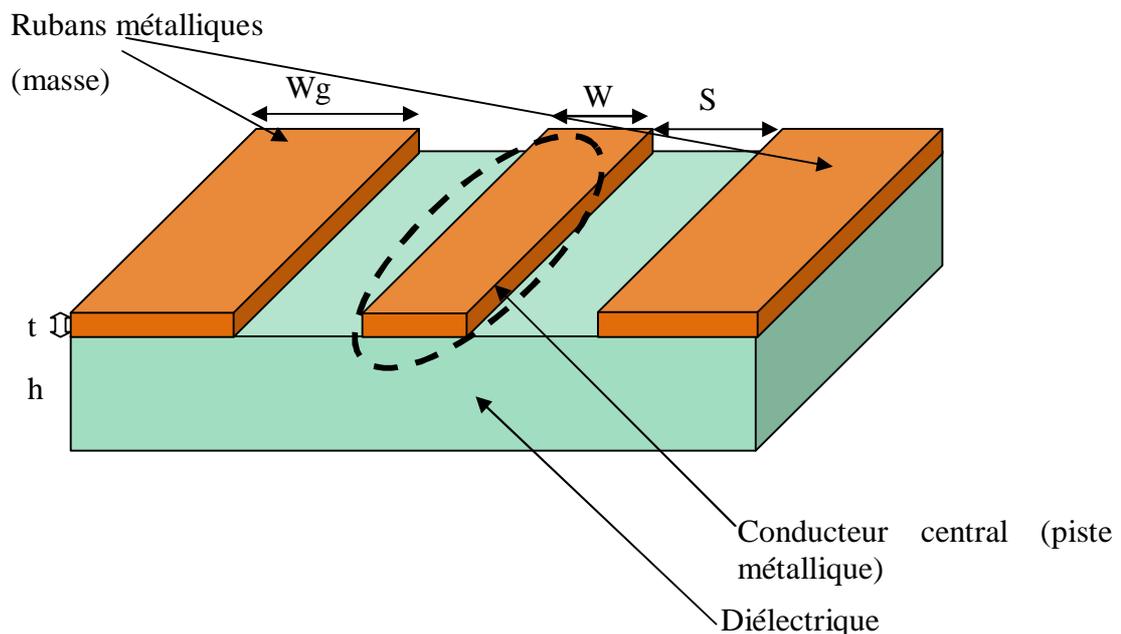


Figure I.2. Présentation d'une ligne coplanaire.

Dans la ligne coplanaire les lignes du champ électrique se propagent à travers la fente et les lignes du champ magnétique entourent les deux rubans conducteurs comme indiqué sur Figure I.3.

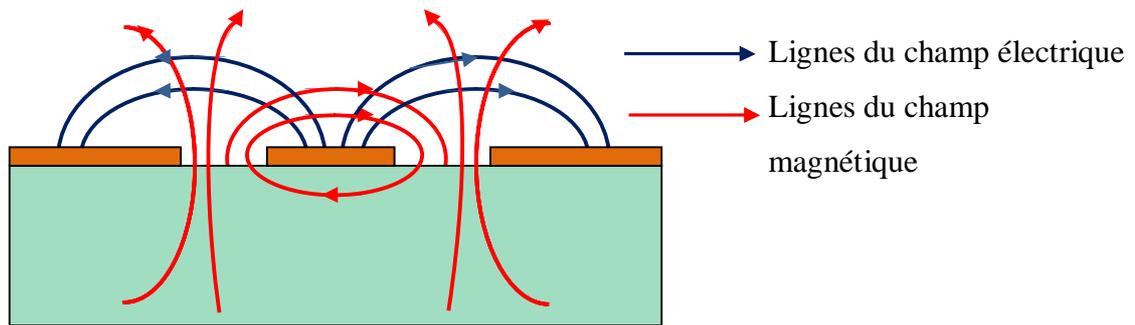


Figure I.3. Distribution des lignes des champs électrique et magnétique.

La ligne CPW présente plusieurs avantages par rapport à la ligne microruban, une meilleure performance, une bande passante élargie et une réduction du coût de fabrication à cause de la présence de tous les conducteurs sur un même plan. La ligne CPW présente aussi une bonne isolation entre l'élément rayonnant et le circuit d'alimentation, avec moins de dispersions [30] en raison du mode de propagation qui est quasi-TEM. Elle facilite également l'intégration en parallèle ou en série des composants actifs [31] et permet de réaliser des circuits complexes comme les filtres et les isolateurs.

Les lignes CPW sont très utilisées dans les circuits intégrés monolithiques microondes MMIC [32], parce que le contact entre le conducteur central et la masse ne se fait pas avec des trous, ce qui réduit la complexité des circuits monolithiques et améliore leur rendement. En outre, la ligne CPW présente des faibles pertes de rayonnement [33] par rapport à la ligne microruban puisque les champs sont distribués entre l'air et le diélectrique. Par contre, dans la ligne microruban, les champs sont compris dans le diélectrique au-dessous de la ligne. En raison de ces nombreux avantages, plusieurs antennes alimentées par la ligne CPW ont été proposées pour couvrir des bandes de fréquences pour des applications WLAN ou WIMAX [34, 35]. Toutefois, la ligne coplanaire présente certains inconvénients, notamment la présence des modes parasites.

### I.5. Méthodes numériques pour l'analyse des antennes microrubans

Les antennes microrubans sont difficiles à étudier en raison de la non-homogénéité du milieu qui les supporte (substrat/air). Les conditions aux limites deviennent très complexes, en particulier à l'interface air-substrat, ce qui rend difficile la résolution des équations de Helmholtz. En raison de cette difficulté, une variété de méthodes numériques a été utilisée pour analyser ce type d'antennes [36]. Ces méthodes permettent d'obtenir les caractéristiques

radioélectriques des antennes imprimées (fréquence de résonance, bande passante, gain, impédance d'entrée, directivité...) en se basant sur la détermination de la distribution surfacique du courant. Parmi les méthodes les plus répandues, on peut citer [37]:

- Les méthodes variationnelles : les éléments finis (MEF).
- Les méthodes temporelles : différences finies (FDTD) et plus récemment la TLM.
- Les méthodes intégrales : méthode des moments(MOM).

Les méthodes sus-citées sont les plus utilisées dans les domaines temporel et fréquentiel pour l'analyse électromagnétique des structures rayonnantes. De plus elles présentent l'avantage de pouvoir fonctionner en 3D.

### **I.6. Description d'une antenne patch couplée par une ouverture**

On sait que les antennes microrubans présentent quelques inconvénients tels que : un gain pratiquement limité à un maximum de 20dB et une bande passante étroite de 1 à 3%, aussi une faible isolation entre la source d'alimentation et celle des éléments rayonnants. Avec les exigences croissantes pour avoir une large bande passante plusieurs chercheurs se sont intéressés à développer une variété de configurations afin d'améliorer les performances de l'antenne. Parmi ces configurations, nous citons celle contenant l'élément rayonnant de la microbande gravé sur la face supérieure du substrat, alors que la ligne d'alimentation est imprimée sur la face inférieure du substrat. La conjonction entre le patch et la ligne d'alimentation est assurée par une ouverture dans le plan de masse. Cette structure a été introduite par Pozar (ACMA) [38], elle a permis d'améliorer les performances de l'antenne, en terme de bande passante jusqu'à 70%.

Depuis la première apparition des antennes microrubans couplées par ouvertures, plusieurs géométries ont été proposées. L'avantage de ce type d'excitation est sa compatibilité avec la technologie des circuits imprimés ainsi qu'aux structures multicouches. Cette excitation offre également une bande passante large.

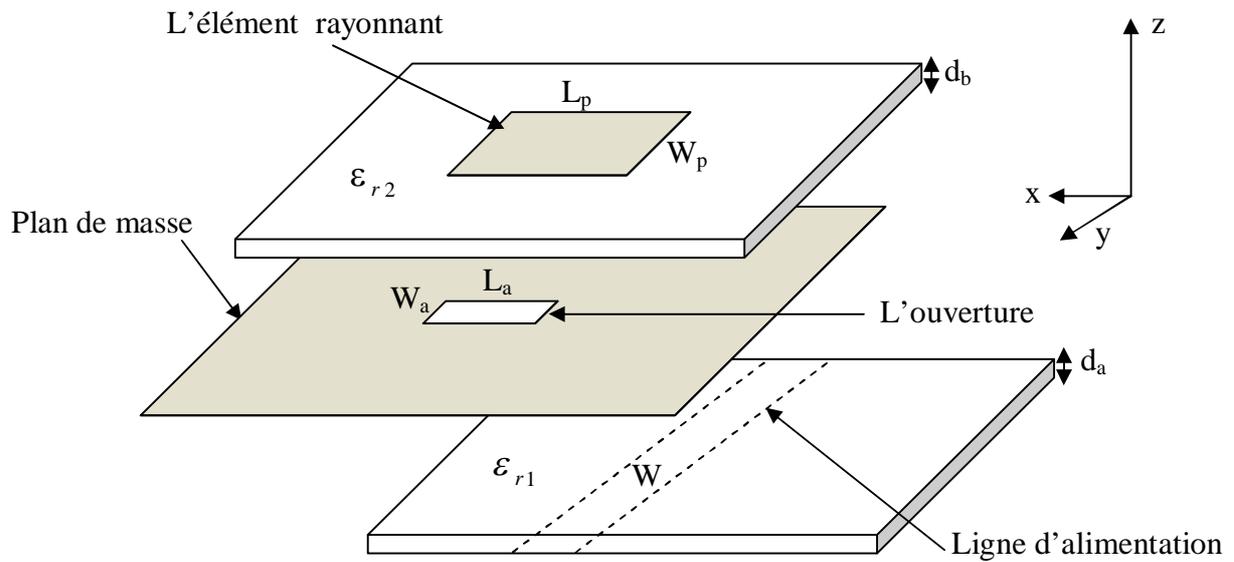
La fréquence de résonance pour une antenne patch couplée par ouverture dépend de plusieurs paramètres tels que la forme et la taille de l'élément rayonné, l'ouverture, les dimensions et la position de la ligne d'alimentation, ainsi que la hauteur et la constante diélectrique des deux substrats.

La présence de deux couches diélectriques permet d'avoir des performances optimales pour l'antenne et l'alimentation [39]. La ligne d'alimentation doit être orthogonale à l'ouverture pour un couplage maximal [40].

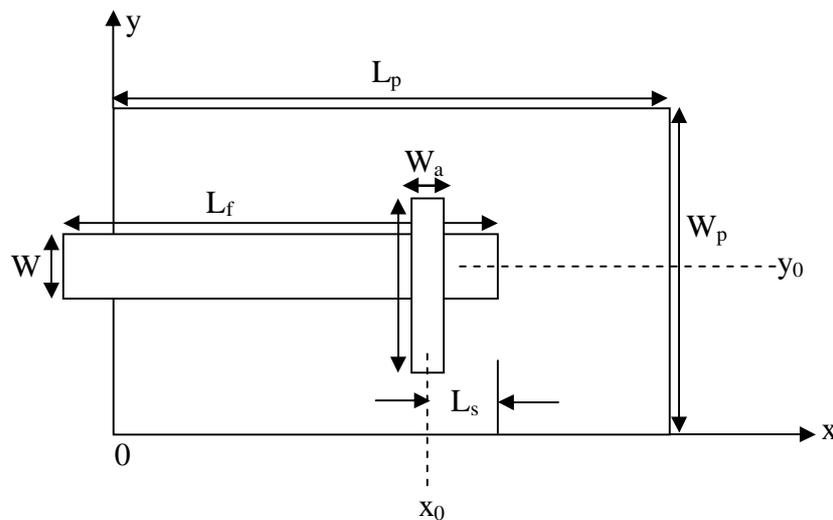
Le champ électromagnétique est couplé à l'antenne par la présence de l'ouverture dans le plan de masse. Cette ouverture ajoute de nouveaux paramètres de conception qui peuvent être utilisés comme outils de réglage sans modifier la plaque elle-même. Cette ouverture doit être également centrée par rapport au patch dans le but d'assurer un maximum de couplage [41]. Dans la littérature, il existe plusieurs formes d'ouverture permettant d'avoir un couplage maximal et améliorer les caractéristiques de l'antenne, comme les formes L, H, U, papillon, etc... L'effet d'une variété de forme d'ouverture sur l'antenne a été présenté dans [42].

### **I.6.1. Géométrie de l'antenne excitée à travers une ouverture**

Cette technique d'excitation comporte deux substrats, le premier est utilisé comme support pour l'élément rayonnant et l'autre contient la ligne d'alimentation. Au lieu d'alimenter l'antenne directement au moyen d'une ligne microruban, on effectue un couplage électromagnétique à l'aide d'une ouverture comme indiqué sur la Figure I.4 [43-46].



(a)



(b)

Figure I.4. Antenne patch couplée à travers une ouverture;

(a) Vue générale, (b) Vue de dessus.

L'ouverture coupée dans le plan de masse a une longueur  $L_a$  et une largeur  $W_a$ . Le patch de forme rectangulaire a une longueur  $L_p$  et une largeur  $W_p$ . Dans la majorité des antennes microrubans couplées par ouverture, on utilise une ouverture de couplage rectangulaire donnant ainsi un meilleur couplage relativement à celui des ouvertures rondes. La ligne d'alimentation de largeur  $W$  est imprimée sur le substrat diélectrique inférieur, elle est considérée comme parfaitement conductrice.

### I.6.2. Paramètres de l'antenne

Dans la conception des antennes microrubans couplées par ouverture, le nombre de paramètres influant de façon significative les performances de l'antenne sont nombreux (voir Figure I.4). Les effets de ces paramètres ont été examinés dans plusieurs travaux publiés dans la littérature.

Comme exemple, un choix adéquat de la constante diélectrique du substrat supérieur permet d'avoir une bande passante large avec une réduction de l'effet indésirable des ondes de surface. Il est préférable d'imprimer l'élément rayonnant sur un substrat de constante diélectrique faible.

### I.6.3. Avantages des antennes patches couplées par une ouverture

La technique d'excitation à travers une ouverture coupée dans le plan de masse, offre plusieurs avantages, parmi lesquels on peut citer :

- Elimination de l'inconvénient majeur des antennes microbandes qui est la bande passante très étroite.
- Deux matériaux indépendants peuvent être employés pour le substrat supérieur et celui de la ligne d'alimentation. Le substrat du réseau d'alimentation doit être mince et possède une constante diélectrique élevée, par contre, le substrat supérieur doit posséder une faible constante diélectrique et une grande épaisseur, ce qui donne des performances optimales pour le réseau d'alimentation aussi bien que pour l'élément rayonnant de l'antenne.
- Le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation [47], donc le rayonnement parasite indésirable est minimisé.
- Les paramètres physique et géométrique de l'antenne excitée à travers une ouverture sont nombreux, et donc ces derniers constituent des degrés de liberté additionnels aux concepteurs. Parmi ces paramètres, on peut numérotéer :
  - La forme, la taille et la position de l'ouverture.
  - La constante diélectrique et l'épaisseur des deux couches diélectriques.
  - Les dimensions du patch et son emplacement par rapport à l'ouverture et la ligne d'alimentation.

#### I.6.4. Applications des antennes patchs couplées par une ouverture

Vus les avantages inhérents à la technique d'excitation par ouverture, les antennes patch couplées par ouverture ont été exploitées dans une large gamme de systèmes de communication, nous citons à titre d'exemple :

- Les services de communication par satellite.
- La téléphonie cellulaire.
- Les systèmes de communications personnelles.
- Les systèmes radar.
- Les systèmes de positionnement global (GPS).
- Les systèmes de communication sans fils WIFI, WLAN et WIMAX.

#### I.7. Phénomène des multi-trajets

Dans les communications sans fil, les ondes émises par une antenne vont être réfléchies, diffractées et/ou diffusées par des obstacles, aussi bien en milieux urbains, périurbains, ruraux ou en milieu "indoor", Figure I.5.

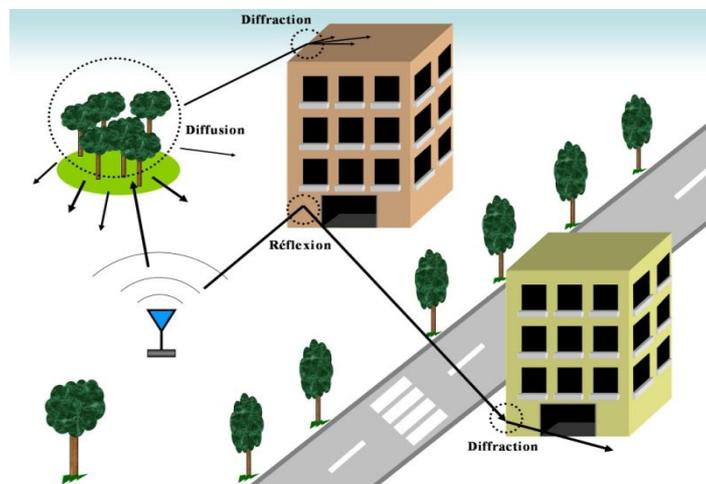


Figure I.5. Phénomènes de propagation

Une des conséquences est la création de nombreuses répliques du signal transmis; le récepteur va voir plusieurs de ces répliques parcourir différents trajets avant d'arriver, on parle alors de propagation multi-trajets ou par trajet multiples, Figure I.6.

Chacun de ces trajets est plus ou moins atténué en fonction de la distance parcourue et des phénomènes de propagation rencontrés. Cette différence de distance entre ces trajets fait qu'ils

sont plus ou moins retardés, ce qui affecte la phase des signaux reçus. Les trajets se différencient également par leur angle d'arrivée sur l'antenne réceptrice.

Ce phénomène de multi-trajets offre un avantage très important. Effectivement, plusieurs composantes du signal émis peuvent parvenir au récepteur “ seulement ” à cause de ces nombreuses interactions physiques dans le canal de propagation et donc ces multi-trajets; le fait qu'il y ait des trajets multiples présente l'avantage de rendre possible des communications où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vue directe. Les trajets multiples permettent donc en quelque sorte de "franchir" des obstacles et d'assurer une continuité de service “initialement” impossible.

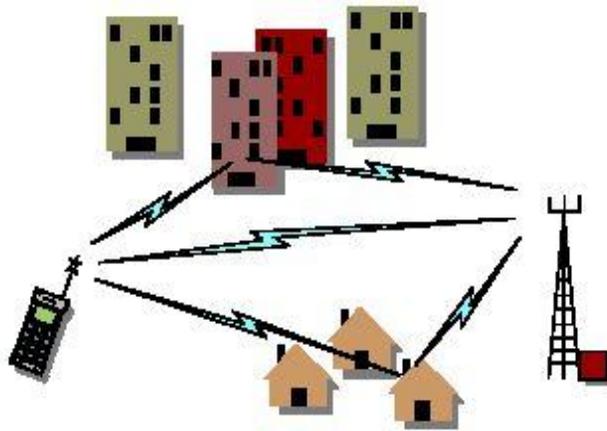


Figure I.6. Propagation multi-trajets

Cependant, ce phénomène présente plusieurs inconvénients. Parmi eux, on peut citer celui qui est lié au fait que les différents trajets ont des longueurs différentes et donc les signaux associés vont arriver au récepteur avec des retards différents. Un autre inconvénient est que la puissance reçue dans le cas de multi-trajets est inférieure à celle reçue dans le cas où il y a un lien direct entre l'émetteur et le récepteur. De plus chacun des trajets va présenter une atténuation différente.

Mais l'inconvénient majeur de ces multi trajets reste les évanouissements de la puissance du signal. Ce phénomène est dû aux interférences des multi trajets qui peuvent être constructives (et apporter du gain) ou destructives.

Lorsque les signaux se recombinaient de façon destructive à un instant «t», le signal résultant présente des évanouissements profonds. Un évanouissement, manifesté par une variation très importante du niveau du signal, provoque une forte diminution du rapport signal à bruit

(SNR) et par conséquent une forte augmentation du taux d'erreur binaire (BER). Ce phénomène est problématique car il détériore considérablement le lien radio et peut empêcher la continuité du service.

### I.8. Zones de champ

#### ❖ La zone de champ réactif

Dans cette zone, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables devant les phénomènes radiatifs. Cette zone est très "mince", elle est limitée par la distance  $R_1$  de la surface de l'antenne. Pour la plus part des antennes,  $R_1$  est donnée par :

$$R_1 = 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$$

$D$  étant la plus grande dimension de l'antenne,  $\lambda$  est la longueur d'onde.

#### ❖ La zone du champ proche rayonnant

Elle est constituée de deux zones Rayleigh et Fresnel. La zone de Rayleigh se situe à des distances de l'antenne comprises entre  $R_1$  et  $D^2/2\lambda$ . Dans cette zone, l'énergie électromagnétique est confinée dans un cylindre autour de l'ouverture rayonnante. Il y a peu de divergence de l'onde. La zone de Fresnel c'est une zone intermédiaire située entre  $D^2/2\lambda$  et  $R_2$  ( $2D^2/\lambda$ ). Dans cette zone l'onde diverge naturellement. A la limite supérieure de la zone de Fresnel, l'ouverture vue de l'antenne est égale à la largeur angulaire du lobe principal  $2\lambda/D$ . Cette règle permet de déterminer la limite supérieure  $R_2$  de la zone de Fresnel :

$$\Rightarrow R_2 = \frac{2D^2}{\lambda} \text{ pour } D > \lambda$$

Associée à la zone de Rayleigh, ces deux zones constituent la zone de champ proche (CP) de l'antenne.

#### ❖ La zone de champ lointain

La région de champ lointain est la région du champ d'une antenne où la distribution de champ angulaire est indépendante de la distance de l'antenne. Si la dimension totale de l'antenne est plus grande que la longueur d'onde, la limite intérieure de cette région est à la distance  $R_2$  de la surface de l'antenne, et la limite extérieure à l'infini.

### I.9. Présentation des logiciels de simulation utilisés

Plusieurs logiciels commerciaux sont utilisés pour simuler le comportement des structures planaires et étudier leurs performances. Parmi ces logiciels on peut citer le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) et le logiciel CST (Computer Simulation Technology). Ces deux simulateurs sont des logiciels solides et applicables à un grand type de structures. Mais nécessitent un temps de calcul important et une grande capacité mémoire.

❖ Le **HFSS** est développé par la société Ansoft, il est adapté aux structures 3D. Ce logiciel est basé sur la méthode des éléments finis (FEM) dans le domaine fréquentiel, il permet de traiter une variété de structures hyperfréquences (antennes, filtres, guides, connecteurs, composants RF, ect...).

HFSS propose plusieurs techniques de résolution basées sur la méthode des éléments finis, des équations intégrales ou sur des méthodes hybrides avancées pour résoudre un large éventail d'applications micro-ondes ou radiofréquence. En outre, les solveurs de l'HFSS utilisent tous un processus de maillage automatisé.

L'interface sous HFSS est une interface graphique, dans cette dernière on doit dessiner la structure proposée et définir les différentes propriétés des matériaux utilisés pour chaque objet tenant compte des conditions aux frontières et des sources d'excitations. Par la suite, l'opération de simulation est effectuée.

La simulation par HFSS permet de calculer les caractéristiques de l'antenne telles que les fréquences de résonance, les paramètres S, le diagramme de rayonnement en 3D, gain, ainsi que la distribution des courants.

❖ Le logiciel **CST Microwave Studio** (Computer Simulation Technology) est un logiciel de simulation appliqué à de nombreux problèmes électromagnétiques 3D. Il est basé sur la méthode d'intégration finie FIT (Finite Integration Technique) décrite en 1977 par Weiland [48]. Cette méthode, semblable à celle de la méthode FDTD, offre une discrétisation spatiale des équations de Maxwell sur un espace de grille. Une étude dans le domaine fréquentiel ou temporel peut être effectuée à l'aide de la méthode FIT.

Le CST, comme tous les autres simulateurs, il est doté d'une interface graphique gérée de la même manière que l'HFSS d'Ansoft. L'utilisateur commence tout d'abord par dessiner la structure de l'antenne étudiée et préciser les caractéristiques des matériaux utilisés (diélectriques et conducteurs), ensuite il doit définir l'excitation de la structure, et enfin la structure dans le simulateur CST est prête à être simulée.

L'avantage principal du logiciel CST est sa possibilité de traiter toutes les structures homogènes et inhomogènes (les antennes, les structures planaires, les structures multicouches, les filtres et les coupleurs) avec une bonne précision et une rapidité de résolution.

Semblablement au logiciel HFSS, CST permet de calculer différents paramètres tels que : les paramètres S, le diagramme de rayonnement, la distribution de courant.....etc. L'avantage de ce simulateur par rapport à d'autres simulateurs est qu'il fait le traitement sur une gamme de fréquence élevée.

### **I.10. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons commencé par survoler quelques généralités sur les antennes microbandes ainsi que leurs avantages, leurs inconvénients et leurs domaines d'utilisation privilégiée. Nous avons également présenté les diverses techniques d'excitation de ces antennes. La géométrie d'une antenne microbande rectangulaire excitée par une ligne de transmission à travers une ouverture coupée dans le plan de masse a été détaillée puisque cette structure sera analysée dans le deuxième chapitre de cette thèse. Vu que la ligne coplanaire sera utilisée dans le quatrième chapitre pour la conception d'une antenne triple-bande, nous avons réservé un intérêt particulier à l'étude de ce genre de ligne. Nous avons aussi expliqué en quoi l'environnement pose problème du point de vue qualité et robustesse de liaison. Le phénomène de multi-trajets a été défini.

Finalement en fin de ce chapitre, nous avons donné un bref aperçu sur les deux logiciels de simulation que nous avons utilisé dans notre travail, à savoir, HFSS (High Frequency Structure Simulator) et CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology).

---

# CHAPITRE II

## Modélisation d'une antenne patch couplée par une ouverture

---

- ❖ Introduction
- ❖ Modélisation de l'antenne
  - ✓ Modélisation par la méthode des moments
  - ✓ Modélisation par la méthode des différences finies
  - ✓ Modélisation par le simulateur électromagnétique HFSS
- ❖ Conclusion

## II.1. Introduction

Dans la conception des antennes microrubans il est important d'avoir des antennes alimentées capacitivement à travers une ouverture coupée dans le plan de masse de l'antenne. De nombreux avantages ont été obtenus grâce à cette technique d'alimentation [49]. De tels avantages incluent un rayonnement parasite faible dans la direction utile comparativement aux antennes conventionnellement alimentées et une performance optimale pour le réseau d'alimentation ainsi que pour l'élément rayonnant. En outre, la présence d'ouvertures dans les plans de masse ajoute de nouveaux paramètres de conception qui peuvent être utilisés comme un outil de réglage des fréquences de résonance. Une ouverture rectangulaire introduit deux paramètres physiques, à savoir sa longueur et sa largeur. Dans le chapitre précédent, nous avons détaillé les principales caractéristiques de l'antenne patch couplée par une ouverture. A présent, nous nous intéresserons à la modélisation d'une antenne patch couplée par une ouverture de forme rectangulaire.

Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes pour modéliser l'antenne patch couplée par ouverture, ces méthodes peuvent être classées en deux catégories :

- Méthode simple : modèle de cavité [50, 51] et le modèle de ligne de transmission [52,53].
- Méthode Full-wave : méthode des moments (MOM) et la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).

Trois volets principaux constituent le corps du présent chapitre. Dans le premier volet, la méthode des moments permet de résoudre les équations de Maxwell pour obtenir la fréquence d'opération. Le problème de la fréquence de résonance complexe est formulé en terme d'une équation intégrale. Cette dernière est obtenue à partir de la fonction spectrale dyadique de Green. La procédure de Galerkin est utilisée pour résoudre l'équation intégrale. Les équations intégrales sont établies en considérant comme inconnus les courants sur le patch et le champ électrique sur l'ouverture.

Dans le deuxième volet, on utilise la méthode des différences finies (FDTD) pour étudier les caractéristiques de l'antenne microbande couplée par une ouverture de forme rectangulaire. Les caractéristiques recherchées sont le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et diagramme de rayonnement. Cette méthode est basée sur la résolution numérique des équations de Maxwell dans le domaine temporel. Nous allons voir la notion de la condition de stabilité et le problème de dispersion numérique. Nous détaillons également les différentes conditions aux limites et le type d'excitation choisis.

Dans le troisième volet de ce chapitre, une étude paramétrique sera effectuée par le biais du logiciel électromagnétique HFSS pour quantifier l'effet de certains paramètres de l'antenne sur ses performances. Nous présentons également une comparaison entre la fréquence de résonance calculée par les deux méthodes et celle obtenue par le simulateur HFSS.

## II.2. Modélisation de l'antenne

### II.2.1. Modélisation par la méthode des moments

#### II.2.1.1. Présentation de la structure étudiée

La Figure II.1 montre la géométrie d'un patch rectangulaire de longueur  $L_p$  et de largeur  $W_p$  imprimée sur un substrat diélectrique d'épaisseur  $d$ , caractérisé par une permittivité  $\epsilon_1$  et une perméabilité  $\mu_1$ . Ce substrat diélectrique est imprimé sur un plan de masse considéré infini et parfaitement conducteur et ayant une ouverture de taille  $L_a \times W_a$ . Au-dessous du plan de masse on trouve une couche diélectrique caractérisée par une permittivité  $\epsilon_2$  et une perméabilité  $\mu_2$ . Le milieu ambiant est l'air.

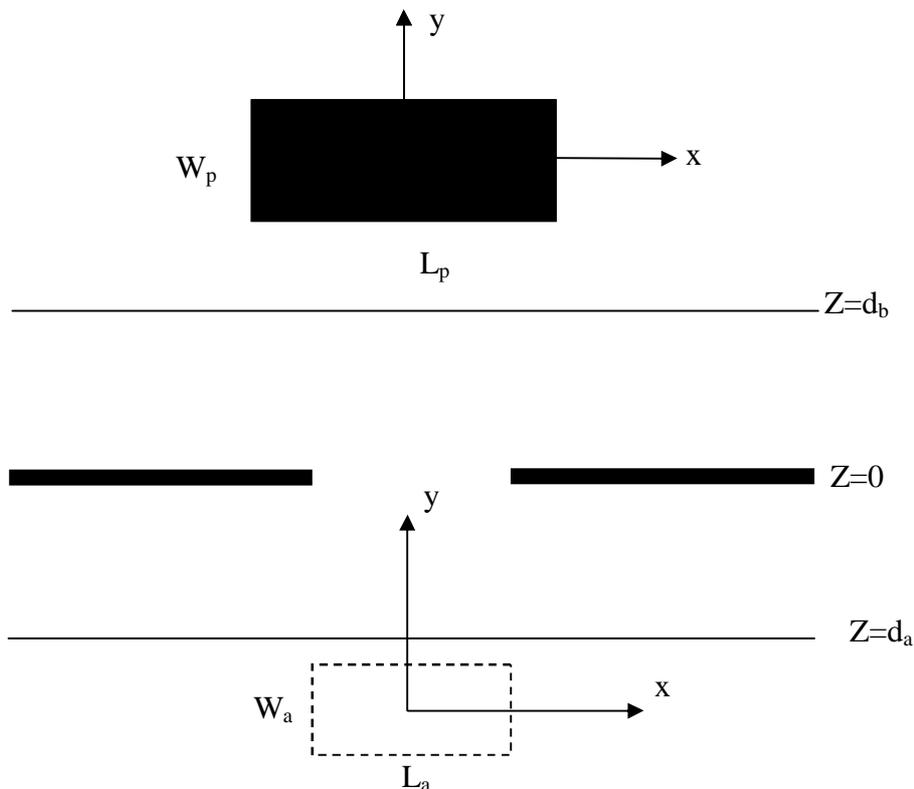


Figure II.1. Géométrie d'une antenne microbande ayant une ouverture rectangulaire dans le plan de masse et en présence d'une couche diélectrique au-dessous du plan de masse.

### II.2.1.2. Formulation théorique du problème de la fonction de Green

Plusieurs méthodes numériques sont appliquées pour la résolution des équations intégrales pour convertir ces dernières en un système homogène d'équations linéaires. La méthode des moments est l'une des techniques la plus fréquemment utilisée pour déterminer les paramètres de l'antenne [54-56].

On sait que les champs transverses dans un milieu diélectrique peuvent être obtenus via les transformées vectorielles inverses de Fourier :

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) = \begin{bmatrix} E_x(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) \\ E_y(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{K}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{K}_s, \mathbf{z}) dk_x dk_y \quad (\text{II.1})$$

$$\mathbf{H}(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) = \begin{bmatrix} H_y(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) \\ -H_x(\mathbf{r}_s, \mathbf{z}) \end{bmatrix} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \bar{\mathbf{F}}(\mathbf{K}_s, \mathbf{r}_s) \cdot \mathbf{h}(\mathbf{K}_s, \mathbf{z}) dk_x dk_y \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$\bar{\mathbf{F}}(\mathbf{K}_s, \mathbf{r}_s) = \frac{1}{K_s} \begin{bmatrix} K_x & K_y \\ K_y & -K_x \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{F}}^{-1}(\mathbf{K}_s, \mathbf{r}_s) \quad (\text{II.3})$$

$\mathbf{k}_s = \hat{\mathbf{x}}k_x + \hat{\mathbf{y}}k_y$  : le vecteur d'onde transverse et  $k_s = |\mathbf{k}_s|$ ,  $\mathbf{r}_s = \hat{\mathbf{x}}x + \hat{\mathbf{y}}y$

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}_s, \mathbf{z}) = \mathbf{A}(\mathbf{k}_s) e^{-ik_z z} + \mathbf{B}(\mathbf{k}_s) e^{ik_z z} \quad (\text{II.4})$$

$$\mathbf{h}(\mathbf{k}_s, \mathbf{z}) = \bar{\mathbf{g}}(\mathbf{k}_s) [\mathbf{A}(\mathbf{k}_s) e^{-ik_z z} - \mathbf{B}(\mathbf{k}_s) e^{ik_z z}] \quad (\text{II.5})$$

Où  $\mathbf{A}(2 \times 1)$  et  $\mathbf{B}(2 \times 1)$  sont deux vecteurs inconnus et la matrice  $\bar{\mathbf{g}}(\mathbf{k}_s)$  est déterminée par l'équation suivant:

$$\bar{\mathbf{g}}(\mathbf{k}_s) = \text{diag} [g^e(\mathbf{k}_s), g^h(\mathbf{k}_s)] = \text{diag} \left[ \frac{\omega \epsilon}{k_z}, \frac{k_z}{\omega \mu} \right]$$

On suppose que la région où l'onde se propage est limitée entre les deux plans  $Z_{j-1}$  et  $Z_j$ . En écrivant les équations (II.4) et (II.5) dans les plans  $Z=Z_{j-1}$  et  $Z=Z_j$ , et par élimination des inconnus  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{B}$ , une équation matricielle est obtenue :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_j(\mathbf{k}_s, Z_j^-) \\ \mathbf{h}_j(\mathbf{k}_s, Z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{T}}_j \begin{bmatrix} \mathbf{e}_j(\mathbf{k}_s, Z_{j-1}^+) \\ \mathbf{h}_j(\mathbf{k}_s, Z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$\bar{\mathbf{T}}_j = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{T}}_j^{11} & \bar{\mathbf{T}}_j^{12} \\ \bar{\mathbf{T}}_j^{21} & \bar{\mathbf{T}}_j^{22} \end{bmatrix}.$$

$$\bar{\mathbf{T}}_j^{11} = \bar{\mathbf{T}}_j^{22} = \cos(\mathbf{k}_{zj}d_z) = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{k}_{zj}d_j) & 0 \\ 0 & \cos(\mathbf{k}_{zj}d_j) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6a})$$

$$\bar{\mathbf{T}}_j^{12} = -i \sin(\mathbf{k}_{zj}d_z) \bar{\mathbf{g}}_j^{-1} = \begin{bmatrix} -i \mathbf{k}_{zj} \sin(\mathbf{k}_{zj}d_j) & 0 \\ 0 & -i \frac{\omega \mu_j}{\mathbf{k}_{zj}} \sin(\mathbf{k}_{zj}d_j) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6b})$$

$$\bar{\mathbf{T}}_j^{21} = -i \sin(\mathbf{k}_{zj}d_z) \bar{\mathbf{g}}_j = \begin{bmatrix} -i \frac{\omega \epsilon_j}{\mathbf{k}_{zj}} \sin(\mathbf{k}_{zj}d_j) & 0 \\ 0 & -i \frac{\mathbf{k}_{zj}}{\omega \mu_j} \sin(\mathbf{k}_{zj}d_j) \end{bmatrix} \quad (\text{III.6c})$$

A l'interface  $z = d_b$ , les composantes tangentielles du champ vérifient les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b^-) &= \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b^+) = \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b) = \mathbf{e}(\mathbf{k}_s) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, d_b^-) - \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, d_b^+) &= \mathbf{j}(\mathbf{k}_s) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

A l'interface  $z = 0$ , nous avons les équations de continuité suivantes pour les composantes tangentielles du champ :

$$\begin{aligned} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0^-) &= \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0^+) = \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0) = \mathbf{e}_0(\mathbf{k}_s) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, 0^-) - \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, 0^+) &= \mathbf{j}_0(\mathbf{k}_s). \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

Maintenant, nous considérerons le champ électromagnétique dans la région de l'air située au-dessus de patch (au-dessous de l'ouverture), le champ électromagnétique dans les équations (II.4) et (II.5) s'atténue quand  $z \rightarrow \infty$  ( $z \rightarrow -\infty$ ) en accord avec la condition de rayonnement de Sommerfeld, ce qui permet d'écrire:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, d_b^+) &= \bar{\mathbf{g}}_0(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b^+) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, 0^-) &= -\bar{\mathbf{g}}_0(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0^-). \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

A partir de l'équation (II.6), on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b^-) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, d_b^-) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{T}}_1 \begin{bmatrix} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0^+) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, 0^+) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0^-) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, 0^-) \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{T}}_2 \begin{bmatrix} \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_a^+) \\ \mathbf{h}(\mathbf{k}_s, d_a^+) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

A partir des équations (II.7) jusqu'au (II.11) exprimées dans la représentation [TM(e), TE(h)], nous obtenons une relation reliant les courants  $\mathbf{j}(\mathbf{k}_s)$  et  $\mathbf{j}_0(\mathbf{k}_s)$  avec les champs  $\mathbf{e}(\mathbf{k}_s, z_{d_b})$  et  $\mathbf{e}_0(\mathbf{k}_s, z_0)$  sous la forme suivante :

$$\mathbf{e}(\mathbf{k}_s, d_b) = \bar{\mathbf{G}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{j}(\mathbf{k}_s) + \bar{\boldsymbol{\varphi}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0) \quad (\text{II.12})$$

$$\mathbf{j}_0(\mathbf{k}_s) = \bar{\boldsymbol{\varphi}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{j}(\mathbf{k}_s) + \bar{\mathbf{Y}}(\mathbf{k}_s) \cdot \mathbf{e}(\mathbf{k}_s, 0) \quad (\text{II.13})$$

Les équations (II.12) et (II.13) s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} E_{x2} \\ E_{y2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{xx} & \varphi_{xy} \\ \varphi_{yx} & \varphi_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x1} \\ E_{y1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} J_{x0} \\ J_{y0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{xx} & \varphi_{xy} \\ \varphi_{yx} & \varphi_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xy} \\ Y_{yx} & Y_{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{x1} \\ E_{y1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

### II.2.1.3. Formulation des équations intégrale du champ électrique

Le champ électrique transverse sur le plan du patch et la densité de courant sur le plan de masse avec une ouverture, peuvent être obtenus à partir de l'équation (II.14) et (II.15) via la transformée inverse de Fourier comme suit :

$$E_{x2} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [G_{xx} \tilde{J}_x + G_{xy} \tilde{J}_y + \varphi_{xx} \tilde{E}_{x1} + \varphi_{xy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (\text{II.16a})$$

$$E_{y2} = \frac{1}{4\pi^2} \int \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [G_{yx} \tilde{J}_x + G_{yy} \tilde{J}_y + \varphi_{yx} \tilde{E}_{x1} + \varphi_{yy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (\text{II.16b})$$

$$J_{x0} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [\varphi_{xx} \tilde{J}_x + \varphi_{xy} \tilde{J}_y + Y_{xx} \tilde{E}_{x1} + Y_{xy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (\text{II.17a})$$

$$J_{y0} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [\varphi_{yx} \tilde{J}_x + \varphi_{yy} \tilde{J}_y + Y_{yx} \tilde{E}_{x1} + Y_{yy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (\text{II.17b})$$

L'application des conditions aux limites exige l'annulation du champ électrique transverse de (II.16a) et (II.16b) sur la plaque parfaitement conductrice et l'annulation du courant de surface donné par les équations (II.17a) et (II.17b) au-delà du plan de masse, ce qui donne les équations intégrales suivantes :

$$\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [G_{xx} \tilde{J}_x + G_{xy} \tilde{J}_y + \varphi_{xx} \tilde{E}_{x1} + \varphi_{xy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0. \quad (\text{II.18a})$$

$$\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [G_{yx} \tilde{J}_x + G_{yy} \tilde{J}_y + \varphi_{yx} \tilde{E}_{x1} + \varphi_{yy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0. \quad (\text{II.18b})$$

$$\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [\varphi_{xx} \tilde{J}_x + \varphi_{xy} \tilde{J}_y + Y_{xx} \tilde{E}_{x1} + Y_{xy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0. \quad (\text{II.19a})$$

$$\int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [\varphi_{yx} \tilde{J}_x + \varphi_{yy} \tilde{J}_y + Y_{yx} \tilde{E}_{x1} + Y_{yy} \tilde{E}_{y1}] e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0. \quad (\text{II.19b})$$

#### II.2.1.4. Résolution de l'équation intégrale par la méthode des moments

La résolution de l'équation intégrale s'effectue par une méthode numérique qui permet de transformer l'équation intégrale en une équation algébrique matricielle. La méthode des moments procédure de Galerkin permet de réduire le système d'équations intégrales (II.18a), (II.18b), (II.19a) et (II.19b) en un système matriciel par le développement du courant surfacique sur la plaque rectangulaire et le champ de l'ouverture en une série finie de fonctions de base connues  $j_{xn}$ ,  $j_{ym}$ ,  $E_{xp}$  et  $E_{yq}$  de la manière suivante :

$$J_x(x, y) = \sum_{n=1}^N a_n J_{xn}(x, y) \quad (\text{II.20a})$$

$$J_y(x, y) = \sum_{m=1}^M b_m J_{ym}(x, y) \quad (\text{II.20b})$$

$$E_{x1}(x, y) = \sum_{p=1}^P c_p E_{xp}(x, y) \quad (\text{II.21a})$$

$$E_{y1}(x, y) = \sum_{q=1}^Q d_q E_{yq}(x, y) \quad (\text{II.21b})$$

Où  $a_n, b_m, c_p$  et  $d_q$  sont les coefficients du développement modal. Les transformées de Fourier des équations (II.20a), (II.20b), (II.21a) et (II.21b) sont données par :

$$J_x(x, y) = \sum_{n=1}^N a_n J_{xn}(k_x, k_y) \quad (\text{II.22a})$$

$$J_y(x, y) = \sum_{m=1}^M b_m J_{ym}(k_x, k_y) \quad (\text{II.22b})$$

$$E_{x1}(x, y) = \sum_{p=1}^P c_p E_{xp}(k_x, k_y) \quad (\text{II.23a})$$

$$E_{y1}(x, y) = \sum_{q=1}^Q d_q E_{yq}(k_x, k_y) \quad (\text{II.23b})$$

En substituant les équations (II.22a), (II.22b), (II.23a) et (II.23b) dans les équations (II.18a), (II.18b), (II.19a) et (II.19b), nous obtenons :

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{xx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{xy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \\ & + \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yx} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.24a})$$

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{yx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{yy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \\ & \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.24b})$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \\
& \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{xx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{xy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0
\end{aligned} \tag{II.25a}$$

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \\
& + \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{yx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{yy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) e^{i(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y = 0
\end{aligned} \tag{II.25b}$$

En multipliant l'équation (II.24a) par  $J_{xk}(x, y)$ ,  $k=1, \dots, N$  et en intégrant sur le domaine du patch, l'équation (II.24a) devient :

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{xx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{xy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \\
& + \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y = 0
\end{aligned} \tag{II.26a}$$

De la même manière, en multipliant l'équation (II.24b) par  $J_{yl}(x, y)$ ,  $l=1, \dots, M$  et en intégrant sur le domaine du patch, l'équation (II.24b) devient :

$$\begin{aligned}
& \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{yx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} G_{yy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \\
& \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y = 0
\end{aligned} \tag{II.26b}$$

La multiplication de l'équation (II.25a) par  $E_{xk'}(x, y)$ ,  $k'=1, \dots, P$  et en intégrant sur l'aire de l'ouverture, l'équation (II.25a) se réduit à :

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{xy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ & \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{xx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{xy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.27a})$$

Similairement, la multiplication de l'équation (II.25b) par  $E_{yl'}(x, y)$ ,  $l'=1, \dots, Q$  et en intégrant sur l'aire de l'ouverture on obtient :

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N a_n \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yx} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{m=1}^M b_m \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \varphi_{yy} \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ & + \sum_{p=1}^P c_p \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{yx} \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y + \sum_{q=1}^Q d_q \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} Y_{yy} \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.27b})$$

A partir des quatre dernières équations, on peut former le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} U^{11} & U^{12} \\ U^{21} & U^{22} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} W^{11} & W^{12} \\ W^{21} & W^{22} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{11} & V^{12} \\ V^{21} & V^{22} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} Z^{11} & Z^{12} \\ Z^{21} & Z^{22} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_n \\ b_m \\ c_p \\ d_q \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{II.28})$$

Les éléments de la matrice U, V, W et Z sont donnés par :

$$\begin{aligned} U^{11} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (G_{xx} + G_{yx}) \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\ V^{11} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xx} + \varphi_{yx}) \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\ W^{11} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xx} + \varphi_{yx}) \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \\ Z^{11} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (Y_{yy} + Y_{yx}) \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \end{aligned} \quad (\text{II.29a})$$

$$\begin{aligned}
U^{22} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (G_{xy} + G_{yy}) \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
V^{22} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xy} + \varphi_{yy}) \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
W^{22} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xy} + \varphi_{yy}) \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
Z^{22} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (Y_{xy} + Y_{yy}) \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y.
\end{aligned} \tag{II.29b}$$

$$\begin{aligned}
U^{21} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (G_{xx} + G_{yx}) \tilde{J}_{xm}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
V^{21} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xx} + \varphi_{yx}) \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{J}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
W^{21} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xx} + \varphi_{yx}) \tilde{J}_{xm}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
Z^{21} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (Y_{yy} + Y_{yx}) \tilde{E}_{xp}(k_x, k_y) \tilde{E}_{yl}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y.
\end{aligned} \tag{II.29c}$$

$$\begin{aligned}
U^{12} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (G_{xy} + G_{yy}) \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
V^{12} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xy} + \varphi_{yy}) \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{J}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
W^{12} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (\varphi_{xy} + \varphi_{yy}) \tilde{J}_{ym}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y. \\
Z^{12} &= \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} (Y_{xy} + Y_{yy}) \tilde{E}_{yq}(k_x, k_y) \tilde{E}_{xk}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y.
\end{aligned} \tag{II.29d}$$

### II.2.1.5. Calcul de la fréquence de résonance et la bande passante

Afin que le système matricielle homogène  $[\Omega][C] = 0$ , avec  $\overline{\Omega} = \begin{bmatrix} \overline{U} & \overline{V} \\ \overline{W} & \overline{Z} \end{bmatrix}$ , admet une solution

non triviale, il faut que :

$$\det(\overline{\Omega}(w)) = 0 \tag{II.30}$$

On remarque bien que le déterminant est une fonction de la fréquence, et les solutions qui l'annulent sont des fréquences complexes  $f = \frac{\omega}{2\pi} = f_r + if_i$ , avec  $f_r$  est la fréquence de résonance de l'antenne. La fréquence de résonance est définie comme étant la fréquence pour laquelle le champ électrique et le courant se soutiennent sans la présence d'une source extérieure. Le facteur de qualité et la bande passante de l'antenne sont donnés par:

$$Q = \frac{f_r}{2.f_i} \quad \text{et} \quad BW = \frac{1}{Q} \quad (\text{II.31})$$

### II.2.1.6. Choix des fonctions de base

Le choix des fonctions de base influe sur la convergence des résultats numériques. Un choix adéquat de ces fonctions mène à une minimisation du temps de calcul, ce qui est très demandé dans la CAO des antennes microbandes. Dans notre étude nous avons choisi les modes TM issus du modèle de la cavité résonante rectangulaire pour l'approximation du courant sur la plaque rectangulaire. Ces modes sont donnés par les formules suivantes :

$$J_{xn} = \sin\left[\frac{n_1\pi}{L}\left(x + \frac{L_p}{2}\right)\right] \cos\left[\frac{n_2\pi}{W}\left(y + \frac{W_p}{2}\right)\right]$$

$$J_{ym} = \sin\left[\frac{m_2\pi}{W}\left(y + \frac{W_p}{2}\right)\right] \cos\left[\frac{m_1\pi}{L}\left(x + \frac{L_p}{2}\right)\right] \quad (\text{II.32})$$

Avec :

$$\frac{-L_p}{2} \leq x \leq \frac{L_p}{2}$$

$$\frac{-W_p}{2} \leq y \leq \frac{W_p}{2}$$

Notons que les transformées de Fourier de  $J_{xn}$  et  $J_{ym}$  sont  $\tilde{J}_{xn}$  et  $\tilde{J}_{ym}$  données par :

$$\tilde{J}_{xn} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} J_{xn} e^{-i(k_x x + k_y y)} dx dy$$

$$\tilde{J}_{ym} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} J_{ym} e^{-i(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (\text{II.33})$$

Aussi, les mêmes fonctions de base sont utilisées pour l'approximation de la densité de courant magnétique sur l'ouverture conformément au concept des structures électromagnétiques complémentaires.

### II.2.1.7. Résultats et discussions

#### A. Structure d'une antenne patch rectangulaire ayant une ouverture dans le plan de masse

La Figure II.2 présente la structure de l'antenne patch de forme rectangulaire avec une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. Le substrat utilisé est de permittivité relative de 2.62 et une hauteur de 0.794 mm.

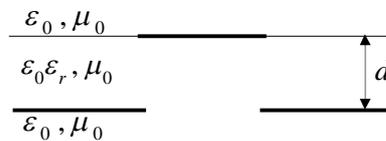


Figure II.2. Structure d'une antenne patch rectangulaire sur plan de masse avec une ouverture rectangulaire.

Dans le tableau ci-dessous, des résultats numériques sont obtenus pour les paramètres utilisés dans l'expérience d'Aksun *et al* [55]. La comparaison entre les résultats obtenus à partir de l'implémentation de la méthode de moment et les données mesurées indique un bon accord entre nos résultats avec ceux de la mesure. Le petit écart existant peut être attribué aux tolérances de fabrication et de mesures.

Tableau II.1. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées pour une antenne patch imprimé sur un plan de masse ayant une ouverture ;

$$L_p \times W_p = 3.4\text{cm} \times 3\text{cm}, \varepsilon_r = 2.62.$$

Taille de l'ouverture $L_a$ (mm) x $W_a$ (mm)	Épaisseur du substrat $d$ (mm)	Fréquences de résonance $f_r$ (GHz)		Erreur (%)
		Mesurées [55]	Calculées	
7 x 0.7	0.794	2.896	2.900	0.14
10 x 1	3.175	2.750	2.770	0.73

Après avoir validé le code développé, une étude paramétrique est présentée pour quantifier l'effet de certains paramètres géométriques et physiques de la structure proposée sur la fréquence de résonance. Les paramètres considérés sont la longueur  $L_a$  et la largeur  $W_a$  de l'ouverture, la longueur  $L_p$  et la largeur  $W_p$  du patch rectangulaire aussi bien que le type du substrat  $\epsilon_r$ .

➤ **Effet de la permittivité du substrat**

La variation de la permittivité du substrat affecte les performances de l'antenne patch avec ouverture puisqu'elle constitue un facteur prépondérant dans la détermination de la fréquence de résonance de l'antenne. Le tableau II.2 montre l'effet de la constante diélectrique sur la fréquence de résonance pour les trois valeurs choisies, à savoir,  $\epsilon_r = 2.62$ ,  $\epsilon_r = 3$  et  $\epsilon_r = 3.55$ .

Tableau II.2. Fréquences de résonances en fonction de la permittivité du substrat pour différentes valeurs de la taille de l'ouverture ;  $d = 0.794\text{mm}$ ,  $L_p \times W_p = 3.4\text{cm} \times 3\text{cm}$ .

Taille de l'ouverture $L_a$ (mm) x $W_a$ (mm)	Fréquence (GHz)		
	$\epsilon_r = 2.62$	$\epsilon_r = 3$	$\epsilon_r = 3.55$
0	3.025	2.835	2.614
$0.25W_p \times 0.25W_p$	2.814	2.637	2.431
$0.25W_p \times 0.4W_p$	2.797	2.621	2.418
$0.4W_p \times 0.25W_p$	2.616	2.451	2.261
$0.4W_p \times 0.4W_p$	2.596	2.434	2.246

Il est clair à partir du tableau que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la permittivité du substrat. On constate également que dans le cas d'une antenne sans

ouverture les fréquences de résonance sont plus importantes que celles obtenues avec ouvertures. D'après ce tableau, nous observons aussi que pour une valeur de la permittivité relative égale 2.62, la différence entre la fréquence de l'antenne sans ouverture rectangulaire et celle de l'antenne ayant comme ouverture  $L_a \times W_a = 0.25W_p \times 0.25W_p (0.25W_p \times 0.4W_p)$  est de l'ordre de 6.97% (7.53%). Par contre, on observe une différence considérable entre les valeurs obtenues pour une antenne sans ouverture et celle ayant comme ouverture  $L_a \times W_a = 0.4W_p \times 0.25W_p (0.4W_p \times 0.4W_p)$ , cette différence est de l'ordre de 13.52% (14.18%). Ce qui signifie que la longueur de l'ouverture à un effet plus important que sa largeur.

### ➤ Effet de l'anisotropie

Dans la Figure II.3, des résultats sont présentés pour les fréquences de résonance d'une antenne microbande avec et sans ouvertures dans le plan de masse. Le patch est gravé sur un substrat diélectrique anisotrope à base d'Epsilon-10, qui exhibe une anisotropie uniaxiale négative. Dans cette figure, les résultats obtenus pour le patch imprimé sur le substrat anisotrope à base d'Epsilon-10 ( $(\epsilon_x, \epsilon_z) = (13, 10.3)$ ) sont comparés avec les résultats qui seraient obtenus si l'anisotropie de l'Epsilon-10 est négligée ( $(\epsilon_x, \epsilon_z) = (10.3, 10.3)$ ). Il est clair à partir de la figure que les fréquences de résonance obtenues sans ouverture sont plus grandes que celles obtenues avec ouvertures.

On constate également que les fréquences de résonance obtenues lorsque le patch est imprimé sur le matériau isotrope (anisotropie négligée) sont supérieures que celles obtenues lorsque le patch est imprimé sur le matériau anisotrope puisque la permittivité relative effective du milieu isotrope est inférieure à celle du milieu uniaxial.

On observe aussi que l'effet de l'anisotropie augmente au fur et à mesure que la largeur du patch diminue. Ainsi pour une largeur de patch de 8 mm, les différences entre les résultats obtenus en considérant l'anisotropie et ceux obtenus en négligeant l'anisotropie atteignent 1.29% et 1.31% dans le cas d'une antenne avec et sans ouverture, respectivement. Ceci est prévu, puisque pour des largeurs de patch faible, le substrat devient électriquement mince. Semblablement au cas des antennes sans ouverture, la fréquence de résonance obtenue pour une antenne ayant une ouverture dans le plan de masse est inversement proportionnelle à la largeur du patch.

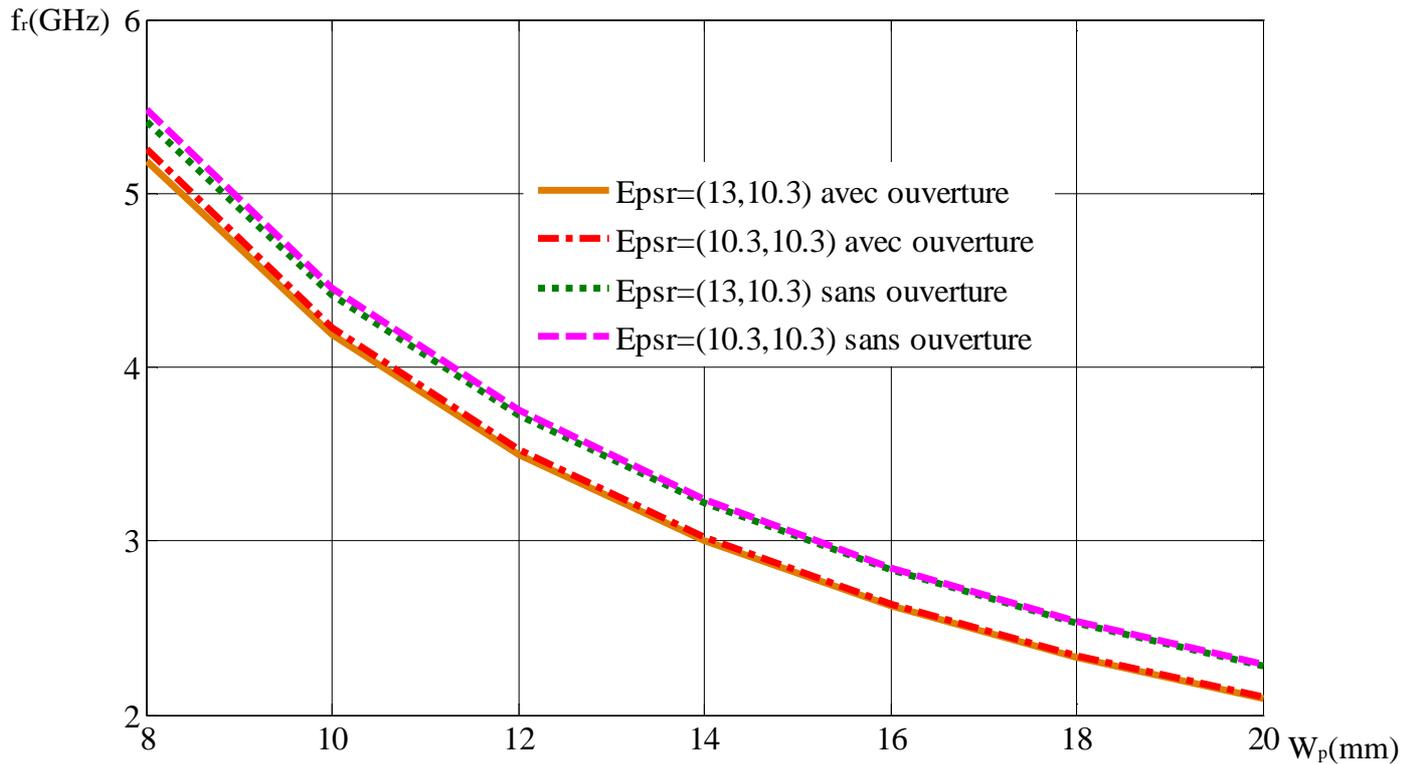


Figure II.3. Fréquence de résonance d'un patch rectangulaire imprimé sur un substrat anisotrope sur plan de masse avec et sans ouverture;

$$d = 1\text{mm}, L_p = 1.5W_p, L_a \times W_a = 0.25W_p \times 0.25W_p.$$

### B. Antenne avec une ouverture en présence d'un substrat au-dessous du plan de masse

La Figure II.4 présente la structure de l'antenne microbande rectangulaire ayant une ouverture rectangulaire coupée dans le plan de masse en présence d'un substrat diélectrique situé au-dessous du plan de masse. Dans ce qui suit, nous étudions l'influence de l'épaisseur du premier substrat situé au-dessous du plan de masse ainsi que la longueur de l'ouverture rectangulaire.

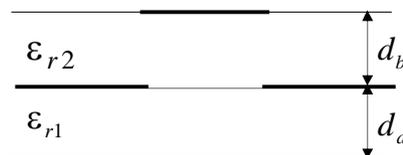


Figure II.4. Structure d'une antenne avec une ouverture en présence d'un substrat au-dessous du plan de masse.

➤ **Influence de la hauteur du premier substrat**

Le patch de taille  $30 \times 25 \text{ mm}^2$  est imprimé sur un substrat de permittivité relative  $\varepsilon_{r2} = 4.7$  et d'épaisseur  $d_b = 1.6 \text{ mm}$ . Une ouverture rectangulaire de dimension  $L_a \times W_a = 13 \times 2.5 \text{ mm}^2$  est coupée dans le plan de masse, ce dernier est placé sur un substrat de permittivité relative  $\varepsilon_{r1} = 4.7$ . Dans le tableau II.3, nous donnons les valeurs de la fréquence de résonance calculée et mesurée pour deux valeurs différentes de l'épaisseur du premier substrat. Ce tableau montre une diminution de la fréquence de résonance lorsque la hauteur du premier substrat diélectrique croît. On observe également un très bon accord entre nos résultats calculés et ceux mesurés par Akhbar *et al* [57]. En effet, les différences entre les résultats numériques et expérimentaux sont inférieures à 2.5%.

Tableau II.3. Comparaison entre les fréquences de résonance mesurées et calculées en fonction de la hauteur du substrat  $d_a$ .

Taille du substrat (mm)		Fréquence (GHz)		Erreur (%)
$d_b$	$d_a$	Mesurés [57]	Calculées	
1.6	1.6	2.4	2.35	2.08
1.6	2.54	2.343	2.345	0.08

➤ **Influence de la longueur de l'ouverture**

A présent, nous étudions l'influence de la longueur de l'ouverture rectangulaire sur la fréquence de résonance de l'antenne. Le patch de longueur  $L_p = 1.5W_p$  et de largeur variable est gravé sur un substrat de permittivité relative  $\varepsilon_{r2} = 2.35$  et d'épaisseur  $d_b = 1 \text{ mm}$ . Le substrat situé au-dessous du plan de masse avec une permittivité relative de 10 et une épaisseur de 2 mm.

Les résultats numériques indiquent que la longueur de l'ouverture influe d'une manière significative sur la fréquence de résonance. A titre d'exemple pour une largeur de patch de

8 mm, la fréquence de résonance diminue de 10.573GHz lorsque  $L_a \times W_a = 0.25W_p \times 0.5W_p$  à 9.167GHz lorsque  $L_a \times W_a = 0.5W_p \times 0.5W_p$  pour un changement fractionnel de 13.29 %.

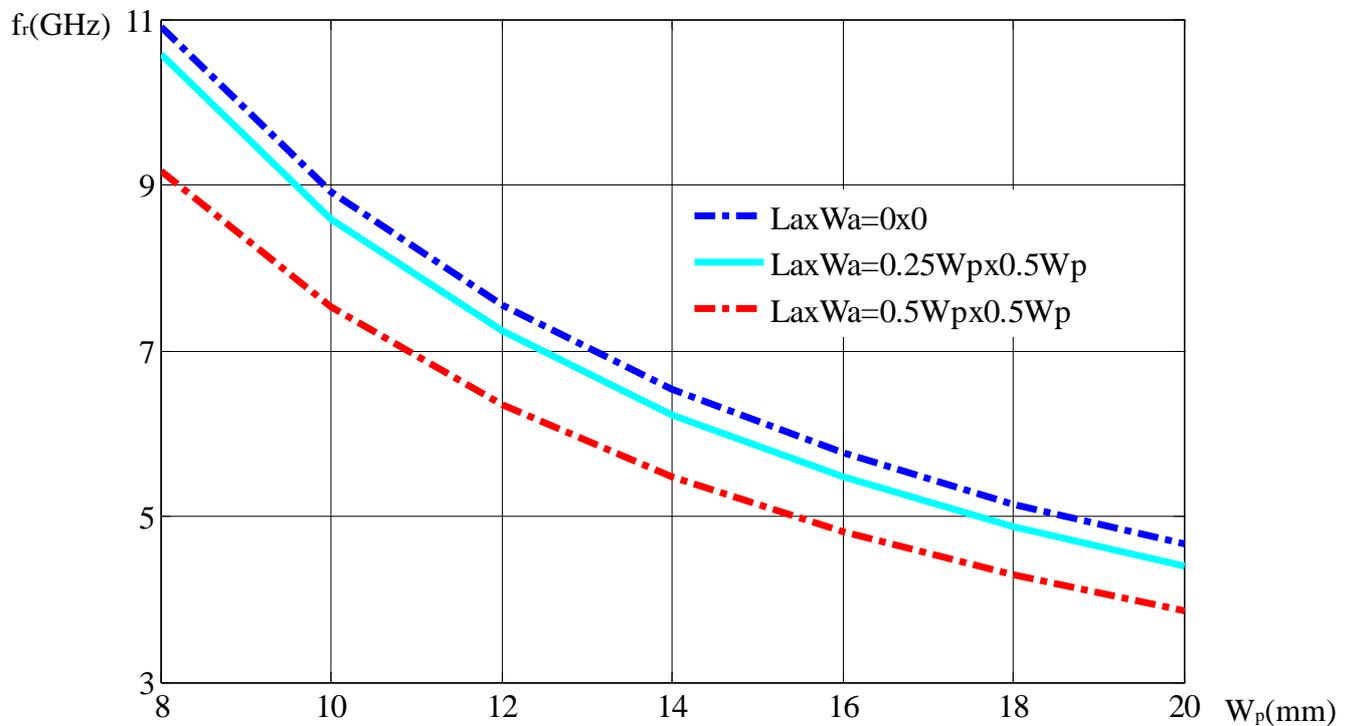


Figure II.5. Fréquence de résonance d'une antenne patch rectangulaire avec et sans ouverture dans le plan de masse en présence d'une couche diélectrique au-dessous de plan de masse.

## II.2.2. Modélisation par la méthode des différences finies

### II.2.2.1. Principe de la méthode

La méthode des différences finies, notée F.D.T.D (Finite Difference in Time Domain), est fondée sur le schéma explicite de Yee [58], présenté en 1966. Elle est appliquée dans le domaine temporel et n'est pas limitée à une fréquence unique à chaque fois qu'elle est exécutée. Elle nécessite un maillage en trois dimensions sous forme de cubes.

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell appliquées à l'étude de structures volumiques. La résolution numérique nécessite alors une discrétisation spatio-temporelle de l'espace d'étude et celui-ci est donc discrétisé en cellules élémentaires, généralement de forme de parallélépipède. Les champs électriques et magnétiques y sont évalués à des instants différents. Cette méthode permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique à partir des distributions spatiales des champs. Ensuite, une transformée de Fourier est appliquée à la réponse temporelle pour obtenir la réponse

fréquentielle du système. Cette méthode consiste à transformer les équations de Maxwell en des équations discrétisées. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques.

Les différentes composantes du champ électromagnétique sont calculées à chaque instant discret de l'espace. Nous obtenons par la suite des équations discrétisées. En tenant compte des six équations de Maxwell, on arrive à la conclusion que le champ électrique et le champ magnétique ne doivent pas être calculés aux mêmes instants, mais à des instants décalés.

Par la suite, en choisissant le type d'excitation dans une large bande de fréquence, et l'utilisation de la transformée de Fourier des équations de Maxwell permet d'obtenir la simulation une seule fois de la structure étudiée dans une large bande. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de traitement des géométries complexes ainsi que la possibilité de traiter les structures avec plusieurs milieux diélectriques.

### II.2.2.2. Les équations de Maxwell dans le domaine temporel

L'implémentation de la méthode des différences finies dans le domaine temporel nécessite en premier lieu l'écriture des équations de Maxwell sous formes différentielles dans le domaine du temps [59] :

$$\nabla \wedge \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (\text{II.34})$$

$$\nabla \wedge \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$\bar{E}$  : Le champ électrique (V/m).

$\bar{H}$  : Le champ magnétique (A/m).

$\bar{D}$  : Le champ d'induction électrique (C/m<sup>2</sup>).

$\bar{B}$  : Le champ d'induction magnétique (Wb/m<sup>2</sup>).

Dans les équations (II.34) et (II.35) nous avons considéré un milieu linéaire, homogène et isotrope, loin des sources ( $\rho = 0, J = 0$ ) et sans perte, les paramètres  $\varepsilon, \mu$  sont des scalaires donc :

$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E} \quad (\text{II.36})$$

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad (\text{II.37})$$

Pour simplifier l'analyse, nous écrivons les composantes du champ électrique et magnétique dans tout l'espace en coordonnées cartésiennes  $(x, y, z)$ . Le champ électrique est lié au champ magnétique par les équations suivantes :

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right] \quad (\text{II.38})$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] \quad (\text{II.39})$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left[ \frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial x} \right] \quad (\text{II.40})$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right] \quad (\text{II.41})$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right] \quad (\text{II.42})$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \left[ \frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} \right] \quad (\text{II.43})$$

Où  $\varepsilon$  et  $\mu$  sont respectivement la permittivité et la perméabilité du matériau. Dans l'espace libre :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \quad \text{farad/mètre.}$$

$$\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \quad \text{henry/mètre.}$$

On constate que les six équations donnent la relation reliant les composantes du champ magnétique temporelles avec les composantes des champs électriques spatiale et vice versa. Pour adapter ces équations à la programmation de la méthode FDTD, il faut la discrétiser à partir de l'approximation de la dérivée.

### II.2.2.3. Equations de Maxwell aux différences finies

L'algorithme de la méthode FDTD est basé sur l'approximation des dérivées temporelles et spatiales des équations de Maxwell [60]. Elle consiste à transformer les équations de Maxwell en équations aux différences finies. Pour se faire, les formules de Taylor ont été utilisées.

Une approximation centrée d'une dérivée d'une fonction  $f(x)$  qui peut représenter l'une des composantes du champ électromagnétique est obtenue à partir d'un développement limité en série de Taylor à droite et à gauche du point  $x_0$  :

$$f\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}\right) = f(x_0) + \frac{\Delta x}{2} f'(x_0) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 f''(x_0) + \dots \quad (\text{II.44})$$

$$f\left(x_0 - \frac{\Delta x}{2}\right) = f(x_0) - \frac{\Delta x}{2} f'(x_0) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\Delta x}{2}\right)^2 f''(x_0) + \dots \quad (\text{II.45})$$

On soustrait ces deux équations (II.44) et (II.45) et on divise le résultat par  $\Delta x$ , on obtient la formulation des différences finies centrées :

$$f'(x_0) = \frac{f\left(x_0 + \frac{\Delta x}{2}\right) - f\left(x_0 - \frac{\Delta x}{2}\right)}{\Delta x} + O(\Delta x^2) \quad (\text{II.46})$$

$O(\Delta x^2)$  : représente l'erreur d'ordre 2, qui sera négligée par la suite des calculs. Maintenant en remplaçant chaque dérivée temporelle ou spatiale de l'équation de Maxwell de (II.38) à (II.43) par le développement de Taylor, cela permet de remplacer les dérivées partielles par les différences finies.

#### II.2.2.4. Les équations de Maxwell et leur discrétisation spatiale et temporelle

##### ❖ Discrétisation spatiale

La résolution des équations de Maxwell repose sur la discrétisation spatiale aux différences finies. Le volume de calcul de schéma de Yee est discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques représenté sur Figure II.6. Elle est composée de  $(N_x, N_y, N_z)$  cellules élémentaires repérées par leur indices  $(i, j, k)$  qui varient respectivement de 1 à  $N_x$ , 1 à  $N_y$  et 1 à  $N_z$ , dans les trois directions de l'espace  $(O_x, O_y, O_z)$  avec des pas de discrétisation spatiale  $(\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta)$ . Ces derniers sont choisis par l'utilisateur et dans la majorité des cas sont égaux. Ils dépendent de la longueur d'onde, de la bande de fréquence d'analyse et de la géométrie de la structure à étudier.

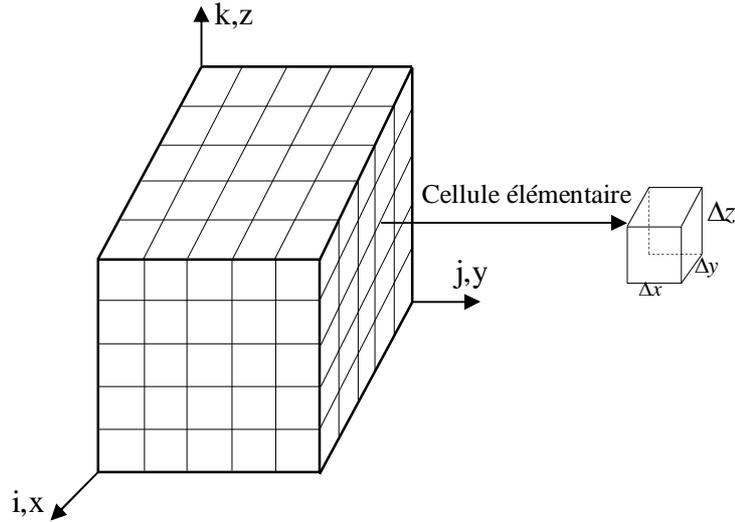


Figure II.6. Volume de calcul FDTD composé de  $N_x \times N_y \times N_z$  cellules de Yee.

Donc, on discrétise l'espace en remplaçant les variables continues  $x$ ,  $y$ ,  $z$  de la fonction scalaire  $F(x, y, z, t)$  qui représente une composante de champ  $\vec{E}$  ou  $\vec{H}$  par trois suites de valeurs de la forme :

$$x_i = i\Delta x$$

$$y_j = j\Delta y$$

$$z_k = k\Delta z$$

La fonction  $F$ , évaluée pour chaque point de schéma de Yee, à  $n^{\text{ième}}$  itération temporelle peut s'écrire de la façon suivante :

$$F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = F^n(i, j, k) \quad (\text{II.47})$$

L'approximation des différences finies centrées de la fonction scalaire  $F$  est donnée par :

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial t} = \frac{F^{n+1/2}(i, j, k) - F^{n-1/2}(i, j, k)}{\Delta t} + O(\Delta t^2) \quad (\text{II.48})$$

$$\frac{\partial F^n(i, j, k)}{\partial x} = \frac{F^n(i+1/2, j, k) - F^n(i-1/2, j, k)}{\Delta x} + O(\Delta x^2)$$

On applique cette discrétisation aux équations (II.38) et (II.41) on trouve :

$$\frac{E_x^{n+1}(i, j, k) - E_x^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\varepsilon(i, j, k)} \left[ \frac{H_z^{n+1/2}(i, j, k) - H_z^{n+1/2}(i, j-1, k)}{\Delta y} - \frac{H_y^{n+1/2}(i, j, k) - H_y^{n+1/2}(i, j, k-1)}{\Delta z} \right]$$

$$\frac{H_x^{n+1}(i, j, k) - H_x^n(i, j, k)}{\Delta t} = \frac{1}{\mu(i, j, k)} \left[ \frac{E_y^n(i, j, k+1) - E_y^n(i, j, k)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i, j+1, k) - E_z^n(i, j, k)}{\Delta y} \right] \quad (\text{II.49})$$

D'après l'équation de Maxwell (II.38), la dérivée partielle de  $H_z$  par rapport à  $y$  et la dérivée partielle de  $H_y$  par rapport à  $z$  permet le calcul de la composante  $E_x$ , donc on peut dire que  $E_x$  se trouve entre :

- Au milieu parallèle à l'axe Oz ou se trouve a les deux extrémités le point  $H_y$  qu'est connu.
- Au milieu parallèle à l'axe Oy ou se trouve a les deux extrémités le point  $H_z$  qu'est connu.

La Figure II.7 montre la circulation du champ  $\vec{H}$  autour du champ  $\vec{E}$ .

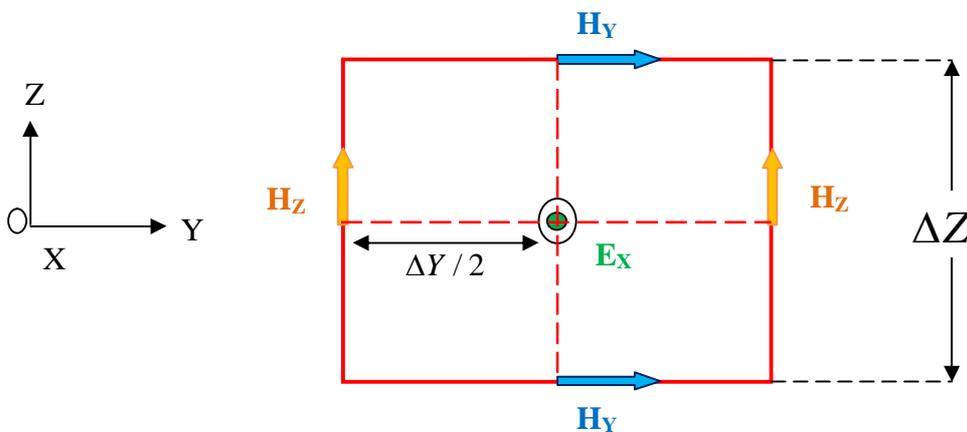


Figure II.7. Circulation du champ  $\vec{H}$  autour du champ  $\vec{E}$ .

En conséquence, d'après l'équation (II.41), la dérivée partielle de  $E_y$  par rapport à  $z$  et la dérivée partielle de  $E_z$  par rapport à  $y$  permet de calculer  $H_x$ , donc on peut dire que  $H_x$  se trouve entre :

- Au milieu parallèle à l'axe Oz, ayant comme extrémités deux points où  $E_y$  est connu.
- Au milieu parallèle à Oy, ayant comme extrémités deux points où  $E_z$  est connu.

La Figure II.8 montre la circulation du champ  $\vec{E}$  autour du champ  $\vec{H}$ .

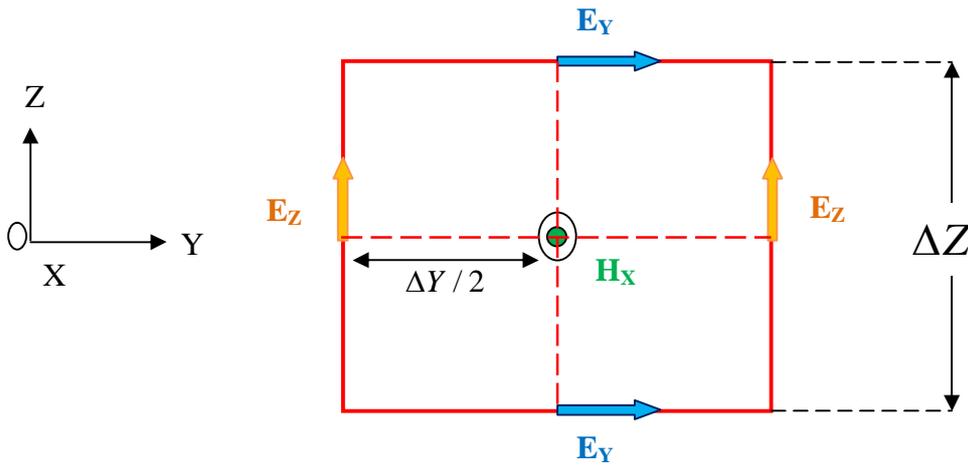


Figure II.8. Circulation du champ  $\vec{E}$  autour du champ  $\vec{H}$ .

D'après les Figures II.7 et II.8, on constate que les valeurs du champ électrique et magnétique seront calculées en des points différents du maillage. Elles seront appelées nœuds électriques et nœuds magnétiques. Chaque nœud électrique est situé entre quatre nœuds magnétiques et chaque nœud magnétique est placé entre quatre nœuds électriques. Les composantes du champ électrique et magnétique dans chaque nœud sont définies par ;  $E_x(i, j, k), E_y(i, j, k), E_z(i, j, k), H_x(i, j, k), H_y(i, j, k), H_z(i, j, k)$ .

Dans le volume de calcul les composantes électriques sont toujours situées au milieu d'un coin. Les composantes magnétiques sont toujours calculées aux centres des faces de la cellule montrée dans la Figure II.9.

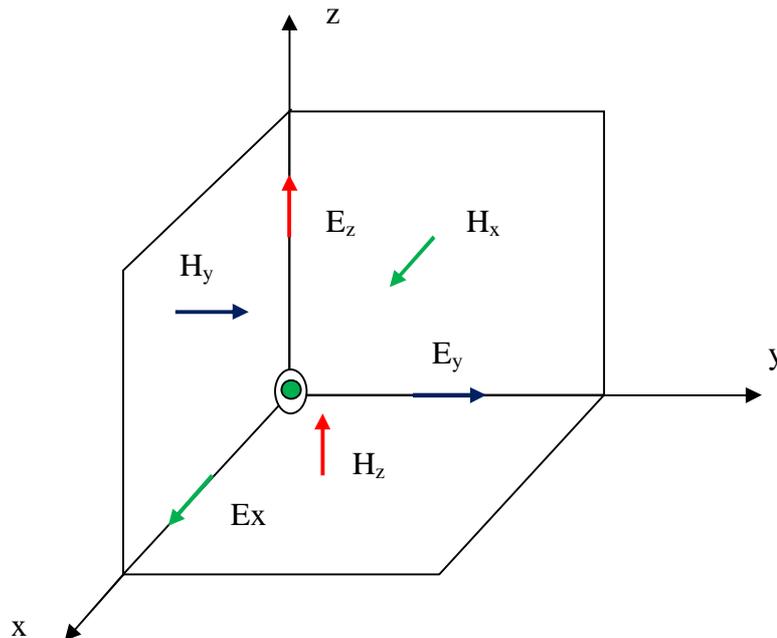


Figure II.9. Cellule élémentaire  $(i, j, k)$  de Yee.

Les approximations en différences finies appliquées aux équations de Maxwell (II.38) à (II.43) sont représentées dans la maille de Yee comme indiqué sur la Figure II.10 [61]. Cette répartition des composantes permet au schéma de Yee de respecter la continuité des composantes tangentielles du champ électrique et des composantes normales du champ magnétique.

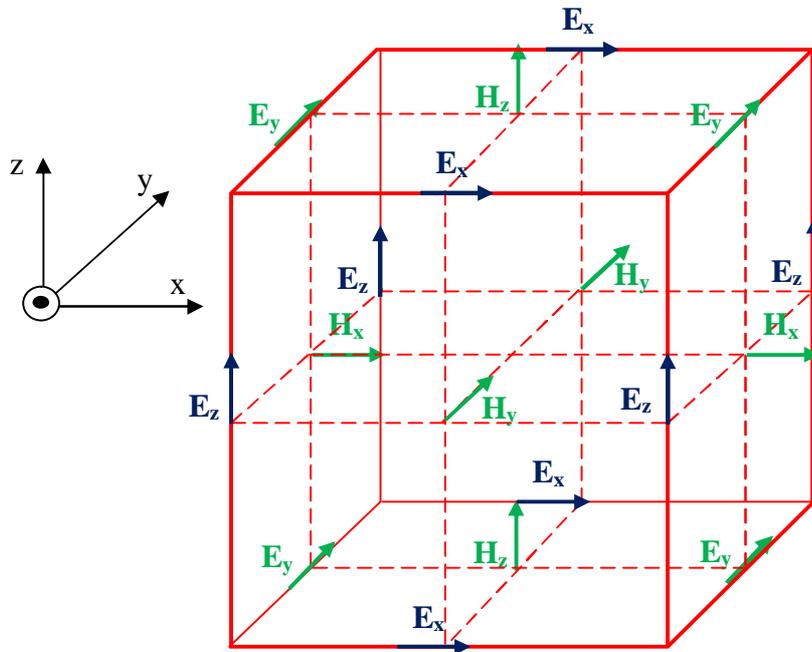


Figure II.10. Cellule de Yee.

#### ❖ discrétisation temporelle de type saute-mouton

Après avoir effectué la discrétisation spatiale des équations de Maxwell, nous allons maintenant s'intéresser à la discrétisation temporelle. Pour cette discrétisation, tous les champs sont calculés dans l'intervalle de temps  $[n\Delta t, (n+1)\Delta t]$ , alors :

- $H(t)$  est remplacé par  $H^{n+\frac{1}{2}}$
- $E(t)$  est remplacé par  $E^{n+\frac{1}{2}}$

A partir de l'équation de Maxwell (II.41), on constate qu'une partie de cette équation contient la dérivée du champ magnétique  $H_x$  par rapport au temps et l'autre partie contient les composantes des champs électriques  $E_y$  et  $E_z$ . Elles sont calculées entre deux instants successifs sur la base du principe des différences finies.

On note que les points de calcul des composantes des champs électrique  $E$  et magnétique  $H$  ne doivent pas être calculés aux mêmes instants, mais à des instants décalés.

L'incrémentation temporelle dans le schéma de Yee se fait par le modèle saute-mouton (ou leap-frog), illustré sur la Figure II.11, et s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 E^n &= E^{n-1} + \frac{\Delta t}{\varepsilon_0} \cdot \nabla \times H^{n-1/2} \\
 H^{n+1/2} &= H^{n-1/2} + \frac{\Delta t}{\mu_0} \cdot \nabla \times E^n
 \end{aligned}
 \tag{II.50}$$

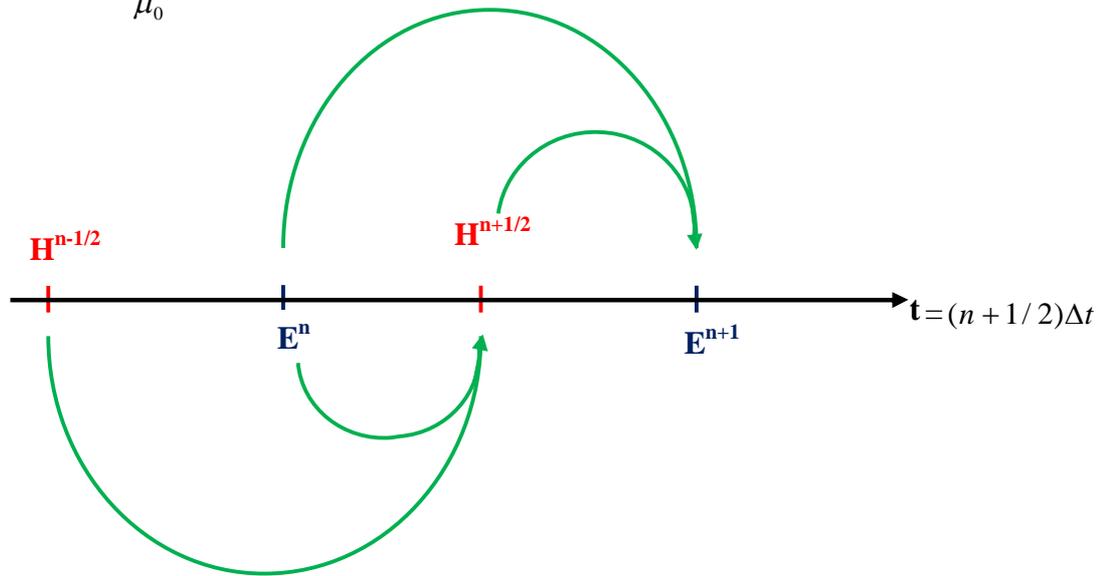


Figure II.11. Le schéma Leap-Frog.

Les composantes du champ électrique seront calculées à des instants qui sont multiples entiers de  $\Delta t$  comme suit  $0, \Delta t, 2\Delta t, \dots, n\Delta t$ . Alors que les composantes du champ magnétique sont déterminées à des instants qui sont multiples demi-entiers de  $\Delta t$  comme suit  $\Delta t/2, (1+1/2)\Delta t, \dots, (n+1/2)\Delta t$ . Le choix de cette discrétisation partielle est imposé par la nécessité de l'approximation des dérivées spatiales et temporelles, les expressions des différentes composantes sont données en (Annexe A).

#### ❖ Critère de stabilité

Dans la méthode FDTD, les valeurs des champs électromagnétiques peuvent diverger pendant le calcul. Pour assurer la convergence il faut que le rapport du champ à deux instants successifs soit inférieur à 1. En effet, le schéma de Yee est un schéma explicite dont le pas de temps est fixé à partir des pas d'espace. Ce schéma fonctionne sous la contrainte d'un critère de stabilité reliant les pas de discrétisation temporel  $\Delta t$  et spatiaux  $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$ , appelé critère de stabilité ou critère de courant Friedrich Levy, pour un volume de calcul à trois dimension, il est défini par [62] :

$$\Delta t \leq \frac{1}{c\sqrt{(1/\Delta x^2 + 1/\Delta y^2 + 1/\Delta z^2)}} \quad (\text{II.51})$$

Où  $c$  : est la vitesse de propagation de l'onde dans le vide. Pour un maillage uniforme  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ , l'équation (II. 51) devient :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c\sqrt{3}} \quad (\text{II.52})$$

Pour un volume de calcul d'une seule dimension, les paramètres de discrétisation  $\Delta t$  et  $\Delta x$  s'écrit sous la forme suivante :

$$\Delta t \leq \frac{\Delta x}{c} \quad (\text{II.53})$$

#### ❖ Dispersion numérique

Dans la méthode FDTD, le passage des formes continues et analogiques des équations de Maxwell dans un espace temps-continu aux approximations numériques et discrètes dans un espace temps-échantillonné, crée un effet parasite appelé dispersion numérique. La dispersion est une propriété importante car elle permet de mesurer la capacité de la méthode. Cette dispersion dans la grille FDTD varie avec la fréquence, la direction de la propagation sur la grille et la valeur des pas spatiaux.

Le phénomène de dispersion est négligeable si la valeur des pas spatiaux vérifie la relation suivante :

$$\text{Max}(\Delta x, \Delta y, \Delta z) \leq \frac{\lambda_{\min}}{10} \quad (\text{II.54})$$

Avec  $\lambda_{\min}$  est la longueur d'onde minimale. Dans le cas d'un volume de calcul uniforme  $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \Delta$ , l'équation (II.54) devient :

$$\Delta \leq \frac{\lambda_{\min}}{10} \quad (\text{II.55})$$

#### II.2.2.5. Conditions absorbantes

Pour un système ouvert où l'onde se propage à l'infini, la simulation numérique dans un domaine 3D discrétisé et borné pose le problème de réflexion parasite sur les bords du volume de calcul, donc les utilisateurs de l'algorithme FDTD sont contraints à des limitations techniques. Pour remédier à ce problème, l'espace de simulation est tronqué.

Les équations du champ électromagnétique doivent être modifiées, on utilise des conditions aux frontières dans le domaine de calcul sous forme de plusieurs couches, permettant de calculer le rayonnement du champ électromagnétique à l'infini. Deux techniques existent pour résoudre les problèmes aux frontières.

- Une technique consiste à appliquer les équations des champs calculées du domaine de solution pour déterminer le champ sur la frontière, c'est la condition de Mur.
- Une technique qui permet d'utiliser une couche absorbante du champ électromagnétique et d'éliminer la réflexion parasite, c'est le cas des conditions absorbantes PML « Perfect Matched Layer » que nous avons adoptées dans notre étude.

#### ❖ Les conditions PML de Bérenger

En 1994, Bérenger a proposé les couches parfaitement adaptées PML (Perfectly Matched Layers) [63, 64]. C'est la technique la plus utilisée en simulation dans le domaine électromagnétique. La notion PML correspond aux couches parfaitement adaptées au vide, d'épaisseur finie, placées tout autour du volume de calcul, comme le montre la Figure II.12. Ce sont des couches composées de matériaux fictifs absorbants caractérisées par les paramètres  $\epsilon_0, \mu_0, \sigma, \sigma^*$ . Leur représentation dans un volume cubique est définie par les paramètres de conductivité  $\sigma_x, \sigma_x^*, \sigma_y, \sigma_y^*, \sigma_z, \sigma_z^*$ .

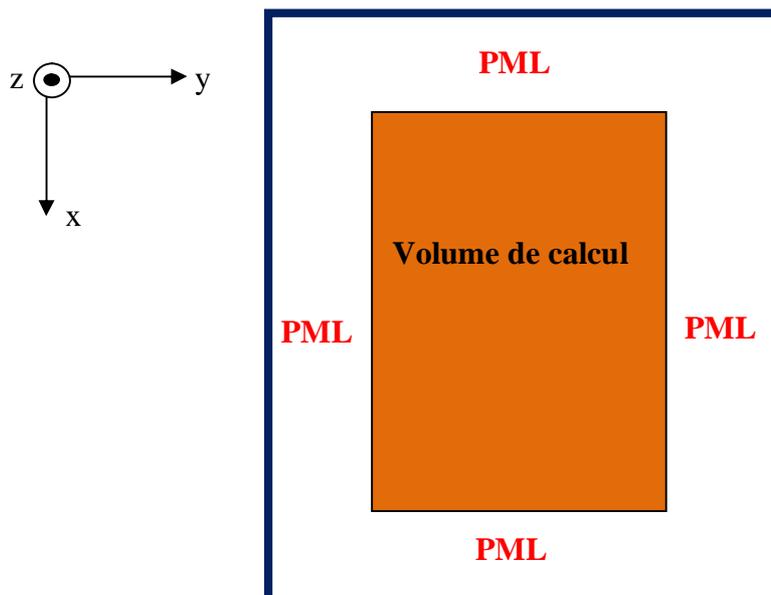


Figure II.12. Couche PML entourant le volume de calcul.

L'utilisation de ces conditions permet la transmission des ondes électromagnétiques perpendiculairement à l'interface du volume de calcul et les couches PML sans atténuation. Bérenger démontre que les conductivités électrique et magnétique équivalente doivent être calculées dans chaque couche en respectant la condition d'adaptation de l'impédance au niveau des interfaces suivantes [65]:

$$\frac{\sigma}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma^*}{\mu_0}$$

Les équations de Maxwell qui relient le champ électrique et magnétique sont décrites dans les conditions de PML comme suit :

$$\bar{\nabla} \wedge \bar{E} = -\sigma^* H - \mu_0 \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} \quad (\text{II.56})$$

$$\bar{\nabla} \wedge \bar{H} = \sigma E + \varepsilon_0 \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} \quad (\text{II.57})$$

Les équations (II.38)-(II.43) après avoir intégré la condition PML deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[ \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right] = \sigma_x E_x + \varepsilon_x \frac{\partial E_x}{\partial t} \\ \left[ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right] = \sigma_y E_y + \varepsilon_y \frac{\partial E_y}{\partial t} \\ \left[ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right] = \sigma_z E_z + \varepsilon_z \frac{\partial E_z}{\partial t} \end{array} \right. \quad (\text{II.58})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[ \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right] = -\sigma_x^* H_x - \mu_x \frac{\partial H_x}{\partial t} \\ \left[ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right] = -\sigma_y^* H_y - \mu_y \frac{\partial H_y}{\partial t} \\ \left[ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right] = -\sigma_z^* H_z - \mu_z \frac{\partial H_z}{\partial t} \end{array} \right. \quad (\text{II.59})$$

L'onde qui se propage dans le milieu PML se décompose suivant deux axes, une onde plane à incidence normale selon le premier axe et l'autre axe tangentiel décrit une onde qui sera atténuée de façon de ne pas avoir de réflexion.

Les composantes du champ électrique et magnétique en coordonnées cartésiennes dans un milieu PML sont décomposées en sous-composantes transverses comme l'indique la formule suivante :

$$\begin{cases} E_x = E_{xy} + E_{xz} \\ E_y = E_{yx} + E_{yz} \\ E_z = E_{zx} + E_{zy} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} H_x = H_{xy} + H_{xz} \\ H_y = H_{yx} + H_{yz} \\ H_z = H_{zx} + H_{zy} \end{cases} \quad (\text{II.60})$$

Chaque équation des deux systèmes (II.58) et (II.59) doit être divisée en deux équations différentes. Par exemple ; la composante  $E_x$  se décompose en deux équations, une équation contenant la sous composante  $E_{xy}$  qui décrira la propagation de  $E_x$  suivant l'axe y et la deuxième contenant la sous composante  $E_{xz}$  qui décrira la propagation de  $E_x$  suivant l'axe z. Donc, en remplaçant (II.60) dans (II.58) et (II.59), on trouve la série d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \sigma_y E_{xy} + \varepsilon_x \frac{\partial E_{xy}}{\partial t} = -\frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial y} \\ \sigma_z E_{xz} + \varepsilon_x \frac{\partial E_{xz}}{\partial t} = \frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial z} \\ \sigma_x E_{yx} + \varepsilon_y \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} = \frac{\partial(H_{zx} + H_{zy})}{\partial x} \\ \sigma_z E_{yz} + \varepsilon_y \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} = -\frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial z} \\ \sigma_x E_{zx} + \varepsilon_z \frac{\partial E_{zx}}{\partial t} = -\frac{\partial(H_{yx} + H_{yz})}{\partial x} \\ \sigma_y E_{zy} + \varepsilon_z \frac{\partial E_{zy}}{\partial t} = \frac{\partial(H_{xy} + H_{xz})}{\partial y} \end{cases} \quad (\text{II.61})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma_y^* H_{xy} + \mu_x \frac{\partial H_{xy}}{\partial t} = -\frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial y} \\ \sigma_z^* H_{xz} + \mu_x \frac{\partial H_{xz}}{\partial t} = \frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \\ \sigma_x^* H_{yx} + \mu_y \frac{\partial H_{yx}}{\partial t} = \frac{\partial(E_{zx} + E_{zy})}{\partial x} \\ \sigma_z^* H_{yz} + \mu_y \frac{\partial H_{yz}}{\partial t} = -\frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial z} \\ \sigma_x^* H_{zx} + \mu_z \frac{\partial H_{zx}}{\partial t} = -\frac{\partial(E_{yx} + E_{yz})}{\partial x} \\ \sigma_y^* H_{zy} + \mu_z \frac{\partial H_{zy}}{\partial t} = \frac{\partial(E_{xy} + E_{xz})}{\partial y} \end{array} \right. \quad (\text{II.62})$$

La résolution de ces équations se fait par une discrétisation spatio-temporelle aux différences finies, ainsi à titre d'exemple, les sous-composantes  $H_{xy}$  et  $E_{xy}$  s'écrivent après discrétisation comme suit :

$$H_{xy}^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_{xy}^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \frac{\sigma_y^*(i, j, k)\Delta t}{\mu_x} H_{xy}^n(i, j, k) - \frac{\Delta t}{\mu_x \Delta} \left[ \left( E_{zx}^n(i, j+1/2, k) - E_{zx}^n(i, j-1/2, k) \right) + \left( E_{zy}^n(i, j+\frac{1}{2}, k) - E_{zy}^n(i, j-\frac{1}{2}, k) \right) \right] \quad (\text{II.63})$$

$$E_{xy}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1/2, k+1/2) = E_{xy}^{n-\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1/2, k+1/2) - \frac{\sigma_y(i, j, k)\Delta t}{\epsilon_x} E_{xy}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon_x \Delta(i+1/2, j+1/2, k+1/2)} \left[ \left( H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1, k+1/2) - H_{zx}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j, k+1/2) \right) + \left( H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j+1, k+1/2) - H_{zy}^{n+\frac{1}{2}}(i+1/2, j, k+1/2) \right) \right]$$

(II.64)

### II.2.2.6. Choix de l'excitation

En général, pour chaque structure à analyser, on doit choisir l'excitation adéquate garantissant un bon fonctionnement de l'antenne et une bonne adaptation. L'excitation est imposée suivant le domaine d'application et la bande de fréquence. L'excitation est générée à partir d'un signal numérique qui va se propager dans la structure étudiée, elle est caractérisée par sa forme et l'emplacement qui doit être choisi selon le maillage adopté pour garantir la convergence de la structure.

L'utilisation d'une Gaussienne répond à cette exigence, puisque son signal est borné dans le temps avec une formule très simple permettant une facilité de contrôle. En plus, elle présente un minimum d'erreurs puisque sa variation dans le temps n'est pas rapide. La formule de l'excitation Gaussienne est donnée par l'équation suivante :

$$f(t) = e^{-\left(\frac{t-t_0}{T}\right)^2} \quad (\text{II.65})$$

Avec  $t_0$  est le retard temporel et  $T$  est la largeur d'impulsion Gaussienne. La Gaussienne est une fonction de temps c'est-à-dire fonction de  $nt$ . Après une discrétisation temporelle,  $t$  devient  $n\Delta t$ , donc la formule s'écrit comme suit :

$$f(n\Delta t) = e^{-\left(\frac{n\Delta t-t_0}{T}\right)^2} \quad (\text{II.66})$$

Le paramètre de la largeur d'impulsion  $T$  est déterminé à partir de la largeur  $w$  de l'impulsion gaussienne, il est donné par :

$$T = \frac{w/2}{v\sqrt{3}} \quad (\text{II.67})$$

Avec  $v$  est la vitesse de l'onde dans le substrat. La forme générale de l'organigramme de la méthode FDTD est illustrée dans la Figure II.13.

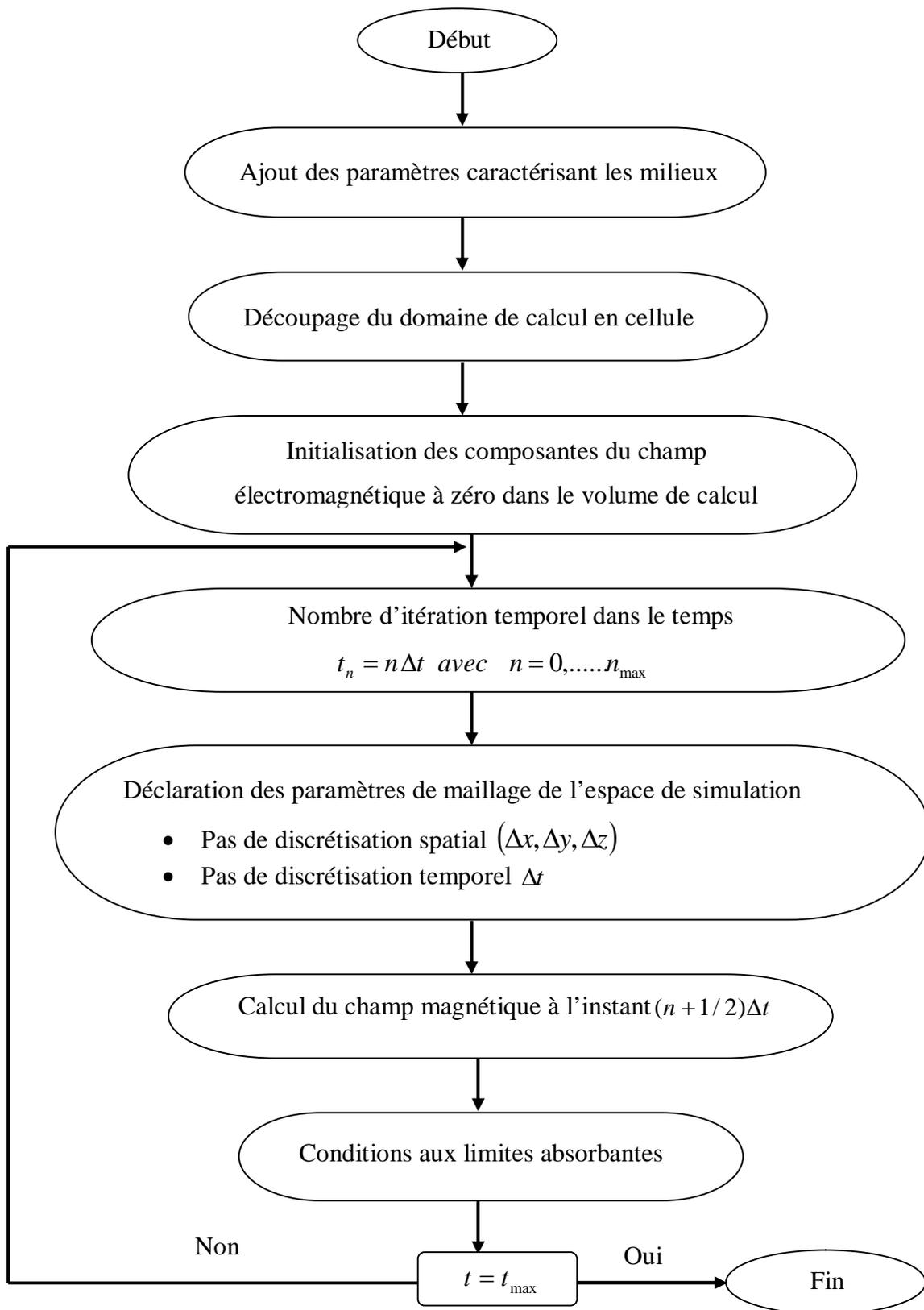


Figure II.13. Organigramme de la méthode FDTD.

### II.2.2.7. Résultats et discussions

Dans cette partie, on va utiliser la méthode FDTD pour calculer le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne microbande montrée dans la Figure II.1. Une étude paramétrique sera effectuée pour expliquer l'effet de certains paramètres sur les performances de l'antenne.

#### A. Paramètres géométriques

La structure étudiée est montrée dans la Figure II.1. Le patch rectangulaire de longueur  $L_p=40$  mm et de largeur  $W_p=30$  mm est imprimé sur le substrat supérieur d'épaisseur  $d_b=1.6$  mm et ayant une permittivité relative  $\epsilon_{r,2} = 2.45$ . La ligne d'alimentation, de largeur  $W=4.42$  mm et ayant une impédance caractéristique de 50 Ohm, se situe au-dessous du substrat inférieur. Un plan de masse contenant une ouverture rectangulaire sépare les deux substrats supposés identiques. La longueur et la largeur de l'ouverture sont  $L_a=11.2$  mm et  $W_a=1.55$  mm, respectivement.

#### B. Paramètres de simulation FDTD

Pour l'étude du système en 3D, on utilise un maillage ayant comme paramètres  $dx = 0.5525\text{mm}$ ,  $dy = 0.3875\text{mm}$  et  $dz = 0.4\text{mm}$ , ce qui correspond à un pas temporel  $\Delta t = 0.82\text{ps}$ , cela vérifie la condition de stabilité. Concernant l'excitation de la structure étudiée, une impulsion gaussienne a été choisie. Les paramètres de l'impulsion sont  $T = 30\Delta t$ , avec un délai d'impulsion  $t_0 = 120\Delta t$ . Pour réduire la réflexion aux frontières, 6 couches PML (Perfectly Matched Layers) sont utilisées dans un volume de calcul de  $70\Delta x \times 200\Delta y \times 60\Delta z$ , en adoptant un nombre d'itérations égale à 5000.

#### C. Coefficient de réflexion $S_{11}$

Le coefficient de réflexion est calculé à partir de l'équation suivante :

$$S_{11}(w) = \frac{TF[E_r(t)]}{TF[E_i(t)]} \quad (\text{II.68})$$

Avec :

- $E_r(t)$  est le champ électrique réfléchi.
- $E_i(t)$  est le champ électrique incident.

### D. Etude paramétriques

Dans ce qui suit, nous étudions l'influence de certains paramètres sur les performances de la structure étudiée. La présence d'ouvertures dans les plans de masse des antennes microbandes ajoute de nouveaux paramètres de conception qui peuvent être utilisés comme un outil de réglage des fréquences de résonance, sans modifier la plaque elle-même. Une ouverture rectangulaire introduit deux paramètres physiques, à savoir sa longueur et sa largeur. En outre de l'effet de l'ouverture, nous étudions également l'influence de l'épaisseur du substrat d'alimentation sur les performances de l'antenne.

#### ❖ Influence de la longueur de l'ouverture

Nous avons fixé la largeur de la fente  $W_a$  à 1.55mm, et nous avons changé la longueur de l'ouverture  $L_a$ . La Figure II.14 illustre la variation du coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour trois différentes valeurs de  $L_a$  ( $L_a = 8$  mm, 11.2mm et 14 mm).

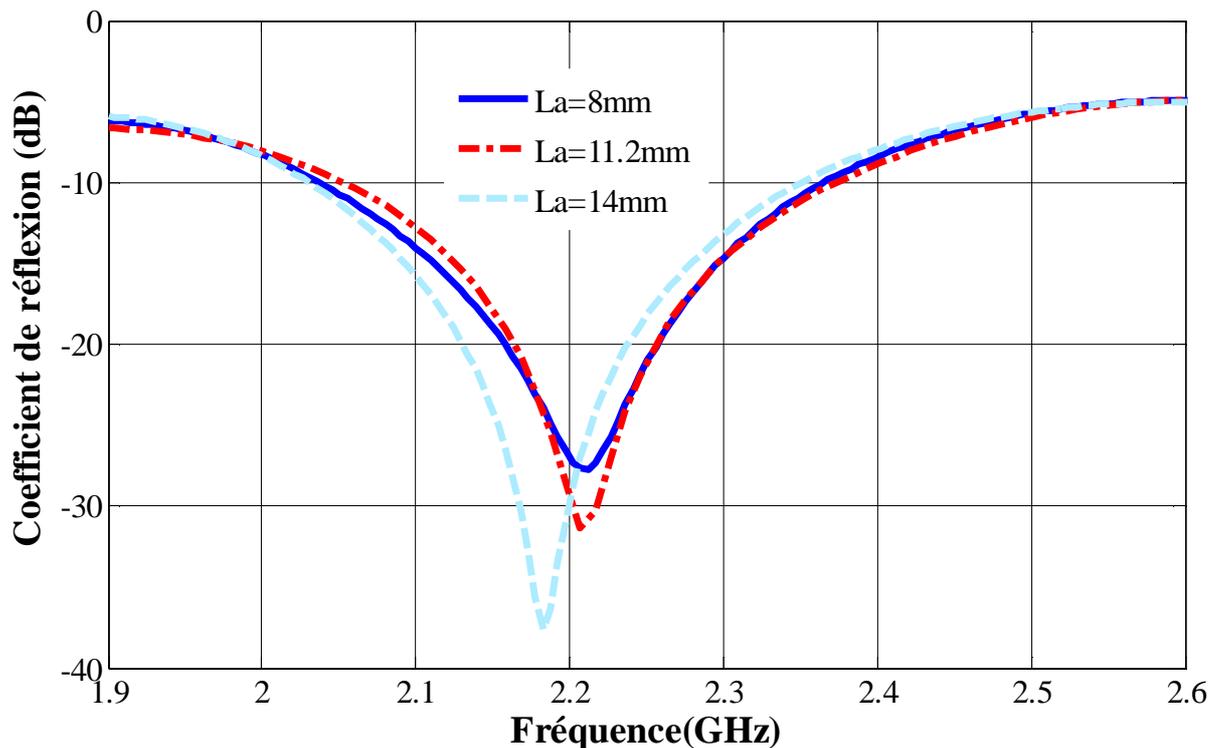


Figure II.14. Coefficient de réflexion pour trois différentes valeurs de la longueur de l'ouverture  $L_a$ .

D'après cette figure, on observe que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la longueur de l'ouverture. D'autre part, on constate que la largeur de la bande passante

diminue de 32.7% pour  $L_a = 8$  mm à 31.8% pour  $L_a = 14$  mm, donc la bande passante est inversement proportionnelle à la longueur de l'ouverture.

#### ❖ Influence de la largeur de l'ouverture

Nous présentons ici l'influence de la largeur de l'ouverture sur la fréquence de résonance de l'antenne. La largeur de l'ouverture  $W_a$  initialement de 1.55 mm est augmentée avec un pas de 2 mm. Nous avons en total trois largeurs de l'ouverture, à savoir,  $W_a = 1.55$  mm, 3.55 mm et 5.55mm. Les résultats obtenus sont résumés dans le tableau suivant :

Tableau II.4. Fréquence de résonance pour différentes valeurs de  $W_a$ .

Largeur de l'ouverture $W_a$ (mm)	Fréquence de résonance(GHz)	Coefficient $S_{11}$ (dB)
1.55	2.207	-31.51
3.55	2.183	-39.15
5.55	1.885	-37.11

Il est clair à partir du Tableau II.4 que la fréquence de résonance diminue au fur et à mesure que la largeur de l'ouverture augmente.

#### ❖ Influence de l'épaisseur du substrat d'alimentation

La Figure II.15 représente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenus pour différentes valeurs de l'épaisseur du substrat d'alimentation ( $d_a=1.6$  mm, 3.2 mm et 4.8 mm). Les résultats de la Figure II.15 indiquent une diminution de la fréquence de résonance avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat.

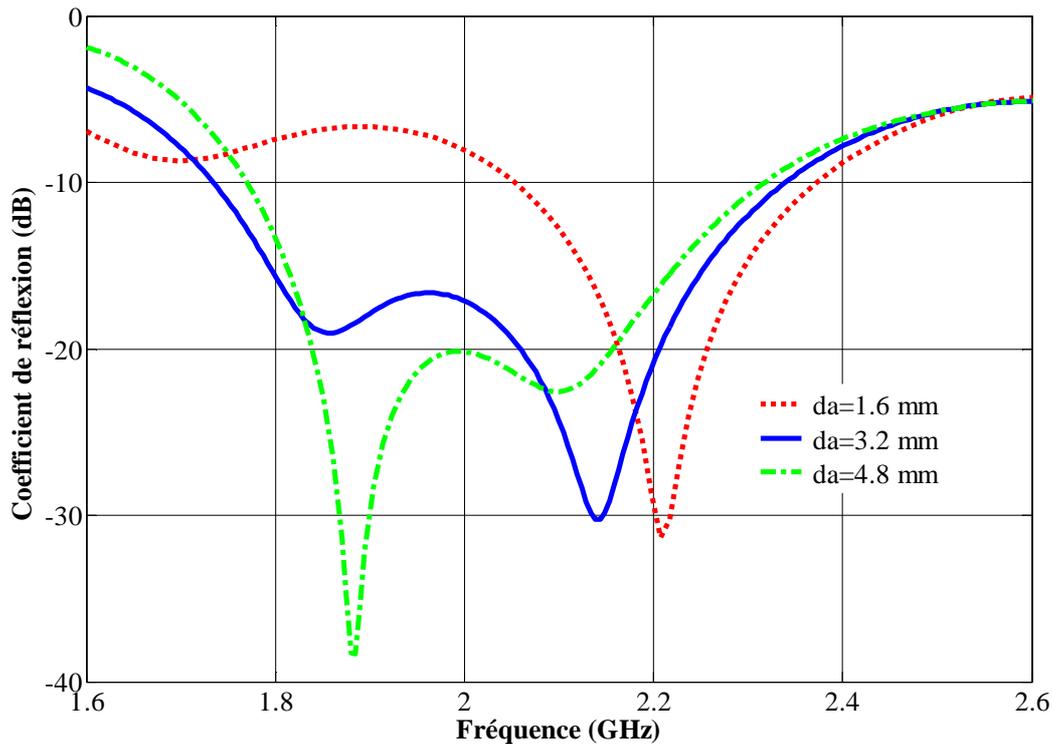


Figure II.15. Coefficient de réflexion pour différentes valeurs de l'épaisseur de substrat d'alimentation  $d_a$ .

### II.2.3. Modélisation par le simulateur électromagnétique HFSS

Nous allons maintenant analyser la structure d'antenne patch couplée par une ouverture par le simulateur de modélisation électromagnétique HFSS. Les paramètres physiques et géométriques de l'antenne sont prises identiques à ceux utilisés dans la méthode FDTD (voir section II.2.2.7, sous-section A). Les résultats obtenus concernent le paramètre  $S_{11}$  et les diagrammes de rayonnements.

#### II.2.3.1. Coefficient de réflexion $S_{11}$

La Figure II.16 présente le coefficient de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence obtenu à partir du simulateur HFSS. La fréquence de résonance de l'antenne étudiée est de 2.182 GHz avec une perte de retour de -22.95dB.

Pour confirmer l'exactitude de nos résultats, nous avons fait une comparaison avec les résultats rapportés dans la référence [66]. On constate un bon accord entre les deux résultats dans la bande de fréquence allant de 1 GHz jusqu'à 4 GHz.

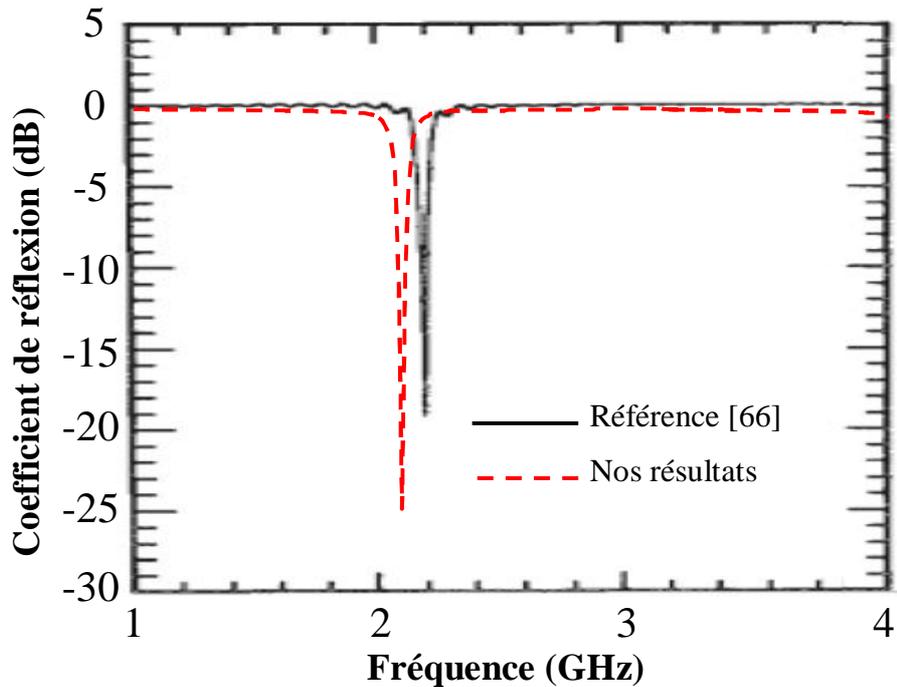


Figure II.16. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne patch couplée par ouverture.

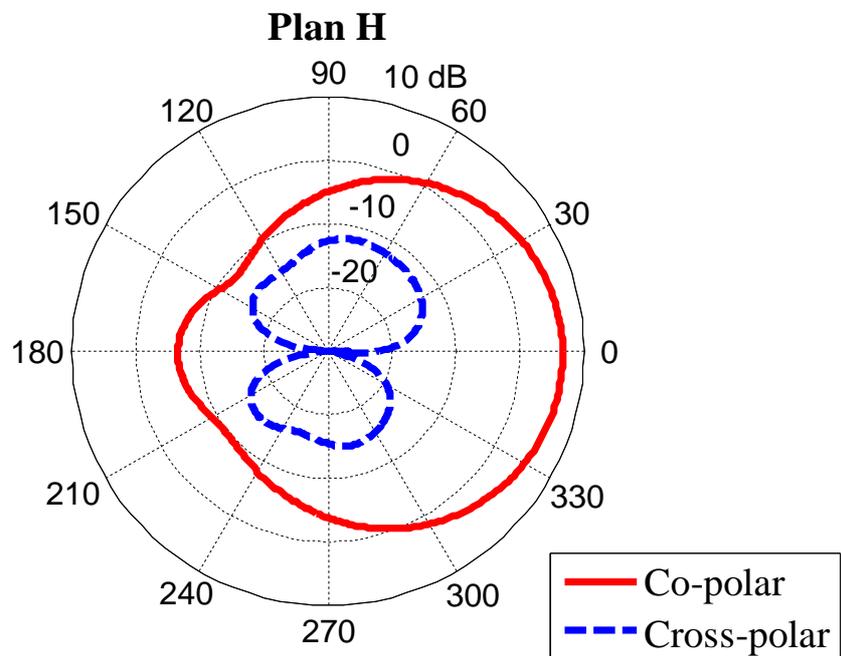
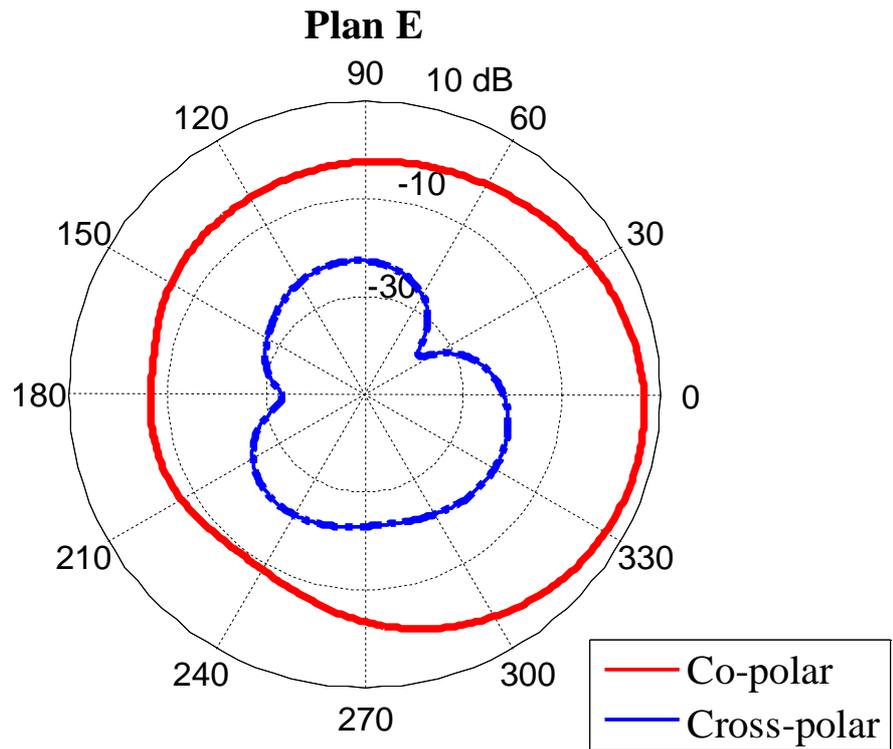
Dans le tableau II.5, nous comparons la fréquence de résonance de l'antenne obtenue par la méthode FDTD et le logiciel HFSS avec la fréquence calculée par Tsai [66]. Il est clair à partir du tableau que les trois valeurs sont très proches.

Tableau II.5. Comparaison de la fréquence de résonance calculée et simulée avec le résultat de Tsai [66].

Fréquence de résonance (GHz)		
Nos résultats		Résultat calculé par Tsai [66]
Méthode FDTD	Simulateur HFSS	
2,207	2.182	2,2

### II.2.3.2. Diagrammes de rayonnement

Les champs rayonnés dans le plan E et H pour la structure d'antenne proposée sont présentés dans la Figure II.17 (a-b), respectivement. Nous avons considéré les deux types de polarisation, à savoir, la co-polarisation et la polarisation croisée. L'antenne opère à la fréquence de 2.18 GHz. Pour le cas de la co-polarisation, le rayonnement est plus important dans le plan E que dans le plan H. Le rayonnement correspondant à la polarisation croisée est faible relativement) celui de la co-polarisation dans le plan E aussi bien que dans le plan H.

Figure II.17. Diagrammes de rayonnement à la fréquence de résonance  $f_r = 2.18\text{GHz}$  ;

(a) Plan E, (b) Plan H.

### II.3. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué une étude détaillée sur les antennes patch couplée par ouverture. Deux méthodes appartenant à la famille des techniques Full-wave ont été utilisées pour la modélisation de l'antenne.

Dans la première méthode, nous avons formulé le problème de la fréquence de résonance complexe en termes d'équations intégrales couplées. Nous avons calculé les fonctions dyadiques hybrides de Green dans le domaine des transformées vectorielles de Fourier. Les modes TM issus du modèle de la cavité à murs latéraux magnétiques ont été utilisés pour développer le courant inconnu sur le patch. Aussi, les mêmes fonctions de base ont été utilisées dans l'approximation de la densité de courant magnétique sur l'ouverture conformément au concept des structures électromagnétiques complémentaires. On a abouti à un système d'équations homogènes, sa solution non triviale donne la fréquence de résonance de l'antenne. Les résultats calculés ont été comparés avec ceux disponibles dans la littérature et un bon accord a été trouvé. Le code développé a été exploité pour effectuer une étude paramétrique afin de quantifier l'influence de certains paramètres sur les performances de l'antenne.

La deuxième méthode développée dans ce chapitre pour analyser l'antenne microbande excitée à travers une ouverture coupée dans le plan de masse est la méthode des différences finies dans le domaine temporel. La résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle de l'espace d'étude et celui-ci est donc discrétisé en cellules élémentaires. Les champs électriques et magnétiques ont été évalués à des instants différents. Cette méthode permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique à partir des distributions spatiales des champs. Ensuite, une transformée de Fourier a été appliquée à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. La comparaison de la fréquence de résonance de l'antenne obtenue par la méthode FDTD et le logiciel HFSS avec la fréquence calculée par Tsai [66] a permis de valider la méthode proposée. Des résultats numériques ont été présentés concernant l'influence de la taille de l'ouverture rectangulaire ainsi que l'épaisseur du substrat d'alimentation sur la fréquence de résonance de l'antenne. Finalement, le logiciel HFSS a été exploité dans la détermination du diagramme de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H en considérant une polarisation croisée aussi bien qu'une co-polarisation.

---

# CHAPITRE III

## Etude d'une antenne microruban pour le système MIMO

---

- ❖ Introduction
- ❖ Diversité
- ❖ Le système MIMO
- ❖ Etude d'une antenne microruban pour le système MIMO
- ❖ Antenne microruban couplée par une ouverture pour le système MIMO
- ❖ Conclusion

### III.1. Introduction

Durant ces dernières années une nouvelle architecture basée sur les antennes multi-émetteurs et multi- récepteurs a été proposée. Le système MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) permet de transmettre l'information numérique avec un haut débit, et une qualité de service avec un grand gain par rapport au système mono-antenne (SISO) (Single-Input Single-Output) [67], sans l'augmentation de la puissance du signal à l'émission et la bande passante de l'antenne réceptrice [68], ce qui permet de répondre aux exigences des systèmes de communication sans fil. En conséquence, la capacité de gérer le phénomène de la propagation par trajets multiples augmente linéairement avec le nombre d'antennes à l'émission.

La présence de plusieurs antennes à l'émission et à la réception constitue une nouvelle dimension, Il s'agit de la dimension spatiale. Cette dernière combinée avec la dimension temporelle classique, permet de développer un domaine du traitement spatio-temporel.

Dans les systèmes de communication MIMO, le couplage mutuel qui décrit l'interaction électromagnétique entre des éléments rayonnants qui sont voisins, est particulièrement important dans le cas d'antennes placées près l'une de l'autre dans un espace réduit. Ce couplage affecte les performances du système et donc on cherche toujours à le minimiser [69]. Dans ce chapitre, en première lieu on présente une description des systèmes multi-antennaires, on donne leur caractéristiques de base, ainsi que les différents aspects principaux (techniques de diversité, structure du système MIMO, les avantages et les applications du système MIMO).

Par la suite, l'étude sera élargie à la simulation et la conception d'un réseau d'antennes microrubans « multi émetteur, multi récepteur » composé de deux ou plusieurs éléments rayonnants pour améliorer les performances de communication.

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) a été choisie pour l'analyse de l'élément de base pour le système MIMO. Dans notre étude, les caractéristiques d'un réseau d'antennes MIMO (2x4) sont présentées en termes de coefficient de réflexion, couplage mutuel, gain et diagrammes de rayonnement. L'antenne proposée est simulée en utilisant le simulateur HFSS.

Dans le but d'avoir une antenne ACMIPA (Aperture Coupled Microstrip Antenna) plus performante, une nouvelle structure d'un réseau d'antennes couplées par une ouverture sera proposée. Cette nouvelle structure sert pour de nombreuses applications de la technologie MIMO et offre la réduction du couplage mutuel entre les deux ports d'antenne. L'étude et la conception de cette structure fera l'objet de la troisième section. Les résultats obtenus dans ce

chapitre permettent de répondre aux exigences des applications des systèmes de communication sans fil tel que WLAN.

### III.2. Diversité

On sait que la transmission d'un même signal sur des canaux indépendants permet de récupérer au mieux le signal transmis lors de la réception. Plus le nombre de canaux indépendants augmente, plus la probabilité que tous ces canaux subissent des évanouissements profonds diminue.

Le principe de base de la diversité est la répétition d'un même signal émis dans le temps (diversité de temps), sur plusieurs fréquences (diversité de fréquences) ou sur plusieurs accès d'un système antenne (diversité d'antennes). Elles peuvent être utilisées à l'émission ou/et à la réception. Ce principe permet d'exploiter la différence statistique entre les signaux reçus. Les différentes techniques permettant d'obtenir la diversité sont présentées ci-après [70].

#### III.2.1. Diversité temporelle

La diversité temporelle est obtenue par la transmission de plusieurs répliques de la même information à des instants différents. Il est cependant nécessaire que l'intervalle de temps entre deux émissions identiques soit assez grand pour que le canal de transmission diffère entre les deux répétitions, ce qui garantit une indépendance des signaux reçus et donc de la diversité.

#### III.2.2. Diversité fréquentielle

Le principe de la diversité fréquentielle est de transmettre le même signal simultanément sur des fréquences porteuses différentes. Il faut cependant s'assurer que les fréquences utilisées sont suffisamment éloignées pour garantir une propagation différente et donc l'indépendance des signaux reçus. Cette solution n'est pas très utilisée en pratique pour deux raisons principales. Premièrement, elle nécessite l'utilisation d'au moins deux chaînes de transmission complètes, ce qui introduit un coût supplémentaire à la solution. Deuxièmement, l'occupation spectrale qui est importante par rapport à un système sans diversité.

#### III.2.3. Diversité de polarisation

Dans la diversité de polarisation, un même signal est émis sur des ondes polarisées différemment, donc on utilise deux polarisations orthogonales, l'une verticale et l'autre horizontale. On obtient généralement une bonne décorrélation entre les signaux reçus, car les

caractéristiques de propagation sur les différentes polarisations sont souvent considérées comme indépendantes.

### III.2.4. Diversité spatiale

La diversité spatiale est basée sur l'utilisation de plusieurs antennes soit en émission, soit en réception et soit en émission et en réception simultanément. Pour recevoir des signaux décorrélés, il est nécessaire d'espacer géographiquement les antennes de manière significative par rapport à la longueur d'onde. Chacun des trajets arrivant sur les antennes résulte de sa propre interaction avec l'environnement. Ils ont donc été affectés de manière indépendante par l'environnement et n'ont également pas parcouru le même chemin.

## III.3. Le système MIMO

### III.3.1. Définition du système MIMO

La technologie MIMO, proposée par la première fois en 1998 par Pioneer Foschini [71], désigne une technologie d'antenne destinée aux communications sans fil, qui consiste à utiliser plusieurs antennes tant au niveau de la source (émetteur) qu'à celui de la destination (récepteur) [72]. Les antennes présentes à chaque extrémité du circuit de communication sont combinées pour minimiser les erreurs et optimiser le débit des données. Les antennes patches sont très utilisées dans les systèmes MIMO [73-76] en raison de leurs nombreux avantages tels que : le faible coût et la simplicité de fabrication, la possibilité de la mise en réseau et l'intégration d'éléments discrets et finalement la conformabilité facilitant l'implantation sur tout type de support.

L'application de la technologie MIMO dans les systèmes de communication sans fil et les réseaux mobiles [77] a connu un essor considérable au cours de ces dernières années. Cette technologie permet une meilleure qualité de transmission des données avec une amélioration considérable des débits.

Une quantification de l'amélioration du lien radio est nécessaire pour déterminer l'efficacité d'un système à diversité d'antennes. Le gain de diversité est le paramètre qui permet d'évaluer la diversité d'antennes. C'est le paramètre central d'évaluation de la diversité d'antennes. Il permet de quantifier l'amélioration apportée par un système multi-antennaires comparé aux performances d'un système uni-antennaire.

### III.3.2. Structure MIMO

Le système MIMO est constitué de plusieurs antennes  $N_t$  en émission et  $N_r$  en réception comme illustré sur la Figure III.1 [78]. Ce système permet d'améliorer la qualité du rapport signal sur bruit et le débit de transmission des données sans avoir recours ni à l'augmentation de la puissance du signal à l'émission ni à l'élargissement de la bande passante de l'antenne réceptrice. Cela permet ensuite de pouvoir diminuer le niveau d'émission des signaux radio afin de réduire la pollution électromagnétique environnante, mais aussi de prolonger la durée des batteries dans le cas d'un téléphone.

Le signal transmis entre l'émetteur et le récepteur se fait par de nombreux trajets [79]. La distance entre les antennes en émission et en réception doit être minimale [80], elle joue un rôle non négligeable sur la capacité et la fiabilité de la communication.

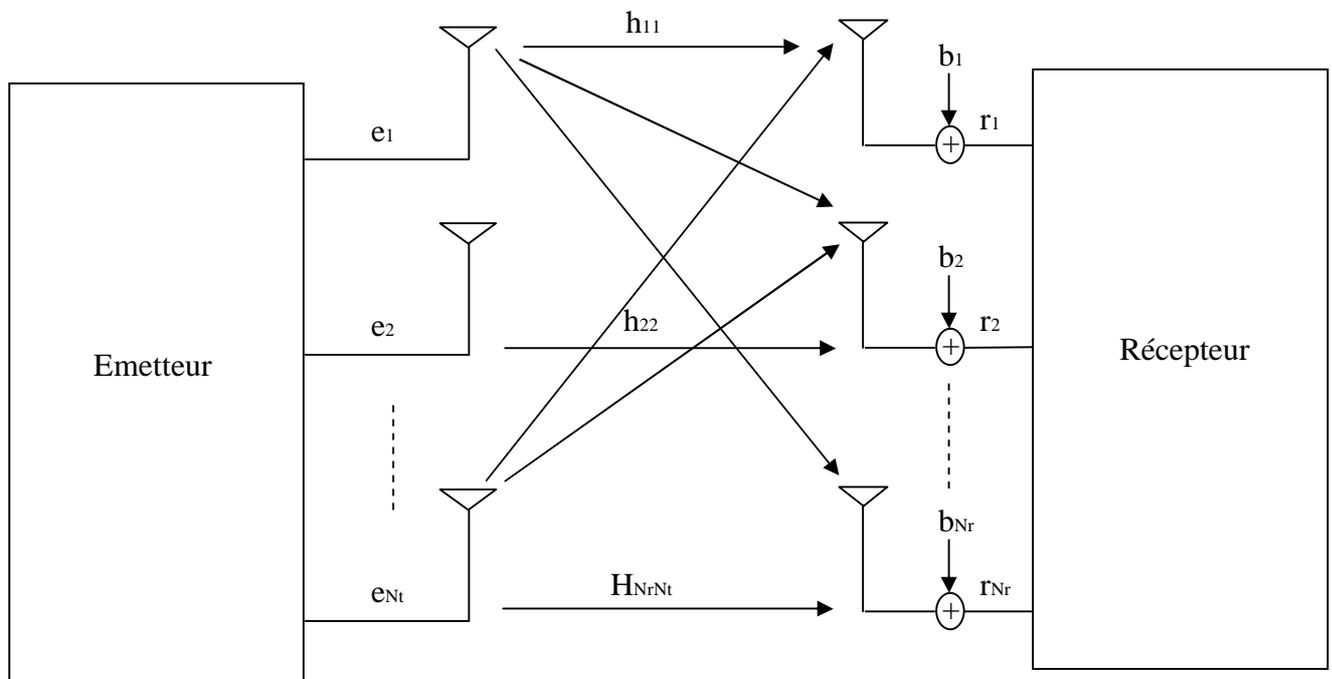


Figure III.1. Système MIMO à  $N_t$  antennes en émission et  $N_r$  antennes en réception.

De nombreux travaux ont été basés sur la technologie MIMO étant donné qu'elle offre beaucoup d'avantages par rapport aux systèmes traditionnels. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Transmission des données avec un débit plus élevé par rapport à la technique SISO (Single-Input Single-Output).
- Amélioration des performances des antennes.

- Augmentation de la capacité et de la fiabilité du système de communication sans augmenter la puissance transmise.
- Augmentation de l'efficacité spectrale avec l'augmentation du nombre d'éléments rayonnants.
- Gain maximal en réception [81].
- Une forte isolation entre les éléments d'antenne.

En raison des avantages inhérents aux systèmes MIMO, ces derniers sont utilisés dans plusieurs applications telles que :

- Les réseaux locaux sans fil, les ordinateurs portables et les Modems.
- Les systèmes évolués 3G et 4G [82].
- Les réseaux Ad-hoc.
- Les réseaux de capteurs sans fil.
- Dans les nouveaux systèmes de communications Wi-Fi, LTE [83].

### III.4. Etude d'une antenne microruban pour le système MIMO

#### III.4.1. Géométrie de l'antenne proposée

La structure étudiée est constituée d'un système multi-antennaires à base d'éléments microrubans. La configuration d'un seul élément est illustrée dans la Figure III.2a. Dans sa forme la plus simple, une antenne microruban est constituée d'un élément rayonnant de forme rectangulaire de dimension  $L_p \times W_p$  sur la face supérieure d'un substrat diélectrique d'épaisseur  $d$ , de permittivité relative  $\epsilon_r$  et de perméabilité relative  $\mu_r = 1$  (substrat non-magnétique). La face inférieure complètement métallisée constitue le plan de masse.

La Figure III.2b montre la configuration du système multi-antennaires. Il se compose de huit éléments excités à travers deux ports, chaque port est constitué de quatre éléments. L'espacement vertical et l'espacement horizontal entre les éléments du réseau sont  $L1$  et  $L2$ , respectivement. Le tableau III.1 réunit les principales dimensions de la géométrie proposée.

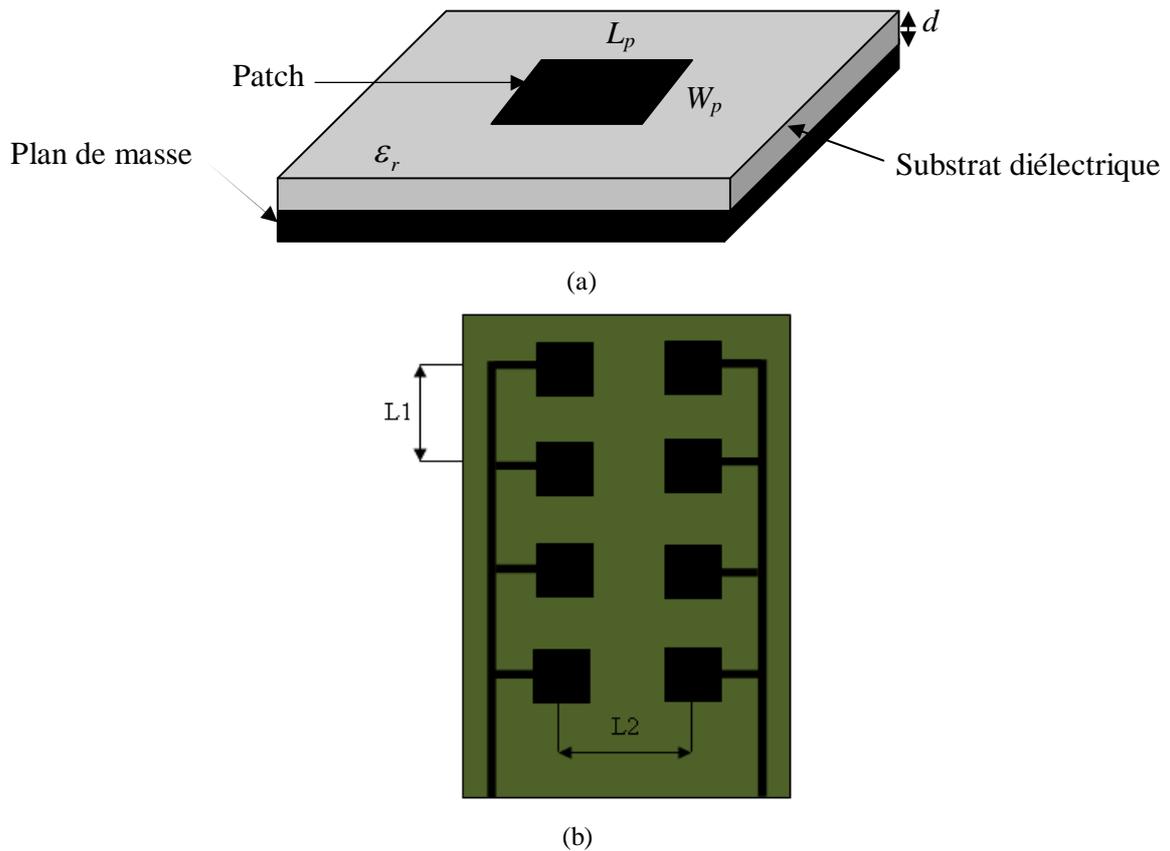


Figure III.2. Géométrie de la structure proposée ;

(a) configuration d'un seul élément.

(b) configuration du système MIMO.

Tableau III.1. Paramètres géométriques de la structure MIMO.

Paramètres de l'antenne	Valeur
$L_p$ : Longueur de patch	13.25 mm
$W_p$ : Largeur de patch	13.25 mm
$W_f$ : Largeur de la ligne microstrip	1.6 mm
$L1$ : Espacement vertical entre les éléments rayonnants	32 mm
$L2$ : Espacement horizontal entre les éléments rayonnants	31 mm
$d$ : Epaisseur du substrat diélectrique	0.76 mm
$\epsilon_r$ : permittivité relative du substrat diélectrique	3.48

### III.4.2. Paramètres de la simulation de la structure étudiée

Le tableau III.2 résume les différents paramètres utilisés dans la méthode FDTD pour la simulation de la structure MIMO.

Tableau III.2. Paramètres de simulation FDTD.

Paramètres de la méthode FDTD	Valeur
dx(mm)	0.5525
dy(mm)	0.3875
dz(mm)	0.4
$\Delta t$ (ps)	0.82
Nombre d'itérations	10000
Largeur de l'impulsion gaussienne T(ps)	3
Temps de retard de l'impulsion gaussienne $t_0$ (ps)	12
Nombre des couches PML	6

### III.4.3. Résultats numériques

#### III.4.3.1. Coefficient de réflexion $S_{11}$

La méthode FDTD est utilisée pour analyser l'élément de base du système multi-antennaires illustré dans la Figure III.2a. La Figure III.3 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  pour un seul élément d'antenne en fonction de la fréquence. Il est inférieur à  $-30$  dB pour la fréquence de résonance qui est de l'ordre de 5.88 GHz. Concernant la bande passante de l'antenne, elle a une valeur de 920 MHz, variant entre 5.684 GHz à 6.604 GHz avec un pourcentage de 14.97% pour  $S_{11} < -10$  dB.

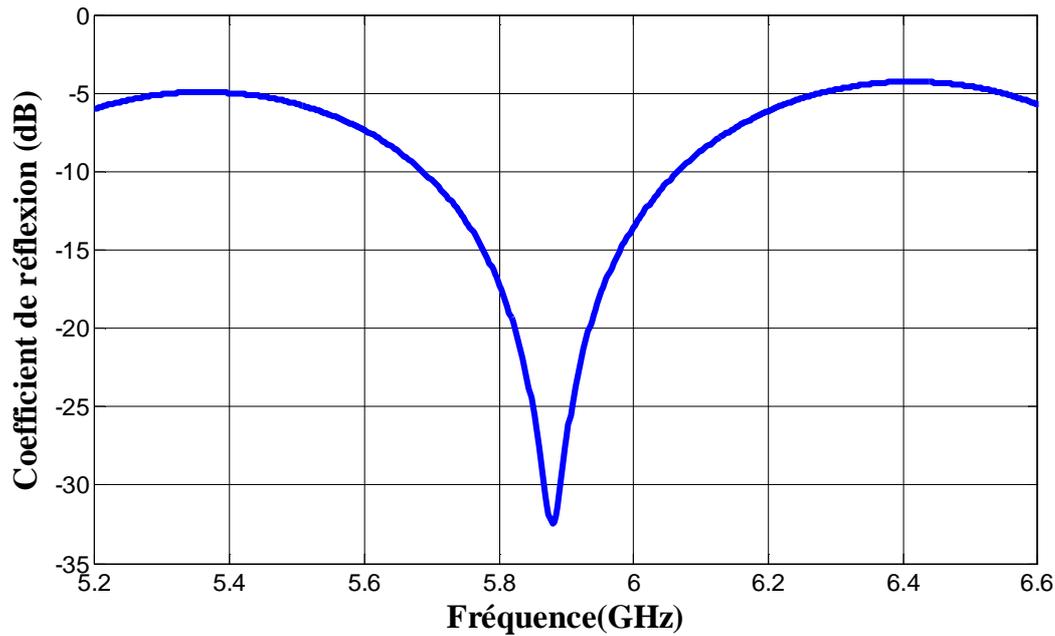
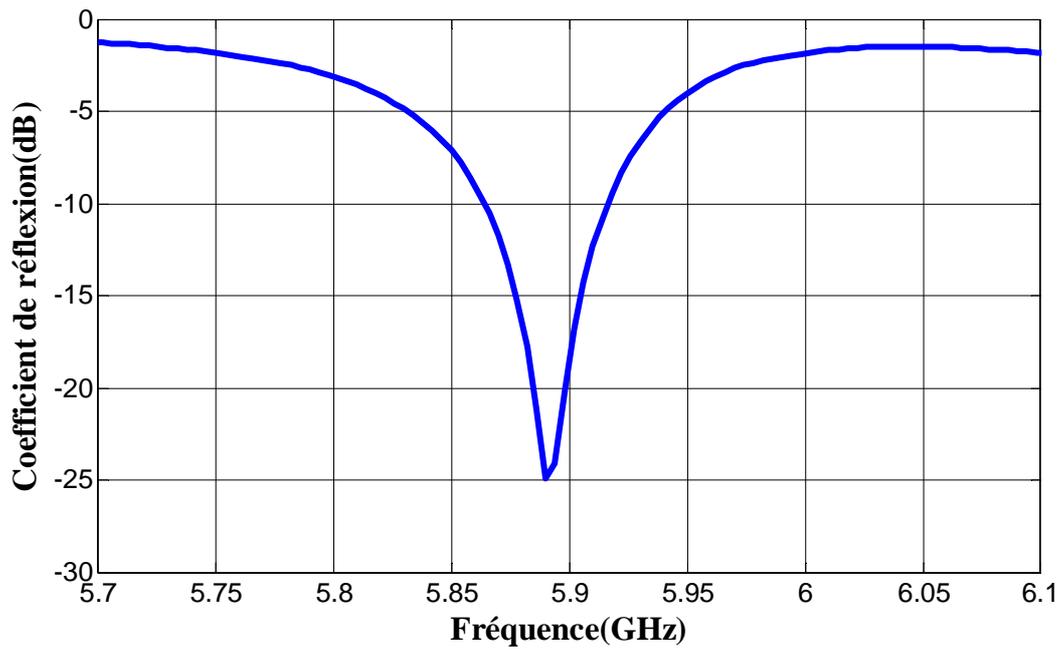


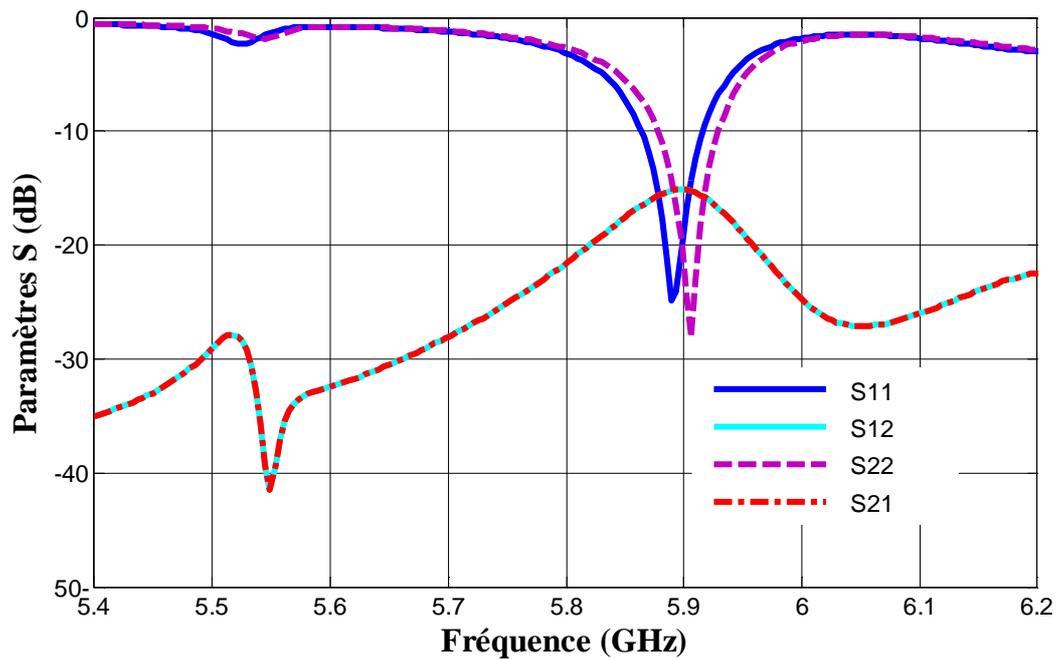
Figure III.3. Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour un seul élément rayonnant.

#### III.4.3.2. Paramètres S du système multi-antennaires

Les résultats des paramètres S pour le système d'antennes MIMO obtenus avec le simulateur électromagnétique HFSS sont représentés sur la Figure III.4. A partir de cette figure, nous pouvons constater que l'antenne proposée a une fréquence de résonance 5.88 GHz avec une perte de retour de -24.87dB. Donc, on peut conclure que la fréquence de résonance d'un seul élément coïncide avec celle du système multi-antennaires. La Figure III.4 montre les résultats simulés du coefficient de réflexion et du couplage mutuel entre les éléments rayonnants du système multi-antennaires en fonction de la fréquence. On constate que les valeurs de  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont identiques en raison de la symétrie de la structure proposée. En outre, il y a une bonne isolation entre les deux ports, la valeur de  $S_{12}$  à la fréquence de résonance 5.88 GHz est inférieure à -15dB. En termes d'isolation, les performances obtenues sont satisfaisantes et permettent un bon fonctionnement du système MIMO dans les applications WLAN.



(a)



(b)

Figure III.4. Résultats simulés des structures mono-antennaire et multi-antennaires:

(a) Perte de retour de la structures mono-antennaire.

(b) Paramètres S du système MIMO.

### III.4.3.3. Gain

La Figure III.5 présente la variation du gain simulé du système multi-antennaires proposée, en fonction de la fréquence dans la bande de fréquence allant de 5.6 à 6.1 GHz. On constate que le gain du système multi-antennaires varie de 11 dB à 13.5 dB. Le gain du système étant maximal à la fréquence de résonance (plus de 13,57dB), ce qui est suffisant pour de nombreuses applications sans fil.

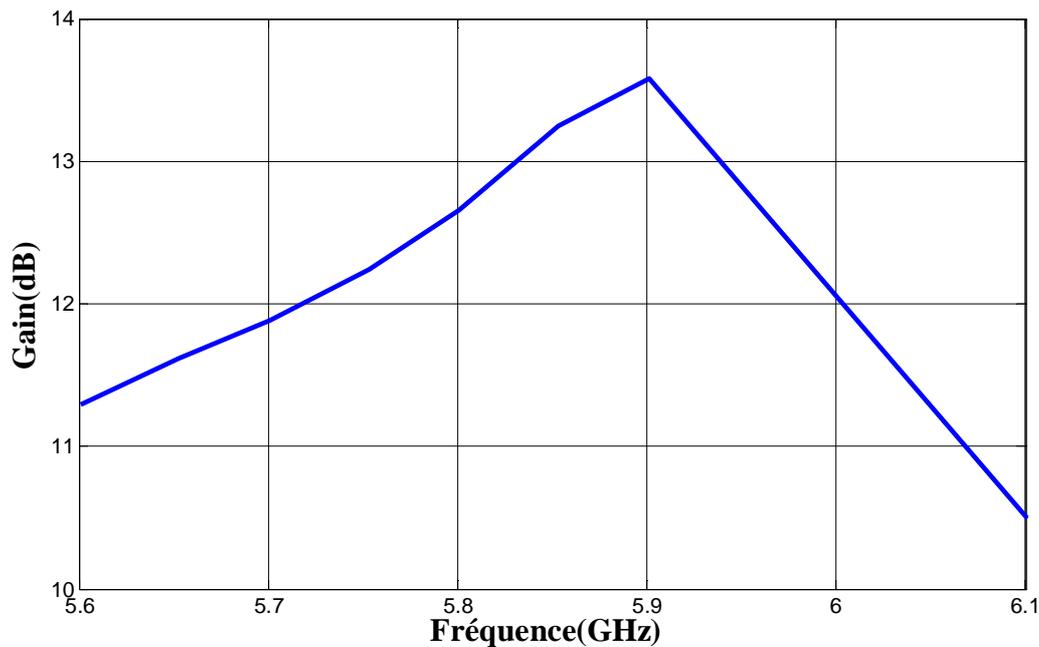


Figure III.5. Gain du système multi-antennaires en fonction de la fréquence.

### III.4.3.4. Diagrammes de rayonnement

Le diagramme de rayonnement simulé pour la fréquence de résonance 5.88 GHz dans les deux plans E ( $\Phi=0^\circ$ ) et H ( $\Phi=90^\circ$ ) est représenté dans la Figure III.6.

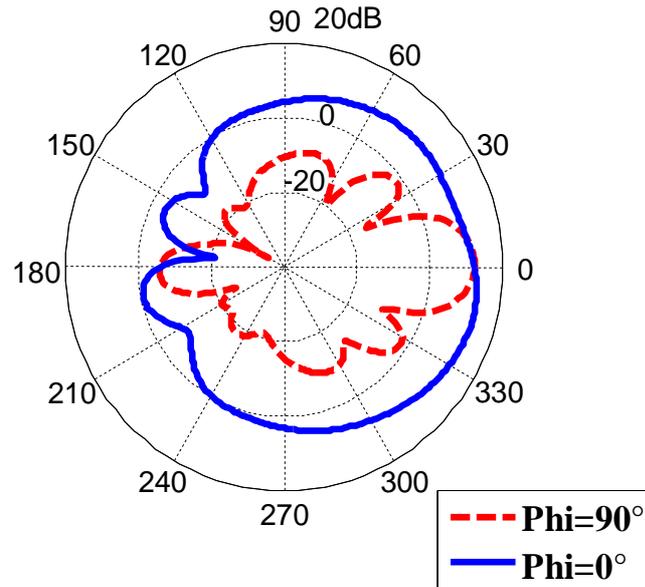


Figure III.6. Diagramme de rayonnement du système multi-antennaires à la fréquence de résonance 5.88 GHz.

### III.5. Antenne microruban couplée par une ouverture pour le système MIMO

#### III.5.1. Paramètres géométriques

La deuxième structure considérée dans ce chapitre est représentée dans la Figure III.7. Avant de décrire le système multi-antennaires de la Figure III.7, on donne tout d'abord des indications sur les paramètres physiques et géométriques de l'antenne de base de ce système multi-antennaires. Il s'agit d'un patch rectangulaire de dimension  $14 \times 13 \text{ mm}^2$ , gravé sur le substrat supérieur (Rogers /RTduroid5880) avec une permittivité  $\epsilon_{r,2} = 2.2$ , une tangente de perte de 0.0009, une épaisseur de 0.79mm et une surface de  $60 \times 145 \text{ mm}^2$ . Le substrat inférieur de 0.76 mm d'épaisseur et de permittivité relative 3.48 est séparé du substrat supérieur par le plan de masse. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une ouverture de forme rectangulaire coupée dans le plan de masse et ayant une largeur de 2.5mm et une longueur de 10 mm. Le système multi-antennaires se compose de deux ports excités par deux lignes microstrip et chaque port est constitué de quatre éléments rayonnants. Les distances "L1" et "L2" entre les éléments rayonnants ont les valeurs 34.2mm et 39.2mm, respectivement.

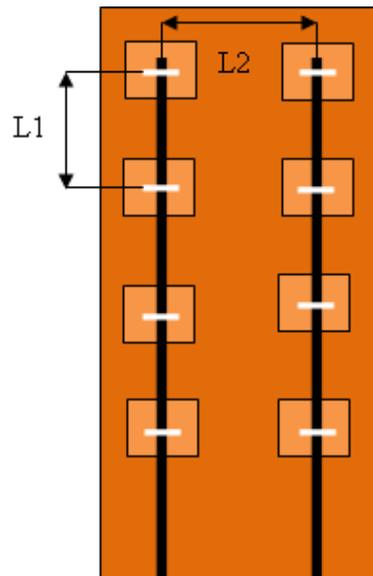


Figure III.7. Géométrie du système multi-antennaires comportant huit éléments rayonnants.

Chaque patch est excité à travers une ouverture coupée dans le plan de masse.

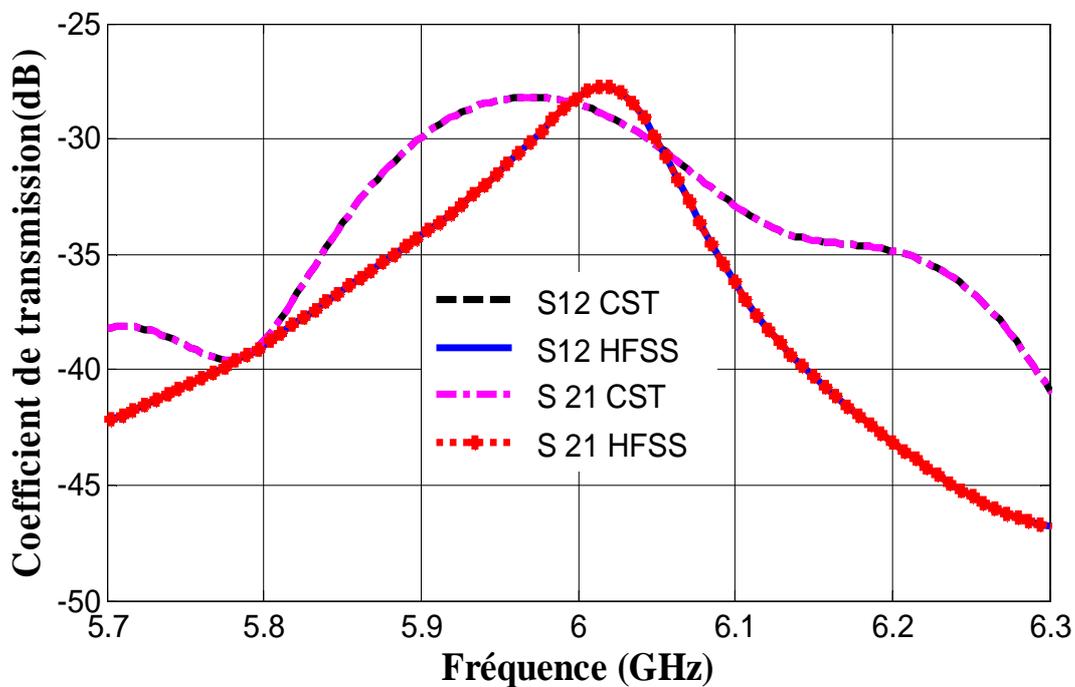
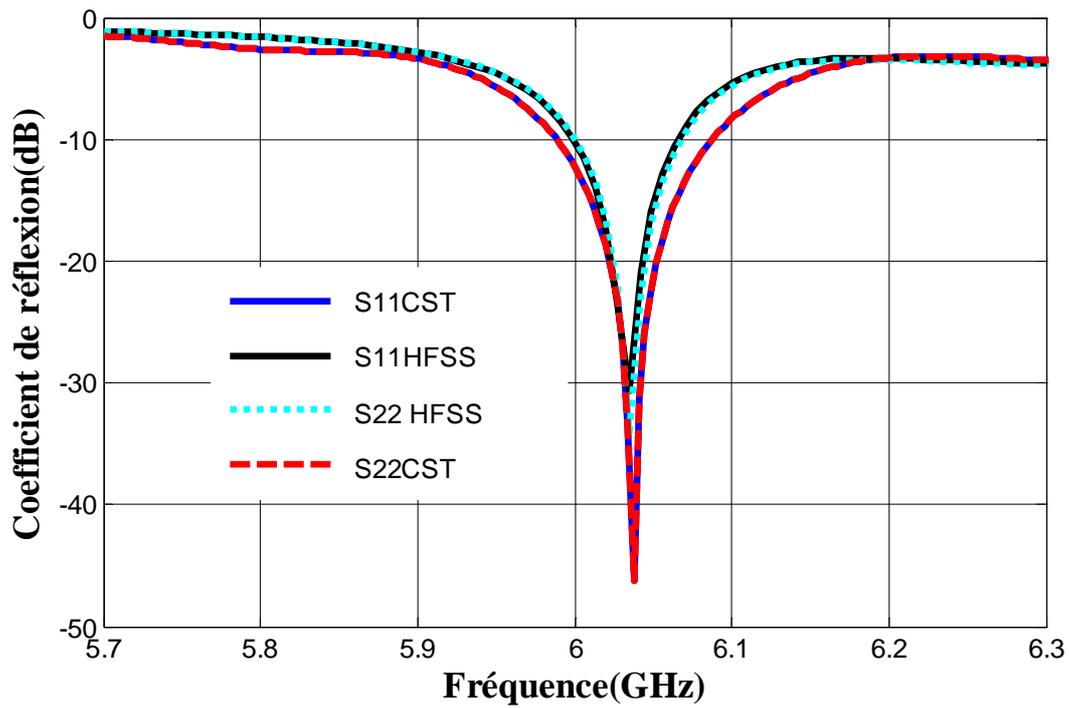
### III.5.2. Résultats numériques

Dans ce qui suit, nous présentons des résultats de simulation concernant le système multi-antennaires de la Figure III.7. En outre du logiciel HFSS d'Ansoft disponible au sein du laboratoire LHS, le logiciel CST Microwave Studio disponible au sein du laboratoire INRS à Montréal-Canada est également utilisé dans l'analyse du système multi-antennaires.

#### III.5.2.1. Les paramètres S

Dans la Figure III.8, nous représentons les coefficients de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$  en fonction de la fréquence obtenus par les logiciels HFSS et CST. Il est clair à partir de cette figure que les valeurs du paramètre  $S_{11}$  coïncident avec celles du paramètre  $S_{22}$ . Ceci est prévu, puisque la structure multi-antennaires proposée est symétrique. Il est à souligner que la fréquence de résonance de la structure proposée est autour de 6 GHz avec une bande passante inférieure à 100 MHz. Notons que les résultats simulés par HFSS sont comparables à ceux obtenus par CST.

Les coefficients de transmission ( $S_{12/21}$ ) du système multi-antennaires couplée par une ouverture en fonction de la fréquence sont représentés sur la Figure III.9. Les simulations sont accomplies par les simulateurs HFSS et CST. Les couplages mutuels entre les deux ports d'antenne sont -28,42dB et -29,42dB correspondant aux logiciels HFSS et CST, respectivement.



Dans le tableau III.3, nous comparons les valeurs de  $S_{12/21}$  de notre structure avec celles de la structure proposée et analysée dans la référence [84].

Le couplage mutuel est inférieur à -28dB pour notre structure, présentant ainsi une amélioration de 13dB par rapport à l'antenne proposée dans la référence [84]. En termes d'isolation, nous pouvons conclure que les performances de notre système multi-antennaires sont meilleures que celles du système proposé dans [84]. Cette amélioration est due à l'utilisation d'ouvertures dans le plan de masse. Notons que l'isolation obtenue est réalisée sans utiliser d'éléments de découplage supplémentaires.

Table III.3. Comparaison entre les performances du système multi-antennaire proposé avec celles du système proposé et analysé dans la référence [84] en termes d'isolation.

	<b>Coefficient de transmission entre les ports (<math>S_{12/21}</math>) &lt;</b>
Référence [84]	-15 dB
Structure proposée	-28 dB

❖ **Effet du paramètre L2 sur  $S_{12}$**

Dans la Figure III.10, nous étudions l'influence de l'espacement L2 sur le couplage mutuel entre les deux ports du système multi-antennaires de la Figure III.7. Trois différentes valeurs de cet espacement sont considérées ; à savoir,  $L2 = 39.2$  mm,  $L2 = 33.2$  mm et  $L2 = 29.2$ mm. A partir de cette figure, on constate que le couplage mutuel augmente au fur et à mesure que l'espacement L2 diminue. En effet, le système multi-antennaires proposé offre une bonne performance d'isolation de -28,42 dB lorsque  $L2 = 39.2$ mm. Donc, notre système est adapté aux exigences des systèmes de communication sans fil.

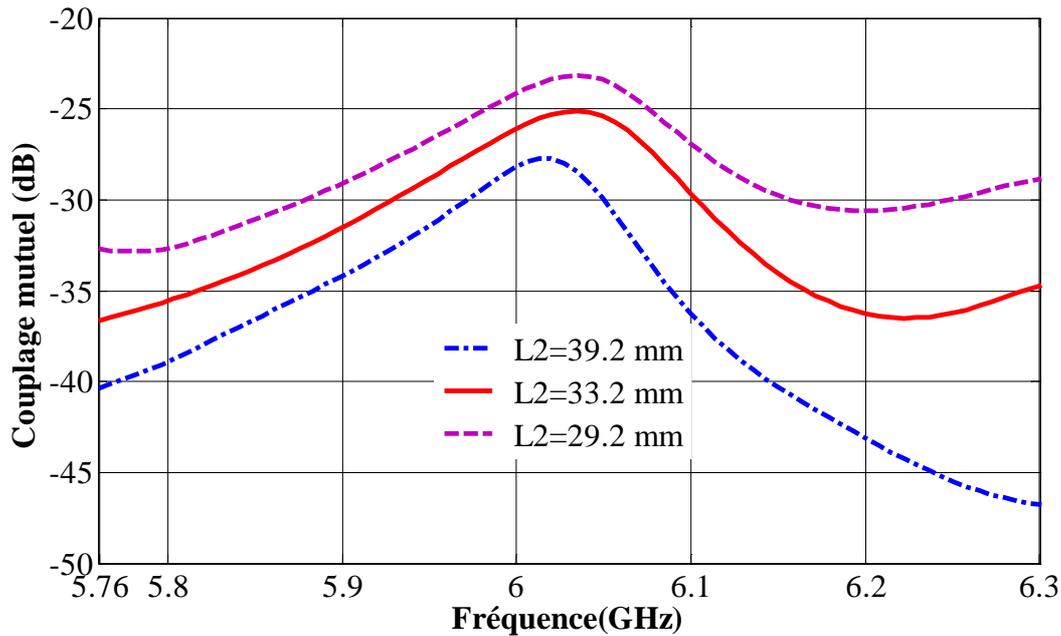


Figure III.10. Effet de l'espace de L2 sur le couplage mutuel entre les deux ports du système multi-antennaires.

### III.5.2.2. Gain

Les gains simulés du système multi-antennaires de la Figure III.7 sont illustrés sur la Figure III.11. On peut constater que le gain à la fréquence de résonance est 13,36 dB pour le port1 et 13,37dB pour le port2, qui est suffisant pour de nombreuses applications sans fil.

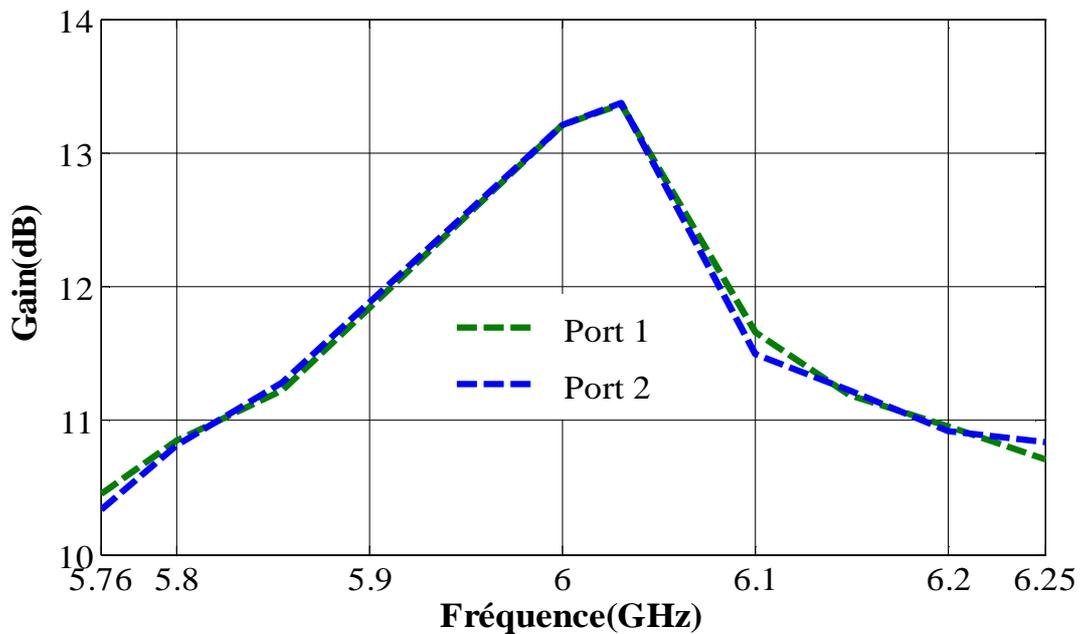
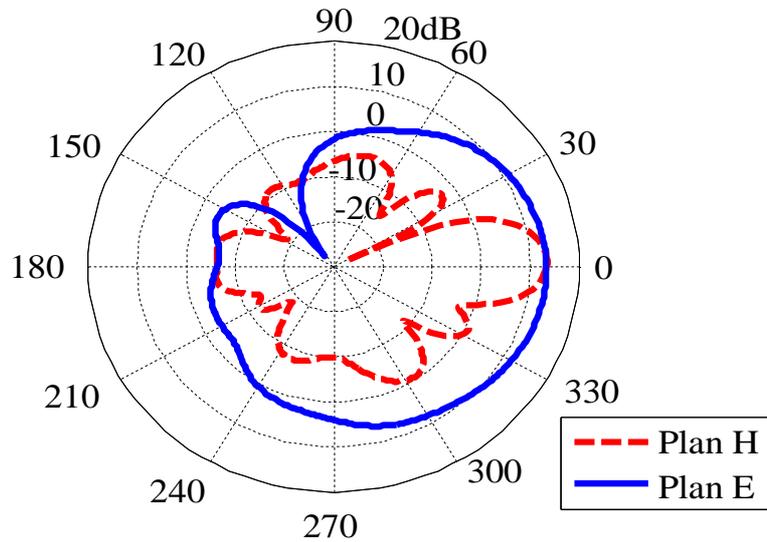


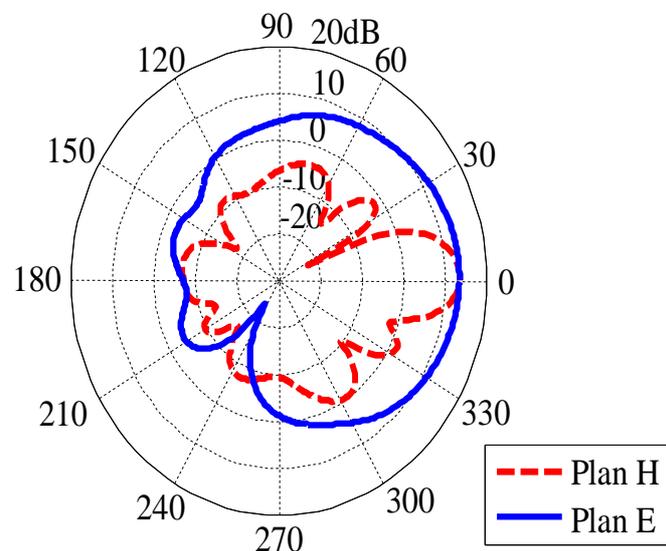
Figure III.11. Gain simulé pour la structure proposée.

### III.5.2.3. Diagrammes de rayonnement

La Figure III.12 montre les diagrammes de rayonnement dans le plan E ( $\varphi=0^\circ$ ) et le plan H ( $\varphi=90^\circ$ ) à la fréquence de résonance 6 GHz pour les deux ports 1 et 2. A partir de cette figure, on peut dire que les diagrammes de rayonnements dans les deux ports donnent des résultats cohérents.



(a)



(b)

Figure III.12. Diagrammes de rayonnement dans les plans E et H à la fréquence de résonance

$$f_r = 6 \text{ GHz} ;$$

(a) Port 1, (b) Port 2.

### III.6. Conclusion

Les systèmes multi-antennaires ont démontré leur potentiel d'assurer la robustesse des liaisons de radiocommunication et d'augmenter la capacité des liaisons sans fil dans un environnement multi-trajets. De plus, avec l'émergence de nouveaux standards, un système multi-antennaires à plusieurs accès dans lequel chaque antenne travaille dans une bande de fréquence différente, permet de répondre à ces besoins en termes de bandes.

Dans ce chapitre, nous avons étudié les performances de deux systèmes multi-antennaires. Chaque système comporte huit éléments rayonnants ayant comme élément de base un patch microruban. La différence principale entre ces deux systèmes réside dans la technique d'excitation, où les éléments rayonnants du deuxième système multi-antennaires ont été alimentés à travers des ouvertures coupées dans le plan de masse. Le logiciel HFSS a été exploité comme outil de simulation pour le premier système, alors que pour le deuxième système, en outre du logiciel HFSS d'Ansoft, nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio comme un deuxième outil de simulation. Les performances en termes d'adaptation et d'isolation pour ces deux systèmes ont été discutées. Des résultats concernant les diagrammes de rayonnement et le gain ont été également présentés.

---

# CHAPITRE IV

## Conception et réalisation d'une antenne multibande pour les applications WLAN/WIMAX

---

- ❖ Introduction
- ❖ Les antennes multibandes
- ❖ Conception de l'antenne
- ❖ Procédure de fabrication et mesures expérimentales
- ❖ Comparaison des simulations avec les mesures expérimentales
- ❖ Conclusion

### IV.1. Introduction

L'intérêt porté aux antennes multibandes ne cesse de croître, en particulier dans le but de réduire le nombre d'antennes embarquées en regroupant plusieurs applications sur une même antenne. Une antenne multibande est une antenne conçue pour fonctionner dans deux ou plusieurs bandes de fréquence avec des performances assez similaires dans ces bandes. Les antennes multibandes utilisent une conception dans laquelle une partie de l'antenne est active pour une bande, tandis qu'une autre partie est active pour une bande différente. Dans ce chapitre, nous exposons en premier lieu les différentes techniques adoptées pour réaliser des antennes multibandes.

Les antennes monopoles avec un mécanisme d'alimentation de type ligne coplanaire (coplanar wave guide en anglais ou CPW) sont devenues très populaires dans différentes applications en raison de leurs nombreux avantages, tels que moins de dispersion, diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur toutes les bandes opérationnelles, implémentation facile de circuits de shunt et facilité d'intégration avec les composants actifs et les circuits intégrés microondes monolithiques [85].

Afin de couvrir divers services à des fréquences d'opération bien distinctes, des antennes triple-bandes sont exigées dans les systèmes de communication modernes. Dans ce chapitre, nous proposons une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire offrant trois bandes de fréquences éloignées les unes des autres est destinée aux applications WLAN et WIMAX.

Un prototype de la structure proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada. Les résultats de simulation issus du logiciel commercial CST sont comparés avec des mesures expérimentales et un bon accord est observé. Des résultats concernant le coefficient de réflexion, le diagramme de rayonnement, la distribution du courant et le gain sont présentées et comparées pour vérifier le bon fonctionnement de l'antenne proposée.

### IV.2. Les antennes multibandes

#### IV.2.1. Définition

Les systèmes de communication modernes utilisent de plus en plus des dispositifs permettant de couvrir deux ou plusieurs bandes simultanément. Un élément indispensable jouant un rôle capital dans ces dispositifs est l'antenne, d'où importance des antennes multibandes. Une antenne multibande est une antenne qui permet de faire résonner à deux ou plusieurs

fréquences avec des performances (diagramme de rayonnement, type de polarisation, gain...) assez similaires dans ces bandes.

#### **IV.2.2. Méthode d'obtention des antennes multibandes**

Il existe plusieurs techniques pour obtenir des antennes multibandes résonnant à plusieurs fréquences, elles sont différentes dans leur principe et leur limitation. Les techniques les plus répondues sont :

##### **IV.2.2.1. Association de plusieurs éléments rayonnants**

L'approche la plus utilisée pour obtenir une antenne multibande consiste à combiner deux ou plusieurs résonateurs mono-bandes. Ces éléments peuvent être de même type ou différents les uns des autres. Chaque élément rayonnant permet de créer leur propre fréquence de résonance avec un rayonnement généralement similaire aux différentes fréquences de fonctionnement. Ces éléments rayonnants peuvent être juxtaposés dans le même plan ou superposés dans des plans différents formant ainsi des configurations empilées. Le point fort de cette technique est le rayonnement pratiquement identique sur toutes les bandes couvertes. Cependant, cette technique souffre de quelques limitations, notamment la difficulté rencontrée au niveau du positionnement des différents éléments rayonnants et le couplage mutuel entre ces éléments qui n'est pas facilement maîtrisable.

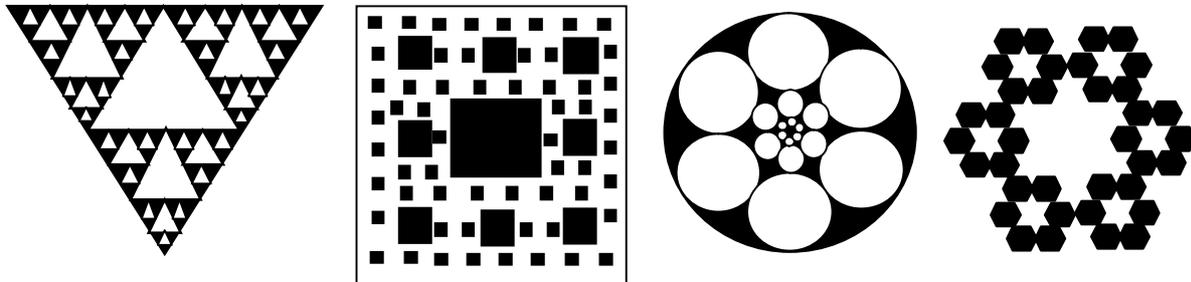
##### **IV.2.2.2. L'insertion de fentes**

Une des techniques les plus utilisées pour faire résonner une antenne à plusieurs fréquences est l'insertion de fentes dans l'élément rayonnant [86] et dans le plan de masse, ceci permet d'abaisser les modes d'ordre supérieur.

##### **IV.2.2.3. Antennes de type fractal**

L'antenne de forme fractale (provient du mot latin *fractus* qui veut dire cassé ou brisé) a été exploitée pour la conception des antennes multibandes [87] aussi bien que pour la miniaturisation des antennes. La Figure IV.1 montre quelques types d'antennes fractales appliquées aux différents systèmes de communications sans fil. L'autosimilarité dans ces structures (une antenne contient plusieurs copies d'elle-même à différentes échelles) se traduit au niveau électromagnétique par une série de fréquences de résonance. L'inconvénient majeur

pour ce type d'antenne et la complexité des formes rendant ainsi la réalisation très difficile et coûteuse.



**Triangle de Sierpinski**   **Tapis de Sierpinski**   **Antenne Lotus-Pod**   **Antenne hexagonale**

Figure IV.1. Type d'antenne fractale.

#### IV.2.2.4. Antennes de type PIFA

L'antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) peut être considérée comme une variante miniaturisée de l'antenne patch de base. Elle est constituée d'un plateau métallique rayonnant parallèle au plan de masse. Le retour à la masse est positionné à l'un des bords du plateau. Pour réduire les pertes et maintenir une bonne efficacité totale de l'antenne, le diélectrique entre le plan de masse et le plateau rayonnant est très souvent de l'air, Figure IV.2. Les antennes PIFA sont compactes et leur coût de fabrication est limité, facilement transposable en fréquence, caractéristiques multi-bande par insertion de fentes sur le plateau rayonnant, pas de direction de rayonnement privilégiée ce qui est intéressant pour des applications en milieu multi-trajet.

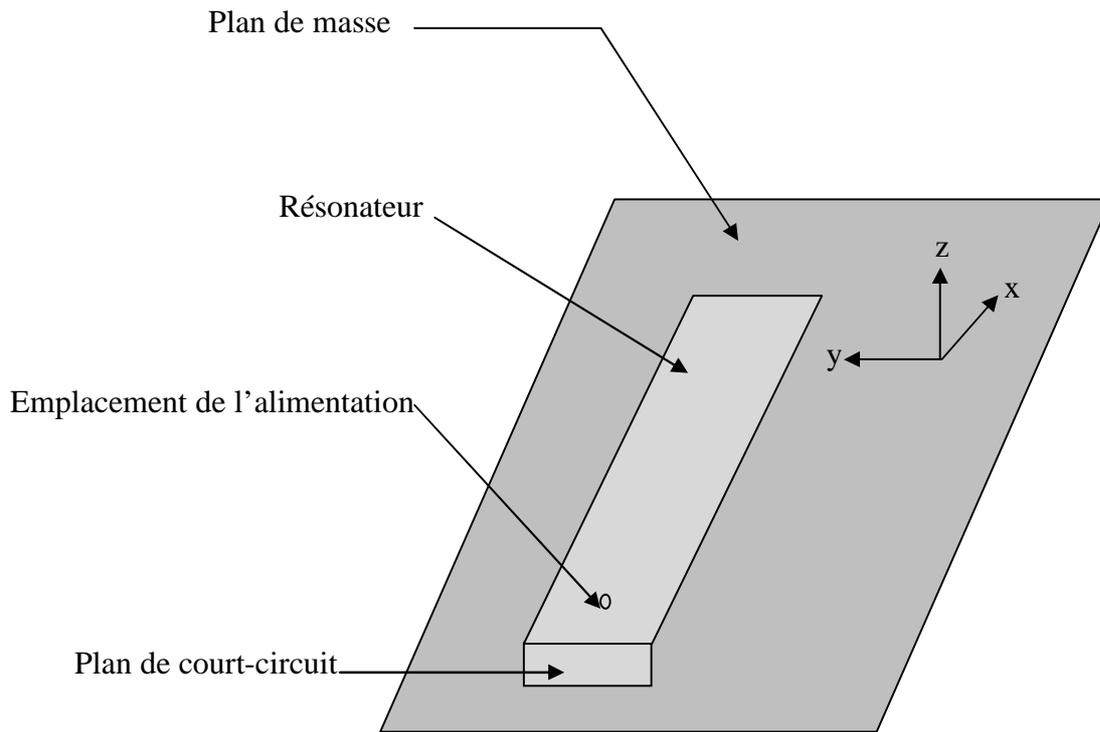


Figure IV.2. Antenne PIFA.

#### IV.2.2.5. Algorithmes génétiques et d'autres algorithmes d'optimisation

Dans ces dernières années, des algorithmes d'optimisation performants ont été appliqués avec succès dans la conception des antennes multibandes. Parmi ces algorithmes nous citons les algorithmes génétiques (Genetic Algorithms ou GA) [88, 89]. Réalisant le même succès, les nouvelles méthodes d'optimisation sont inspirées de la nature, tout comme les GA, elles simulent le comportement des groupes d'animaux et leur intelligence collective. Ces techniques sont répertoriées comme des modèles de calcul inspirés des systèmes d'essaims naturels. Parmi lesquelles on cite l'optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization ou PSO).

### IV.3. Conception de l'antenne

#### IV.3.1. Géométrie de la structure proposée

La géométrie de l'antenne proposée est montrée dans la Figure IV.3. Cette structure est constituée d'une antenne monopole triangulaire équilatérale de longueur  $W_r$ , imprimée sur un substrat de type Rogers(RO4003) de dimension  $L_s \times W_s$ , d'épaisseur  $h$ , de permittivité relative  $\epsilon_r = 3.55$  et ayant un angle de perte  $\tan \delta = 0.027$ . Deux plans de masse fins et égaux, de

longueur  $L_g$  et de largeur  $W_g$ , sont placés symétriquement de chaque côté de la ligne d'alimentation CPW. Une ouverture rectangulaire de dimension  $L_a \times W_a$  est insérée dans l'élément rayonnant pour obtenir la deuxième fréquence. Pour réaliser la troisième fréquence, une paire d'éléments parasites symétriques en forme de L et ayant une longueur  $L_p$  est ajoutée sur les deux côtés du monopole triangulaire comme indiqué sur la Figure IV.5. L'alimentation de l'antenne est assurée par une ligne de transmission coplanaire de largeur  $W_f=2.5$  mm afin de fournir de bonnes performances sur toutes les bandes. La conception de l'antenne a été optimisée par le logiciel commercial CST. Les paramètres optimisés de l'antenne monopole proposée sont regroupés dans le tableau IV.1.

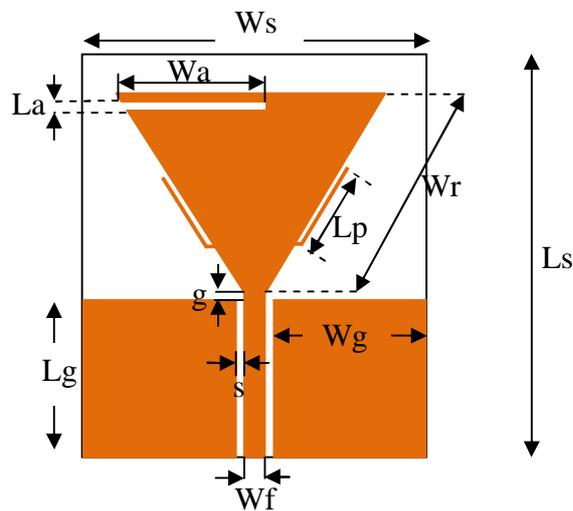


Figure IV.3. Structure de l'antenne monopole triangulaire tri-bande.

Un choix adéquat des paramètres de l'élément rayonnant (la forme du patch, sa taille et sa position) ainsi que ceux de l'ouverture et de l'élément parasite symétrique ajoutée sur les deux côtés de l'antenne monopole triangulaire rend possible l'obtention d'un système triple-bandes fonctionnant dans les bandes WLAN et WIMAX.

La première fréquence de résonance de l'antenne monopole triangulaire dépend essentiellement de la longueur du monopôle. Nous avons donc agi sur cette dernière pour obtenir la première bande de fréquence. Puis On a fixé  $W_r$  à 25.5 mm et on a fait varier la longueur et largeur de l'ouverture. Les valeurs de  $L_a$  et  $W_a$  sont choisies de telle sorte que l'antenne crée deux bandes de fréquence. Par la suite une optimisation de la position, des dimensions et de la forme de l'élément parasite symétrique permet d'obtenir la troisième fréquence de résonance.

Tableau IV.1. Paramètres optimisés de l'antenne proposée.

Paramètres	Valeur (mm)
Ls	40
Ws	36
h	1.52
Lg	14.4
Wg	16.53
Wr	25.5
La	0.8
Wa	12
Wf	2.5
Lp	6.75
g	0.1
S	0.22

### IV.3.2. Evolution de la conception de l'antenne

L'évolution de la conception de l'antenne et ses coefficients de réflexion simulés correspondants sont présentés dans les Figures IV.4 et IV.5, respectivement.

Antenne I : une antenne monopole triangulaire excitée par une ligne coplanaire comme montré dans la Figure IV.4a est initialement conçue pour générer une bande autour 2.21 GHz-2.76 GHz.

Antenne II : Une ouverture rectangulaire est coupée dans le patch triangulaire comme illustré sur la Figure IV.4b pour créer deux bandes qui couvrent de 2.20 GHz à 2.65 GHz et de 3.47 GHz à 3.55 GHz.

L'antenne proposée : Par la suite, deux éléments parasites symétriques en forme de L sont ajoutés à l'antenne II pour compléter la conception finale de l'antenne proposée, comme indiqué sur la Figure IV.4c.

A partir des résultats montrés dans la Figure IV.5, il est observé que trois bandes séparées sont obtenues, couvrant de 2.20 GHz à 2.65 GHz, de 3.47 GHz à 3.55 GHz et de 5.75 GHz à 5.83 GHz. Les fréquences de résonance correspondantes à ces trois bandes sont 2.4 GHz, 3.5 GHz et 5.8 GHz.

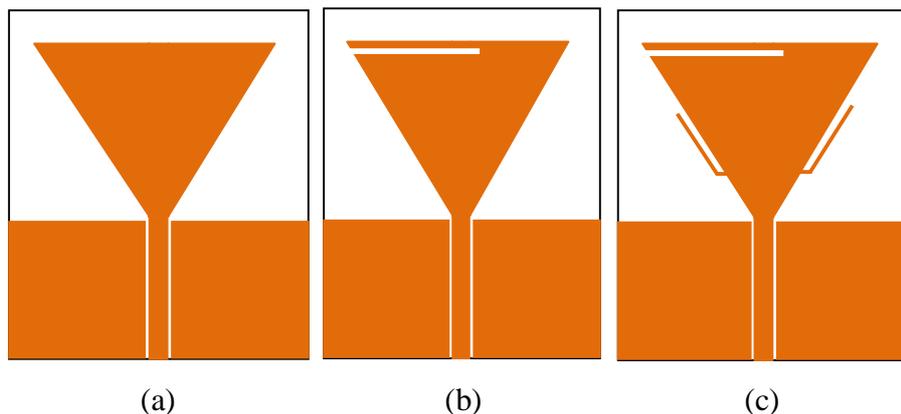


Figure IV.4. Evolution de la conception de l'antenne triple bande proposée ;  
(a) Antenne I, (b) Antenne II, (c) Antenne proposée.

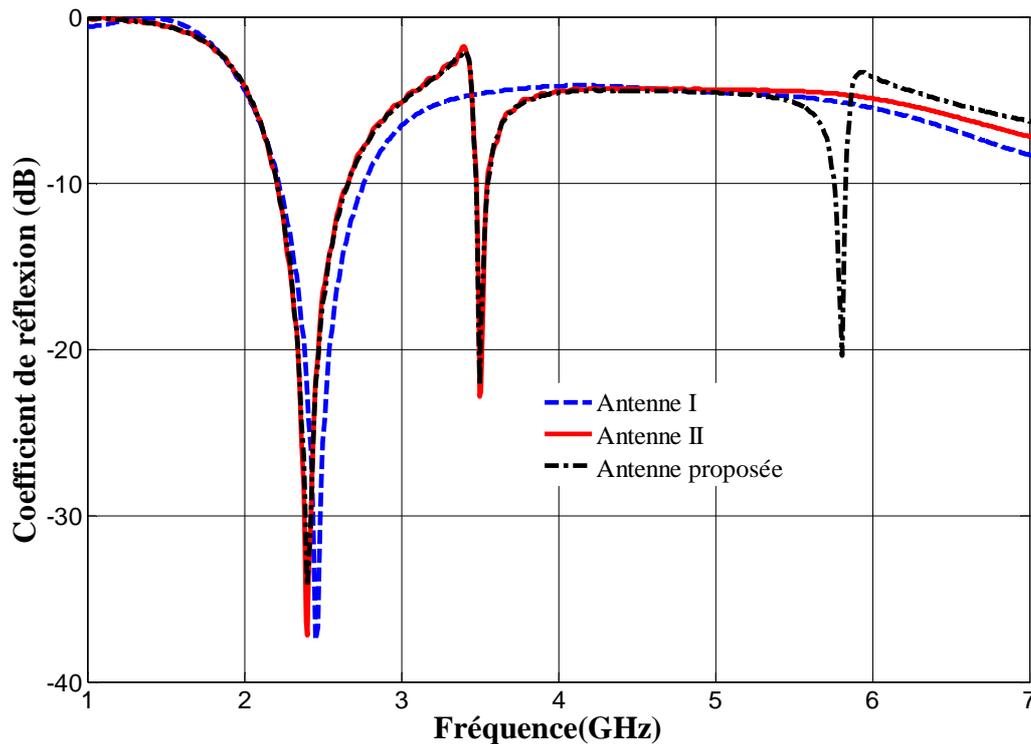


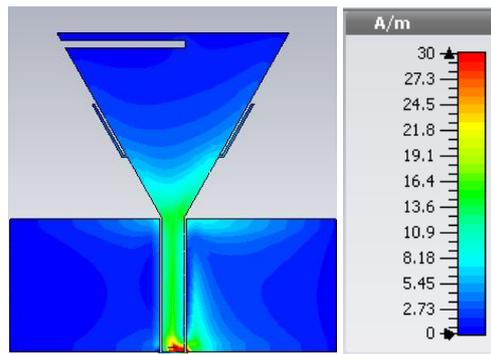
Figure IV.5. Coefficients de réflexion simulés en fonction de la fréquence pour les différentes conceptions.

### IV.3.3. Distributions du courant pour la structure proposée

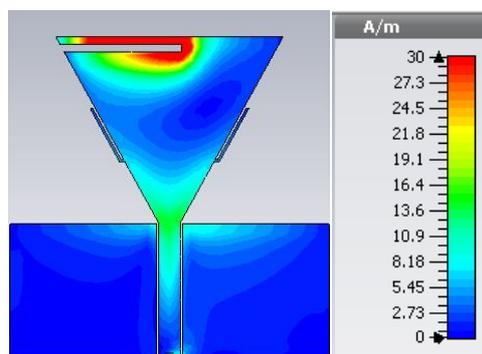
Les distributions surfaciques du courant de l'antenne de la conception finale simulées à 2.4 GHz, 3.5 GHz et 5.8 GHz sont représentées sur la Figure IV.6. A partir de cette figure, on peut observer que la distribution du courant diffère d'une fréquence à une autre.

Il est clair de la Figure IV.6b que la distribution surfacique du courant à la fréquence 3.5 GHz est concentrée au voisinage de la fente rectangulaire. Ceci indique que la fente est responsable de la résonance à cette fréquence.

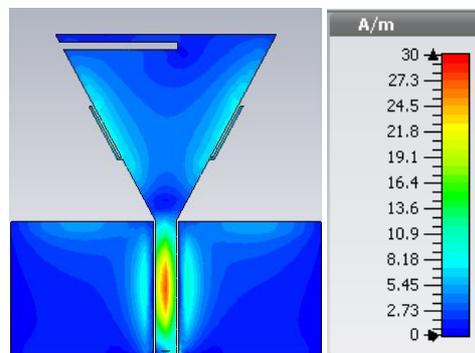
Il est observé également de la Figure IV.6c que le courant est réparti principalement sur les deux éléments parasites symétriques en forme de L pour la troisième fréquence de résonance 5,8 GHz. Donc cette troisième résonance est générée par ces deux éléments.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.6. Distribution surfacique du courant pour l'antenne proposée ;

(a) 2.4 GHz, (b) 3.5 GHz, (c) 5.8 GHz.

#### IV.4. Procédure de fabrication et mesures expérimentales

La procédure de fabrication et toutes les mesures expérimentales effectuées sur l'antenne triple bande proposée sont accomplies au sein du laboratoire RF (Radio Frequency) de l'INRS (Institut National de la Recherche Scientifique) à Montréal, Canada.

**IV.4.1. Procédure de fabrication**

La procédure de fabrication de l'antenne proposée est faite selon les étapes résumées dans l'organigramme ci-dessous (voir Figure IV.7). La Figure IV.8 montre la machine de gravure "Laser LPKF ProtoLaser S" utilisée pour fabriquer le prototype de l'antenne triple bande proposée.

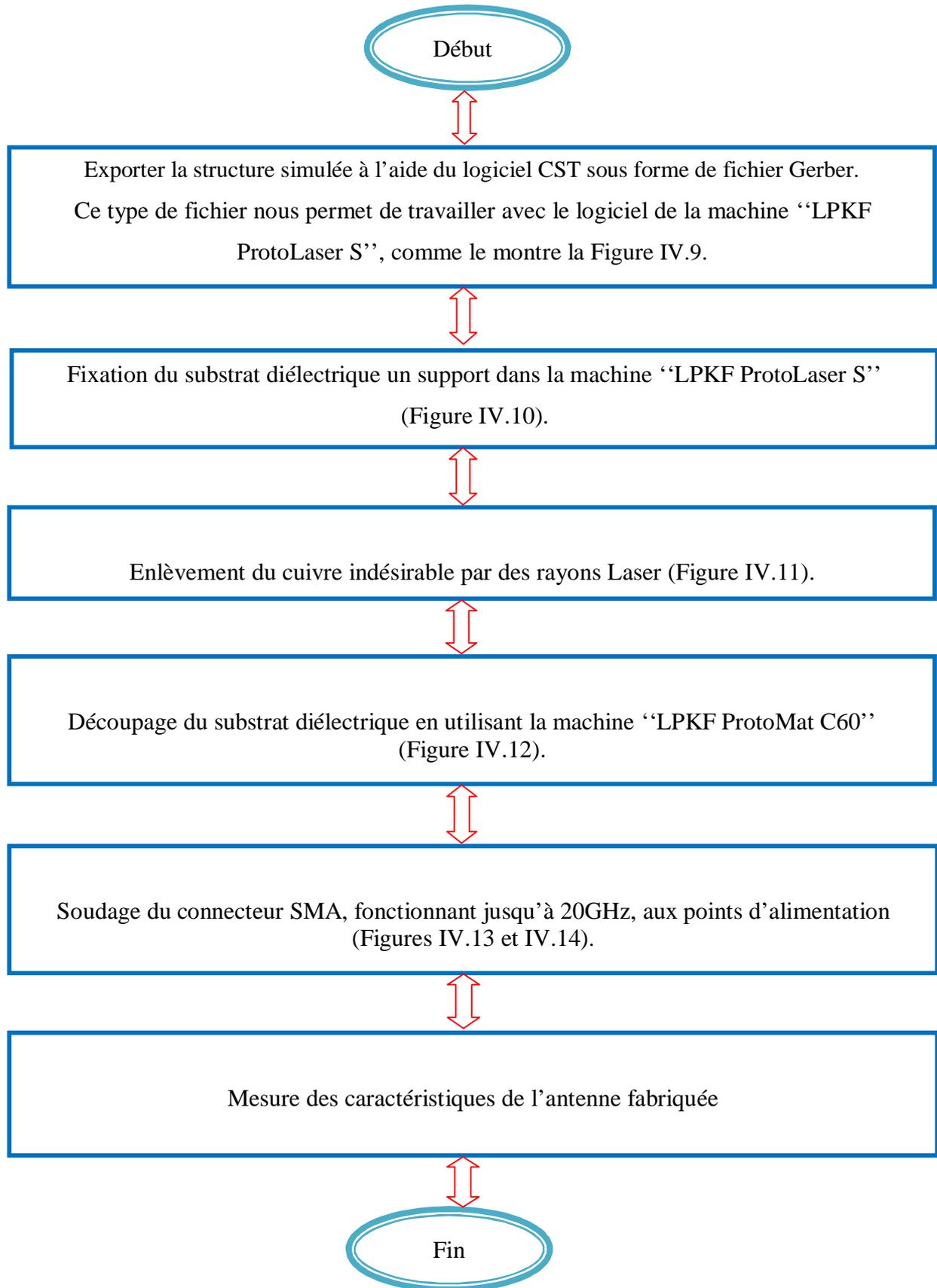


Figure IV.7. Procédure de fabrication de l'antenne triple bande proposée.

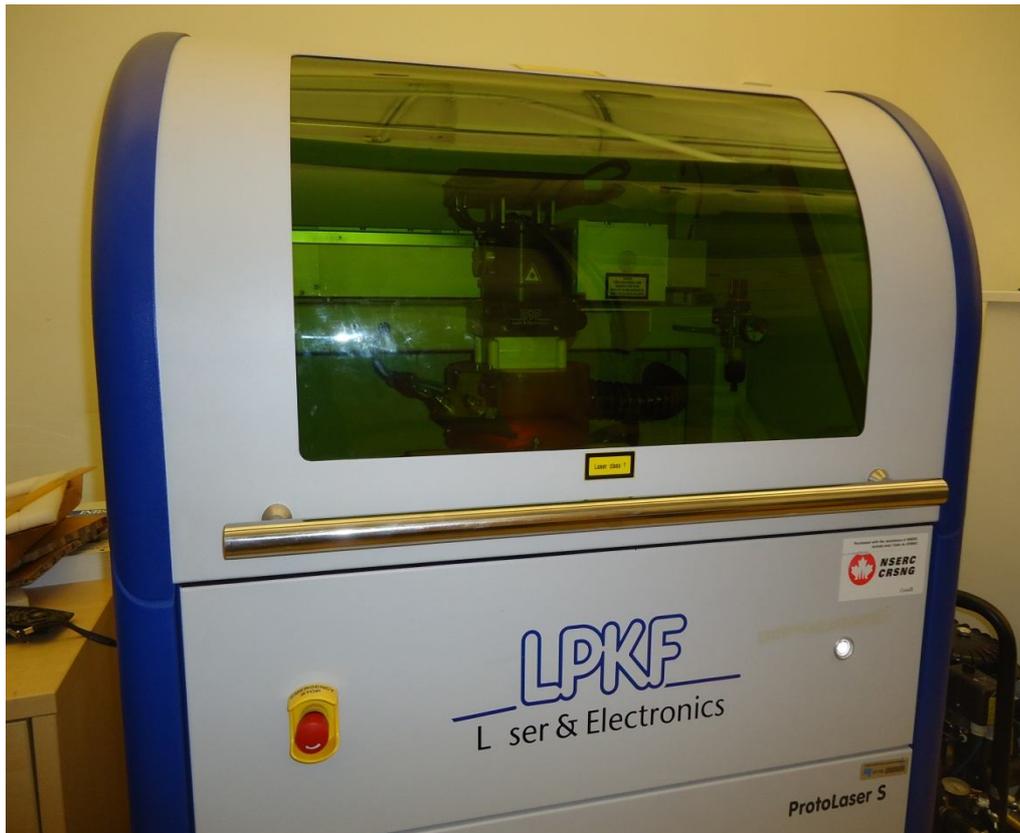


Figure IV.8. La machine ‘LPKF ProtoLaser S’.

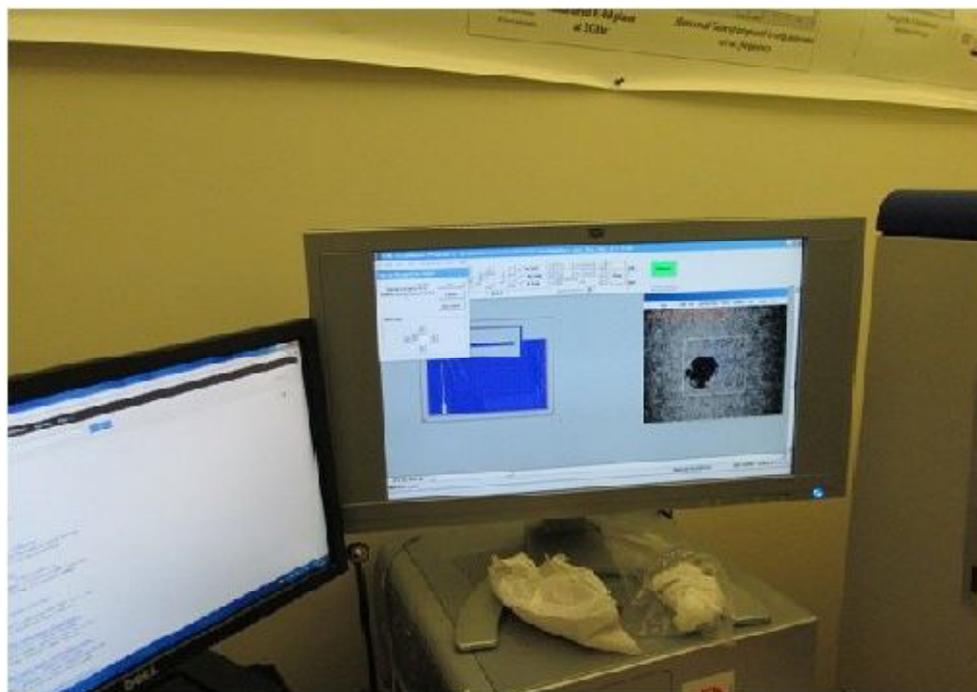


Figure IV.9. Le logiciel de la machine ‘LPKF ProtoLaser S’.

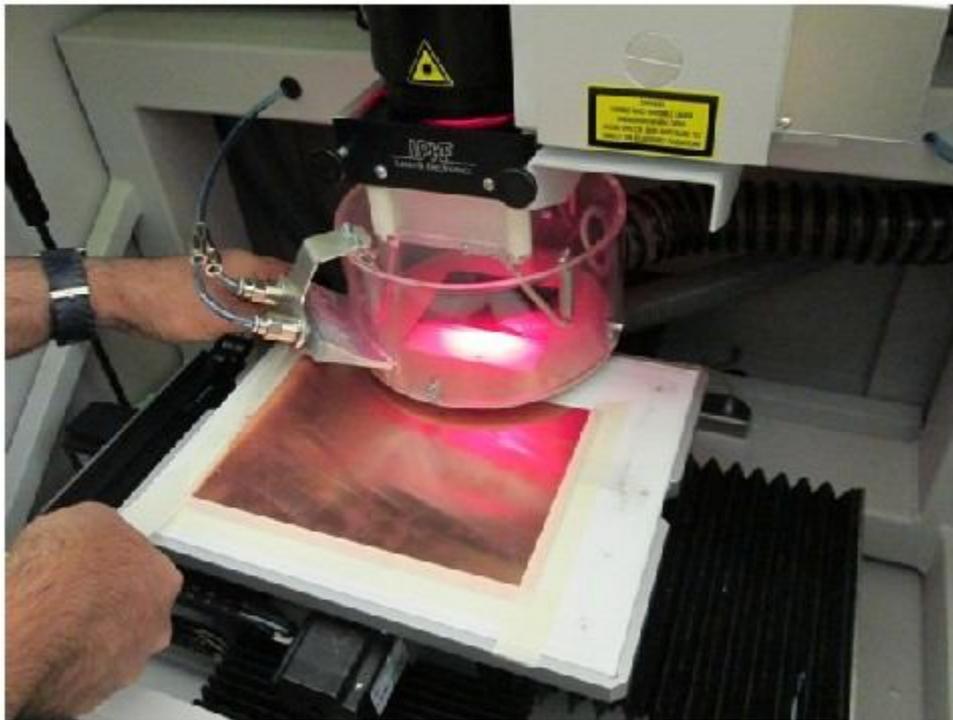


Figure IV.10. Fixation du substrat dans la machine ‘‘LPKF ProtoLaser S’’.

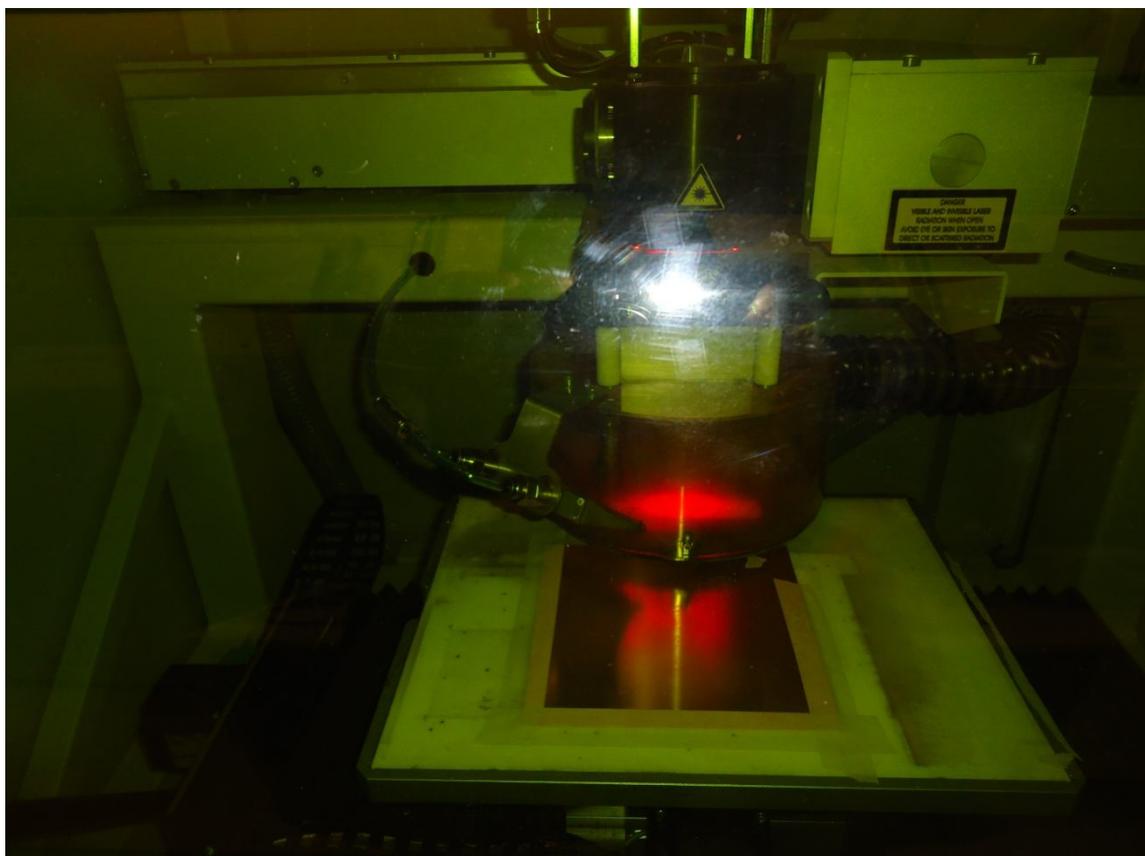


Figure IV.11. Retirement du cuivre par le Laser.



Figure IV.12. Découpage du substrat par la machine “LPKF ProtoMat C60”.



Figure IV.13. Présentation du connecteur SMA.

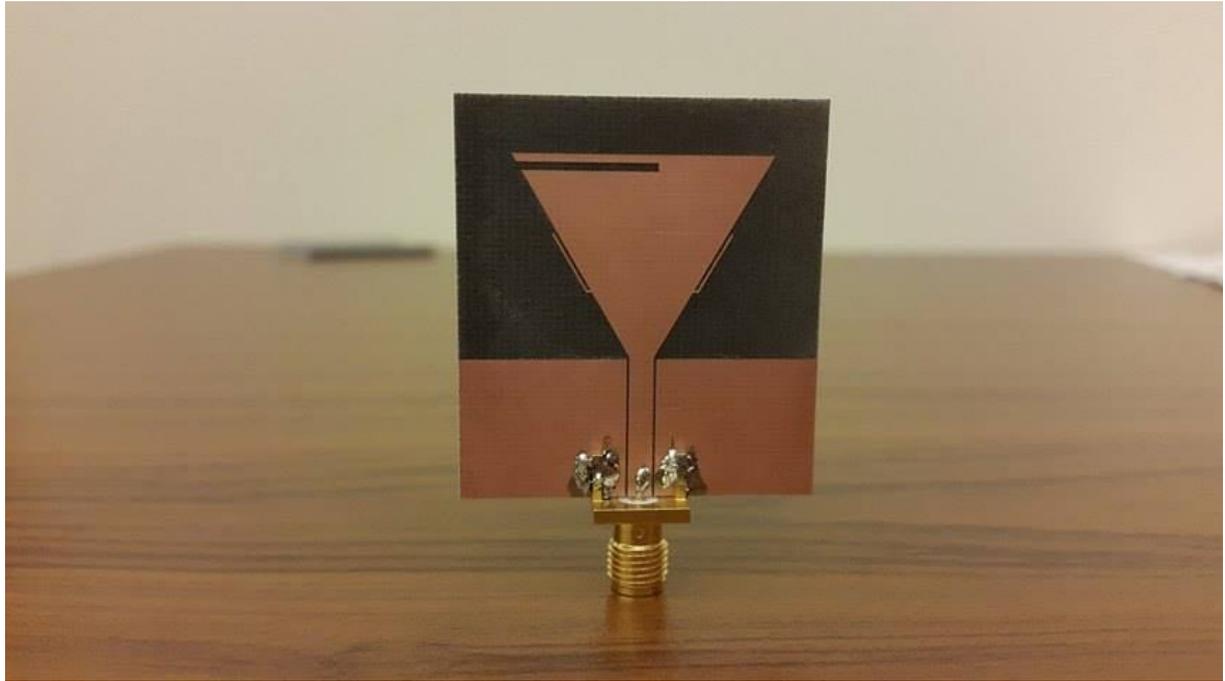


Figure IV.14. Soudage du connecteur SMA aux points d'alimentation.

#### IV.4.2. Equipements de mesure

L'analyseur de réseau "Agilent 8722ES" (Figure IV.15) disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS permet de mesurer les paramètres de répartition S qui décrivent le comportement de l'antenne sous-test. Cet instrument de mesure offre également la possibilité de mesurer la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne sur une bande de fréquence allant de 50 MHz à 40 GHz. La Figure IV.16 présente l'antenne fabriquée connectée à l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".

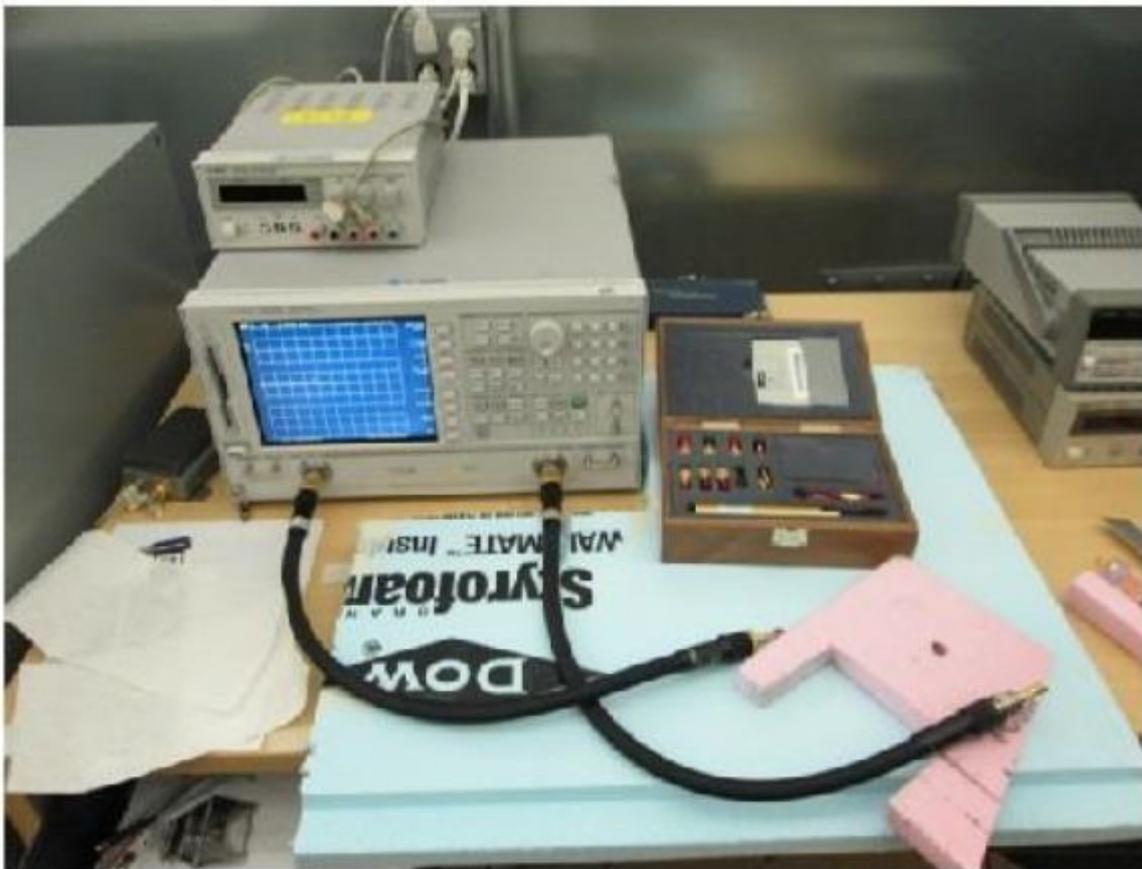


Figure IV.15. L'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".



Figure IV.16. L'antenne fabriquée connectée à l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES".

Afin de mesurer les caractéristiques de rayonnement (diagramme de rayonnement, gain, etc.) de l'antenne sous-test, il est nécessaire d'effectuer les mesures dans une chambre anéchoïque. Cette dernière est constituée d'une cage de Faraday contenant un blindage métallique qui empêche tout rayonnement extérieur de perturber les mesures des antennes sous-test et elle est tapissée entièrement d'absorbants (Figure IV.17) pour éviter la réflexion des ondes électromagnétiques. La chambre anéchoïde disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS (Figure IV.18) permet des mesures dès 1GHz et jusqu'à 20 GHz.

La chaîne de mesure est composée de deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. L'antenne émettrice ou l'antenne de référence est une antenne large bande de type cornet AH-118 fabriquée par la société Antcom (Figure IV.19) et pilotée par l'ordinateur. Elle peut pivoter de  $90^\circ$  afin de changer la polarisation. L'antenne réceptrice ou l'antenne sous-test est positionnée sur un plateau mobile permettant une rotation de  $360^\circ$ , dont le pilotage est entièrement automatisé.

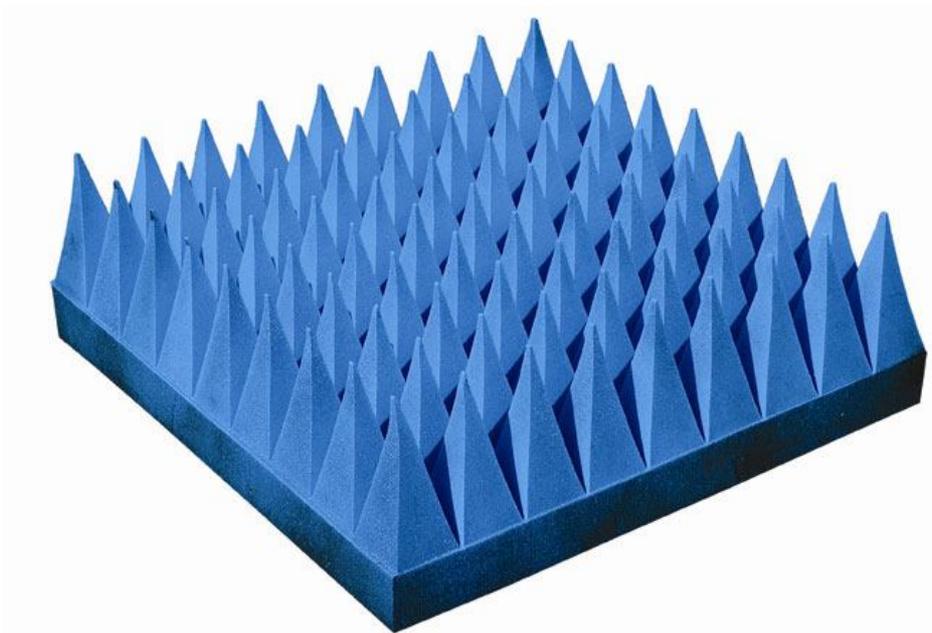


Figure IV.17. Mur recouvert de matériaux absorbants (absorbants pyramidaux).



Figure IV.18. Chambre anéchoïque disponible au sein du laboratoire RF de l'INRS.



Figure IV.19. L'antenne de référence de type cornet AH-118.

#### IV.5. Comparaison des simulations avec les mesures expérimentales

L'antenne monopole triple bande proposée a été conçue et simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio qui est basé sur la technique d'intégration finie. Après l'achèvement de la phase d'optimisation, un prototype expérimental de la conception finale a été fabriqué. Une photographie de l'antenne fabriquée est montrée dans la Figure IV.20.



Figure IV.20. Prototype fabriqué de l'antenne proposée.

##### IV.5.1. Coefficient de réflexion

Dans la Figure IV.21, nous comparons le coefficient de réflexion simulé avec les mesures expérimentales effectuées à l'aide de l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES". Les mesures indiquent clairement que l'antenne proposée fournit trois bandes. La première bande est d'environ 500 MHz (2.33-2.83 GHz). En outre, la deuxième et la troisième bande ont des largeurs de bande de 250 MHz (3.34-3.58 GHz) et 400 MHz (5.5-5.9 GHz), respectivement. De cette figure, il est clair que les résultats simulés et mesurés sont en bon accord. L'écart entre les deux résultats est lié à la tolérance de fabrication. Avec ces performances, on peut dire que l'antenne triple bande proposée répond simultanément aux exigences des applications WLAN et WiMAX.

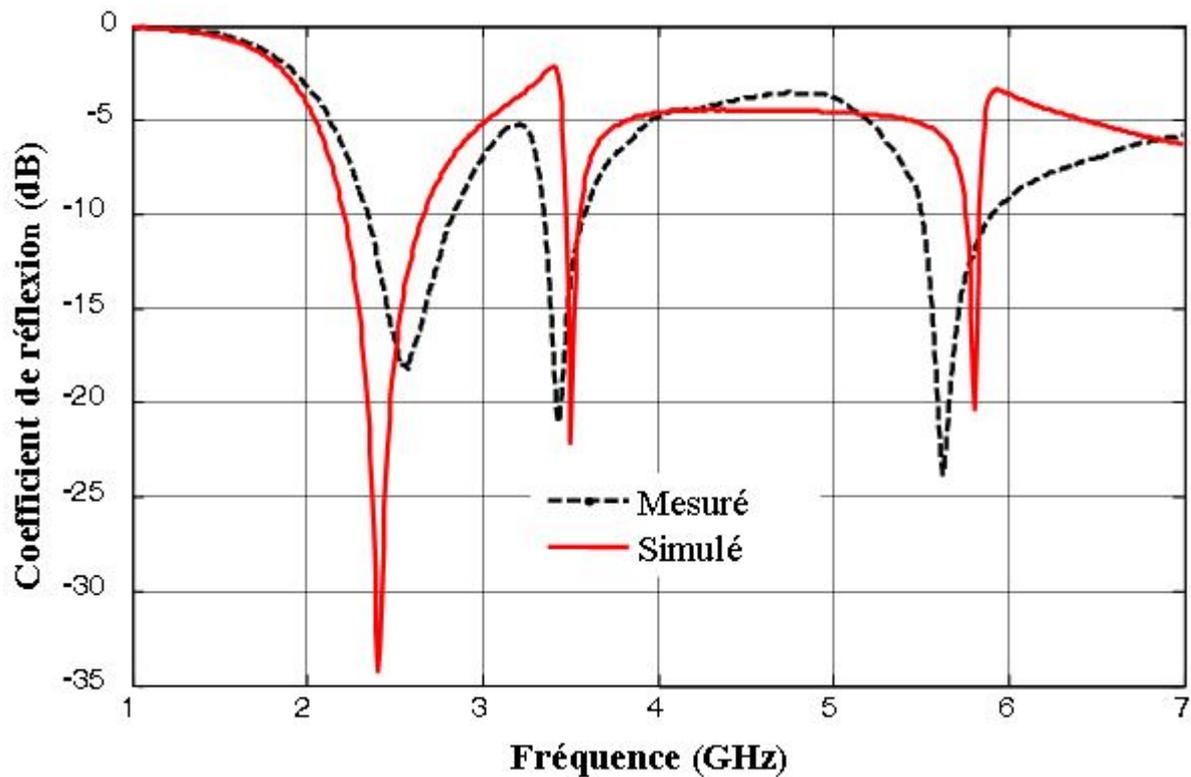


Figure IV.21. Coefficient de réflexion simulé et mesuré en fonction de la fréquence pour l'antenne proposée.

#### IV.5.2. Gain de crête

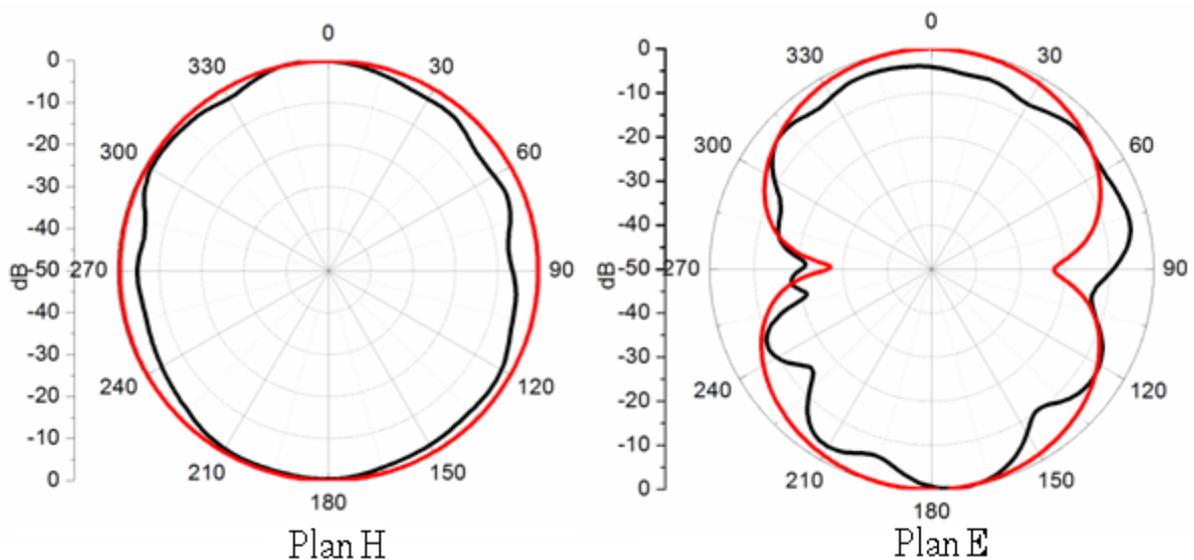
Les gains de crête mesurés pour les trois bandes (bande 1, bande 2 et bande 3) sont récapitulés dans le tableau IV.2. Les résultats du tableau indiquent que le gain mesuré varie entre 2 et 2.98 dB dans l'ensemble des bandes de travail. Le gain maximal étant de 2.98 dB correspondant à la fréquence 5.8 GHz. Donc, on peut dire que le gain de l'antenne proposée répond aux exigences de certaines applications de communication sans fil.

Tableau IV.2. Gain de crête mesuré pour l'antenne tri-bande.

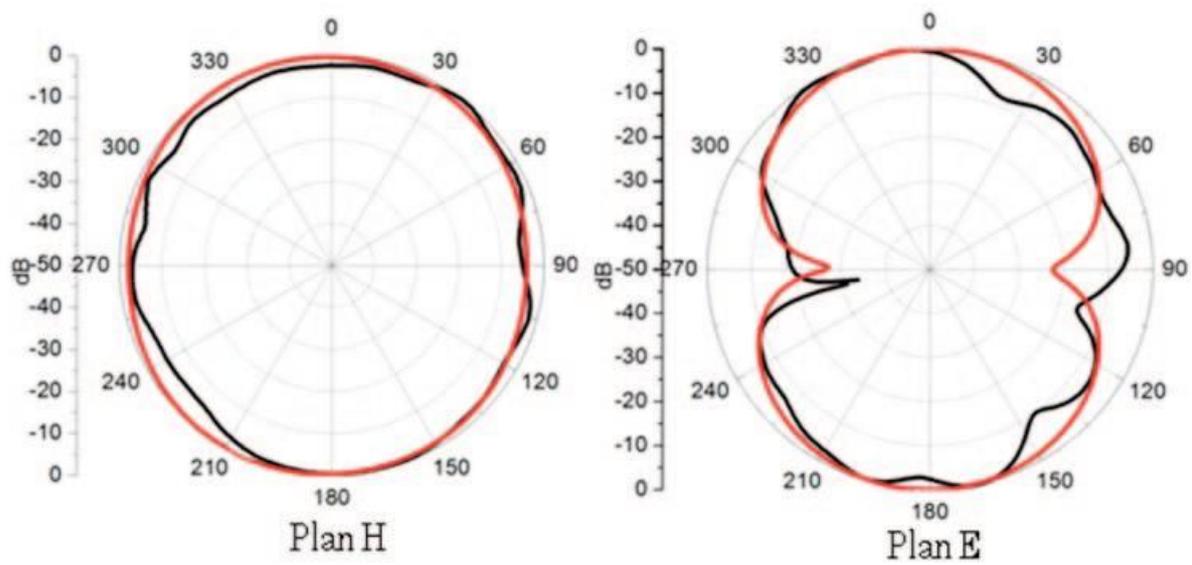
Bande de fréquence	Gain (dB)
1	2.1
2	2
3	2.98

### IV.5.3. Diagrammes de rayonnement

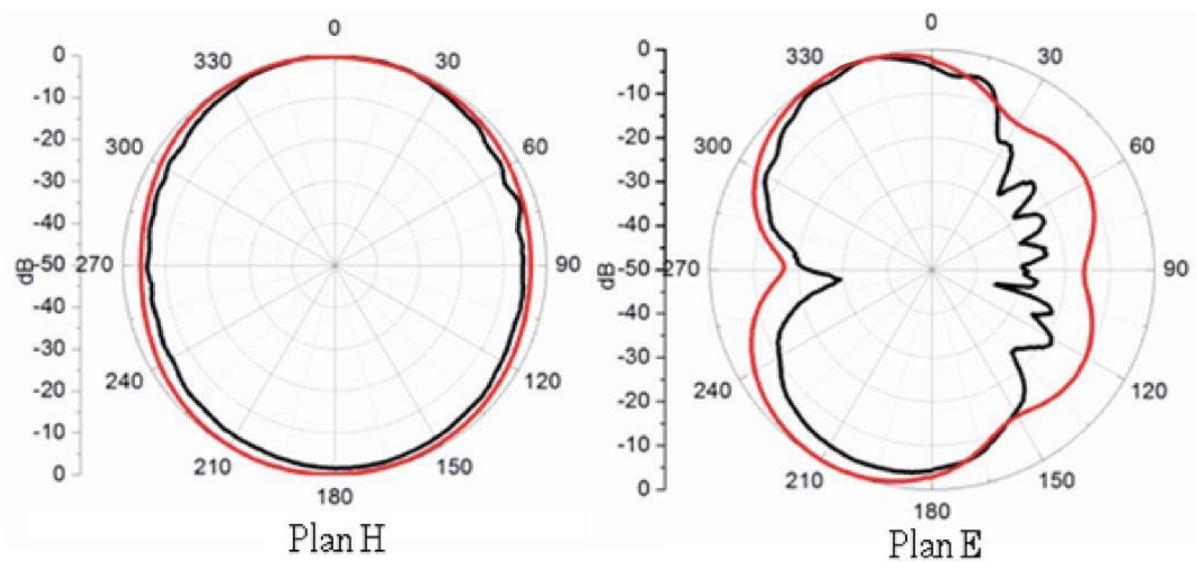
Le diagramme de rayonnement est défini comme une représentation graphique des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction de l'espace de coordonnées et ceci à une distance arbitraire constante sur une sphère en champ lointain. La Figure IV.22 montre les diagrammes de rayonnement, simulés et mesurés dans la chambre anéchoïque de l'INRS, dans les plans E ( $xy$ ) et H ( $yz$ ) pour les trois fréquences d'opération. Les résultats simulés coïncident bien avec ceux mesurés. À partir des courbes de la Figure IV.22, on peut conclure que l'antenne proposée présente des diagrammes de rayonnement omnidirectionnels dans le plan H et une forme quasiment bidirectionnelle dans le plan E pour toutes les fréquences de fonctionnement. Une légère déformation du diagramme attendu est notée pour la troisième bande de fréquence, qui pourrait être causée par les modes d'ordre supérieur.



(a)



(b)



(c)

Figure IV.22. Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans les deux plans E et H pour les fréquences de résonance de (a) la première bande, (b) la deuxième bande, (c) la troisième bande. Lignes foncées pour la mesure et lignes claires pour la simulation.

**IV.6. Conclusion**

Afin de couvrir divers services à des fréquences d'opération bien distinctes, des antennes triple-bandes sont exigées dans les systèmes de communication modernes. Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire alimentée par une ligne coplanaire avec une ouverture rectangulaire dans l'élément rayonnant et une paire d'éléments parasites symétriques en forme de L. L'optimisation des paramètres de l'antenne proposée a été réalisée en utilisant le logiciel de simulation CST. Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Le coefficient de réflexion de l'antenne proposée a été mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau "Agilent 8722ES". Les mesures des diagrammes de rayonnement et des gains de crête ont été effectuées dans une chambre anéchoïque. Les résultats de simulation issus du logiciel commercial CST ont été comparés avec les mesures expérimentales et un bon accord a été observé. Les résultats mesurés et simulés ont montré que l'antenne proposée peut fournir trois bandes de fréquence avec une bonne isolation entre les bandes adjacentes. La première bande est d'environ 500 MHz (2.33-2.83 GHz). En outre, la deuxième et la troisième bande ont des largeurs de bande de 250 MHz (3.34-3.58 GHz) et 400 MHz (5.5-5.9 GHz), respectivement. Un gain stable et un bon rayonnement omnidirectionnel dans le plan H ont été également obtenus. Il se dégage que les performances offertes par l'antenne proposée sont très prometteuses pour des applications pratiques WLAN/WIMAX.

---

---

# CONCLUSION GENERALE

---

---

### Conclusion générale

La conception d'antenne d'un objet communicant mobile est un problème multi-objectif complexe. Effectivement, le concepteur doit répondre aux besoins de l'utilisateur qui sont de plus en plus nombreux et difficiles à satisfaire. Parmi ces besoins: la miniaturisation et toujours plus de fonctionnalités (multibande, ultra-large bande...) sur le même mobile.

La demande de transmissions à débits de plus en plus élevés s'accroît davantage avec l'essor de nouveaux services dans les réseaux de communication sans fils. Pour répondre à cette demande, une solution consiste à augmenter la capacité de transmission du canal radiofréquence entre la station de base et le terminal portatif. Ceci peut être réalisé en augmentant le nombre d'éléments rayonnant impliqués à l'émission et à la réception de cette liaison radiofréquence : on parle alors de technique multi-antennaire.

L'objet principal de cette thèse a porté sur l'étude, la modélisation et la conception des antennes imprimées. Trois volets principaux ont formé le corps de la présente thèse. Dans le premier volet, nous avons développé deux méthodes pour la modélisation d'une antenne microbande rectangulaire avec une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. Le deuxième volet a été réservé à l'étude des performances de deux systèmes multi-antennaires. Dans le troisième volet, nous avons proposé une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire offrant trois bandes de fréquences est destinée aux applications WLAN et WIMAX.

Nous avons débuté la première partie de notre travail par le développement de notre propre code de calcul (en Fortran) permettant d'estimer avec exactitude les caractéristiques de résonance d'une antenne microbande rectangulaire ayant une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. Ce code de calcul est basé sur la méthode de Galerkin dans le domaine des transformées vectorielles de Fourier. Les modes TM issus du modèle de la cavité à murs latéraux magnétiques ont été utilisés pour développer le courant inconnu sur le patch. Aussi, les mêmes fonctions de base ont été utilisées dans l'approximation de la densité de courant magnétique sur l'ouverture conformément au concept des structures électromagnétiques complémentaires. Afin de valider la méthode proposée, nos résultats numériques ont été comparés avec des mesures expérimentales. Après avoir validé le code développé, une étude paramétrique a été présentée pour quantifier l'influence de certains paramètres géométriques et physiques de la structure sur la fréquence de résonance.

Toujours dans le même contexte, nous avons également donné des détails relatifs à l'application de la méthode des différences finies dans le domaine temporel dans l'analyse d'une antenne microbande rectangulaire alimentée à travers une ouverture rectangulaire

## Conclusion générale

---

coupée dans le plan de masse. La résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle de l'espace d'étude et celui-ci a été donc discrétisé en cellules élémentaires. Les champs électriques et magnétiques ont été évalués à des instants différents. Cette méthode permet d'obtenir l'évolution temporelle du champ électromagnétique à partir des distributions spatiales des champs. Ensuite, une transformée de Fourier a été appliquée à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. Le code de calcul (en Matlab) issu de la méthode FDTD a été validé par comparaison de nos résultats avec des résultats disponibles dans la littérature.

Une des caractéristiques majeures des communications sans fils demeure les environnements dans lesquels se propagent les ondes. En effet, ces environnements sont le plus souvent de type multi-trajets à cause des phénomènes de réflexions, de diffraction ou de dispersion provoqués par les immeubles, ce qui peut entraîner un phénomène d'évanouissements des signaux reçus et altérer ainsi la qualité des communications. Les effets de ces évanouissements des signaux peuvent être réduits en utilisant la technique multi-antennaire. L'étude des performances de deux systèmes multi-antennaires a constitué le deuxième volet de cette thèse. Chaque système multi-antennaire comporte huit éléments rayonnants ayant comme élément de base un patch microruban. Le premier système multi-antennaire est excité par contact directe, alors que les éléments rayonnants du deuxième système sont alimentés à travers des ouvertures coupées dans le plan de masse. Le logiciel HFSS a été exploité comme outil de simulation pour le premier système, alors que pour le deuxième système, en outre du logiciel HFSS d'Ansoft, nous avons utilisé le logiciel CST Microwave Studio comme un deuxième outil de simulation. Les performances en termes d'adaptation et d'isolation pour ces deux systèmes ont été discutées. Des résultats concernant les diagrammes de rayonnement et le gain ont été également présentés.

Dans les systèmes de communication sans fil, la diversité des applications requises a généré un besoin croissant d'antennes multi-bandes. Cependant, la diversité des caractéristiques des différentes bandes à couvrir a rendu la conception de ces antennes très pénible. Dans le troisième volet de cette thèse, nos efforts se sont orientés vers la conception d'une nouvelle structure d'antenne monopole triangulaire tri-bande. Une ouverture rectangulaire a été insérée dans l'élément rayonnant pour générer la deuxième fréquence. Pour réaliser la troisième fréquence, une paire d'éléments parasites symétriques en forme de L a été ajoutée sur les deux côtés du monopole triangulaire. Le mécanisme d'alimentation de l'antenne est assuré par une ligne de transmission coplanaire afin de fournir de bonnes performances sur toutes les bandes. Le logiciel de simulation CST a été exploité dans l'optimisation des paramètres de l'antenne

## Conclusion générale

---

proposée. Un prototype de l'antenne proposée a été fabriqué au sein du laboratoire RF de l'INRS à Montréal, Canada. Les résultats simulés en termes de coefficient de réflexion et diagramme de rayonnement ont été comparés avec les mesures expérimentales et un bon accord a été enregistré. Les résultats mesurés et simulés ont montré que l'antenne proposée peut fournir trois bandes de fréquence avec une bonne isolation entre les bandes adjacentes. La première bande est d'environ 500 MHz (2.33-2.83 GHz). En outre, la deuxième et la troisième bande ont des largeurs de bande de 250 MHz (3.34-3.58 GHz) et 400 MHz (5.5-5.9 GHz), respectivement. Un gain stable et un bon rayonnement omnidirectionnel dans le plan H ont été également obtenus. Il se dégage que les performances offertes par l'antenne proposée sont très prometteuses pour des applications pratiques WLAN/WIMAX.

Les terminaux sans fil mobiles évoluent en permanence pour fournir plus de services et des débits élevés. L'utilisation de plusieurs antennes à l'émission et/ou à la réception permet non seulement de fournir des débits élevés mais aussi de faire face au fading dans le canal de transmission dû aux interférences des multi trajets. Comme perspective, nous envisageons la conception d'un système multi-antennaire multibande basé sur l'antenne développé dans le dernier chapitre. On cherchera à obtenir une forte isolation entre les ports du système sur toutes les bandes. Les performances du système multi-antennaire en diversité et MIMO seront également évaluées.

---

---

# ANNEXE

---

---

## ANNEXE A

**Discrétisation des équations de Maxwell par la méthode de différences finie**

La discrétisation des équations du (II.38) jusqu'aux (II.43) dans une maille  $(i, j, k)$  conduit aux expressions suivantes :

$$H_x^{n+1/2}(i, j, k) = H_x^{n-1/2}(i, j, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \left[ \left( \frac{E_y^n(i, j, k+1/2) - E_y^n(i, j, k-1/2)}{\Delta z} \right) - \left( \frac{E_z^n(i, j+\frac{1}{2}, k) - E_z^n(i, j-\frac{1}{2}, k)}{\Delta y} \right) \right] \quad (\text{A.1})$$

$$H_y^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) = H_y^{n-1/2}(i+1/2, j+1/2, k) + \frac{\Delta t}{\mu(i, j, k)} \left[ \left( \frac{E_z^n(i+1, j+1/2, k) - E_z^n(i+1, j-1/2, k)}{\Delta x} \right) - \left( \frac{E_x^n(i+1/2, j+\frac{1}{2}, k+1/2) - E_x^n(i+1/2, j+\frac{1}{2}, k-1/2)}{\Delta z} \right) \right] \quad (\text{A.2})$$

$$H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) = H_z^{n-1/2}(i+1/2, j, k+1/2) + \frac{\Delta t}{\mu(i+1/2, j, k+1/2)} \left[ \left( \frac{E_x^n(i+1/2, j+1/2, k+1/2) - E_x^n(i+1/2, j-1/2, k+1/2)}{\Delta y} \right) - \left( \frac{E_y^n(i+1, j, k+1/2) - E_y^n(i+1, j, k-1/2)}{\Delta x} \right) \right] \quad (\text{A.3})$$

$$E_x^{n+1}(i+1/2, j+1/2, k+\frac{1}{2}) = E_x^n(i+1/2, j+1/2, k+\frac{1}{2}) + \frac{\Delta t}{\varepsilon(i+1/2, j+1/2, k+\frac{1}{2})} \left[ \left( \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j+1, k+1/2) - H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2)}{\Delta y} \right) - \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j+\frac{1}{2}, k+1) - H_y^{n+1/2}(i+1/2, j+\frac{1}{2}, k)}{\Delta y} \right) \right] \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i+1/2, j+1/2, k+\frac{1}{2}) &= E_y^n(i, j, k+\frac{1}{2}) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j, k+\frac{1}{2})} \left[ \left( \frac{H_x^{n+1/2}(i, j, k+1) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta z} \right) - \right. \\
 &\left. \left( \frac{H_z^{n+1/2}(i+1/2, j, k+1/2) - H_z^{n+1/2}(i-1/2, j, k+1/2)}{\Delta x} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{A.5}$$

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j+1/2, k) &= E_z^n(i, j+1/2, k) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\varepsilon(i, j+1/2, k)} \left[ \left( \frac{H_y^{n+1/2}(i+1/2, j+1/2, k) - H_y^{n+1/2}(i-1/2, j+1/2, k)}{\Delta x} \right) - \right. \\
 &\left. \left( \frac{H_x^{n+1/2}(i, j+1, k) - H_x^{n+1/2}(i, j, k)}{\Delta y} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{A.6}$$

Les équations (A.1) jusqu'aux (A.3) présente les composants du champ magnétique, et les équations (A.4) jusqu'aux (A.6) présente les composants du champ électrique.

---

# Bibliographie

---

### Bibliographie

- [1] N. T. Markad, R .D. Kanphade, D.G Wakade, “Design of Cavity Model Microstrip Patch Antenna”, Computer Engineering and Intelligent Systems, ISSN 2222-1719 (Paper) ISSN 2222-2863 (Online),Vol.6, No.4, pp. 1-14, 2015.
- [2] R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras,” Microstrip Patch Antenna Bandwidth Enhancement Using AMC/EBG Structures”, International Journal of Antennas and Propagation , Volume 2012, Article ID 843754, pp. 1-6, 2012.
- [3] H. S. Singh, B. Meruva, G.K. Pandey, P.K. Bharti, and M. K. Meshram,” Low Mutual Coupling Between MIMO Antennas By Using Two Folded Shorting Strips”, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 53, pp. 205-221, 2013.
- [4] A. Messai, S. Benkouda, M. Amir, S. Bedra and T. Fortaki, “Analysis of high Tc superconducting rectangular microstrip patches over ground planes with rectangular apertures in substrates containing anisotropic materials,” International Journal of Antennas and Propagation, vol. 2013, Article ID 169893, pp. 1-7, 2013.
- [5] S. Bedra, S. Benkouda, M. Amir, and T. Fortaki, “Resonant frequency of tunable microstrip ring antenna printed on isotropic or uniaxially anisotropic substrate,” Advanced Electromagnetics, Vol. 2, pp. 6-9, 2013.
- [6] S. Bedra, S. Benkouda, and T. Fortaki, “Analysis of a circular microstrip antenna on isotropic or uniaxially anisotropic substrate using neurospectral approach,” COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 33, pp. 567-580, 2014.
- [7] S. Benkouda, A. Messai, M. Amir, S. Bedra, and T. Fortaki, “Characteristics of a high Tc superconducting rectangular microstrip patch on uniaxially anisotropic substrate,” Physica C Superconductivity and its Applications, Vol. 502, pp. 70-75, 2014.
- [8] A. Bouraiou, M. Amir, T. Fortaki, F. Bouttout, D. Khedrouche and A. Benghalia “Vector Fourier transform analysis of stacked rectangular microstrip patches on isotropic and anisotropic substrates” Aerospace Science and Technology, Vol. 47, pp. 447-455, 2015.
- [9] L. Chouti, I. Messaoudene, T. A. Denidni, and A. Benghalia, “Triple-band CPW-fed monopole antenna for WLAN/WiMAX applications,” Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 69, pp. 1-7, 2017.

- [10] N. Sharma, B. Jain, P. Singla, R. R . Prasad, “Rectangular Patch Microstrip Antenna: A Survey”, International Advanced Research Journal in Science, Engineering and Technology Vol. 1, Issue 3, ISSN (Online) 2393-8021,ISSN (Print) 2394-1588, pp. 144-147, November 2014.
- [11] S. Srivastava, V. K. Singh, A. K. Singh and Z. Ali,” Duo Triangle Shaped Microstrip Patch Antenna Analysis for WiMAX lower band Application”, Science Direct, International Conference on Computational Intelligence: Modeling Techniques and Applications, (CIMTA) 2013, pp. 554-563, Procedia Technology 10 (2013).
- [12] Y. Liu, L. Si, M. Wei, P. Yan, P. Yang, H. Lu, C. Zheng, Y. Yuan, J. Mou, X. Lv, and H. Sun,” Some Recent Developments of Microstrip Antenna”, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012, Article ID 428284, pp. 1 – 10, 2012.
- [13] A. Batta, Er. Ruchi,” A Compact Microstrip Patch Antenna for RFID and WLAN Applications”, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395-0072, Volume: 03 Issue: 04, pp. 1212-1215, 2016.
- [14] G. S. Saini<sup>1</sup>, A. Singh,” Design and Analysis of Wideband Microstrip Patch Antenna Employing EBG and Partial Ground Plane”, IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE) e-ISSN: 2278-2834, p-ISSN: 2278-8735. Volume 10, Issue 1, pp. 55-59 Ver. 1 (Jan - Feb. 2015).
- [15] M. Saini, S. Singla, K. Aggarwal, ” A Microstrip Slotted Patch Antenna Using AMC”, Journal of Engineering Research and Applications, ISSN : 2248-9622, Vol. 4, Issue 4(Version 8), pp. 138-142, April 2014.
- [16] T. D. Prasad, K. V. S. Kumar, M. D. K. Muinuddin, C. B. Kanthamma, V. S. Kumar, “Comparisons of Circular and Rectangular Microstrip Patch Antennas”, International Journal of Communication Engineering Applications-IJCEA, ISSN: 2230-8520; e-ISSN-2230-8539, Vol 02, Issue 04, pp. 187-197, July 2011.
- [17] V. Bernard, J. P. I. Iloh,” Microstrip Antenna Design Using Transmission Line Model”, International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering, (ISSN

- 2250-2459, ISO 9001:2008 Certified Journal, Vol 3, Issue 11 ,pp. 410- 415, November 2013.
- [18] I. Papapolymerou, Student Member, IEEE, R. F. Drayton, Member, IEEE, and L. P. B. Katehi, Fellow, IEEE,” Micromachined Patch Antennas”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 46, No. 2, pp. 275- 283, February 1998.
- [19] J. S. Row and J. F. Wu,” Aperture-Coupled Microstrip Antennas With Switchable Polarization”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 54, No. 9, pp. 2686-2691, September 2006.
- [20] A. Jain, “Design of Rectangular Microstrip Patch Antenna for Wi-Fi”, International Journal Of Engineering And Computer Science ISSN: 2319-7242 Volume. 5 Issues 7, pp. 17268-17272, July 2016.
- [21] A. Kaushal, S. Tyagi,” Microstrip Patch Antenna Its Types, Merits Demerits And Its Applications”, International Journal Of Engineering Sciences & Research Technology, ISSN: 2277-9655, Kaushal, 4(7), pp. 619-622, July 2015.
- [22] R. N. Tiwari, P. Singh, and B. K. Kanaujia,” Butter Fly Shape Compact Microstrip Antenna for Wideband Applications”, Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 69, pp. 45–50, 2017.
- [23] Y. Chen, S. Yang, and Z. Nie, “Bandwidth Enhancement Method for Low Profile E-Shaped Microstrip Patch Antennas”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 58, No. 7, pp. 2442-2447, July 2010.
- [24] R. Bharadwaj, “Design of Micro-Strip Patch Antenna Array Using DGS for ISM Band Applications”, Global Journal of Research and Review, ISSN 2393-8854, Vol. 4, No.1:7, pp. 1-4, 2017.
- [25] R. C. Hadarig, M. E. de Cos, and F. Las-Heras,” Microstrip Patch Antenna Bandwidth Enhancement Using AMC/EBG Structures”, International Journal of Antennas and Propagation, Volume 2012, Article ID 843754, pp. 1-6, 2012.

- [26] D. Chatterjee, A. K. Kundu, "Parametric Study of Micro Strip Patch Antenna Using Different Feeding Techniques for Wireless and Medical Applications", *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, Vol. 3, No. 1, pp. 310-316, 2018.
- [27] K. H. YEAP, K. C. LAI, S. K. LIM, C.Y. LOW, "Analysis And Comparison Of Wave Propagation In Microstrip Lines And Coplanar Waveguides", *Journal of Engineering Science and Technology* Vol. 12, No. 7, pp. 1755-1765, July 2017.
- [28] Y. Rajput, T. S. Rawat and L. Varshney, "CPW Feed Patch Antenna for GPS Applications", *International Journal Of Computational Engineering Research* (ijceronline.com) Vol. 2, Issue. 6, pp. 5-8, October 2012.
- [29] C. P. WEN, MEMBER, IEEE, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications", *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*, Vol. MTT-17, No. 12, pp. 1087-1090, December 1969.
- [30] S. S. Huang, J. Li, and J. Z. Zhao, "Compact CPW-Fed Tri-Band Antenna for WLAN/WiMAX Applications", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 49, pp. 39-45, 2014.
- [31] S. R. Hussain, "A Novel CPW Fed Folded Antenna for Dual band WiMAX/WLAN Applications", *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, Vol. 2, Issue 9, pp. 4462-4470, September 2013.
- [32] N. A. Touhami, Y. Yahyaoui, A. Zakriti, K. Bargach, M. Boussouis, M. Lamsalli, and A. Tribak, "A Compact CPW-Fed Planar Pentagon Antenna for UWB Applications", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 46, pp. 153-161, 2014.
- [33] M. N. Moghadasi, R. A. Sadeghzadeh, T. Sedghi, T. Aribi, and B. S. Virdee, Member, IEEE, "UWB CPW-Fed Fractal Patch Antenna With Band-Notched Function Employing Folded T-Shaped Element", *IEEE Antenna And Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, pp. 504- 507, 2013.

- [34] P. Liu, Y. Zou, B. Xie, X. Liu, and B. Sun, "Compact CPW-Fed Tri-Band Printed Antenna With Meandering Split-Ring Slot for WLAN/WiMAX Applications", *IEEE Antenna And Wireless Propagation Letters*, Vol. 11, pp. 1242- 1244, 2012.
- [35] G. Li, H. Zhai, Member, IEEE, T. Li, L. Li, Senior Member, IEEE, and C. Liang, Senior Member, IEEE, "CPW-Fed S-Shaped Slot Antenna for Broadband Circular Polarization", *IEEE Antenna And Wireless Propagation Letters*, Vol. 12, pp. 619-622, 2013.
- [36] M. Davidovitz, Member, IEEE, And Y. T. Lo, Life Fellow, IEEE, "Rigorous Analysis of a Circular Patch Antenna Excited by a Microstrip Transmission Line", *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. 37, No. 8, pp. 949- 958, August 1989.
- [37] G. çakir, L. Sevgi, "Design, Simulation and Tests of a Low-cost Microstrip Patch Antenna Arrays for the Wireless Communication", *Turk J Elec Engin*, Vol. 13, No. 1 , pp. 93-103, 2005.
- [38] G. Makkar, Ms A. Kaur, "Dual Band Aperture Coupled Patch Antenna For WLAN and WiMax", *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, Vol. 3, Issue 5, pp. 6555-6560, May 2014.
- [39] J. P. Ganji, M. C. Sahoo, J. M. Rathod, "Design and Analysis of Air Gap Microstrip Slot Antenna Using Aperture Coupling", *IJSR –International Journal Of Scientific Research*, Vol. 2, Issue. 4, ISSN N° 2277-8179, pp. 104-106, Apr 2013.
- [40] A. Dubey, S. S. Ojha, "Review Of Designing Techniques Of Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna", *International Journal of Engineering Applied Sciences and Technology*, Vol. 2, Issue 1, ISSN No. 2455-2143, pp. 32-35, 2016.
- [41] N. Ramli, M. T. Ali, A. L. Yusof, S. M. Kayat, and H. Alias, "Aperture Coupled Frequency Reconfigurable Stacked Patch Microstrip Antenna (FR-SPMA) Integrated With PIN Diode Switch", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 39, pp. 237-254, 2013.

- [42] Z. Aijaz, S. C. Shrivastava, "Effect of the Different Shapes: Aperture Coupled Microstrip Slot Antenna", *International Journal of Electronics Engineering*, 2(1), pp. 103-105, 2010.
- [43] T. K. Raina , Mrs. A. Kaur & R. Khanna, "Design of Aperture Coupled Micro-Strip Patch Antenna for Wireless Communication Applications at 10Ghz (X BAND)", *International Journal of Electronics Engineering*, 4 (1), ISSN : 0973-7383, pp. 25– 28, 2012.
- [44] David M. Pozar, MEMBER, IEEE, "A Reciprocity Method of Analysis For Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas", *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. AP-34, No. 12, pp. 1439- 1446, December 1986.
- [45] V. Rathi, G. Kumar, and K. P. Ray," Improved Coupling for Aperture Coupled Microstrip Antennas", *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, Vol. 44, No. 8, pp. 1196- 1198, August 1996.
- [46] T. Bose, N. Gupta, "Design of Aperture Coupled Microstrip Antenna Using Radial Basis Function Networks", *Wireless Engineering and Technology*, Vol. 1, No. 2, pp. 64-68, 2010.
- [47] K. Sreelakshmi, D. H. Priya, K. L. P. Rao, B. V. Priyanka and D. Geetha," Design of Aperture Coupled Rectangular Microstrip Patch Antenna to Operate in S-Band at 2.25GHz", *IJSRD - International Journal for Scientific Research & Development*, Vol. 2, Issue 12, pp.617-620, 2015.
- [48] M. Clemens and T. Weiland," Discrete Electromagnetism with the Finite Integration Technique ", *Progress In Electromagnetics Research*, PIER 32, pp. 65–87, 2001.
- [49] A. Singh and S. Singh, " Miniaturized Wideband Aperture Coupled Microstrip Patch Antenna by Using Inverted U-Slot", *International Journal of Antennas and Propagation*, Volume 2014, Article ID 306942, pp.1-7, 2014.

- [50] A. Ittipiboon, Member, IEEE, R. Oostlander, Y. M. M. Antar, Senior Member, IEEE, and M. Cuhaci, Member, IEEE, “ A Modal Expansion Method of Analysis and Measurement on Aperture-Coupled Microstrip Antenna”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 39, No. 11, pp. 1567- 1574, November 1991.
- [51] A. Shamim, M. Arsalan, N. Hojjat, and L. Roy,” 5GHz LTCC-Based Aperture Coupled Wireless Transmitter For System-On-Package Appli-Cations”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 25, pp. 159-178, 2012.
- [52] C. U. Ndujiuba, A. A. Adelakun, O. E. Agboje,” Hybrid Method of Analysis for Aperture-Coupled Patch Antenna Array for MIMO Systems”, International Journal of Electromagnetics and Applications, 5(2), pp. 90-97, 2015.
- [53] M. Himdi, J. P. Daniel, C. Terret, ” Transmission Line Analysis Of Antenna Aperture-Coupled Microstrip”, Electronics Letters ,Vol. 25 , No. 18, pp. 1229- 1230, 31 August 1989.
- [54] P. L. Sullivan, Member, IEEE, And D. H. Schaubert, Senior Member, IEEE,” Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. AP-34, No. 8, pp. 977- 984, August 1986.
- [55] M. I. Aksun, S. L. Chuang, Senior Member, IEEE, And Y.T. Lo, Life Fellow, IEEE, ” On Slot- Coupled Microstrip Antennas and Their Applications to CP Operation-Theory and Expriment”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 38, No.8, 1224-1230, August 1990.
- [56] A. K. Bhattacharyya, Y. M. M. Antar and A. Ittipiboon,” Full Wawe Analysis of An Aperture- Coupled Patch Antenna “, Electronics Letters, Vol. 27 No. 2, pp. 153- 155, 17th January 1991.
- [57] R. Akhbar, Z. Faiza, A. M. Mozi, F. M. Atan, Anuar. N. H, “Aperture Coupled Microstrip antenna with Different Substrate Thinckness”, 2013 IEEE 4<sup>th</sup> Control and System Graduate Research Colloquium , Shah Alam, Malysia, pp. 98- 102, 19-20 Aug. 2013.

- [58] K. S. YEE, " Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media", IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. AP-14, No. 3, pp. 302-307, May 1966.
- [59] A. Taflove, S. C. Hagness," Computational Electrodynamics : The Finite-Difference Time-Domain Method", Third Edition, Artech House, Boston London, 2005.
- [60] F. L. Teixeira, Senior Member, IEEE," Time-Domain Finite-Difference and Finite-Element Methods for Maxwell Equations in Complex Media", IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 56, No. 8, pp. 2150-2166, August 2008.
- [61] L. Tarricone, A. Esposito, "Grid Computing for Electromagnetics", Artech House, Inc. Boston. London, 2004.
- [62] J. B. Schneider, "Understanding the Finite-Difference Time-Domain Method", April 5, 2017.
- [63] J. P. Berenger," A Perfectly Matched layer for the Absorption of Electromagnetic waves", Journal of Computational Physics 114, pp. 185-200, 1994.
- [64] Y. Hao, R. Mittra, " FDTD Modeling of Metamaterials Theory and Applications", Artech House Inc. Boston. London, 2009.
- [65] D. S. Katz, Fellow, IEEE, E. T. Thiele, Student Member, IEEE, and A. Taflove, Fellow, IEEE," Validation and Extension to Three Dimensions of the Berenger PML Absorbing Boundary Condition for FD-TD Meshes", IEEE Microwave And Guided Wave Letters ,Vol. 4, No. 8, pp. 268- 270, August 1994.
- [66] H. Shang. Tsai, " Quasi Optical Amplifier Arrays and FDTD Analysis of planar Antennas", Department of ECE UCSB, December 1995.
- [67] S. N. Sur, R. Bera and B. Maji, "Channel Capacity Analysis of MIMO System in Correlated Nakagami-m Fading Environment", International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), Vol. 9, No. 3, pp. 101- 105, Mars 2014.

- [68] B. R. KALAMKAR, S. S. KHADE and B. L. BADJATE, “Mutual Coupling Effect On MIMO Antenna”, International Journal of Electrical and Electronics Engineering (IJEET) ISSN (PRINT): 2231 – 5284, Vol. 2, Iss-2,3,4, pp. 7- 10, 2012.
- [69] S. Zhang, S. N. Khan, and S. He,” Reducing Mutual Coupling for an Extremely Closely-Packed Tunable Dual-Element PIFA Array Through a Resonant Slot Antenna Formed In-Between”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 58, No. 8, pp. 2771- 2776, August 2010.
- [70] J. Oh, Member, IEEE, and K. Sarabandi, Fellow, IEEE,” Compact, Low Profile, Common Aperture Polarization, and Pattern Diversity Antennas”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 62, No. 2, pp. 569- 576, February 2014.
- [71] K. J. Babu, K. S. R. Krishna, L. P. Reddy , ” A review on the design of MIMO antennas for upcoming 4G communications”, International Journal Of Applied Engineering Research, Dindigul , Volume 1, No 4,pp. 85- 93, 2011.
- [72] G. Sangeetha, S. Amit,” Design and implementation of Novel Nine-shaped MIMO Antenna for LTE Applications”, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 3, Issue 5, pp. 6596- 6600, May 2014.
- [73] M. N. Moghadasi, R. Ahmadian, Z. Mansouri , F. B. Zarrabi, and M. Rahimi,” Compact EBG Structures for Reduction of Mutual Coupling in Patch Antenna MIMO Arrays”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 53, pp. 145–154, 2014.
- [74] Y. Liu, L. M. Si, M. Wei, P. Yan, P. Yang, H. Lu, C. Zheng, Y. Yuan, J. Mou, X. Lv, and H. Sun,” Some Recent Developments of Microstrip Antenna”, International Journal of Antennas and Propagation Volume 2012, Article ID 428284, pp. 1- 10, 2012.
- [75] J. Lu, Z. Kuai, X. Zhu, and N. Zhang,” A High-Isolation Dual-Polarization Microstrip Patch Antenna With Quasi-Cross-Shaped Coupling Slot”, IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 59, No. 7, pp. 2713-2717, July 2011.

- [76] S. G. Chand, S. U. S. Kiran and K. J. Babu,” A Modified U-Shaped Patch Antenna for 4G MIMO Communication Systems”, International Journal of Future Generation Communication and Networking Vol. 6, No. 3, pp. 57- 66, June 2013.
- [77] H. H. M. Ghouz, “Novel Compact and Dual-Broadband Microstrip MIMO Antennas for Wireless Applications”, Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 63, pp. 107-121, 2015.
- [78] P. Vardhan, M. Gupta and A. Kumar,” Massive-MIMO- Past, Present and Future: A Review”, Indian Journal of Science and Technology, Vol 9(48), Doi: 10.17485/ijst/2016/v9i48/99891, pp. 1- 13, December 2016.
- [79] K. Sengar, N. Rani, A. Singhal, D. Sharma, S. Verma, T. Singh,” Study and Capacity Evaluation of SISO, MISO and MIMO RF Wireless Communication Systems”, International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), Vol. 9, No. 9, pp. 436- 440, Mars 2014.
- [80] O. F. Ahmed, R. S. Ghoname and A. A. Zekry,” Mutual Coupling Reduction of MIMO Antennas using Parasitic Elements for Wireless Communications”, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) ,Vol. 62, No.19, pp. 39- 42, January 2013.
- [81] D. Wu, S. W. Cheung, T. I. Yuk, and X. L. Sun,” A Planar MIMO Antenna for Mobile Phones”, PIERS Proceedings, Taipei, pp. 1150- 1152, March 25-28, 2013.
- [82] P. C. Nirmal, A. Nandgaonkar, S. Nalbalwar, and R. K. Gupta,” A Compact MIMO Antenna with Improved Isolation for 3G, 4G, Wi-Fi, Bluetooth and UWB Applications”, Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 76, pp. 87- 98, 2017.
- [83] E. Ghayoula, A. Bouallegue, R. Ghayoula, and J. Y. Chouinard,” Capacity and Performance of MIMO systems for Wireless Communications”, Journal of Engineering Science and Technology Review 7 (3), pp. 108-111, 2014.
- [84] L. Chouti, A. Behloul, I. Messaoudene, and A. Benghalia, "Numerical analysis of a microstrip MIMO antenna array," (MMS'14), 14th Mediterranean Microwave Symposium, 12-14 December 2014, Marrakech, Morocco, 2014.

- [85] H. D. Chen, Member, IEEE, and H. T. Chen, Member, IEEE, "A CPW-Fed Dual-Frequency Monopole Antenna", IEEE Transactions On Antennas And Propagation, Vol. 52, No. 4, pp. 978- 982, April 2004.
- [86] G. Kaur, R. M. Goud, " Slotted Rectangular Microstrip Antenna for Dual Band Operation", International Journal of Computer Applications (0975 - 8887) Vol. 66, No. 17, pp. 40- 43, March 2013.
- [87] G. Karunakar, V. Dinesh, " Analysis of Microstrip Triangular Fractal Antennas For Wireless Application", International Journal Of Innovative Research In Electrical, Electronics, Instrumentation And Control Engineering, Vol. 2, Issue 12, pp. 2216- 2219, December 2014.
- [88] H. Choo, Student Member, IEEE, and H. Ling, Fellow, IEEE, " Design of Multiband Microstrip Antennas Using a Genetic Algorithm", IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 9, pp. 345- 347, September 2002.
- [89] J. W. Jayasinghe, J. Anguera, and D. N. Uduwawala, " A Simple Design Of Multi Band Microstrip Patch Antennas Robust To Fabrication Tol-Erances For GSM, UMTS, LTE, And Bluetooth Applications By Using Genetic Algorithm Op-Timization", Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 27, pp. 255-269, 2012.