



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغزور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



**N° Série :** .....

**Filière : Télécommunications**

**Mémoire**

*Présenté en vue de l'obtention du diplôme de Master*

**Spécialité**

*Télécommunications Avancées*

**Thème**

**Caractéristiques de résonance  
des structures  
microrubans multicouches**

*Dirigé par :*

**Dr. BEDRA Sami**

*Réalisé par :*

- **BOUHIDEL Ahmed**
- **RADJAH Azzedine**

*Promotion  
2015 – 2016*

---

---

## **Remerciements**

---

---

*Gloire et louange à **DIEU**, le Tout Puissant, qui nous a éclairé le bon chemin, et nous a donné courage et persévérance pour l'accomplissement de ce projet, qui représente une étape conséquente dans notre parcours professionnel.*

*Ce travail de Master a été dirigé par **Monsieur Bedra Sami** ; Maitre de conférences à l'université de Khenchela, département du Génie Industriel, qui a suivi attentivement et activement la progression de notre travail. Nous lui exprimons toute notre gratitude pour la confiance qu'il nous a témoignée et pour son encadrement, à la fois constructif et instructif.*

*Nous adressons nos plus sincères remerciements aux examinateurs, pour avoir accepté de juger ce travail, et qui nous font l'honneur d'être membres de ce Jury.*

*Nous tenons à remercier particulièrement tous les enseignants et les responsables de notre département, qui ont veillé sur notre formation.*

*Nos remerciements vont également à tout le personnel du département du génie industriel pour leur gentillesse et leur disponibilité.*

*Enfin, nous exprimons notre remerciement à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.*

*A*

*Mes chers parents*

*Mes Deux Tantes*

*Ma Femme et Mon Fils*

*Mes frères et sœurs*

*Toute ma famille*

*Tous mes amis*

*Je dédie ce mémoire ..*

*Ahmed*

*A :*

*Mes chers parents*

*Mes frères et sœurs*

*Toute ma famille*

*Tous mes amis*

*Je dédie ce mémoire ..*

***Azzedine***

في هذا العمل، قمنا بدراسة خصائص هوائي ذو شريط دقيق مثلث الشكل متساوي الأبعاد مطبوع على عازل من طبقة واحدة ثم توسعت الدراسة إلى عدة طبقات من أجل تحسين خاصية الرنين للهوائي. بدأنا بصياغة المشكلة رياضياً، انطلاقاً من معادلات ماكسويل لهوائي ذو هندسة مستطيلة وباستعمال طريقة تجويف لبساطتها حسابياً، للوصول إلى هندسة مثلث متساوي الأبعاد له نفس مساحة المستطيل، و منه تمكنا من استنتاج أوجه التشابه الموجودة بين هوائي ذو شريط دقيق بهندسة مستطيلة مع آخر ذو هندسة مثلث متساوي الأبعاد. وأخيراً قمنا بانجاز برنامج لحساب تردد الرنين للهوائي وعرض النطاق الترددي، للحصول على أفضل النتائج وذلك من خلال اخذ بنية لهوائي ذو شريط دقيق مثلث الشكل متساوي الأبعاد متكون من عازل ذو طبقة واحدة ثم آخر متكون من طبقتين. تمت دراسة نتائج كل بنية ومقارنتها مع تلك النتائج النظرية.

**الكلمات المفتاحية :** هوائي ذو شريط دقيق مثلث الشكل متساوي الأبعاد، طريقة التجويف، تردد الرنين، عرض النطاق الترددي، المعايير الفعلية.

## Résumé

Dans ce travail, nous avons étudié les caractéristiques de l'antenne imprimée triangulaire équilatérale sur un substrat monocouche puis on a élargi l'étude à plusieurs couches, afin d'améliorer les caractéristique de résonance de cette antenne.

Nous avons commencé par formuler le problème mathématiquement, en partant des équations de Maxwell et en choisissant la méthode de cavité pour sa simplicité et la géométrie rectangulaire au départ, pour arriver à la forme triangulaire équilatérale de même dimensions. A partir de ça, nous avons pu voir les formes d'équivalences entre les deux géométries et sortir les caractéristiques de l'antenne imprimée triangulaire équilatérales.

En dernier lieu, un programme de calcul de la fréquence de résonance et de la bande passante a été développé et mis en œuvre, pour avoir les meilleurs résultats en prenant une première structure avec un substrat monocouche puis une deuxième en double couches. Les résultats numériques concernant la fréquence de résonance et la bande passante de chaque structure ont été étudiées et comparés aux résultats théoriques.

**Mots clé :** Antenne microruban triangulaire équilatérale, méthode de cavité, fréquence de résonance, bande passante, paramètres effectifs.

## ***Abstract***

In this work, we studied the characteristics of the Equilateral Triangular Microstrip Patch antenna on a single-layer substrate and then we expanded the study to several layers in order to improve the resonance characteristic of the antenna.

We began by formulating the problem mathematically from the Maxwell equations. We chose the cavity method for its simplicity, and we started from the rectangular geometry to arrive at the equilateral triangular with the same dimensions. Thus, we could see the forms of equivalence between the two geometries and got the characteristics of the Equilateral Triangular Microstrip Patch antenna.

Finally, we developed a calculation program of the resonance frequency and bandwidth in order to get the best results by taking two structures. The first one, with a single-layer substrate and the second one with double layers. The numerical results for the resonance frequency and the bandwidth of each structure were studied and compared with theoretical results.

**Keywords:** Equilateral Triangular Microstrip Patch antenna, cavity method, resonant frequency, bandwidth, actual parameters.

---



---

## LISTE DES FIGURES

---



---

<b>Figure</b>	<b>Page</b>
<b>Figure I.1 :</b> Structure d'une antenne microbande .....	7
<b>Figure I.2 :</b> Antenne imprimée à plusieurs formes .....	8
<b>Figure I.3 :</b> Distribution des champs E/M .....	8
<b>Figure I.4 :</b> Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe) .....	9
<i>La figure montre l'existence de trois régions distinctes</i>	
<b>Figure I.5 :</b> Alimentation du patch par un câble coaxial .....	13
<b>Figure I.6 :</b> Alimentation du patch par une ligne microbande .....	14
<b>Figure I.7 :</b> L'alimentation par une ligne microbande .....	14
<i>axiale (a), décalée (b) et avec encoche (c)</i>	
<b>Figure I.8 :</b> Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich .....	15
<i>couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch</i>	
<b>Figure I.9 :</b> Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire .....	16
<b>Figure I.10 :</b> Alimentation du patch par le couplage par fente .....	16
<b>Figure I.11 :</b> Résonateur miniaturisé .....	18
<b>Figure I.12 :</b> Antenne à résonateur diélectrique .....	19
<b>Figure I.13 :</b> Dispositifs d'alimentation d'antennes à résonateurs diélectrique .....	20
<b>Figure II.1 :</b> Représentation des dimensions d'une antenne patch rectangulaire ....	30
<b>Figure II.2 :</b> (a) : Diagramme schématisant la sonde qui alimente l'antenne	35
<i>patch triangulaire équilatérale</i>	
<i>(b) : Circuit résonnant équivalent RLC parallèle</i>	
<b>Figure III.1 :</b> Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne	
<i>triangulaire en fonction de la permittivité du substrat (<math>h = 1.59 \text{ mm}</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>) .....</i>	
	49
<b>Figure III.2 :</b> Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne	
<i>triangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat (<math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>) .....</i>	
	50
<b>Figure.III.3 :</b> Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne	
<i>triangulaire en fonction de la longueur du patch (<math>h = 1.59 \text{ mm}</math>, <math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>) .....</i>	
	51

<b>Figure III.4 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de la permittivité du substrat (<math>h_1 = h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>) .....</i>	52
<b>Figure III.5 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de l'épaisseur du substrat 2 (<math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>, <math>h_1 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	53
<b>Figure III.6 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de l'épaisseur du substrat 1 (<math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>, <math>h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	54
<b>Figure III.7 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de la longueur du patch (<math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>h_1 = h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	56
<b>Figure III.8 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de la permittivité du substrat 2 (<math>h_1 = h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>, <math>\epsilon_{r1} = 9.8</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>) .....</i>	57
<b>Figure III.9 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de l'épaisseur du substrat 2 (<math>\epsilon_{r1} = 9.8</math>, <math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>, <math>h_1 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	58
<b>Figure III.10 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de l'épaisseur du substrat 1 (<math>\epsilon_{r1} = 9.8</math>, <math>\epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>a = 50 \text{ mm}</math>, <math>h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	59
<b>Figure III.11 :</b>	<i>Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de la longueur du patch (<math>\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.32</math>, <math>h_1 = h_2 = 1.59 \text{ mm}</math>) .....</i>	60

---



---

**LISTE DES TABLEAUX**

---



---

<b>Tableau</b>	<b>Page</b>
<b>Tableau III.1 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $h_1 = 00 \text{ mm}, h_2 = h = 1.59 \text{ mm}, a/h = 62.893, \epsilon_r = \epsilon_{r2} = 2.32$ .....	43
<b>Tableau III.2 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $h_1 = 00 \text{ mm}, h_2 = h = 0.7 \text{ mm}, a/h = 58.571, \epsilon_r = \epsilon_{r2} = 10.5$ .....	43
<b>Tableau III.3 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 9.8,$ $h_1/h_2 = 0.1597$ .....	44
<b>Tableau III.4 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r1} = 9.8, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm},$ $h_1/h_2 = 0.3994$ .....	45
<b>Tableau III.5 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 9.8,$ $h_1/h_2 = 0.8019$ .....	45
<b>Tableau III.6 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 9.8,$ $h_1/h_2 = 1$ .....	46
<b>Tableau III.7 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 1,$ $h_1/h_2 = 0.1597$ .....	47
<b>Tableau III.8 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 1,$ $h_1/h_2 = 0.3994$ .....	47
<b>Tableau III.9 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 1,$ $h_1/h_2 = 0.8019$ .....	48
<b>Tableau III.10 :</b> <i>Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique</i> $a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, s = 22.3 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 1,$ $h_1/h_2 = 1$ .....	48

---

---

# **SOMMAIRE**

---

---

Introduction Générale .....	2
-----------------------------	---

## *Chapitre I*

### *Généralité sur les Antennes Imprimées*

I.1. Introduction .....	6
I.2. Antennes microbandes .....	6
I.2.1. Définition .....	6
I.2.2. Technologie des antennes microbandes .....	7
I.2.3. Le Phénomène physique .....	8
I.3. Avantages et inconvénients des antennes microbandes .....	12
I.4. Techniques d'excitation .....	13
I.4.1. Excitation avec contact .....	13
<i>a/ Sonde coaxiale</i> .....	13
<i>b/ Ligne microbande</i> .....	14
I.4.2. Alimentation sans contact (par proximité) .....	15
<i>a/ Ligne microbande</i> .....	15
<i>b/ Guide d'onde coplanaire</i> .....	15
<i>c/ Couplage par fente</i> .....	16
I.5. Les Résonateurs Microbandes .....	17
I.5.1. Définition .....	17
I.5.2. Principe de fonctionnement .....	17
I.6. Les Antennes à Résonateurs .....	19
I.7. Conclusion .....	20
I.8. Références Bibliographiques .....	21

**Chapitre II**  
**Caractéristiques des Antennes Microrubans**  
**avec la Méthode de la Cavité**

II.1. Introduction .....	23
II.2. Méthodes d'analyses des antennes patch .....	23
II.2.1. Méthodes Analytiques .....	23
a) <i>Modèle de la ligne de transmission</i> .....	23
b) <i>Modèle de la cavité simple</i> .....	24
II.2.2. Méthodes Rigoureuses .....	25
a) <i>Méthode des Différences Finies (FDM)</i> .....	25
b) <i>Méthode des Eléments Finis (FEM)</i> .....	25
c) <i>Méthode des moments</i> .....	26
d) <i>Méthode d'analyse spectrale</i> .....	26
II.3. Antenne Patch Triangulaire Equilatéral .....	27
II.4. Rayonnement d'une antenne patch triangulaire équilatéral .....	27
II.5. Exemple de fabrication d'une antenne patch triangulaire .....	28
II.6. Modèle de cavité .....	28
II.7. Formulation théorique du problème .....	29
a/ <i>Equation de propagation</i> .....	30
b/ <i>Fréquence de résonance</i> .....	33
c/ <i>Impédance d'entrée</i> .....	35
II.8. Structure bi-couches et tri-couches .....	37
II.9. Conclusion .....	38
II.10. Références Bibliographiques .....	39

**Chapitre III**  
**Discussion des Résultats**

III.1. Introduction .....	42
---------------------------	----

III.2. Comparaison de Nos Résultats avec Les Résultats des autres Méthodes	42
III.2.1. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat monocouche	42
III.2.2. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat double couche	44
III.2.3. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat ajustable	47
III.3. Influence des différents paramètres sur la fréquence de résonance et la bande passante	49
III. 3.1. Antenne patch triangulaire monocouche ( $h_1=0, \epsilon_{r1}=1$ )	49
III.3.1.1 Effet du constant diélectrique du substrat	49
III.3.1.2 Effet de l'épaisseur du substrat	50
III.3.1.3 Effet de longueur du patch	51
III. 3.2. Antenne patch triangulaire ajustable ( $h_1 \neq 0, \epsilon_{r1}=1$ )	52
III.3.2.1 Effet du constant diélectrique du substrat	52
III.3.2.2 Effet de l'épaisseur du substrat 2 ( $h_2$ )	53
III.3.2.3 Effet de l'épaisseur du substrat 1 ( $h_1$ )	54
III.3.2.4 Effet de longueur du patch	56
III.3.3. Antenne patch triangulaire bicouche ( $h_1 \neq 0, \epsilon_{r1} \neq 1$ )	57
III.3.3.1 Effet du constant diélectrique du substrat	57
III.3.3.2 Effet de l'épaisseur du substrat 2 ( $h_2$ )	58
III.3.3.3 Effet de l'épaisseur du substrat 1 ( $h_1$ )	59
III.3.3.4 Effet de longueur du patch	60
III.4. Conclusion	61
Conclusion Générale et Perspectives	63

# *Introduction Générale*

Que ce soit à l'aide de signaux sonores, visuels ou maintenant électromagnétiques, l'homme a toujours cherché à vaincre les distances en mettant en place des communications rapides. Le premier réseau de communication vit le jour peu de temps après la révolution française, il s'agissait à l'époque d'un télégraphe optique. Depuis, les techniques de communication ont bien évolué pour arriver aux autoroutes de l'information que nous connaissons tous. En chemin, de nombreuses inventions et découvertes permirent des avancées significatives, citons, entre autres, l'écosais James Clerk Maxwell (1831-1879), qui, grâce à la mise en équation des champs électromagnétiques posa les bases des télécommunications radiofréquences [1], [2]. Aujourd'hui, près de 140 ans après cet événement, les exemples de transmissions par ondes électromagnétiques sont innombrables. Cet essor technologique spectaculaire, associé à une demande croissante du grand public implique une utilisation massive du spectre électromagnétique [3]. Les bandes de fréquences disponibles deviennent alors des ressources précieuses, notamment en ce qui concerne la gamme hyperfréquence centimétrique.

Pour exploiter et respecter au mieux les bandes de fréquences allouées, les systèmes d'émission / réception en général et les extrémités radio en particulier sont soumis à des spécifications drastiques. Ces exigences sont essentiellement reportées vers les filtres en raison de leur fonction intrinsèque de sélection des fréquences.

Par ailleurs, le positionnement critique des filtres dans le synoptique des systèmes d'émission / réception implique des contraintes draconiennes en termes de pertes et de compatibilité [4]. Les pertes doivent être aussi faibles que possible afin de ne pas noyer le signal transmis dans le bruit. La compatibilité concerne la possibilité de connecter et d'insérer le filtre au sein d'un système en ayant des incidences économiques, électriques et mécaniques faibles [4].

Depuis les années soixante-dix, on constate un essor considérable des micro-antennes ou antennes plaques, dictée par les contraintes de mobilité et par le développement des systèmes électroniques (informatiques, téléphones portables, multimédias, ...). Ce développement a engendré pour des raisons d'encombrement et de coût, un très grand progrès dans la taille des structures microélectronique dans le domaine de la miniaturisation et de l'intégration électronique, et plus particulièrement aux substrats diélectriques de faibles pertes. Il faut donc veiller à choisir des solutions de filtrage qui ne soient pas trop difficiles à concevoir.

L'objectif visé à travers ce travail, consiste à étudier le comportement électromagnétique des dispositifs micro-ondes tels que les lignes de transmission microrubans.

Ce mémoire se devise en trois parties :

- On a consacré **le Premier Chapitre** aux généralités des structures microruban du point de vue caractéristiques où l'on reprend la définition de façon générale tout en soulignant leurs domaines d'application, leurs principes de rayonnement, les avantages et les inconvénients des différentes structures. On a vu aussi les résonateurs à microruban, les antennes à résonateurs et leurs principes de fonctionnement.
- Dans **le Deuxième Chapitre**, nous avons pris comme exemple à étudier l'antenne patch triangulaire équilatérale. On a détaillé la formulation théorique du problème en prenant pour départ les antennes patch rectangulaire pour arriver à la fin aux antennes patch triangulaire équilatérale tout en montrant l'équivalence entre les deux types d'antennes.
- Le **Troisième Chapitre** est consacré à la discussion des résultats et des graphes de la simulation faite sur la fréquence de résonance et le bande passante.

## *Références Bibliographiques*

- [1] *J. D. Jackson*, « Électrodynamique Classique », Dunod, 2001.
- [2] *O. Darrigol*, « Electrodynamics from Ampère to Einstein », Oxford University Press, 2000.
- [3] Site Internet de l'Agence Nationale des Fréquences, France, <http://www.anfr.fr>
- [4] *I. C. Hunter*, « Theory and Design of Microwave Filters », The Institution of Electrical Engineers, 2000.

# *Chapitre I*

## *Généralité sur les Antennes Imprimées*

## I.1. Introduction

Dans les applications aéronautiques, aérospatiales et militaires où le faible volume, le faible poids, le faible coût, les hautes performances et la facilité de mise en œuvre sont les principales exigences, les antennes faiblement profilées sont une nécessité. Aujourd'hui, avec l'explosion des télécommunications, ces contraintes se retrouvent dans des applications commerciales sans fil. Pour répondre à ses exigences un nouveau type d'antenne a été proposé : Les antennes microbandes.

Ces antennes apparues durant les années cinquante ont surtout été développées au cours des années soixante-dix. Elles allient à la fois petite taille, simplicité, facilité de fabrication et de mise en œuvre. En outre elles s'adaptent facilement aux surfaces planes et non planes et présentent une grande robustesse lorsqu'elles sont montées sur des surfaces rigides. Elles sont également très performantes en termes de résonance, de polarisation, d'impédance d'entrée et de diagramme de rayonnement

Dans ce chapitre, nous allons parler sur :

- Les antennes microbandes et leurs technologies
- Les avantages et inconvénients des antennes microbandes.
- Les résonateurs microbandes.
- Les antennes à résonateurs.

## I.2. Les antennes microbandes

### I.2.1. Définition

L'antenne microbande (antenne patch) est un type récent d'antenne dont le développement et l'utilisation sont de plus en plus fréquents. Elle est constituée d'un diélectrique, possédant un plan de masse métallique sur une face. Sur l'autre face, un ruban conducteur (figure I.1). Elle présente l'avantage du poids sur certaines antennes. Les gravures des parties métalliques peuvent prendre des formes très variées en fonction des objectifs fixés pour la répartition du rayonnement dans l'espace [1]. Cette technologie est très utilisée par les concepteurs de filtres hyperfréquences car elle permet une grande souplesse topologique. En effet, la fabrication des circuits est bien maîtrisée et le report d'éléments discrets est assez facilement réalisable. De plus, les circuits microbande sont assez aisément reproductibles [2]. La géométrie des antennes patch peut être multipliée à l'infini.

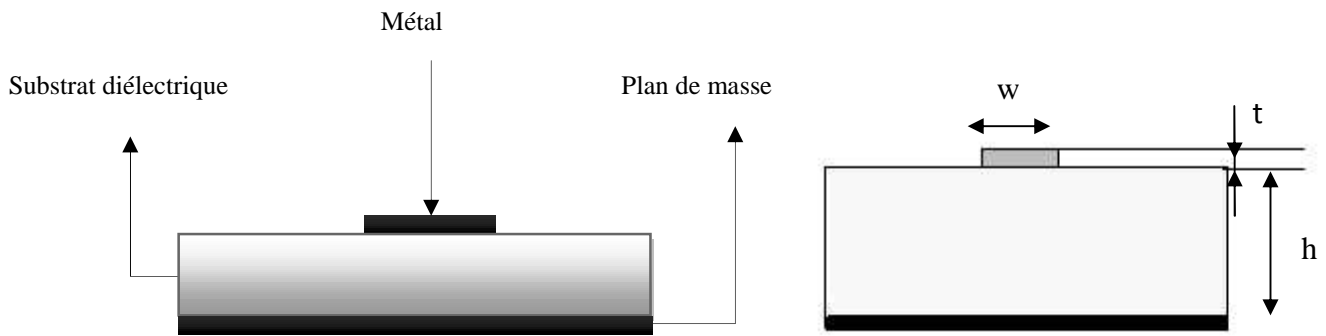


Figure 1.1 : Structure d'une antenne microbande.

Il est essentiel de connaître leurs paramètres caractéristiques :

- Pour le substrat, son épaisseur  $h$  et sa permittivité relative complexe  $\epsilon_r = \epsilon_r - j\epsilon_i$ . La partie réelle  $\epsilon_r$  est la constante diélectrique du matériau tandis que la partie imaginaire caractérise ses pertes.
- Pour la bande métallique, sa largeur  $W$  qui est en général de l'ordre de grandeur de  $h$  ( $0.1 \leq W/h \leq 10$ ) et son épaisseur  $t$  [3].

## I.2.2. Technologie des antennes microbandes

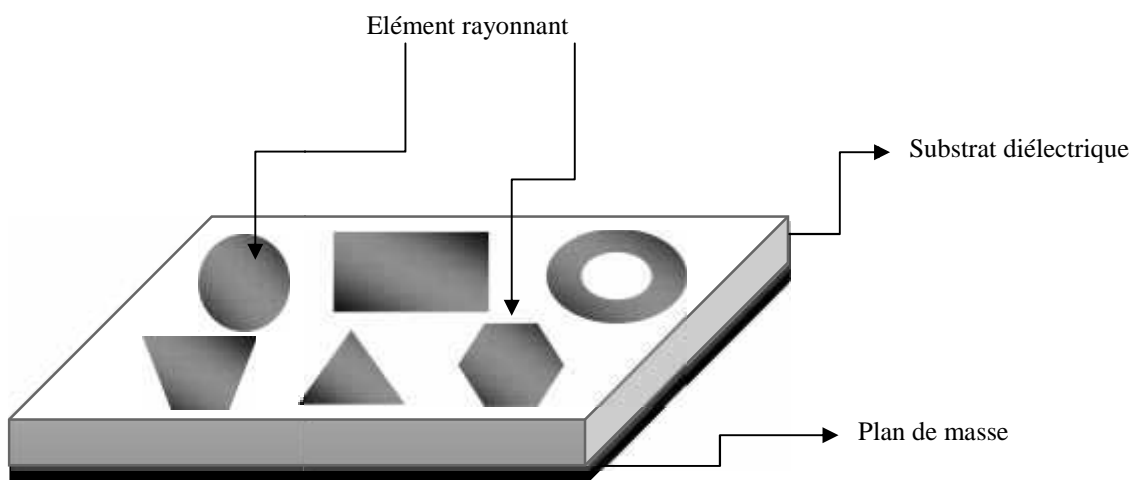
Les technologies antennes microbandes consistent à utiliser un substrat qui se présente sous la forme d'une plaque de diélectrique. Des fines couches métalliques sont déposées sur l'une ou les deux faces du substrat. La plaque de substrat mesure en général quelques centaines de micromètres d'épaisseur. C'est un diélectrique qui peut être de nature organique (tissus de verre, de carbone ou de kevlar imprégnés de résines à base de téflon ou de fluor) ou de nature inorganique cristalline (céramique de type Alumine par exemple).

Les critères de choix du substrat sont principalement les caractéristiques électriques du diélectrique (tangente de perte et permittivité), les caractéristiques thermiques et mécaniques (conductivité thermique, coefficient de dilatation thermique), la technologie de fabrication utilisée (procédé de dépôt des couches métalliques) et bien sûr le coût.

Les couches de métallisation sont en général composées de conducteurs de type cuivre, or ou argent. Elles sont déposées par laminage/pressage à chaud, sérigraphie ou électrolyse, et sont ensuite délimitées par différents procédés de gravure ou d'usinage surfaciques. On trouve différentes techniques de dépôts, en couches minces et couches épaisses.

La technique couche mince permet d'obtenir une très bonne précision de gravure ainsi qu'une bonne reproductibilité mais elle est assez coûteuse. Le procédé couche épaisse permet d'obtenir des circuits fiables, reproductibles mais la précision de gravure est moyenne. La notion de coût est bien entendu à relativiser selon le nombre de pièces à réaliser, les enjeux sont différents selon qu'il s'agit de petite, moyenne ou grande série.

La réalisation de trous métallisés est possible avec l'ensemble des techniques présentées ci-dessus, le perçage s'effectuant au moyen d'un foret pour les trous dans les matériaux organiques ou grâce à un Laser pour les céramiques. La métallisation de ces trous sera obtenue par électrolyse ou par remplissage de ces trous avec une pâte métallique conductrice [2].

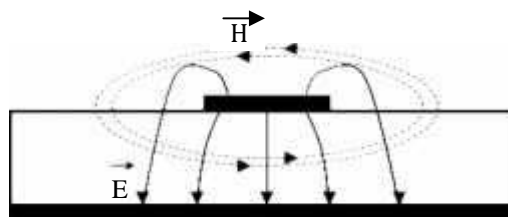


*Figure I.2 : Antenne imprimée à plusieurs formes.*

### I.2.3. Le Phénomène physique

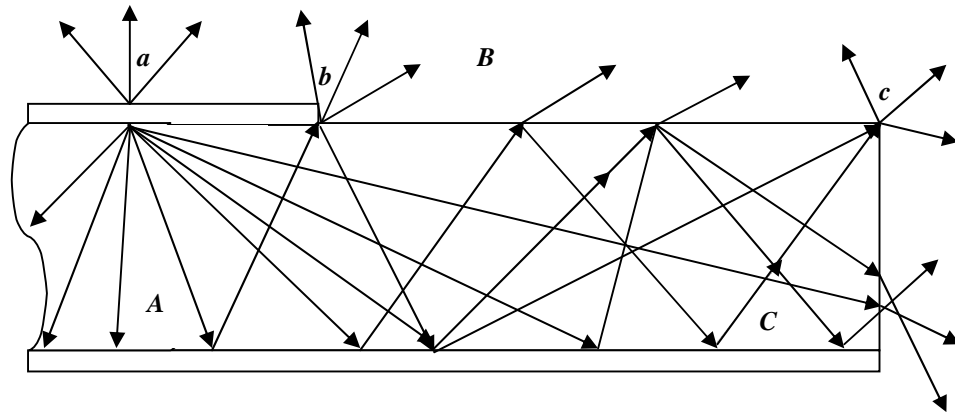
La propagation des ondes, dans cette structure inhomogène s'effectue en partie dans le diélectrique et en partie dans l'air. Elle dépend de la constante diélectrique  $\epsilon$  du substrat [4].

La difficulté d'étude de la propagation dans une ligne microbande provient du fait qu'elle s'effectue à la fois dans le substrat et dans l'air. Parce que les lignes de champ entre les deux couches conductrices ne passent pas uniquement dans le diélectrique mais aussi dans l'air (figure I. 3).



*Figure I.3 : Distribution des champs E/M.*

Pour bien comprendre le fonctionnement de l'antenne microbande, on considère la coupe donnée dans la Figure 1.4. :



**Figure I.4 :** Trajectoires des rayons dans une antenne microruban (coupe).  
La figure montre l'existence de trois régions distinctes.

Au point *a* du conducteur supérieur, on a déposé une source ponctuelle (densité de courant de surface), qui rayonne dans toutes les directions [5]. Une partie du signal émis est réfléchié par le plan de masse, puis par le conducteur supérieur et ainsi de suite. Certains des rayons aboutissent sur l'arête du conducteur (point *b*), qui les diffracte. Cette figure peut être scindée en trois régions distinctes [6] :

- **Région A (Ondes guidées) :** dans le substrat, entre les deux plans conducteurs, les rayons sont le plus concentrés. Le champ électromagnétique s'accumule dans cette région de l'espace. Cette propriété est très utile pour la propagation du signal le long d'une ligne microruban.
- **Région B (Ondes rayonnées) :** Dans l'air, au-dessus du substrat, le signal se disperse librement dans l'espace et contribue au rayonnement de l'antenne. Comme les courants de surface circulent surtout sur la face inférieure du conducteur supérieur (côté diélectrique), le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. Certains modèles simplifiés mettent à profit cette constatation : ils considèrent le rayonnement d'un ensemble de fentes fictives, situées sur le pourtour de l'antenne.
- **Région C (Ondes de surface) :** Certains rayons atteignent les surfaces de séparation avec une incidence rasante, et restent piégés à l'intérieur du diélectrique. Il s'agit du mécanisme de la réflexion totale, dont font usage les fibres optiques. Une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Toutefois, quand cette onde atteint le bord du substrat (point *c*), elle est diffractée et génère un rayonnement parasite. Dans le cas d'une antenne en réseau, l'onde de surface

crée un couplage entre les éléments du réseau. Le diagramme de rayonnement de l'antenne peut être perturbé par la présence d'ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires. On pourrait en principe faire usage des ondes de surface pour alimenter les éléments d'un réseau [5]-[6].

On peut associer des plages de fréquence aux trois régions précédentes :

- **Plage de fréquence A** : En basse fréquence, les champs restent surtout concentrés dans la région A. Il y a alors propagation sans rayonnement. La structure qui en résulte est une ligne de transmission ou un des éléments dérivés.
- **Plage de fréquence B** : Pour les plus hautes fréquences, le rayonnement dans l'air devient significatif et la structure se comporte comme une antenne. Il reste néanmoins une importante concentration des champs entre les deux conducteurs (énergie réactive emmagasinée dans la zone du champ proche). Comme les diélectriques présentent toujours certaines pertes, il en résulte une absorption du signal. Le rendement d'une antenne microruban reste de ce fait assez modeste.
- **Plage de fréquence C** : Bien qu'une onde de surface puisse en principe se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessus d'une certaine fréquence limite que ces ondes jouent un rôle significatif. La structure devient alors un lanceur d'ondes de surface. Elle ne peut plus guère être utilisée comme antenne, à moins que l'on ne dispose d'une transition adéquate, qui effectue le passage d'une onde de surface à une onde rayonnée [5].

Lors de la conception d'une antenne microruban, les dimensions et les propriétés du substrat doivent être choisies avec soins, afin d'assurer que le fonctionnement à la fréquence du signal se situera bien dans la deuxième plage de fréquence (**B**, rayonnement) [6]. Il faut encore noter que ces trois plages ne sont pas séparées par des cloisons nettes, mais plutôt qu'il y a des transitions graduelles entre-elles. Le choix des dimensions résulte par conséquent d'un compromis, qui tient compte de la quantité d'effets parasites pouvant être tolérée. Un paramètre jouant un rôle crucial est l'épaisseur du substrat. Un substrat très mince a tendance à concentrer les champs dans le diélectrique, ce qui réduit le rendement [5]. On peut l'améliorer en prenant un substrat plus épais. Malheureusement, cela augmente aussi la probabilité d'exciter des ondes de surface.

La propagation dans une antenne patch est décrite par les équations de Maxwell :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\text{rot}} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell - Faraday}) \\ \vec{\text{rot}} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell - Ampère}) \\ \text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \\ \text{div} \vec{H} = 0 \end{array} \right.$$

où :

- $\vec{E}$  : le champ électrique (V.m<sup>-1</sup>),
- $\vec{H}$  : le champ magnétique (A.m<sup>-1</sup>),
- $\mu$  : la perméabilité du milieu de propagation (V.s.A<sup>-1</sup>.m<sup>-1</sup>),
- $\varepsilon$  : la permittivité de ce milieu (A.s.V<sup>-1</sup>.m<sup>-1</sup>),
- $\sigma$  : la conductivité électrique (S.m<sup>-1</sup>),
- $\rho$  : la densité de charge électrique (A.s.m<sup>-3</sup>).

En combinant ces équations deux à deux, on obtient les équations de propagation pour les champs électrique  $\vec{E}$  et magnétique  $\vec{H}$ .

Pour le champ électrique, par exemple, lorsqu'il se propage le long d'un conducteur parfait dans un diélectrique parfait ( $\sigma = 0$ ,  $\rho = 0$ ), on obtient [4] :

$$\Delta \vec{E} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0$$

Pour des fréquences faibles, la propagation des champs est du type TEM (Transversal Electric & Magnetic). En d'autres termes les champs électrique et magnétique n'ont pas de composantes suivant la direction de propagation de l'onde. Le mode de propagation n'est pas uniquement TEM mais quasi-TEM (composante longitudinale non nulle). La ligne microbande réelle se modélise par une ligne fictive où la propagation s'effectuerait dans un milieu homogène, de constante diélectrique équivalente *eff*.

A cause du mode de propagation non purement TEM, les caractéristiques de la ligne varient avec la fréquence (dispersion). Il existe plusieurs expressions qui mettent en évidence

cette dépendance. On peut simplement retenir que la permittivité effective et l'impédance augmentent faiblement avec la fréquence [3].

### I.3. Avantages et inconvénients des antennes microbandes

Les antennes microbandes ont de nombreux avantages comparés aux antennes micro-ondes classiques et par conséquent plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de 100MHz à 50GHz sont réalisables. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Faible poids, petit volume, configuration planaire, faible épaisseur ;
- Faible coût de fabrication, production en masse possible ;
- Ces antennes peuvent être placées sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes ;
- Les antennes ont de petites aires de rayonnement ;
- La polarisation linéaire comme pour le cas des antennes plaques rectangulaire et circulaire (gauche ou bien droite) est possible avec de légers changements dans la position de l'alimentation ;
- L'utilisation de deux fréquences de travail est possible ;
- Les antennes microbandes sont compatibles avec les constructions modulaires (Composants monolithiques tels que les oscillateurs, les alternateurs variables, les interrupteurs, les modulateurs, les mélangeurs, les déphaseurs et peuvent être adaptées directement sur le substrat) ;
- Les lignes d'alimentation et les circuits d'adaptation d'impédance sont fabriqués simultanément avec la structure de l'antenne.

Elles ont aussi quelques inconvénients comparés aux antennes micro-ondes classiques tels que :

- Bande passante étroite ;
- Gain plus faible dû aux pertes ;
- La plupart des antennes microbandes rayonnent par un demi-plan ;
- Limitations pratiques sur le gain (au maximum à 20dB) ;
- La performance du rayonnement longitudinal est faible ;
- L'isolation entre les éléments rayonnants et l'alimentation est faible ;
- Possibilité d'excitation des ondes de surface ;
- Capacité de manipulation à faible énergie.

Néanmoins il existe des moyens substantiels qui peuvent minimiser les effets de certains de ces inconvénients : par exemple l'excitation à onde de surface, peut être éliminée, en prenant des précautions lors de la conception et de la fabrication.

L'insertion d'un trou métallisé entre l'élément rayonnant et le plan de masse permet d'élargir la bande passante et de remédier aux problèmes des décharges électrostatiques et d'écoulement thermique [7].

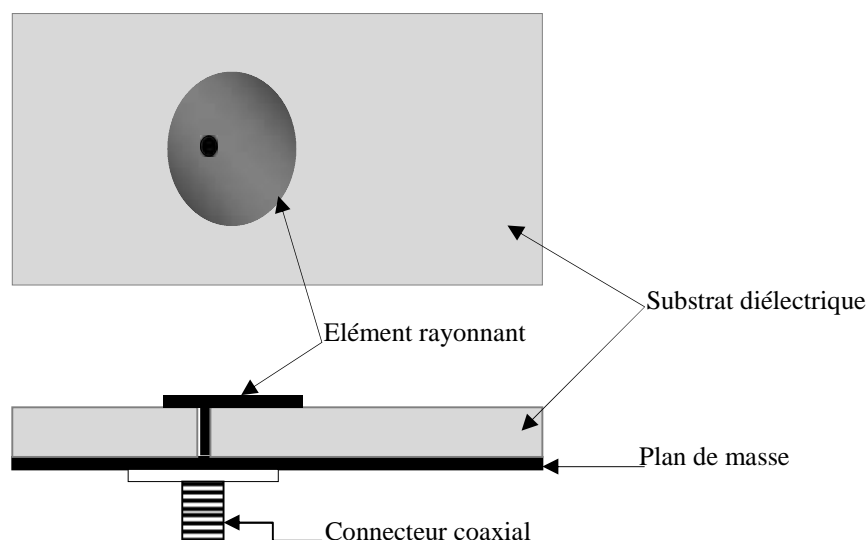
### I.4. Techniques d'excitation

L'alimentation des antennes microbandes, repose essentiellement sur deux classes d'excitation ; excitation avec contact et excitation sans contact. Dans les méthodes d'excitation avec contact, la puissance est acheminée aux patches rayonnants en utilisant un élément de contact tels le câble coaxial et la ligne microbande. Dans la deuxième classe d'excitation, le couplage électromagnétique est utilisé pour transmettre la puissance de la ligne microbande au patch rayonnant. Les quatre techniques d'alimentation les plus utilisées sont la ligne microbande, sonde coaxiale, couplage par fente et couplage de proximité [7].

#### I.4.1. Excitation avec contact

##### *a/ Sonde coaxiale*

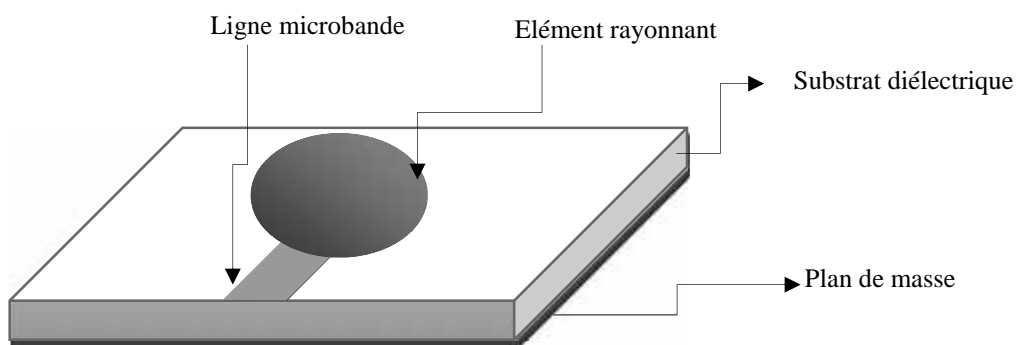
Le câble de la sonde coaxiale traverse le plan de masse et le substrat. Le conducteur central est connecté sur l'élément rayonnant, et le conducteur extérieur est connecté au plan de masse (figure I.5). Cette alimentation est très utilisée avec les patches de formes circulaire et annulaire [7].



*Figure I.5 : Alimentation du patch par un câble coaxial.*

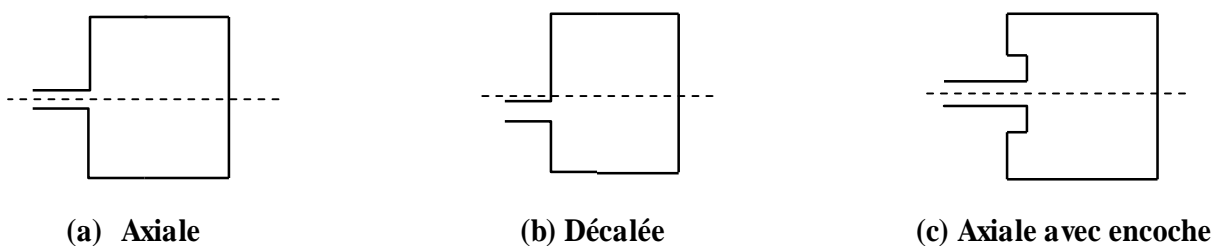
*b/ Ligne microbande*

Faite par une ligne microbande de largeur plus petite par rapport au patch, cette ligne est gravée avec le patch en même temps (figure I.6). Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [7].



**Figure I.6 :** Alimentation du patch par une ligne microbande.

L'alimentation peut se faire par la connexion directe à une ligne microbande (figure I.6), dont le point de jonction est sur l'axe de symétrie de l'élément (figure I.7 (a)) ou décalé par rapport à cet axe de symétrie (figure I.7 (b)), si cela permet une meilleure adaptation d'impédance. L'alimentation axiale avec encoche donne de bons résultats (figure I.7 (c)). Elle est très utilisée dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [7].

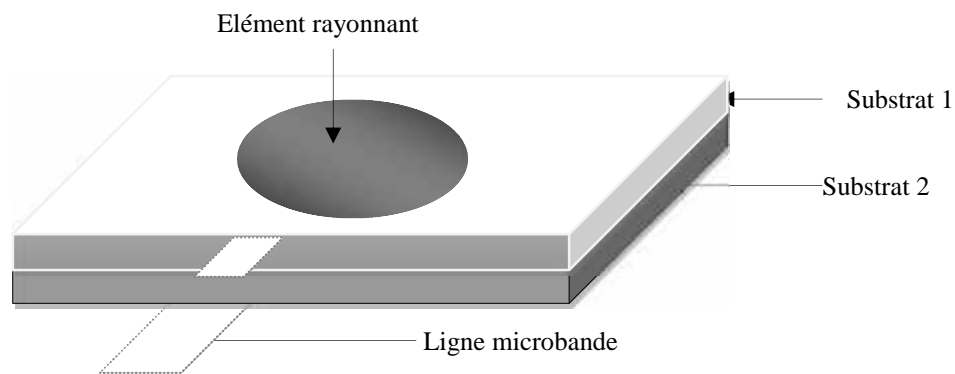


**Figure I.7 :** L'alimentation par une ligne microbande axiale (a), décalée (b) et avec encoche (c).

## I.4.2. Alimentation sans contact (par proximité)

### a/ Ligne microbande

Il y a deux substrats diélectriques de permittivité  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$  de hauteurs respectivement  $h_1$  et  $h_2$ , (figure I.8). La ligne d'alimentation se trouve entre les deux substrats diélectriques (en sandwich), le patch à la façade supérieure du substrat supérieur et le plan de masse à la façade inférieure du substrat inférieur ; le couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch. Il y a d'autre possibilité de ce type d'alimentation où le patch rayonnant et la ligne microbande d'alimentation sont séparés par le plan de masse, le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une ouverture dans le plan de masse [7].



**Figure I.8 :** Alimentation du patch par une ligne microbande en sandwich, couplage électromagnétique assure l'alimentation du patch.

### b/ Guide d'onde coplanaire

L'élément rayonnant se trouve sur la face supérieure du substrat de fente rayonnante. La ligne d'alimentation et le plan de masse se trouvent à la même façade inférieure du substrat, (figure I.9) [7].

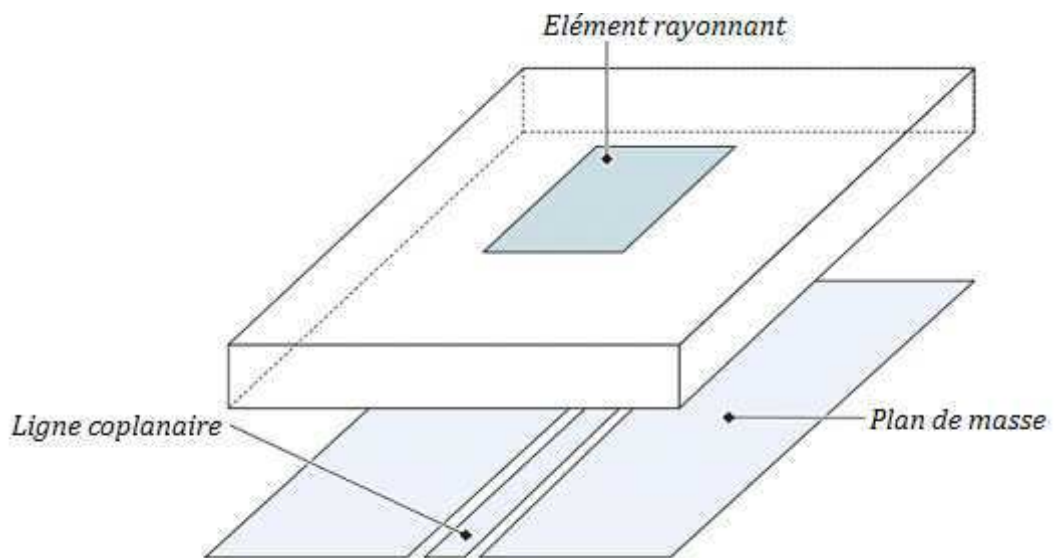


Figure I.9 : Alimentation du patch par un guide d'onde coplanaire.

*c/ Couplage par fente*

L'élément rayonnant et le circuit microbande sont placés de part et d'autre du plan de masse qui est entaillé d'une fente sous le patch afin que l'énergie amenée par la ligne soit communiquée à l'antenne, (figure I.10) [7].

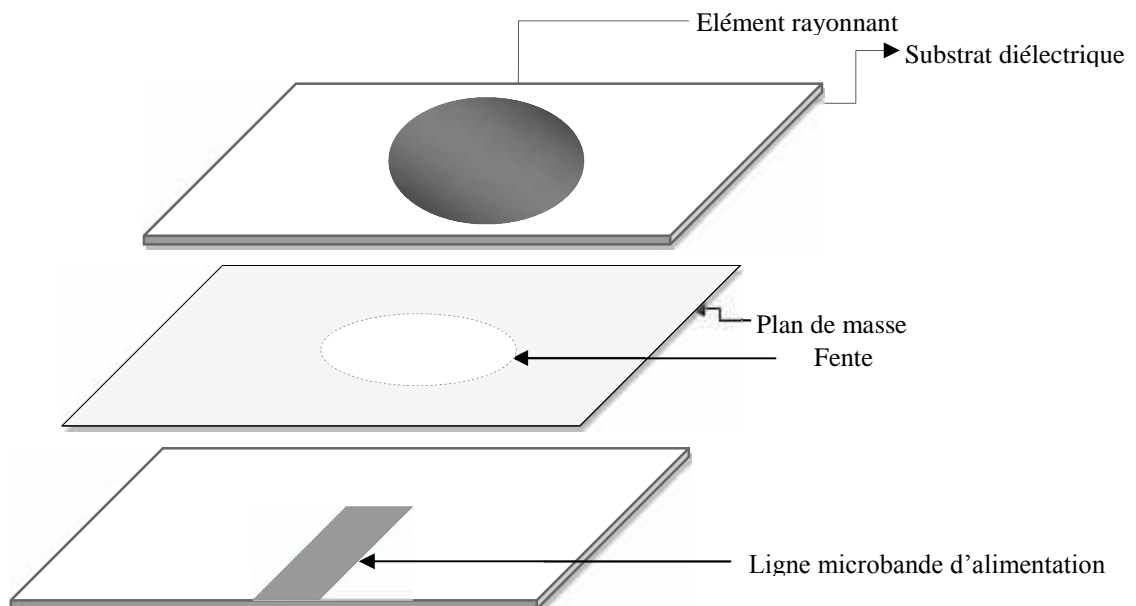


Figure I.10 : Alimentation du patch par le couplage par fente.

### I.5. Les Résonateurs Microbandes

De nos jours, dans le domaine des micro-ondes, les résonateurs diélectriques prennent place dans différents systèmes, aussi bien passifs, qu'actifs, comme par exemple, les oscillateurs, les dispositifs de filtrage et les antennes.

Les systèmes intégrant des résonateurs diélectriques sont de plus en plus performants par le fait que le cristal résonant est de plus en plus pur. L'utilisation de nouveaux procédés de fabrication donne accès à une grande diversité de caractéristiques intrinsèques comme la permittivité, la perméabilité et la tangente de pertes suivant l'axe parallèle et l'axe perpendiculaire de la structure cristallographique du matériau [8].

Durant ces dernières années, le résonateur diélectrique est devenu populaire grâce à l'évolution quotidienne des équipements de télécommunication, dont le but est de réduire sans cesse la taille et le poids des systèmes, d'augmenter la fréquence du matériel hyperfréquence. Par exemple, le filtrage classique par cavité est très vite volumineux pour obtenir de très bonnes caractéristiques, aussi l'utilisation de résonateurs diélectriques a permis de réduire la taille globale du dispositif tout en gardant de bonnes caractéristiques.

#### I.5.1. Définition

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycristallines nues ou métallisées, utilisées comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et oscillateurs aux fréquences micro-ondes.

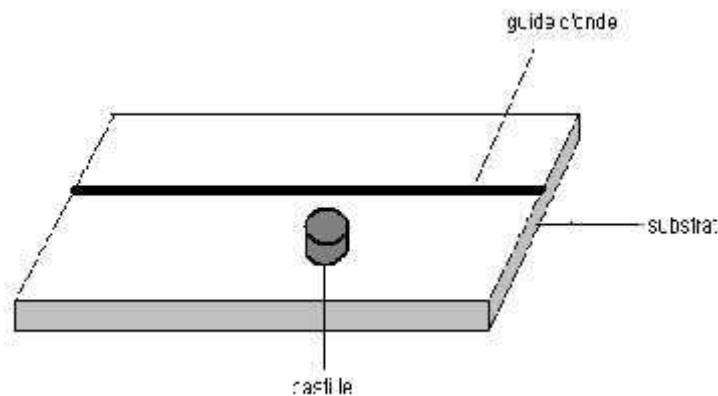
Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphonie ou la séparation des voies d'émission et réception des téléphones portables. Ces dispositifs sont utilisés dans les applications GSM (Global System Mobile) UMTS (Universal Module Telecommunication System) et GPS (Global Positioning System) [9]. Dans le cas des oscillateurs, l'utilisation d'un résonateur diélectrique (ou plus) permet une meilleure pureté spectrale et une stabilisation de la fréquence du signal généré.

#### I.5.2. Principe de fonctionnement

Le terme résonateur diélectrique est apparu en 1939 lorsque Richtmyer a montré que des objets diélectriques non métallisés pouvaient fonctionner en tant qu'éléments résonants aux hyperfréquences. Plus tard, en 1953, Schlike a rapporté l'existence de matériaux de permittivité  $\epsilon_r$  supérieure à 100. Au début des années soixante, Okaya et Barash ont décrit la distribution et la

propagation des modes d'ondes ( $TE_{xyz}$  et  $TM_{xyz}$ ) dans un corps diélectrique, et la composition des résonateurs.

Dans les premières configurations, les guides d'ondes représentaient des tubes rectangulaires de section 35 x 15mm, et les résonateurs étaient des cavités volumineuses et dont le volume dépendait de la fréquence à stabiliser. Ces dimensions étaient donc relativement grandes. Le domaine des télécommunications s'étant beaucoup développé les dix dernières années, avec la miniaturisation des composants en microélectronique, les guides d'ondes classiques ont été remplacés par des bandes métalliques étroites, et les résonateurs volumineux par des pastilles diélectriques de faibles dimensions (figure I.11), [9].



**Figure I.11** : Résonateur miniaturisé.

Le terme résonateur est la configuration la plus utilisée pour filtres et oscillateurs. Aux hautes fréquences ( $>3$  GHz), le résonateur est élaboré à partir de formes cylindriques de matériaux diélectriques et appelé résonateur diélectrique. Ce dernier représente le plus souvent une céramique qui résonne à la fréquence du signal porteur lui permettant d'être efficacement séparé des autres signaux dans la région micro-onde. Cette fréquence s'appelle fréquence de résonance ( $f_0$ ), elle dépend du matériau diélectrique et des dimensions des résonateurs [9].

Un des matériaux les plus couramment utilisés pour la fabrication des pastilles diélectriques était le rutile ( $TiO_2$ ), mais la variation de sa fréquence de résonance avec la température (mauvaise stabilité thermique en fréquence) le rend impraticable pour plusieurs applications. Le monocristal d'Alumine (saphir) a de même été utilisé, mais avec un coût de revient élevé. Les résonateurs diélectriques céramiques ont beaucoup d'avantages par rapport aux résonateurs traditionnels : réduction des dimensions grâce à une constante diélectrique plus élevée, meilleure intégration dans des systèmes due à un simple couplage des procédés, meilleure performance du circuit en considérant les variations de température et pertes, et une diminution des coûts des systèmes [9].

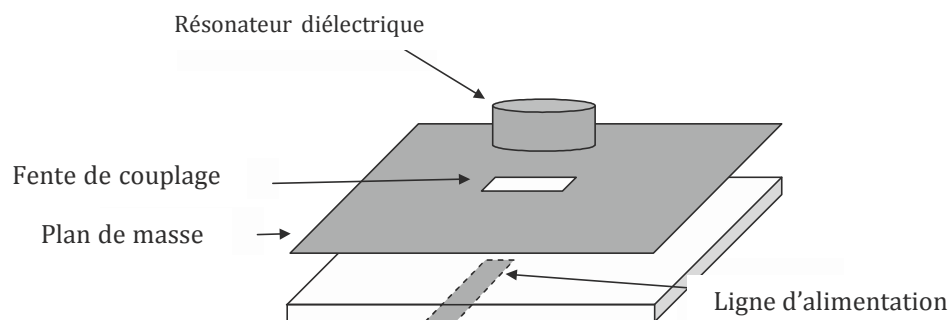
## I.6. Les Antennes à Résonateurs

Aujourd'hui, le domaine des télécommunications est en plein essor et l'antenne constitue un élément essentiel dans la chaîne de transmission. Parmi tous les types d'antennes disponibles, on distingue les antennes à résonateurs diélectriques.

Les antennes à résonateur diélectrique permettent de compenser un des inconvénients majeurs des antennes plaquées à savoir la bande passante limitée à quelques %, ce qui constitue un handicap pour les communications à hauts débits. De plus, grâce à l'utilisation de matériaux à constante diélectrique élevée ( $20 < \epsilon_r < 100$ ) et à faible tangente de pertes ( $\tan \delta < 10^{-4}$ ), ces antennes présentent des dimensions bien plus petites que l'antenne imprimée résonante demi-onde [1].

L'antenne à résonateur diélectrique présentée (figure I.12), est constituée d'un résonateur diélectrique (généralement de forme cylindrique ou en anneau) reporté sur un support, qui tient lieu de plan de masse, auquel est associé un dispositif d'alimentation qui assure l'excitation du résonateur. Ce dernier est dépourvu de partie métallique ce qui limite d'autant les pertes ohmiques. On remarque sur la figure que l'excitation a été ici réalisée par couplage d'une ligne micro ruban à travers une fente rectangulaire découpée dans le plan de masse.

Grâce à un facteur de qualité élevé, ces structures ont été dans un premier temps utilisées dans les circuits micro-ondes blindés pour assurer des fonctions de filtrage ou d'oscillateur. Une fois le résonateur laissé en environnement libre, on constate que le facteur de qualité décroît sensiblement ce qui laisse entrevoir une application en tant qu'antenne puisque la puissance perdue est dorénavant rayonnée [1].



**Figure I.12 :** Antenne à résonateur diélectrique.

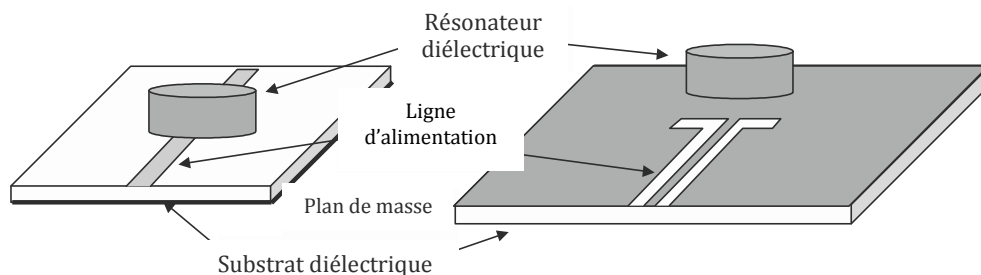
Précisons que l'efficacité de rayonnement sera d'autant plus élevée que le mode sera convenablement excité. À ce propos, comme dans toute cavité résonante, il existe un très grand nombre de modes qui peuvent être excités. On distingue les modes Transverses Électriques (TE),

Transverses Magnétiques (TM) et les modes hybrides. Les antennes à résonateurs diélectriques présentent des diagrammes de rayonnement différents selon le mode excité. Cela nécessite un soin particulier dans la détermination de la position du point d'excitation sous, ou à proximité du résonateur, de façon à n'exciter que le mode désiré en écartant les autres.

Le diagramme de rayonnement d'un résonateur isolé sans plan de masse est proche de celui d'un dipôle électrique ou magnétique selon le mode excité. Cependant, pour des valeurs de permittivité plus faibles ( $\epsilon_r$  de 20 à 40) généralement utilisées pour la conception d'antennes, on relève une modification sensible du gain du résonateur. Ce gain est relevé d'environ 3 dB lorsque le résonateur est placé sur un plan de masse à travers un substrat diélectrique.

La plupart des techniques retenues pour alimenter les antennes micro ruban sont compatibles avec l'alimentation des résonateurs diélectriques. La figure I.13 montre les différentes configurations.

La plus usuelle consiste à utiliser une ligne imprimée sur laquelle est déposé le résonateur. L'adaptation est obtenue en ajustant la position de l'élément rayonnant sur la ligne. Particulièrement simple à réaliser, cette solution a pour inconvénient la présence possible d'un rayonnement parasite dû à la ligne et qui peut sensiblement modifier le rayonnement propre du résonateur. Une alternative consiste à alimenter la structure directement par sonde coaxiale. Ici aussi, la position de la sonde déterminera le mode excité et le niveau d'adaptation [1].



*Figure I.13 : Dispositifs d'alimentation d'antennes à résonateurs diélectrique.*

### I.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les antennes microrubans, leurs caractéristiques, les mécanismes de rayonnement, les différentes techniques d'excitations, nous avons vu aussi les avantages et les inconvénients de ce type d'antenne.

Nous avons fait aussi, un aperçu sur les résonateurs microbandes, leurs principes de fonctionnement et on a terminé par les antennes à résonateurs.

### I.8. Références Bibliographiques

- [1] **Odile Picon et coll.**, « Les Antennes : Théorie, Conception et Applications », Dunod.
- [2] **Benjamin Potelon**, « Etude et Conception de Filtres Hyperfréquences Hybrides Planaires – Volumiques », Thèse de Doctorat en Electronique, Université de Bretagne Occidentale, 2007.
- [3] **Benachour Leila**, « Modélisation des Structures Planaires de Formes Régulières Implantées sur Substrat d'une Anisotropie Tensorielle », Thèse de Magistère en Electronique, Université de Constantine, 2008.
- [4] **Catherine Bernou**, « Utilisation de Structures Résonantes en Bandes pour la Réalisation de Capteurs, Application à la Détection en Milieux Liquide et Gazeux », Thèse de Doctorat en Electronique, Ecole doctorale de sciences physiques et de l'ingénieur, Université Bordeaux 1, 2001.
- [5] **James. J. R. and P. S. Hall (Eds)**, « Handbook of Microstrip Antennas », Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [6] **Bhartia P. K. V. S. Rao. And R. S. Tomar**, « Millimeter-Wave Microstrip and Printed Circuit Antennas », Artech House, Norwood, MA, 1991.
- [7] **Boualem Mekimah**, « Etude du Fonctionnement en Mode bi-Fréquence des Patches Microbandes Empilés et Excentrés », Thèse de Magister en Electronique, Université Kasdi Merbah Ouargla.
- [8] **Jean-Michel le Floch**, « Modélisation de Nouveaux Résonateurs Diélectriques à Forts Coefficients de Qualité pour des Applications de Métrologie », Thèse en Co-tutelle pour obtenir le grade de Docteur de l'Université de Limoges et docteur de l'Université de Western Australia en Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique ; Université de Limoges, 2007.
- [9] **Alexandre Badev**, « Matériaux Diélectriques à Faibles Pertes Utilisés Comme Résonateurs et Filtres dans les Circuits Micro-Ondes », Thèse de Doctorat, Université de Toulouse – France, Nov. 2008.

## *Chapitre II*

*Caractéristiques des Antennes Microrubans*

*avec la Méthode de la Cavité*

### II.1. Introduction

Pendant des décennies de recherches, il a été prouvé que la performance et l'efficacité des antennes microrubans est poussée surtout par la géométrie de l'élément imprimé "patch" et les caractéristiques du matériau constituant le substrat sur lequel l'élément est implanté. La première analyse mathématique d'une large variété de formes de patch constituant les antennes microrubans a été publiée en 1977, la technique du développement modale (relatif aux modes) a été utilisée pour analyser les antennes avec patch rectangulaire, circulaire, semi circulaire, et triangulaire. Des rapports similaires sur des techniques d'analyses avancées ont été publiés par Derneryd, Shen et Carver et Coffey [1].

Pendant plus de deux décennies les chercheurs ont développés plusieurs méthodes et techniques pour augmenter la largeur de bande de l'antenne à patch. La majorité de ces techniques entraînent l'emplacement, l'ajustage, et/ou le type d'éléments utilisés pour exciter l'antenne, mais l'approche la plus simple et directe est d'augmenter l'épaisseur du substrat, et utiliser des substrats avec faible constante, ceci peut augmenter la bande passante (de plus de 35%) [2].

La forme de l'élément imprimé implanté sur le substrat de l'antenne microruban est aussi d'une importance considérable. Des études récemment réalisées ont montré que la forme du patch influe sur les paramètres de l'antenne, à savoir : la fréquence de résonance, la bande passante, le champ rayonné dans des zones lointaines et le gain de l'antenne [2].

### II.2. Méthodes d'analyses des antennes patch

Plusieurs méthodes d'analyse ont été utilisées, allant des modèles analytiques simples jusqu' aux méthodes numériques rigoureuses.

#### II.2.1. Méthodes Analytiques

Elles prennent en compte au départ la nature des phénomènes physiques, ce qui permet d'effectuer des approximations, permettant la modélisation du modèle en question. En premier lieu parmi ces méthodes, on peut citer quelques-unes [3]:

##### *a) Modèle de la ligne de transmission*

Ce modèle considère une ligne de transmission dont les deux extrémités sont des ouvertures rayonnantes. L'antenne est équivalente à deux ouvertures rayonnantes verticales, placées sous les bords en circuit ouvert du conducteur supérieur. Le courant magnétique dans chacune des ouvertures est supposé constant [4]. Les dimensions finies du patch font que le champ à ses extrémités se déforme par effets de bords. Dans le plan **E** les effets de bords sont

fonction du rapport entre la longueur du patch, la hauteur du substrat et la permittivité relative du diélectrique. Une constante diélectrique effective  $\epsilon_{eff}$  est introduite pour tenir compte des effets de bords et de la propagation d'ondes dans la ligne. La constante diélectrique effective est définie comme étant la permittivité relative d'un diélectrique fictif qui contiendra toute l'antenne de sorte que la totalité du champ soit contenue dans ce diélectrique. Pour une ligne avec de l'air au-dessus, la permittivité effective est comprise entre la permittivité relative de l'air et celle du diélectrique ( $1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$ ) [5].

Cette méthode est semi-analytique procédant à une discrétisation partielle des opérateurs différentiels de l'équation de Helmholtz dans l'espace. Deux des trois dimensions dans l'opérateur sont discrétisées, autorisant la résolution analytique, une fois découplée, des équations différentielles ordinaires sont obtenues [3]. Cette technique implique habituellement les trois étapes de base suivantes :

- ✓ Division de la région de résolution en couches,
- ✓ Discrétisation de l'équation différentielle dans une direction,
- ✓ Résolution des équations.

### ***b) Modèle de la cavité simple***

Le modèle de la cavité simple est quant à lui plus précis que le modèle de la ligne de transmission mais en même temps plus complexe. Cependant il donne une bonne interprétation physique et modélise difficilement le couplage bien qu'il donne de bons résultats. La structure peut être assimilée à une cavité limitée en haut par une plaque conductrice, en bas par un plan de masse et entourée par une surface latérale, ainsi la conception est faite de telle sorte à confiner les champs sous la plaque conductrice [3].

Une analyse plus complète de l'antenne-cavité peut être effectuée, en exprimant les champs par une somme infinie sur l'ensemble des modes de résonance. Les champs dans la situation réelle (antenne) sont légèrement différents de ceux obtenus par la théorie de la cavité, précisément à cause du rayonnement [6]. Pour tenir compte de ce problème, on peut alors introduire des pertes fictives dans le diélectrique remplissant la cavité, ou alors remplacer le conducteur magnétique parfait de la paroi latérale par une paroi ayant une impédance surfacique finie [7]. Ce modèle permet de prédire correctement l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, sauf lorsque le mode de résonance n'est que faiblement excité. L'excitation par microruban a été considérée en admettant un champ magnétique tangentiel constant dans la paroi métallique située directement sous la ligne [8].

L'alimentation par câble coaxial a été étudiée en admettant une section rectangulaire pour le conducteur externe du câble [9]. Ce modèle est très flexible et relativement simple, mais il est

entaché du défaut commun à tous les modèles en cavité : le caractère inhomogène et ouvert de la structure microruban ne peut pas être analysé correctement [4].

### II.2.2. Méthodes Rigoureuses

Lorsqu'elles sont appliquées correctement, le modèle électromagnétique est très précis, très souple et traite les éléments isolés aussi bien que les réseaux finis et infinis, les réseaux empilés, les formes arbitraires et le couplage. Cependant c'est le modèle le plus complexe. Les méthodes rigoureuses sont des méthodes d'analyse numériques, elles sont les plus utilisées récemment. Parmi ces dernières, on a [3] :

- ✓ La méthode aux différences finies ;
- ✓ La méthode des éléments finis ;
- ✓ Le système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la méthode des moments ;
- ✓ La méthode spectrale, qui correspond à la transformée de Fourier de la méthode de l'équation d'intégrale.

#### a. Méthode des Différences Finies (FDM)

La méthode des différences finies (**F**inite **D**ifference **M**ethod) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre les problèmes électromagnétiques. Elle consiste à diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage. L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins [10].

La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- ✓ Division de la région sous la forme d'une grille (maillage).
- ✓ Approximation de l'équation de Maxwell par des différences finies en reliant les variables aux points voisins.
- ✓ Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions de bords.

#### b. Méthode des Eléments Finis (FEM)

La méthode des éléments finis (**F**inite **E**lement **M**ethod) est comparable à la méthode des différences finies, puisqu'il est également question de morceler l'espace qui nous intéresse et de résoudre un système d'équations linéaires. Tout d'abord, avec la FEM, le domaine est discrétisé en éléments (finis) de dimensions variables [11].

On s'affranchit ainsi d'un maillage régulier, ce qui facilite la simulation de dispositifs aux géométries complexes sur des échelles étendues. Une difficulté liée à la FDM est que la

résolution du problème devient plus complexe si on veut améliorer la précision des calculs par l'inclusion de termes de plus haut degré dans l'expression des différences finies.

La résolution d'un problème par la méthode des éléments finis implique 4 étapes [3] :

- ✓ Discrétisation en éléments finis de la région de résolution,
- ✓ Discrétisation des équations pour chaque élément,
- ✓ Assemblage de tous les éléments dans la région de résolution,
- ✓ Résolution du système d'équations.

### c. Méthode des moments

La méthode des moments (**Method of Moments**) est une technique numérique qui permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales en le transformant en un système matriciel résolu par ordinateur. Lorsque la méthode des moments est adoptée pour l'analyse des antennes microrubans, les inconnues sont les courants sur la plaque de l'antenne. L'idée de cette méthode est de développer la densité de courants surfaciques. La procédure de *Galerkin* est aussi utilisée pour discrétiser l'équation intégrale pour la ramener à un système linéaire d'équation algébrique qui lie la transformée de Fourier du champ avec celle du courant dans le ruban conducteur. Pour résoudre l'équation intégrale, on utilise la méthode des moments (procédure de Galerkin). La convergence numérique dépend des fonctions de base et des fonctions d'essai considérées. Il faut tenir compte des conditions aux limites sur l'élément rayonnant lors de la construction des fonctions de base. La résolution de l'équation caractéristique du système linéaire donne les fréquences de résonance complexes, les autres caractéristiques de l'antenne seront directement obtenues [12].

### d. Méthode d'analyse spectrale

Chez la communauté scientifique, le nom le plus célèbre de cette méthode est la méthode Full-Wave. Cette méthode prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE) dans le domaine spectral. Ce qui consiste à :

- ✓ L'application des transformées de Fourier sur le champ électrique. Cette méthode tient compte du rayonnement et de l'effet des ondes de surface.
- ✓ La détermination d'une relation linéaire entre les composantes tangentielles du champ et du courant électrique sur le patch sous forme de tenseur de Green. Ce dernier peut être déterminé par différentes techniques.
- ✓ Formulation de l'équation intégrale du champ électrique dont l'inconnue est la distribution surfacique du courant sur le patch, puis la résolution de cette dernière par la méthode de Galerkin.

La méthode d'analyse spectrale est d'actualité, elle permet donc de réduire le problème vectoriel tridimensionnel en un problème bidimensionnel. Elle n'est pas limitée par les conditions classiques telles qu'une épaisseur mince et une faible constante diélectrique. Cette méthode est considérée comme étant la plus rigoureuse, malgré qu'elle soit un peu coûteuse, du point de vu temps de calcul et précision exigée sur la détermination des éléments de la matrice associée. On a la possibilité d'inclure dans l'analyse l'effet des différents paramètres tels que les pertes par conducteur et par diélectrique et les dimensions finies du plan masse. La solution obtenue est d'autant plus proche de la mesure lorsque les fonctions de base modélisent bien la variation réelle des courants surfaciques [3].

### II.3. Antenne Patch Triangulaire Equilatéral

La géométrie triangulaire de l'antenne patch microruban est plus petite que la géométrie rectangulaire sans aucun changement dans les propriétés de rayonnement, réduisant ainsi le poids et le volume de la structure de l'antenne.

Le triangle équilatéral est généralement le plus utilisé des types de plaques triangulaires, car il a la particularité de son facteur de qualité qui est élevée et l'avantage d'occuper moins d'espace, son inconvénient majeur réside dans sa bande passante qui est relativement étroite [13]. Par contre, cet inconvénient peut être utiliser d'une manière avantageuse dans de nombreuses applications telles que la conception des filtres passe-bande microruban, l'utilisation dans des réseaux compacts pour réduire les interférences entre les différents composants adjacents, ... .

L'antenne patch à substrat suspendu est un type spécial de l'antenne patch. Il a reçu beaucoup d'attention en raison de sa bande passante plus large et l'amélioration de l'efficacité du rayonnement du patch qui est sur un substrat de haute permittivité.

Plusieurs chercheurs, comme Gurel et Yazgan (2000), ont étudié théoriquement l'effet d'un substrat en suspension uniquement sur la fréquence de résonance, mais pas sur l'impédance d'entrée, la bande passante, et le gain [14].

### II.4. Rayonnement d'une antenne patch triangulaire équilatéral

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne patch triangulaire se comprend aisément à partir de sa forme géométrique. Lorsque la ligne d'alimentation est excitée avec une source RF, une onde électromagnétique va se propager sur cette ligne puis va rencontrer l'élément rayonnant (de largeur plus grande que la ligne, donc plus apte à rayonner). Une distribution de charge va s'établir à l'interface Substrat/Plan de masse, sur et sous l'élément rayonnant.

Les distributions de charge et les densités de courants associés induisent une distribution de champ électrique [15].

### II.5. Exemple de fabrication d'une antenne patch triangulaire

La réalisation d'antennes microrubans est simple et est basée sur les techniques suscités. Un projet de réalisation d'une antenne de forme triangle équilatéral a été élaboré en 2007 au sein de l'université du "King Fahad of Petroleum and Mineral Electrical Engineering".

Les paramètres de l'antenne ont été fixés en utilisant un simulateur professionnel, la fréquence de résonance a été calculée pour opérer aux alentours de 10Ghz, dans ce cas la longueur latérale du triangle correspond à la valeur  $w=11.94mm$ , l'épaisseur du patch est de l'ordre de  $0.1mm$ . Le substrat choisi de dimensions  $(75 \times 75) mm$  et d'épaisseur  $1.6 mm$  est ferme et de permittivité 2,2. Ce substrat a été couvert de cuivre dans ces deux surfaces (en haut et en bas), les deux surfaces sont ensuite recouvertes d'une bande isolante. Le substrat a été placé ensuite dans un liquide chimique pour supprimer la couche de cuivre indésirable (qui n'est pas protégée) et désigner la plaque rayonnante en enlevant l'isolant. Le triangle a été dessiné en commençant par tracer un rectangle ensuite couper les parties indésirables.

L'équipe a procédé de la même manière pour la couche de cuivre inférieure afin de désigner une ouverture circulaire au centre du rectangle original, avec un diamètre légèrement petit par rapport au diamètre du câble coaxiale qui devrait alimenter l'antenne, pour éviter le contact partie inférieure du câble-plan de masse. Après avoir plongée l'antenne dans le liquide chimique pour éliminer le cuivre indésirable, la couche isolante est enfin supprimée de l'antenne entière. Il faut noter que la broche du câble coaxial est insérée dans le substrat soigneusement en utilisant un forage spécifique. Le circuit et la broche du câble ont été soudées simultanément. Pour tester l'antenne, l'équipe à utiliser un analyseur de réseau ; la fréquence obtenue a été fixée à 10.52Ghz [15].

### II.6. Modèle de cavité

L'utilisation croissante de la technologie des antennes microbandes a besoin de modèles d'analyse capables de prévoir exactement : l'impédance d'entrée, l'accouplement mutuel et le rayonnement de ces antennes. Deux modèles de description et qui sont relativement faciles à employer et peuvent fournir des informations utiles sur les précédentes caractéristiques sont : le modèle de ligne de transmission et le modèle de cavité.

Malgré que le modèle de ligne de transmission soit facile à utiliser, il souffre de nombreux inconvénients ; il est seulement utile pour des patches de forme rectangulaire, le facteur  $q$  doit être empiriquement déterminé. Ces inconvénients et d'autres sont éliminés dans le modèle de cavité

où le périmètre de l'élément rayonnant (patch) est rapproché comme mur magnétique pour lequel les champs électriques et magnétiques du mode résonant dominant peuvent être exprimé comme suit :

- Le champ électrique vertical :

$$E_x = E_0 \cos (\pi x/L)$$

- Le champ magnétique transverse :

$$H_y = H_0 \sin (\pi x/L)$$

Les modes résonants d'ordre plus supérieur ont plus de variation dans la direction de (x et/ou y). Ce résultat ignore l'effet des champs marginaux aux bords du patch, ainsi un facteur de correction doit être appliqué à la longueur du patch pour obtenir des fréquences de résonance précises. Une tangente diélectrique efficace de perte est employée pour expliquer la puissance perdue au rayonnement.

## II.7. Formulation théorique du problème

Des études ont montré que les caractéristiques de rayonnement d'une antenne patch rectangulaire et d'une antenne patch triangulaire se ressemblent, à partir de cela et pour faciliter les calculs, nous allons les développer sur la base d'une géométrie rectangulaire.

En posant les équations de propagations avec les conditions aux limites adéquates, on détermine toutes les fréquences de résonances d'une antenne patch rectangulaire.

Les équations de maxwell :

$$\left\{ \begin{array}{l} r\vec{\partial}\vec{E} = \vec{\nabla} \wedge \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} r\vec{\partial}\vec{H} = \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = \sigma\vec{E} + j\omega\epsilon'\vec{E} \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} div\vec{E} = \vec{\nabla} \cdot \vec{E} = -\frac{\rho}{\epsilon'} \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} div\vec{H} = \vec{\nabla} \cdot \vec{H} = \vec{0} \end{array} \right. \quad (4)$$

$\vec{E}$  : Champ électrique (V/m)

$\vec{H}$  : Champ magnétique (A/m)

$\sigma$  : Conductivité électrique ( $\Omega^{-2}/m$ )

$\epsilon'$ : permittivité électrique (F/m),  $\epsilon' = \epsilon j \frac{\sigma}{\omega}$

$\mu$  : Perméabilité magnétique (H/m)

**a/ Equation de propagation**

Considérons une onde électromagnétique qui se propage dans un milieu diélectrique parfait ( $\rho=0, \sigma=0$ ).

$$(2) \Leftrightarrow \vec{\nabla} \wedge \vec{H} = jw\epsilon\vec{E}$$

$$\Rightarrow \vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = \vec{\nabla} \wedge (jw\epsilon\vec{E}) = jw\epsilon(\vec{\nabla} \wedge \vec{E}) = jw\epsilon(-jw\mu\vec{H}) = w^2\mu\epsilon\vec{H} \quad (5)$$

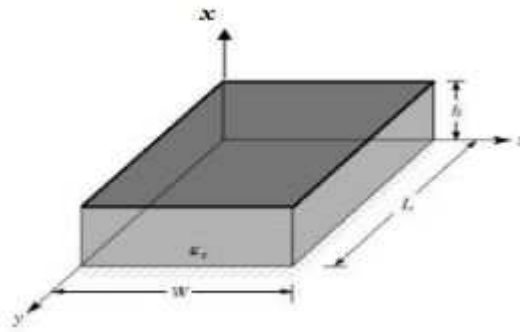
Et aussi on a :  $\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = \text{grad}(\text{div}\vec{H}) - \Delta\vec{H}$

D'après l'équation (4) :  $\text{div}\vec{H} = 0$

Donc :  $\vec{\nabla} \wedge (\vec{\nabla} \wedge \vec{H}) = -\Delta\vec{H} \quad (6)$

De (5) et (6) on arrive à :  $-\Delta\vec{H} = w^2\mu\epsilon\vec{H} \Rightarrow \Delta\vec{H} + w^2\mu\epsilon\vec{H} = 0$

On suppose que l'antenne microruban est illimitée dans la direction X.



**Figure II.1** : Représentation des dimensions d'une antenne patch rectangulaire.

On a :  $\nabla^2\vec{H} - \delta_0^2\vec{H} = 0$  ; [Laplacien :  $\Delta = \nabla.\nabla$ ]

$$\delta_0^2 = -w^2\epsilon'\mu \Rightarrow \delta_0 = \pm jw\sqrt{\epsilon'\mu} = \alpha_0 + j\beta_0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \nabla^2 H_x - \delta_0^2 H_x = 0 \Rightarrow \frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_x}{\partial z^2} - \delta_0^2 H_x = 0 \\ \nabla^2 H_y - \delta_0^2 H_y = 0 \Rightarrow \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} - \delta_0^2 H_y = 0 \\ \nabla^2 H_z - \delta_0^2 H_z = 0 \Rightarrow \frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} - \delta_0^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (7)$$

Pour le mode TM ( $H_x = 0$ ) :

$$\begin{cases} \nabla^2 H_y - \delta_0^2 H_y = 0 \\ \nabla^2 H_z - \delta_0^2 H_z = 0 \end{cases} \quad (8)$$

Pour résoudre l'équation (8) on utilise la méthode de séparation des variables, c.à.d. on pose :

$$H_y = X(x).Y(y).Z(z)$$

- $Y(y).Z(z) = \frac{H_y}{X(x)}$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} \right) = \frac{\partial}{\partial x} \left( Y(y).Z(z). \frac{\partial X(x)}{\partial x} \right) = H_y \cdot \frac{1}{X} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} \quad (9)$$

- $X(x).Z(z) = \frac{H_y}{Y(y)}$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} = \frac{\partial}{\partial y} \left( \frac{\partial H_y}{\partial y} \right) = \frac{\partial}{\partial y} \left( X(x).Z(z) \frac{\partial Y(y)}{\partial y} \right) = H_y \cdot \frac{1}{Y} \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} \quad (10)$$

- $X(x).Y(y) = \frac{H_y}{Z(z)}$

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} = \frac{\partial}{\partial z} \left( \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) = \frac{\partial}{\partial z} \left( X(x).Y(y) \cdot \frac{\partial Z(z)}{\partial z} \right) = H_y \cdot \frac{1}{Z} \cdot \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} \quad (11)$$

On remplace par (9), (10) et (11) dans l'équation (8) :

$$H_y \left( \frac{1}{X} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} + \frac{1}{Z} \cdot \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} - \delta_0^2 \right) = 0$$

On pose :

$$\delta_0^2 = \delta_x^2 + \delta_y^2 + \delta_z^2$$

Donc :

$$\begin{cases} \frac{1}{X} \cdot \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} - \delta_x^2 = 0 \\ \frac{1}{Y} \cdot \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} - \delta_y^2 = 0 \\ \frac{1}{Z} \cdot \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} - \delta_z^2 = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{\partial^2 X(x)}{\partial x^2} - X\delta_x^2 = 0 \\ \frac{\partial^2 Y(y)}{\partial y^2} - Y\delta_y^2 = 0 \\ \frac{\partial^2 Z(z)}{\partial z^2} - Z\delta_z^2 = 0 \end{cases}$$

Les solutions générales de ces équations sont :

$$X(x) = A_1 \cosh \delta_x X + A_2 \sinh \delta_x X$$

$$Y(y) = B_1 \cosh \delta_y Y + B_2 \sinh \delta_y Y$$

$$Z(z) = C_1 \cosh \delta_z Z + C_2 \sinh \delta_z Z$$

$$\text{On a : } \cosh X = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \text{ et } \sinh X = \frac{e^x - e^{-x}}{2}$$

On suppose que :  $A_1 = A_2$

$$X(x) = A_2 \cosh \delta_x X + A_2 \sinh \delta_x X = \frac{A_2}{2} [e^{\delta_x X} + e^{\delta_x X} + e^{-\delta_x X} - e^{-\delta_x X}] = \frac{A_2}{2} [2e^{\delta_x X}] \Rightarrow X(x) = A_2 \cdot e^{\delta_x X}$$

$$\text{Donc : } H_y = A_2 \cdot e^{\delta_x X} \cdot [B_1 \cosh \delta_y Y + B_2 \sinh \delta_y Y] [C_1 \cosh \delta_z Z + C_2 \sinh \delta_z Z]$$

$$H_y = \begin{cases} Z=0 \Rightarrow C_1=0 \\ Z=W \Rightarrow C_2 \cdot \sinh \delta_z W = 0 \Rightarrow jC_2 \frac{e^{\delta_z W} - e^{-\delta_z W}}{2j} = 0 \Rightarrow jC_2 \sin \delta_z W = 0 \end{cases}$$

$$\sin \delta_z W = 0 \text{ Si } \delta_z W = m\pi \quad / \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \Rightarrow \delta_z = \frac{m\pi}{W}$$

$$\Rightarrow H_y = A_2 \cdot e^{\delta_x X} \cdot [B_1 \cosh \delta_y Y + B_2 \sinh \delta_y Y] \left[ jC_2 \sin\left(\frac{m\pi}{W}\right) W \right] = 0$$

$$\text{On a : } \operatorname{div} \vec{H} = 0 \Leftrightarrow \frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial x} = 0 \Leftrightarrow \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \Rightarrow H_z = -\int \left( \frac{\partial H_y}{\partial y} \right) \partial z$$

$$\Rightarrow H_z = A_2 \cdot e^{\delta_x X} \cdot [B_1 \delta_y \sinh \delta_y Y + B_2 \delta_y \cosh \delta_y Y] \left[ C_2 j \frac{W}{m\pi} \cos\left(\frac{m\pi}{W}\right) W \right]$$

$$H_z = \begin{cases} Y=0 \Rightarrow B_2=0 \\ Y=L \Rightarrow B_1 \delta_y \sinh \delta_y L = 0 \Rightarrow jB_1 \delta_y \left( \frac{e^{\delta_y L} - e^{-\delta_y L}}{2j} \right) = 0 \Rightarrow jB_1 \delta_y \sin \delta_y L = 0 \end{cases}$$

$$\sin \delta_y L = 0 \text{ Si } \delta_y L = n\pi \quad / \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \Rightarrow \delta_y = \frac{n\pi}{L}$$

$$\text{Alors : } \begin{cases} H_x = 0 \\ H_y = A_2 B_1 e^{\delta_x X} \cos\left(\frac{n\pi}{L}\right) Y \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{W}\right) Z \\ H_z = \frac{n}{m} \cdot \frac{B_1}{L} \cdot A_2 B_1 e^{\delta_x X} \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{L}\right) Y \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{W}\right) Z \end{cases}$$

### b/ Fréquence de résonance

L'antenne patch triangulaire est une structure de bande passante très étroite, pour cela, sa fréquence de résonance doit être calculer avec exactitude.

La fréquence de résonance est donnée par l'équation suivante [16] :

$$f_{r,m,n} = \frac{2c}{3a_{eff} \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \sqrt{n^2 + nm + m^2} \quad (12)$$

$c$  : la vitesse de la lumière dans un espace libre.

$a_{eff}$  : la longueur latérale effective de l'antenne patch triangulaire.

$\epsilon_{r,eff}$  : la permittivité relative effective du substrat.

$m, n$  : des nombres entiers qui ne sont jamais nul simultanément.

Pour calculer  $a_{eff}$  et  $\epsilon_{r,eff}$ , une relation d'équivalence est prise entre une antenne patch rectangulaire de longueur  $L$  et largeur  $W$  et une autre triangulaire de longueur latérale  $a$  et qui fonctionnent à la même fréquence de résonance. Pour tenir compte des champs marginaux statiques égaux, une superficie égale a été considérée sur la base de l'équivalence, ce qui entraine [14] :

$$WL = \left(\frac{\sqrt{3}}{4}\right) a^2 \quad (13)$$

On posant les conditions aux limites pour les deux patch rectangulaire et triangulaire ( $n,m = 0,1$ ), on obtient :

$$f_{r,10} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2c}{3a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

D'où :

$$L = \left(\frac{3}{4}\right) a \quad (15)$$

En remplaçant (15) dans (13) on obtient :

$$w = \frac{1}{\sqrt{3}} a \quad (16)$$

Les équations (15) et (16) sont les relations d'équivalences entre une antenne patch rectangulaire de longueur  $L$  et largeur  $W$  et une autre triangulaire de longueur latérale  $a$ .

La longueur latérale effective de l'antenne patch triangulaire sur des substrats suspendus, simple et composite, est représentée par l'équation suivante [14] :

$$a_{eff} = a(1 + p) \quad (17)$$

Dans l'équation (17),  $P$  provient des champs limites au niveau des bords du patch. Pour calculer  $P$  dans une géométrie triangulaire, on remplace les relations d'équivalences (15) et (16) dans l'expression de  $P$  (pour une géométrie rectangulaire) [17] :

$$p = \left[ \frac{h}{a} \left\{ 0.3849 \frac{a}{h} + 0.5879 + 0.1093 \left( \frac{\epsilon_{r,eff}-1}{\epsilon_{r,eff}^2} \right) + \left( \frac{\epsilon_{r,eff}+1}{2\pi\epsilon_{r,eff}} \right) \left( 1.9346 + 1.333 \ln \left( 0.2887 \frac{a}{h} + 0.94 - 0.3849\epsilon_{r,eff} + 0.3\epsilon_{r,eff} - 0.258 \right) \right) \right] \quad (18)$$

$\epsilon_{r,eff}$  est calculer en utilisant la technique de la transformation conforme donnée par Svacina en 1992, pour une géométrie rectangulaire [18]. A partir de cette technique et des équations (15) et (16), on calcule  $\epsilon_{r,eff}$  pour une antenne patch triangulaire :

$$\epsilon_{r,eff} = 1 - q_1 - q_2 + \epsilon_{r1}\epsilon_{r2} \frac{(q_1+q_2)^2}{\epsilon_{r1}q_2 + \epsilon_{r2}q_1} \quad (19)$$

$q_1$  et  $q_2$  sont deux facteurs qui concerne le diélectrique et qui sont calculés comme suit :

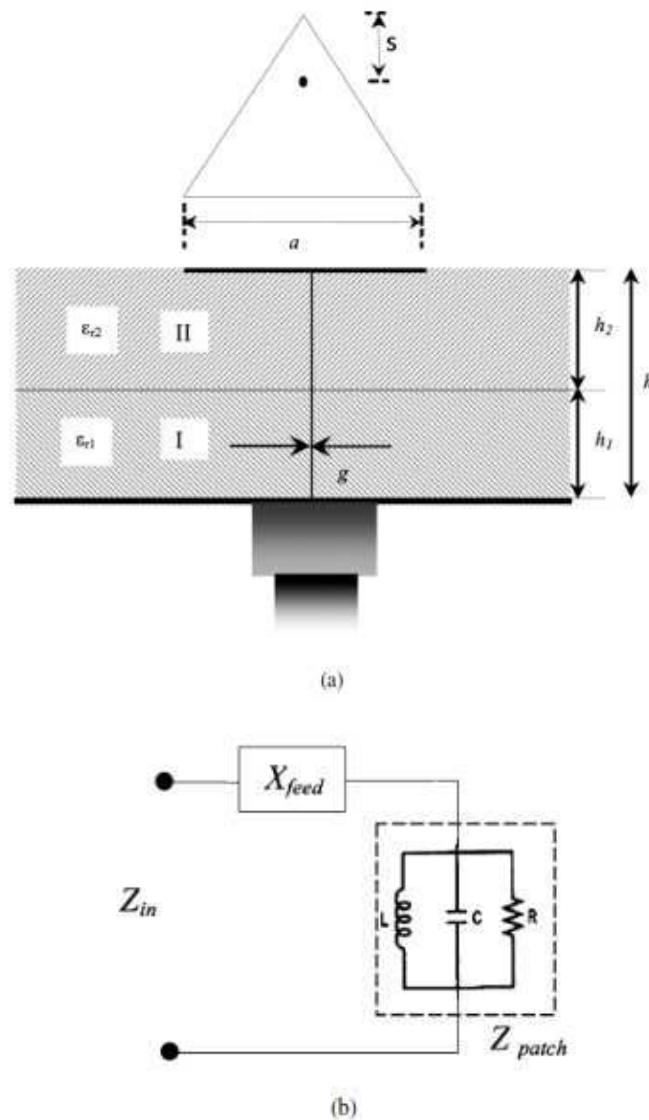
$$q_1 = \frac{h_1}{2h} \left[ 1 + \frac{\pi}{4} - \frac{h}{b_e} \ln \left\{ \frac{2b_e}{h_1} \sin \left( \frac{\pi h_1}{2h} \right) + \cos \left( \frac{\pi h_1}{2h} \right) \right\} \right] \quad (20)$$

$$q_2 = 1 - q_1 - \frac{h}{2b_e} \ln \left( \frac{\pi b_e}{h} - 1 \right) \quad (21)$$

$$b_e = 0.577 \left[ a + \frac{2h}{0.577\pi} \ln \left( 4.931 \frac{a}{h} + 15.7136 \right) \right] \quad (22)$$

*c/ Impédance d'entrée*

Afin d'obtenir des performances optimales, une meilleure adaptation d'impédance est nécessaire entre la sonde coaxiale et le patch. Ainsi, le calcul précis de l'impédance d'entrée de l'antenne patch est nécessaire. Voici un ensemble d'expressions basé sur le modèle de cavité, proposée pour le calcul de l'impédance d'entrée d'une antenne patch triangulaire. L'antenne patch microruban triangulaire peut être traitée comme une cavité résonnante modélée par un seul circuit résonnant RLC parallèle. La résonance du circuit RLC équivalente à l'antenne patch triangulaire est représentée sur la *Figure II.2.(b)* [14].



**Figure II.2 :**  
**(a) :** Diagramme schématisant la sonde qui alimente l'antenne patch triangulaire équilatérale.  
**(b) :** Circuit résonnant équivalent RLC parallèle.

L'impédance d'entrée d'un patch triangulaire de longueur latérale  $a$  vus par l'alimentation coaxial, situé à une distance  $s$  de la pointe du triangle, *Figure II.2.(a)*, peut être écrite comme suit :

$$z_{in} = R + jX$$

$$= \frac{\frac{1}{G_r} P_{nm}}{1 + Q_T^2 \left( \frac{f}{f_{r,nm}} - \frac{f_{r,nm}}{f} \right)^2} + j \left[ X_f - \frac{\frac{1}{G_r} P_{nm} Q_T \left( \frac{f}{f_{r,nm}} - \frac{f_{r,nm}}{f} \right)}{1 + Q_T^2 \left( \frac{f}{f_{r,nm}} - \frac{f_{r,nm}}{f} \right)^2} \right] \quad (23)$$

$X_f$  : réactance d'alimentation, qui est en série avec la réactance du patch (*Figure II.2.(b)*) ;

$G_r$  : conductance de rayonnement ;

$Q_T$  : facteur de qualité totale ;

Selon une étude faite par des scientifiques en 1990 et 2000 [19]-[20],  $X_f$  est calculé comme suit :

$$X_f = \frac{377h}{\lambda_{r,nm}} \ln \left( \frac{\lambda}{\pi g \sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \right) - \frac{4h}{6\pi f \varepsilon_0 \varepsilon_{r,eff} a_{eff}^2} \quad (24)$$

$$Q_T = \left( \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \right)^{-1} \quad (25)$$

$Q_r$  : facteur de qualité due à la perte de rayonnement ;

$Q_d$  : facteur de qualité due à la perte diélectrique ;

$Q_c$  : facteur de qualité due à la perte du conducteur.

Pour une géométrie triangulaire,  $Q_r$  est calculé à partir d'une loi empirique :

$$Q_r = \frac{35.8657\pi \lambda_{r,nm} c \varepsilon_0 \varepsilon_{r,eff}}{h\Delta} \quad (26)$$

Dans l'équation (26),  $\Delta$  a été rapportée pour une géométrie rectangulaire par Thouroude en 1990 [21]. A partir de cette relation, on peut calculer  $\Delta$  pour une géométrie triangulaire en introduisant les relations d'équivalence (15) et (16).  $a$  est remplacé par  $a_{eff}$  pour prendre en considération l'effet des champs limites :

$$\Delta = (1 - 2.4695\xi + 2.5447\xi^2 - 0.5354\xi^3 + 0.0581\xi^4) \quad (27)$$

$$\xi = \left( \frac{a_{eff}}{\lambda_{r,nm}} \right)^2$$

Selon des études faites par plusieurs scientifiques, la dernière était par Garg en 2001 [22],  $Q_c$  et  $Q_d$  sont calculés à partir des relations suivantes :

$$Q_c = h\sqrt{\pi f_{r,nm}\mu_0\sigma} \quad (28)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (29)$$

## II.8. Structure bi-couches et tri-couches

Pour une structure bi-couches ou tri-couches, la permittivité du substrat  $\epsilon_r$  sera remplacée par une permittivité équivalente  $\epsilon_{equi}$ . Selon les relations de Zhang de 1999 [23], on aboutie aux expressions des permittivités équivalentes suivantes :

- Pour une structure bi-couches :

$$\epsilon_{equi} = \frac{(d+d_g)\epsilon_r\epsilon_g}{d\epsilon_g+d_g\epsilon_r} \quad (30)$$

- Pour une structure tri-couches :

$$\epsilon_{equi} = \frac{(2d+d_g)\epsilon_r\epsilon_g}{2d\epsilon_g+d_g\epsilon_r} \quad (31)$$

Où :

$\epsilon_r$  : la permittivité relative du substrat.

$\epsilon_g$  : la permittivité relative à la couche supplémentaire (air ou un autre diélectrique).

$d$  : l'épaisseur du substrat.

$d_g$  : l'épaisseur de l'air (ou un autre diélectrique).

### II.9. Conclusion

L'antenne patch triangulaire équilatérale, cette géométrie qui ne cesse de prendre de l'importance par rapport aux autres géométries d'antenne patch vue ses atouts (réduction d'encombrement, réduction du coût de fabrication,...) et ça malgré son inconvénient majeur de bande passante étroite.

Dans ce chapitre, nous avons fait un aperçu sur les méthodes d'analyses des antennes patches, présenté l'antenne patch triangulaire équilatérale, son rayonnement, donné un exemple de fabrication fait à l'université du "King Fahad of Petroleum and Mineral Electrical Engineering". Nous avons, aussi, développé le côté mathématique de l'antenne, trouver ses caractéristiques. On a montré aussi l'équivalence avec la géométrie rectangulaire.

Enfin, il n'y a pas beaucoup d'études qui ont été faite sur la géométrie triangulaire, malgré son importance et les avantages qui peuvent être apporter aux domaines de la télécommunication.

### II.10. Références Bibliographiques

- [1] **Keith C. Huie**, « Microstrip Antennas: Broadband Radiation Pattern Using Photonic Crystal Substrates », Thesis submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial Fulfillment of the requirements for the degree of master of science. Blacksburg, VA, JAN 11, 2002.
- [2] **Linda Djouablia**, « Caractérisation d'une Antenne Microruban de Forme Triangle Equilatéral Piégée. Effet de l'Anisotropie Uniaxiale », Thèse de Magistère en Electronique, Option Micro-ondes, Université de Constantine, juillet 2005.
- [3] **Sami Bedra**, « Evaluation Analytique et Numérique des Caractéristiques Electromagnétiques des Structures Microbandes Ouvertes », Thèse de Doctorat en Sciences en Électronique, Option Micro-ondes, Université Hadj Lakhdar Batna, 2015.
- [4] **J.R.Mosig and F.Gardiol**, « Techniques Analytiques et Numériques dans l'Analyse des Antennes Microruban », *ann.Telecommun*, 40, N° 7-8, pp 411- 437, 1985.
- [5] **B.C.Wadell**, « Transmission Line Handbook », Artech House, Boston, 1991.
- [6] **I. J. Bahl, P. Bhartia**, « Microstrip Antennas », Artech House, pp 31-177, 1982.
- [7] **S.Yano, A.Ishimaru**, « A Theoretical Study of the Input Impedance of a Circular Microstrip Disk Antenna », IEEE, Trans. Ap, 29, pp 77-83, USA 1981.
- [8] **YT.Lo, D.Solomon, W.F.Richardson**, « Theory and Experiment on Microstrip Antenna », IEEE, Trans. Ap, 27, pp 137-145, USA 1979.
- [9] **K.R.Carver, J.W.Mink**, « Microstrip Antenna Technology », IEEE Trans. Ap, 29, pp 2-24, USA, Jan 1981.
- [10] **M. N. Sadiku**, « Numerical Techniques in Electromagnetics », 2<sup>nd</sup> edition, ISBN 0 849-31395-3, CRC Press, 2001.
- [11] **J. J. Hopfield**, « Neural Networks and Physical Systems With Emergent Collective Computational Abilities », Proceedings of the national academy of sciences, Vol. 79, pp. 2554-2558, 1982.
- [12] **D. B. Davidson and J. T. Aberle**, « An introduction to spectral domain method-of-moments formulations », IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 46, pp. 11-19, 2004.
- [13] **Cigdem Sekin Gurel, Erdem Yazgan**, « New Computation of the Resonant Frequency of a Tunable Equilateral Triangular Microstrip Patch », IEEE, Trans on microstrip theory and techniques, Vol 48, NO 3, Mar 2000.
- [14] **M. Biswas & M. Dam**, « Characteristics of Equilateral Triangular Patch Antenna on Suspended and Composite Substrates », Department of Electronics and Tele-

- Communication Engineering, Jadavpur University, Kolkata, India. Published online : 01 Feb 2013.
- [15] **Linda Djouablia**, « Contribution à l'Etude des Structures Microbandes Rayonnantes par la Méthode des Moments, Application à la Forme Triangulaire », Thèse de Doctorat en Electronique, Option Micro-ondes, Université de Constantine, juillet 2012.
- [16] **Helszajn, J., & D. S. James**, « Planar Triangular Resonators With Magnetic Walls », IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 26:95–100, 1978.
- [17] **Abboud, F., J. P. Damiano, & A. Papiernik**, « Simple Model for the Input Impedance of Coax-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna for CAD », IEE Proc. Pt. H 135:323–326, 1988.
- [18] **Svacina, J.**, « Analysis of Multilayer Microstrip Lines by a Conformal Mapping Method », IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 40 :769–772, 1992.
- [19] **Abboud, F., J. P. Damiano, & A. Papiernik**, « A New Model for Calculating the Impedance of Coax-Fed Circular Microstrip Antennas With and Without Air Gaps, IEEE Trans. Antennas Propagat. 38 :1882–1885, 1990.
- [20] **Alarjani, B. M., & J. S. Dahele**, « Feed Reactance of Rectangular Microstrip Patch Antenna With Probe Feed », IEE Electron. Lett. 36 :388–390, 2000.
- [21] **Thouroude, D., M. Hindi, & J. P. Daniel**, « CAD-Oriented Cavity Model for Rectangular Patches », Electron Lett. 26:842–844, 1990.
- [22] **Garg, R., P. Bhartia, J. Bahl, & A. Ittipiboon**, « Microstrip Antenna Design Handbook », chap. 4, p. 283, eq. 4.7.1. Artech House, 2001.
- [23] **F.L.Zhang, P.S.Kooi, L.W.Li, M.S.Leong, T.S.Yeo**, « A Method for Designing Broad-Band Microstrip Antenna in Multilayered Planar Structures », IEEE, Trans on Antennas and propag, Vol 47, NO 9, SEP 1999.

## *Chapitre III*

### *Discussion des Résultats*

### III.1. Introduction

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour la détermination des caractéristiques essentielles d'une antenne microbande, mais la plupart d'elles souffrent d'un problème majeur qui consiste à leurs limites d'utilisation, soit pour une structure monocouche, ajustable ou bien double couche.

Une approche pour la modélisation de l'antenne microbande est appliquée dans ce travail, cette approche basée sur la méthode de cavité est utilisée pour l'analyse d'une antenne microbande de forme triangulaire, une forme choisie en raison de son importance parce qu'elle est largement répandue dans les réseaux d'antennes.

Les résultats de la fréquence et la bande passante obtenus par cette méthode pour les trois structures monocouches, ajustable et double couche, sont présentés dans cette partie, sur un ensemble de tableaux et graphes en fonction de quelques paramètres géométriques et physiques de cette antenne, tels que : la permittivité ( $\epsilon_r$ ) et l'épaisseur ( $h$ ) du diélectrique monocouche et ( $h_1, h_2$ ) pour un diélectrique double couche, ainsi que la longueur latérale ( $a$ ) de l'élément rayonnant.

Pour valider nos résultats, la fréquence de résonance est calculée pour le premier mode et comparée avec les résultats expérimentaux et les données théoriques reportées par les références (Theoretical and Experimental Studies on Characteristics of An Equilateral Triangular Patch Antenna with and Without Variable Air Gaps) pour une antenne rectangulaire.

### III.2. Comparaison de Nos Résultats avec Les Résultat des autres Méthodes

#### III.2.1. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat monocouche

**Tableau III.1. :** Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique

$$h_1 = 00 \text{ mm}, h_2 = h = 1.59 \text{ mm}, a/h = 62.893, \epsilon_r = \epsilon_{r2} = 2.32.$$

$a/h$	Mode	Fréquence de résonance (GHz)					Nos résultats
		SDA MoM <sup>a</sup>	GY <sup>b</sup>	CMA-GA <sup>c</sup>	Calculé <sup>d</sup>	Calculé <sup>e</sup>	
62.893	TM <sub>10</sub>	1.288	1.278	1.281	1,285	1.280	1.2847
62.893	TM <sub>11</sub>	2.259	2.224	2,219	2,225	2.242	2.2252
62.893	TM <sub>20</sub>	2.610	2.556	2,562	2,569	2.550	2.5694
62.893	TM <sub>21</sub>	3.454	3.398	3,389	3,399	3.400	3.3990
62.893	TM <sub>30</sub>	3.875	3.834	3,843	3,854	3.824	3.8541

SDA : Spectral domain analysis.

<sup>a</sup> Chen et al. (1992).

<sup>b</sup> Gurel and Yazgan (2000).

<sup>c</sup> Karaboga et al. (1997).

<sup>d</sup> M. Biswas & M. Dam (2013).

<sup>e</sup> Dahele and Lee (1987).

**Tableau III.2. :** Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique

$$h_1 = 00 \text{ mm}, h_2 = h = 0.7 \text{ mm}, a/h = 58.571, \epsilon_r = \epsilon_{r2} = 10.5.$$

$a/h$	mode	Fréquence de résonance (GHz)					Nos résultats
		SDA MoM <sup>a</sup>	GY <sup>b</sup>	CMA-GA <sup>c</sup>	Calculé <sup>d</sup>	Calculé <sup>e</sup>	
58.571	TM <sub>10</sub>	1,522	1,498	1.501	1.507	1.519	1.5067
58.571	TM <sub>11</sub>	2.654	2.594	2.601	2.610	2.637	2.6097
58.571	TM <sub>20</sub>	3.025	2.995	3.003	3.014	2.995	3.0134
58.571	TM <sub>21</sub>	4.038	3.962	3.972	3.987	3.973	3.9864
58.571	TM <sub>30</sub>	4.518	4.493	4.504	4.520	4.439	4.5201

SDA : Spectral domain analysis.

<sup>a</sup> Chen et al. (1992).

<sup>b</sup> Gurel and Yazgan (2000).

<sup>c</sup> Karaboga et al. (1997).

<sup>d</sup> M. Biswas & M. Dam (2013).

<sup>e</sup> Chen et al. (1992).

Dans les Tableaux *III.1.* et *III.2.*, les résultats de la fréquence de résonance obtenus par la présente méthode sont comparés avec les résultats des références [<sup>a</sup> – <sup>b</sup> – <sup>c</sup> – <sup>d</sup>]. La comparaison montre que les fréquences de résonance calculées par la présente méthode sont en très bon accord avec les données mesurées pour un patch triangulaire imprimé sur un substrat unique.

### III.2.2. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat double couche

*Tableau III.3. : Comparaison entre la fréquence de résonance mesurée et théorique*

$$a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 9.8, h_1/h_2 = 0.1597.$$

$\epsilon_{r1}$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
9.8	50	1.59	0.1597	TM <sub>10</sub>	2.398	2.385	2.407	2.3977
9.8	50	1.59	0.1597	TM <sub>11</sub>	4.153	4.215	4.247	4.1530
9.8	50	1.59	0.1597	TM <sub>20</sub>	4.796	4.72	4.765	4.7955
9.8	50	1.59	0.1597	TM <sub>21</sub>	6.344	6.395	6.375	6.3438
9.8	50	1.59	0.1597	TM <sub>30</sub>	7.194	7.065	7.262	7.1932

**Tableau III.4. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$a/h_2 = 31.446$ ,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.32$ ,  $h_2 = 1.59$  mm,  $h_1/h_2 = 0.3994$ .

$\epsilon_{r1}$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
9.8	50	1.59	0.3994	TM <sub>10</sub>	2.259	2.255	2.261	2.2591
9.8	50	1.59	0.3994	TM <sub>11</sub>	3.914	3.985	4.008	3.9129
9.8	50	1.59	0.3994	TM <sub>20</sub>	4.519	4.435	4.535	4.5183
9.8	50	1.59	0.3994	TM <sub>21</sub>	5.978	6.055	5.913	5.9771
9.8	50	1.59	0.3994	TM <sub>30</sub>	6.779	6.62	6.861	6.7774

**Tableau III.5. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$a/h_2 = 31.446$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.32$ ,  $h_2 = 1.59$  mm,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ ,  $h_1/h_2 = 0.8019$ .

$\epsilon_{r1}$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
9.8	50	1.59	0.8019	TM <sub>10</sub>	2.096	2.09	2.087	2.0959
9.8	50	1.59	0.8019	TM <sub>11</sub>	3.631	3.695	3.635	3.6302
9.8	50	1.59	0.8019	TM <sub>20</sub>	4.193	4.07	4.0869	4.1917
9.8	50	1.59	0.8019	TM <sub>21</sub>	5.546	5.625	5.478	5.5452
9.8	50	1.59	0.8019	TM <sub>30</sub>	6.289	6.145	6.243	6.2876

**Tableau III.6.** : Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$$a/h_2 = 31.446, \epsilon_{r2} = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, \epsilon_{r1} = 9.8, h_1/h_2 = 1.$$

$\epsilon_{r1}$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
9.8	50	1.59	1	TM <sub>10</sub>	2.036	2.02	2.013	2.0352
9.8	50	1.59	1	TM <sub>11</sub>	3.526	3.525	3.625	3.5251
9.8	50	1.59	1	TM <sub>20</sub>	4.072	3.89	3.987	4.0704
9.8	50	1.59	1	TM <sub>21</sub>	5.387	5.415	5.375	5.3847
9.8	50	1.59	1	TM <sub>30</sub>	6.108	5.83	6.00	6.1057

HFSS : logiciel de calcul de la société Ansoft Corp., 2012.

CFDTD : logiciel de calcul de la société Artech House, 2004.

<sup>a</sup> M. Biswas & M. Dam (2013).

La comparaison est effectuée pour différentes séparations d'air. Il est clair à partir des Tableaux **III.3.**, **III.4.**, **III.5.**, **III.6.**, que nos résultats sont en bon accord avec ceux de la littérature. Ceci valide la théorie présentée dans le présent travail.

L'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande triangulaire équilatérale ayant un gap d'air est recherché. Le mode TM<sub>10</sub> est considéré. La longueur latérale de la plaque triangulaire est 50 mm et l'épaisseur du substrat diélectrique est  $h_2 = 1.59$  mm.

**III.2.3. Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique dans le cas d'un substrat ajustable**

**Tableau III.7. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$a/h_2 = 31.446$ ,  $\epsilon r_2 = 2.32$ ,  $h_2 = 1.59$  mm,  $\epsilon r_1 = 1$ ,  $h_1/h_2 = 0.1597$ .

$\epsilon r_1$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
1	50	1.59	0.1597	TM <sub>10</sub>	2.671	2.665	2.625	2.6709
1	50	1.59	0.1597	TM <sub>11</sub>	4.627	4.725	4.613	4.6262
1	50	1.59	0.1597	TM <sub>20</sub>	5.342	5.298	5.188	5.3418
1	50	1.59	0.1597	TM <sub>21</sub>	7.067	7.155	6.875	7.0666
1	50	1.59	0.1597	TM <sub>30</sub>	8.013	7.965	8.125	8.0127

**Tableau III.8. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$a/h_2 = 31.446$ ,  $\epsilon r_2 = 2.32$ ,  $h_2 = 1.59$  mm,  $\epsilon r_1 = 1$ ,  $h_1/h_2 = 0.3994$ .

$\epsilon r_1$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
1	50	1.59	0.3994	TM <sub>10</sub>	2.799	2.795	2.72	2.7985
1	50	1.59	0.3994	TM <sub>11</sub>	4.848	4.995	4.929	4.8471
1	50	1.59	0.3994	TM <sub>20</sub>	5.597	5.545	5.595	5.5970
1	50	1.59	0.3994	TM <sub>21</sub>	7.405	7.51	7.333	7.4041
1	50	1.59	0.3994	TM <sub>30</sub>	8.396	8.495	8.595	8.3955

**Tableau III.9. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$$a/h_2 = 31.446, \epsilon r_2 = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, \epsilon r_1 = 1, h_1/h_2 = 0.8019.$$

$\epsilon r_1$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
1	50	1.59	0.8019	TM <sub>10</sub>	2.886	2.905	2.769	2.8854
1	50	1.59	0.8019	TM <sub>11</sub>	4.998	5.22	4.993	4.9977
1	50	1.59	0.8019	TM <sub>20</sub>	5.771	5.74	5.654	5.7709
1	50	1.59	0.8019	TM <sub>21</sub>	7.635	7.9	7.513	7.6342
1	50	1.59	0.8019	TM <sub>30</sub>	8.657	8.76	9.013	8.6563

**Tableau III.10. :** Comparaison de la fréquence de résonance mesurée et théorique

$$a/h_2 = 31.446, \epsilon r_2 = 2.32, h_2 = 1.59 \text{ mm}, \epsilon r_1 = 1, h_1/h_2 = 1.$$

$\epsilon r_1$	$a$ (mm)	$h_2$ (mm)	$h_1/h_2$	mode	Calculé <sup>a</sup>	Fréquence de résonance (GHz)		
						HFSS	CFDTD	Nos résultats
1	50	1.59	1	TM <sub>10</sub>	2.899	2.885	2.833	2.8991
1	50	1.59	1	TM <sub>11</sub>	5.022	5.22	5.256	5.0213
1	50	1.59	1	TM <sub>20</sub>	5.799	5.725	5.82	5.7981
1	50	1.59	1	TM <sub>21</sub>	7.671	7.865	7.654	7.6702
1	50	1.59	1	TM <sub>30</sub>	8.698	8.86	8.741	8.6972

HFSS : logiciel de calcul de la société Ansoft Corp., 2012.

CFDTD : logiciel de calcul de la société Artech House, 2004.

<sup>a</sup> M. Biswas & M. Dam (2013).

La comparaison est effectuée pour différentes séparations d'air. Il est clair à partir des Tableaux III.7., III.8., III.9., III.10., que nos résultats sont en bon accord avec ceux de la littérature. Ceci valide la théorie présentée dans le présent travail.

L'effet de la séparation d'air sur la fréquence de résonance de l'antenne microbande triangulaire équilatérale ayant un gap d'air est recherché. Le mode  $TM_{10}$  est considéré. La longueur latérale de la plaque triangulaire est 50 mm et l'épaisseur du substrat diélectrique est  $h_2 = 1.59$  mm.

### III.3. Influence des différents paramètres sur la fréquence de résonance et la bande passante

Dans cette section, nous exposons la dépendance de quelques caractéristiques des antennes microbandes en fonction de leurs paramètres physiques.

#### III. 3.1. Antenne patch triangulaire monocouche ( $h_1=0, \epsilon_{r1}=1$ )

##### III.3.1.1 Effet du constant diélectrique du substrat

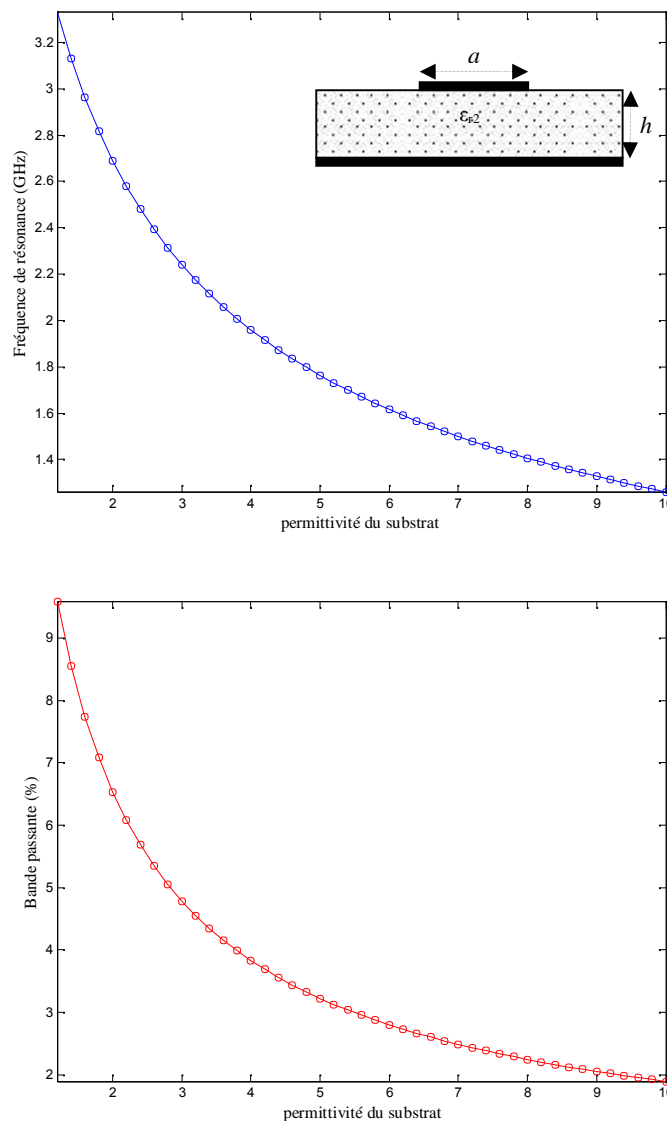
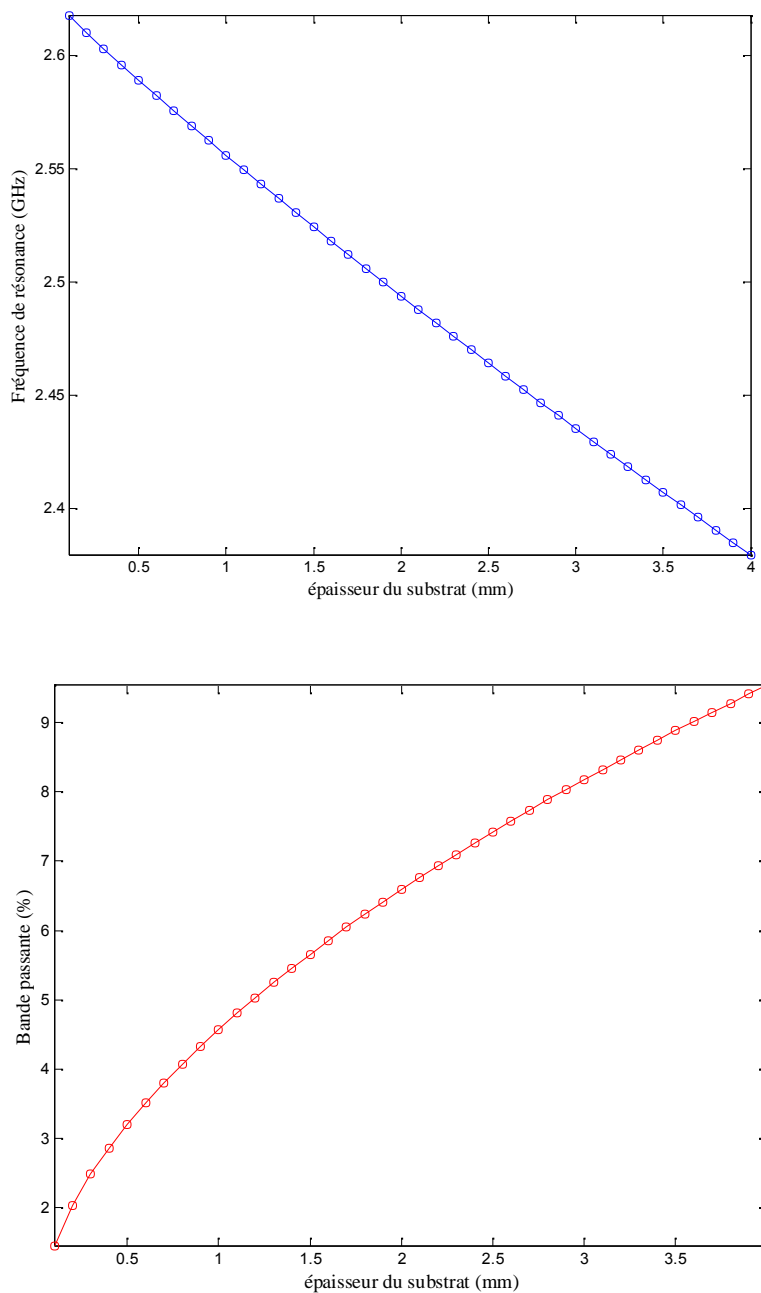


Figure III.1 : Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire en fonction de la permittivité du substrat ( $h = 1.59$  mm,  $a = 50$  mm).

D'après la figure III.1, on conclut que l'augmentation de la permittivité  $\epsilon_{r2}$  du substrat 2 engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

### III.3.1.2 Effet de l'épaisseur du substrat

La Figure III.2 montre la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur  $h_2$  du substrat 2.

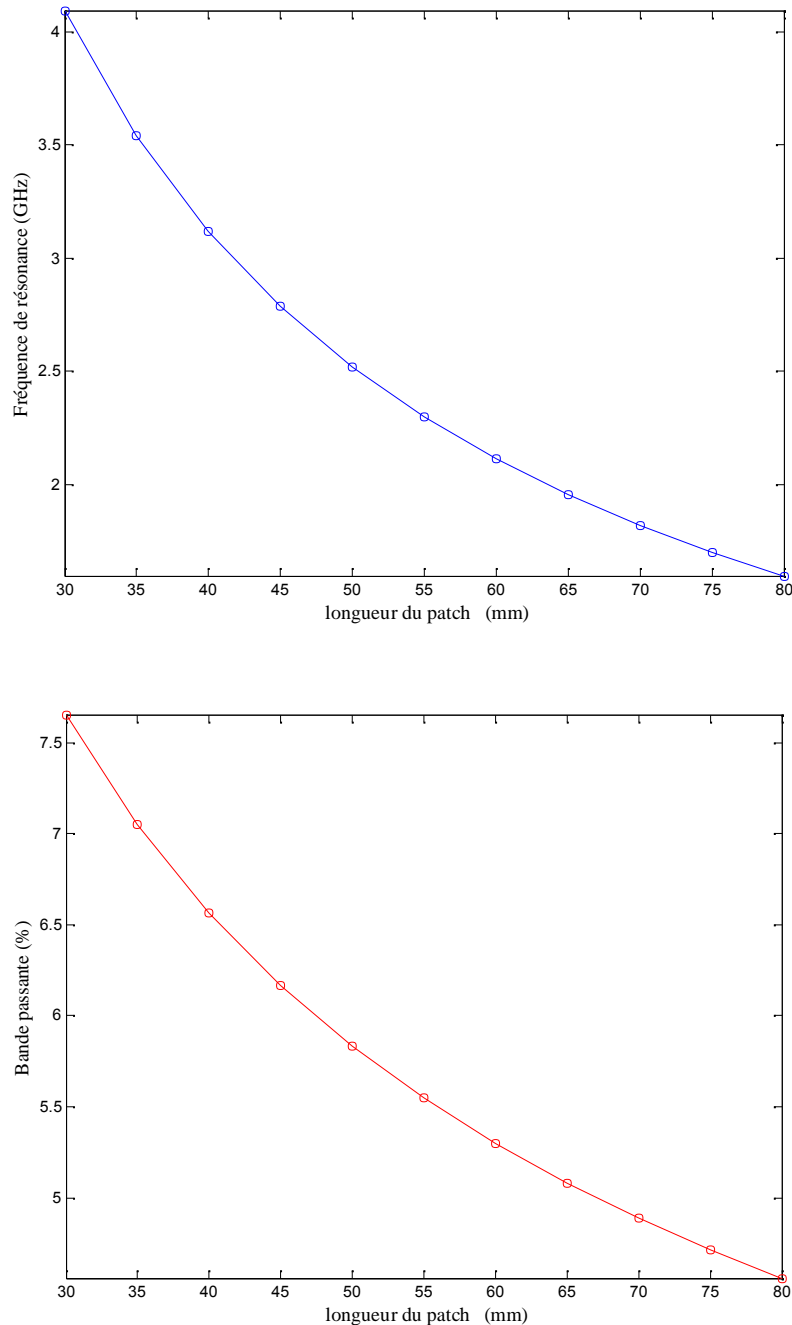


**Figure III.2 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat 2 ( $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $a = 50\text{mm}$ ).

à partir de la figure III.2, on conclut que :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique cause une lente diminution de la fréquence de résonance.
- L'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne l'élargissement de la bande passante.

### III.3.1.3 Effet de longueur du patch

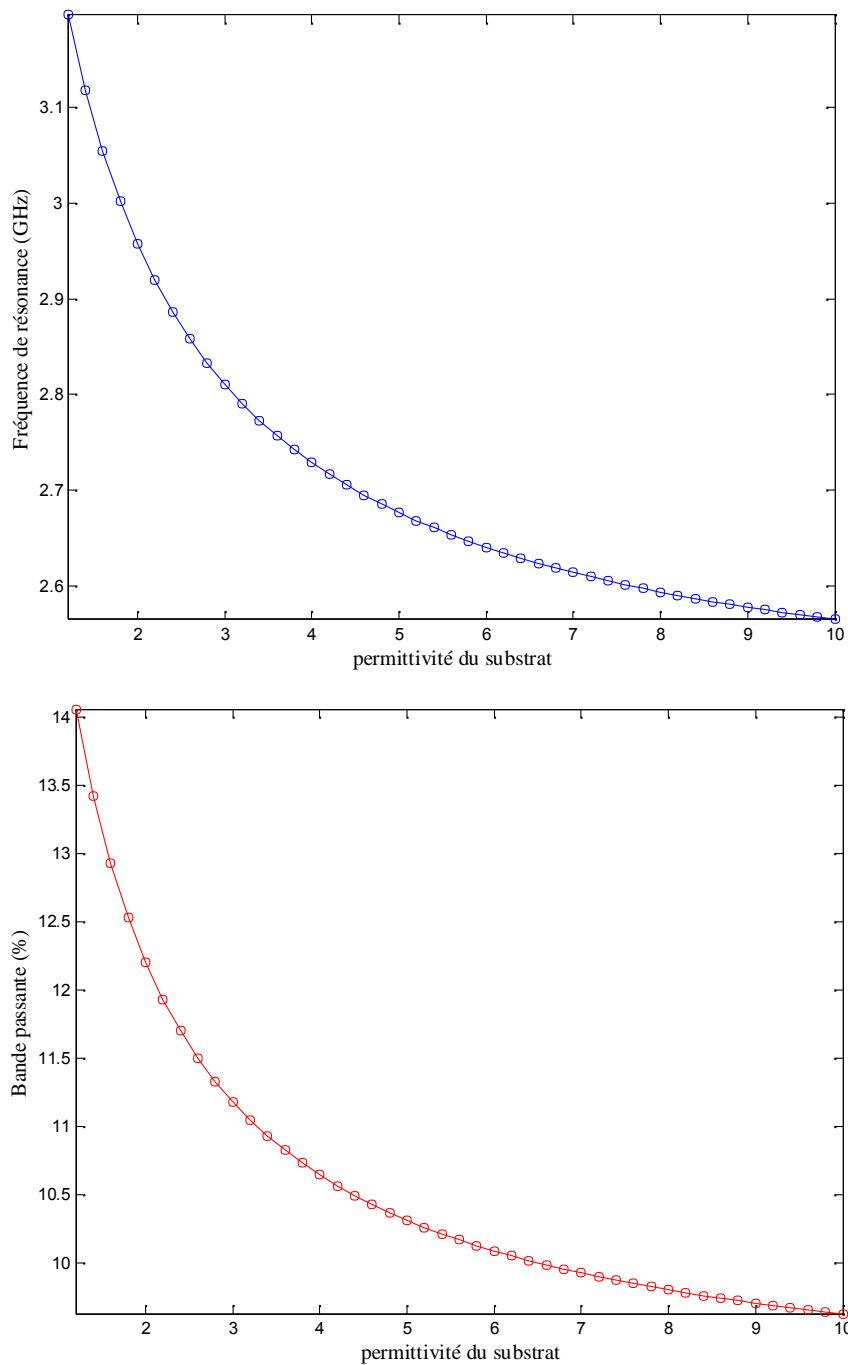


**Figure.III.3 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire en fonction de la longueur du patch ( $h=1.59$  mm,  $\epsilon_{r2}=2.32$ )

D'après la figure III.3, on conclut que l'augmentation de la longueur du patch  $a$  engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

### III. 3.2. Antenne patch triangulaire ajustable ( $h_1 \neq 0$ , $\epsilon_{r1}=1$ )

#### III.3.2.1 Effet du constant diélectrique du substrat



**Figure III.4 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de la permittivité du substrat ( $h_1= h_2=1.59$  mm,  $a=50$ mm).

D'après la figure III.4, on conclut que l'augmentation de la permittivité  $\epsilon_{r2}$  du substrat 2 engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

III.3.2.2 Effet de l'épaisseur du substrat 2 ( $h_2$ )

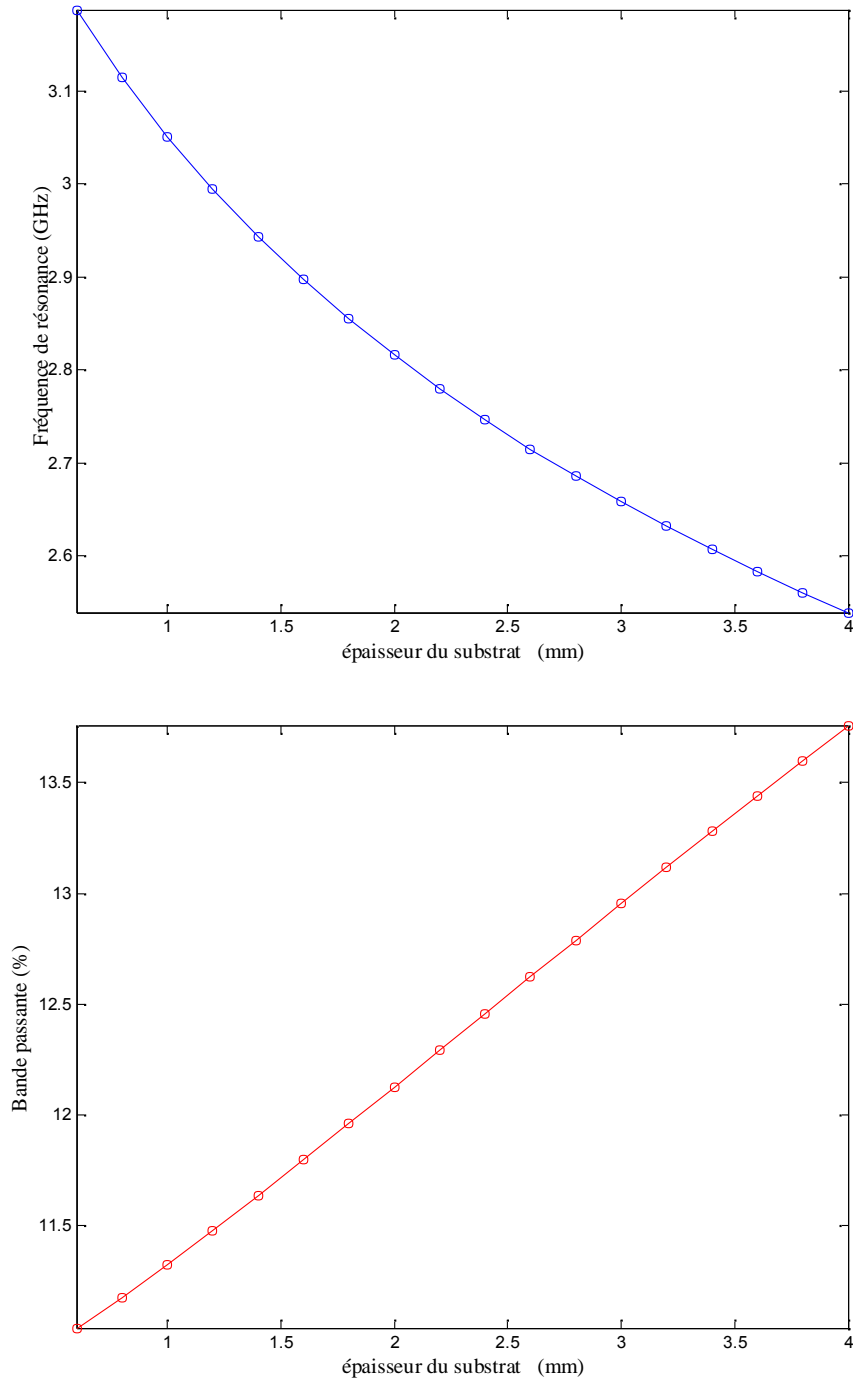
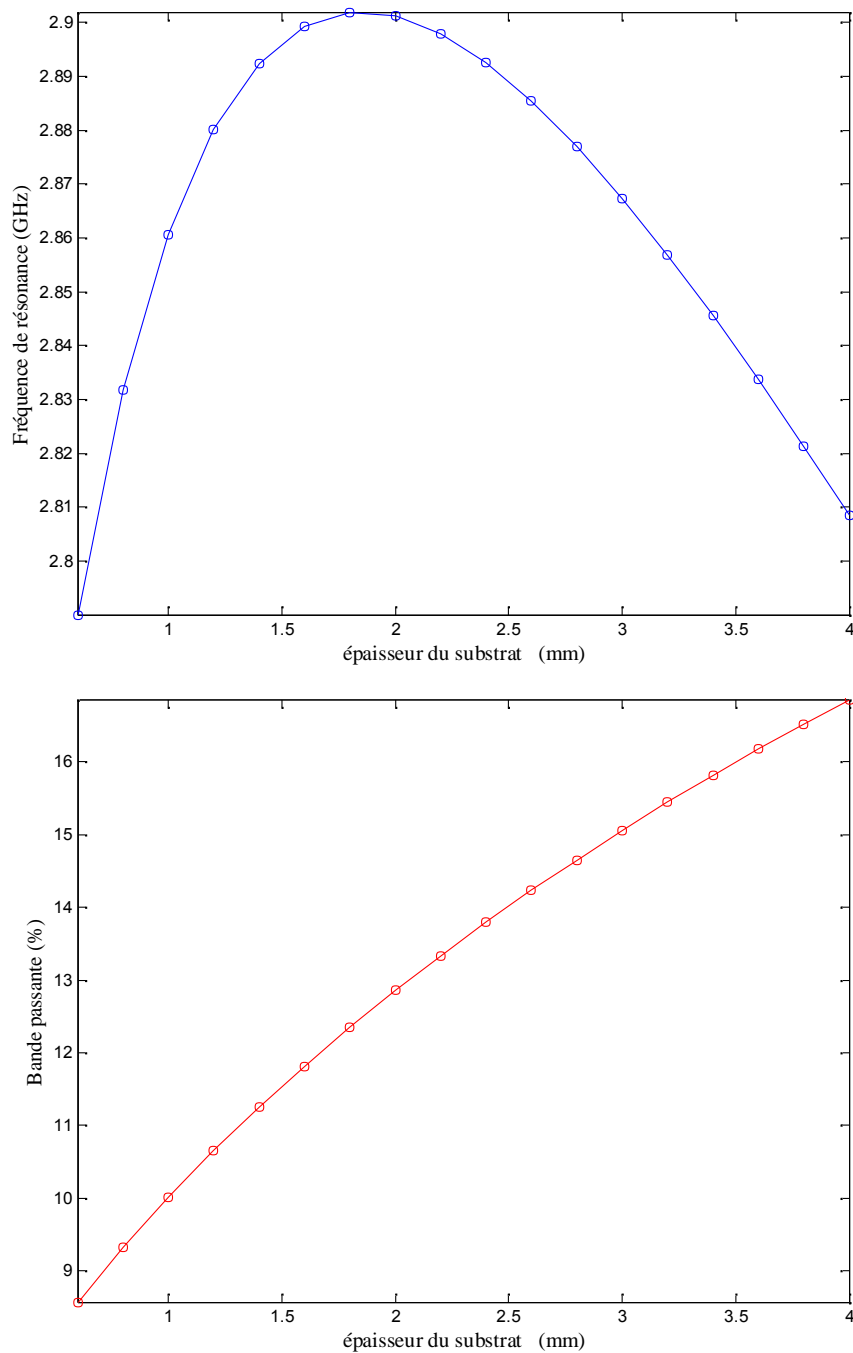


Figure III.5 : Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de l'épaisseur du substrat 2 ( $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $a=50\text{mm}$ ,  $h_1=1.59\text{ mm}$ ).

à partir de la figure III.5, on conclut que :

- L'augmentation de l'épaisseur du substrat diélectrique cause une lente diminution de la fréquence de résonance.
- L'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne l'élargissement de la bande passante.

### III.3.2.3 Effet de l' épaisseur du substrat $l(h_1)$



**Figure III.6 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de l'épaisseur du substrat  $l$  ( $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $a=50\text{mm}$ ,  $h_2=1.59\text{ mm}$ ).

Dans la Figure III.6, la fréquence de résonance en fonction de la séparation d'air  $h_1$ . On observe que lorsque la séparation d'air croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que celle-ci atteigne une fréquence d'opération maximale pour une séparation d'air  $h_{1\text{ }fmax}$  bien définie.

Notons que l'effet du gap d'air est plus prononcé pour les petites valeurs de  $h_1$ . Lorsque la séparation d'air excède  $h_{1\text{ }fmax}$ , l'augmentation de la largeur du gap d'air diminuera lentement la fréquence de résonance. Un soin extrême devrait être pris lors de la conception d'une antenne avec un gap d'air mince ; puisqu'une petite incertitude dans l'ajustement de  $h_1$  peut avoir comme conséquence un décalage important de la fréquence. Et pour la bande passante l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne l'élargissement de la bande passante.

III.3.2.4 Effet de longueur du patch

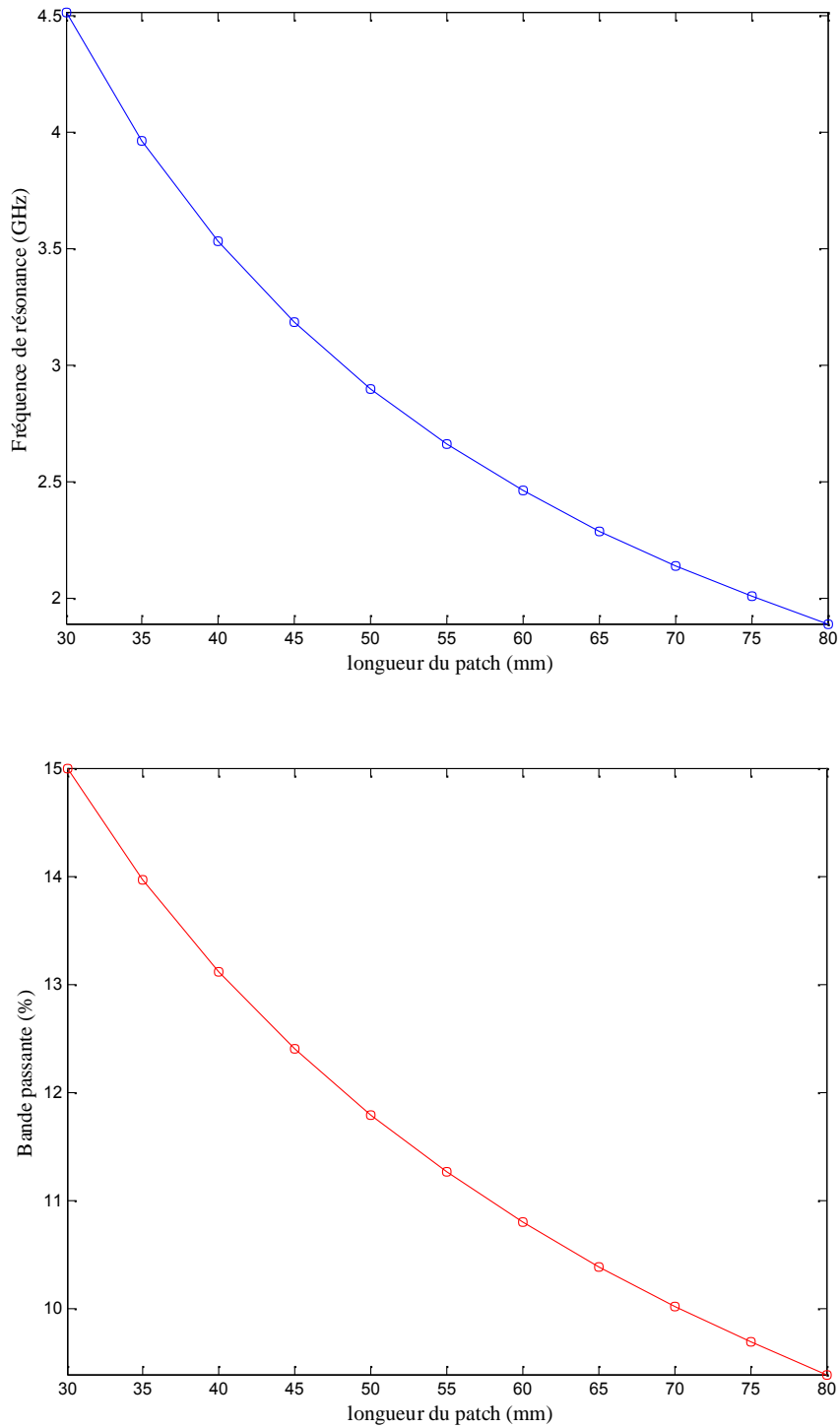
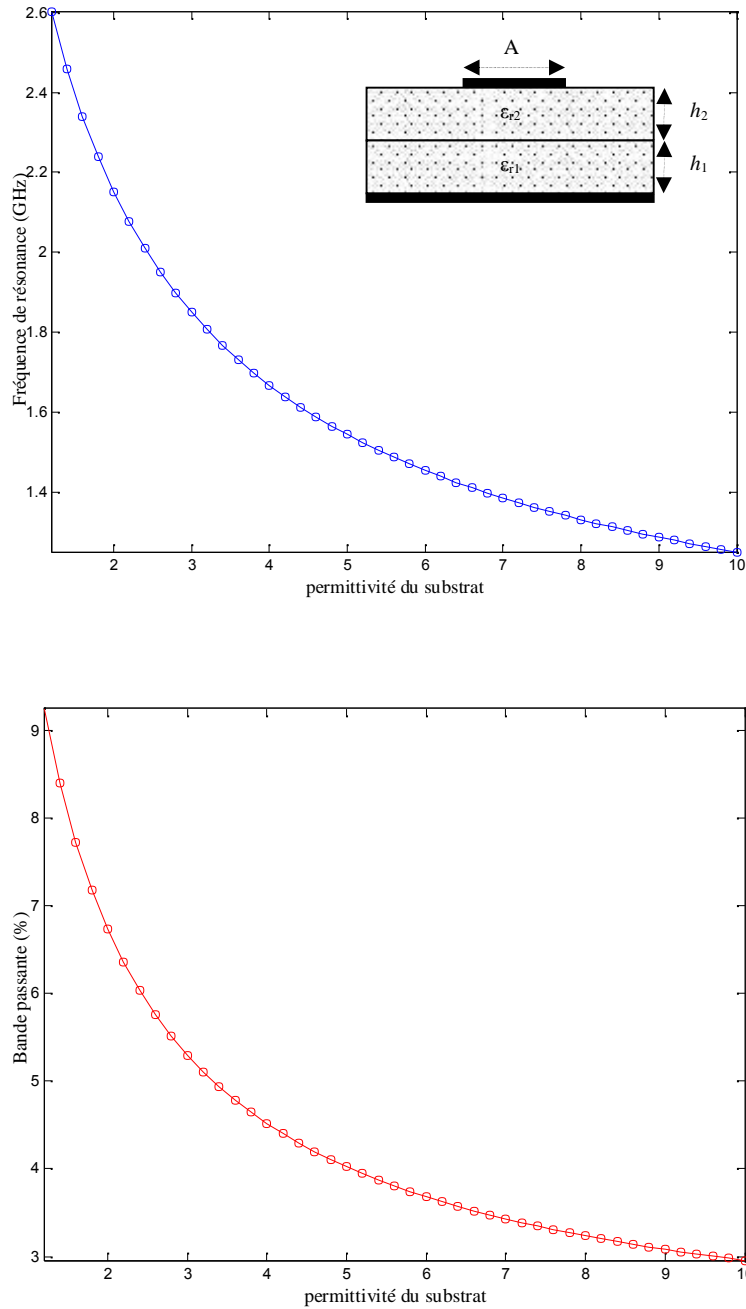


Figure III.7 : Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire ajustable en fonction de la longueur du patch ( $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $h_1=h_2=1.59$  mm).

D'après la figure III.7, on conclut que l'augmentation de la longueur du patch  $a$  engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

### III.3.3. Antenne patch triangulaire bicouche ( $h_1 \neq 0, \epsilon_{r1} \neq 1$ )

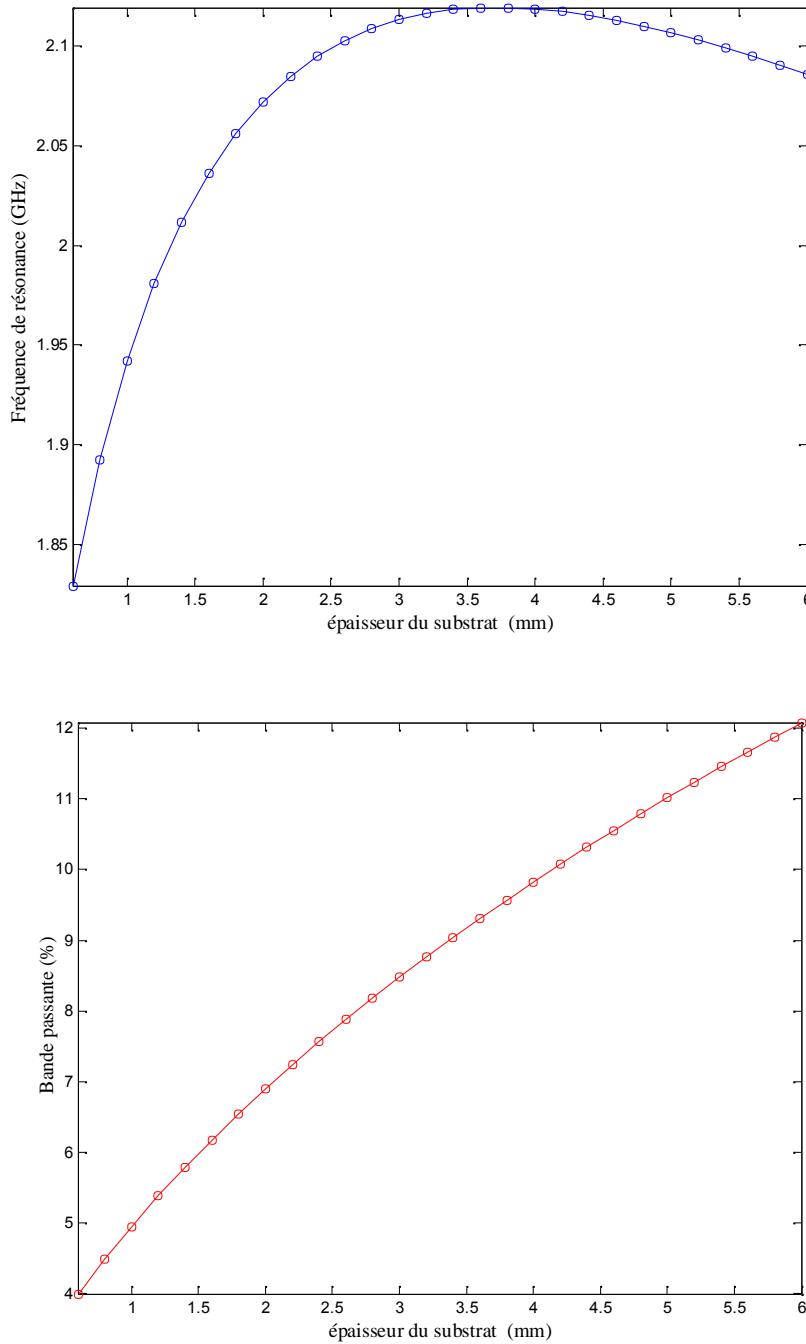
#### III.3.3.1 Effet du constant diélectrique du substrat



**Figure III.8 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de la permittivité du substrat 2 ( $h_1 = h_2 = 1.59 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ ,  $a = 50 \text{ mm}$ ).

D'après la figure III.8, on conclut que l'augmentation de la permittivité  $\epsilon_{r2}$  du substrat 2 engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

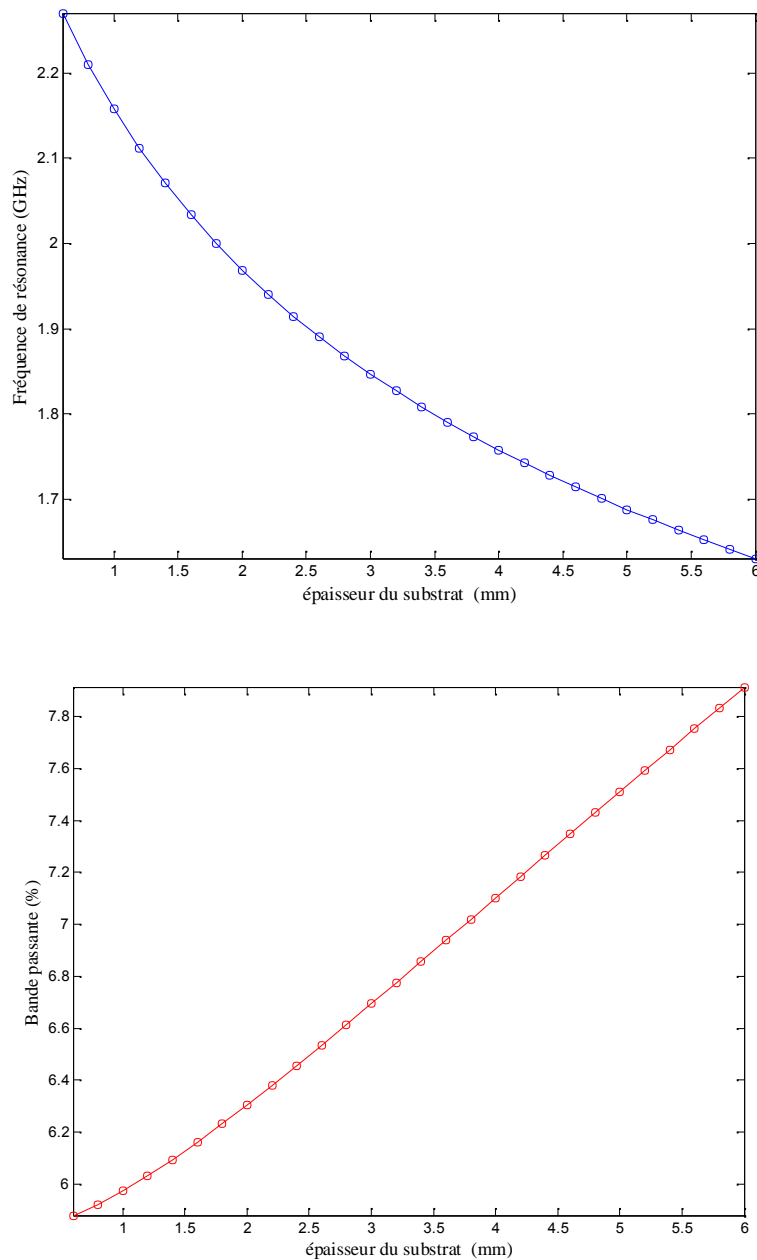
**III.3.3.2 Effet de l'épaisseur du substrat 2 ( $h_2$ )**



**Figure III.9 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de l'épaisseur du substrat 2 ( $\epsilon_{r1}=9.8$ ,  $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $a=50\text{mm}$ ,  $h_1=1.59\text{ mm}$ ).

Dans la Figure III.9, la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur  $h_2$ . On observe que lorsque l'épaisseur  $h_2$  croît, la fréquence de résonance augmente rapidement jusqu'à ce que celle-ci atteigne une fréquence d'opération maximale pour une l'épaisseur  $h_{2\text{max}}$  bien définie. Lorsque l'épaisseur excède  $h_{2\text{max}}$ , l'augmentation de l'épaisseur diminuera lentement la fréquence de résonance. Pour la bande passante l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne l'élargissement de la bande passante.

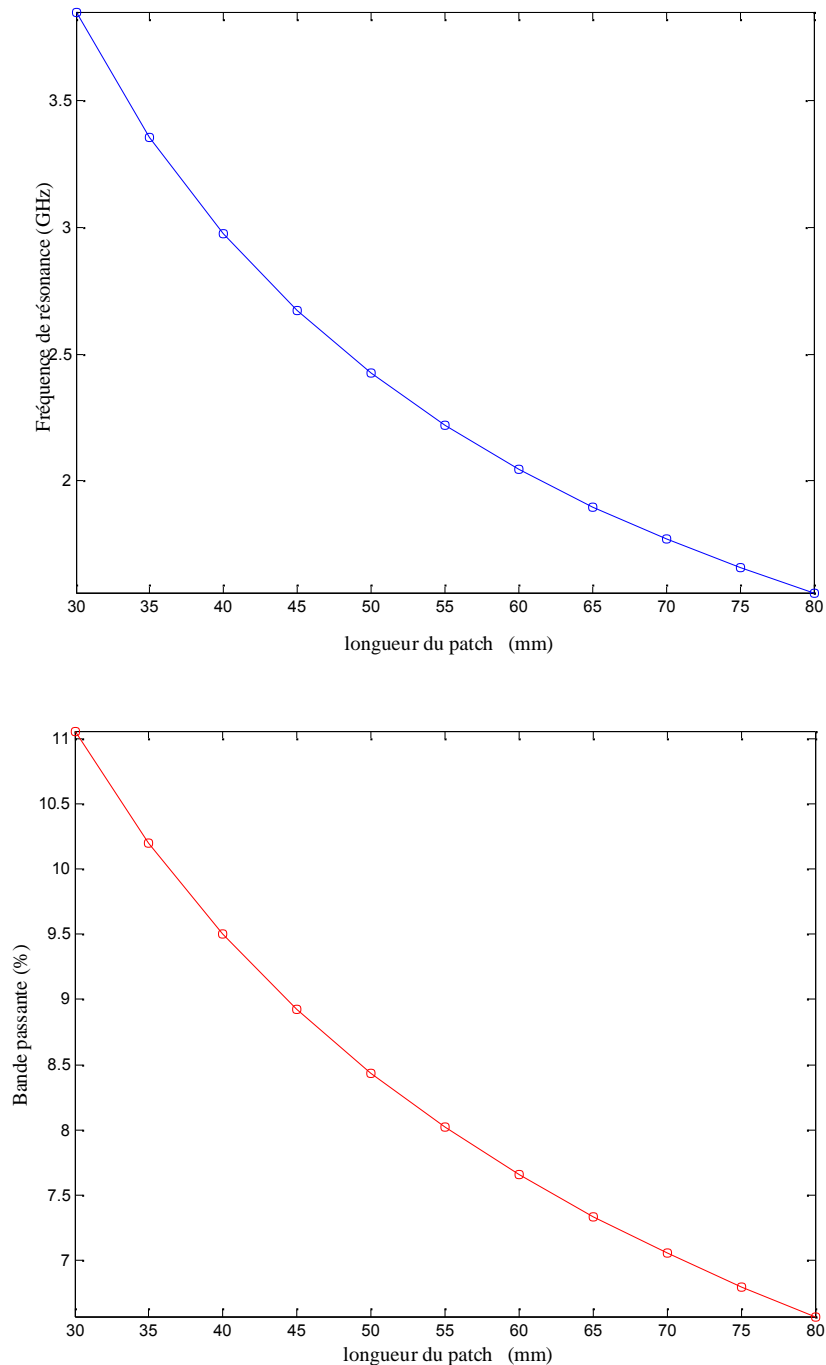
**III.3.3.3 Effet de l' épaisseur du substrat 1 ( $h_1$ )**



**Figure III.10 :** Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de l'épaisseur du substrat 1 ( $\epsilon_{r1}=9.8$ ,  $\epsilon_{r2}=2.32$ ,  $a=50\text{mm}$ ,  $h_2=1.59\text{ mm}$ ).

D'après la figure III.10, on conclut que l'augmentation de l'épaisseur  $h_1$  du substrat 1 engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire par contre elle engendre une augmentation de sa bande passante.

### III.3.3.4 Effet de longueur du patch



**Figure III.11** : Fréquence de résonance et bande passante d'une antenne triangulaire bicouche en fonction de la longueur du patch ( $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.32$ ,  $h_1 = h_2 = 1.59$  mm).

D'après la figure III.11, on conclut que l'augmentation de la longueur du patch  $a$  engendre la diminution de la fréquence de résonance de l'antenne patch triangulaire ainsi que la restriction de sa bande passante.

### III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, des résultats, concernant la fréquence de résonance et la bande passante, pour une structure triangulaire, ont été présentés en fonction des différents paramètres physiques et géométriques de l'antenne. Les effets de ces paramètres sur les caractéristiques, déjà citées, de l'antenne sont représentés en se basant sur les résultats obtenus à partir de la méthode de cavité. Ils sont validés par comparaison avec d'autres résultats déjà disponibles dans la littérature et enfin une interprétation et discussion de ces résultats est établie.

*Conclusion **G**énérale  
et **P**erspectives*

Peut-être plus qu'auparavant, dans les années 2000, les composants micro-onde ont fait l'objet d'une miniaturisation poussée, en particulier dans le domaine des télécommunications et l'aéronautique. Comme résonateur – oscillateur, des pastilles diélectriques et comme guide d'ondes, des bandes microrubans se sont imposées.

Le travail présenté dans ce manuscrit est porté sur les antennes imprimées triangulaires équilatérale avec un substrat monocouche, ajustable et double couche. Nous nous sommes alors attachés à comprendre les avantages de cette antenne imprimée et comment elle pouvait répondre à nos attentes vis à vis de l'élargissement de la bande passante et une modification des fréquences de résonance.

Tout d'abord, l'étude de la littérature nous a permis de recenser les différents types d'antenne imprimée classiquement utilisés dans le domaine de télécommunication, comme les antennes imprimée rectangulaire, circulaire, triangulaire et triangulaire équilatérale,... , mais également de présenter plusieurs notions de base comme le phénomène physique engendré par ces antennes, leurs techniques d'excitation et leurs avantages et inconvénients, permettant ainsi, de voir les potentialités de ces types d'antennes.

Ensuite, le deuxième chapitre a été dédié à l'étude théorique de l'antenne triangulaire équilatérale en partant des équations de Maxwell sur l'antenne rectangulaire pour arriver à l'antenne choisi dans cette étude de mêmes dimensions, est ça en utilisant la méthode de la cavité pour sa simplicité. A partir de ça, nous avons pu voir les formes d'équivalence entre les deux géométries de l'antenne patch.

Enfin, dans le troisième et dernier chapitre, un programme de calcul de la fréquence de résonance et de la bande passante a été développé et mis en œuvre, pour essayer de faire sortir le meilleur de cette antenne, en commençant par une structure avec un substrat monocouche puis avec une autre à double couche, et en variant à chaque fois dans la permittivité et l'épaisseur du substrat.

Les études et les travaux semblables au nôtre ainsi que les plus approfondi, ont toujours eu besoins des méthodes de calculs plus performantes pour avoir plus de précision et plus de performance. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories principales. La première catégorie regroupe les méthodes intuitives simples. Parmi ces méthodes nous citons le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité. Ces modèles aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension du phénomène physique. Cependant, ces modèles sont limités à des formes géométriques simples et peuvent donner lieu à

des résultats inexacts, notamment pour des applications qui requièrent un substrat épais ou un constant diélectrique élevé. La deuxième catégorie regroupe les méthodes sophistiquées, dites méthodes d'analyse rigoureuses. Elles sont fondées sur la base de formalismes mathématiques complexes, ne peuvent conduire à des résultats exploitables que par le biais d'une résolution numérique. Ces méthodes n'ont pas été bien développées qu'avec l'accroissement des performances des ordinateurs. Les méthodes les plus répandues sont la méthode aux différences finies, la méthode des éléments finis, la méthode de l'équation intégrale conjointement avec la méthode des moments. Ces méthodes qui sont d'actualité, ne sont pas limitées par les conditions classiques imposées sur le substrat, et permettent d'analyser des antennes de formes très variées mais nécessitent un temps de calcul relativement important.

Pour poursuivre ces travaux, une étude prospective sur de nouveaux matériaux diélectriques pourrait être menée afin d'améliorer ou de piloter certaines caractéristiques des antennes imprimées. L'utilisation de nouveaux matériaux à propriétés physiques particulières (modification des caractéristiques diélectriques par changement de température, d'éclairage) permettrait par exemple un pilotage en fréquence. On peut également penser que l'intégration d'impuretés dans ces matériaux permettrait de modifier les propriétés radioélectriques de ces antennes. De nouvelles techniques d'alimentation permettant une intégration en réseau très simple pourrait être étudiée. On pourrait s'intéresser plus particulièrement aux techniques d'alimentation par guides diélectriques pour réaliser des antennes entièrement non métalliques.

# *Acronymes et Symboles*

$h$  : épaisseur du substrat.

$L$  : longueur du patch rectangulaire.

$W$  : largeur du patch rectangulaire.

$a$  : longueur latérale du patch triangulaire équilatéral.

$\vec{E}$  : champ électrique.

$\vec{H}$  : champ magnétique.

$j$  : Courant surfacique.

$\delta$  : la conductivité.

$\omega$  : Pulsation.

$\mu$  : perméabilité.

$c$  : La célérité de la lumière dans le vide.

$P$  : puissance dissipée par unité de surface.

$R_S$  : la résistance de surface.

$T_c$  : température critique.

$MLT$  : modèle de la ligne de transmission.

*full-wave* : Les Méthodes Rigoureuses.

$FDM$  : Méthode des Différences Finies.

$FDTD$  : Finite Difference Time Domain.

$FEM$  : méthode des éléments finis.

$MOM$ : Method Of Moment.

$WLAN$ : Wireless Local Area Network.

$\lambda$  : Longueur d'onde.

$f_{mn}$  : Fréquence de résonance.

$\epsilon_{eff}$  : Permittivité effective.

$R_{in}$  : Résistance d'entrée.

$Z_{in}$  : Impédance d'entrée.

$\epsilon_r$  : Constante diélectrique relative.

$d$  : épaisseur du patch.

$W_{eff}$  : Largeur effectif du patch.

$L_{eff}$  : Longueur effectif du patch.

$a_{eff}$  : largeur latérale effective du patch triangulaire équilatéral.

$B$  : induction magnétique.

$K$  : nombre d'onde.

$\nabla$  : Opérateur rotationnel.

HFSS : logiciel de calcul de la société Ansoft Corp., 2012.

CFDTD : logiciel de calcul de la société Artech House, 2004.

SDA : Spectral domain analysis.