



uOttawa

L'Université canadienne
Canada's university

**FACULTÉ DES ÉTUDES SUPÉRIEURES
ET POSTDOCTORALES**



**FACULTY OF GRADUATE AND
POSTDOCTORAL STUDIES**

Ahmed Belguessoum

AUTEUR DE LA THÈSE / AUTHOR OF THESIS

M.A.Sc. (Génie électrique)

GRADE / DEGREE

School of Information Technology and Engineering

FACULTÉ, ÉCOLE, DÉPARTEMENT / FACULTY, SCHOOL, DEPARTMENT

**Conception et réalisation d'une antenne multibandes alimentée
par un guide d'onde coplanaire CPW**

TITRE DE LA THÈSE / TITLE OF THESIS

Prof. Gilles Delisle

DIRECTEUR (DIRECTRICE) DE LA THÈSE / THESIS SUPERVISOR

CO-DIRECTEUR (CO-DIRECTRICE) DE LA THÈSE / THESIS CO-SUPERVISOR

EXAMINATEURS (EXAMINATRICES) DE LA THÈSE / THESIS EXAMINERS

Prof. M. Yagoub

Prof. L. Roy

Gary W. Slater

Le Doyen de la Faculté des études supérieures et postdoctorales / Dean of the Faculty of Graduate and Postdoctoral Studies

**CONCEPTION ET RÉALISATION D'UNE
ANTENNE MULTIBANDES ALIMENTÉE PAR
UN GUIDE D'ONDE COPLANAIRE CPW**

Présenté par

Ahmed Belguessoum

Thèse soumise à la

Faculté des études supérieures et postdoctorales

dans le cadre des exigences

du programme de maîtrise

L'Institut de génie électrique et de génie informatique d'Ottawa-Carleton

Faculté de Génie

Université d'Ottawa



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 978-0-494-50854-1

Our file *Notre référence*

ISBN: 978-0-494-50854-1

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.


Canada

Abstract

For application in wireless communication devices such as laptops, tablet computers, personal digital assistants (PDAs), and so on, a narrow width internal antenna is very attractive since it has the potential to fit into narrow spaces within the device, such as the space between the display and housing.

Recently, great advances have been made in wireless local area network (WLAN) communications, and in order to satisfy WLAN standards, many wireless communication devices are now designed to be capable to operate in dual-frequencies mode. For this reason, dual-band antennas for WLAN operation are in demand accordingly. Dual-frequency of coplanar waveguide (CPW) fed microstrip patch antennas is presented in this thesis. For excitation of the proposed antennas, the capacitively coupled CPW-fed structures are proposed.

One of the most promising aspects of the new antenna consists in the capability of matching the input impedance at two frequencies with a single feed point.

For dual-frequency operation, the proposed designs are obtained by loading one narrow slot in the rectangular patch. An extended tunable frequency ratio range of the two operating frequencies can be obtained by varying the widths or positions of the loaded slots. In addition, experimental results for the proposed structures are presented and discussed.

RÉSUMÉ

Pour des applications en communications sans-fil, les dispositifs comme les ordinateurs portables, les calculateurs tablette, les assistants numériques personnels (PDAs), etc., une antenne interne ultra mince est très attrayante puisqu'elle a le potentiel de s'insérer dans un espace restreint à l'intérieur du dispositif.

Récemment, de grandes avancées ont été faites dans les communications utilisant les réseaux locaux sans-fil (WLAN) et dans le but de satisfaire aux standards WLAN, beaucoup de dispositifs sont conçus de façon à opérer en double fréquences. C'est pour cela que les antennes microruban à double-bande utilisables dans les WLAN sont en demande.

La conception et la réalisation d'une antenne microruban multibandes alimentée par un guide d'onde coplanaire (CPW) est présentée dans cette thèse. Pour l'excitation de l'antenne candidate, on propose la structure à couplage capacitif.

Un des aspects les plus prometteurs de cette antenne consiste à la possibilité d'adapter l'impédance d'entrée aux deux fréquences avec un seul point d'alimentation. Pour l'opération à double fréquence, les architectures proposées sont obtenues en chargeant des fentes étroites dans la plaque rectangulaire.

Le réglage et l'ajustement des deux fréquences de fonctionnement peuvent être obtenus en changeant les dimensions ou les positions des fentes chargées. En outre, des résultats expérimentaux pour les structures proposées sont présentés et discutés.

Remerciements

Je tiens à remercier ceux qui ont participé à l'avancement de mes travaux, et notamment :

Mon directeur de thèse, Monsieur Gilles Delisle, pour sa direction et ses conseils experts.

Monsieur Khelifa Hattek, pour m'avoir initié à la conception des antennes.

Mon ami Achour, avec qui j'ai eu plusieurs discussions très enrichissantes concernant la rédaction de la thèse.

Sans oublier ma propre famille, pour son encouragement et sa patience.

SOMMAIRE

ABSTRACT.....	i
RÉSUMÉ.....	ii
REMERCIEMENTS.....	iii
SOMMAIRE.....	iv
LISTE DES FIGURES.....	vii
LISTE DES TABLEAUX.....	x

CHAPITRE 1: CONTEXTE DE L'ÉTUDE	1
1.1 Introduction	1
1.2 Historique des antennes microruban	1
1.3 Historique du concept de fonctionnement en multibandes	3
1.3.1 Les Multi résonateurs	3
1.3.2 Antennes à charge réactive (reactive loading antennas).....	3
1.4 Objectifs et plan du mémoire	4
CHAPITRE 2 : LES ANTENNES MICRORUBAN	7
2.1 Introduction	7
2.2 Structure d'une antenne microbande	7
2.3 Avantages et limitations.....	10
2.4 Différentes techniques d'alimentation.....	11
2.4.1 Alimentation par ligne microruban	11
2.4.2 Alimentation par câble coaxial (sonde).....	12
2.4.3 Alimentation couplée par ouverture.....	14
2.4.4 Alimentation par couplage de proximité.....	15
2.4.5 Alimentation par guide d'ondes coplanaire	16

2.5	Modèle d'Analyse.....	17
2.5.1	Modèle d'une ligne de transmission	17
2.5.2	Modèle de la cavité	21
2.6	Conclusion	26

CHAPITRE 3 : ANALYSE D'UNE ANTENNE PLAQUE ALIMENTÉE AVEC LA TECHNOLOGIE CPW28

3.1	Introduction de la technologie uniplanaire	28
3.2	La ligne de transmission coplanaire CPW	30
3.2.1	Introduction	30
3.2.2	Détermination des dimensions de la ligne CPW	34
3.3	Application de la ligne CPW aux antennes plaques.....	35
3.4	Choix du type de couplage.....	36
3.4.1	Présentation du logiciel de simulation Momentum HP	37
3.4.2	Excitation avec couplage capacitif	38
3.4.3	Excitation avec couplage inductif.....	40
3.5	Antenne candidate	42
3.6	Conclusion	46

CHAPITRE 4 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN A DOUBLE FREQUENCE47

4.1	Introduction	47
4.2	Conception de l'antenne à double fréquences.....	49
4.2.1	Conception avec une fente étroite.....	49
4.2.2	Résultats et discussions	51
4.2.3	Influence des dimensions de la fente sur les fréquences de résonance.....	52
4.2.4	Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance.....	54
4.3	Contraintes du design	62
4.4	Conclusion	63

CHAPITRE 5 : RÉALISATION ET CARACTÉRISATION EXPÉRIMENTALE	64
5.1 Fabrication du prototype	64
5.2 Mesures expérimentales.....	66
5.2.1 Mesure du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne	66
5.2.2 Mesure des diagrammes de rayonnement	68
5.3 Conclusion	69
 CHPITRE 6 : CONCLUSION.....	70
 ANNEXE A.....	72
 BIBLIOGRAPHIE	74

Liste des Figures

Figure 1.1	Architecture d'une antenne plaque microruban.....	2
Figure 1.2	a) Antenne à multicouches empilées b) Antenne à plusieurs résonateurs	3
Figure 1.3	Antenne à doubles fentes alimentées par une sonde	4
Figure 2.1	Structure d'une antenne microruban rectangulaire	8
Figure 2.2	Divers types d'éléments rayonnants	9
Figure 2.3	Alimentation par ligne microruban	12
Figure 2.4	Alimentation coaxiale ou par sonde	13
Figure 2.5	Alimentation par couplage par fente	14
Figure 2.6	Alimentation par couplage de proximité	15
Figure 2.7	Alimentation par ligne CPW	16
Figure 2.8	Lignes du champ électrique	17
Figure 2.9	Antenne microruban à plaque	18
Figure 2.10	Vue de la face supérieure de l'antenne	19
Figure 2.11	Modèle simplifié pour antenne microruban en mode TM ₁₀	25
Figure 3.1	Ligne coplanaire (a) Layout (b) Lignes des champs.....	33
Figure 3.2	Interface graphique du logiciel LineCalc	34
Figure 3.3	a) Antenne plaque avec un couplage capacitif.....	35
Figure 3.3	b) Antenne plaque avec un couplage inductif.....	36
Figure 3.4	Interface graphique du logiciel Momentum.....	37
Figure 3.5	Antenne plaque à couplage capacitif.....	39
Figure 3.6	Effet de la variation de la longueur L_f de la fente sur le S_{11}	40

Figure 3.7	Antenne plaque à couplage inductif	41
Figure 3.8	Effet de la longueur de la fente sur le coefficient de réflexion.....	42
Figure 3.9	Antenne candidate.....	43
Figure 3.10	Coefficient de réflexion pour $L_f = 7.7$ mm.....	43
Figure 3.11	Diagramme de rayonnement 3D pour $L_f = 7.7$ mm.....	44
Figure 3.12	Diagramme de rayonnement 2D pour $L_f = 7.7$ mm.....	44
Figure 3.13	Gain de l'antenne.....	45
Figure 3.14	Efficacité de l'antenne.....	45
Figure 4.1	Distribution du courant sans fente.....	50
Figure 4.2	Distribution du courant avec fente.....	50
Figure 4.3	L'architecture de l'antenne à double fréquence alimentée par CPW.....	51
Figure 4.4	Influence de la largeur de la fente sur les fréquences de résonance.....	53
Figure 4.5	Effet de la longueur de la fente sur les fréquences de résonance	54
Figure 4.6	Position de la fente.....	54
Figure 4.7	Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance.....	55
Figure 4.8	S_{11} versus fréquence pour $L_s = 29.9$ mm et $W_s = 0.4$ mm.....	57
Figure 4.9	Diagramme de rayonnement en 3D pour $f = 3.36$ GHz.....	58
Figure 4.10	Diagramme de rayonnement en 2D pour $f = 3.36$ GHz.....	58
Figure 4.11	Diagramme de radiation en 3D pour $f = 4.1$ GHz.....	59
Figure 4.12	Diagramme de rayonnement en 2D pour $f = 4.1$ GHz.....	59
Figure 4.13	Gain de l'antenne pour $f = 3.36$ GHz.....	60
Figure 4.14	Efficacité de l'antenne pour $f = 3.36$ GHz.....	60
Figure 4.15	Gain de l'antenne pour $f = 4.1$ GHz.....	61

Figure 4.16 Efficacité de l'antenne pour $f=4.1\text{GHz}$	61
Figure 4.17 Antenne à couplage inductif avec rétrécissement de la ligne CPW.....	62
Figure 5.1 Photographie de l'antenne fabriquée.....	65
Figure 5.2 Coefficient de réflexion mesuré.....	66
Figure 5.3 Coefficient de réflexion simulé.....	67
Figure 5.4 Coefficient de réflexion simulée versus coefficient de réflexion mesuré.....	67
Figure 5.5 Diagramme de rayonnement mesuré.....	68

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Différentes géométries de la ligne CPW.....	32
Tableau 4.1 : $L_s = 29.9$ mm.....	53
Tableau 4.2 : $W_s = 0.4$ mm.....	53
Tableau 4.3 : Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance.....	56

CHAPITRE 1 : CONTEXTE DE L'ÉTUDE

1.1 Introduction

Au cours des vingt dernières années, les antennes microruban (microstrip) ont été considérées comme une des innovations majeures dans le domaine des antennes. Les premières technologies microruban étaient particulièrement utilisées pour des applications militaires. Depuis le début des années 1990 toutefois, un changement rapide vers les applications commerciales a été constaté, ceci étant dû à l'avènement d'un grand nombre de produits destinés aux applications sans fil.

Les antennes microruban ont des particularités qui les rendent idéales pour plusieurs applications commerciales. Le fait qu'elles soient basées sur la technologie des circuits imprimés, les rend très peu coûteuses à produire. Elles présentent également une facilité de production en grande quantité et leur profil plat permet une intégration dans le même boîtier que le produit qu'elles servent. Cette facilité d'intégration leur permet aussi d'être implantées sur la plaque (patch) qui contient le circuit radiofréquences ou micro-ondes.

1.2 Historique des antennes microruban

Le concept d'une antenne microruban a été proposé par Deschamps [1] en 1950 mais le manque de bons substrats sur le marché a fait que la recherche n'a pas tellement avancé pendant presque deux décennies.

Ce n'est qu'au début des années 1970 que le développement des antennes microruban a été réanimé à cause du fort besoin de l'industrie militaire et spatiale pour des antennes minces. Le ruban et le plan de masse forment une ligne de transmission qui ramène l'énergie avec une onde quasi-TEM. Le microruban va rayonner en modifiant la forme de la ligne, tel qu'illustré par la figure (1.1). La forme de la discontinuité est choisie selon le diagramme de rayonnement voulu. Une forme appropriée peut être choisie pour que le comportement de l'impédance en fonction de la fréquence soit proche d'un circuit RLC parallèle. Plusieurs formes, incluant les rectangles, les cercles, les triangles sont utilisés comme des résonateurs opérant aux fréquences déterminées par les modes rayonnants.

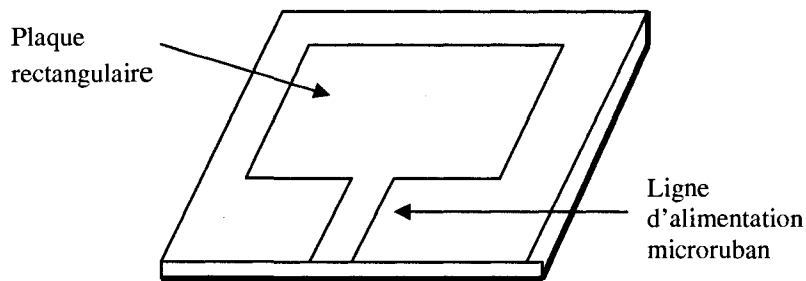


Figure 1.1 Architecture d'une antenne plaque microruban

Outre leur légèreté, le premier avantage des antennes microruban est leur profil plat. La fabrication se fait par gravure en utilisant le procédé de photolithographie qui a atteint des degrés de précision très élevés, ce qui facilite la production en masse. L'autre avantage est que plusieurs éléments rayonnants peuvent être placés sur la même plaque avec le réseau d'alimentation ou avec d'autres circuits imprimés (déphaseurs, commutateurs, etc.). Le principal désavantage des antennes microruban est leur bande étroite (1 à 5%).

1.3 Historique du concept de fonctionnement en multibandes

Les antennes multibandes sont généralement classifiées en deux catégories:

1.3.1 Les multi résonateurs

Dans ce genre d'antenne, on utilise soit des plaques multicouches empilées (multilayer stacked patches) de façon à ce que chaque plaque est conçue pour rayonner à une fréquence bien déterminée [2] ou en imprimant plus de résonateurs sur le même substrat [3].

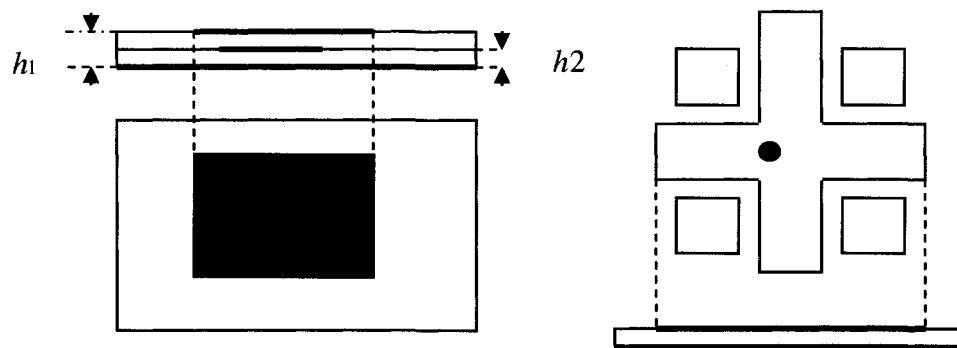


Figure 1.2 a) Antenne à multicouches empilées b) Antenne à plusieurs résonateurs

1.3.2 Antennes à charge réactive (reactive loading antennas)

La technique la plus populaire pour obtenir un comportement à double fréquence est l'introduction d'une charge réactive appliquée à la plaque microruban, y compris les tronçons (stubs) [4], les notches [5], les pins [6], les condensateurs [7] et les fentes [8].

À l'aide de l'approche avec une charge réactive, on peut modifier le mode résonnant de la plaque rayonnante.

Ceci confirme que l'utilisation d'une seule alimentation pour les deux fréquences sur un élément simple de rayonnement est faisable. Plusieurs travaux ont été réalisés dans le domaine des antennes plaques à double fréquences.

Maci [9] a utilisé une plaque microruban rectangulaire avec deux fentes étroites gravées parallèlement et proches des extrémités de rayonnement pour opérer l'antenne en double fréquences. En outre, ces deux fréquences de fonctionnement ont la même polarisation planaire et les mêmes modèles de rayonnement, avec un rapport de fréquence dans la marge de 1.6 à 2.0 pour le cas d'une simple sonde d'alimentation, tel qu'illustré par la figure 1.3.

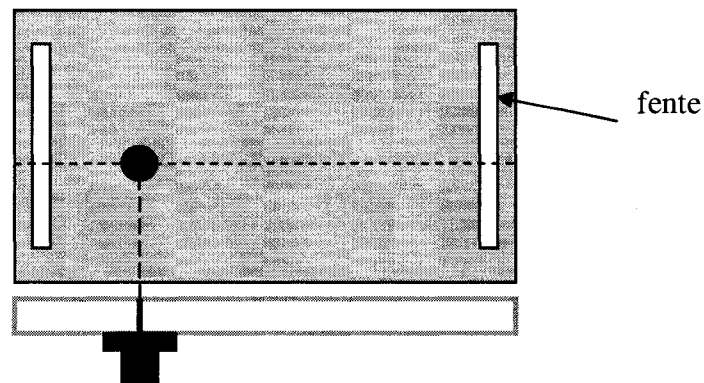


Figure 1.3 : Antenne à doubles fentes alimentées par une sonde.

1.4 Objectifs et plan du mémoire

Ce mémoire s'articule autour de deux axes principaux: la dualité de fréquences et l'alimentation par les lignes coplanaires CPW

Le principe de la dualité de fréquences consiste généralement en l'excitation de deux modes de même polarisation dans une seule antenne. Il est nécessaire de perturber la résonance du mode supérieur pour obtenir une plus grande souplesse quant au choix des fréquences que l'on veut avoir.

Cette perturbation a été créée par l'insertion d'une fente près des bords non rayonnants de la plaque. Cette approche garantit que la polarisation reste la même pour les deux fréquences.

L'alimentation d'une antenne plaque par une ligne microruban ou par une sonde coaxiale traversant le plan de masse a plusieurs inconvénients, en particulier l'utilisation de la sonde coaxiale qui nécessite que l'on perce le substrat, cette contrainte étant toujours délicate dans la réalisation pratique, pouvant ajouter des réactances additionnelles, surtout en ondes millimétriques.

La structure de l'antenne plaque alimentée par une ligne CPW est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat; l'élément rayonnant (plaque) se trouve sur le côté supérieur et la ligne CPW se trouve sur le côté inférieur. Ceci permet d'avoir une intégration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont; une efficacité améliorée, une bande passante élargie et une meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant.

Les lignes coplanaires CPW sont populaires pour l'usage dans les circuits intégrés micro-ondes MMIC et elles sont actuellement utilisées dans les systèmes de communications

mobiles. Par conséquent, il y a un intérêt croissant dans l'utilisation des antennes à base d'alimentation en CPW. En effet, plusieurs modèles cités dans la littérature [10] utilisent la technologie CPW pour former un élément rayonnant.

Nos objectifs de travail dans ce mémoire sont :

a) une nouvelle topologie d'antenne originale qui conjugue les avantages d'une excitation par couplage électromagnétique et les propriétés intéressantes de la ligne coplanaire.

b) valider que cette nouvelle topologie offre les avantages suivants :

- la possibilité de dissocier les fonctions propres du circuit d'alimentation et celles de l'élément rayonnant, obtenant ainsi une meilleure isolation.
- permet une augmentation relative de la bande passante obtenue en optimisant les paramètres de l'antenne.
- offre une facilité accrue d'adapter l'impédance de l'antenne qui grâce au nombre conséquent de degré de liberté offert par la ligne coplanaire.

c) valider expérimentalement ce concept à l'aide d'un prototype fonctionnant à 3.36 GHz et 4.1 GHz en utilisant un analyseur de réseau.

d) comparer les résultats de simulation et ceux obtenus avec les mesures expérimentales et tirer les conclusions appropriées pour permettre à d'éventuels concepteurs de bénéficier de nos avancées dans cette technologie.

CHAPITRE 2 : LES ANTENNES MICRORUBAN

2.1 Introduction

La technique des circuits imprimés a révolutionné les domaines de l'électronique et plus récemment, celui des hyperfréquences, où elle se prête particulièrement bien à la réalisation des circuits d'antennes et des antennes plaques.

Les plaques microbandes peuvent trouver une application dans les circuits intégrés micro-ondes comme résonateurs planaires pour oscillateurs et filtres. Aussi, ces plaques rectangulaires peuvent être utilisées comme éléments rayonnants. Avant d'aborder ce sujet, nous donnons en premier lieu un aperçu de la structure simplifiée des ces antennes.

Les avantages, les inconvénients et les différentes techniques d'excitation sont aussi présentés. Finalement, nous terminerons ce chapitre en présentant les méthodes d'analyse les plus répandues applicables aux antennes plaques.

2.2 Structure d'une antenne microbande

La structure d'une antenne microruban, telle qu'illustrée par la figure 2.1, est une plaque métallique (patch) placée sur un substrat diélectrique. La surface inférieure du substrat est couverte d'une couche métallique qui sert comme un plan de masse. D'habitude, le métal utilisé est le cuivre. La plaque rayonnante et les lignes d'alimentation sont généralement obtenues par un procédé standard de photolithographie.

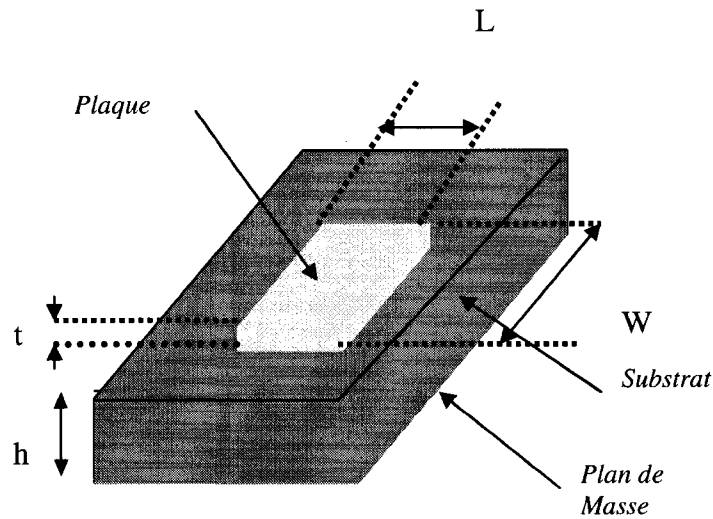


Figure 2.1 Structure d'une antenne microruban rectangulaire

Pour simplifier l'analyse et la prédiction des performances de l'antenne, la plaque (patch) est généralement carrée, rectangulaire, circulaire, triangulaire, elliptique ou autre forme commune (Figure 2.2).

Parmi toutes ces formes, l'élément rectangulaire est sans conteste le plus facile à analyser pour la compréhension des mécanismes de rayonnement des antennes microruban.

Sa longueur L est souvent comprise entre $0.333\lambda_0 < L < 0.5\lambda_0$, où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. L'épaisseur du substrat est toujours majorée par $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$ et la constante diélectrique du substrat ϵ_r se situe entre $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$.

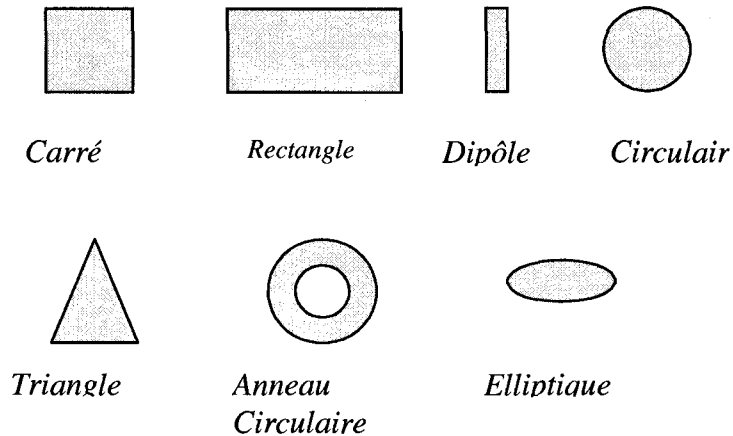


Figure 2.2 Divers types d'éléments rayonnants

Le choix des valeurs de ces paramètres conditionne généralement le type d'applications. Pour la réalisation de circuits hyperfréquences, on cherchera à minimiser le rayonnement en espace libre de la ligne et on choisira en conséquence un substrat tel que l'énergie électromagnétique reste concentrée dans le diélectrique (plus exactement dans la cavité formé par la bande métallique et le plan de masse). On utilisera donc des substrats de constante diélectrique élevée (comme de l'Alumine $\epsilon_r = 9.9$).

En ce qui concerne les antennes, le substrat le plus approprié est celui possédant une constante diélectrique faible, une épaisseur grande (par rapport à la longueur d'onde d'opération) et peu de pertes ($\tan \delta$). Un substrat épais augmente la puissance rayonnée par l'antenne, réduit les pertes par effet Joule et améliore la bande passante de l'antenne. En contrepartie, le poids est augmenté. Cependant, il faut faire attention aux ondes de surface qui augmentent avec l'épaisseur du substrat.

Une faible valeur de la constante diélectrique (typiquement $\epsilon_r < 2.5$) favorise un rayonnement des champs autour de la ligne et donc la puissance émise

2.3 Avantages et limitations

Les antennes microbandes sont de plus en plus utilisées dans des applications sans fil surtout à cause de leurs structures miniaturisées, les rendant ainsi compatibles pour être incorporées dans les dispositifs sans fil portatif tels que les téléphones cellulaires, etc...

Certains autres avantages sont:

- Faible poids, encombrement réduit, configurations conformes possibles ;
- Faible coût de fabrication, production de masse possible ;
- Polarisation linéaire et circulaire pour les télécommunications ;
- Antennes multibandes, multipolarisations possibles ;
- Compatibilité avec les circuits hybrides et MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit).
- Réseaux d'alimentation et d'adaptation fabriqués simultanément avec l'antenne.

Toutefois, les antennes microruban ont également des limitations que ne présentent pas les antennes traditionnelles :

- Bande passante étroite, souvent associée avec les problèmes de tolérances (géométriques et physiques) ;
- Généralement faible gain (6 dB) ;
- La plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan ;

- Supportent uniquement des faibles puissances ;
- Pertes de rayonnement par ondes de surfaces.

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

2.4 Différentes techniques d'alimentation

Les antennes microbandes peuvent être alimentées par une variété de méthodes. Ces méthodes peuvent être classifiées en deux catégories, avec contact et sans contact. Dans les méthodes avec contact, la puissance de RF alimente directement la plaque rayonnante en utilisant un élément de connexion tel qu'une ligne microruban. Dans les techniques sans contact, le couplage de champ électromagnétique garantit le transfert de la puissance entre la ligne microruban et le patch rayonnant. Les cinq techniques d'alimentation les plus populaires utilisées sont la ligne microruban, la sonde coaxiale (techniques avec contact), le couplage par ouverture, le couplage par proximité et la ligne coplanaire.

2.4.1 Alimentation par ligne microruban

Dans ce type d'alimentation, la ligne microruban est connectée directement à la plaque microruban (Figure 2.3). L'alimentation peut être gravée sur le même substrat pour obtenir

une structure planaire.

L'avantage d'une telle technique est la facilité de fabrication et le prix abordable.

Cependant, son inconvénient majeur est le rayonnement parasite assez fort, ce qui les rend utilisable uniquement dans des applications qui n'exigent pas des performances élevées.

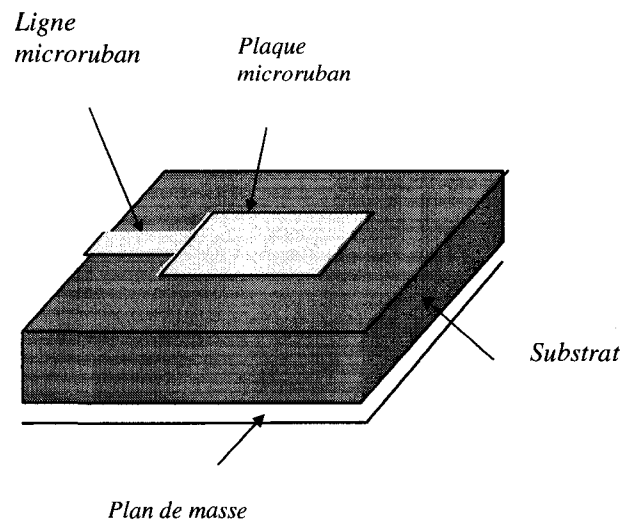


Figure 2.3 Alimentation par ligne microruban

2.4.2 Alimentation par câble coaxial (sonde)

L'alimentation coaxiale ou l'alimentation par sonde est une technique très connue

utilisée pour alimenter les antennes plaques. Le conducteur intérieur du connecteur coaxial

traverse le diélectrique et il est soudé au patch, alors que le conducteur extérieur est

relié au plan de masse (figure 2.4).

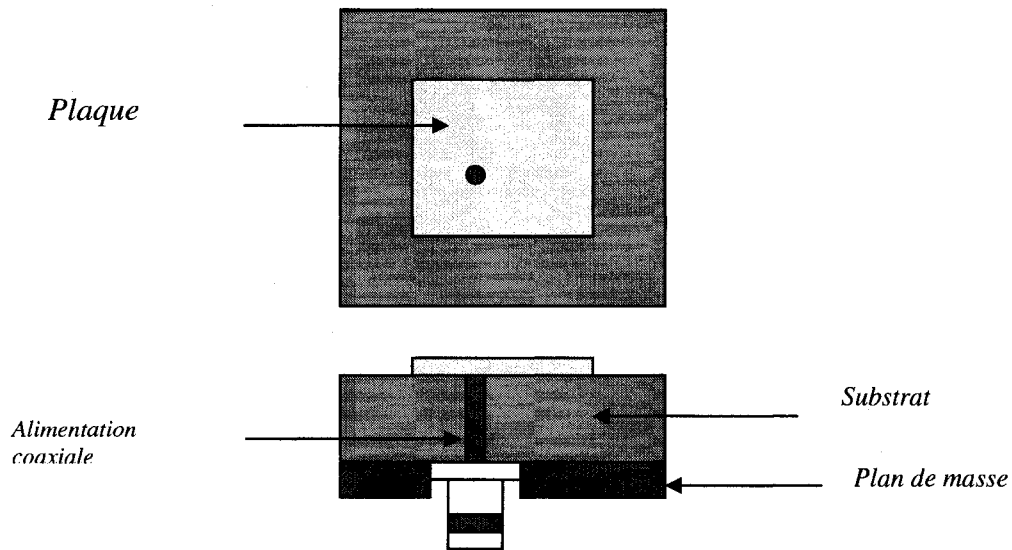


Figure 2.4 Alimentation coaxiale ou par sonde

L'avantage principal de ce type d'alimentation est qu'elle peut être placée à n'importe quel endroit désiré du patch afin d'assurer l'adaptation d'impédance. Cette méthode d'alimentation est facile à fabriquer et a un rayonnement parasite faible. Cependant, son inconvénient principal est qu'elle fournit une bande passante étroite et elle est difficile à modéliser car un trou doit être foré dans le substrat et le connecteur sort en dehors du plan de masse, ce qui ne la rend pas complètement plane pour les substrats épais ($h > 0.002\lambda_0$).

En outre, pour des substrats plus épais, l'accroissement de la longueur de sonde rend l'impédance d'entrée plus inductive, menant aux problèmes d'adaptation. Il est clair à partir de ce qu'on a vu qu'avec un substrat diélectrique épais, ce qui fournit une large bande passante, les alimentations par lignes microruban et par câble coaxial souffrent de plusieurs inconvénients. Les techniques d'alimentation sans contact que nous allons discuter ci-dessous résolvent ces problèmes.

2.4.3 Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, le patch rayonnant et la ligne microruban d'alimentation sont séparés par le plan de masse tel que représenté à la figure 2.5. Le couplage entre le patch et la ligne d'alimentation est assuré par une fente ou une ouverture dans le plan de masse.

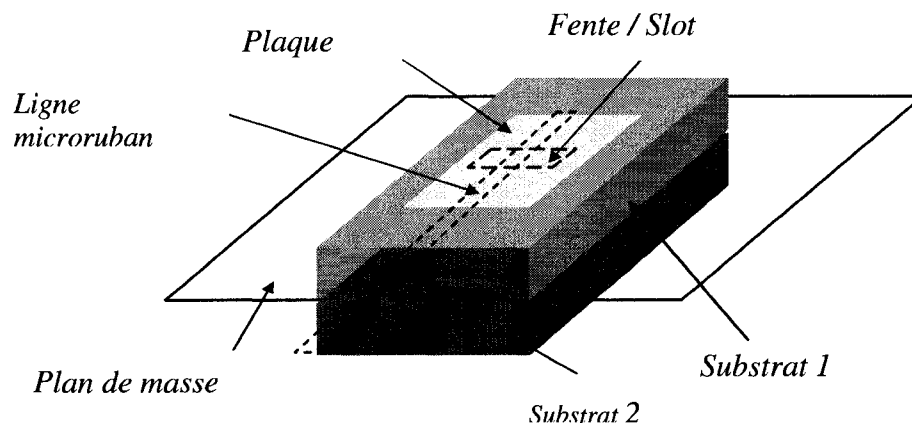


Figure 2.5 Alimentation par couplage par fente

L'ouverture de couplage est habituellement centrée sous le patch. La quantité de couplage à partir de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par la forme, la taille et l'emplacement de l'ouverture. Puisque le plan de masse sépare le patch et la ligne d'alimentation, le rayonnement parasite est minimisé. D'une façon générale, un matériau ayant une constante diélectrique élevée est employé pour le substrat inférieur, alors qu'un matériau épais et a une constante diélectrique faible est employé pour le substrat supérieur afin d'optimiser le rayonnement du patch. L'inconvénient majeur de cette technique d'alimentation est qu'elle présente des difficultés au niveau de la fabrication en raison des couches multiples, qui augmentent également l'épaisseur d'antenne. Cette technique d'alimentation fournit aussi une largeur de bande étroite.

2.4.4 Alimentation par couplage de proximité

Cette technique d'alimentation est connue également sous le nom de couplage électromagnétique. Deux substrats diélectriques sont employés tels que la ligne d'alimentation est située entre les deux substrats et le patch est imprimé sur le substrat supérieur comme il est montré à la figure 2.6. L'avantage principal de cette technique d'alimentation est qu'elle élimine le rayonnement parasite due à l'alimentation et fournit une largeur de bande très élevée (au-delà de 13%), en raison de l'augmentation globale de l'épaisseur de l'antenne microbande. Cette technique fournit également des choix entre deux milieux diélectriques différents, un pour le patch et un pour la ligne d'alimentation pour optimiser les performances de l'antenne.

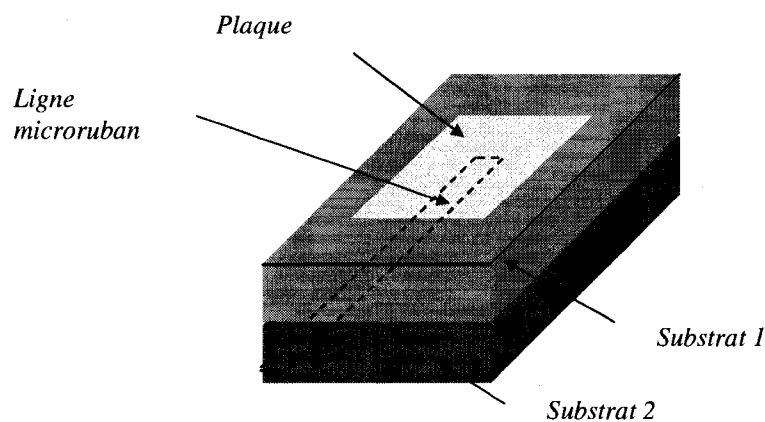


Figure 2.6 Alimentation par couplage de proximité

L'adaptation peut être réalisée en contrôlant la longueur de la ligne d'alimentation. L'inconvénient principal de cette technique d'alimentation est qu'elle est difficile à fabriquer en raison des deux couches diélectriques qui nécessitent un alignement approprié. En outre, il y a une augmentation de l'épaisseur globale de l'antenne.

2.4.5 Alimentation par guide d'ondes coplanaire

La structure de l'antenne patch alimentée par une ligne CPW est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat; l'élément rayonnant (patch) se trouve sur le côté supérieure et la ligne CPW se trouve sur le côté inférieur. Ceci permet d'avoir une intégration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont: efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnement. Dans le chapitre suivant , on va explorer cette structure en détails.

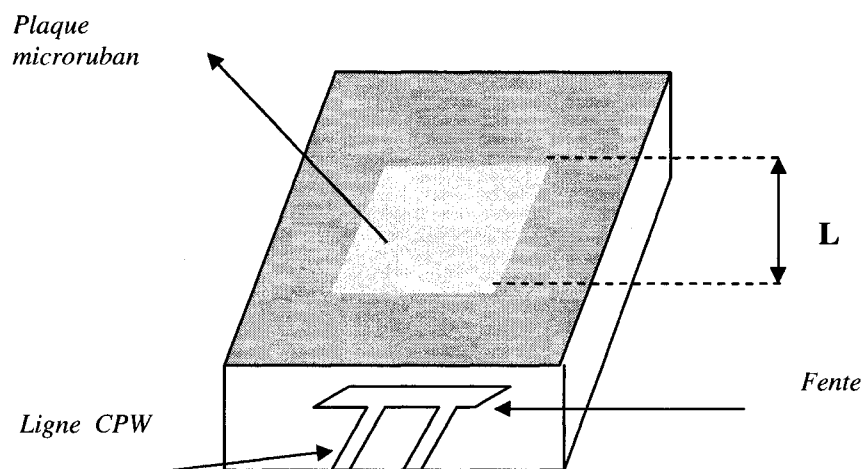


Figure 2.7 Alimentation par ligne CPW

2.5 Modèle d'Analyse

Différents modèles peuvent être utilisés pour prédire la fréquence de résonance, la bande passante, l'impédance d'entrée et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne microruban. Le modèle de ligne de transmission est le plus simple à implémenter et donne une bonne vue du comportement de l'antenne. Cependant, c'est le modèle le moins précis.

Les autres modèles, tels que le modèle de la cavité et l'analyse du champ complet (full-wave analysis) sont plus précis mais aussi plus complexes. Dans ce chapitre, nous nous contentons de présenter le modèle de lignes de transmission et le modèle de la cavité.

2.5.1 Modèle d'une ligne de transmission

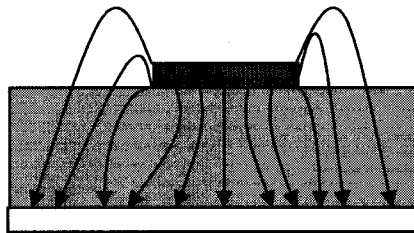


Figure 2.8 Lignes du champ électrique

On peut voir (Figure 2.8) que la plupart des lignes des champs électriques résident dans le substrat et une partie dans l'air. En conséquence, cette ligne de transmission ne peut pas soutenir le mode (TEM) puisque la vitesse de phase serait différente dans l'air et dans le substrat. Au lieu de cela, le mode dominant de propagation serait le mode quasi-TEM.

De là, une nouvelle constante effective du diélectrique (ϵ_{eff}) doit être calculée pour représenter le débordement et la propagation de l'onde à travers la ligne. La valeur de ϵ_{eff} est légèrement moins que ϵ_r , parce que les champs en périphérie de la plaque ne sont pas confinés au substrat, mais sont aussi présents dans l'air tel indiqué par la figure 2.8 ci-dessus. La valeur de ϵ_{eff} est définie par Balanis [11] comme suit :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (2.1)$$

où ϵ_{eff} = constante diélectrique effective du substrat, ϵ_r est la constante diélectrique du substrat, h est la hauteur du substrat et W est la largeur de la plaque.

La Figure 2.9 ci-dessous montre une antenne microruban rectangulaire de longueur L et de largeur W qui repose sur un substrat de hauteur h . L'axe de coordonnées est choisi tel que la longueur est le long de la direction x , la largeur le long de la direction y et la hauteur le long de la direction z .

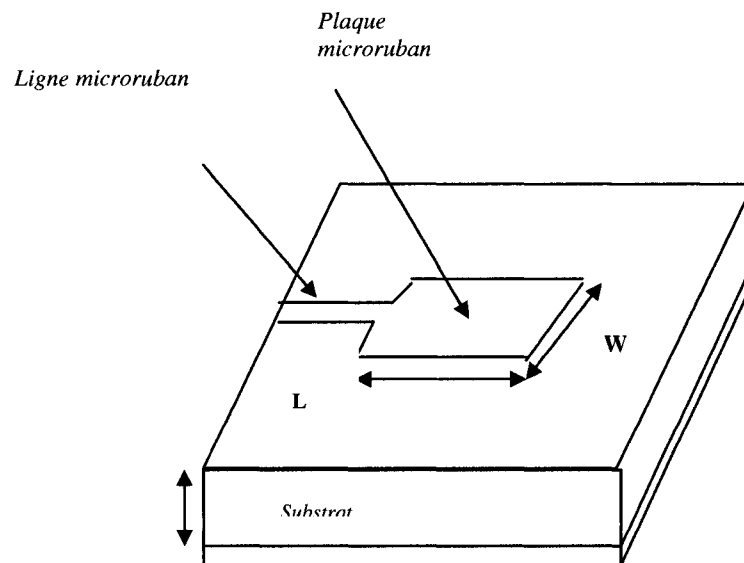


Figure 2.9 Antenne microruban à plaque

Pour opérer dans le mode TM_{10} , la longueur de la plaque doit être légèrement moindre que $\lambda/2$ où λ est la longueur d'onde dans le milieu diélectrique et est égal au $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans l'air libre. Le mode TM_{10} implique la variation du champ chaque $\lambda/2$ cycle sur la longueur et il n'y a aucune variation sur la largeur de la plaque. A la Figure 2.10 montrée ci-dessous, l'antenne microruban est représentée par deux fentes, séparées par une ligne de transmission de longueur L et un circuit ouvert aux deux bords.

Sur la largeur de la plaque, la tension est maximum et le courant est minimum en raison des bords ouverts. Les champs sur les arêtes peuvent être résolus en composantes normales et tangentielles par rapport la masse.

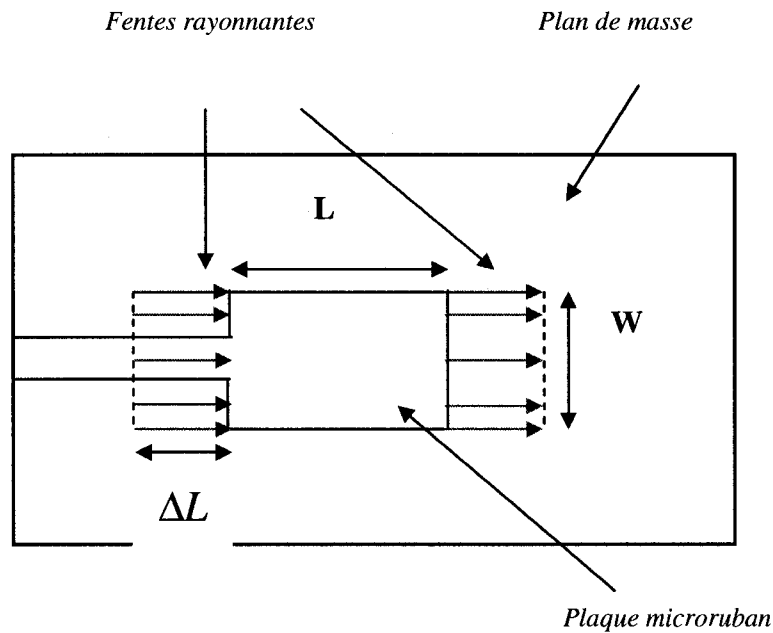


Figure 2.10 Vue de la face supérieure de l'antenne

Les champs le long des arrêtes (en largeur) peuvent être modelés comme des fentes rayonnantes et électriquement la plaque apparaît plus grande que ses dimensions physiques. Les dimensions de la pièce sur sa longueur ont maintenant été prolongées à chaque extrémité par une distance ΔL , donnée empiriquement par Stutzman [12] comme suit :

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (2.2)$$

La longueur effective de la plaque L_{eff} devient maintenant :

$$L_{eff} = L + 2\Delta L \quad (2.3)$$

Pour une fréquence de résonance donnée f_o , la longueur effective L_{eff} [11] s'exprime comme suit :

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_o\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.4)$$

Pour une antenne microruban rectangulaire, la fréquence de résonance est définie comme suit :

$$f_o = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\left(\frac{m}{L}\right)^2 + \left(\frac{n}{W}\right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.5)$$

où m et n sont les modes le long de L et W respectivement

Pour un rayonnement optimal, la largeur W doit satisfaire la relation suivante :

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad (2.6)$$

2.5.2 Modèle de la cavité

Dans le modèle de la cavité [13], la région entre la plaque et le plan de masse est traitée comme une cavité entourée par des murs magnétiques en périphérie et des murs électriques sur le dessus de la plaque et le dessous du plan de masse. Le champ électrique tangentiel aux frontières des parois latérales est déterminé par le courant magnétique équivalent à la frontière. Le rayonnement produit par ce courant est alors déterminé en supposant que la cavité est entourée par l'espace libre. Le modèle de la cavité convient aux différentes géométries de plaques telles que des anneaux, des rectangles, des triangles et des ellipses.

Puisque des substrats minces sont employés, le champ à l'intérieur de la cavité est uniforme le long de l'épaisseur du substrat. La théorie du modèle de la cavité est basée sur les observations suivantes pour les substrats minces ($h \ll \lambda_0$) :

- Les champs dans la région intérieure ne varient pas en fonction de z (c'est-à-dire, $\frac{\partial}{\partial z} = 0$)

parce que le substrat est très mince, $h \ll \lambda_0$.

- Le champ électrique est dans la direction Z seulement et le champ magnétique a seulement les composantes transversales H_x et H_y dans la région entre le métal de la plaque et le plan

de masse. On pose l'hypothèse de la présence de murs électriques au dessus et au bas de la cavité.

■ Le courant électrique dans la direction normale à la plaque au bord du métal de celle-ci est nul, ce qui implique que la composante tangentielle du champ \vec{H} le long de la périphérie de la plaque est négligeable et un mur magnétique peut y être placé. Mathématiquement,

$$\frac{\partial E_z}{\partial n} = 0.$$

La distribution du champ sur la plaque peut être divisée en deux régions: champs intérieurs et les champs extérieurs. Les champs extérieurs sont les champs hors de la région de cavité qui déterminent les caractéristiques de rayonnement de l'antenne plaque. Les champs intérieurs sont utiles pour déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne et les courants responsables du rayonnement.

Considérons la région de l'antenne entre le plan de masse et la métallisation de la plaque. Puisque le diélectrique est supposé mince, la distribution de champ dans cette géométrie peut être décrite par le mode TM avec $\frac{\partial}{\partial z} = 0$. En conséquence, il n'y a que trois composantes des champs E_z , H_x , et H_y .

Le champ électrique \vec{E} doit satisfaire l'équation d'onde :

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} - k^2 \vec{E} = -j \omega \mu_0 \vec{J} \quad (2.7)$$

$$\text{où : } \frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + k^2 E_z = j\omega\mu_0 J \quad (2.8)$$

avec $k^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r$ et J la densité de courant d'excitation de l'alimentation.

Le champ électrique dans la cavité de la plaque peut être exprimé en fonction des différents modes dans la cavité comme :

$$E_z(x, y) = \sum_m \sum_n A_{mn} \psi_{mn}(x, y) \quad (2.9)$$

où A_{mn} sont les coefficients d'amplitude qui correspondent aux vecteurs ortho normalisés ψ_{mn} des modes de champ électrique. ψ_{mn} doit satisfaire l'équation homogène d'onde, les conditions aux limites et les conditions de normalisation; c'est-à-dire :

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial x} \Big|_{x=0} = 0 = \frac{\partial \psi_{mn}}{\partial x} \Big|_{x=L} \quad (2.10)$$

$$\frac{\partial \psi_{mn}}{\partial y} \Big|_{y=0} = 0 = \frac{\partial \psi_{mn}}{\partial y} \Big|_{y=W} \quad (2.11)$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_{mn}^2 \right) \psi_{mn} = 0 \quad (2.12)$$

$$\iint_{x,y} \psi_{mn} \psi_{mn}^* dx dy = 1 \quad (2.13)$$

Les solutions sont :

$$\psi_{mn}(x, y) = \sqrt{\frac{\epsilon_m \epsilon_n}{LW}} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (2.14)$$

$m, n = 0, 1, 2, \dots, p, \dots$,

$$\text{avec } \epsilon_p = \begin{cases} 1 & \text{pour } p = 0 \\ 2 & \text{pour } p \neq 0 \end{cases} \quad k_m = m\pi/L, \quad k_n = n\pi/W \quad \text{et} \quad k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2.$$

Les coefficients A_{mn} de (2.9) sont déterminés par le courant d'excitation :

$$A_{mn} = \frac{j\omega\mu_0}{k^2 - k_{mn}^2} \iint_{\text{champ}} \psi_{mn}^* J_z dx dy. \quad (2.15)$$

L'impédance d'entrée est d'un grand intérêt pour la conception d'une antenne microruban, elle est égale au rapport entre la tension d'alimentation et le courant au point d'alimentation.

La tension est l'intégrale du champ électrique à l'entrée, soit $E_z(x_0, y_0)$. Tant que ce champ n'est pas une fonction de z (substrat mince), la tension d'alimentation est

$V_{in} = -h E_z(x_0, y_0)$, h étant la hauteur du substrat.

L'impédance d'entrée $Z_{in} = V_{in}/I_0$ peut s'écrire comme :

$$Z_{in} = -j\omega\mu_0 h \sum_m \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\psi_{mn}^2(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn} \quad (2.16)$$

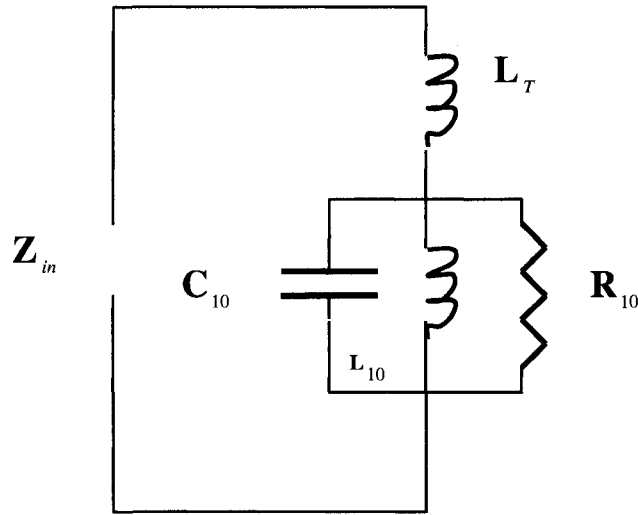


Figure 2.11 : Modèle simplifié pour antenne microruban en mode TM_{10}

où G_{mn} est le coefficient d'amplitude dépendant de la géométrie d'alimentation. Pour les petites sources d'alimentation de courant constant, où la source occupe une surface de dimensions dx et dy , G_{mn} est donné par :

$$G_{mn} = \frac{\sin\left(\frac{n\pi dx}{2L}\right)}{\frac{n\pi dx}{2L}} \frac{\sin\left(\frac{m\pi dy}{2W}\right)}{\frac{m\pi dy}{2W}} \quad (2.17)$$

Pour une source en ligne microruban, $dx = 0$ et dy est égale à la largeur effective de la ligne d'alimentation.

C_{10} , L_{10} et R_{10} peuvent être obtenus de (2.16).

$$C_{10} = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{L_T}{j\omega X_{10}} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r LW}{2h} \cos^{-2} \frac{\pi x_0}{L} \quad (2.18)$$

$$L_{10} = \lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{X_{10}}{j\omega_{10}} = \frac{1}{C_{10} \omega_r^2} \quad (2.19)$$

$$R_{10} = \frac{Q_T}{\omega_r C_{10}} \quad (2.20)$$

Si f_r est la fréquence de résonance de l'antenne patch, R la résistance du circuit résonnant et Q_T est le facteur de qualité total alors, ces valeurs peuvent être obtenues de la courbe de l'impédance :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.21)$$

$$Q_T = R\sqrt{LC} \quad (2.22)$$

Les valeurs de L et C sont données par :

$$L = \frac{R}{2\pi f_r Q_T} \quad (2.23)$$

$$C = \frac{Q_T}{2\pi f_r R} \quad (2.24)$$

D'où l'impédance d'entrée du circuit parallèle RLC (figure 2.11) est :

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}} \quad (2.25)$$

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les antennes microruban, leurs caractéristiques, leurs mécanismes de rayonnement et les méthodes d'analyse. À partir de celle-ci, on peut obtenir une compréhension des phénomènes liés aux antennes microruban et établir les grandes lignes de la conception de l'antenne proposée dans le cadre de cette maîtrise. Cependant, il serait très difficile de faire une conception précise à partir des analyses théoriques. Des

logiciels de simulations, comme on le verra par la suite, donnent des résultats assez proches de la réalité expérimentale.

CHAPITRE 3 : ANALYSE D'UNE ANTENNE PLAQUE ALIMENTÉE AVEC LA TECHNOLOGIE CPW

3.1 Introduction de la technologie uniplanaire

Pour la fabrication des circuits micro-ondes en technologie uniplanaire, on doit utiliser un substrat diélectrique. Ce substrat diélectrique est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r qui introduit certaines atténuations du signal appliqué. L'atténuation du signal est due aux pertes dans le diélectrique (caractérisée par sa tangente de pertes $\tan\delta$), aux pertes dans le métal par effet Joule (liées à sa conductivité σ) et aux pertes par rayonnement. Comme pour toutes les lignes de transmission, les paramètres importants des structures planaires sont:

- impédance caractéristique Z_0 dont la connaissance permet de réaliser des adaptations afin d'éviter les pertes par réflexion,
- coefficient de pertes α . Celui-ci tient compte des pertes par effet Joule dans le métal et des pertes dans le diélectrique,
- longueur d'onde λ , ou encore le rapport $\frac{\lambda}{\lambda_0}$ où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide d'une onde de la même fréquence. Si ce rapport dépend de la fréquence, la ligne est alors dispersive. D'autre part, il est intéressant de connaître λ pour dimensionner le circuit à concevoir.

En structure uniplanaire, une face du substrat est métallisée en grande partie. Ce substrat est un guide d'onde dans lequel peuvent se propager plusieurs modes de propagation indésirable [14].

Par conséquent, il faut absolument limiter la possibilité d'excitation de ces modes par l'onde propagée dans la ligne de transmission.

Le premier mode de surface (i.e., mode TM_0) a une fréquence de coupure nulle et le deuxième (mode TE_0) a une fréquence de coupure égale à [15] :

$$f_{cTE0} = \frac{1}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.1)$$

Ce qui donne

$$h = \frac{\lambda_{0cTE0}}{4\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3.2)$$

Des études ont déjà été présentées sur ce sujet [15,16] et les résultats justifient l'utilisation d'un substrat d'épaisseur "h" de tel sorte que:

$$h \leq \frac{0.1\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.3)$$

Dans cette formule, " λ_0 " est la longueur d'onde dans le vide pour la fréquence considérée et " ϵ_r " est la permittivité relative du substrat. Un autre ordre de grandeur est donné dans l'article [15] indiquant que l'épaisseur du substrat doit être inférieure à $\lambda_g/10$. Dans notre cas, on a choisit une épaisseur une $h = 1.57$ mm, à la fréquence 3.9 GHz et la permittivité

$\epsilon_r = 2.2$, qui est bien inférieure à 5.2 mm qui correspond à $h \leq \frac{0.1\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$.

3.2 La ligne de transmission coplanaire CPW

3.2.1 Introduction

La ligne de transmission coplanaire, communément appelée ligne CPW (i.e. « Coplanar Wave Guide »), est une ligne pour laquelle tous les conducteurs sont situés sur un même plan. Elle est constituée d'un conducteur central de largeur G localisé entre deux plans de masse via des fentes de dimension S , le tout imprimé sur un substrat de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h . La fig. 3.1 montre une ligne coplanaire conventionnelle.

Dans ce type de ligne de transmission [17], les deux premiers modes de propagation sont le mode commun et le mode différentiel (mode CPW). Pour utiliser la ligne coplanaire dans des conditions normales de fonctionnement, il faut s'assurer que seul le mode différentiel soit propagé. En effet, la propagation de deux modes cause une dispersion du signal due à la différence des constantes de propagation pour chaque mode. De plus, le mode commun va résonner le long de la ligne, ce qui cause beaucoup de pertes d'énergie par rayonnement. Pour utiliser la ligne en fonctionnement différentiel, il faut maintenir les deux plans de masse au même potentiel. Ceci est généralement obtenu par des ponts à air (air bridge), qui sont des contacts électriques reliant les deux plans de masse en passant par-dessus du conducteur central. Ceci va permettre de conserver un fonctionnement monomode pour la ligne de transmission. Le mode propagé est donc le mode différentiel (mode CPW) qui est un mode de propagation quasi-TEM à symétrie pour le champ électrique tel qu' illustré par la Fig. 3.1.b.

Le mode de propagation quasi-TEM supporté par la ligne CPW possède une faible dispersion, ce qui offre un potentiel pour les circuits RF large bande[18].

En outre, les pertes dans la ligne CPW due au diélectrique sont inférieures à celles encourues dans la ligne microruban puisque les champs sont divisés entre l'air et le diélectrique. Par contre, dans la ligne microruban, les champs sont contenus dans le diélectrique au-dessous de la ligne.

L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne CPW peut être calculée en employant les techniques et les formules rapportées dans [19]. L'expression analytique de la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 présenté dans [19]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (3.4)$$

$$Z_0 = \frac{1}{C v_{ph}} \quad (3.5)$$

où C est la capacité par unité de longueur de la ligne CPW et C_0 est la capacité par unité de longueur de ligne en absence du substrat diélectrique. v_{ph} est la vitesse de phase.

$$v_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.6)$$

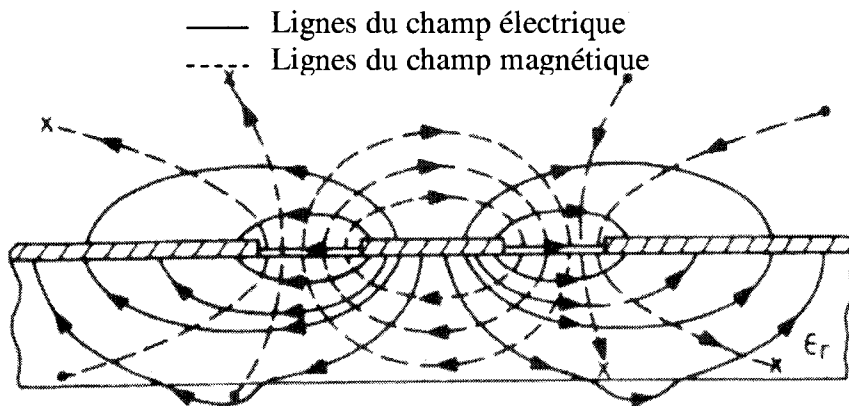
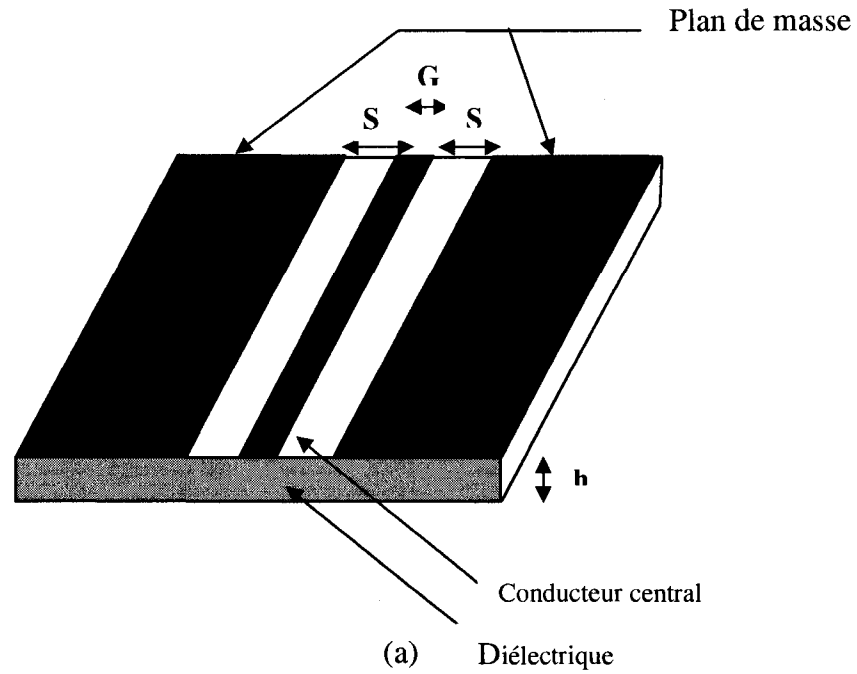
Pour obtenir des performances particulières, plusieurs géométries de la ligne CPW ont été proposées en modifiant la conception de base. Le tableau 3.1 montre les variations majeures de la ligne CPW et leurs caractéristiques modifiées. Ces lignes CPW modifiées introduisent des considérations additionnelles lors de la conception pour atteindre des objectifs souhaités. Dans beaucoup d'applications, la ligne CPW doit être enveloppée avant d'être attachée à d'autres composants du système. Un bouclier ou une couverture métallique peuvent avoir

pour effet de changer l'impédance Z_0 de la ligne de CPW, selon l'espace entre le bouclier et la ligne. La ligne CB-CPW (Conductor Backed CPW) a également été proposée.

C'est une autre sorte de ligne CPW ayant des considérations additionnelles de conception par rapport à la ligne CPW. Le support conducteur au-dessous du substrat réduira l'impédance caractéristique de la ligne ; donc des modifications à la largeur de ligne doivent être faites pour maintenir la même valeur de Z_0 . La ligne CB-CPW souffre également d'un mode parasite additionnel, le mode des plaques parallèles (parallel plate mode). Ce mode est similaire au mode parasite dans la ligne microruban. Ce mode parasite est toujours plus lent que le mode dominant de CPW et il est ainsi toujours présent à un certain degré.

Type	Modification	Caracteristiques désirées
Plan de masse fini	La largeur du plan de masse plus petite	Réduction globale de la ligne
Protégé (Shielded)	bouclier métallique au-dessus du CPW	Protection et sceller le circuit
CB-CPW	Un plan de masse au-dessous du substrat	<ul style="list-style-type: none"> _ Support mécanique _ Manipulation de puissance _ Bonne transition CPW-Microruban
Multicouches	Plusieurs couches de substrat dielectrique	<ul style="list-style-type: none"> _ Compabilité avec les architectures Multicouches _ Modification de Z_0 sans changer W et S.
Assymétrique	Les largeurs des fentes ne sont pas égales.	Un simple ajustement de Z_0 par un changement d'un seul paramètre

Tableau 3.1: Différentes géométries de la ligne CPW



(b)

Fig. 3.1 – Ligne coplanaire (a) Layout (b) Lignes des champs

3.2.2 Détermination des dimensions de la ligne CPW

Dans notre étude, on considère une impédance caractéristique Z_0 égale à 50 Ohms. Les dimensions de la ligne CPW correspondantes à Z_0 seront calculées à l'aide du logiciel

LineCalc. Les résultats obtenus, comme le montre la Figure (3.2), sont :

la largeur du conducteur central $S = 4.3$ mm ;

- la largeur de la fente (gap) $G = 0.15$ mm;

- la valeur de $G=0.15$ mm est la valeur minimale tolérée pour des considérations pratiques (procédés de fabrication)

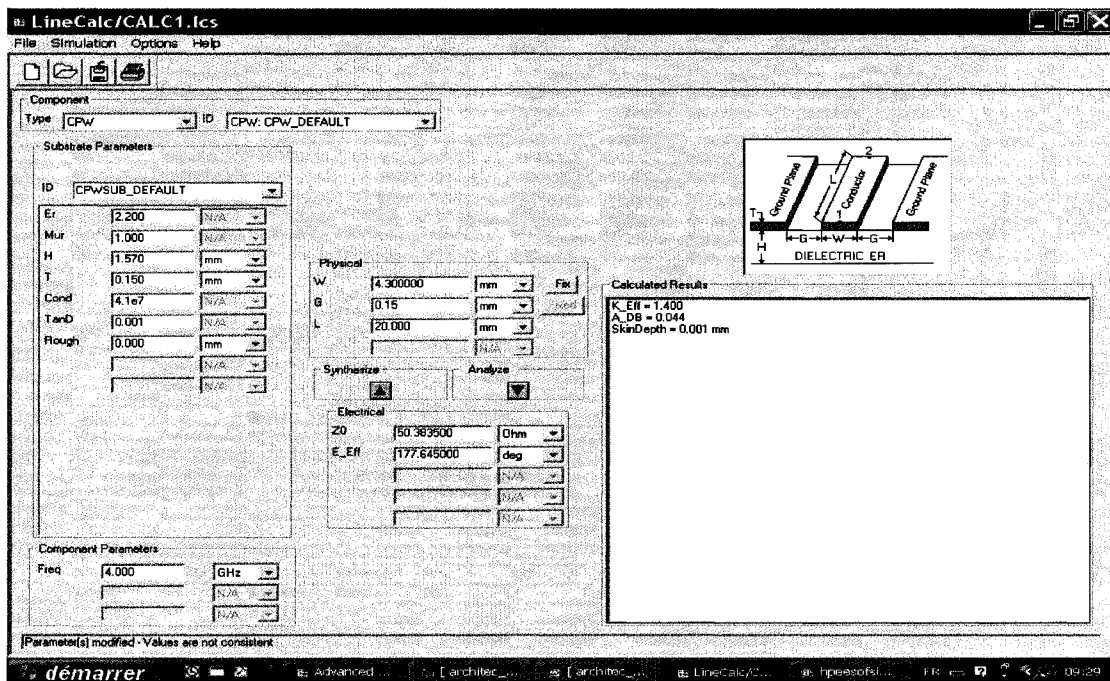


Figure 3.2 Interface graphique du logiciel LineCalc

3.3 Application de la ligne CPW aux antennes plaques

La structure de l'antenne plaque alimentée par une ligne CPW est plus simple que celle alimentée par couplage via une ouverture. Cette antenne est constituée seulement d'un seul substrat; l'élément rayonnant (plaque) se trouve sur le côté supérieur et la ligne CPW se trouve sur le côté inférieur. Ceci permet d'avoir une intégration facile des dispositifs actifs avec les lignes d'alimentation. Les avantages de cette structure sont: efficacité améliorée, bande passante élargie et meilleure isolation entre le circuit d'alimentation et l'élément rayonnant.

Les figures 3.3 (a) et 3.3 (b) montrent la structure de l'antenne plaque alimentée par une ligne CPW pour les deux types d'excitation capacitive et inductive respectivement.

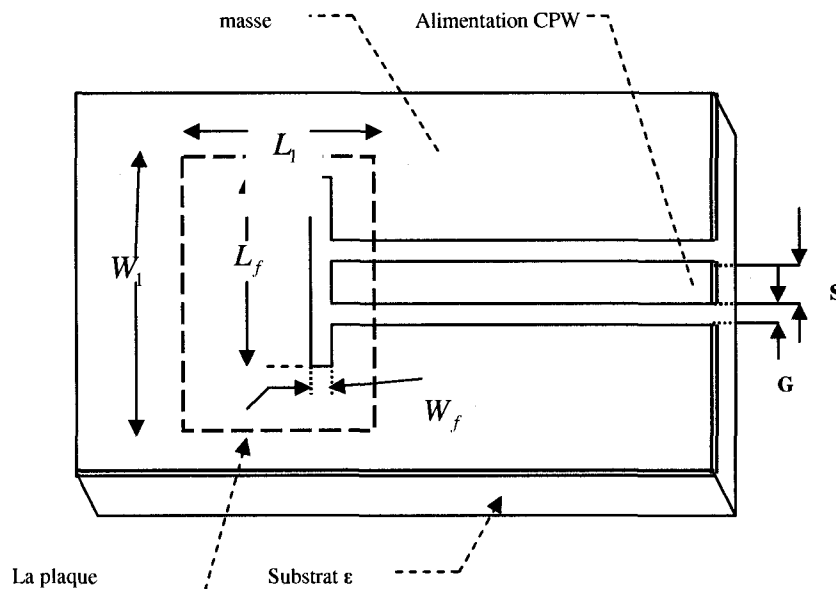


Figure 3.3 a) Antenne plaque avec un couplage capacitif

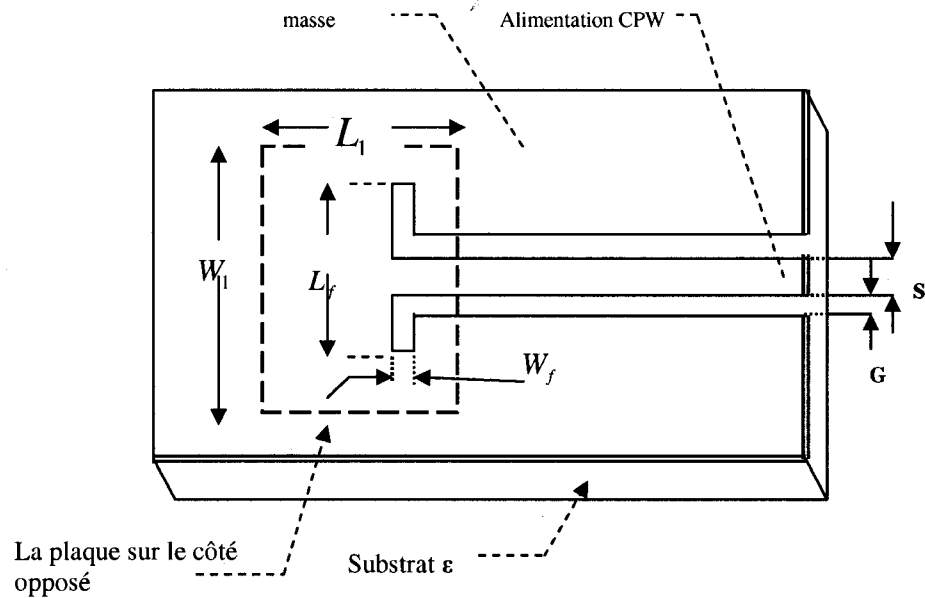


Figure 3.3 b) Antenne plaque avec un couplage inductif

3.4 Choix du type de couplage

Dans ce contexte, les deux topologies précédentes vont être simulées. Les dimensions de la plaque rayonnante ($W=30.4\text{mm}$, $L=25\text{mm}$) ont été calculées en utilisant le modèle de ligne de transmission (Annexe A).

L'excitation de la plaque rayonnante se fait à travers la fente située à l'extrémité de la ligne coplanaire. Dans ce chapitre, on cherche à trouver les dimensions de la fente qui correspondent à un meilleur rayonnement de la plaque.

Afin d'atteindre notre objectif, on a réalisé plusieurs simulations avec les deux types d'excitations. Le paragraphe 3.4.1 porte sur la description du logiciel Momentum de ADS qu'on a utilisé. Les chapitres 3.4.2 et 3.4.3, portent sur les résultats de simulation.

Les dimensions de la plaque rayonnante ($W = 30.4$ mm, $L = 25.0$ mm) ont été calculées en utilisant le modèle de la ligne de transmission (Cf. Annexe A).

3.4.1 Présentation du logiciel de simulation Momentum HP

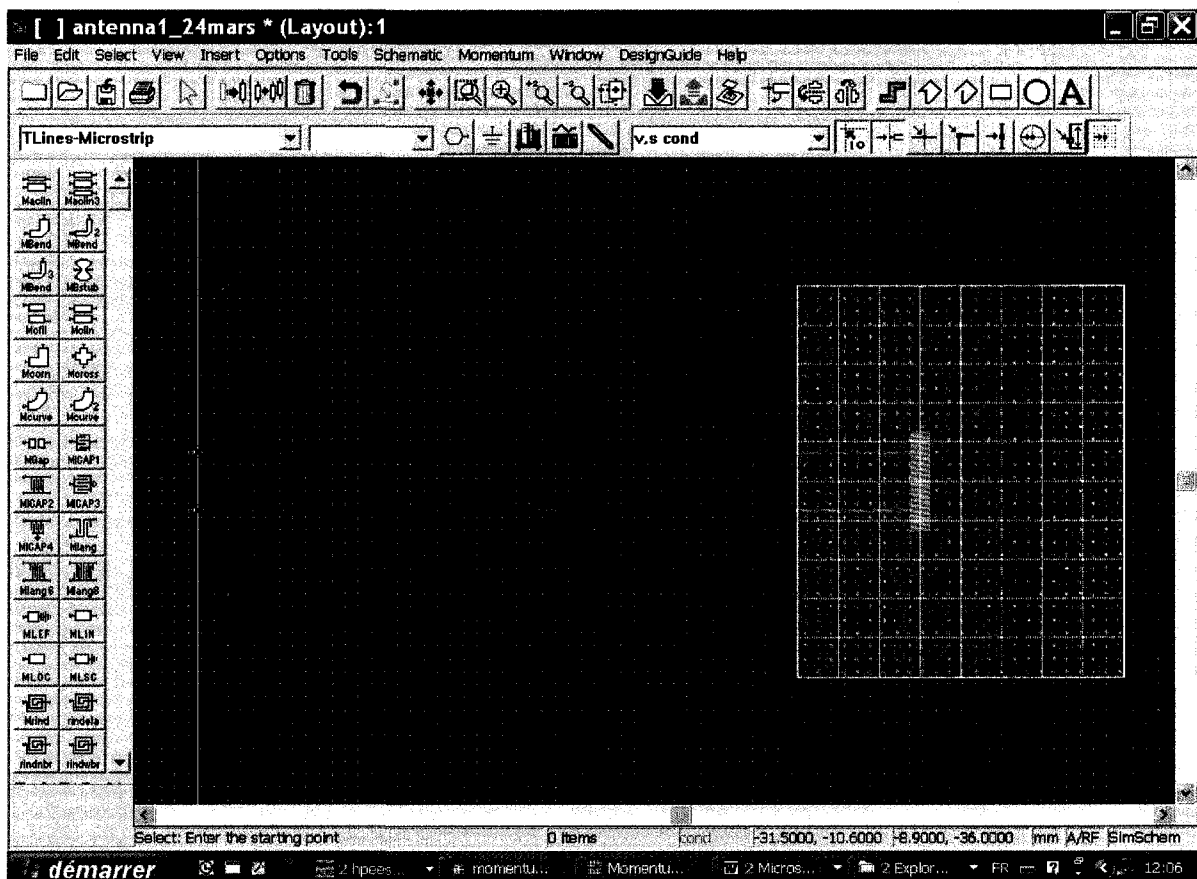


Figure 3.4 Interface graphique du logiciel Momentum

Le comportement électrique de l'antenne dépend de manière complexe de l'ensemble des paramètres géométriques et physiques de la structure. Ce type de structure n'est pas facile à analyser autrement que par une simulation électromagnétique à l'aide des méthodes numériques classiques telles que méthode des moments, méthode spectrale, méthode des éléments finis, différences finies, etc...

Le logiciel Momentum HP est basé sur la méthode des moments. Il permet au simulateur de prendre en compte les inductances propres, les inductances mutuelles et les capacités entre toutes les parties de la structure simulée. Après la phase de dessin de la structure, un maillage est réalisé à partir de cellule de base de type triangle ou rectangle. En lançant la simulation, une matrice est construite dont les éléments représentent l'interaction entre toutes les cellules du maillage. Ce sont donc des impédances qui sont par la suite calculées par le simulateur. La structure est finalement excitée à ses accès et le programme en déduit les paramètres de dispersion (paramètres S) du circuit. Disposant aussi de la valeur de la distribution des courants magnétiques (ou électrique) sur le circuit, le logiciel offre la possibilité de tracer le diagramme de rayonnement en champ lointain.

3.4.2 Excitation avec couplage capacitif

La géométrie de l'antenne plaque alimentée par une excitation capacitive est illustrée par la figure 3.5. Cette technique d'alimentation correspond à un circuit ouvert. Le circuit ouvert est formé par une fente de largeur W_f et placée à l'extrémité du conducteur central.

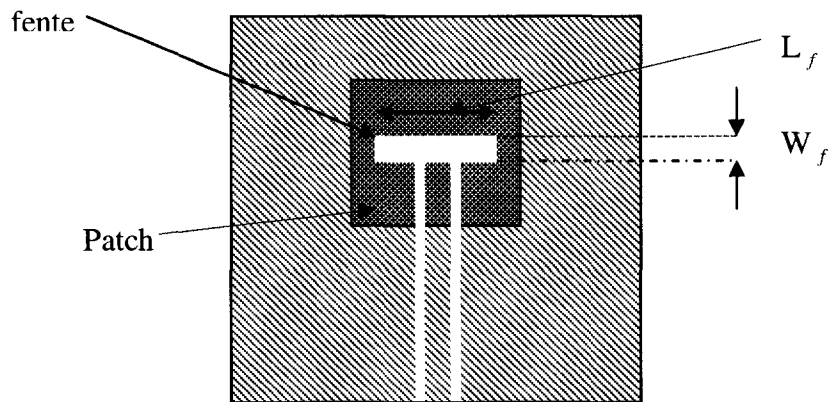


Figure 3.5 Antenne plaque à couplage capacitif

Ceci permet de générer un champ électrique dans le circuit ouvert entre l'extrémité du conducteur central et le plan de masse, ce qui produit également une réactance capacitive, d'où le nom de couplage capacitif.

Pour réaliser les simulations avec le logiciel Momentum, on a fait varier la longueur de la fente (L_f) de 4.7 mm à 10.7 mm. La figure 3.6, illustre l'effet de cette variation sur la valeur du coefficient de réflexion S_{11} . L'allure de ces courbes montre que la fréquence de résonance diminue de 3.78 GHz à 3.65 GHz. Par contre, pour une longueur L_f en dehors de l'intervalle [4.7mm, 10.7 mm] on obtient un gain relativement faible, ce qui justifie le choix de cet intervalle.

Pour assurer le transfert maximum de puissance du générateur vers l'antenne au complet, il faut être en mesure d'avoir une bonne adaptation entre l'antenne et la ligne CPW.

Pour atteindre cet objectif, on peut procéder de deux manières :

- garder le lieu d'excitation au centre de l'élément rayonnant et ajuster la largeur w de l'élément rayonnant
- garder la forme rectangulaire de l'élément rayonnant en ajustant la zone d'excitation en variant la longueur L_f .

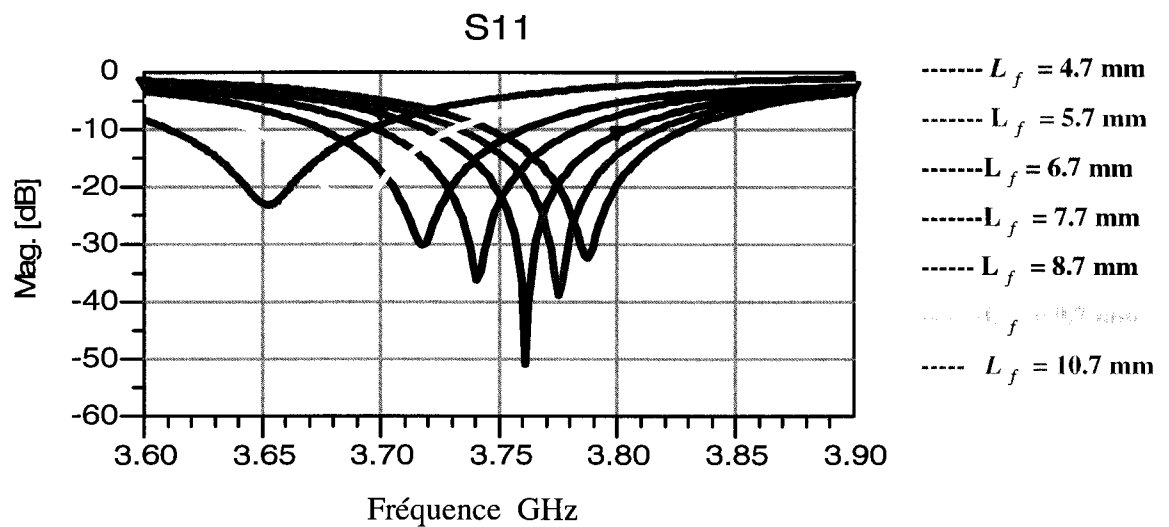


Figure 3.6 Effet de la variation de la longueur L_f de la fente sur le S_{11}

3.4.3 Excitation avec couplage inductif

Dans ce cas la fente est équivalente à un court-circuit, le court-circuit se forme par la connexion du conducteur central au plan de masse de la ligne CPW, ce qui permet à un courant RF de traverser autour des extrémités des fentes.

Ceci permet à l'énergie magnétique d'être emmagasinée derrière l'extrémité de la fente, donnant lieu à une réactance inductive d'où le nom de couplage inductif figure 3.7.

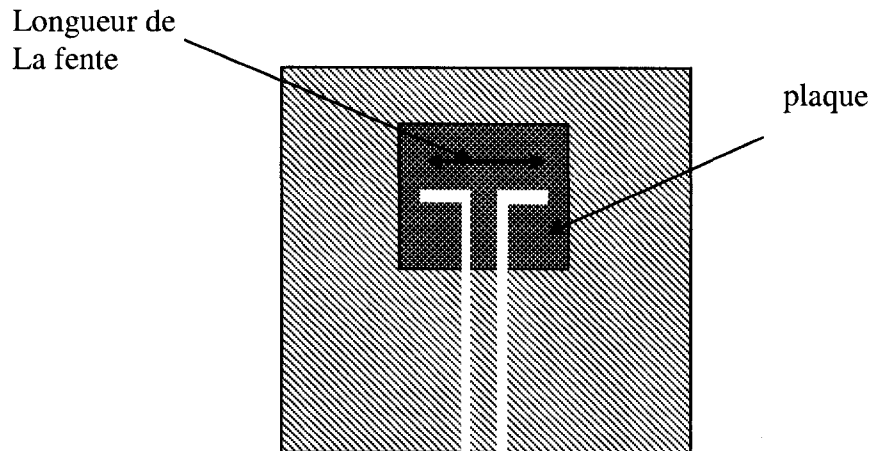


Figure 3.7 Antenne plaque à couplage inductif

Dans le cas d'un couplage inductif, on a fait varier la longueur L_f de 12.8 mm à 15.8 mm. La figure 3.8 donne l'effet de cette variation sur la valeur du coefficient de réflexion. Comme on peut le constater, cette variation donne lieu à une fréquence de résonance oscillant autour de la valeur 3.65 GHz. En dehors de l'intervalle [12.8 mm, 15.8 mm], le gain obtenu n'est pas satisfaisant. Par conséquent, on n'a pas jugé utile de faire des simulations en dehors de l'intervalle en question.

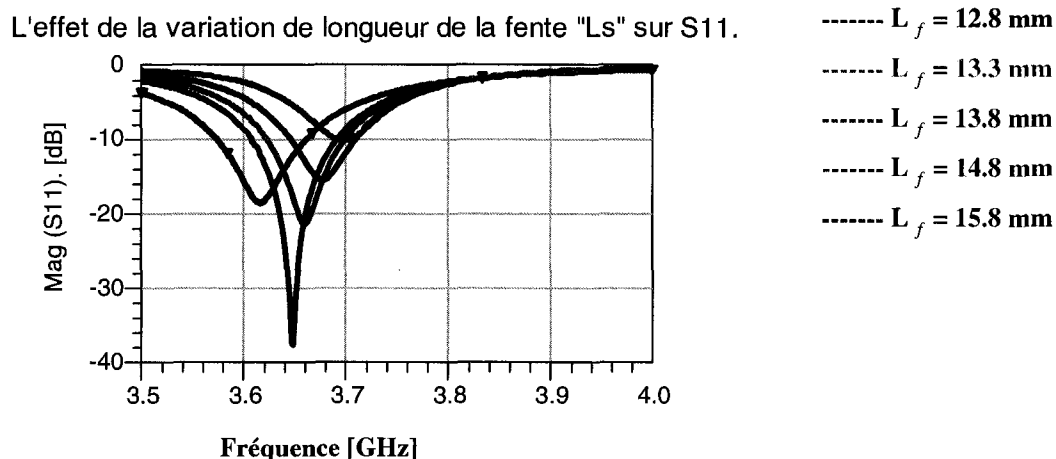


Figure 3.8 Effet de la longueur de la fente sur le coefficient de réflexion

3.5 Antenne candidate

Pour réaliser notre antenne, on a choisit le couplage capacitif. Ce choix est justifié par :

- L'avantage en terme de bande passante que ce type de couplage offre (2.5%)
- Le couplage capacitif nous permet aussi d'obtenir un gain plus avantageux
- La variation de la fréquence de résonance est plus sensible aux variations de la longueur L_f

La Figure 3.10 montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour une longueur $L_f = 7.7$ mm. Les diagrammes de rayonnement en 2D et 3D sont donnés par les figures 3.11 et 3.12. Le gain obtenu est de 7.34 dBi (figure 3.13) et , pour ce qui est de l'efficacité, elle est de 93.77 % (figure 3.14).

On peut conclure que les performances de l'antenne candidate telles que prédites par le logiciel, sont très satisfaisantes pour être utilisée en double fréquence dans le chapitre suivant.

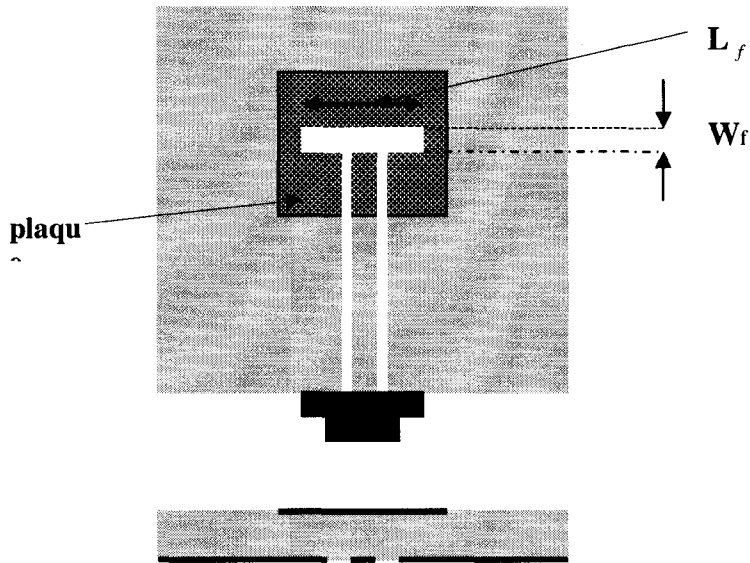


Figure 3.9 Antenne candidate

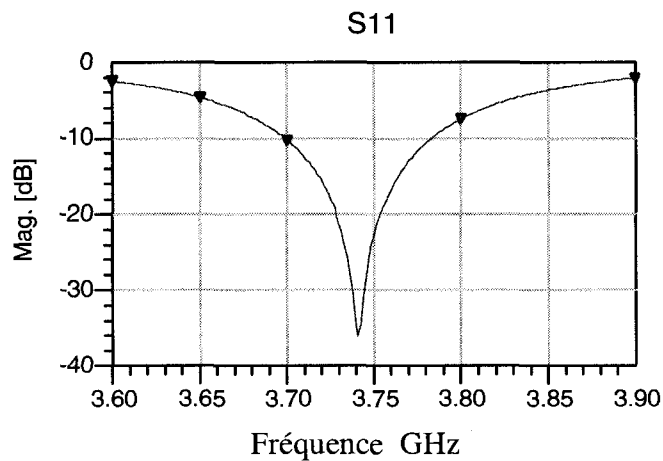


Figure 3.10 Coefficient de reflex ion pour $L_f = 7.7$ mm

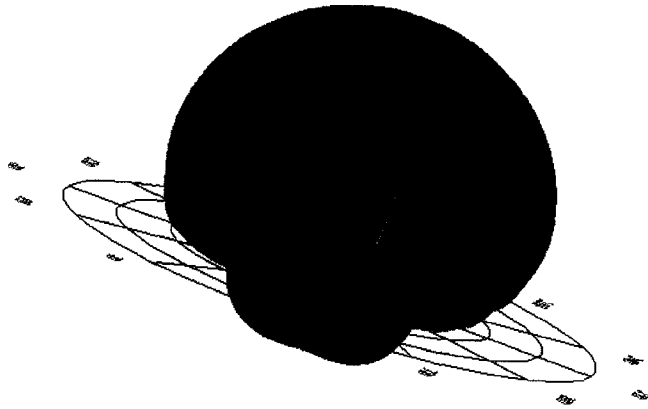


Figure 3.11 Diagramme de rayonnement 3D pour $L_f = 7.7$ mm

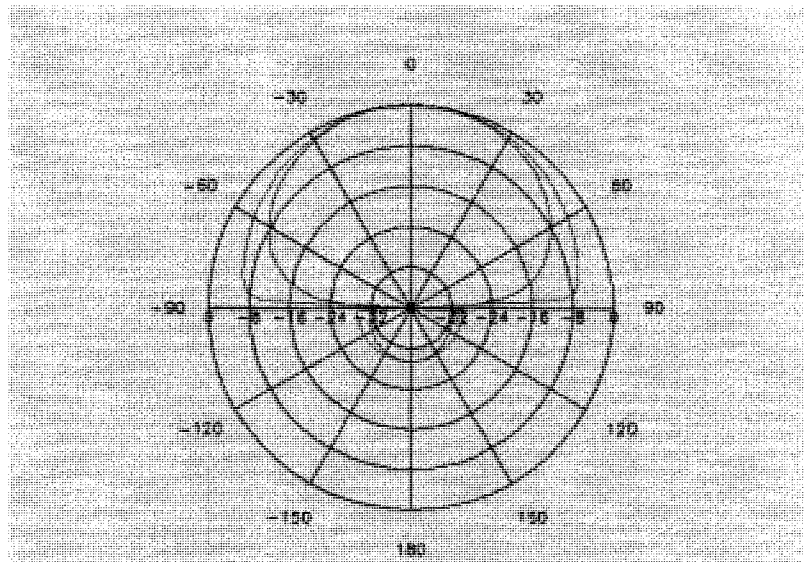


Figure 3.12 Diagramme de rayonnement 2D pour $L_f = 7.7$ mm

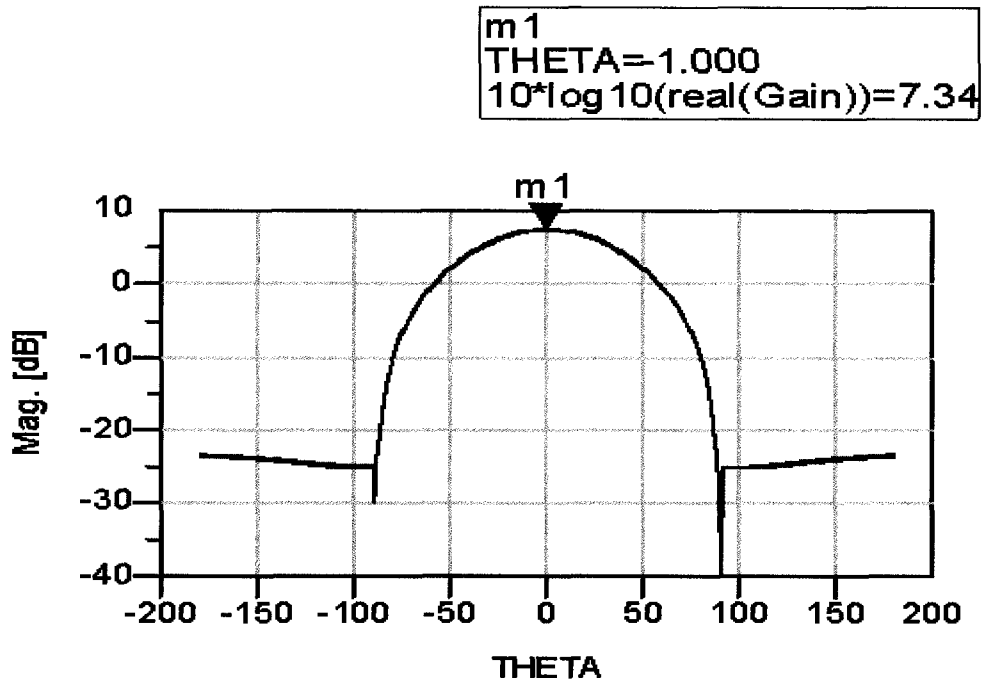


Figure 3.13 Gain de l'antenne

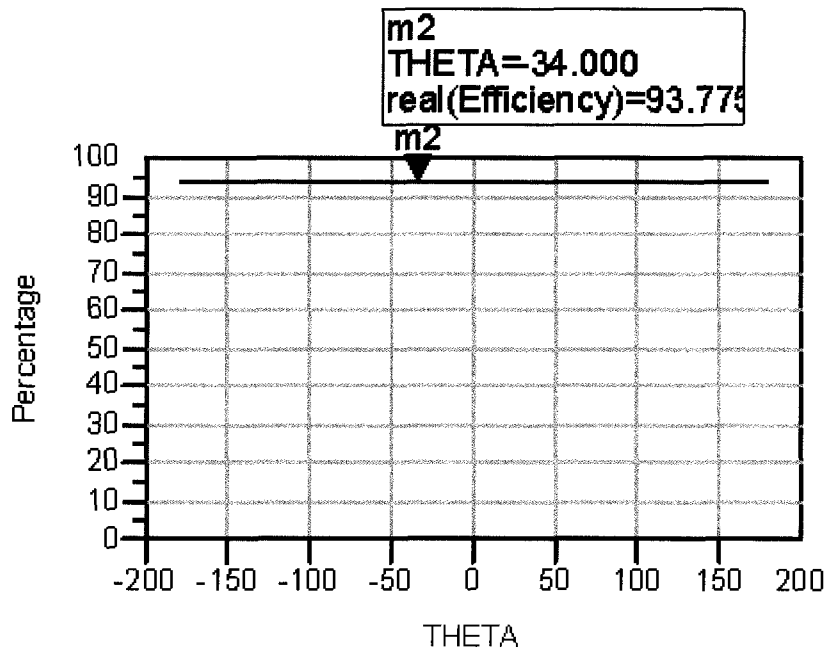


Figure 3.14 Efficacité de l'antenne

3.6 Conclusion

Le problème de la largeur de bande reste toujours un obstacle dans les systèmes de communications. A cet effet, une nouvelle antenne alimentée par une ligne coplanaire est mise en œuvre pour apporter une solution à cet inconvénient.

Dans ce chapitre, on a opté pour l'alimentation à couplage capacitif qui offre une bande passante plus intéressante par rapport à celle qu'on puisse obtenir avec un couplage inductif. En plus, avec le couplage capacitif, la fréquence de résonance est fortement dépendante de la variation de la longueur L_f , ce qui n'est pas le cas du couplage inductif.

CHAPITRE 4 : CONCEPTION D'UNE ANTENNE MICRORUBAN A DOUBLE FREQUENCE

4.1 Introduction

En principe, les antennes plaques multibandes doivent opérer avec des caractéristiques similaires, que ce soit en termes de rayonnement ou d'impédances, à deux fréquences différentes ou plus. On a déjà montré qu'une antenne microruban rectangulaire peut être considérée comme une cavité avec des frontières magnétiques sur les côtés rayonnants. Les trois premiers modes ayant la même polarisation peuvent être identifiés par TM_{10} , TM_{20} , TM_{30} . TM_{10} est le mode typiquement utilisé dans les applications pratiques. TM_{20} et TM_{30} sont associés à une fréquence qui est respectivement égale au double et au triple de celle associée à celle de TM_{10} . Ceci donne la possibilité d'opérer à de multiples fréquences. La manière la plus simple pour opérer une antenne à double fréquences est d'utiliser la première résonance des deux dimensions orthogonales de l'antenne plaque, c'est-à-dire les modes TM_{10} et TM_{01} [20] et [21]. Les caractéristiques de ces antennes sont : (a) leur capacité à atteindre simultanément l'impédance d'entrée aux deux fréquences avec une seule structure d'alimentation, (b) l'excitation des deux différentes fréquences permet de réaliser deux polarisations orthogonales.

Les modes orthogonaux peuvent être aussi excités par des points de deux structures d'alimentation séparées [22]. Dans [22], une structure circulaire est utilisée en appliquant deux modes excités par deux fentes orthogonales dans la cavité circulaire.

Une autre façon d'obtenir le comportement à double fréquence est d'utiliser des antennes plaques multicouches empilées (multilayer stacked patches) ou en imprimant plus de résonateurs sur le même substrat

Avec ces structures, le comportement à double fréquence est obtenu au moyen de plusieurs éléments rayonnants, chacun d'eux supportant des courants et des rayonnements importants à la résonance. Ces antennes fonctionnent avec la même polarisation à deux fréquences, aussi bien qu'avec une polarisation duale.

La technique la plus populaire pour obtenir un comportement à double fréquence est l'introduction d'un chargement réactif appliquée à la plaque microruban [23], Ceci indique que l'utilisation d'une seule alimentation pour les deux fréquences sur un élément simple de rayonnement est faisable.

Maci,S [9] a proposé une antenne plaque rectangulaire avec deux fentes étroites gravées parallèlement et proche du bord de rayonnement pour obtenir l'opération à double fréquence. Dans cette conception à double fréquence, les deux fréquences de fonctionnement sont associées aux modes TM_{10} et TM_{30} du patch sans fentes. En outre, ces deux fréquences de fonctionnement ont la même polarisation planaire et les mêmes modèles de rayonnement, avec un rapport de fréquence dans la gamme de 1.6-2.0 pour le cas d'une simple sonde d'alimentation.

4.2 Conception de l'antenne à double fréquences

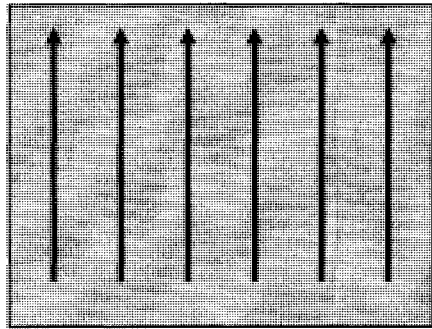
Au chapitre précédent, on avait obtenu une antenne candidate pour notre design. C'est une antenne plaque à couplage capacitif opérant en mode mono-fréquence. L'objectif de notre étude est de concevoir une antenne plaque opérant en double fréquence. Ce chapitre présente les détails de la technique pour faire opérer notre antenne en mode double fréquences. Cette technique, que nous croyons originale, consiste à introduire une fente étroite sur la plaque.

4.2.1 Conception avec une fente étroite

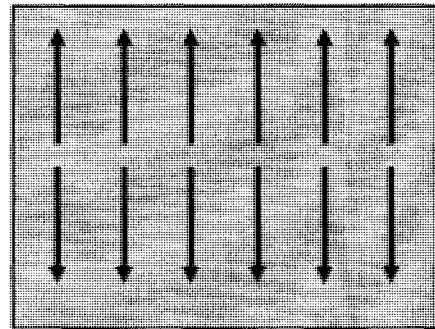
L'insertion d'une fente sur la plaque a pour effet de créer une discontinuité dans la distribution du champ électrique. Par conséquent, l'antenne opérera en mode double fréquences.

Les figures 4.1 et 4.2 illustrent la distribution du champ électrique dans les deux modes de fonctionnement TM_{10} et TM_{20} pour une plaque sans fente et avec fente respectivement.

Afin d'éviter la formation de zéros dans le plan de l'azimut (Broadside-nulls) et sachant que ceux-ci sont fortement présents dans le fonctionnement en mode TM_{20} , on va faire opérer l'antenne en mode TM_{10} qui est le plus utilisé. Le mode TM_{20} est caractérisé par deux demi-longueurs d'onde et l'insertion d'une fente sur la plaque fait en sorte qu'une demi-longueur d'onde en mode TM_{20} va être perturbée. L'autre demi-longueur d'onde non perturbée va être la même que la demi-longueur du mode TM_{10} . Par conséquent, le diagramme de rayonnement en mode TM_{20} va être le même que celui du mode TM_{10} .

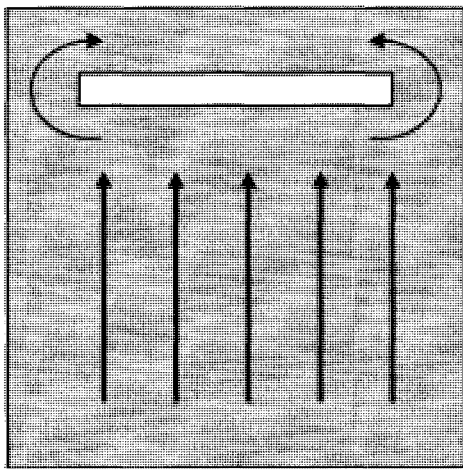


(a) TM_{10} mode

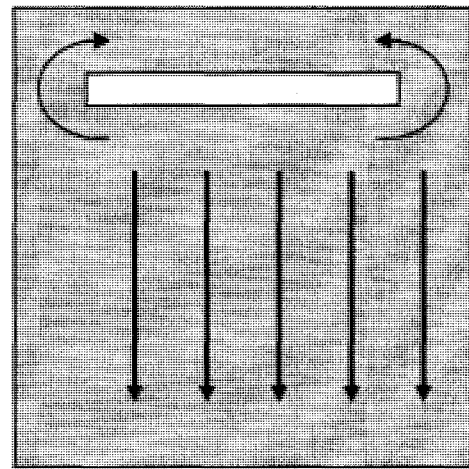


(b) TM_{20} mode

Figure 4.1 Distribution du courant sans fente



(a) TM_{10} mode



(b) TM_{20} mode

Figure 4.2 Distribution du courant avec fente

4.2.2 Résultats et discussions

La géométrie et les dimensions de l'antenne proposée sont illustrées par la figure 4.3. Dans les paragraphes qui suivent, on va exposer et discuter les résultats des simulations effectuées avec l'antenne proposée.

W x L (mm)	30.5 x 25.0
h (mm)	1.57
ϵ_r	2.2
Z_0 (Ohm)	50
S (mm)	4.3
G (mm)	0.15

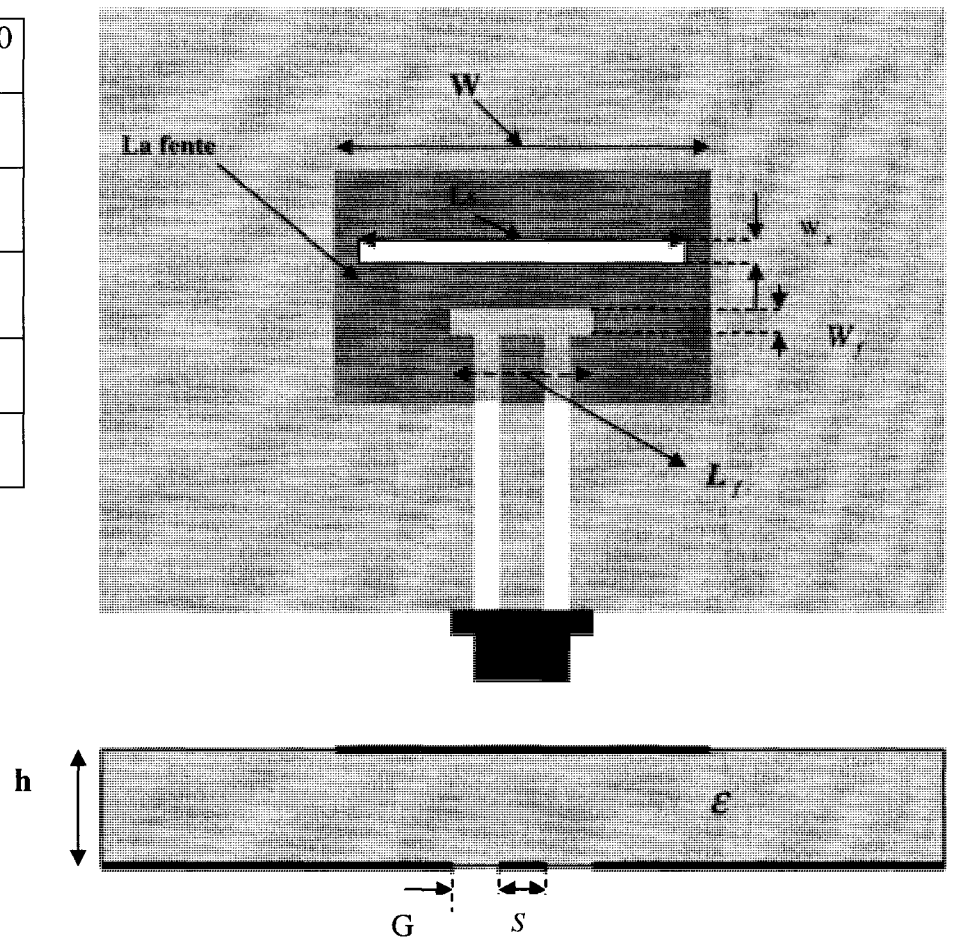


Figure 4.3 L'architecture de l'antenne à double fréquence alimentée par CPW

L'objectif de ces simulations est de déterminer les paramètres de la fente qui influencent le plus les performances de l'antenne.

En premier lieu, on va étudier les effets de la variation des dimensions de la fente sur les fréquences de résonance. Ensuite, on va faire varier la position de la fente afin d'observer les changements induits sur les fréquences de résonance. Afin de simuler les caractéristiques de l'antenne, on a fait des essais préalables sur plusieurs architectures auparavant. Les résultats considérés pour la conception de notre antenne sont ceux correspondant à l'architecture illustrée par la figure 4.3. Néanmoins, à la fin de ce chapitre, on va commenter les résultats obtenus pour une des architectures qui n'a pas été retenue

4.2.3 Influence des dimensions de la fente sur les fréquences de résonance

Les autres paramètres considérés dans cette étude sont les dimensions de la fente, à savoir la largeur W_s et la longueur L_s . Nous avons effectué des simulations pour déterminer l'influence de ces deux grandeurs sur les deux fréquences de résonance. Les résultats obtenus montrent que la variation de la longueur L_s a le plus d'impact sur les valeurs des fréquences de résonance. La figure 4.5 montre un décalage significatif dans les valeurs des fréquences de résonance correspondant à la variation de la valeur de L_s . Les valeurs numériques des fréquences de résonance correspondantes à la variation de L_s sont données au tableau 4.2. Cependant, les fréquences de résonance ne sont pas très sensibles à la variation de la valeur de W_s . La figure 4.4 et le tableau 4.1, montrent qu'en faisant varier la valeur de W_s , les valeurs des fréquences de résonance restent quasiment les mêmes.

W_s (mm)	0.4	0.5	0.6	0.7
F_1 (GHz)	3.36	3.30	3.28	3.25
F_2 (GHz)	4.10	4.12	4.12	4.15

Tableau 4.1 $L_s = 29.9$ mm

L_s (mm)	22	24	26	29
f_1 (GHz)	3.65	3.15	3.6	3.36
f_2 (GHz)	5.10	3.65	4.45	4.10

Tableau 4.2 $W_s = 0.4$ mm

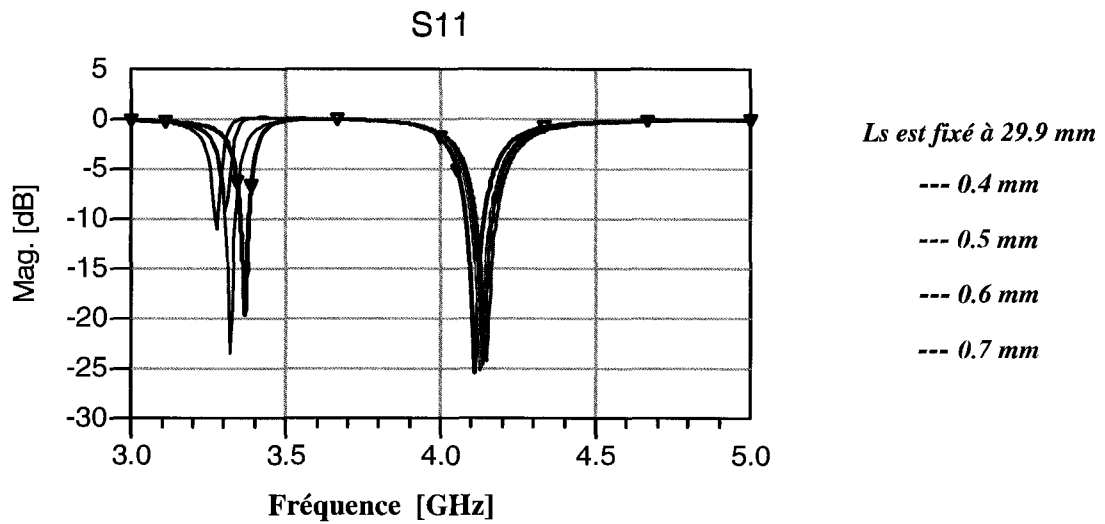


Figure 4.4 Influence de la largeur de la fente sur les fréquences de résonance.

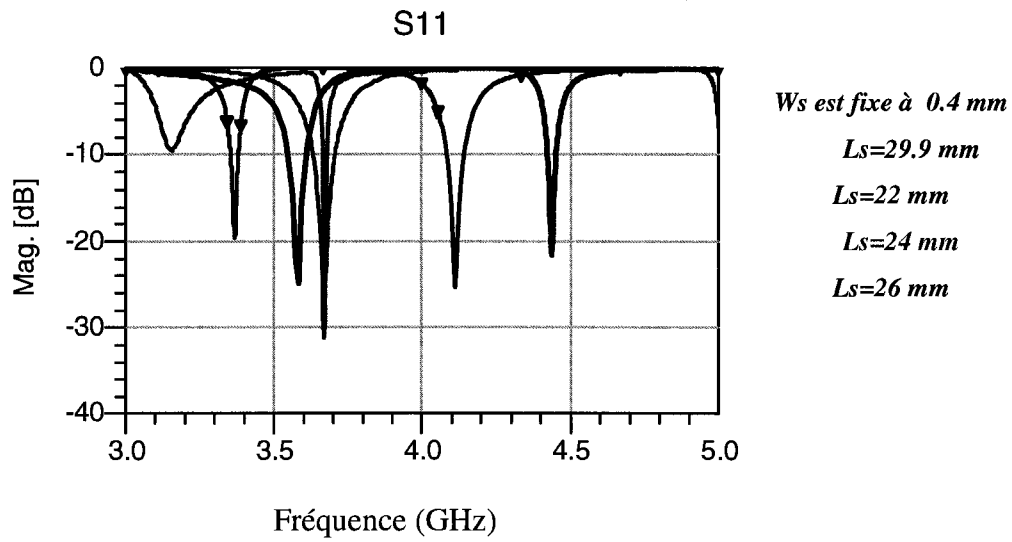


Figure 4.5 Effet de la longueur de la fente sur les fréquences de résonance.

4.2.4 Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance

Afin d'étudier l'influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance, nous avons effectué plusieurs simulations en déplaçant la fente vers le centre de l'antenne (figure 4.6)

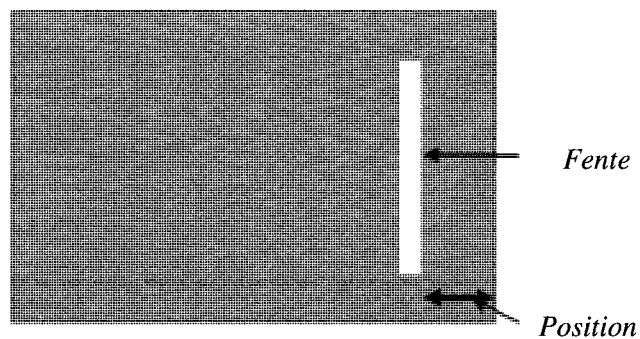


Figure 4.6 Position de la fente

Les figures 4.7 (a, b, c et d), montrent les résultats de ces simulations. Comme on peut le constater, le déplacement de la fente vers le centre de l'antenne a un effet quantifiable sur le rapport de fréquence $\frac{f_2}{f_1}$. Le tableau 4.3 résume les résultats obtenus.

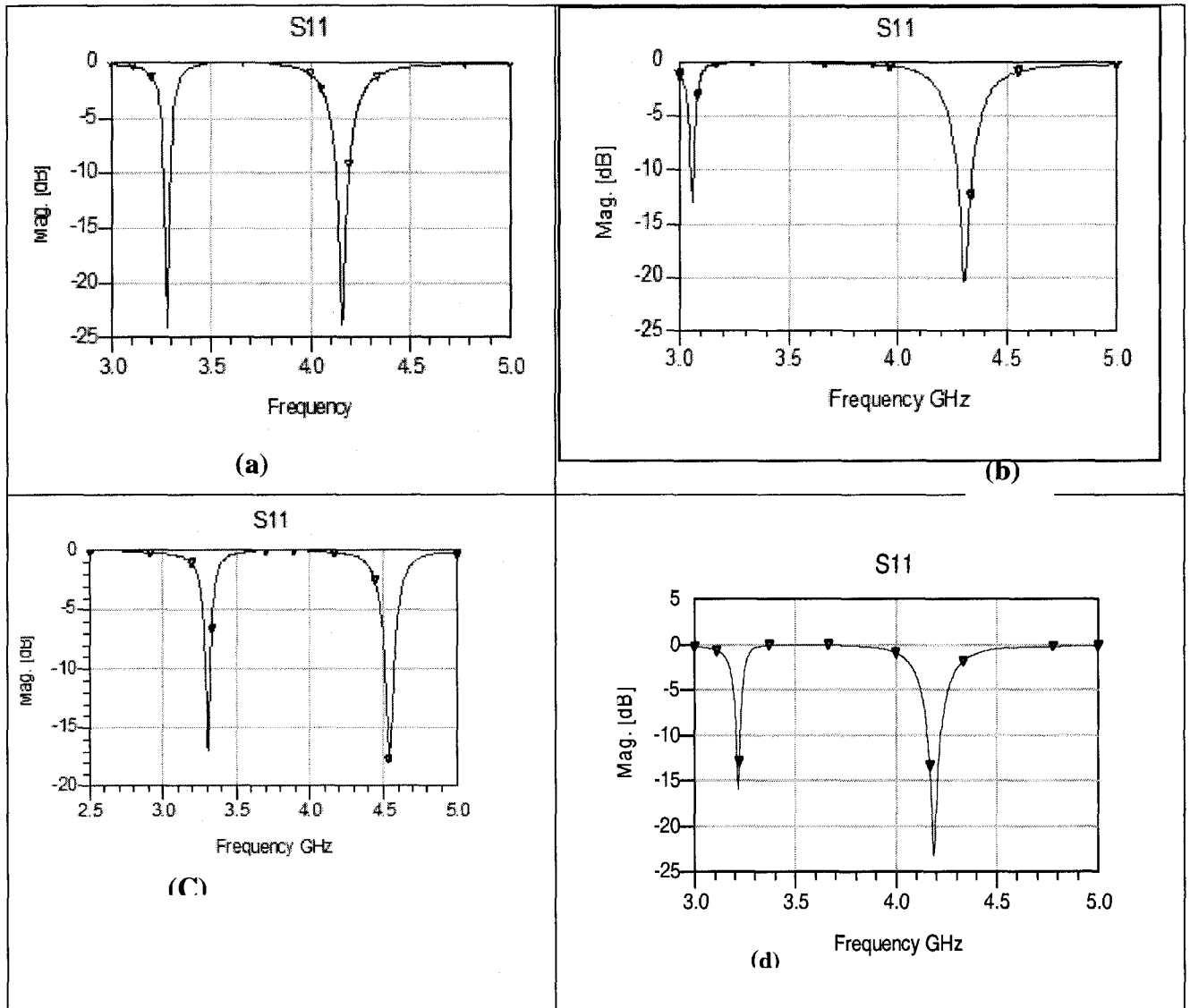


Figure 4.7 Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance

- (a) position (mm) : 0.40
- (b) position (mm) : 2.15
- (c) position (mm) : 1.5
- (d) position (mm) : 0.90

<i>Position (mm)</i>	f_1 (GHz)	f_2 (GHz)	$\frac{f_2}{f_1}$
0.40	3.39	4.10	1.13
0.90	3.28	4.16	1.27
1.50	3.20	4.20	1.30
2.15	3.30	4.55	1.38

Tableau 4.3 Influence de la position de la fente sur les fréquences de résonance

Les résultats obtenus montrent que les valeurs optimales des deux fréquences de résonance f_1 et f_2 sont égales à 3.36 GHz et 4.1 GHz, respectivement. D'après les tableaux 4.1 et 4.2, les dimensions de la fente permettant d'obtenir ces valeurs optimales, sont

$$L_s \times W_s = 29.9 \text{ mm} \times 0.4 \text{ mm}.$$

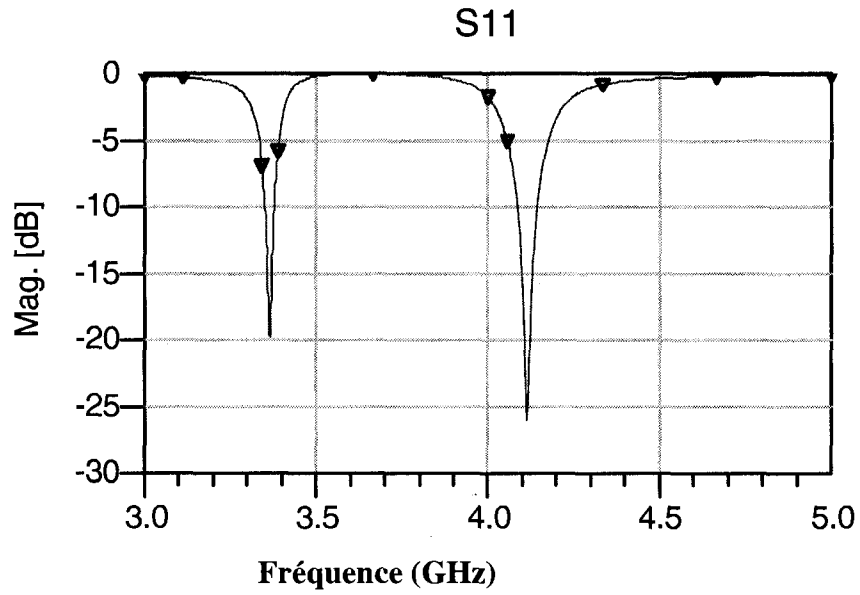


Figure 4.8 S_{11} versus fréquence pour $L_s=29.9\text{mm}$ et $W_s=0.4\text{mm}$.

Les figures (4.9 à 4.16) mettent en évidence le diagramme de rayonnement en 2D et 3D correspondant aux deux fréquences de résonance, $f_1= (3.36 \text{ GHz})$ et $f_2= (4.1 \text{ GHz})$ ainsi que le gain et l'efficacité

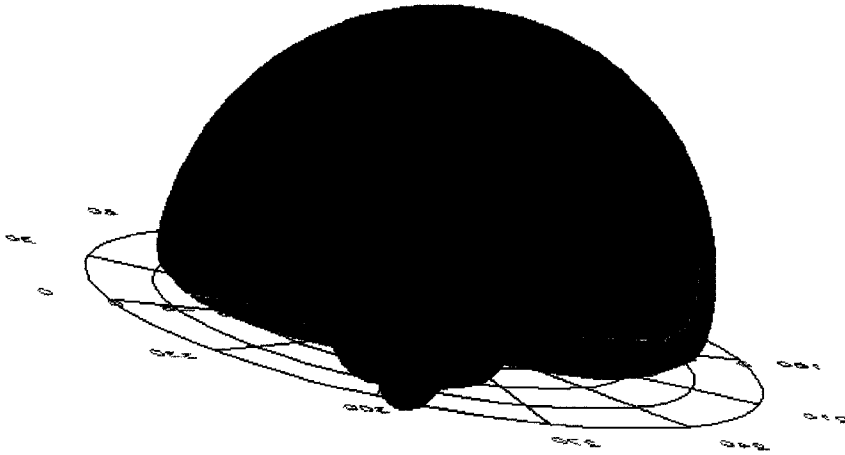


Figure 4.9 Diagramme de rayonnement en 3D pour $f = 3.36$ GHz.

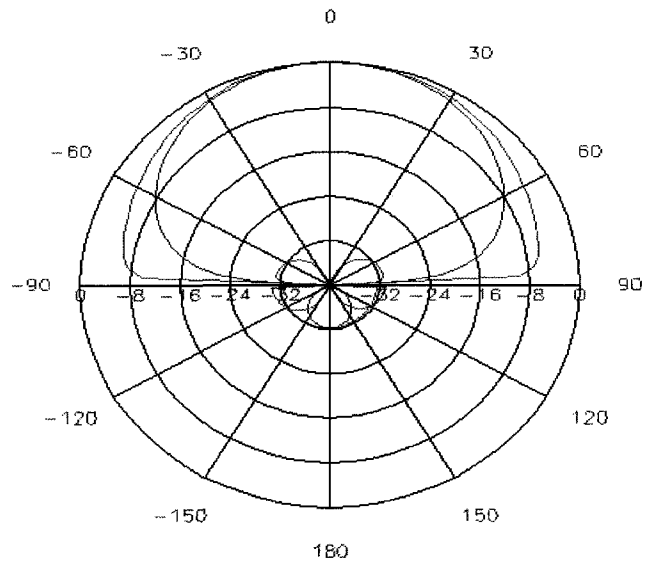


Figure 4.10 Diagramme de rayonnement en 2D pour $f = 3.36$ GHz.

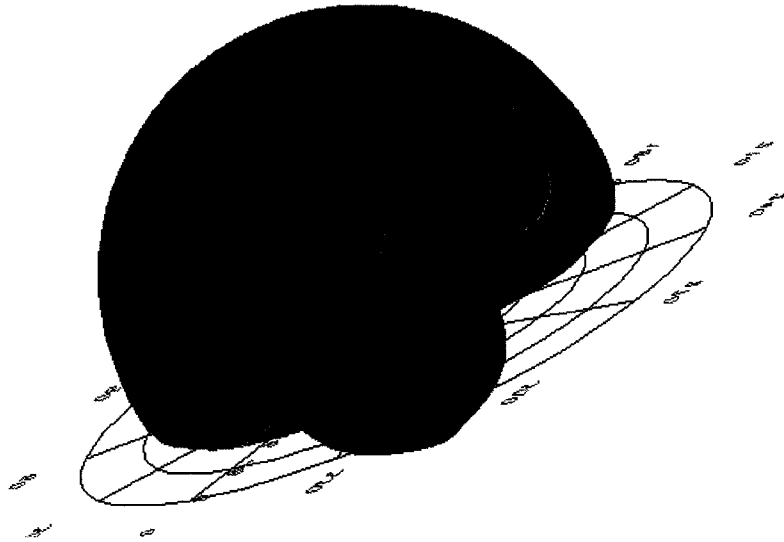


Figure 4.11 Diagramme de radiation en 3D pour $f = 4.1$ GHz.

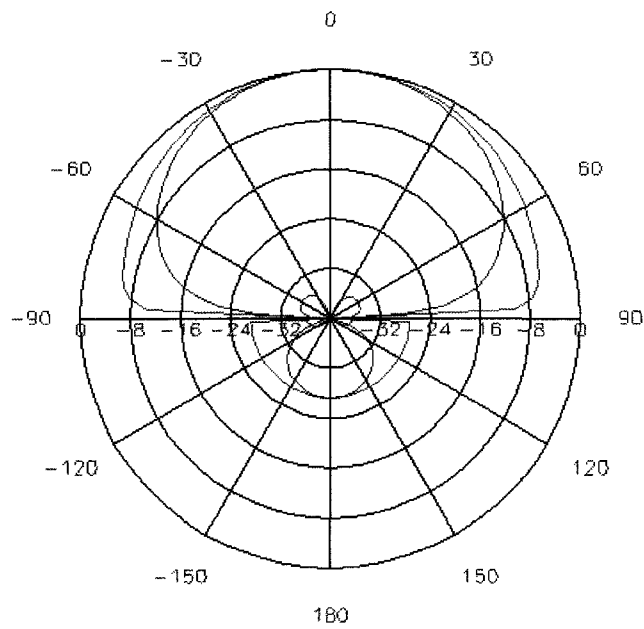


Figure 4.12 Diagramme de rayonnement en 2D pour $f = 4.1$ GHz.

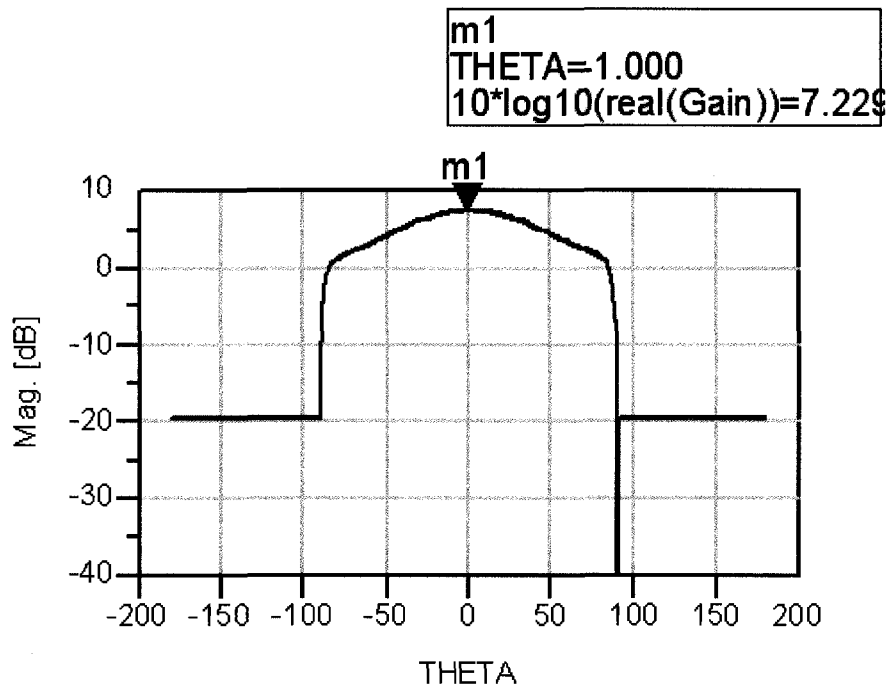


Figure 4.13 Gain de l'antenne pour f=3.36 GHz.

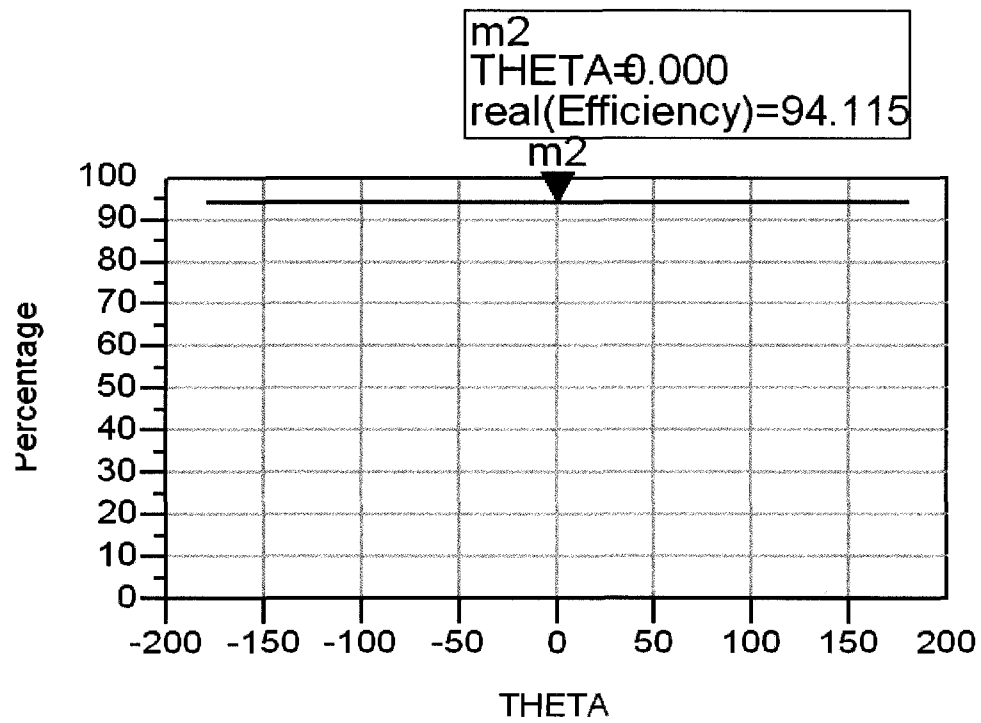


Figure 4.14 Efficacité de l'antenne pour f=3.36 GHz

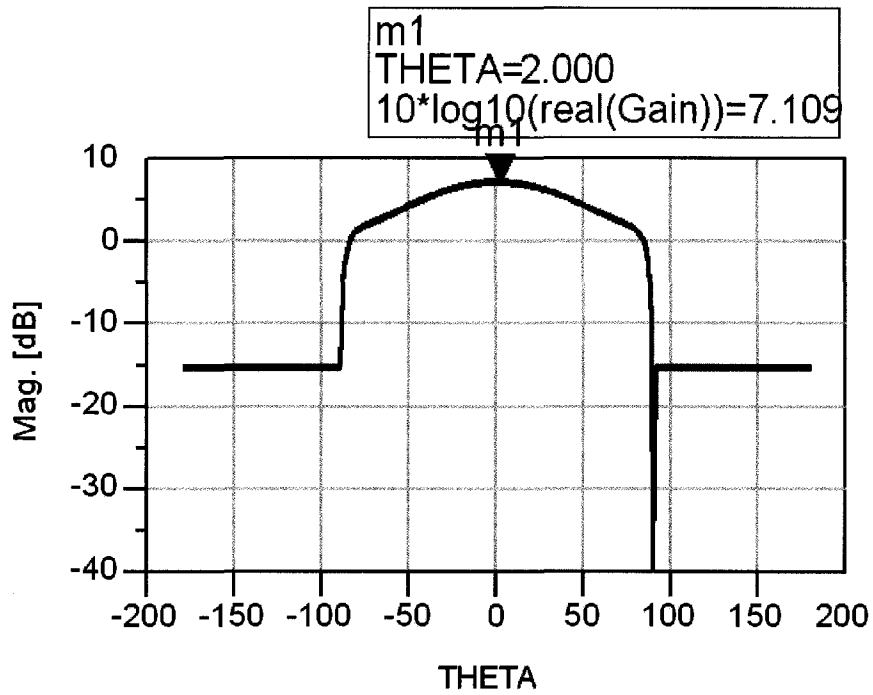


Figure 4.15 Gain de l'antenne pour f=4.1 GHz.

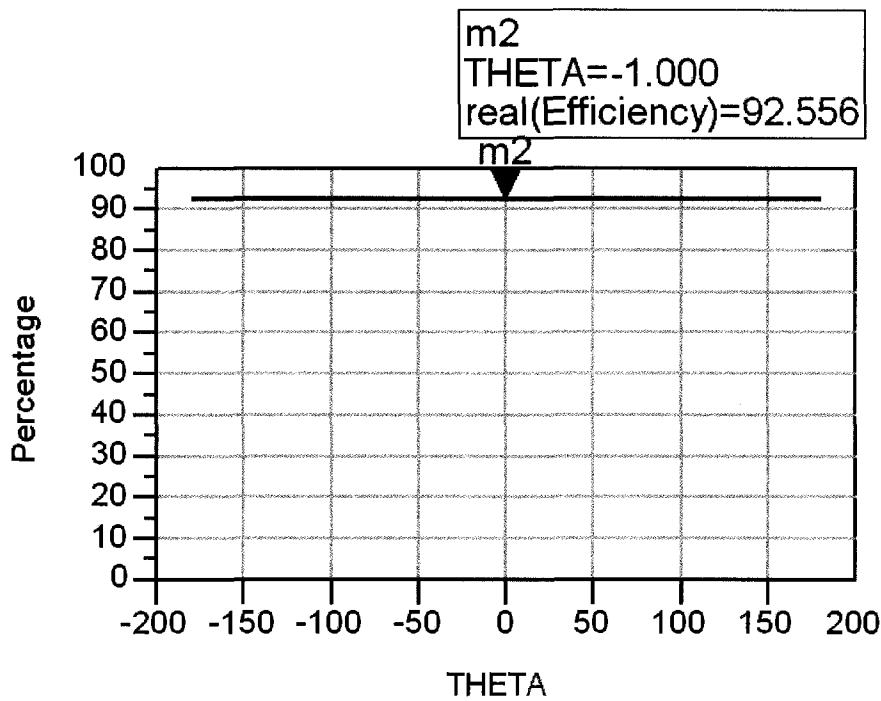


Figure 4.16 Efficacité de l'antenne pour f=4.1GHz

4.3 Contraintes du design

Une des architectures qui n'a pas été retenue dans ce projet est illustrée par la figure 4.17.

Les deux contraintes qui ont limité les performances de cette antenne sont :

- a) l'excitation de l'antenne par couplage inductif (bande passante faible 1.7%)
- b) le rétrécissement de la ligne CPW proche des accès.

Le rétrécissement a été choisi dans le but d'adapter les dimensions de la ligne avec les distances entre les pins du connecteur pour pouvoir réaliser la soudure du connecteur à l'antenne. Cette discontinuité de la ligne crée une perturbation d'où l'apparition d'une fréquence de résonance indésirable.

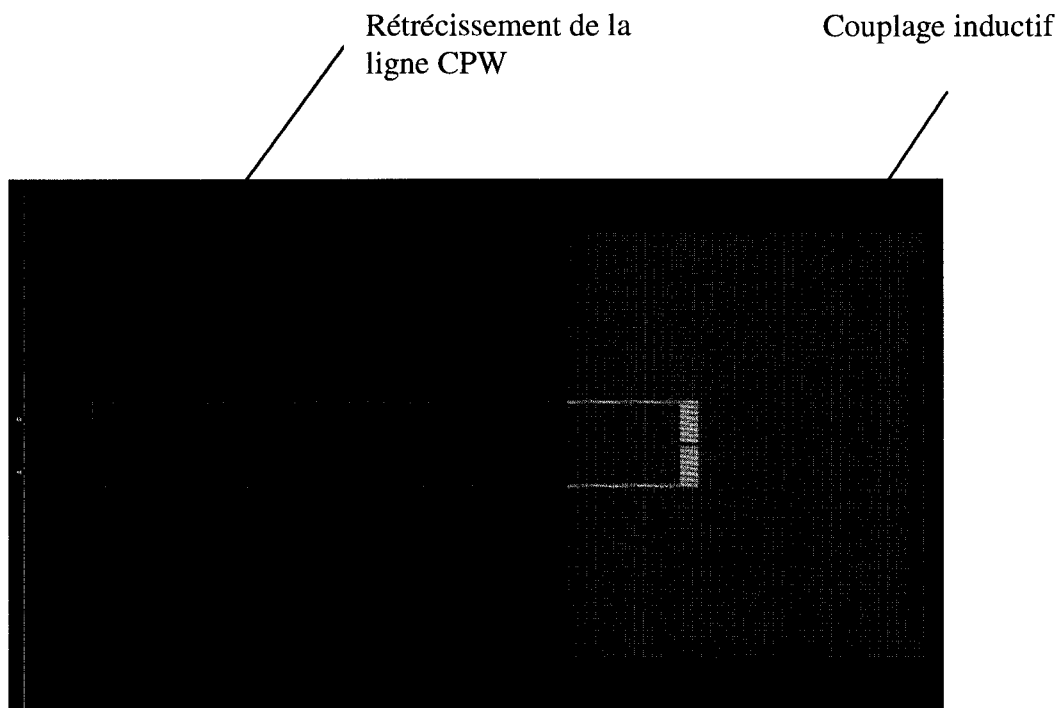


Figure 4.17 Antenne à couplage inductif avec rétrécissement de la ligne CPW

4.4 Conclusion

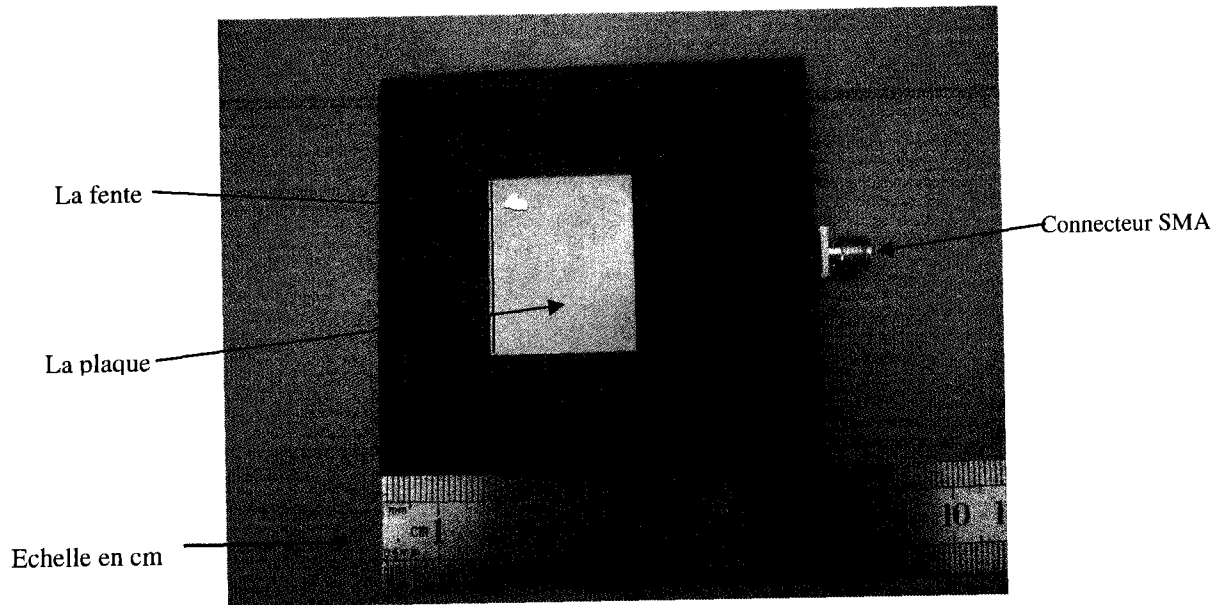
Dans ce chapitre, on a analysé et réalisé l'antenne candidate obtenue au chapitre précédent et on a proposé une technique qui lui permet d'opérer en double fréquence. La technique proposée est l'insertion d'une fente sur la plaque. Cette fente permet de créer une discontinuité dans la distribution du champ électrique, ce qui permet à l'antenne de fonctionner en double fréquence. Plusieurs auteurs avaient opté pour plus d'une fente. Dans notre cas, on s'est limité à une seule fente, ce que nous avons prouvé être suffisant pour un fonctionnement en double fréquence. Les différentes simulations effectuées ont permis d'arriver à un résultat optimal en termes de la fréquences de résonance et du coefficient de réflexion et, surtout, d'obtenir une amélioration de l'ordre de 2.5% de la bande passante offerte, ce qui est considérable en télécommunications. L'antenne que l'on propose est réalisable physiquement et nos résultats démontrent clairement que la procédure de conception proposée conduit à une réalisation opérationnelle. Au dernier chapitre, on va couvrir le processus de fabrication de l'antenne.

CHAPITRE 5 : RÉALISATION ET CARACTÉRISATION EXPÉRIMENTALE

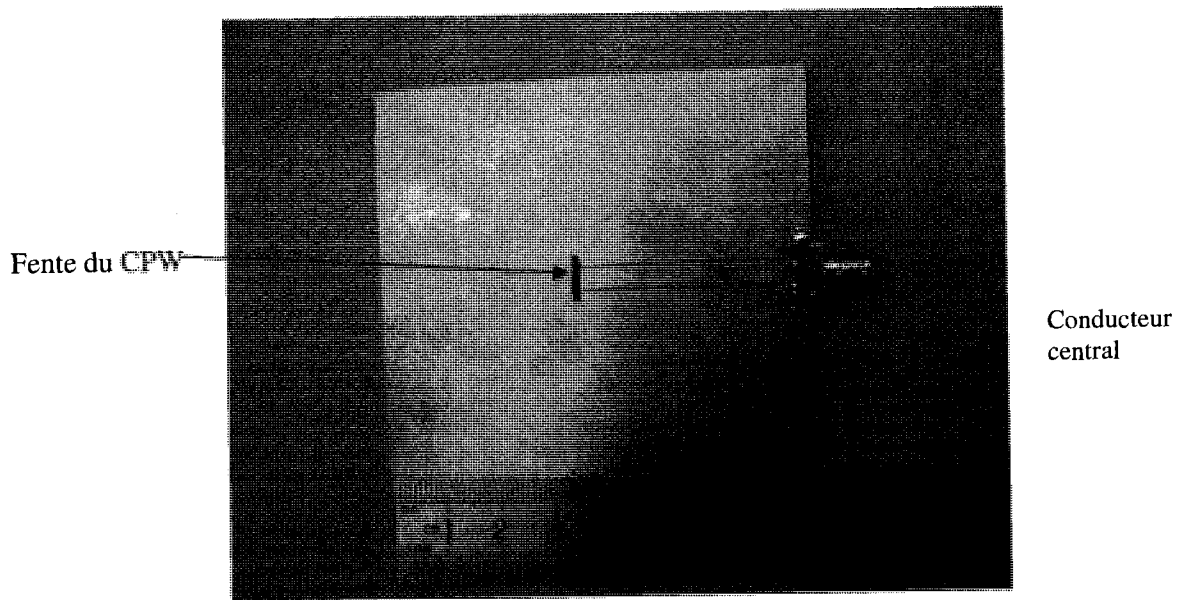
Dans ce chapitre, on évalue la réalisation expérimentale de l'antenne conçue au chapitre précédent afin de valider notre approche. Les résultats expérimentaux sont également présentés et discutés. Pour des fins de validation, une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus par simulations numériques est aussi présentée.

5.1 Fabrication du prototype

La figure 5.1, illustre le prototype de l'antenne à l'étude en question. C'est une plaque métallique de forme rectangulaire placée sur un substrat diélectrique. La partie inférieure représente le plan de masse sur lequel est gravé le guide d'onde CPW qui sert comme une ligne d'alimentation. Cette dernière a une impédance caractéristique de 50Ω . Elle est connectée par son extrémité à un connecteur SMA 50Ω . La plaque rectangulaire a une largeur $W = 30.5$ mm et une longueur $L = 25$ mm. Sur la partie supérieure de la plaque rayonnante on introduit une fente dont les dimensions optimales ont été déjà déterminées au chapitre précédent et dont les valeurs sont $L_s = 29.9$ mm et $W_s = 0.4$ mm. Le substrat choisi est du type RT/Duroid 5880 de la compagnie Rogers Corporation avec une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 2.2$ avec une tangente de perte $\tan \delta = 0.0009$.



a) patch rayonnant



b) L'alimentation CPW

Figure 5.1 Photographie de l'antenne fabriquée

5.2 Mesures expérimentales

5.2.1 Mesure du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne

Pour valider notre approche, on a procédé à une série de mesures RF de l'antenne fabriquée. En utilisant un analyseur de réseau HP 8722S, on a effectué des mesures du paramètre S_{11} qui représente le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne. Les figures 5.2 et 5.3 montrent les coefficients de réflexion mesurés et simulés respectivement. La comparaison entre ces deux résultats indique clairement une bonne concordance, ce qui valide l'approche proposée

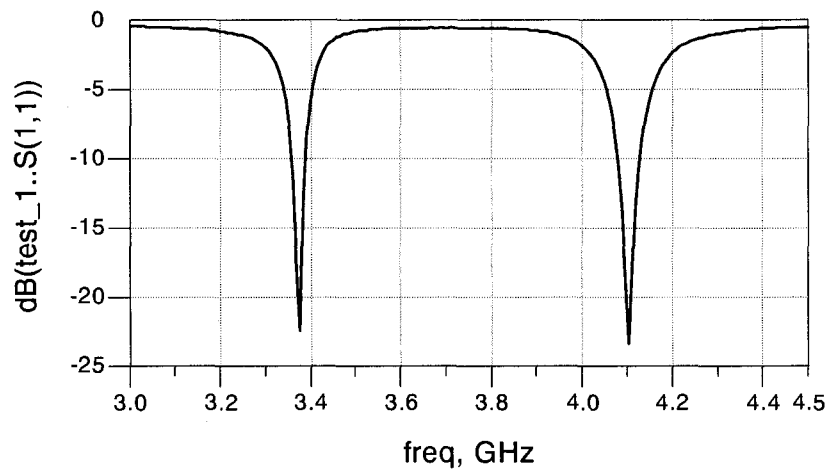


Figure 5.2 Coefficient de réflexion mesuré

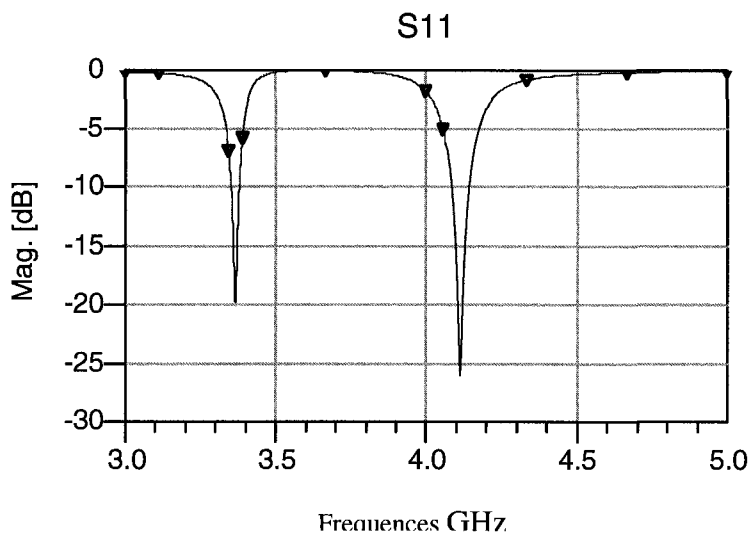


Figure 5.3 Coefficient de réflexion simulé

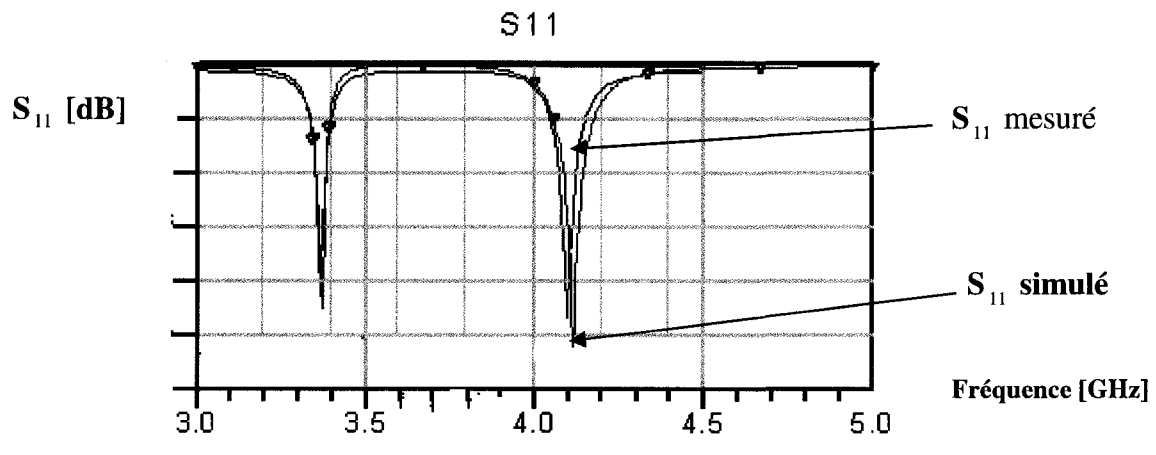
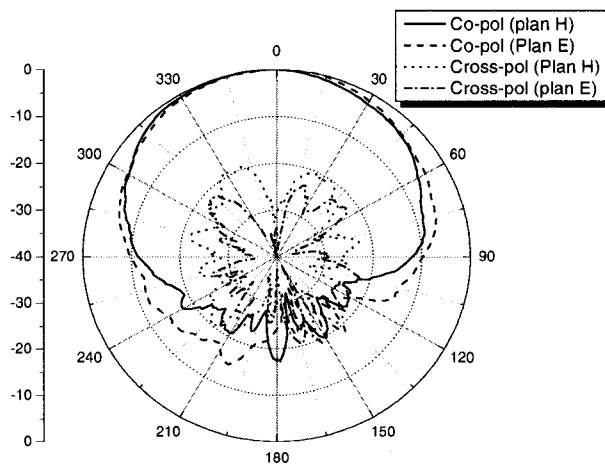


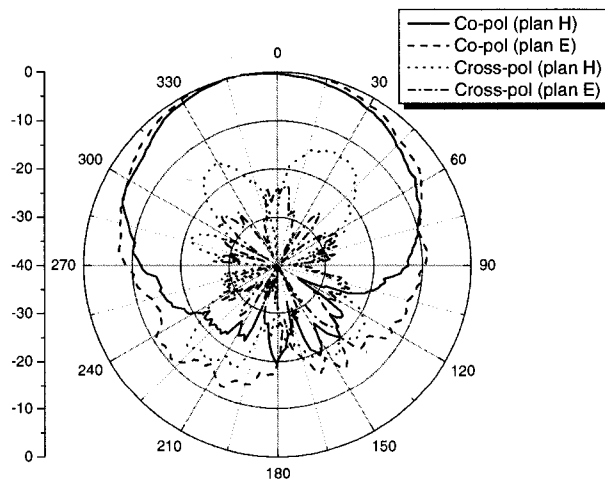
Figure 5.4 Coefficient de réflexion simulé versus coefficient de réflexion mesuré

5.2.2 Mesure des diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne fabriquée ont été mesurés dans la chambre anéchoïque située à l'INRS-EMT. Les figures 5.5 (a) et (b) montrent les diagrammes mesurés dans le plan E de l'antenne proposée à 3.39 et 4.09 GHz. Pour les diagrammes de rayonnement, les résultats expérimentaux sont similaires à ceux prévus par la théorie.



(a) $f = 3.39$ GHz



(b) $f = 4.09$ GHz

Figure 5.5 Diagramme de rayonnement mesuré

5.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté un prototype expérimental ainsi que les résultats de mesures des différents paramètres qui caractérisent l'antenne proposée. Une comparaison entre les résultats expérimentaux et de simulation a été présentée et discutée. Cette antenne possède une largeur de bande étroite de 1.5% avec une perte de retour inférieure à -10dB .

Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement mesurés étaient conformes aux calculs numériques effectués pour estimer ce paramètre. L'antenne proposée répond à l'exigence des antennes multibandes que nous nous étions fixés.

CHAPITRE 6 : CONCLUSION

L'objectif de ce projet était d'adopter une approche permettant la conception et la réalisation d'une antenne opérant en mode multibandes et qui serait alimentée par une source qui puisse être intégrée et portable. Aux chapitres 1 et 2, on a parlé des caractéristiques des antennes microruban ainsi que de la modélisation de leurs modes de rayonnement. Dans le chapitre 3, on a expliqué les avantages de l'alimentation de l'antenne à l'aide de la technologie CPW comparativement aux autres techniques d'alimentation. Dans ce chapitre, on a aussi dimensionné la plaque afin qu'elle soit rayonnante en utilisant le modèle de la ligne de transmission ; ainsi la longueur et la largeur de la plaque ont été déterminées. Dans le but d'avoir un mode d'opération en double fréquences, on a opté pour l'insertion d'une fente sur la plaque, ceci était l'objet du chapitre 4. Dans ce même chapitre, on a fait plusieurs simulations afin de déterminer la position adéquate de la fente ainsi que ses dimensions permettant d'avoir un diagramme de rayonnement acceptable. Dans le dernier chapitre, on a décrit le prototype qu'on a fabriqué ; on a réalisé des mesures expérimentales qui nous ont permis de valider les résultats numériques obtenus à l'aide des simulations avec le logiciel Momentum.

Il nous est permis de conclure qu'on a atteint avec succès les objectifs que nous avons mis de l'avant lors de la conception et la réalisation de notre antenne en termes de fonctionnement en double fréquence. Le coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement mesurés se sont avérés conformes aux résultats analytiques que nous avons

prédits. De plus, ce travail présente une technique systématique et originale pour concevoir ce type d'antennes.

Pour les travaux futurs, comme dans le cas de la technologie WLAN, seuls les paramètres de la fente chargée sur le patch doivent être modifiés. Ceci est, facilement réalisable. D'autre part, si cette antenne a besoin d'être utilisée en mode triple fréquences, il suffirait techniquement d'insérer plus d'une fente afin de générer le comportement à triple fréquences. Toutes fois, les calculs et l'approche devront être validés à nouveau car l'extension pourrait ne pas être immédiate.

ANNEXE A

Le dimensionnement du patch rayonnant peut être calculé en utilisant le modèle de la ligne de transmission cité au chapitre 2.

Etape 1 : Le calcul de la largeur (W) : La largeur de la plaque est définie comme :

$$W = \frac{c}{2f_o \sqrt{\frac{(\epsilon_r + 1)}{2}}} \quad \text{A.1}$$

En remplaçant $c=3 \cdot 10^8$ m/s, $\epsilon_r=2.2$ et $f_o=3.9$ GHz, on obtient, $W=30.4$ mm

Etape 2 : Le calcul de la constante diélectrique effective (ϵ_{reff}) : La constante diélectrique (effective) est définie comme :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad \text{A.2}$$

En remplaçant $\epsilon=2.2$, $W=25$ mm et $h=1.57$ mm on obtient, $\epsilon_{reff}=2.07$

Etape 3 : Calcul de la longueur effective (L_{eff}) : La longueur effective est définie

comme:

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_o \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad \text{A.3}$$

En remplaçant $\epsilon_{reff} = 2.07$, $c=3 \cdot 10^8$ m/s et $f_o=3.9$ GHz on obtient, $L_{eff} = 26.73$ mm

Etape 4 : Calcul de l'extension de la longueur (ΔL) : L'extension est définie comme:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad A.4$$

En remplaçant $\varepsilon_{reff} = 2.07$, $W = 30.5$ mm et $h = 1.57$ mm on obtient, $\Delta L = 0.823$ mm

Etape 5 : Calcul de longueur réelle de la plaque (L) : La longueur réelle est obtenue en

récrivant l'équation (3.3) comme : $L_{eff} = L + 2\Delta L$ A.5

et en remplaçant $\Delta L = 0.823$ mm, et $L_{eff} = 26.73$ mm,

on obtient, $L = 25$ mm

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Deschamp, G.A "Microstrip Microwave Antennas" 3 rd USAF Symposium on Antennas, 1953.
- [2] Wang, R. Fralich, C. Wu and J. Litva, "Multifunctional Aperture Coupled Stack Antenna." Electronics Letters, 26, 25, December 1990, pp. 2067-2068.
- [3] C. Salvador, L. Borselli, A. Falciani, S. Maci. "A Dual Frequency planar Antena at S and X Bands" Electronics Letters, 31, 20, October 1995.
- [4] S. E. Davidson, S. A. Long, W. F. Richard, "Dual-Band Microstrip Antenna with Monolithic Reactive Loading," Electronics Letters, 21, 21, 1985, pp. 936-937.
- [5] H. Nakano, K. Vichien "Dual-Frequency Patch Antenna with a rectangular Notch," Electronics Letters, 25, 16, 1989, pp. 1067-1068.
- [6] S. Zhong, Y. T. Lo, "Single Element Rectangular Microstrip Antenna for Dual-Frequency Operation," Electronics Letters, 19, 8, 1983, pp. 298-300.
- [7] J. H. Lu, "Single-feed dual-frequency rectangular microstrip antene with pair of step-slots," Electron. Lett. 35, 354-355, March 4, 1999.
- [8] S. Maci, G. Biffi Gentili, G. Avitabile, "Single-Layer Dual-Frequency Patch Antenna," Electronics Letters, 29, 16, August 1993.
- [9] S. Maci, G. Biffi Gentili, P. Piazzesi, C. Salvador "A Dual Band Slot-Loaded Patch Antenna," IEE Proceedings H, 142, 3, March 1995, pp. 225-232.
- [10] E.A. Soliman, S. Brebels, G.A.E. Vandenbosch, and E. Beyne, "Antenna Array in MCM-D Technology Fed by Coplanar CPW Networks", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 6, pp. 1065-1068, June 2000.
- [11] Balanis, C.A., Antenna Theory: Analysis and Design, John Wiley & Sons, Inc, 1997.
- [12] Stutzman, W.L. and Thiele, G.A., Antenna Theory and Design, John Wiley & Sons, Inc, 1998.
- [13] Ulaby, F.T., Fundamentals of Applied Electromagnetic, Prentice Hall, 1999.
- [14] J. Gau, W. Burnside and M. Gilreath, "Chebyshev Multilevel Absorber Design Concept", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 45, No 8, August, 1997.

[15] J. R. James, P.S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antennas: Theory and Design*, IEE London, P. Pergrinus Ltd Stevenage, UK 1981.

[16] P.J. Gibson, "The vivaldi Aerial", 9th European Microwave Conference, London, U.k., September, 1979.

[17] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Westley Publishing 1990.

[18] R.N. Simons, "Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems," John Wiley & Sons Inc., New York, 2001.

[19] Cohn, S. B., "Slotline on a Dielectric Substrate," *IEEE Trans.*, Vol. MTT-17, 1969, pp. 768-778.

[20] J-S. Chen, K-L. Wong "A Single-Layer Dual-Frequency Rectangular Microstrip Patch Antenna Using a Single Probe Feed," *Microwave and Optical Technology Letters*, 11, 2, 1996, pp.38-84.

[21] M. M. Antar, A. I., Ittipib, "A Dual-Frequency Antenna Using a Single Patch and An Inclined Slot," *Microwave and Optical Letters*, 8, 6, 1995, pp.309.

[22] Y. Murakami, W. Chujo, I. Chiba, M. Frujie, "Dual Slot Coupled Microstrip Antenna for Dual Frequency Operation," *Electronics Letters*, 29, 22, 28 October 1993, pp. 1906-1907.

[23] Belguessoum, A.; Delisle, G.Y, "A novel dual frequency operation of CPW coupled patch antenna," *Antenna and propagation society international symposium*, 2005, pp.446-449 Vol.1A.