

# THESE

Présentée à

## L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

En vue de l'obtention du grade de

Magistère en Electronique



Ingénieur de l'INELEC

### ANALYSE D'ANTENNE MICRORUBAN AVEC ELEMENTS PARASITES A L'AIDE DE L'EQUATION INTEGRALE RESOLUE DANS LE DOMAINE SPECTRALE.

Soutenue publiquement le 30 juin 1998 devant le jury composé de :

<b>A. ZERGUERRAS</b>	Professeur (ENP)	président
<b>R. AKSAS</b>	Maître de conférence (ENP)	Rapporteur
<b>M. C. E. YAGOUB</b>	Maître de conférence (USTHB)	Examineur
<b>D. BERKANI</b>	Maître de conférence (ENP)	Examineur
<b>M. TRABELSI</b>	Chargé de cours (ENP)	Examineur

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

I dedicate this moderate work to:  
My mother and father  
To every body with whom I  
exchanged a smile

## Remerciements

I would like to acknowledge the guidance, the advises, the invaluable suggestions and constructive criticisms of my supervisor D<sup>r</sup> R AKSAS.

Special thanks are due to the members of telecommunication laboratory of ENP ( especially Ahmed Zerguerras ) for their advisement.

I am very gratitude to M<sup>r</sup> Lafsih Karim for his acceptance to read the thesis and for his writing directives.

I express also my sincere thanks to the student Moukraoui Amine who accepts any task we ask to accomplish and for his helps with softwares.

I express my grateful to the members of the computer center for all they did for achieving this work.

I would like also to thank all ENP and INELEC library staff for their support with documentation.

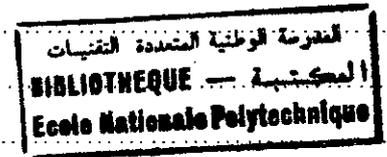
Thanks are due to the jury members for the interest they want to give to this work in accepting the work evaluation.

I finally thank my family, members of the electronic department of ENP and all friends for their valuable support and encouragement along all the time of achieving this moderate work

## Table des matières

<b>Chapitre: 1 L'état de l'art</b> .....	1
1-1 Introduction.....	1
1.2 principes fondamentaux.....	2
1.3 mécanisme de rayonnement.....	3
1-4 caractéristiques principales des APM.....	4
1-5 Les formes du patch de l'antenne microruban.....	4
1-6 Sélection de substrat.....	5
1-7 Applications.....	6
1-8 techniques d'alimentation.....	7
1-8-1 Alimentation par ligne microruban.....	7
1-8-2 Alimentation par sonde coaxiale.....	8
1-8-3 Alimentation par couplage électromagnétique.....	9
1-8-4 Alimentation par proximité.....	10
1-9 Techniques d'analyse d'antenne microruban.....	10
1-9-1 modèles empirique.....	11
1-9-1-1 Modèle de la ligne de transmission.....	11
1-9-1-2 Modèle de la cavité.....	12
1-9-2 Modèles Semi-empiriques.....	13
1-9-2-1 Approche variationnelle.....	13
1-9-2-2 Approche de l'équation intégrale duale.....	13
1-9-2-3 Modèle du courant de surface électrique.....	14
1-9-2-4 Technique de la transformé de Hankel.....	14
1-9-2-5 Méthode de réciprocité.....	14
1-9-2-6 Technique de la condition aux limites généralisée.....	14
1-9-3 Analyse « Full-wave ».....	15
1-9-3-1 Méthode de l'équation intégrale à potentiels mixtes.....	15
1-9-3-2 Méthode de l'équation intégrale du champ électrique.....	15
<b>Chapitre 2: Principes essentielle de l'antenne et formulation mathématique</b> .....	18
2-1 Introduction.....	18
2-2 Formulation mathématique du problème.....	19
2-2-1 Géométrie du modèle.....	19
2-2-2 Formulation de l'équation intégrale.....	19
2-2-3 Les fonctions de Green.....	21

2-2-3 implémentation de méthodes des moments.....	22
2-3-3-1 Fonctions de base.....	23
2-3 L'intégration numérique.....	23
2-3-1 Les ondes de surface.....	28
2-4 Application à des formes particulières.....	29
2-4-1 Cas d'un patch rectangulaire isolé.....	29
2-4-2 Cas d'un patch rectangulaire avec éléments parasites.....	39
2-5 Caractéristiques radioélectrique de l'antenne.....	32
2-5-1 Impédance d'entrée.....	32
2-5-2 Bande passante.....	33
2-5-3 Diagramme de Rayonnement.....	33
2-5-4 Directivité.....	34
<b>Chapitre 3: Résultats obtenus pour un patch isolé.....</b>	<b>35</b>
3-1 Introduction.....	35
3-2 Choix des fonctions de base.....	36
3-3 Antenne avec un patch.....	39
3-3-1 Distributions des courants.....	39
3-3-2 Influence des divers paramètres.....	44
3-4 Antenne à haute fréquence.....	50
3.5 Polarisation Circulaire.....	55
<b>Chapitre 4: Résultat obtenus de l'antenne avec parasites.....</b>	<b>59</b>
4.1 Antenne avec un élément parasite.....	59
4.1.1 Distribution des courants.....	60
4.1.2 Impédance d'entrée.....	62
4.1.3 Diagramme de rayonnement.....	63
4.1.4 Effet des divers paramètres.....	67
4.1.4.1 Effet de gap-widths.....	67
4.1.4.2 Effet de la longueur $L_2$ .....	67
4.1.4.3 Effet de la constante diélectrique.....	69
4.2 Antenne avec deux parasites couplés dans les cotés rayonnant.....	71
4.2.1 Distribution des courants.....	72
4.2.2 Impédance d'entrée.....	74
4.2.3 Diagramme de rayonnement.....	75
4.2.4 Antenne avec deux parasites de longueurs différents.....	76



4.3 Antenne avec deux parasites couplés dans les cotés non-rayonnant .....	81
4.3.1 Distribution des courants.....	81
4.3.2 Impédance d'entrée.....	84
4.3.3 Diagramme de rayonnement.....	85
4.4 Antenne avec quatre parasites couplés dans les quatre cotés .....	89
4.4.1 Impédance d'entrée.....	90
4.4.2 Diagramme de rayonnement.....	91
<b>Conclusion</b> .....	93
<b>Références</b> .....	94
<b>Annexe A: Détermination des fonctions de Green</b> .....	102
<b>Annexe B: Fonctions de base</b> .....	108
<b>Annexe C: L'intégration par Romberg</b> .....	110

---

# Chapitre

## 1

---

### L'ETAT DE L'ART

*Research is to see what every body else has seen, and think what nobody has thought.*

**Albert Szent Gyorgyi**

#### 1-1 Introduction

Pendant les dernières décennies, beaucoup d'efforts ont été consacrés pour l'utilisation de gamme haute fréquence du spectre d'ondes électromagnétiques. Ceci est due à la volonté d'utiliser les canaux non-saturés. Quand la portée de fréquence du  $10^9$  à  $10^{12}$  Hz contiens mille sections comme le spectre de fréquence de 0 à  $10^9$ , la valeur de développer cette bande comme moyen d'augmenter la gamme de fréquence disponible peut être aisément appréciée.

Exploitant pleinement le spectre de haute fréquence et le développement technologique dans la génération de cette gamme, utilisant des composants d'état solide et les tubes, se traduit par la recherche des nouveaux concepts dans les antennes à hautes fréquences. Amplement, les antennes à utiliser pour plusieurs applications peuvent être tirées à partir de dimensionnement de son équivalent micro-ondes [1]. Cependant cette approche n'est pas toujours pratique car la réduction dans les dimensions et les contraintes technologiques se surviennent. En plus, la tendance en vue de miniaturisation et utilisation des circuits intégrés, particulièrement l'utilisation des systèmes à haute fréquence dans des missiles, ne supporte pas l'usage des antennes conventionnelles dimensionnées, et ceux là seront physiquement assez large et gênant à intégrer ou à employer confortablement [2]. Par conséquent, l'avantage de développer « low-profile substrate-based planar arrays » a

agrandi fermement. L'antenne microruban et l'antenne imprimée sont évidemment des candidats pour ce genre d'applications.

Théoriquement les lignes de transmissions en technologie microruban ne rayonnent pas. En pratique, une telle ligne n'existe pas à cause des discontinuités et des imperfections. Cet effet indésirable pour les lignes est mis à profit pour concevoir des antennes microrubans. Ce concept a été proposé par *Deschamp* [3] en 1953, mais la première étude de rayonnement de ce genre de structure est due à *Lewin* [4] en 1960. Elles ont reçues des petites considérations jusqu'à 1970 [5-6], où la demande pour des antennes à faible poids et compactes a venu pour des divers applications. « *Prompted largely [7] by the effort of the Air Rome Development Center, Hanscom AFB, Massachusetts, vigorous research activities have taken place in the recent time, and the development of this family of antennas has finally evolved into a new era [8-9] with products vastly different from their ancestor.* »

Les antennes microrubans (Fig.1.1), sont constituées d'une plaque diélectrique d'épaisseur  $h$ , généralement très faible par rapport à la longueur d'onde ( $h \ll \lambda_0$ ; usually  $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$ ), sur laquelle est déposée une couche métallique, appelée élément rayonnant (patch) ( $t \ll \lambda_0$  with  $\lambda_0$  is the free space wave-length)

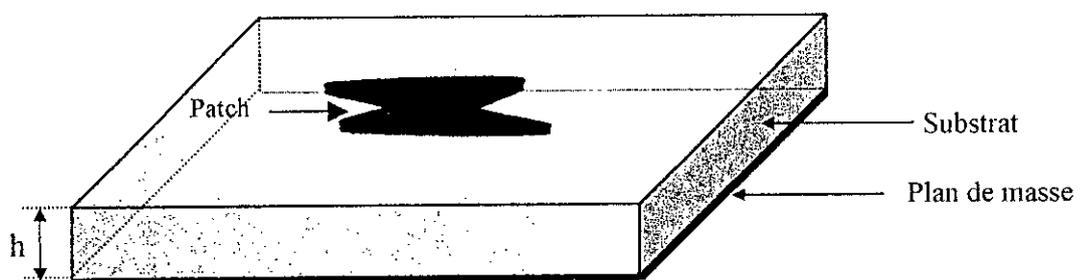


Fig. 1.1 structure d'antenne microruban

## 1.2 Principes Fondamentaux

Les antennes représentent un composant dans n'importe quel système électronique qui utilise la transmission des ondes électromagnétiques dans l'espace libre pour la communication, radar, *sensing*, *direction finding*, *navigation*, et autres objectives. Les antennes stipulent l'interface entre la propagation guidée et la propagation dans l'espace libre et elles ont une forte influence dans les performances du système total.

Les antennes peuvent avoir des différentes configurations et caractéristiques selon les motifs pour les quels elles sont utilisées et la bande de fréquence dans laquelle elles ont conçues. Le « *common denominator* » est tout types d'antennes fonctionnent comme un détecteur qui transforme les ondes électromagnétiques guidées à l'énergie rayonnée, et vice versa. En conséquence, d'un coté, l'antenne se conduit comme un élément de circuit et caractérisée par une impédance d'entrée, de l'autre coté, elle se conduit comme une structure rayonnante et elle est caractérisée par son diagramme de *rayonnement* (i.e., by the *directional distribution of the radiated power*).

### 1.3 Mécanisme de rayonnement

Le rayonnement de l'antenne microruban sera très claire en considérant la Fig.1-2 qui montre une coupe de l'antenne microruban la où des régions différentes peuvent être distinguées selon le type du champ électromagnétique [10].

La région (A) du substrat entre les deux conducteurs est le siège d'une concentration du champ électromagnétique. Cette concentration est d'autant plus accentuée que la fréquence est basse. Il y a alors propagation sans rayonnement et la structure qui en résulte est une ligne de transmission ou un de ses dérivés (jonction, coude, etc.)

Au-dessus du substrat (région B), plus particulièrement aux fréquences élevées, le signal se disperse librement dans l'espace et le rayonnement dans l'air devient significatif. La structure se comporte alors comme une antenne. Comme les courants de surface circulent essentiellement sur la face inférieure (coté substrat) du conducteur supérieur, le rayonnement paraît surtout être émis par le voisinage immédiat des arêtes. A ce niveau de la structure, il y a, en effet, un champ de débordement responsable du rayonnement et qui sert au calcul du champ lointain. Cette constatation est la base de certains modèles simplifiés.

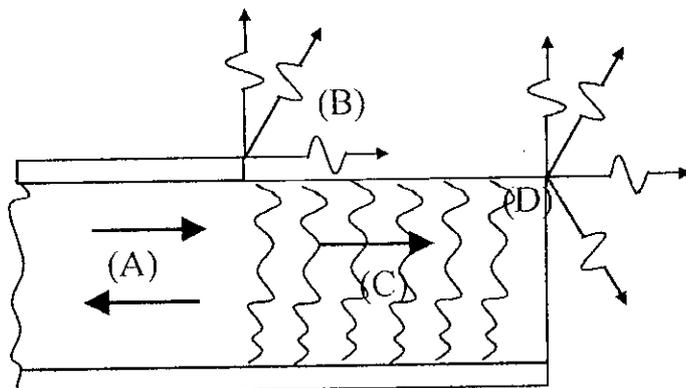


Fig. 1.2 Configuration des régions principales de l'antenne

Comme il reste néanmoins une concentration importante du champ entre les deux conducteurs (énergie réactive emmagasinée dans la zone du champ proche **A**) et que le diélectrique présente toujours des pertes, il en résulte une absorption notable du signal qui rend, de ce fait, le rendement d'une antenne microruban assez modeste.

Dans la région **C** du substrat, certains rayons restent piégés à l'intérieur du diélectrique (mécanisme de réflexion totale), une onde de surface est alors guidée par le bord du diélectrique, ne contribuant pas directement au rayonnement de l'antenne. Arrivant à la frontière du substrat (**D**), cette onde est diffractée et génère donc un rayonnement parasite. Bien que ces ondes de surface puissent, en principe, se propager quelle que soit la fréquence du signal, c'est surtout au-dessous d'une certaine limite qu'elles jouent un rôle significatif et la structure ne peut guère être utilisée comme antenne. Le diagramme de rayonnement d'une antenne microruban, surtout dans le cas des réseaux, est fort modifié par la présence des ondes de surface, notamment au niveau des lobes secondaires.

#### **1-4 Caractéristiques principales des antennes microrubans**

Malgré la limite stricte dans la bande passante, les antennes microruban ont beaucoup de caractéristiques uniques et attractives : une structure compacte, faible poids, petites dimensions, coût relativement faible, conviennent aux surfaces planaires et non planaires, robustes quand elles sont installées sur une surface rigide, compatible avec les circuits MMIC et très versatiles du point de vue, fréquence de résonance, polarisation, diagramme de rayonnement et impédance d'entrée.

En contre partie, les antennes microruban présentent les inconvénients suivants : Faible rendement, les puissances en jeu sont faibles, facteur de qualité trop important, faible pureté de polarisation, faible performance de balayage, et rayonnement parasite important dû à l'alimentation et aux ondes de surface.

#### **1-5 Les formes du patch de l'antenne microruban**

Les antennes microrubans sont caractérisées par les paramètres physiques que les antennes micro-ondes conventionnelles. Elles peuvent être de n'importe quelle forme et dimension. Les éléments rayonnants sont généralement de formes simples (Fig. 1.3), ont été des sujets d'étude pour divers auteurs : dipôle [11], rectangle ou carré [12], disque [13], ellipse [14], triangle équilatéral [15], right-angled triangle isocèles [16], anneau [17] et polygone [18] ... etc. Tous ces types de configurations peuvent être classifiés aux antennes microrubans. Autres classes avec d'autres géométries, plus ou moins compliquées, ont été

introduite pour palier aux problèmes (drawbacks) de premier classe et pour obtenir d'autres buts. Parmi ces classes on trouve réseaux [19-22], antennes microruban à onde progressive [23], les antennes microrubans à font [24].

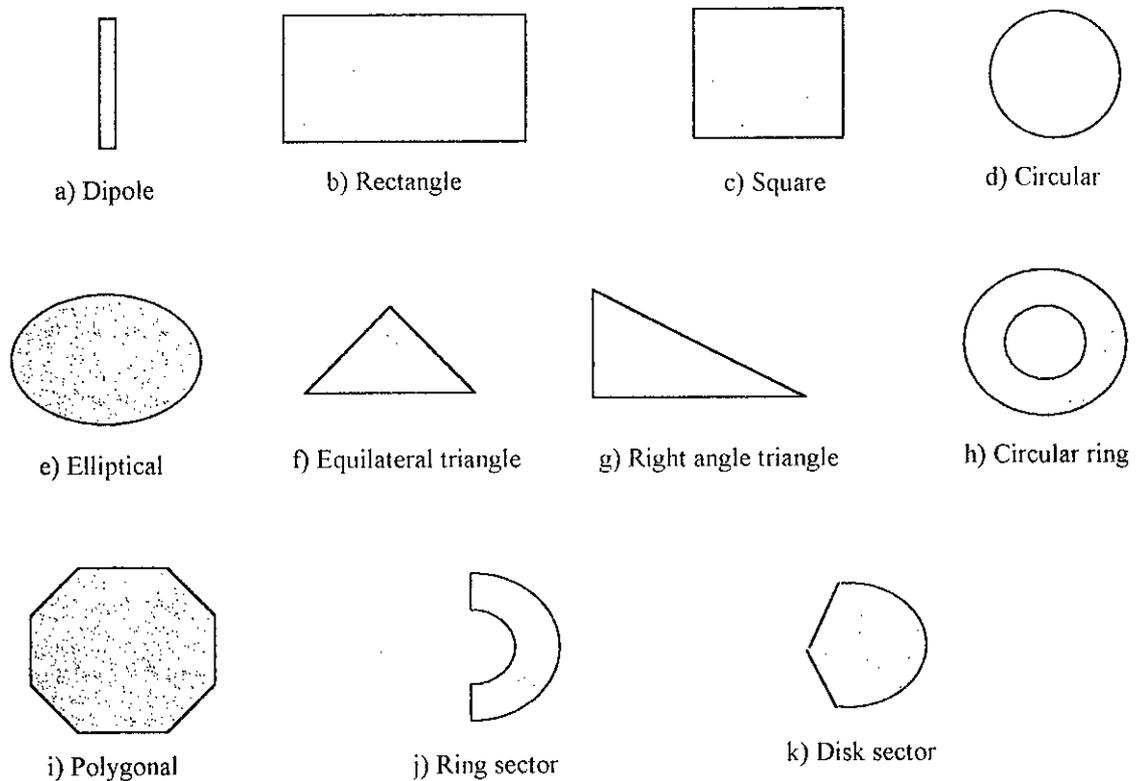


Fig. 1.3 les formes simples de l'antenne microruban

### 1-6 La sélection Substrat

Il est trouvé par plusieurs utilisateurs des antennes microrubans que l'élément le plus sensible dans la conception de ce type d'antenne est le substrat diélectrique. C'est ce paramètre qui détermine l'efficacité de la constante de propagation de l'onde ce qui permet de prédire la fréquence de résonance, la résistance de résonance et autres quantités. L'effet du substrat a été étudié par divers auteurs [25-29]. Ce qui suit permet la meilleure sélection du substrat :

- a- Présence d'ondes de surface;
- b- Effet de dispersion sur la constante diélectrique ainsi que sur l'angle de perte;
- c- Valeurs des pertes électrique et diélectrique;
- d- Anisotropie;

- e- L'environnement (humidité, température et temps);
- f- Contraintes mécaniques (dimensions, formes, vibrations poids,...);
- g- Coût.

Un résumé sur des substrats les plus utilisés en pratique peut être trouvé dans la ref. [26] et dans le chapitre 3 de ref. [30]. En outre, le chapitre 15 de ref. [31] donne discussion détaillée sur les avancements dans la technologie des substrats. Le tableau 1.1 résume quelque caractéristiques de quelque substrat les utilisés en pratique.

matériaux	constant diélectrique	Tangent de perte
PTFE, Cuflon	2.10	0.0004
PTFE, RT Duroid 5880	2.20	0.0009
Quartz fondue	3.75	0.0001
96% Alumine	9.40	0.0010
99.5% Alumine	9.80	0.0001
Saphir	9.4, 1.6	0.0001
GaAs	12.9	0.0020

Table 1.1 some commonly used dielectric materials

### 1-7 Applications

Les avantages, inconvénients et caractéristiques des antennes microrubans ont fait qu'elles sont utilisées dans des applications précises, telle que :

1. Sur les stations mobiles : Satellite, missiles, avions, navettes spatiales et radios mobiles ;
2. dans les radar moderne (faisceau à balayage électronique, radar à effet Doppler) ;
3. en tant que dispositifs de mesure ( altimètre, capteur à distance (remote sensing));
4. en tant que dispositif de commande et contrôle à distance;
5. en biomédical : antenne de RMN (Résonance magnétique nucléaire);

6. pour alimenter des antennes qui ont une structure complexe;
7. des équipements Man-pack ;

Les antennes microrubans, en plus à des applications citées ci-dessus, sont toujours des candidats pour des nouvelles applications.

### **1-8 Techniques d'alimentation**

En choisissant des configurations d'antennes appropriées pour une application particulière, le moyen d'exciter l'élément rayonnant est un facteur essentiel et important qui exige une considération attentive tant qu'il peut changé considérablement les caractéristiques de rayonnement de la structure. L'adaptation est souvent demandée entre la ligne d'alimentation et l'antenne, parce que l'impédance d'entrée diffère du l'impédance de ligne (*customary 50  $\Omega$* ). L'adaptation peut être assurée en choisissant proprement le lieu de point d'excitation sur l'élément rayonnant. Cependant, la position de la ligne d'alimentation peut affecter les caractéristique du rayonnement par des parasites.

Les considération pratique pour une bonne conception sont:

1. Faible insertion des pertes (*Low insertion loss*);
2. Utilisation minimum de l'espace (*Low space utilization*);
3. Simplicité dans la réalisation;
4. Nombre minimum de discontinuités dans l'alimentation pour éviter les rayonnements parasites qui augmentent les composantes contrapolaires.

#### **1-8-1 Alimentation par ligne microruban**

La ligne microruban et l'élément rayonnant sont imprime sur la même face du substrat diélectrique (Fig. 1.4). Cette configuration d'alimentation est très utilisée a cause de sa simplicité [6]. De plus, ce type d'alimentation présente des discontinuités entre les lignes les éléments rayonnants et éventuellement les éléments d'adaptation. Toutes ces discontinuités sont les sources du rayonnement, peuvent modifier le diagramme de rayonnement de l'antenne . En plus à cela, la ligne génère les ondes de surface qui sont importantes dans le cas du substrat épais, et elles s'ajoutent en tant que parasite au rayonnement principal. D'autres détails sur cette structure peuvent être trouvés dans [10, 12, 30].

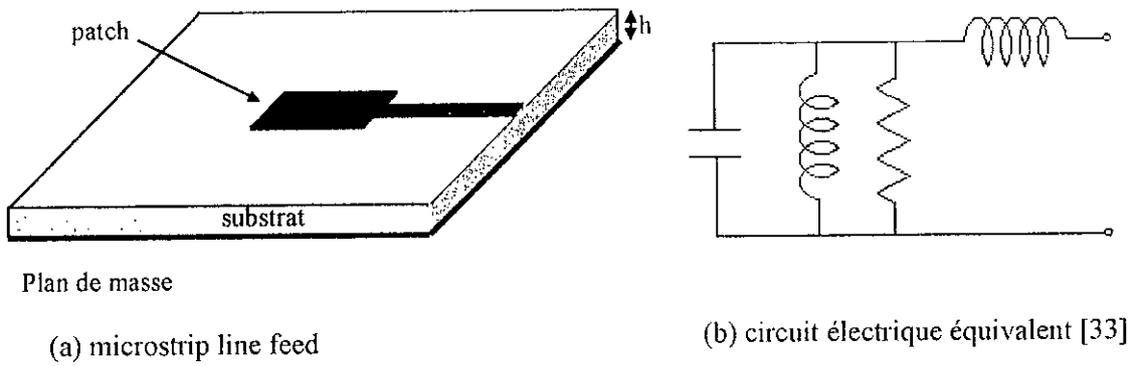


Fig. 1.4 Alimentation par ligne

**1-8-2 Alimentation par sonde Coaxiale**

L'alimentation par câble coaxial est la plus utilisée pour les antennes microruban. L'avantage de cette structure est qu'elle occupe moins d'espace. Le conducteur central du câble coaxial est connecté au patch tandis que la partie extérieure est reliée au plan de masse (Fig. 1.5).

L'effet de la réactance du câble est l'élément principal dans la conception de cette structure [33]. La réactance du probe devient très importante en comparaison avec l'impédance d'entrée de l'antenne lorsque la fréquence est grande. Par conséquent, le câble ne convient pas dans des hautes fréquences. Son utilisation dans des hautes fréquences exige un moyen d'éliminer cette réactance. Souvent on utilise des stubs capacitifs. Situé au-dessus du conducteur supérieur, ce moyen d'excitation perturbe beaucoup moins le rayonnement propre de l'antenne que le dispositif précédent. La position du point d'excitation peut varier, offrant ainsi la possibilité d'adaptation de l'antenne au circuit d'alimentation. L'excitation par sonde coaxiale pose cependant des problèmes technologiques, particulièrement lors de la réalisation de réseaux d'antennes, en raison des percement du substrat et des soudeurs sur les éléments rayonnants.

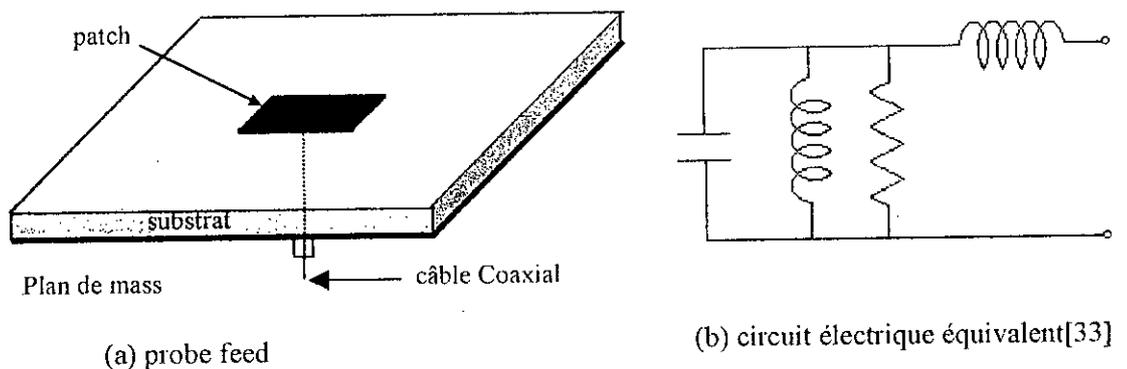


Fig. 1.5 Alimentation coaxiale

### 1-8-3 Alimentation par couplage électromagnétique

Dans le mécanisme d'alimentation par ouverture (Fig. 1.6), l'énergie RF de la ligne d'alimentation est couplée à élément rayonnant à travers soit une ouverture circulaire soit un ouverture rectangulaire. Pour cela l'élément et l'alimentation sont placés dans deux différentes couches. Quelques avantages de ce systèmes sont :

- Un espace considérable est disponible dans la couche d'alimentation, qui peut être utilisé pour monter la circuitré telle que les *phase-shifters* et diodes etc;
- Le circuit est complètement isolé de l'élément rayonnant, donc aucun effet réactif du câble d'alimentation;
- Circuit d'alimentation peut être intégré séparément suivant l'approche modulaire;
- L'excitation d'ondes de surface peut être mieux contrôler en choisissant une couche de basse permittivité des éléments rayonnants qui nous donne une flexibilité de contrôler le niveau de la composante croisé.

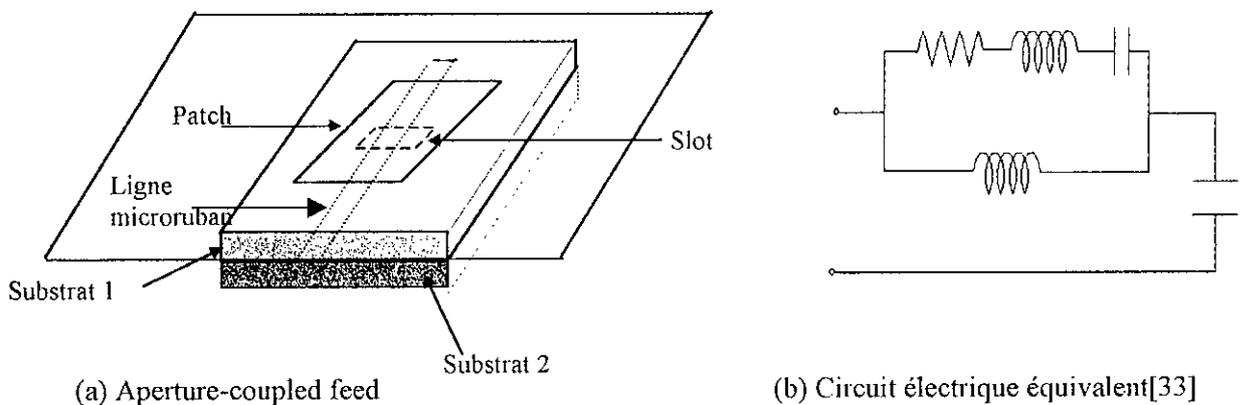


Fig. 1.6 Feeding by slot

L'alimentation par couplage électromagnétique à travers une fonte peut être conçue par la sélection propre des paramètres tel que la longueur du la ligne reliant le circuit loin due la fonte de couplage, la longueur de la fonte, l'épaisseur du substrat et la constante diélectrique de deux substrats. L'impédance d'entrée peut être adaptée à un niveau désiré par un choix judicieux de la longueur de la fonte (*resistive part of the input and the open circuited line tunes out the reactance*). Ce type d'excitation a été initié par Pozar [34] et il a été analysé d'une rigoureuse par Sullivan et Schubert [35].

#### 1-8-4 L'alimentation par proximité

De toutes les techniques d'alimentation, c'est celle qui confère la plus large bande passante due au fait que l'élément rayonnant est loin du plan de mass. Elle est simple à modélisée et les rayonnements parasites qui ont découlent sont faibles.

Le principe consistait au départ à utiliser un ligne microruban à proximité du patch. Le transfère d'énergie se fait par couplage électromagnétique. Pour palier au problème de la composante contrapolaire et pour augmenter le rendement, une variante a été adopter (Fig. 1.7). Elle consiste à utilisée le un premier substrat sur le quel on dépose la ligne microruban qui doit véhiculer l'énergie. On dépose sur ce premier substrat un second substrat (la ligne est alors cernée par les deux substrat) sur lequel sera finalement déposé l'élément rayonnant. Cette variante a l'inconvénient d'être difficile à concevoir. L'adaptation et la modification de la bande passante se fait en variant les dimensions du patch et celle de la ligne microruban.

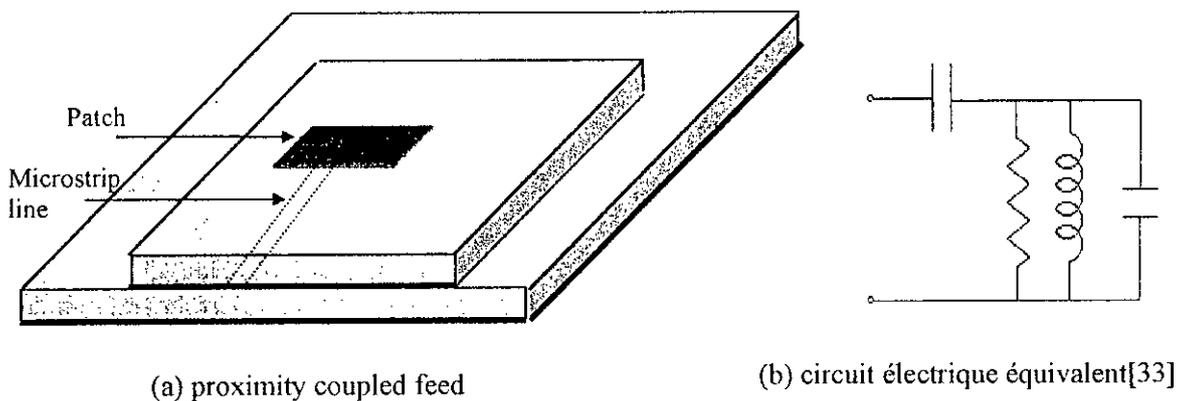


Fig. 1.7 Alim. par roximité

#### Remarque

Quelques configurations d'alimentation déjà citées aussi bien que d'autres sont analysées et publiées [36- 41]. Une étude comparative avec des techniques rigoureuses est nécessaire pour optimiser le choix parmi ces structures d'alimentation pour des applications spécifiques.

#### 1-9 Techniques d'analyse d'antennes microruban

Les méthodes d'analyse d'antennes microruban peuvent être subdiviser en trois catégorie selon le modèle utilisé. Ces modèles ont des niveaux de complexité différent et nécessitent des différents efforts de calcules. Malgré qu'il n'y a pas une loi claire sur laquelle on se base pour choisir la meilleure de ces méthodes pour une spécifique

application, le premier guide sera l'épaisseur du substrat. Les autres, la performance particulier de l'antenne à évaluer, la géométrie de l'antenne, la technique d'alimentation, ....

### 1-9-1 Modèles empiriques

Ces modèles sont nommes ainsi car ils sont issus d'observation pratique et font l'objet d'analogie avec les modèles déjà existant. En ondes millimétriques deviennent en générale inutilisable a cause des ondes de surface qui ne sont pas prise en compte. Ces modèles gardent toutefois leur importance, car ils représentent un bon moyen pour comprendre le mécanisme de rayonnement et pour obtenir une première approximation de la grandeur recherchée (tout au moins ils donnent un aperçu qualificatif des caractéristiques). Parmi une panoplie de méthodes empiriques, il n'a vraiment subsisté autant que le modèle de la ligne de transmission et cela de cavité. Nous les décrivons brièvement ci-dessous.

#### 1-9-1-1 Transmission line model

Le modèle de la ligne de transmission [42-44] est basé sur l'observation qu'un patch rectangulaire est simplement une ligne microruban large terminée par un circuit ouvert. Le rayonnement se fait en plus grand partie grâce aux effets de bord. Le débordement du champ aux extrémités de la ligne fait que les dimensions physique de celle-ci semble être plus grandes ; c'est pourquoi on utilise des corrections dans l'évaluation des paramètres. La connaissance de la configuration des champs au niveau des ouvertures va permettre de connaître les champs rayonnés à un point quelconque de l'espace.

Les inconvénients de ce modèle [45] sont surmontés par *Dubost* [44, 46-47] and *Lier* [48], où les pertes conductrices et du diélectriques sont prise en compte. Et le modèle devient applicable à des géométries de forme arbitraire.

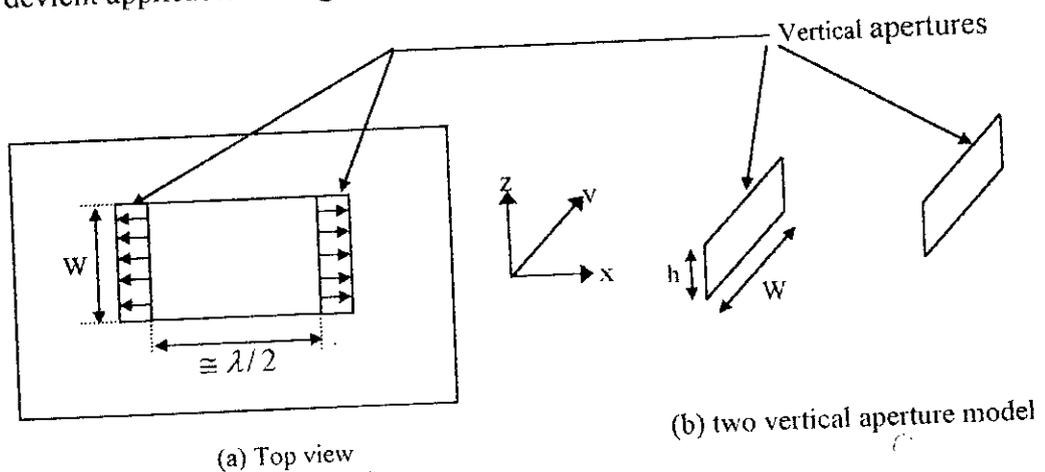


Fig. 1.8 Antenne rectangulaire sur un substrat d'épaisseur  $h$

**1-9-1-2 Modèle de la cavité**

Dans le modèle de la cavité [49-50], l'antenne microruban est considérée comme une cavité (Fig. 1.9), c'est à dire, une région entourée de murs électrique et l'autre de murs magnétique. Cette modélisation a été établie sur la base des observations suivantes :

- Au niveau des conducteurs, il ne subsiste que la composante normale du champ électrique ainsi que la composante tangentielle du champ magnétique.
- Les champs sont indépendants de  $z$ .
- Au niveau des bords , par effet d'attraction et de répulsion, le courant n'a pas de composante tangentielle, ce qui implique que la composante du champ magnétique selon  $Z$  va être négligeable

Les expressions des champs concernant la cavité peuvent être utilisé, les courants pourront être déterminés, ce qui permettra de calculer les caractéristiques désirées .Toutefois ,il est à noter que les expressions du champ dans la cavité doivent être modifiées (établir des corrections pour tenir compte des pertes par rayonnement), sinon, le calcul de l'impédance d'entrée nous donnera une valeur purement imaginaire (puisque la cavité est équivalente à un circuit LC).

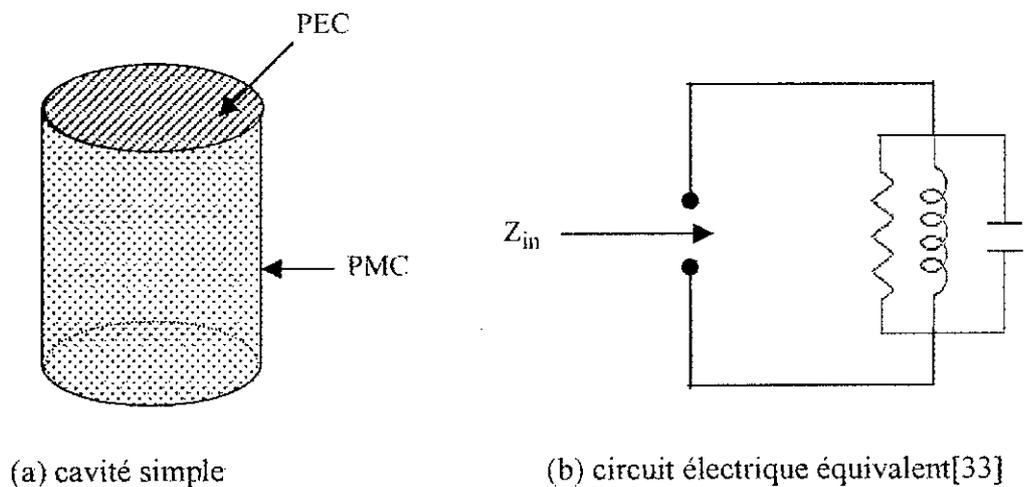


Fig. 1.9 modèle cavité

Ce modèle traite tous les formes d'antenne pour les quelle l'équation de *Helmholtz* accepte une solution analytique: disque [51- 52], rectangle [53], triangle [54], ellipse [55] and anneau [17, 56]. Des efforts considérables ont été faite pour modifier ce modèle pour inclure les effet du substrat, et pour étendre son applicabilité à des ondes en hautes fréquences [57] à des formes arbitraires [57-58].

### 1-9-2 Modèles Semi-empiriques

Sont appelés ainsi car ils font d'une part appel à des expressions empirique et d'autre part à une analyse complète (Full wave). L'effort de calcul est plus que les modèles empiriques mais reste moindre par rapport à une analyse complète. En général, cette classe de techniques tient en compte des ondes de surface, ce qui élargit sa validité dans le domaine millimétrique. Nous présentons ci-dessous quelques méthode.

#### 1-9-2-1 Approche variationnelle

Elle a été proposée par *Uzunoglu, Alexopoulos, et Fikioris* en 1979 [59]. Dans son étude, l'auteur a considéré un dipôle horizontal, mais la méthode est facilement généralisable pour d'autres formes. La méthode consiste en :

1. La Dérivation des fonctions de Green exactes .
2. L'utilisation d'une distribution de courant présumée afin de déterminer une expression variationnelle de l'impédance d'entrée.

Il a été montré que la partie réelle de l'impédance d'entrée était la résultante d'une composante due aux ondes de surface et l'une autre composante due aux ondes d'espace (rayonnement).

L'approche variationnelle donne des bons résultats en micro-ondes. Par contre, en ondes millimétriques, les résultats ne sont corrects qu'aux auteurs de la résonance

1. Une approche dite généralisée proposée par *Suzuki et Chiba* en 1984 [60], combine la méthode variationnelle et la méthode « modal-expansion » pour analyser des patches de forme arbitraire (Fig. 1.10).

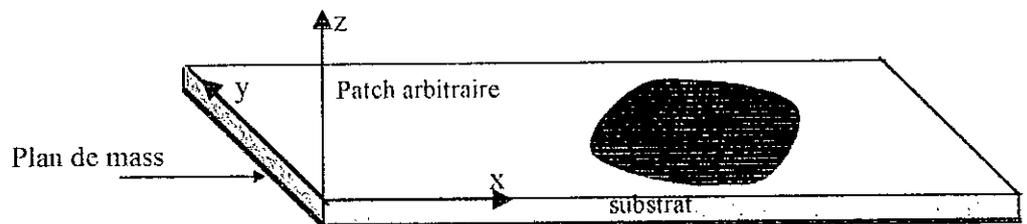


Fig. 1.10 Antenne de forme arbitraire

#### 1-9-2-2 L'approche de l'équation intégrale duale

Cette approche a été proposée par *Chew et Kong* en 1981 [61]. Les étapes de cette méthode peuvent être trouvées dans la ref. [30]. Les auteurs terminent à dire que,

l'approche est une technique excellente potentiellement capable of produire des résultats d'intérêt direct à un concepteur dans les hautes fréquences. La difficulté principale de cette méthode est que son formulation et programmation sont très lourds.

### 1-9-2-3 Le modèle du courant de surface électrique

Il a été proposé par *Ashkenazy et al* en 1985. Le modèle a été développé pour analyser le patch rectangulaire [62] et les antennes conformes [63]. L'approche est facile à utilisée et incorporée les ondes de surface dan l'analyse. les étapes de ce modèle sont les suivantes.

- Détermination des fonctions de Green
- Détermination des caractéristiques radioélectrique de l'antenne [30].

### 1-9-2-4 La technique de la transformé de Hankel

Cette méthode a été proposée par *Araki et al* en 1986 [64]. La formulation se fait dans le domaine de **Hankel**, et a été appliquée au cas d'un patch circulaire à proximité d'un autre patch concentrique (parasite). Le cas où un seul patch est considéré peut facilement se déduire du cas précédent . L'épaisseur du substrat ainsi que les ondes de surface sont pris en compte. En bande S (2 à 4 GHz ), de bons résultats ont été observés concernant le diagramme de rayonnement et le taux d'onde stationnaire (TOS). L'inconvénient de cette méthode reste l'effort de programmation nécessaire pour aboutir aux résultats .

### 1-9-2-5 Méthode de réciprocité

Cette méthode, présentée par *Pozar* en 1986 [ 65], est très versatile par nature, en terme de son potentiel pour adaptation à beaucoup de configurations d'antennes imprimées, et elle a suffisamment de rigueur analytique. La méthode utilise le théorème de réciprocité et les fonctions de Green exactes pour le substrat diélectrique pour formuler la solution par la méthode des moment pour trouver la distribution des courants. La solution numérique pour les champs dans l'ouverture augmente l'efficacité du résultat. La seule limitation de cette méthode tende à être que les modes d'ordre supérieur reste inconnus dans l'expression du champ modal de l'antenne microruban.

### 1-9-2-6 Technique de la condition aux limites généralisée

Elle a été suggérée en 1988 par *Martinson* [66]. Elle consiste à décomposer un élément rayonnant de forme quelconque ( y compris l'alimentation ) en une série discrète

de segments. Sur chaque segment sont définis une tension et un courant équivalent en supposant que l'onde qui se propage a une configuration TEM. Une condition généralisée dans une forme intégrale va relier courants et tensions équivalents le long des bords (du patch). Ceci explique pourquoi cette méthode tient compte de manière intrinsèque des effets de bord. La discrétisation précédente va conduire à un système d'équations qui permettra de déterminer les courants.

Cette méthode n'est valide qu'en micro-onde ainsi qu'aux basses fréquences du spectre des ondes millimétriques car elle est basée sur l'hypothèse du substrat mince.

### 1-9-3 Analyse complète « Full-wave »

Concernant cette catégorie, la formulation du problème se fait de manière exacte (ni expressions empiriques ni semi-empiriques). Les techniques associées à cette classe sont caractérisées par la difficulté de mise en œuvre du programme de simulation. Dans cette classe on trouve soit « electric field integral equation (EFIE) » ou « mixed potentials integral equation (MPIE) » pour caractériser la structure rayonnante. L'équation caractérisante est résolue dans le domaine spectrale ou spatiale [67-75] ou d'autres techniques [76].

#### 1-9-3-1 Méthode de l'équation intégrale à potentiels mixtes

Cette méthode est proposée par *Mosig* [77] pour étudier une antenne microruban de forme quelconque. L'équation intégrale sera constituée de potentiels vecteur et scalaire ; c'est donc une généralisation de ce que *Harrington* et *Newman* ont présenté. L'équation intégrale sera résolue dans le domaine spatial en utilisant la méthode des moments.

#### 1-9-3-2 Approche de l'équation intégrale du champ électrique

Cette méthode permet de déterminer la distribution de courant sans supposer une connaissance préalable de sa distribution. Pour résoudre cette équation intégrale, nous la transformons d'abord du domaine spatial au domaine spectral. On utilise ensuite une méthode des moments pour sa résolution numérique. Les différentes étapes de cette méthode sont:

1. Transformer le problème réel en un problème équivalent plus facile à résoudre. Ceci est obtenu en remplaçant la structure physique par des sources équivalentes qui rayonnent dans un espace homogène infini ou dans un domaine dans lequel les fonctions de dyadiques sont connues.

2. Appliquer les conditions aux limites appropriées au problème pour obtenir une équation qui doit être satisfaite par les sources équivalentes citées ci-dessous.
3. Discretiser le domaine sur lequel les sources équivalentes existent (surface de l'antenne).développer ces sources.
4. Remplacer dans l'équation obtenue dans l'étape 2 les sources par leurs développements afin d'obtenir un système linéaire d'équation algébrique.
5. La résolution de ce système permet d'obtenir les coefficients du développement appliqué dans l'étape 3.
6. L'obtention des sources sur la surface de la structure permet de déterminer toutes les caractéristiques radioélectriques de cette structure, aussi bien celles dépendant du champ proche( impédance d'entrée, bande passante...) que celles dépendant du champ lointain (diagramme de rayonnement, directivité...).

Cette technique présente quelques caractéristiques attractives parmi lesquelles on cite : la simple formulation et son application à des formes arbitraires de patch (Fig. 1.3). les pertes diélectrique et conductrice sont simple à inclure dans l'analyse, les ondes de surface sont prise en considération. Cependant, elle présente des limitations, que le plan de mass est considéré infini mais son effet peut être inclure selon la Ref. [10], et les efforts de calcul sont trop demandés.

Le problème dans cette thèse concerne l'analyse d'antenne microruban attachée à des éléments parasites coplanaire avec le patch principal. Basé sur l'étude ci-dessus, il apparaît que la méthode full-wave est la plus rigoureuse donnant les résultats les plus précis. Les étapes principales de l'analyse d'antenne microruban sont illustrées dans la Fig. 1.11.

Dans cette technique, l'équation caractérisant la structure porte les courants de surface comme inconnus. Pour la résoudre, l'équation sera transformée d'abord du domaine spatial au domaine spectrale. L'une des méthodes des moments (La méthode de Galerkin) sera utilisée.

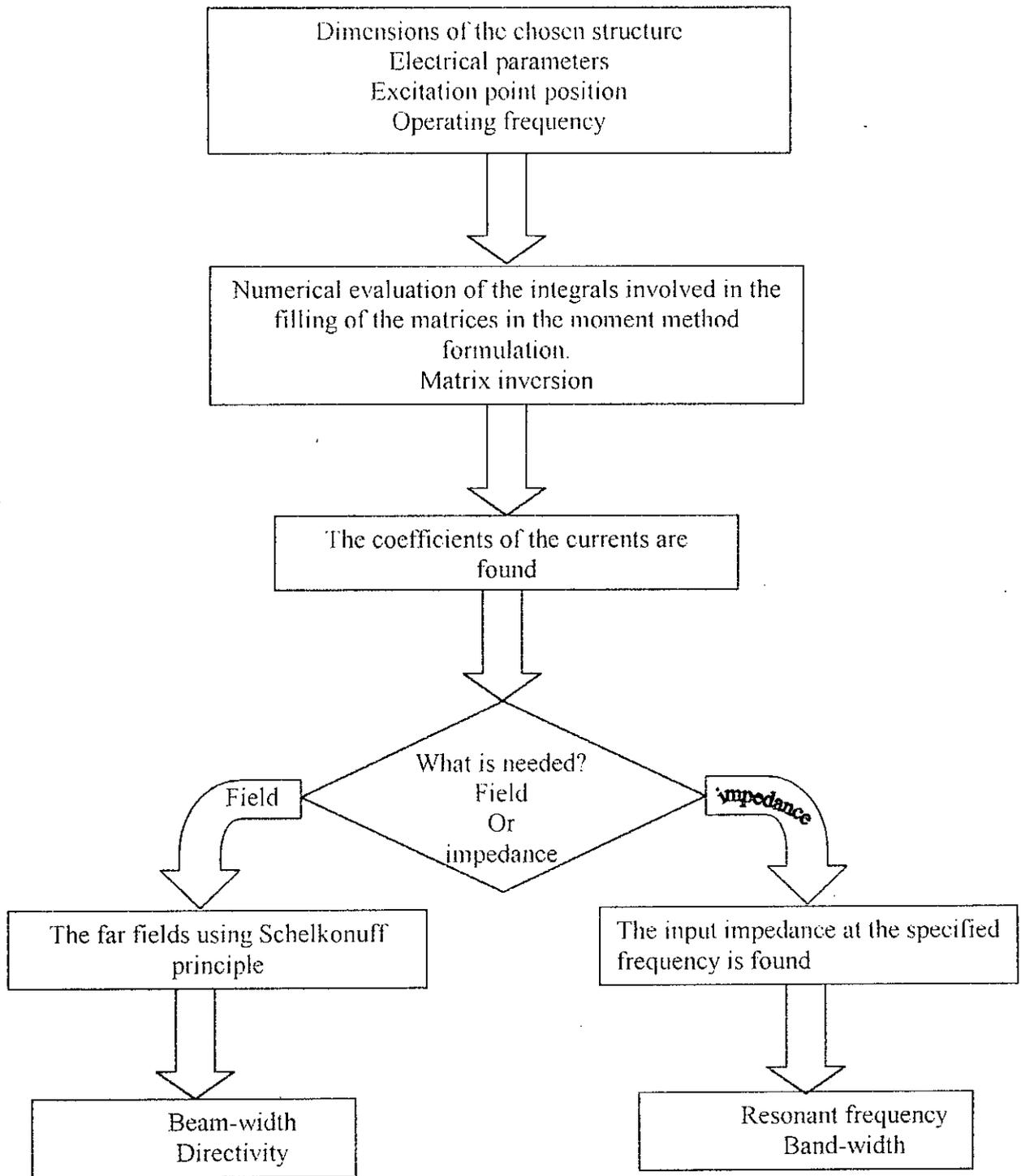


Fig. 1.11 Flow chart showing the analyses steps

---

# Chapter

## 2

---

## PRINCIPES ESSENTIELLE DE L'ANTENNE ET FORMULATION MATHÉMATIQUE

*The important thing about a problem is not  
its solution, but the strength we gain in  
finding its solution*

**Anonymous**

### 2-1 Introduction

La plupart des antennes sont des dispositifs qui peuvent être utilisées pour la transmission et la réception. La distribution des courants associés à ses deux modes de travail, cependant, peuvent être différents. Dans le mode de transmission, l'antenne est conduite par sa porte reliée au circuit, et la distribution de courant est déterminée uniquement par la géométrie de l'antenne. Dans le mode de réception, l'antenne est excitée par un champ incident, et la distribution du courant dépend non seulement de l'antenne mais aussi de la direction de l'incidence et de la polarisation de l'onde excitante. En plus, la distribution de courant varie avec l'impédance d'entrée du circuit qui est reliée à l'antenne.

A l'aide du théorème de réciprocité on peut montrer que l'impédance d'entrée et le diagramme de rayonnement d'une antenne sont les mêmes soit à la transmission ou à la réception. En conséquence, les caractéristiques d'une antenne sont déterminées à partir de la distribution de courant associée au mode de transmission seulement. L'objectif de ce

chapitre est de déterminer la distribution de courant sur un patch de forme arbitraire d'une antenne microruban alimentée par un câble coaxiale, basée sur la résolution de l'équation intégrale caractérisant le dispositif par la méthode des moment dans le domaine spectral.

## 2-2 Formulation mathématique du problème

### 2-2-1 Géométrie du modèle

Le modèle de courant de surface sera développé pour la structure microruban simple illustrée dans la Fig. 2.1.

Le substrat diélectrique est supposé infini, homogène, isotrope et dissipatif. Dans ces conditions, sa constante diélectrique peut s'écrire

$$\tilde{\epsilon} = \epsilon_0 \tilde{\epsilon}_r = \epsilon_0 \epsilon_r (1 - j \tan \delta) \quad 0 < z < h \quad (2-1)$$

$\epsilon_0$  est la constante diélectrique du vide.

$h$  and  $\epsilon_r$  sont respectivement l'épaisseur et la permittivité relative du substrat diélectrique.

L'antenne excitée à laide d'une sonde coaxiale est le siège d'un champ électromagnétique  $(\vec{E}^{inc}, \vec{H}^{inc})$ , appelé champ incident.

### 2-2-1 Formulation de l'équation intégrale

L'équation intégrale peut être obtenue en utilisant la condition aux limites :

$$\vec{E}^{inc}(x, y, h) + \vec{E}^{scat}(x, y, h) = 0 \quad (2-2)$$

pour travailler dans le domaine spectrale nous utilisons la transformée de Fourier et son inverse :

$$F\{\vec{A}(\vec{\rho}, z)\} = \tilde{\vec{A}}(\vec{k}_t, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{A}(\vec{\rho}, z) \exp(-j \vec{k}_t \cdot \vec{\rho}) dx dy \quad (2-3a)$$

$$F^{-1}\{\tilde{\vec{A}}(\vec{k}_t, z)\} = \vec{A}(\vec{\rho}, z) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\vec{A}}(\vec{k}_t, z) \exp(j \vec{k}_t \cdot \vec{\rho}) dk_x dk_y \quad (2-3b)$$

où  $\vec{k}_t = k_x \hat{x} + k_y \hat{y} = \beta(\cos \alpha \hat{x} + \sin \alpha \hat{y}) = \beta \hat{k}_t$  est le nombre d'onde transverse et  $\beta = |\vec{k}_t|$ .

Les symboles  $\hat{\cdot}$  et  $\sim$  sont utilisées pour désigner respectivement les vecteurs unitaires et les grandeurs dans le domaine spectrale.

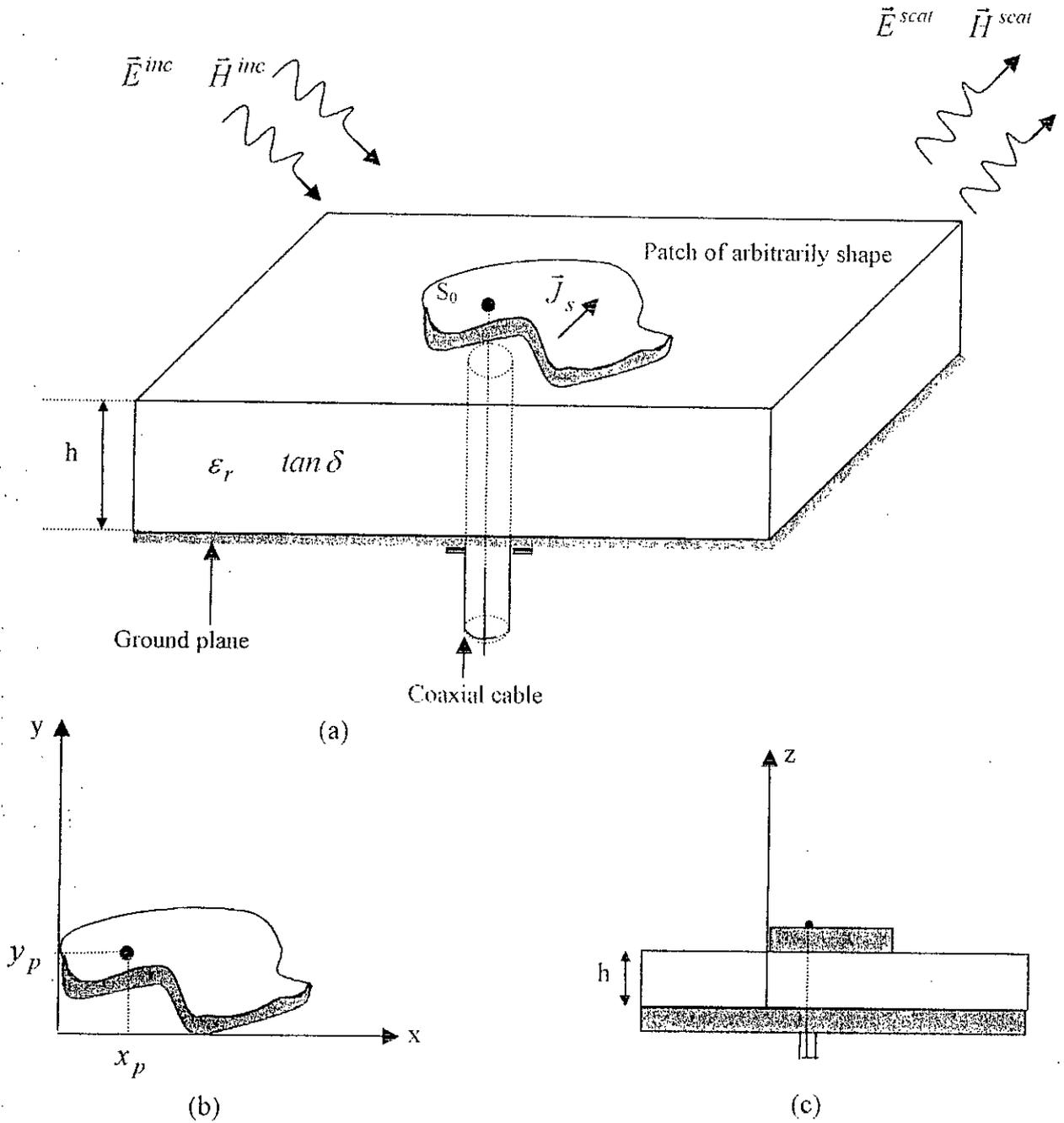


Fig. 2.1 (a) Geometry of the microstrip structure  
 (b) Top view (c) Side view

L'introduction de l'équation (2-3a) dans (2-2) donne

$$\tilde{\tilde{E}}^{inc}(k_x, k_y, h) + \tilde{\tilde{E}}^{scat}(k_x, k_y, h) = 0 \tag{2-4}$$

L'inconnu dans (2-4) est le champ diffracté.

Compte tenu du théorème de réaction de Rumsey [14], l'équation (2-4) devient

$$\int_{\Sigma} \vec{J} \vec{E}^{scat} ds + \int_{V_s} \vec{J}_f \vec{E}^{scat} dv = 0 \quad (2-5)$$

$\Sigma$  représente la surface du conducteur sur laquelle se trouve le courant  $\vec{J}$ .

$V_s$  représente le volume contenant la source d'alimentation  $\vec{J}_f$ .

L'équation (2-5) est l'équation intégrale désirée qui caractérise la structure de la Fig. 2-1.

### 2-3-2 Les fonction de Green

Pour mieux comprendre le concept des fonctions de Green, considérons la figure ci dessous

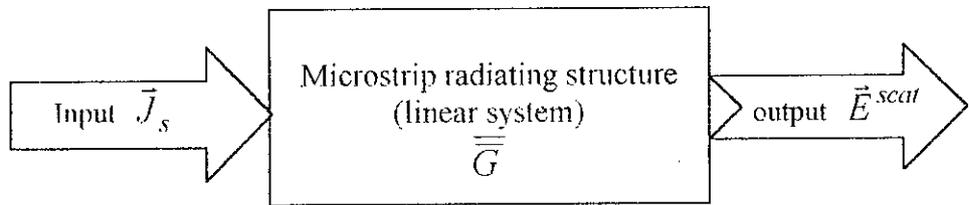


Fig. 2.2 Microstrip structure characterized by  $\overline{\overline{G}}$  simulated by a linear system

De la figure 3,  $\overline{\overline{G}}$  est une relation de cause a effet entre  $\vec{J}_s$  et  $\vec{E}^{scat}$  [78]. Ceci se traduit [79] par l'équation de convolution :

$$\vec{E}^{scat} = \int_{S_0} \overline{\overline{G}} \vec{J}_s ds \quad (2-6)$$

Dans le domaine spectral, l'intégrale (2-6) du domaine spatial se transforme en un simple produit. Du fait que les quantités considérées sont des vecteurs, l'équation (2-6) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \\ \tilde{E}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

dans cette analyse, les fonctions de Green exactes de la structure sont utilisées. Dérivation des fonction de Green est donné dans l'annexe A.

Pour notre problème, le champ incident  $\tilde{E}^{inc}$  est crée par le courant de la sonde coaxiale

$\tilde{J}_z$  et  $\tilde{E}^{scat}$  résulte seulement de courant de surface  $\tilde{J}_s = \tilde{J}_x \hat{x} + \tilde{J}_y \hat{y}$ .

Donc :

$$\tilde{\vec{E}}^{inc} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x^{inc} \\ \tilde{E}_y^{inc} \\ \tilde{E}_z^{inc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \tilde{J}_z \end{bmatrix} \quad (2-8a)$$

$$\tilde{\vec{E}}^{scat} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x^{scat} \\ \tilde{E}_y^{scat} \\ \tilde{E}_z^{scat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{G}_{xx} & \tilde{G}_{xy} & \tilde{G}_{xz} \\ \tilde{G}_{yx} & \tilde{G}_{yy} & \tilde{G}_{yz} \\ \tilde{G}_{zx} & \tilde{G}_{zy} & \tilde{G}_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-8b)$$

### 2-2-3 Implémentation de la méthode des moments

Même pour des géométrie simple, l'équation (2-5) ne possède pas de solution analytique. Aussi, La méthode des moments [MM] [80] est utilisée pour obtenir une solution numérique. Pour mettre en œuvre cette méthode, on doit décomposer le courant de surface  $\vec{J}_s$  en une somme pondérée de fonctions orthogonales  $\vec{J}_n$  dites fonctions de base. On aura alors pour chaque composante de  $\vec{J}_s$  (après transposition dans le domaine spectral ) comme:

$$\tilde{J}_x(k_x, k_y) = \sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn} \tilde{J}_{xn}(k_x, k_y) \quad (2-9a)$$

$$\tilde{J}_y(k_x, k_y) = \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn} \tilde{J}_{yn}(k_x, k_y) \quad (2-9b)$$

L'utilisation de théorème de Parseval ainsi que la méthode de Galerkin réduit le problème en un système linéaire d'équation intégrale algébrique.:

$$V_m + \sum \alpha_n Z_{mn} = 0 \quad m=1,2, \dots, N, \quad N = N_x + N_y \quad (2-10)$$

Qui s'écrit également sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Z_{mn}^{xx} & Z_{mn}^{xy} \\ Z_{mn}^{yx} & Z_{mn}^{yy} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{xn} \\ \alpha_{yn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m^x \\ V_m^y \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

où

$$Z_{mn}^{pq} = \frac{I}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}^*(k_x, k_y) \tilde{G}_{pq}(k_x, k_y) \tilde{J}_{qn}(k_x, k_y) dk_x dk_y \quad (2-12)$$

et

$$V_m^p = -\frac{I}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}^*(k_x, k_y) \tilde{G}_{pz}(k_x, k_y) \tilde{J}_z(k_x, k_y) dk_x dk_y \quad (2-13)$$

### 2-2-3 Fonctions de base

Les fonctions de base utilisées dans la résolution du problème de l'antenne microruban, comme vraiment dans toutes les solutions avec la méthode des moments, sont de deux variété: domaine entier où sous sections [71-75]. Dans le premier cas les inconnus sont étendus dans un ensemble de fonction de base, ayant le domaine la structure entière, dans le deuxième cas les courants sont rapprochés piecewise par fonctions simple ayant leur domaines considérablement petits par rapport à la structure lui même. Les exemples de deux classes peuvent être trouvés dans la Ref. [81].

Le choix des fonctions de base détermine la précision et l'efficacité de la solution. Ce choix est guidé par des études qui sont déjà faite sur géometries similaire est dicté par les propriétés inhérentes de la géométrie. Pour l'analyse courant, patch rectangulaire avec et sans éléments parasites, les fonctions piecewise sinusoidal sont choisies, leur expressions sont données dans l'annexe B.

### 2-3 L'intégration numérique

Equ. (2-11) dicte que le problème de l'antenne microruban est réduit à celui de l'inversion de matrice ayant les éléments  $Z_{mn}$ . Cependant, avant de d'inverser la matrice, le problème de remplissage des matrices  $[Z]$  and  $[V]$  est rencontré. Dans ce qui suit nous discuterons les intégrants et la manière d'effectuer l'intégration numérique.

Les entrées des matrices Z et V sont des intégrales doubles. Pour simplification, les intégrales sont transformés à leur forme polaire utilisant la relation

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} H(k_x, k_y) dk_x dk_y = \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} H(\alpha, \beta) \beta d\beta d\alpha \quad (2-14)$$

Où  $k_x = \beta \cos \alpha$  et  $k_y = \beta \sin \alpha$

L'intégrant dans le coté droite de l'Equ. (2-14) peut s'écrire sous la forme

$$H(\alpha, \beta) = \frac{N(\alpha, \beta)}{T_e(\beta) T_m(\beta)} \quad (2-15)$$

avec les termes  $T_e$  et  $T_m$  donnés dans l'annexe A; et ils sont en fonction de  $\beta$  seulement.

Dans l'exécution de l'intégration numérique avec les intégrants de l'Equ. (2-15), la nature oscillatoire (à partir des termes en cosinus et sinus de la fonction de Green et les fonctions de base/poids) et les singularités (les zéros de  $T_e$  et  $T_m$ ) sont les deux difficultés principaux dans les calculs. Les figures du 2.3 à 2.8 illustrent les valeurs absolus des intégrants dessinés en 3D. Pour des études précises et efficaces de ces difficultés on réfère à des références [71], [79], [82-83].

Dans les références de *Pozar* [71] et *Mosig* [79], les termes  $T_e$  et  $T_m$  représentent les ondes de surface transverse électrique (TE) magnétique (TM), et la première onde TM de surface a une fréquence de coupure égale zéro (voire la section 2-4), donc il y aura toujours au moins un pôle d'onde de surface. Les pôles se produisent pour des valeurs réelles de  $\beta = \beta_0$  tel que  $k_0 \leq \beta_0 \leq \sqrt{\epsilon_r} k_0$  si  $\tan \delta = 0$  (no losses in the dielectric slab). Si le diélectrique présente des ( $\tan \delta \neq 0$ ), les pôles s'éloignent de l'axe réel  $\beta$ . Cet effet est illustré dans la Fig. 2.9.

Basée sur ces conclusions et sur le fait que les substrats utilisés ont des pertes ( $\tan \delta \neq 0$ ), l'intégration directe peut être effectuée. Pour notre cas (problème physique), les fonctions (intégrants) sont numériquement intégrables avec difficultés seulement dans des régions spécifiques. A ce point, il est conseillé de concentrer les points dans les régions où les fonctions présentent des variations les plus pondérées. Pour cette raison une méthode adaptative (*which aims at distributing the points in such a way as to obtain the desired precision everywhere*) est utilisée. Parmi les méthodes adaptatives existantes [84-85] nous avons choisi la méthode de *Romberg* qui a été déjà utilisée pour résoudre les problèmes d'antenne [84]. Un résumé sur l'algorithme de *Romberg* est donné en annexe C.

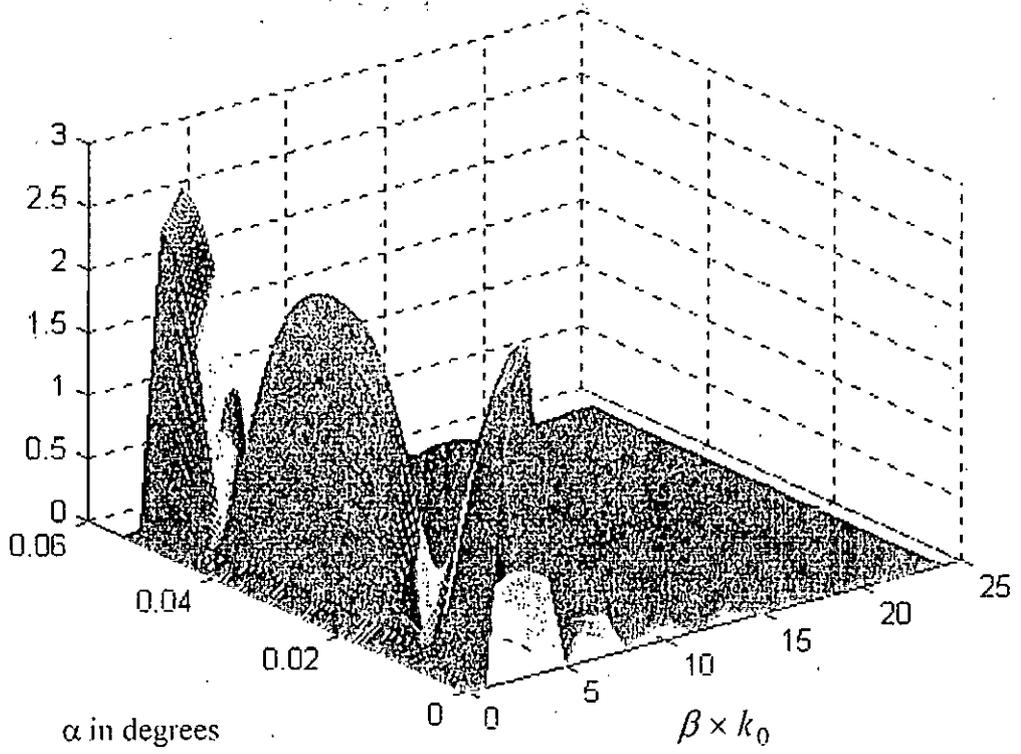


Fig. 2.3 Variation of the absolute value of the integrand of  $Z_{mn}^{xx}$  as a function of  $\alpha$  and  $\beta$  for the parameters – rectangular patch of  $l = 11.43 \text{ Cm}$ ,  $W = 7.62 \text{ Cm}$ ,  $N_x = N_y = 2$ ,  $m = n = 2$ ,  $\epsilon_r = 2.64$ ,  $\tan \delta = 0.003$

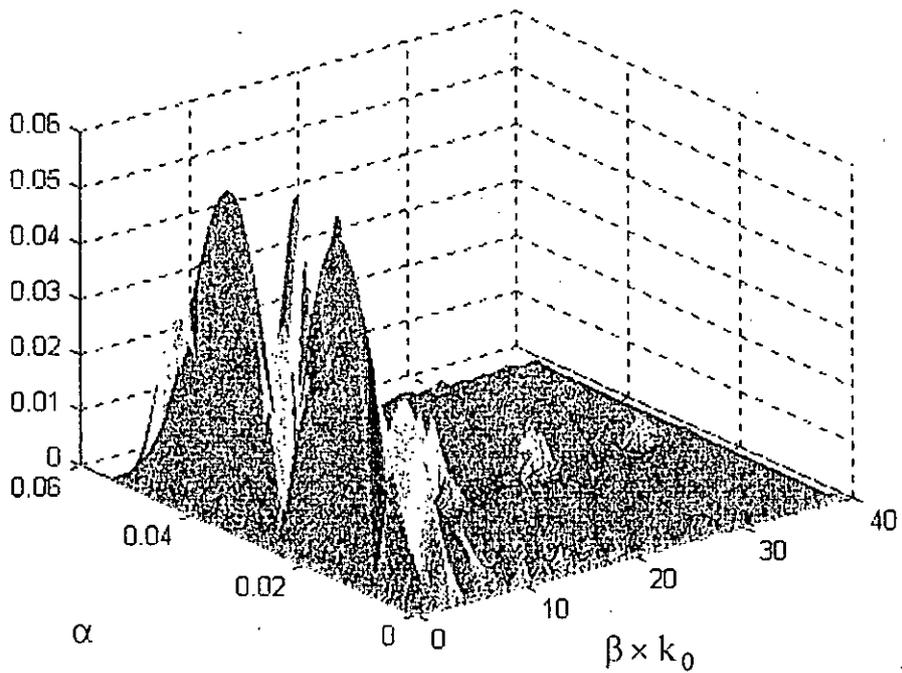


Fig. 2.4 et 2-5 Variation of the absolute value of the integrand of  $Z_{mn}^{xy}$  as a function of  $\alpha$  and  $\beta$

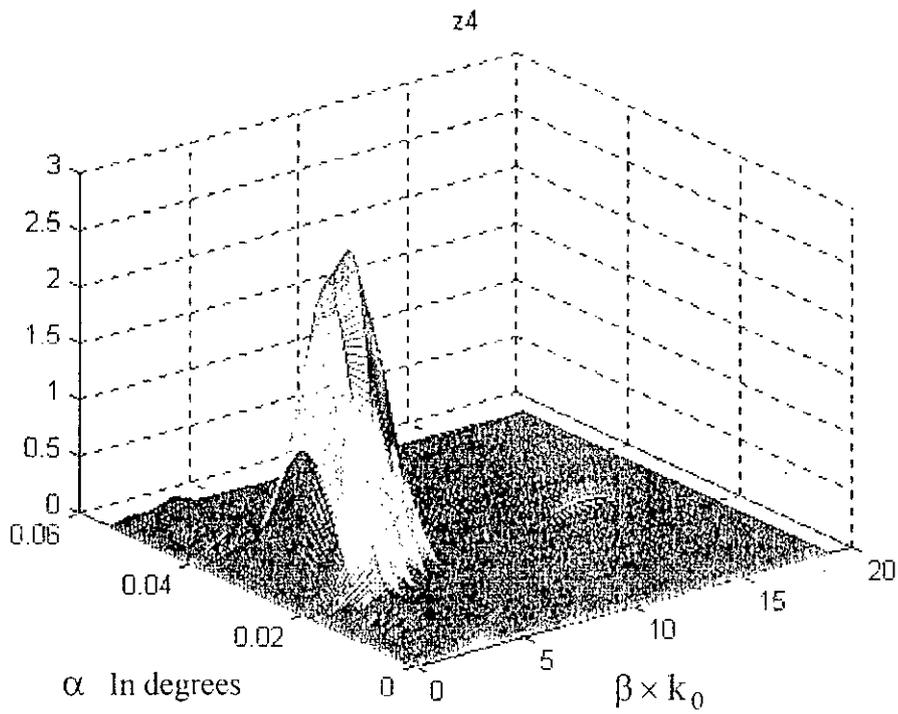


Fig. 2.6 Variation of the absolute value of the integrand of  $Z_{min}^{yy}$  as a function of  $\alpha$  and  $\beta$

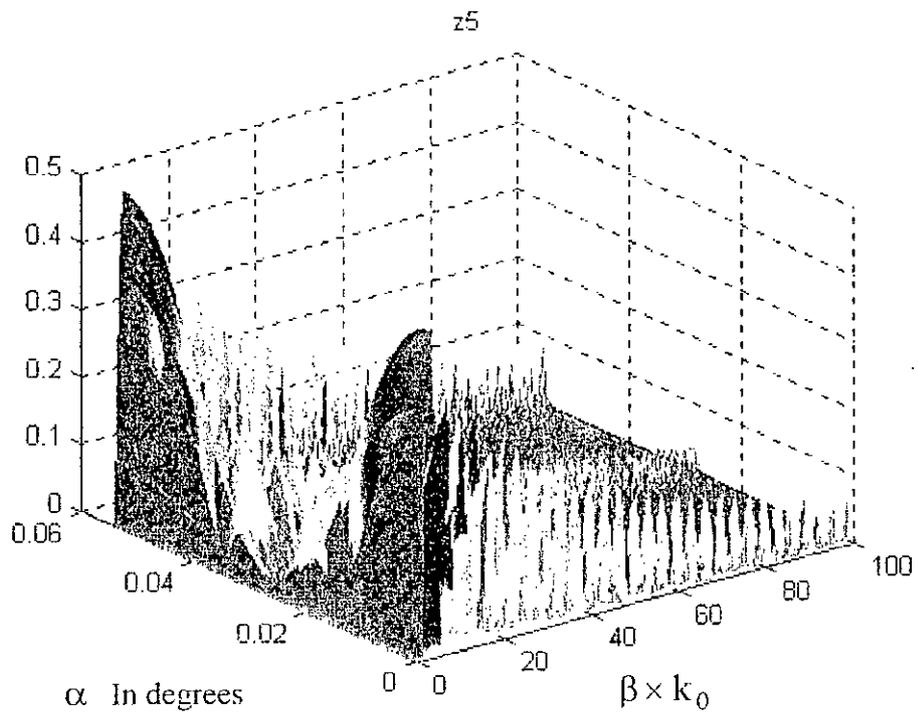


Fig. 2.7 Variation of the absolute value of the integrand of  $V_m^x$  as a function of  $\alpha$  and  $\beta$

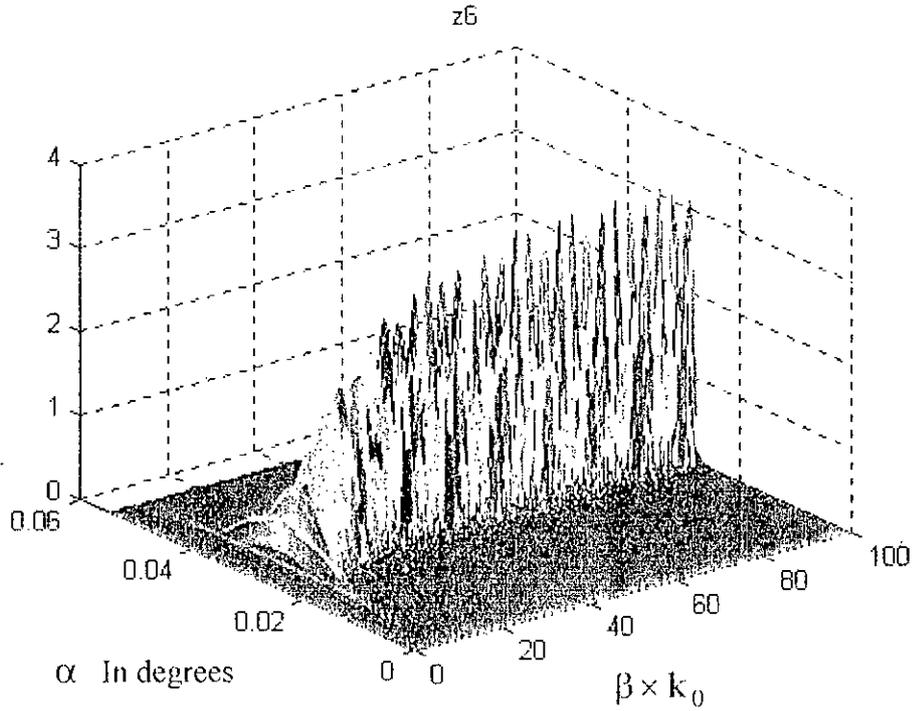


Fig. 2.8 Variation of the absolute value of the integrand of  $V_m^y$  as a function of  $\alpha$  and  $\beta$

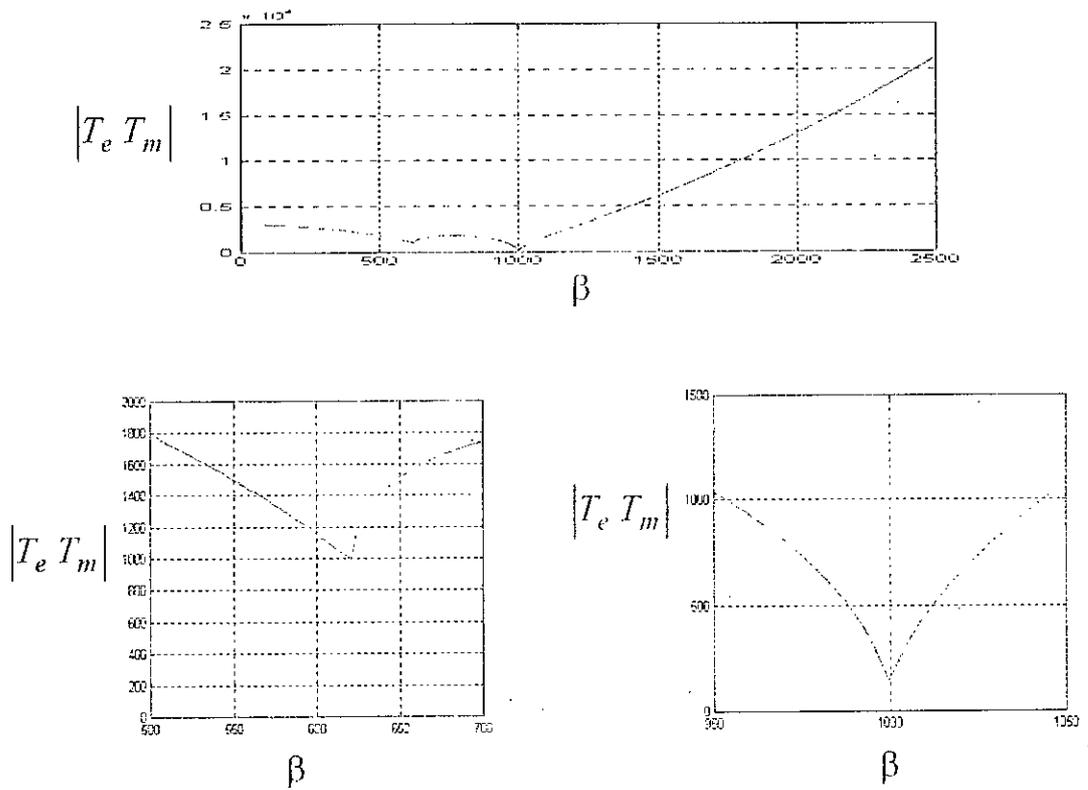


Fig. 2.9 Absolute value  $|T_e T_m|$  as a function  $\beta$  Showing the possible location of the poles

### 2-3-1 Les ondes de surface

Due à l'existence de l'interface de diélectrique dans la structure d'antenne microruban, les ondes de surfaces sont générés. Les ondes sont capturées dans le substrat. Les fonction de Green qui tient en compte les discontinuités de la structure, implicitement informent sur le nombre des ondes correspondante à ces ondes de surface[97].

Comme déjà dit, deux types d'ondes de surface peuvent propagés dans le substrat diélectrique et on les trouve sous la forme onde TE et onde TM leur fréquences de coupure peuvent être calculées par les expressions [12]:

$$\left. \begin{aligned} f_{cE} &= \frac{(2N-1)C}{4h\sqrt{\epsilon_r-1}} & \text{mode } TE_n \\ f_{cM} &= \frac{NC}{2h\sqrt{\epsilon_r-1}} & \text{mode } TM_n \end{aligned} \right\} \quad (2-16)$$

avec  $C = 3 \times 10^8$  m/sec est la célérité de la lumière.

$\epsilon_r$  and h sont respectivement la permittivité et l'épaisseur du substrat et  $N$  indique le nombre des modes TE et TM.

Le nombre des ondes est une fonction de la fréquence, l'épaisseur de substrat et sa constante diélectrique.

Pour la structure donnée dans la Fig. 2.1, le nombre des ondes TE ( $N_{TE}$ ) et TM ( $N_{TM}$ ) peut s'écrire [59]

$$N_{TE} = \begin{cases} 0 & \text{for } t < \frac{\pi}{2} \\ m & (m - \frac{1}{2})\pi < t < (m + \frac{1}{2})\pi \end{cases} \quad m = 1, 2, \dots \quad (2-17a)$$

$$N_{TM} = m + 1 \quad m\pi < t < (m + 1)\pi \quad m = 0, 1, \dots \quad (2-17b)$$

## 2-4 Application à des formes particulières

### 2-4-1 cas d'un patch rectangulaire isolée

une vue de dessus de l'antenne rectangulaire est illustrée dans la 2-10. La première étape à entendre est la détermination des coefficients de la décomposition précédente. En ce sens, l'équation (2-11) sera résolue avec les éléments de le matrice définis dans les équation (2-12) et (2-13).

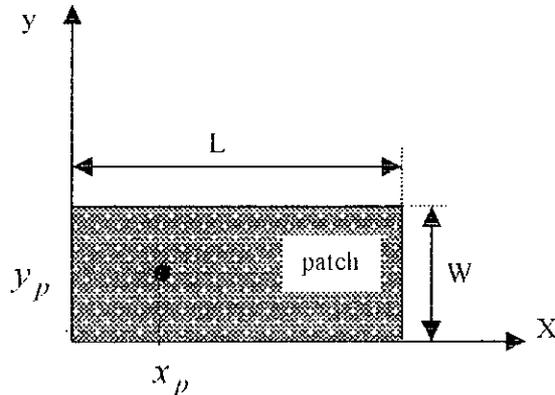


Fig. 2.10 Top view of a rectangular patch antenna

### 2-4-2 Cas d'un patch rectangulaire avec éléments parasites

Toutes les théories disponibles pour l'analyse des antennes microruban (modèles approchés et les modèles basés sur les méthodes numériques) confirme que l'antenne microruban est un circuit à une résonance ayant un  $Q$  élevé. Généralement, plusieurs méthodes existent pour améliorer la bande passante d'une antenne plaque microruban. Parmi ces méthode on trouve :

1. *Réseau d'adaptation d'impédance* [87-88]: cette méthode est efficace. L'antenne microruban est vue un circuit résonant RLC ayant la valeur de  $Q$  élevé, donc il est difficile d'obtenir une adaptation sur une large gamme de fréquence. En plus, à cause de circuit d'adaptation l'antenne microruban génère des rayonnements en plus et les dimensions de la structure augmentent.
2. *Réduction de  $Q$* : En effet la capacité de rayonnement de l'antenne microruban peut être amélioré en augmentant l'épaisseur du substrat ou on réduit la constante diélectrique du substrat. Cette méthode est aussi relativement simple, mais  $\epsilon_r$  peut seulement réduit jusque  $\epsilon_r \cong 1$ , et l'épaisseur du substrat ne peut pas être excessivement élevé pour éviter l'excitation des ondes de surface et l'élévation du poids.

3. *Modification du circuit résonant* : Pour améliorer la bande passante d'une antenne microruban, on peut agir pour passer d'une seule résonance à des résonances multiples. Exemples sont: i) addition des patches parasites (on top of the original patch)[10], [91-93] and ii) addition "of gap-coupled patches to the radiation and non-radiation edges" [71], [94-96]. Dans le travail courant la dernière technique comme la Fig. 2.11 montre est utilisée pour améliorer la bande passante de l'antenne microruban.

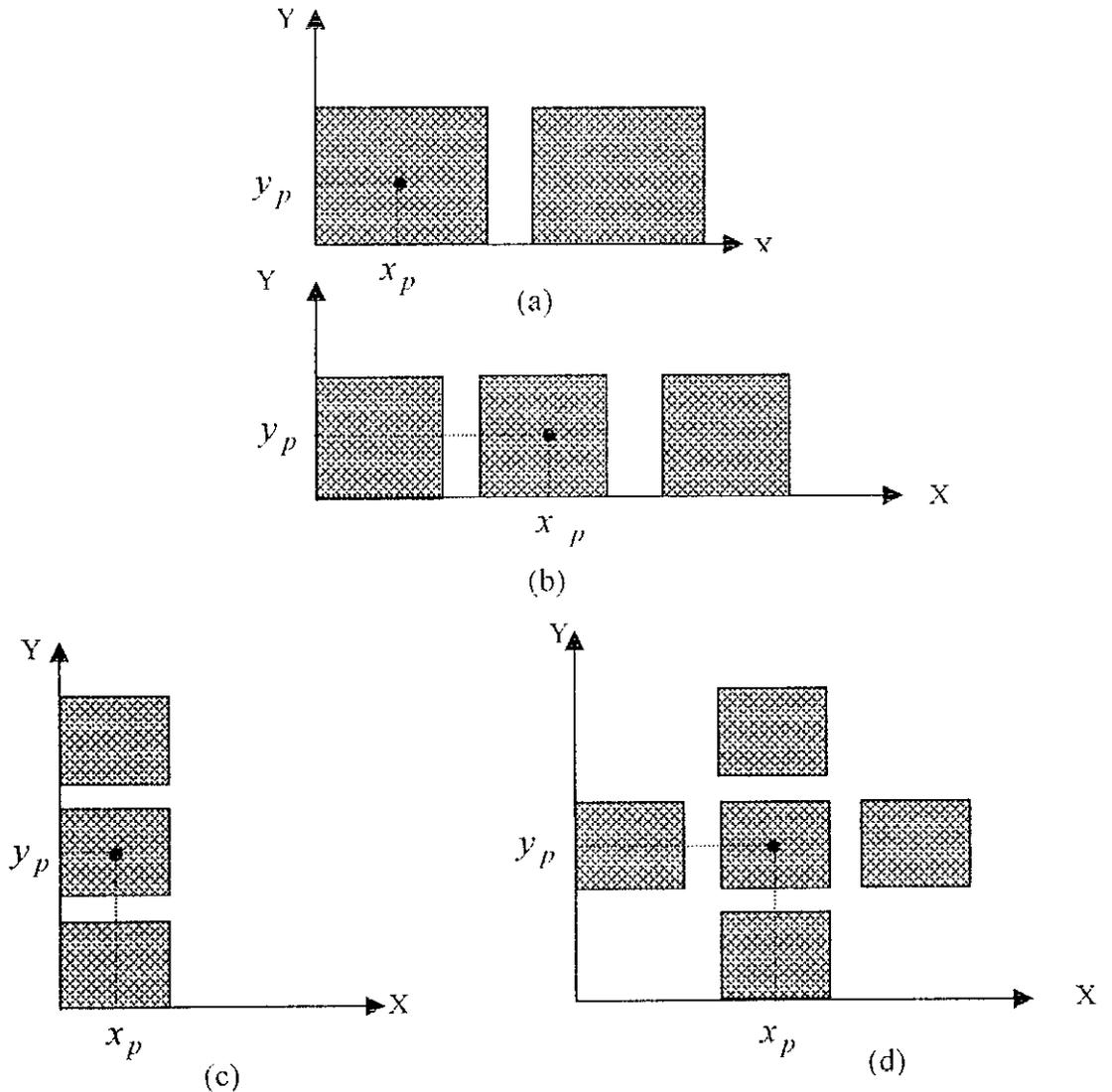


Fig. 2.11 Parasitic elements gap-coupled to coaxial fed rectangular patch antenna for improving the bandwidth

La figure 2-11 montre le patch principal associé à des éléments parasites. Ces éléments sont disposés à proximité et interagissent de manière compliquée. Cette interaction est appelée couplage mutuel. La conséquence de cet effet est une distribution de courant différente de celle d'un patch isolé. Dans le cas de plusieurs patches,

la superposition des résonances de chaque patch contribue à l'élargissement de la bande passante. En outre, le champ résultant sera la somme vectorielle des champs issus de chaque patch.

Dans le cas de plusieurs patches, l'équation intégrale à résoudre est[98]

$$\sum_{k=1}^n \iint_{S_p} \overline{\overline{G}}(r, r') \vec{J}_p^k(r') dr' + \iiint_{V_f} \overline{\overline{G}}(r, r') \vec{J}_f(r') dr' = 0 \quad (2-18)$$

Où  $\vec{J}_s = \sum_{k=1}^n J_p^k$ ,  $\vec{J}_f$  and  $\vec{J}_p^k$  sont respectivement les courants dans la sonde et sur le  $k^{ième}$  patch,  $S_p$  est la surface du patch,  $V_f$  est le volume contenant le courant d'alimentation.

D'une manière analogue au cas du patch isolé, la solution mathématique du problème se réduit à la résolution du système linéaire suivant :

$$\begin{bmatrix} Z^{11} & Z^{12} & \dots & Z^{1n} \\ Z^{21} & Z^{22} & \dots & Z^{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z^{n1} & Z^{n2} & \dots & Z^{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha^1 \\ \alpha^2 \\ \vdots \\ \alpha^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V^1 \\ V^2 \\ \vdots \\ V^n \end{bmatrix} \quad (2-19)$$

La sous matrice  $Z^{ij}$  est de la forme :

$$[Z^{ij}] = \begin{bmatrix} Z_{mm}^{xx} & Z_{mm}^{xy} \\ Z_{mm}^{yx} & Z_{mm}^{yy} \end{bmatrix}^{ij} \quad (2-20)$$

Ses éléments sont donnés par

$$(Z_{mm}^{pq})^{ij} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}^{i*} \tilde{G}_{pq} \tilde{J}_{qn}^j dk_x dk_y \quad (2-21)$$

Le sous vecteur  $[V^i]$  est de la forme

$$[V^i] = \begin{bmatrix} V_x^p \\ V_y^p \end{bmatrix}^i \quad (2-22)$$

et ses éléments sont donnés par

$$(V_m^p)^{ij} = -\frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{J}_{pm}^{i*} \tilde{G}_{pz} \tilde{J}_z dk_x dk_y \quad (2-23)$$

Finalement, le sous vecteur  $[\alpha^i]$  l'inconnu a la forme suivante

$$[\alpha^i] = \begin{bmatrix} \alpha_x \\ \alpha_y \end{bmatrix}^i \quad (2-24)$$

Une fois les  $[\alpha^i]$  calculés la distribution des sources sur les éléments rayonnants est déterminée.

### 2-5 Caractéristiques radioélectrique de l'antenne

Une fois que le courant de surface a été obtenu, les caractéristiques de l'antenne peuvent être déterminées [32, 99-101].

#### 2-5-1 Impédance d'entrée

Elle est définie comme une réaction de courant d'alimentation  $\vec{J}_f$  avec le courant induit sur les éléments rayonnants [97].

Si  $I_{in}$  est le courant à l'entrée du câble donc, l'expression de l'impédance d'entrée est donnée par

$$Z_{in} = - \left( \frac{1}{I_{in}^2} \right) \iiint_{V_f} \vec{E}^{scat} \cdot \vec{J}_f \, dv \quad (2-25)$$

Utilisant théorème de réciprocité, l'Equ. (2-25) peut s'écrire comme :

$$Z_{in} = - \frac{\sum_k^p \iint_{S_p} \vec{E}^{inc} \cdot \vec{J}_p^k \, ds}{|I_{in}|^2} \quad (2-26)$$

Ici  $p$  représente le nombre des patches.

Utilisant la décomposition du courant sur le patch  $\vec{J}_p^k$  en un ensemble de fonctions de base données dans l'Equ. (2-10), l'Equ. (2-26) peut s'écrire

$$Z_{in} = - \frac{\sum_{k=1}^p \iint_{S_p} \vec{E}^{inc} \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn}^k \vec{J}_{xn}^k + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn}^k \vec{J}_{yn}^k \right\} ds}{|I_{in}|^2} \quad (2-28)$$

En exprimant les quantités dans (2-25) dans le domaine in spectral et à laide de propriété de Parseval peuvent s'écrire

$$Z_{in} = -\frac{I}{4\pi^2} \sum_{k=1}^p \iint \tilde{E}^{inc} \left\{ \sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn}^k \tilde{J}_{xn}^k + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn}^k \tilde{J}_{yn}^k \right\} dk_x dk_y \quad (2-29)$$

A partie de l'Equ. (2-21), Equ. (2-23), et Equ. (2-26), l'expression finale de l'impédance d'entrée est donnée par :

$$Z_{in} = -\sum_{k=1}^p \left\{ \sum_{n=1}^{N_x} \alpha_{xn}^k V_{xn}^k + \sum_{n=1}^{N_y} \alpha_{yn}^k V_{yn}^k \right\} \quad (2-30)$$

Note: il est bien de noter que l'alimentation par un câble coaxial introduit un effet inductive dans l'impédance d'entrée de l'antenne. Ref. [33] contient des informations importantes sur la manière de modéliser l'effet du câble coaxial sur les caractéristiques de l'antenne. dans cet article, on prend l'expression de *Carver* et on l'ajoute à l'expression de l'impédance d'entée de l'antenne.

$$X_L = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan(\sqrt{\epsilon_r} k_0 h) \quad (2-30)$$

### 2-5-2 Bande passante

La bande passante de l'antenne peut être définie comme étant le domaine fréquentiel dans lequel le TOS est inférieur à 2. Ainsi, après détermination des limites de ce domaine ( $f_1$  et  $f_2$ ), la bande passante est donnée par :

$$B = 200 \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (\text{in } \%) \quad (2-31)$$

### 2-5-3 Diagramme de rayonnement

une fois les courants surfaciques déterminés , l'utilisation du principe d'équivalence de Schelkonuff permet de déterminer le champ rayonné à grande distance. Ses composantes en coordonnées sphérique s'écrivent :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = E_\theta(r, \theta, \phi) \hat{\theta} + E_\phi(r, \theta, \phi) \hat{\phi} \quad (2-32)$$

avec

$$E_{\theta} = j \frac{k_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left\{ \tilde{E}_x(k_x, k_y, h) \cos \phi + \tilde{E}_y(k_x, k_y, h) \sin \phi \right\} \quad (2-33a)$$

$$E_{\phi} = j \frac{k_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \left\{ \cos \phi \left[ \tilde{E}_x(k_x, k_y, h) \sin \phi + \tilde{E}_y(k_x, k_y, h) \cos \phi \right] \right\} \quad (2-33b)$$

Où  $k_x = k_0 \sin \theta \cos \phi$   $k_y = k_0 \sin \theta \sin \phi$  and  $K_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$

$\hat{\theta}$  and  $\hat{\phi}$  are spherical coordinates unit vectors.

D'après *Ludwing* [103], les composantes copolaires et contrapolaires notés  $E_{co}$  et  $E_{cross}$  sont données par

$$E_{co} = E_{\theta} \cos \phi - E_{\phi} \sin \phi \quad (2-34)$$

$$E_{cross} = E_{\theta} \sin \phi + E_{\phi} \cos \phi \quad (2-35)$$

#### 2-5-4 Directivité

La directivite de l'antenne microruban peut être évaluée par l'expression approché:

$$D(dB) = 10 \log_{10} \left( \frac{26000}{\Theta_E \Theta_H} \right) \quad (2-40)$$

Où  $\Theta_E$  and  $\Theta_H$  (en degrés), représentent les angles d'ouverture à -3 dB dans le plan E et H.

# Chapitre

## 3

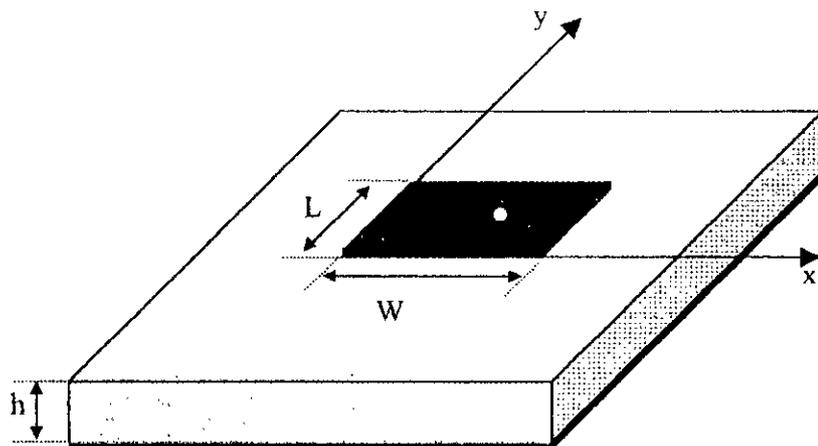
### RESULTATS OBTENUS POUR UN PATCH ISOLE

*Houses are built to live in and not to look on; therefore let use be preferred before uniformity*

**Francis Bacon**

#### 3-1 Introduction

Dans les sections suivantes nous allons appliquer la théorie du chapitre 2 pour un patch isolé. En plus la technique « FULL WAVE » sera appliquée à une antenne rectangulaire opérant à des haute fréquence (high frequency microstrip antenna is studied with this technique) et nous allons montrer la possibilité d'obtenir une polarisation circulaire avec seulement une seul excitation. La validité des résultats est assurée en comparants les résultats théoriques à celles obtenues par mesures d'autres auteur.



$h = 1.59 \text{ mm}$   
 $L = 7.62 \text{ cm}$   
 $W = 11.43 \text{ cm}$   
 $X_p = 5.33 \text{ cm}$   
 $Y_p = 6.1 \text{ cm}$   
 $\epsilon_r = 2.64$   
 $tg\delta = 0.003$

Fig. 3.1 Rectangular microstrip antenna and its physical characteristics.

### 3-2 Choix des fonction de base

Un programme informatique a été réalisé for pour faire l'analyse d'antenne plaque microruban. Avant de passer aux résultats concernant les caractéristique d'antenne on doit étudier le choix de fonctions de base (le nombre et leurs directions) pour obtenir des caractéristiques radioélectrique proche de la réalité Pour faire ça, une antenne microruban illustrée dans la Fig. 3.1 est étudiée. Pour facilité l'étude de l'influence des fonctions de base sur les caractéristique de l'antenne, on a construit le tableau 3.1.

Test N°.	Nombre de fonctions de base le long axe x, $N_x$	Nombre de fonctions de base le long axe y, $N_y$	L'impédance d'entrée $Z_{in}$ en $\Omega$
1	1	0	$53.6 + j 17$
2	0	1	$0.11 - j 3.9$
3	2	0	$56.2 + j 13$
4	0	2	$0.01 + j 4.7$
5	1	1	$53.2 + j 16$
6	2	2	$56.2 + j 17$
7	5	0	$49.9 + j 8.8$
8	0	10	$8.33 \times 10^{-3} + j 11$
Mesures of [45]			$50 + j 8$

Table 3.1 Influence of the basis function on the input impedance

On constate que le choix de la direction des fonctions de base est important pour cet exemple, àa chaque fois que nous prenons des fonctions de base dans la direction (Oy) uniquement, le résultat n'est pas significatif. Cela peut s'expliquer par le fait que les fonctions de base représentent mal le courant réel dans cette direction. Nous pouvons constater sur le dernier assai (essai 8) que cela n'a rien à voir avec le nombre de fonctions de base puisque le résultat obtenu n'a nullement été amélioré par rapport aux essaies 2 et 4. D'autre part, nous constatons que les fonctions de base suivant (Ox) donnent de bons résultats puisque avec une seule fonction de base (essai 1) on obtient déjà une

approximation satisfaisante. On constate qu'il ne suffit pas d'ajouter une seule fonction de base pour croire que le résultat théorique se rapproche plus de la réalité (essai 3). Par contre, si on ajoute 4 fonctions de base (essai 7), alors le résultat est vraiment amélioré.

On peut dès lors supposer que la convergence de l'impédance d'entrée se fait par un amortissement. Nous avons essayé les fonctions de base dans les deux directions (essai 5 et 6), mais nous n'avons pas constaté un changement significatif par rapport aux essais 1 et 3. En conclusion, avant d'analyser un APM avec ce programme, par des essais rudimentaires (tels l'essai 1 et 2), il faut déterminer quelle représente au mieux la distribution du courant réel. Si les deux directions donnent les valeurs significatives pour l'impédance, alors il faut les considérer toutes les deux (en utilisant simultanément des fonctions de base suivant  $(Ox)$  et suivant  $(Oy)$ ). En d'autres termes, il est très utile d'avoir une appréciation préalable de la cartographie des champs et courants de la structure.

A ce stade, il serait intéressant de voir l'évolution des composantes copolaires et contrapolaires en effectuant quelques essais.

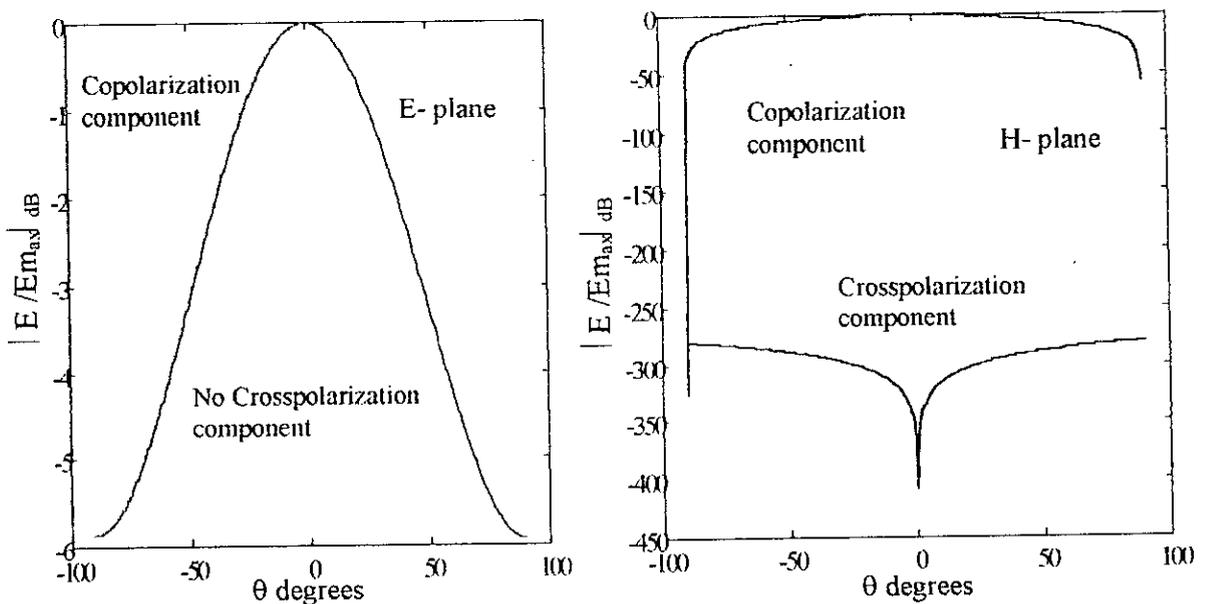


Fig. 3.2 Normalized Copolarization and crosspolarization components of the radiated electric field by the antenna given in Fig. 3.1 For  $N_x = 5$  and  $N_y = 0$ ,  $f = 1.19$  GHz.

La Fig. 3.2 montre les composantes copolaire et contrapolaire du champ électrique dans les deux plans E et H, pour  $N_x = 5$  et  $N_y = 0$ . La Fig. 3.3 est aussi un tracé des composantes copolaire et contrapolaire du champ électrique dans les deux plans E et H, pour  $N_x = 5$  et  $N_y = 1$ . Nous constatons que, la composante contrapolaire n'existe pas dans le plan E. cela signifie que le champ a une polarisation rectiligne pure. En fait ceci ne reflète pas la réalité.

Ce désaccord est expliqué par le fait que nous n'avons pas utilisé de fonction de base suivant la direction (Oy). En effet, l'usage d'au moins une fonction de base dans cette direction va modifier cette situation (Fig. 3.3). La composante contrapolaire prend alors un niveau appréciable. En passant à 5 fonctions de base sur chaque direction (Fig 3.4), la cforme de la composante contrapolaire dans le plan E est améliorée.

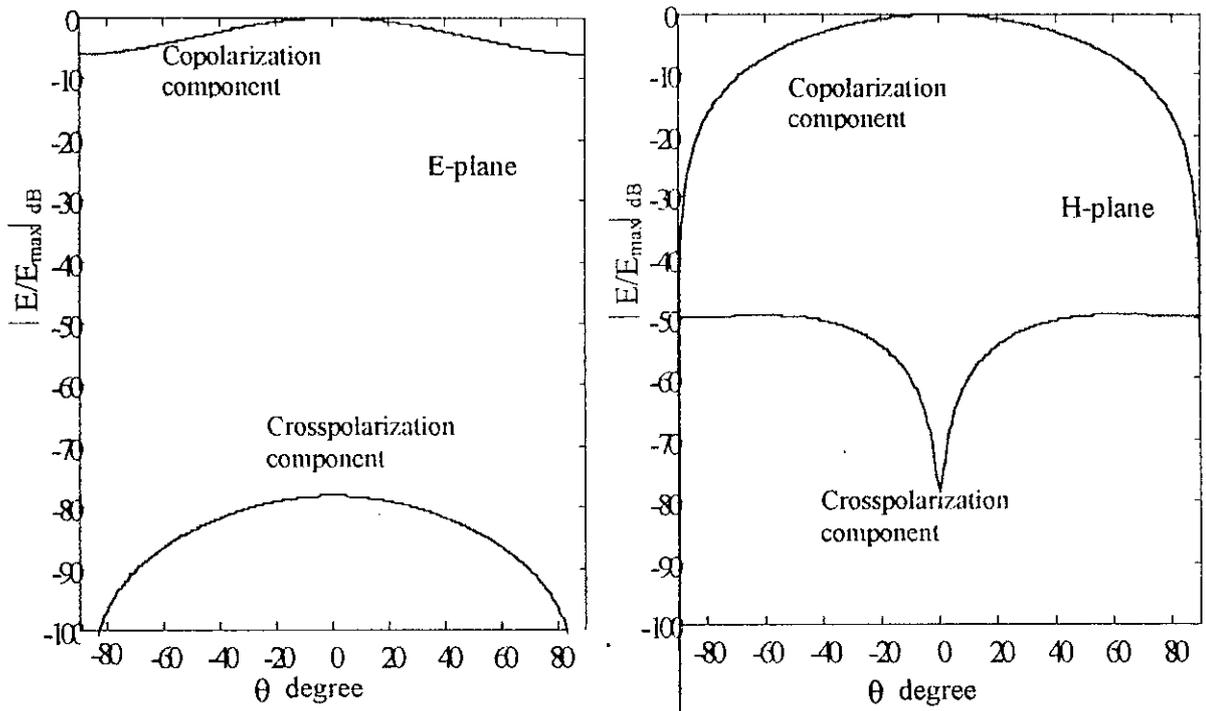


Fig. 3.3 Normalized Copolarization and crosspolarization components of the radiated electric field by the antenna given in Fig. 3.1 For  $N_x=5$  and  $N_y=1$ ,  $f=1.19$  GHz.

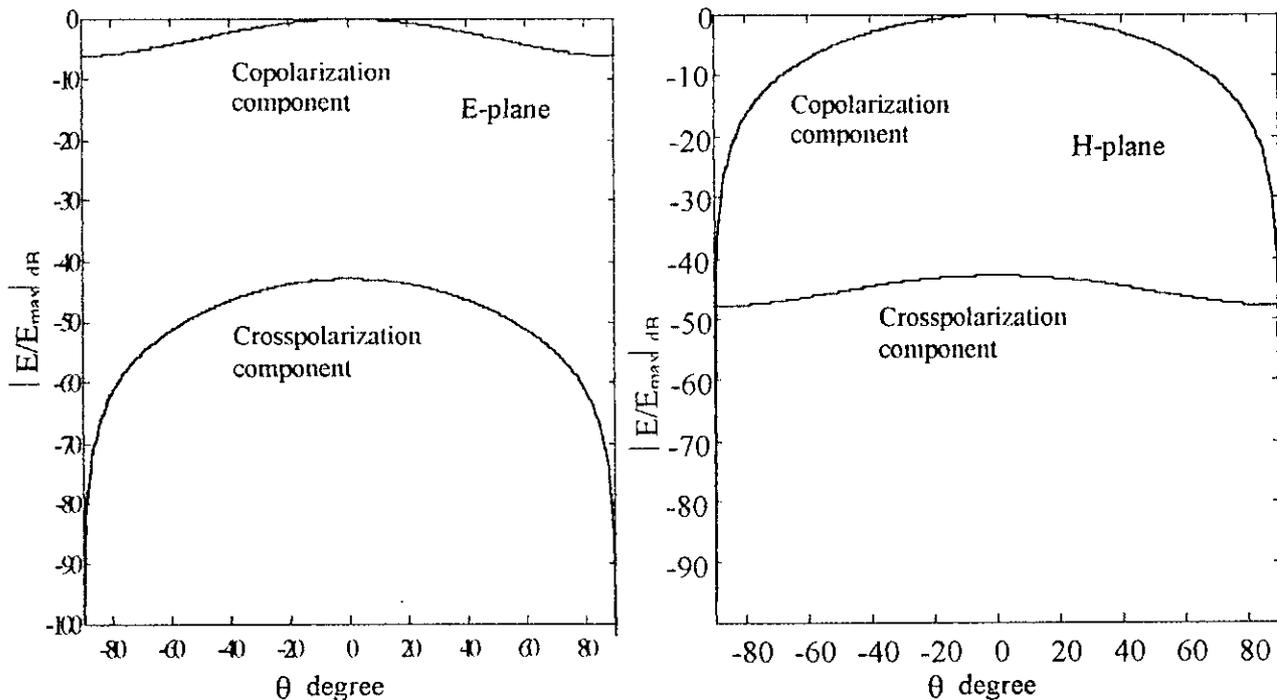


Fig. 3.4 Normalized Copolarization and crosspolarization components of the radiated electric field by the antenna given in Fig. 3.1 For  $N_x=5$  and  $N_y=5$ ,  $f=1.19$  GHz.

### 3-3 Antenne avec un patch

Antenne à patch rectangulaire illustré dans la Fig. 3.1 a des paramètres suivantes :

$$L = 7.62 \text{ cm}, W = 11.43 \text{ cm}, h = 1.59 \text{ mm}.$$

$$X_p = 6.86 \text{ cm}, Y_p = 6.1 \text{ cm}, \epsilon_r = 2.64, \text{tg}\delta = 0.003.$$

#### 3-3-1 distributions des courants

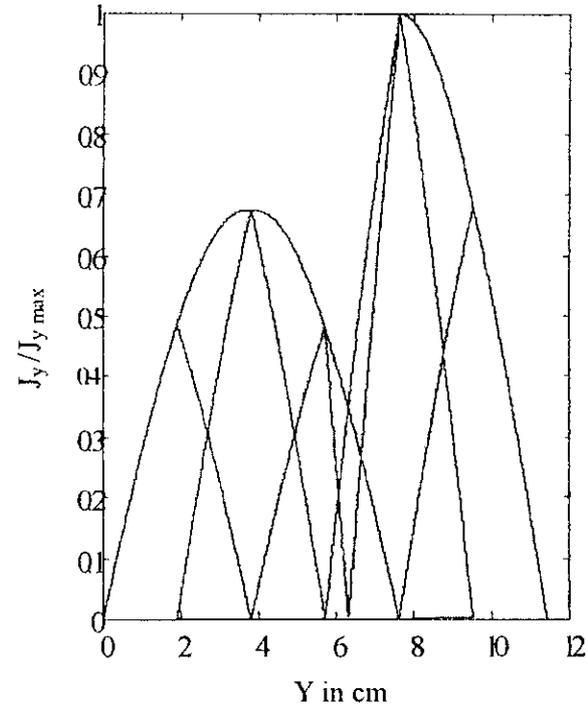
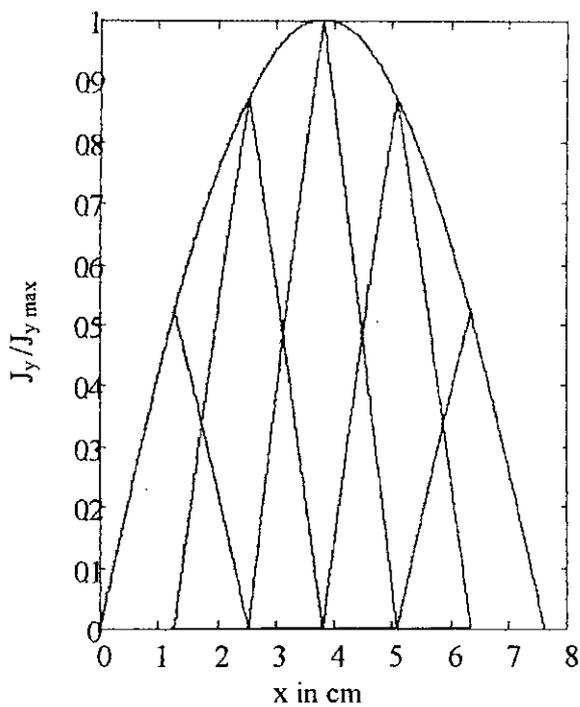
Avec la solution obtenue par la méthode des moments, la distribution des courants suivant les deux directions  $x$  et  $y$  est illustrée sur la Fig. 3.5. l'amplitude de courant selon la direction  $x$  passe par un maximum au milieu du patch et il est nul aux deux extrémités de patch (open circuit ends). Ce comportement est similaire a celui d'une antenne linéaire demi-onde. La phase de courant le long de la direction  $x$  est pratiquement constante sur le patch, ce qui indique que les alternances du courant sont tous avec le même signe.

Cependant, l'amplitude de courant selon la direction  $y$  est minimum au milieu et aux deux extrémités du patch. Cette dissymétrie apparente est essentiellement attribuée à l'existence du point d'excitation. Dans le point au milieu du patch ou l'amplitude de courant est nul, on note que la phase subit un changement de  $180^\circ$ , ce qui indique que les alternances dans les deux cotés de point minimum sont de signe opposé.

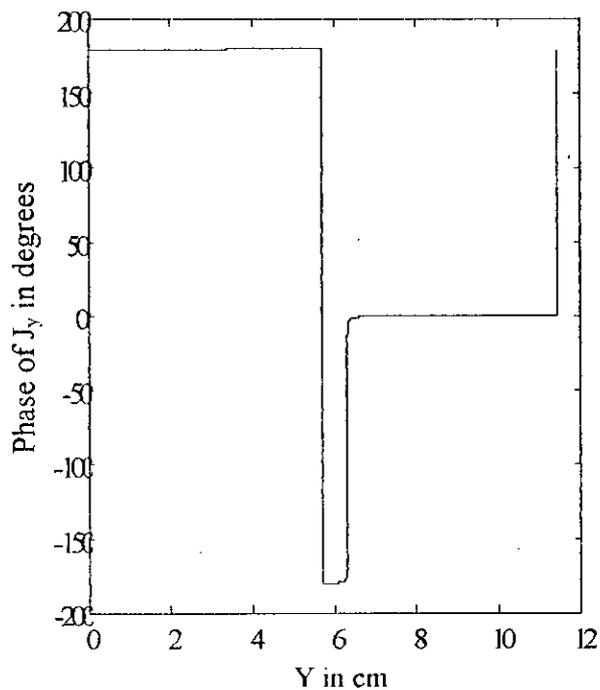
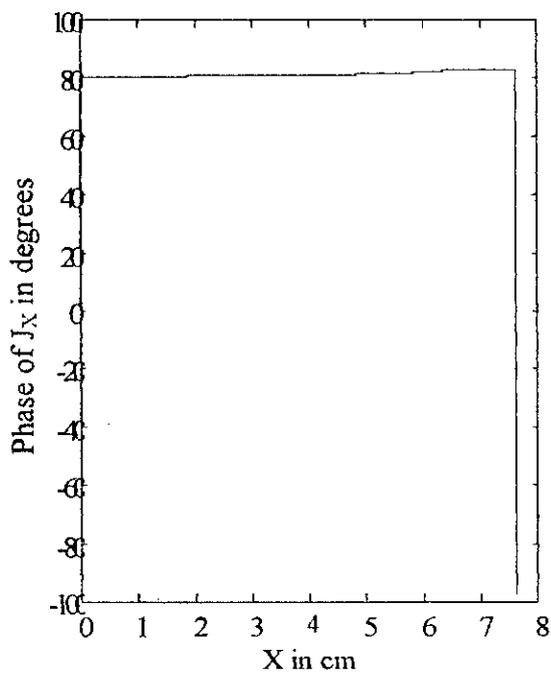
#### A- l'impédance d'entrée

puisque la distribution des courants sur l'élément rayonnant est trouvée (fig 3.5), les propriétés radio électrique de telle structure peuvent être facilement trouvées.

Fig. 3.6 montre la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de l'antenne décrite en section 3-3. La figure nous montre le comportement résonant de la structure microruban. Dans le but de valider l'analyse, nos résultat théorique sont confrontés aux mesures effectués par Richards et al [45]. On note que les deux résultats sont en bon accord. La fréquence de résonance notée,  $f_r$ , correspond à l'impédance d'entrée purement réelle. Pour notre cas,  $f_r = 1.19 \text{ GHz}$ . La bande passante de cette antenne peut être calculée à partir de Fig. 3.7, elle est trouvée égale à 1%.



(a)



(b)

Fig. 3.5 Current distribution along x- and y-directions on the rectangular patch  
 For the of section 3.3 at  $f=1.19$  GHz  
 (a) Normalized magnitudes of  $J_x$  and  $J_y$   
 (b) phases of  $J_x$  and  $J_y$  in degrees.

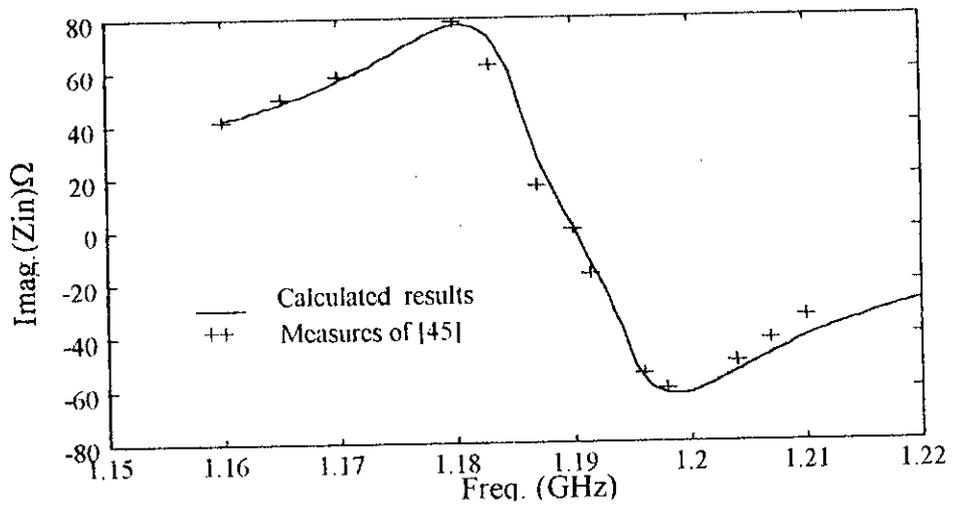
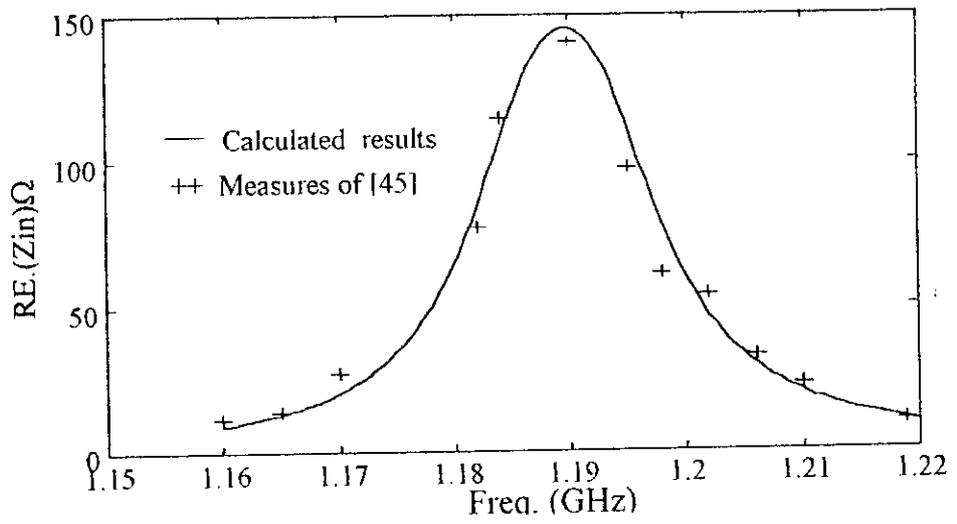


Fig. 3.6 variation of the input impedance of the antenna described in section 3.3

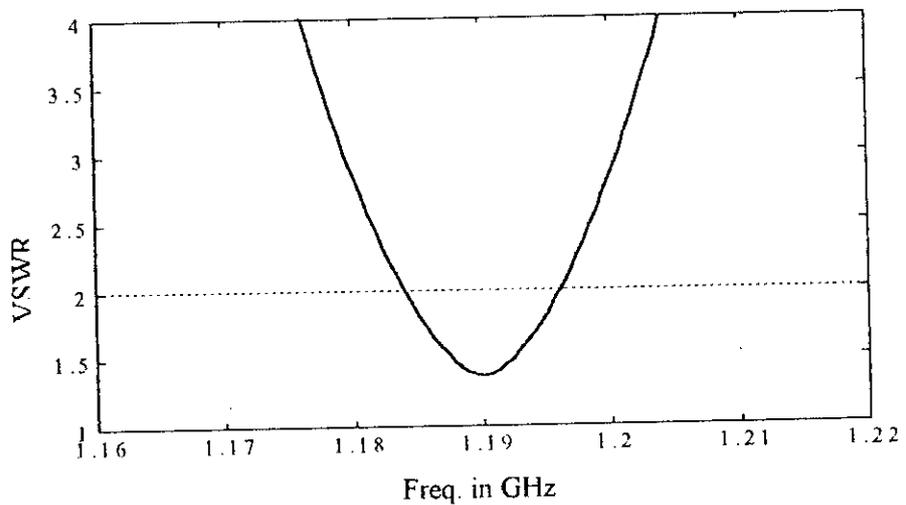
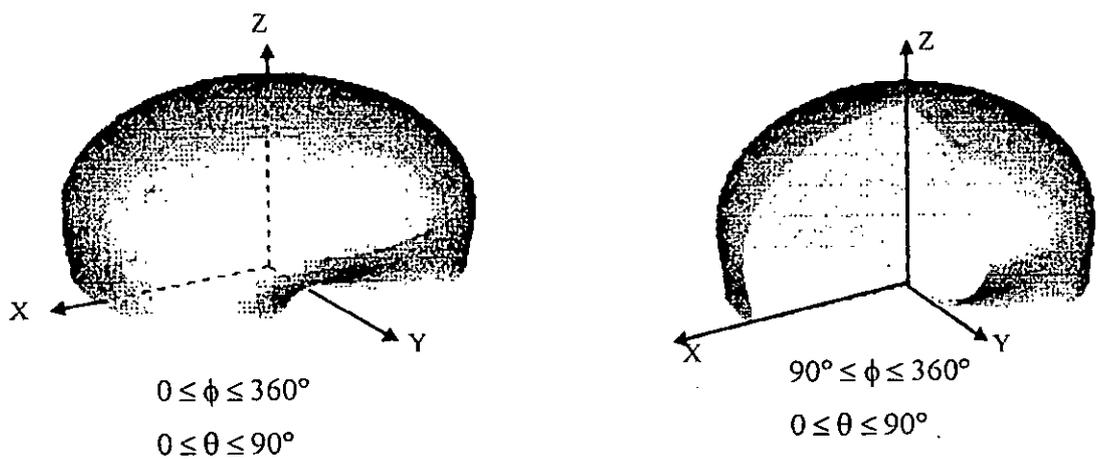


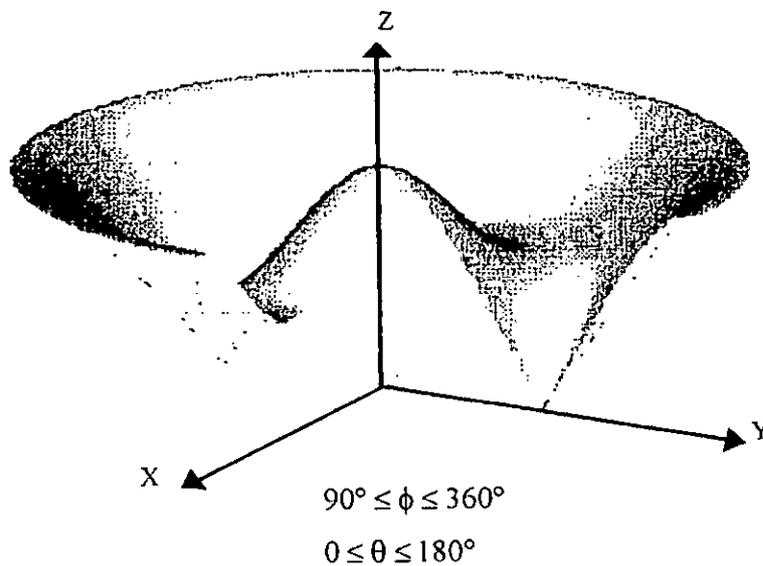
Fig. 3.7 input VSWR of the rectangular antenna described in section 3.3.

## B- Diagramme de rayonnement

Le champ lointain de l'antenne décrite précédemment peut être dessiner. Le modèle approché aussi bien que le principe d'équivalence de Schelkunoff conclure que, dans la direction perpendiculaire au plan de mass les composantes du champ s'ajoutent en phase et donnent un rayonnement maximum, normal au patch ;(donc un rayonnement BROADSIDE). Le rayonnement de l'antenne microruban graduellement décroît à zéro à  $\pm 90^\circ$ . Ceci est illustré par la représentation de champ lointain en 3 dimension (Fig. 3-8).



(a) three dimensional polar representation



(b) three dimensional rectangular representation

Fig. 3.8 Three dimensional field pattern of the rectangular patch antenna described in section 3.3 at  $f = 1.19$  GHz.

Pour assurer la validité de l'analyse et pour étudier la pureté de polarisation de l'antenne microruban les composantes copolaire et contrapolaire du champ lointain sont illustrées dans la Fig. 3-9 dans les deux plan E et H. Dans les deux plans la composante copolaire compare bien avec les mesures de *Richads* et al au voisinage de la direction de rayonnement maximum. Cependant, un décalage plus ou moins important est noté en dehors de la région de rayonnement maximum, entre les résultats théoriques et expérimentaux. On a augmenté le nombre de fonctions de base dans les deux directions pour minimiser ce décalage mais sans aucun changement. Donc le décalage est attribué aux ondes d'interférence. en plus, le plan de mass est considéré infini. L'effet de plan de mass fini peut être considéré [10]

L'ouverture à  $-3$  dB de la structure dans les plans E et H sont respectivement  $120^\circ$  et  $89^\circ$ , donc, la structure a une directivité de 5.44 dB, et celle trouvée par l'expérience de [45] est de 5.50 dB.

Avec le nombre de fonction de base considéré ( $N_x = N_y = 5$ ), on note que les composantes croisés du champ rayonné sont pratiquement nul (moins de  $-40$  dB). Donc l'antenne plaque microruban est une structure à polarisation linéaire.

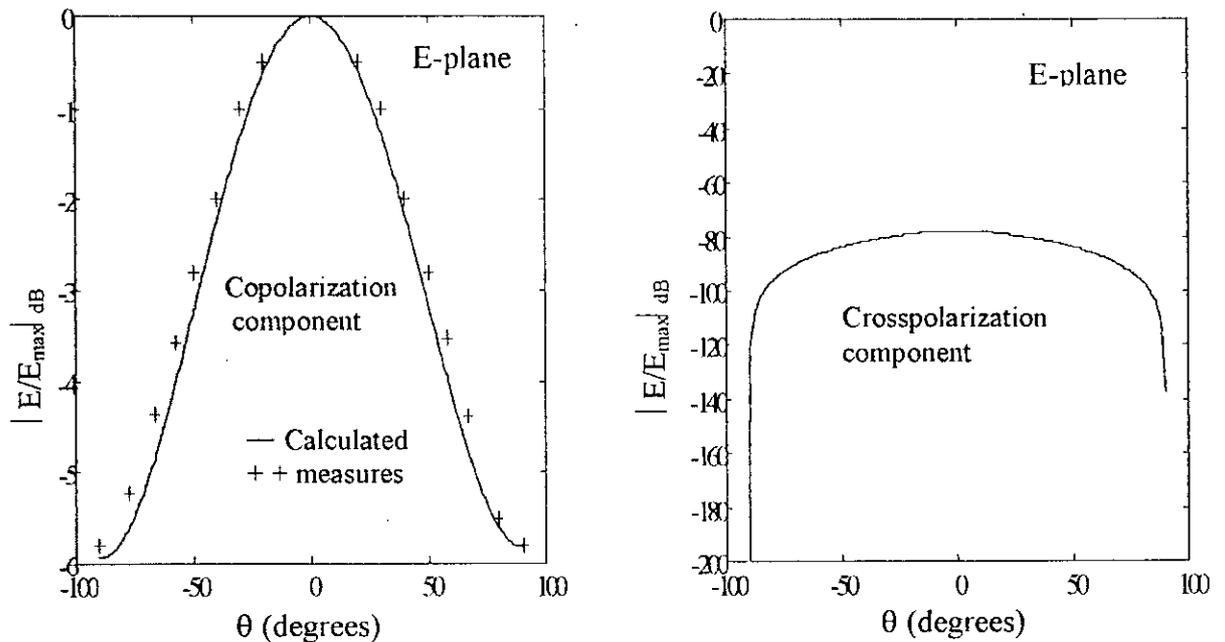


Fig. 3.9.a Far field pattern of the rectangular patch antenna considered in section 3.3 in the E .plane at 1.19 GHz

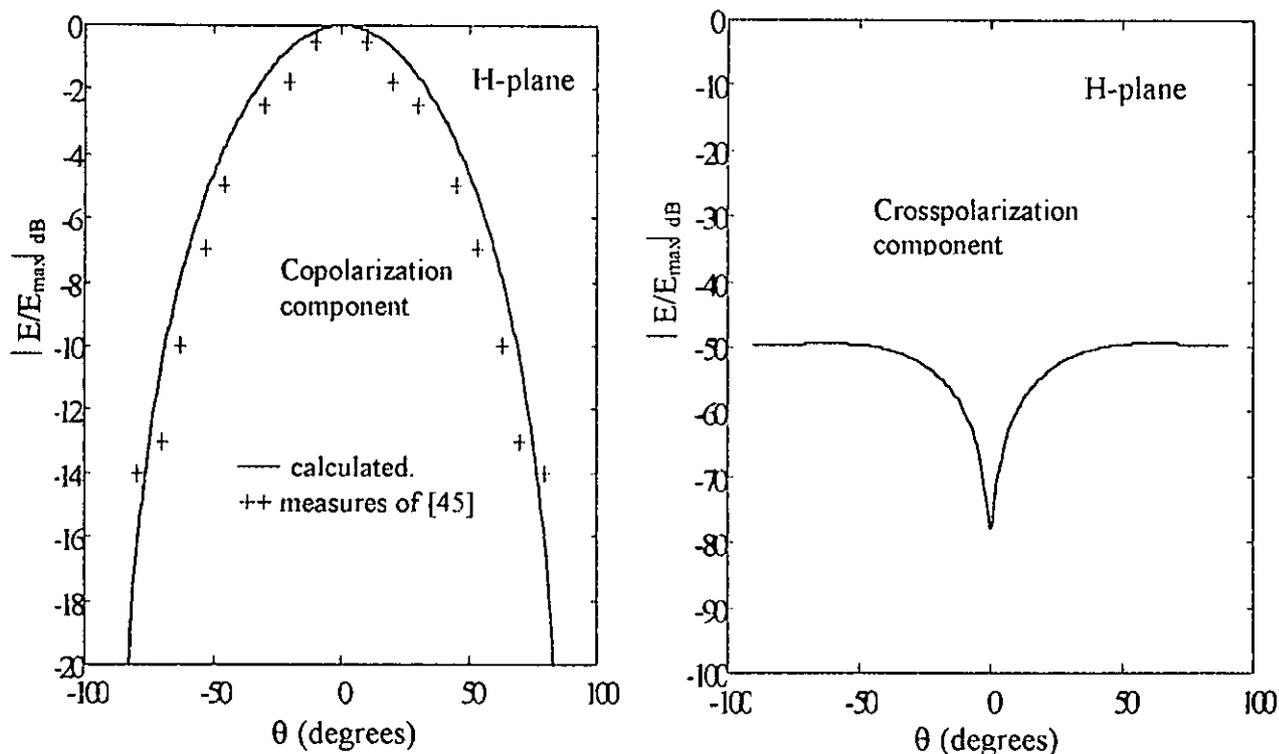


Fig. 3.9.b Far field pattern of the rectangular patch antenna considered in section 3.3 in the H-plane at  $f = 1.19$  GHz

### 3-3-2 Influence des divers paramètres.

Dans les section précédentes la théorie de chapitre 2 est appliquée à l'antenne rectangulaire isolée. Les résultats d'analyse sont validés on les compare avec des mesures d'autre auteurs. Dans les trois sections suivante, nous allons examiner l'influence des divers paramètres de la structure, à savoir l'épaisseur de substrat et la permittivité relative, sur l'évolution de l'impédance d'entrée la fréquence de résonance la bande passante et le champ rayonné.

#### A- l'influence de l'épaisseur de substrat

Pour un substrat donné et les dimensions du patch et la position du point d'excitation fixent, on note (Fig. 3.10) que, l'augmentation de l'épaisseur de substrat se traduit par une diminution de la fréquence de résonance et l'augmentation de la bande passante et la résistance de résonance. Ces remarques sont résumées sous forme de valeurs numérique dan le tableau 3.2. Il est facile de voir qu'une augmentation de 4 mm dans l'épaisseur de substrat résulte dans l'augmentation de 2% dans la bande passante.

Un décalage entre la fréquence de résonance et la fréquence ou la partie imaginaire de l'impédance d'entrée devient important lorsque l'épaisseur du substrat augmente.

Épaisseur de substrat h (mm)	1	2	3	4
Résistance de résonance ( $\Omega$ )	44.7	49.3	54.0	56.7
$f_r$ (GHz)	1.1955	1.1832	1.1618	1.1491
Bande passante B (%)	0.97	1.23	2.14	2.85

Table 3.2 numerical values indicating the influence of the substrate thickness

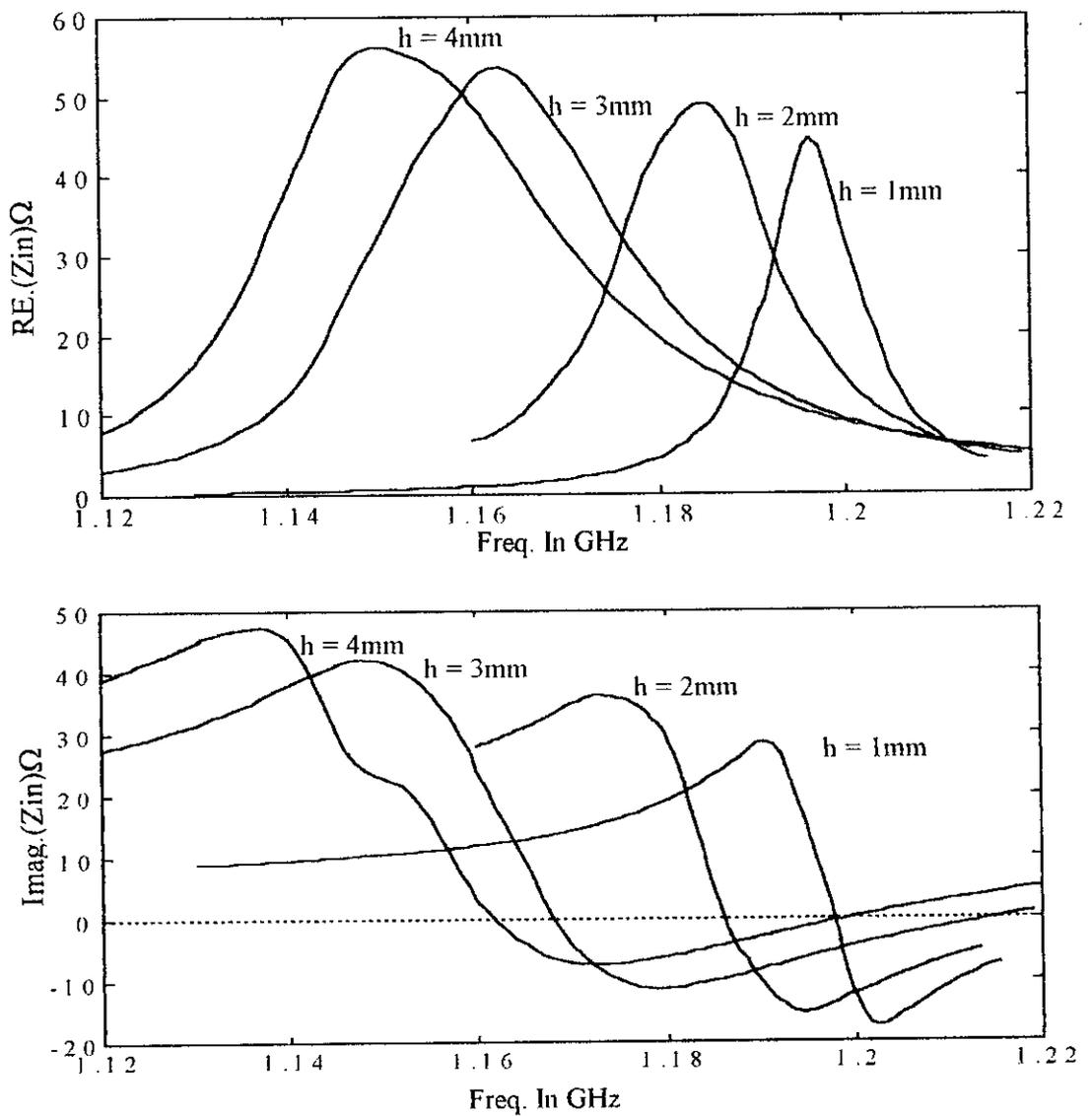


Fig. 3.10 Input impedance of the rectangular patch antenna with different substrate thickness.

L'effet de l'épaisseur de substrat et aussi analysé de point de vue de champ rayonné. La Fig. 3-11 montre les composantes copolaire et contrapolaire de champ électrique rayonné dans les deux plans E et H. pour chaque valeur de l'épaisseur de substrat le champ est dessiné à la fréquence de résonance de la structure correspondante. Le choix de ces fréquence est dicté par le fait que l'antenne rayonne une puissance maximale dans sa fréquence de résonance. Les champs sont normalisés par rapport à leurs maximum pour étudier le changement de niveau de la puissance rayonnée.

Dans les deux plans, l'augmentation de l'épaisseur de substrat se traduit par la diminution de niveau de puissance du champ rayonné. Ceci peut être expliqué par le fait que, une partie de la puissance disponible pour le rayonnement est absorbée par les ondes de surface qui trouvent un siège important lorsque l'épaisseur de substrat est grand.

Cependant, le niveau de puissance dans la composante contrapolaire, dans les deux plans, augmente avec l'épaisseur de substrat. Ceci est due aux ondes, issues des ondes de surface et les ondes réfléchies de plans de mass, qui additionnent au rayonnement principale sous de parasites.

L'ouverture à  $-3$  dB pratiquement ne change pas, donc la directivité reste constante lorsque l'épaisseur de substrat varie.

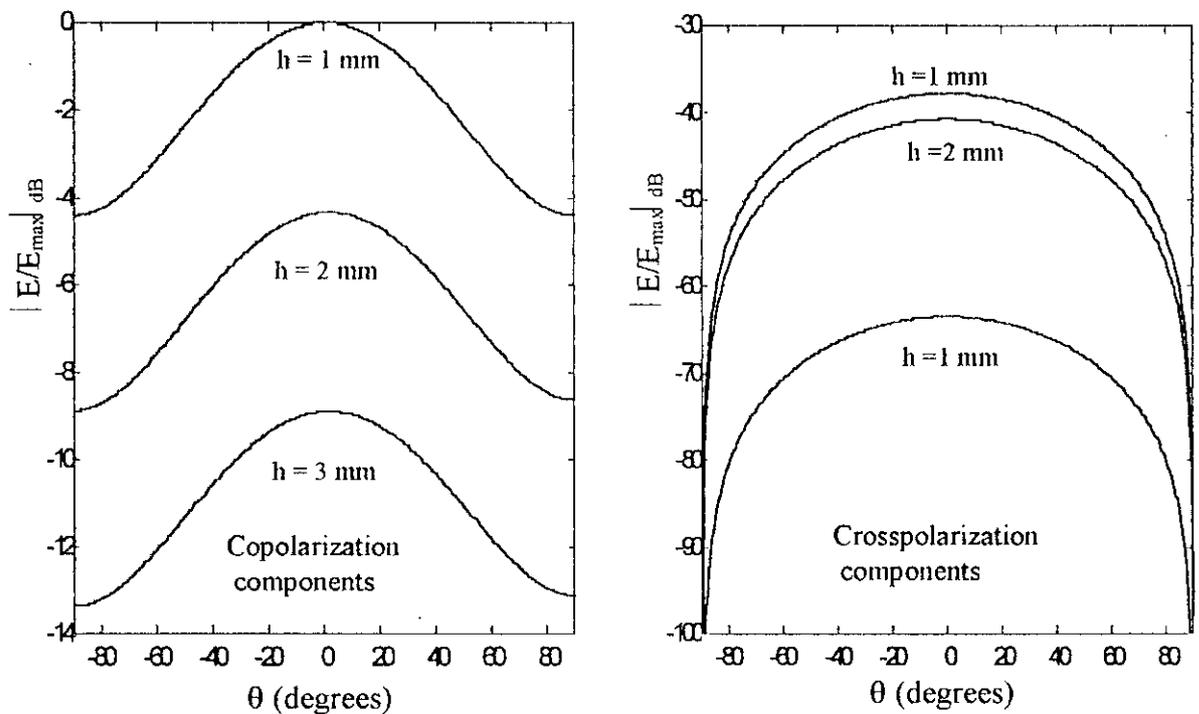


Fig. 3.11a Effect of the substrate thickness on the radiation pattern

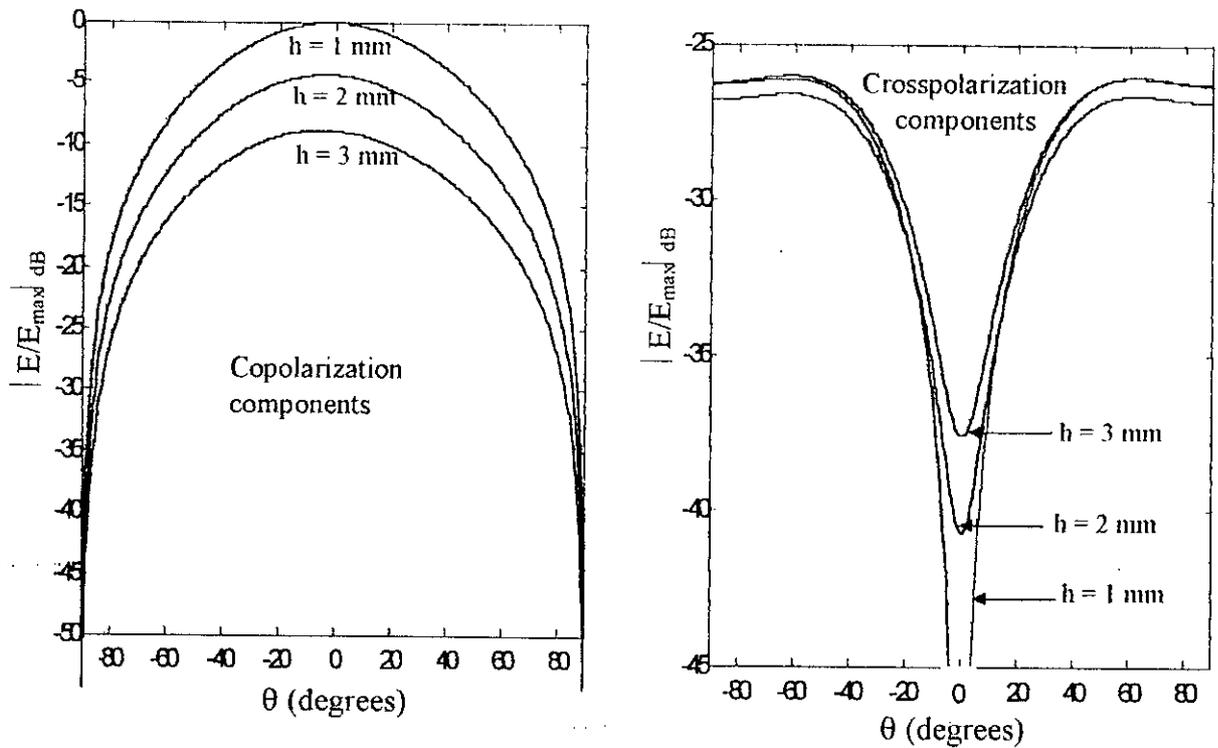


Fig. 3.11b Effect of the substrate thickness on the radiation pattern of the antenna described in section 3.3 in the H-plane

### B- Influence de la permittivité relative

Nos résultats théorique (Fig. 3.12) montrent qu'une augmentation de la constante diélectrique  $\epsilon_r$  se traduit par une diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante. Par contre, elle entraîne une augmentation des valeurs maximales des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée. Les valeurs numérique qui résumant ces remarque sont données dans le tableau 3.3. les mêmes conclusions sont données dans le travail de Ref. [10] pour le cas d'une antenne à patch circulaire.

Constant diélectrique $\epsilon_r$	2.64	3.75	9.40
Fréquence de résonance $f_r$ (GHz)	1.1880	1.0110	0.6354
Résistance de résonance in ( $\Omega$ )	47.8	51.5	98.3
bande passante %	0.97	0.75	0.30

Table 3.3. Numerical values indicating the effect of the dielectric permittivity on the input impedance of a rectangular patch antenna

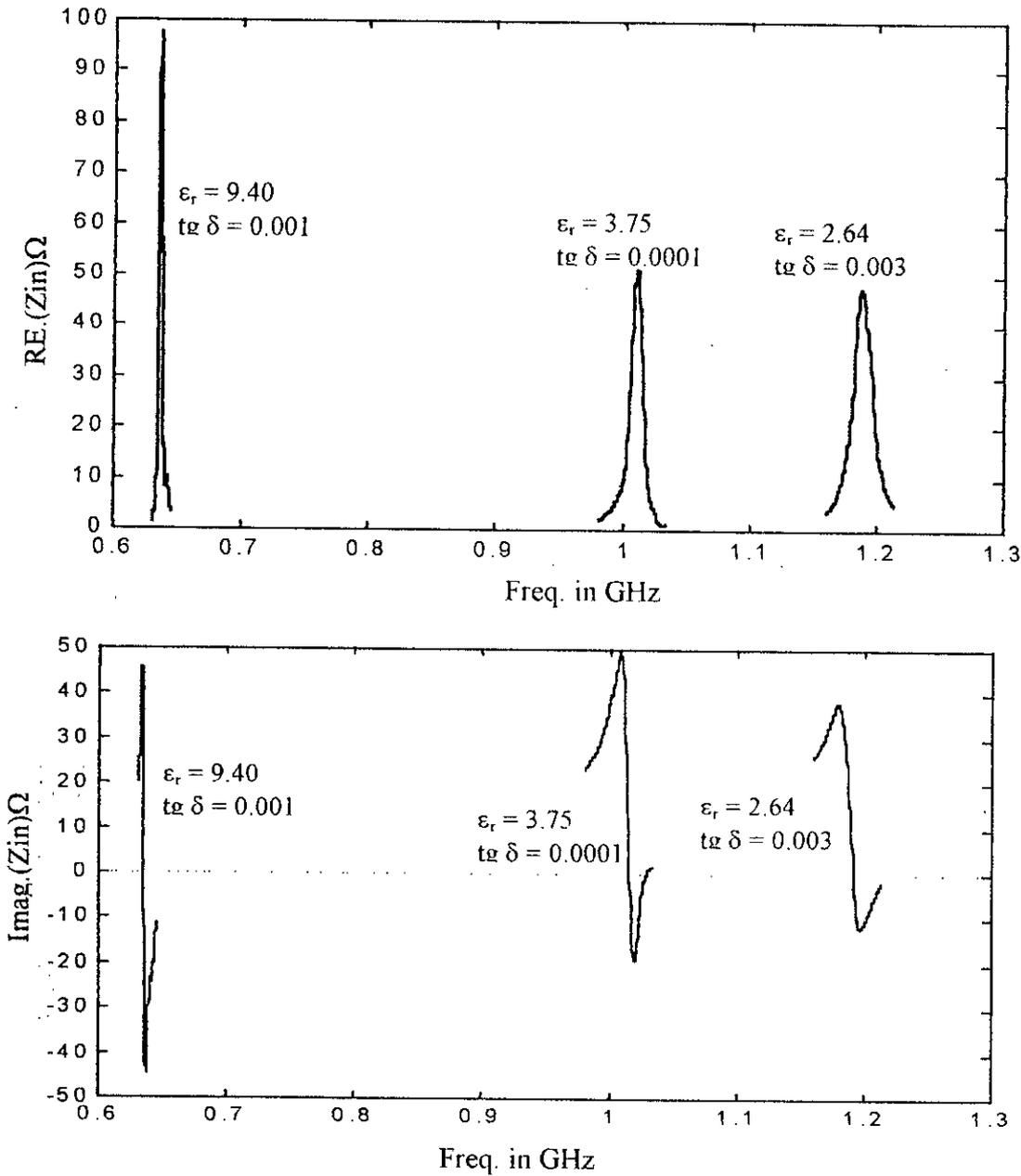


Fig. 3.12 Input impedances of the rectangular patch antenna described in section 3.3 with different dielectric constants.

La Fig. 3-13 montre l'effet de la constante diélectrique sur le diagramme du champ rayonné de l'antenne décrite en section 3.3. les champs normalisés par rapport à leurs maximum sont utilisés et ils sont dessinés à leurs fréquences de résonance. On note que les composantes copolaire dans les deux plans diminues lorsque la constante diélectrique augmente. Ceci est normal puisque l'augmentation de la constante diélectrique favorise l'excitation des ondes de surface, ce qui facilite l'extraction de la puissance disponible pour le rayonnement. Cependant, le niveau des composantes contrapolaires augmente avec l'augmentation de la constante diélectrique. Ceci est due au fait que les ondes de surface

excités dans le substrat rayonnent des ondes parasites qui additionnent au champ principal dans ses composantes contrapolaires.

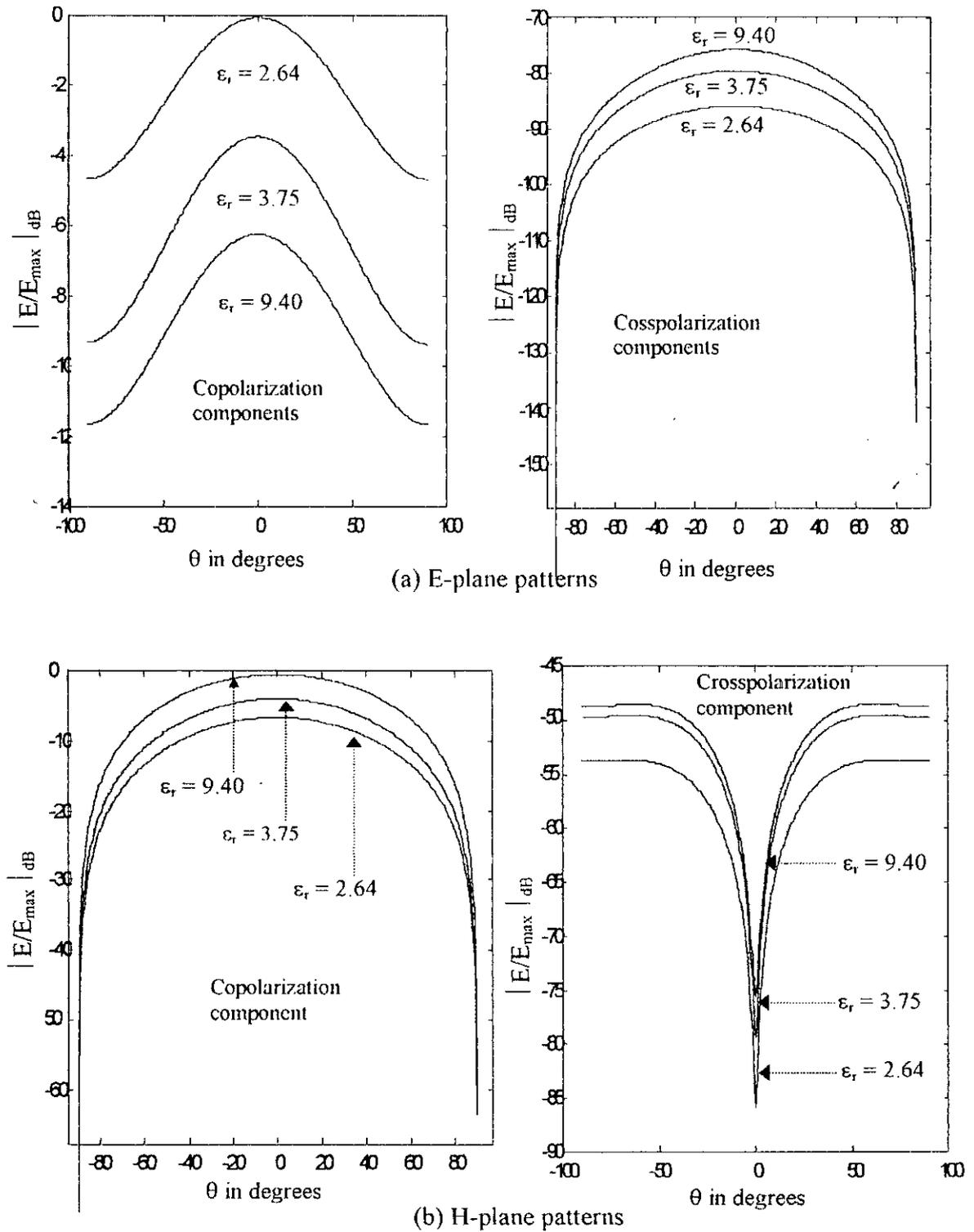


Fig. 3.13 Effect of the dielectric constant on the far field pattern of a microstrip antenna.

### 3-4 Antennes à haute fréquence

Il est connu que les modèles empirique et semi-empirique sont précis seulement dans la gamme des micro-ondes (surtout la bande X). lorsque la fréquence de travail augmente la précision de ces modèles dans la prédiction des performances de l'antenne sont réduite et elle est inacceptable si on approche la bande des ondes millimétriques ( $f > 30$  GHz). Dans la présente section, en dehors des efforts de calculs et analytique, nous allons apprécié le coût que le concepteur peut avoir dans les résultats de l'analyse « FULL WAVE » si il est applique proprement. Pour accomplir cette tâche, une antenne travaillant dans l'environnement de 24 GHz est analysée. Cette antenne est conçue (au laboratoire de micro-onde U.C.L., Louvain La- Neuve, Belgique) par la méthode de la ligne de transmission pour résonner à 24.125 GHz. Les paramètres physique et électrique de l'antenne obtenus sont :  $L = 3.55$  mm,  $W = 4.82$  mm,  $h = 0.5$  mm,  $\epsilon_r = 2.33$  and  $\text{tg}\delta = 0.001$ .

Dans l'analyse d'onde complète, le premier paramètre à chercher est la distribution du courant sur l'élément rayonnant. La Fig. 3-14 montre les amplitudes normalisées et les phases des courants selon les directions  $x$  et  $y$ . l'amplitude de  $J_x$  passe par un maximum dans le milieu du patch et elle est nul aux deux extrémités. La phase de  $J_x$  est presque constant. L'amplitude de  $J_y$  est minimum aux deux extrémités aussi bien qu'au point d'excitation. comme dans le cas étudié dans la section section 3-3-1 le courant  $J_y$  présente une dissymétrie qui est due au point d'excitation. La phase de  $J_y$  présente quelque variations différent au cas des bases fréquences. Les résultats obtenus pour la distribution du courant nécessitée un nombre de fonctions de base supérieur à celui de cas des bases fréquences; dans la Fig. 3.14,  $N_x$  and  $N_y$  égal à 10.

La Fig. 3.15 montre l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de cette antenne. Les résultats théorique aussi Bien que les mesures sont donnés sous la forme normalisé. La raison pour la normalisation est l'absence d'information sur la position de point d'excitation lors de mesure. Pour les résultat théoriques la position de point d'excitation est choisie à  $x_p = 0$  and  $y_p = 1.775$  mm. A partir de la Fig. 3.15, la fréquence de résonance est  $f_{\text{cal}} = 24.25$  GHz qui peut être comparé à au mesure qui est  $f_{\text{meas}} = 24.4$  GHz.

La formule

$$\frac{100(f_{\text{cal}} - f_{\text{meas}})}{f_{\text{meas}}}$$

est utilisée pour trouver l'erreur dans la fréquence de résonance en %. Avec ça, l'erreur théorique dans la fréquence de résonance est trouvée dans l'ordre de 0.61%, ce qui indique l'applicabilité de la méthode « FULL WAVE » à des antennes opérant à des hautes fréquences. La bande passante théorique de cette structure est trouvée dans l'ordre de 5.516%. Cette valeur de la bande passante indique que, l'augmentation dans la fréquence de travail se traduit par une augmentation dans la bande passante de l'antenne micro-ruban. A ce niveau on doit noter que les paramètres électrique ( $\epsilon_r$ ) et physique (l'épaisseur du substrat  $h$ ) sont bien choisis pour une bande passante optimum et pour éviter l'excitation des ondes de surface.

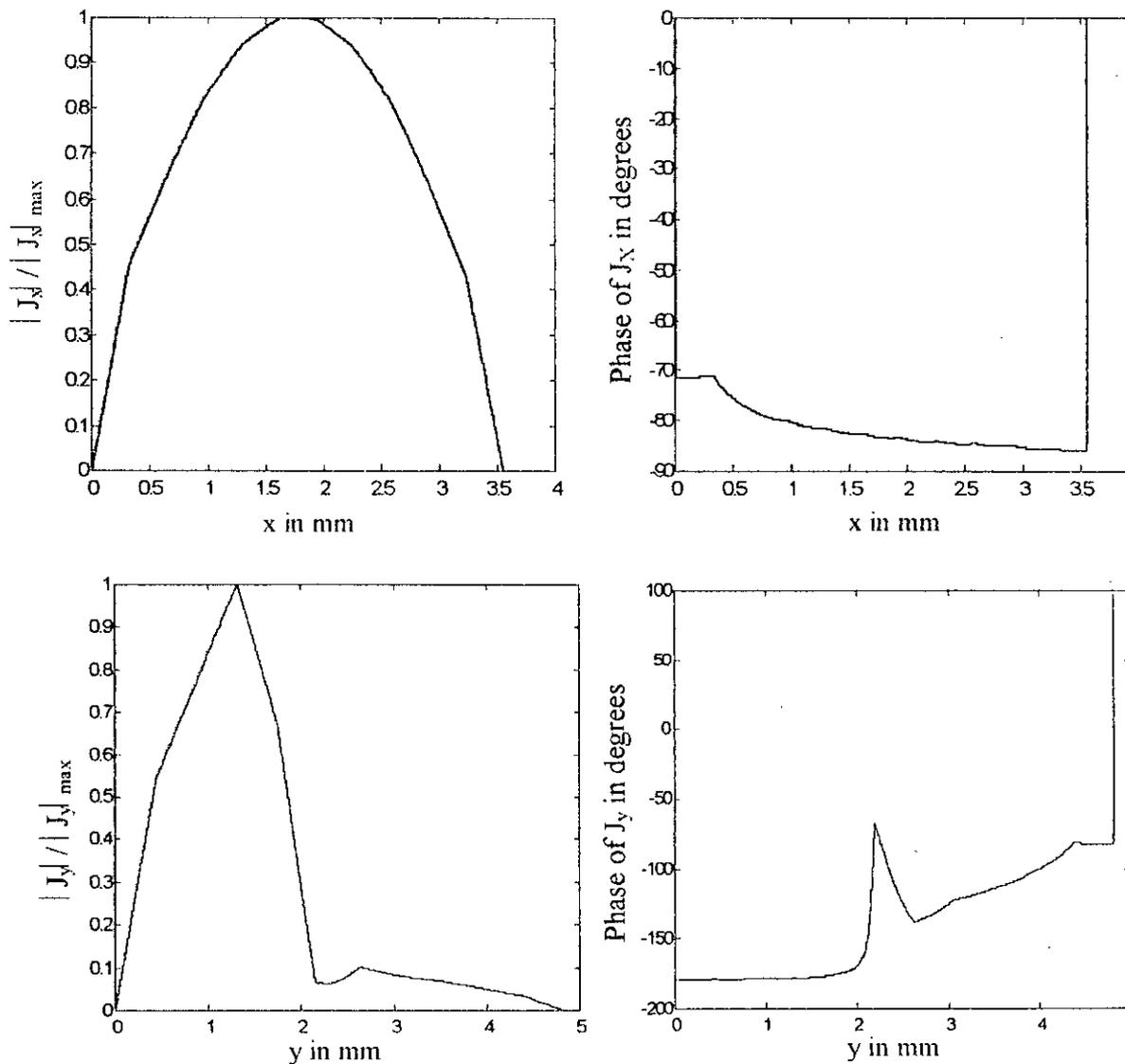


Fig. 3.14 Current Distribution of the high frequency antenna

$L = 3.55$  mm,  $W = 4.82$  mm,  $h = 0.5$  mm,  $\epsilon_r = 2.33$ ,  $\text{tg}\delta = 0.001$

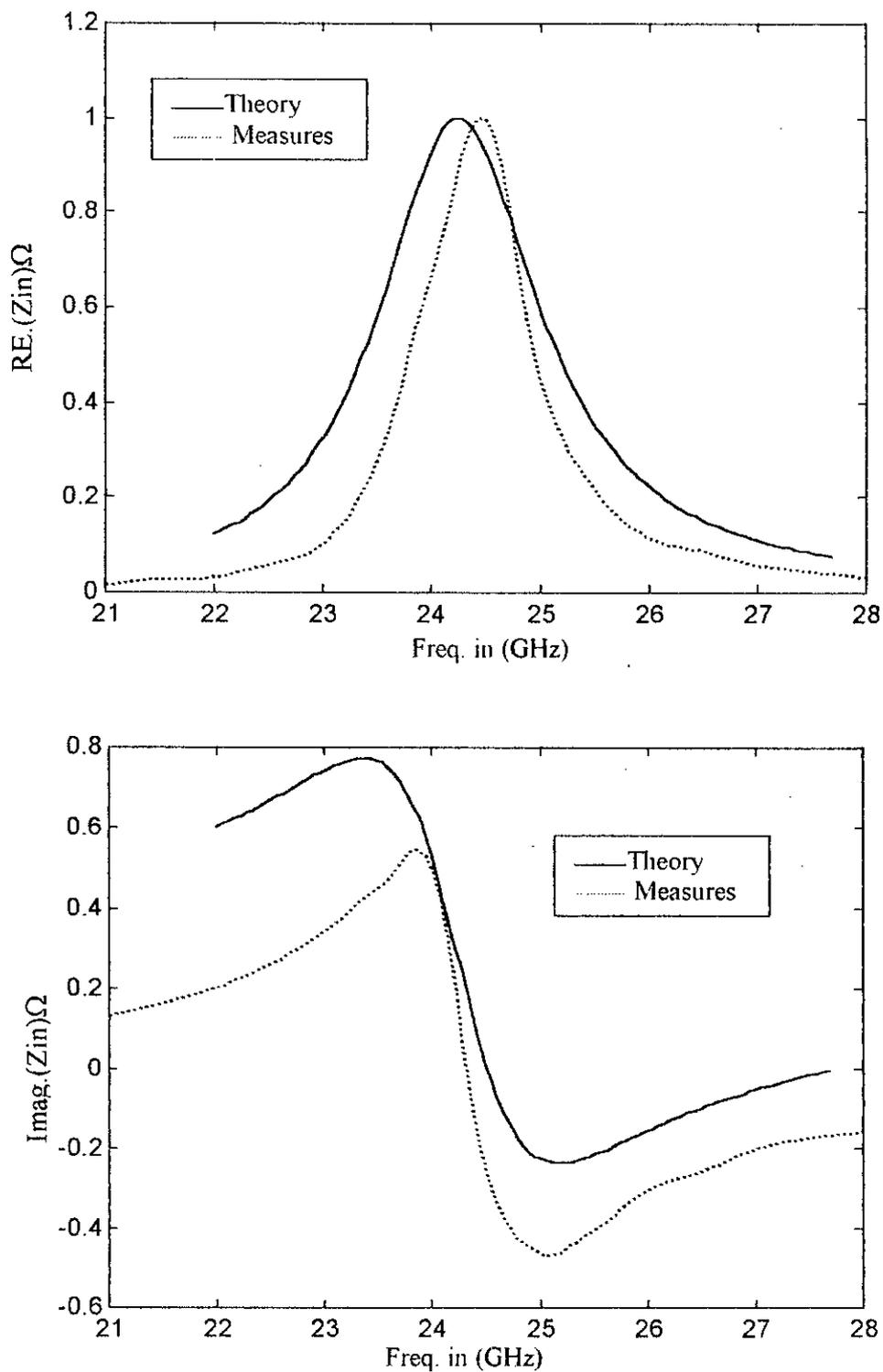
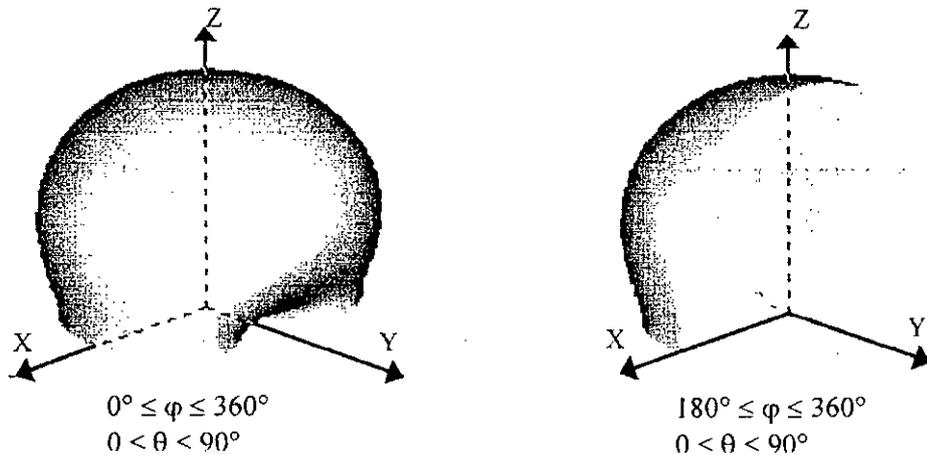


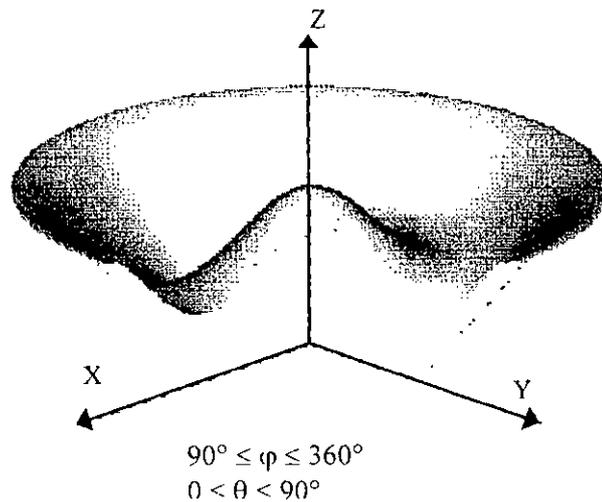
Fig. 3.15 Normalized input impedance of the high frequency rectangular microstrip antenna.

$L = 3.55$  mm,  $W = 4.82$  mm,  $h = 0.5$  mm,  $\epsilon_r = 2.33$ ,  $tg\delta = 0.001$

Les propriétés des zones lointains de l'antenne microruban travaillant à haute fréquence sont aussi examinées. Selon la densité de courant (Fig. 3.14) trouvée dans la résolution de l'équation intégral par la méthode des moments, le champ lointain a été dessiner. La Fig. 3-16 montre le diagramme de champ issue de cette antenne en 3 dimensions. Les champs ont été dessiner à la fréquence de  $f = 24.21053$  GHz.



(a) Three dimensional polar pattern



(b) Three dimensional rectangular pattern

Fig. 3.16 Three dimensional representation of the radiation pattern of the high frequency microstrip antenna

Pour caractériser clairement la structure dans la zone lointain, les tracés linéaire du champ dans les plan E et H sont illustrés dans la Fig. 3-17; les deux composantes (copolaire et contrapolaire) ont été donner. Dans la première vue, on note que le niveau de la composante contrapolaire dans les deux plans est faible ; ce qui indique la polarisation

linéaire de l'antenne microruban. De plus, ces composantes ont des niveaux plus grand p rapport au cas des basse fréquence ; ceci est due au fait que le nombre de fonctions de ba considéré est plus grand. L'ouverture à  $-3$  dB de cette antenne sont  $91.32^\circ$  dans le plan et  $82.50^\circ$  dans le plan H. Donc, la directivité est calculée et trouvée égal à  $3.38$  dB. Dans calcule de ces résultats on a supposé que le plan de mass est infini.

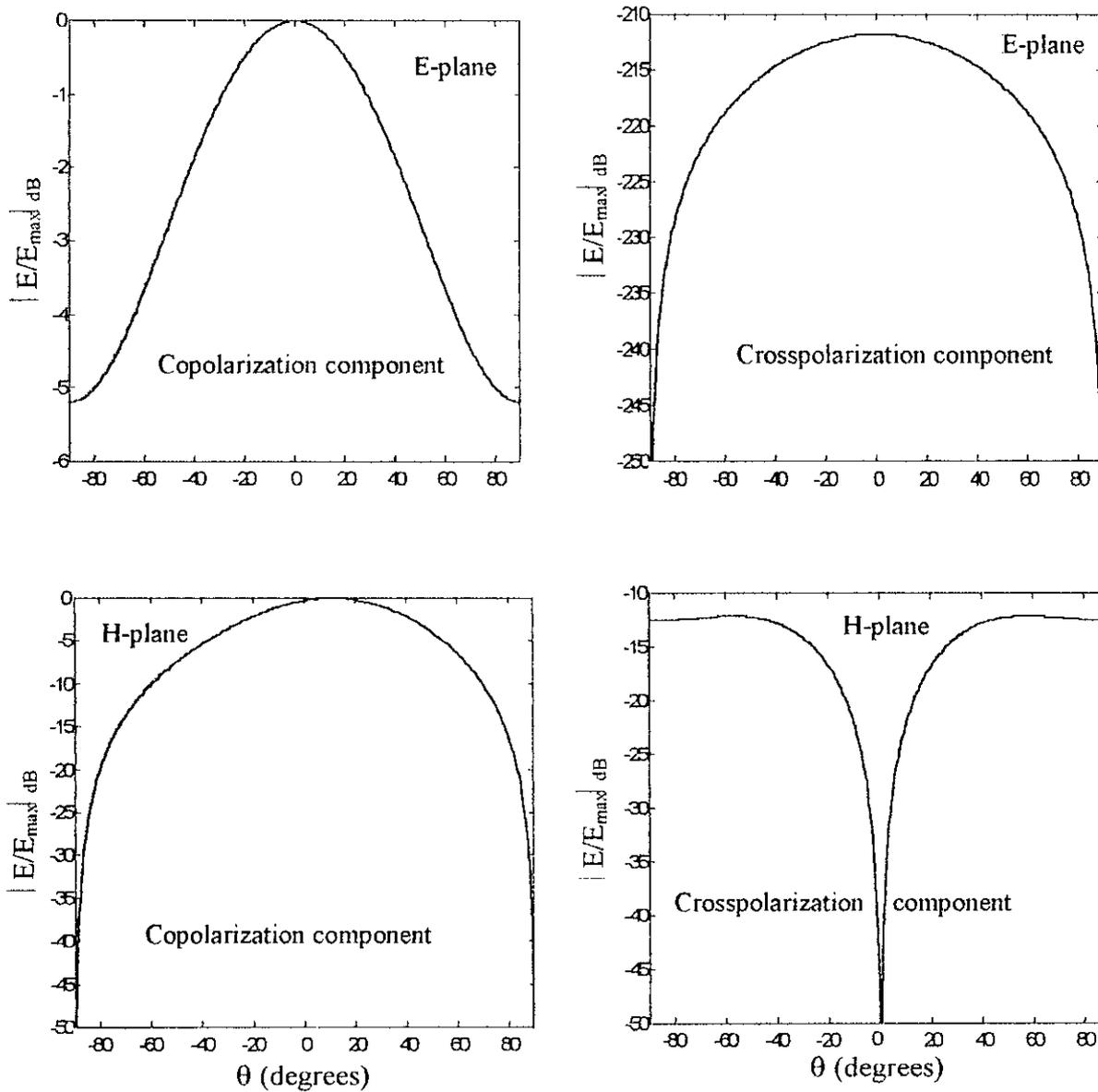


Fig. 3.17 Two dimensional plots of the far field patterns of the high frequency rectangular microstrip patch antenna  
 $L = 3.55$  mm,  $W = 4.82$  mm,  $h = 0.5$  mm,  $\epsilon_r = 2.33$ ,  $\text{tg}\delta = 0.001$   
 $f = 24.21053$  GHz .

### 3.5 Polarisation circulaire

Les patches qu'on discuté précédemment et celles qu'on discute dans le chapitre 4 rayonne principalement des ondes ont une polarisation linéaire si une alimentation conventionnelle est utilisée sans modification. Cependant une polarisation circulaire peut être obtenue en utilisant des arrangements dans la manière d'exciter l'élément rayonnant.

La polarisation Circulaire peut être obtenue si on excite deux modes orthogonaux ayant un décalage de  $90^\circ$ . Ceci peut être accomplir par ajustement des dimensions physique du patch avec, soit une seul excitation où deux où plusieurs excitations [32]. Pour un patch carré, la manière d'exciter la polarisation circulaire est d'alimenter l'élément dans les deux côtés adjacentes. La différence quadrature de phase est obtenue par alimentation de l'élément avec un «  $90^\circ$  power divider » ou «  $90^\circ$  hybrid coupler ».

Pour palier aux complexités inhérentes dans l'alimentation dual, la polarisation circulaire peut être aussi achevée avec une seul point d'alimentation. Une manière pour faire ça est d'alimenter en un point l'élément pour exciter deus modes orthogonaux dégénérant ( of some resonant frequency) ayant des amplitudes égaux[32]. Introduisant une propre asymétrie in la cavité, ta dégénérante peut être enlevée avec un mode augmentant avec la fréquence en moment ou l'autre diminuera avec le même taux. Puisque les deux modes auront des fréquences différentes, avec une conception propre le champ d'un mode peut avance par  $45^\circ$  en moment ou celui de l'autre traîne par un retard de  $45^\circ$  ce qui résulte dan une différence de phase de  $90^\circ$  pour une polarisation circulaire.

Pour illustrer la procédure, un patch carré (Fig. 3.18 (a)) est analysé.

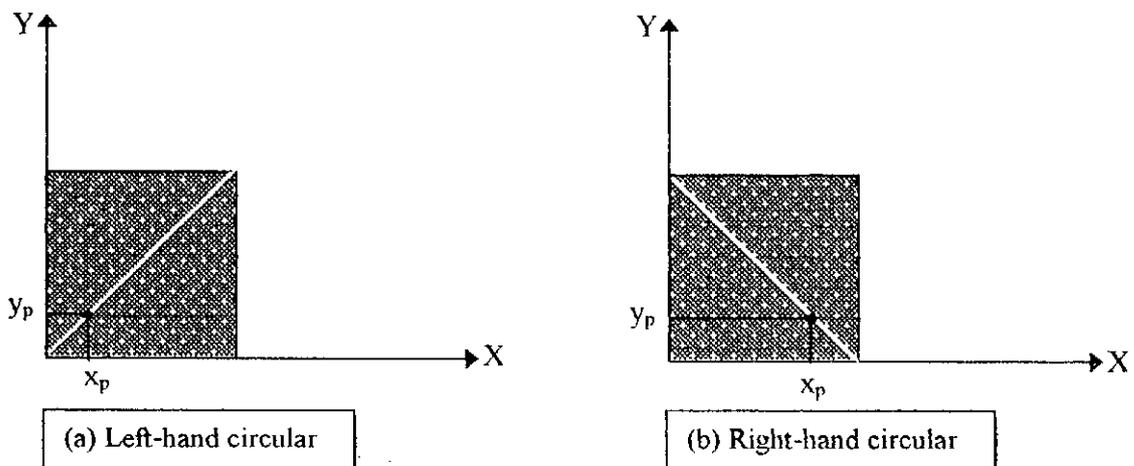


Fig. 3.18 Single feed arrangement for circular polarization of rectangular microstrip patches

Les propriétés de l'antenne analysée a les sont les suivantes :

$$L = W = 25.0 \text{ cm}, h = 1.5 \text{ mm}, (X_p, Y_p) = (0, 0), \epsilon_r = 2.55, \text{tg}\delta = 0.002.$$

Le premier paramètre à trouver dans l'analyse d'antenne est la distribution de courant sur l'élément rayonnant. Tous les conditions sont réunies "the excitation is on the diagonal symmetrical axis and the patch is made of equal edges" pour avoir l'égalité dans les courants dans les deux directions x et y. Les amplitudes normalisées des courants et leurs phases correspondantes sont illustrées dans la Fig. 4.19. La figure indique que l'amplitude des courants dans les deux directions est maximum au milieu du patch est elle est nulle aux deux extrémités. Cette forme est similaire au cas d'une antenne linéaire demi onde. Les phases de courant dans chaque direction sont les même et elles sont presque constant toute le long du patch.

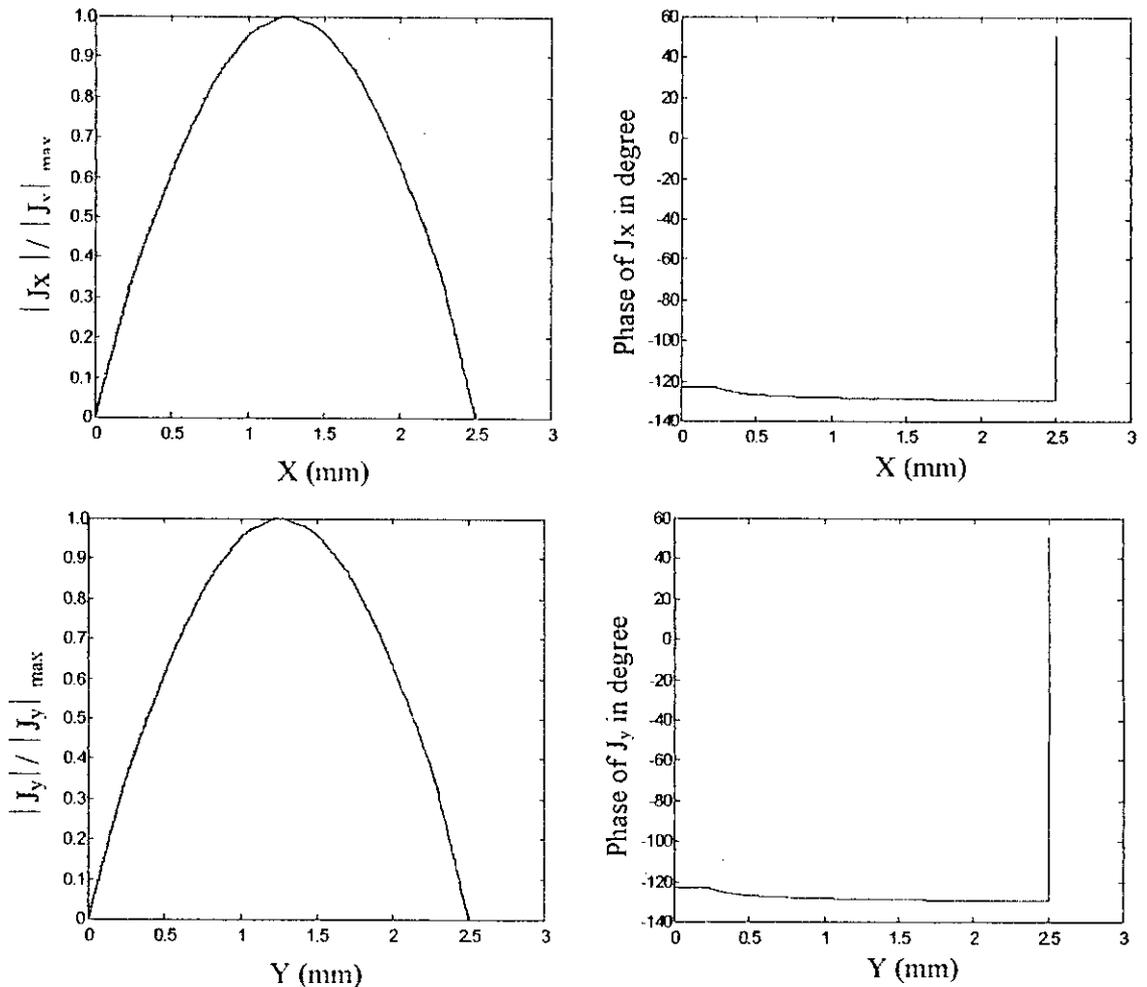


Fig. 3. 19 Current distribution for the circular polarized square patch antenna.  
 $L = W = 25.0 \text{ cm}, h = 1.5 \text{ mm}, (X_p, Y_p) = (0, 0), \epsilon_r = 2.55, \text{tg}\delta = 0.002.$

Ayant la distribution de courant sur le patch, l'impédance d'entrée (Fig.3.20) est déterminée. On voit que avec les dimensions choisis pour cette antenne la fréquence de résonance est de l'ordre de  $f_r = 3.43$  GHz, et à cette fréquence la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximum, cependant la partie imaginaire est zéro. La bande passante de cette antenne peut être évalué en utilisant la technique citée dans le chapitre 2, avec la courbe de TOS à l'entrée donné dans la Fig. 3.21. La bande passante de l'antenne rayonnant des ondes à polarisation circulaire ayant une longueur de 25.0 mm est 59 MHz centrée à  $f_r$  et ce corresponde à 1.73 %. Une antenne rectangulaire ayant le même substrat avec longueur de résonance de 25.0 mm a une bande passante de 1.70 %.

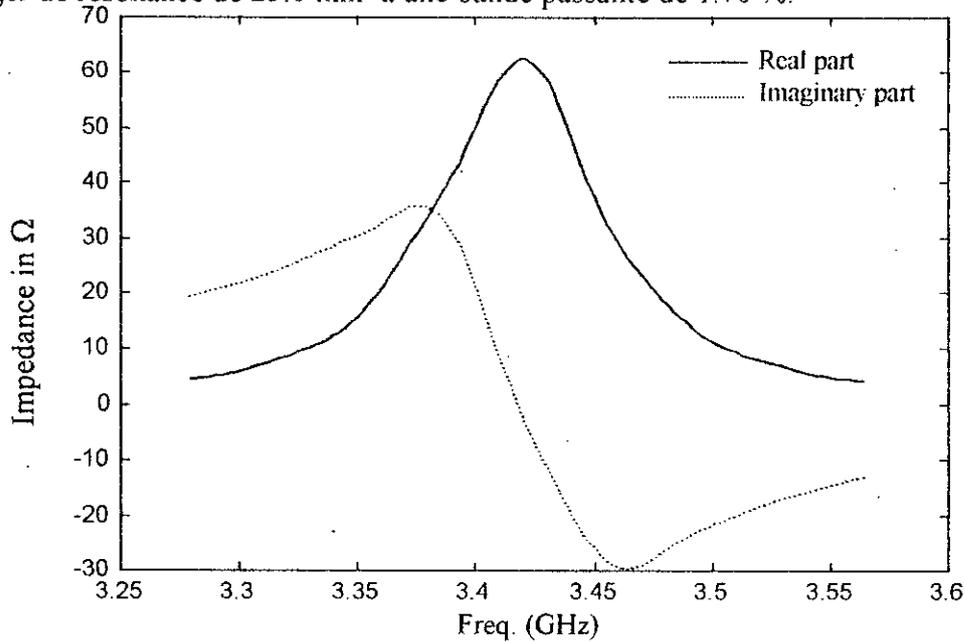


Fig. 3.20 input impedance of the circular polarized patch antenna

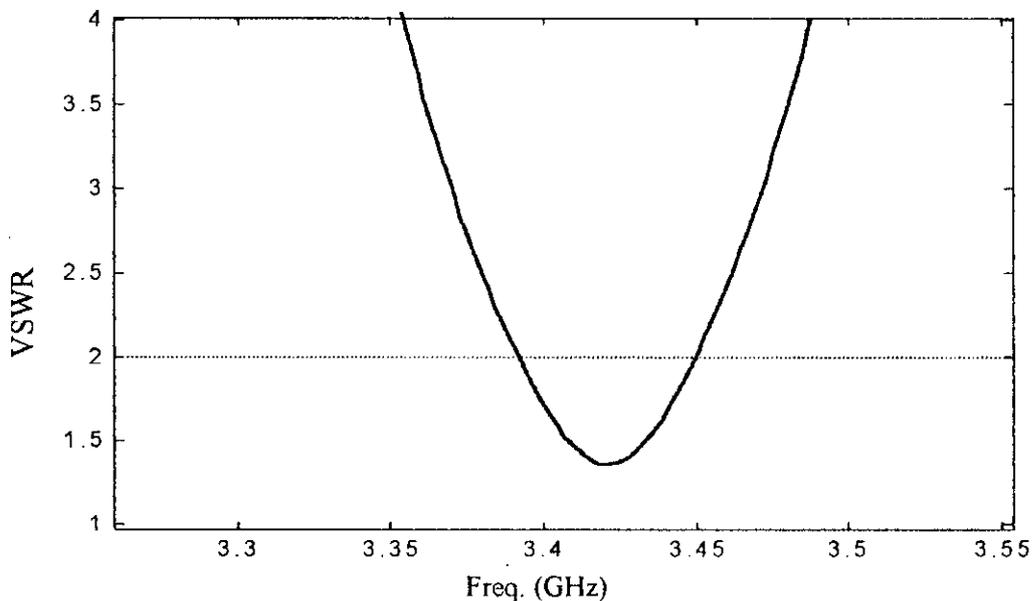


Fig. 3.21 input VSWR of the circular polarized patch antenna

La caractéristique importante de l'antenne polarisée en circulaire est le champ lointain. La Fig. 3.22 montre les diagrammes du champ rayonné, dans les deux plans, d'une antenne carré rayonnant des ondes à polarisation circulaire. 10 fonction de base le long de chaque direction sont considérées. En première vue, on remarque que les composantes copolaire et contrapolaire dans les deux plans ont presque le même niveau au voisinage de la direction de  $\theta = 0^\circ$  (maximum radiation direction). Si on utilise plus de fonction de base, les composantes coïncideront dans la direction  $\theta = 0^\circ$ . Si nous examinerons très bien les courbes de la Fig. 3.22 et à l'aide des Equations (2-36), (2.37), (2.38) et (2.39) nous concluons facilement que  $\tilde{E}_x$  and  $\tilde{E}_y$  son identiques et ceci indique la polarisation circulaire de la structure.

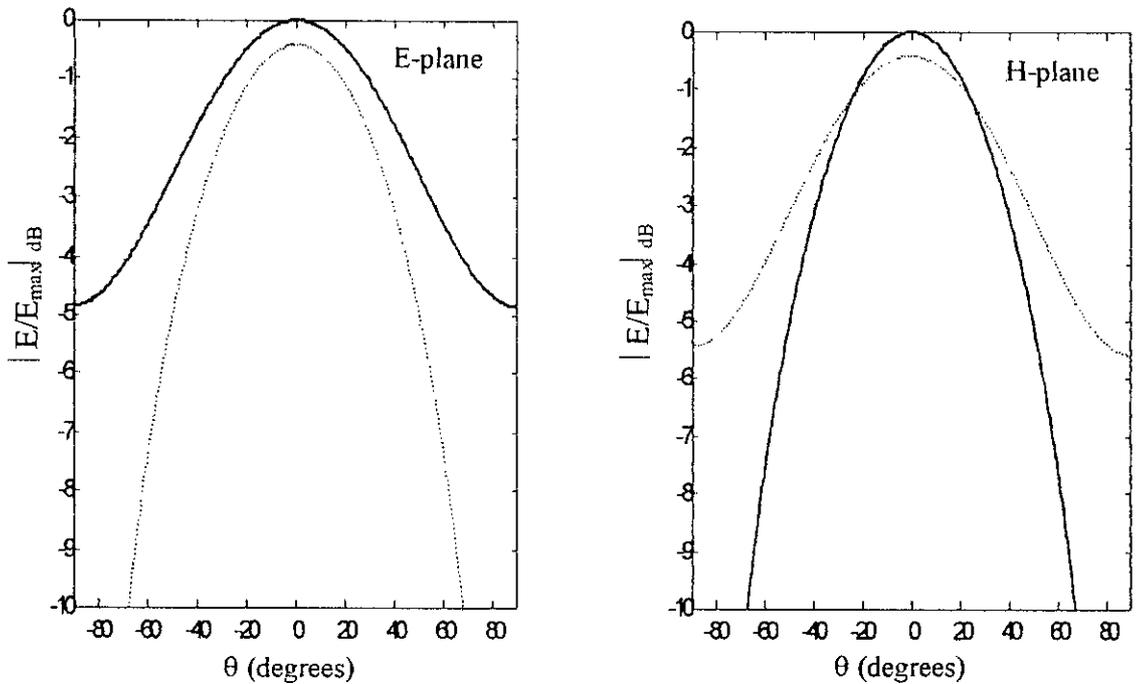


Fig. 3.22 Radiation pattern of the circular polarized antenna

$L = W = 25.0$  cm,  $h = 1.5$  mm,  $(X_p, Y_p) = (0, 0)$ ,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$  at  $f = 3.43$  GHz

— Cop. Comp.  
 ..... Cross. Comp.

### Remarque

Si nous changeons la position du point d'excitation sur la diagonale, nous obtenons toujours une polarisation circulaire, seul le niveau de la résistance d'entrée diminuera lors de l'approche vers le centre du patch. De plus l'antenne dans la Fig. 3.18-b rayonnera des ondes électromagnétiques à polarisation circulaire.

---

**Chapitre****4**

---

**RESULTATS NUMERIQUE DE L'ANTENNE AVEC PARASITES**

*Between the idea and reality, between the motion and the act, falls The shadow*

T. S. Elliot

**4-1 Antenne avec un élément parasite**

Dans cette section, l'antenne rectangulaire couplée à un élément parasite illustrée dans la Fig. 4.1 est considérée. L'effet de l'élément parasite sur les caractéristiques de l'antenne aussi bien que l'effet de divers paramètres est analysé.

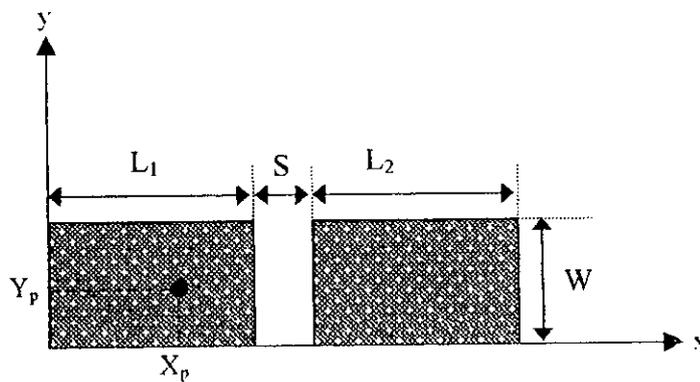


Fig. 4.1 Top view of the two elements microstrip antenna.

Premièrement, on note qu'une structure similaire est analysée dans la ref. [96] où l'antenne est excitée, au lieu du câble coaxial, avec une ligne microruban. Vue la différence dans l'excitation, on peut comparer seulement les fréquences de résonance si on utilise les structures ayant les mêmes propriétés électrique et physique.

Les antennes microrubans étudiées dans cette section sont fabriquées par un substrat de constante diélectrique de  $\epsilon_r = 2.86$ ,  $\text{tg}\delta = 0.001$ , et  $h = 1.5$  mm. Premièrement, une antenne rectangulaire avec  $L = 25.0$  mm,  $W = 30.0$  mm a été analysée. La fréquence de résonance obtenue (3.403 GHz) compare bien avec celle de mesures de la ref. [96] (3.410 GHz). Deuxièmement, les propriétés radioélectrique de l'antenne large bande sont trouvées. L'antenne considérée a des caractéristiques de  $L_1 = 25.0$  mm,  $L_2 = 24.5$  mm,  $w = 30$  mm,  $S = 0.7$  mm,  $x_p = 0$ , and  $y_p = 15$  mm. On commence par la détermination de la distribution des courants sur chaque patch (Fig. 4.2).

#### 4.1.1 La distribution des courants

Dans la détermination de cette distribution on a utilisé trois fonctions de base sur chaque patch et le long de chaque direction. Donc, les courbes illustrées sur la Fig. 4.2 sont seulement des approximation à la densité réelle du courant. Mais même avec ça, on peut discuter cette distribution et déduire quelques informations utiles. De la Fig. 4.2 nous remarquons que l'amplitude de  $J_x$  sur les deux patches à un maximum au milieu du patch et elle est nulle aux deux extrémité en accord avec les conditions aux limites (open ends). Ce comportement est similaire à celui de l'antenne linéaire demi-onde (la distribution du courant dans la Fig. 4.2 est tracées à la fréquence de 3.4 GHz proche de la fréquence de résonance du patch pilote). Les phases de  $J_x$  sont presque constants sur le patch.

Contrairement au cas de  $J_x$ , l'amplitude de  $J_y$ , sur le patch pilote, a trois minima. Le point minimum au milieu du patch est introduit par le point d'excitation qui est au même temps cause la phase de  $J_y$  à faire un saut. Cependant l'amplitude de  $J_y$  nous informe sur les extrémités ouvertes où le courant est nul. Et au même temps, elle est continue ailleurs puisque le patch est libre d'excitation manuelle. Cela dit, qu'il est automatiquement alimenté par couplage électromagnétique. La phase de  $J_y$  n'est pas perturbée parce que ce patch est libre d'excitation coaxial, mais elle est stabilisée à un point arbitraire de  $-100^\circ$ . Finalement, ayant obtenu la distribution du courant sur les éléments rayonnants, les autres propriétés de l'antenne peuvent être trouvées.

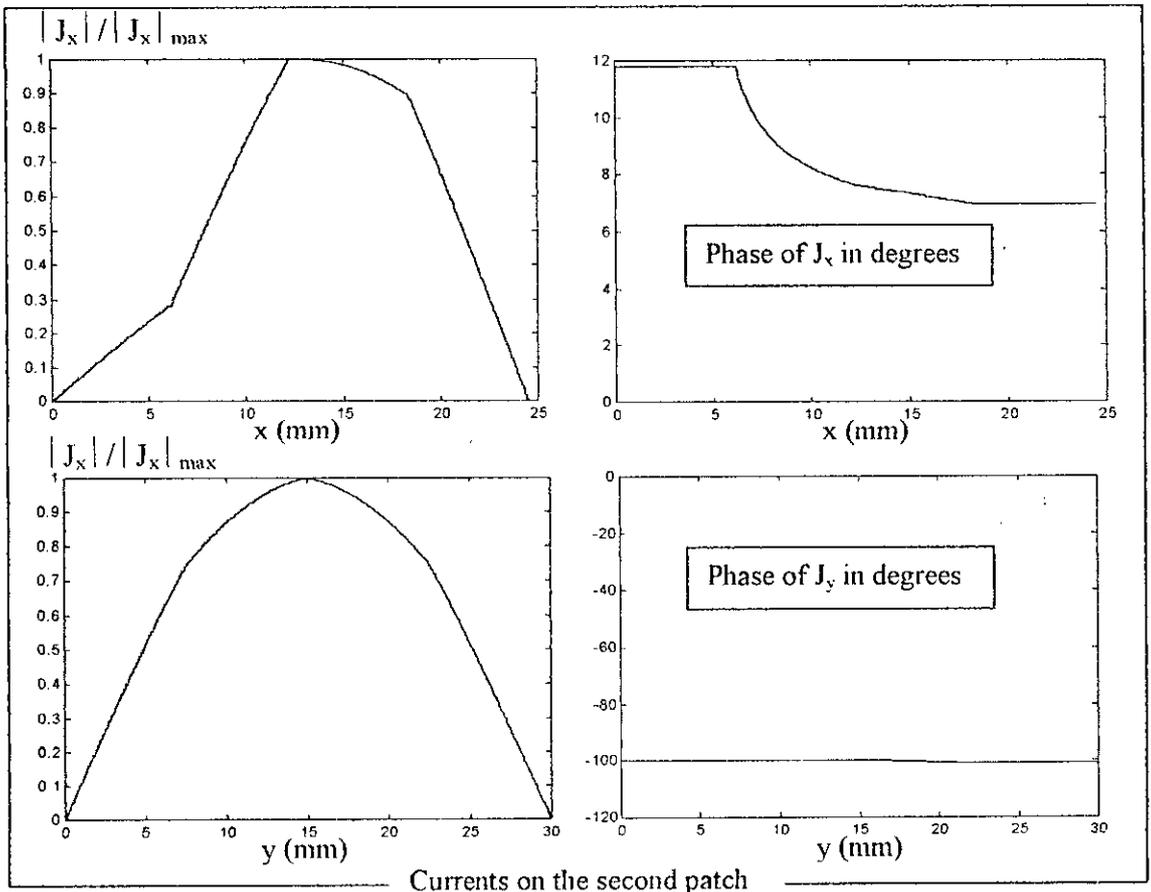
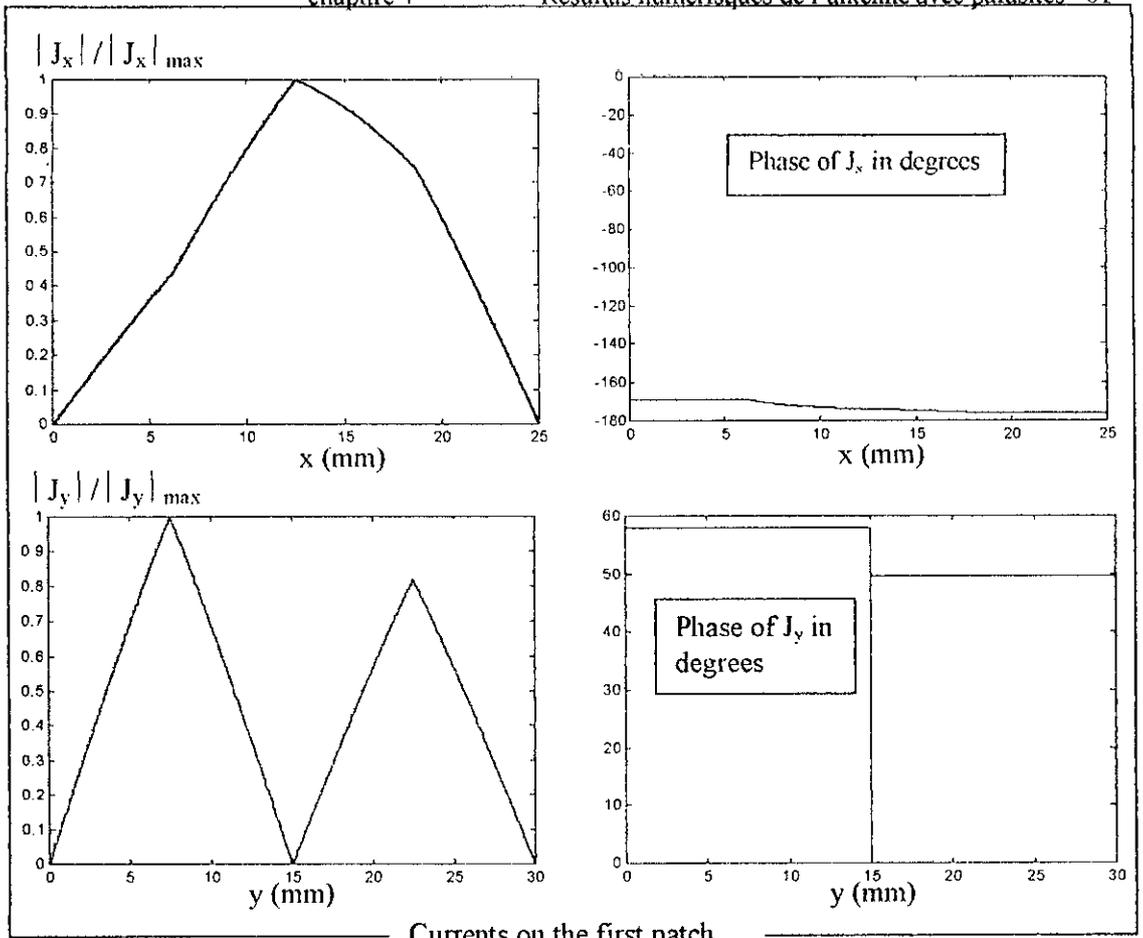


Fig. 4.2 Current distribution for the two element microstrip antenna.

### 4.1.2 L'impédance d'entrée

La Fig 4.3 montre les variations de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence. Pour but de comparaison l'impédance d'entrée pour les deux structures (antenne isolée et antenne associée à un élément parasite) ont été superposer. La figure indique qu'un comportement d'un pic de résonance ( bande étroite) de l'antenne isolée a été étendu à double pics résonant de l'antenne couplée indiquant l'élargissement de la bande passante. Ceci peut être clarifier quantitativement en considérant le TOS à l'entrée de l'antenne illustrée dans la Fig. 4.4 pour les deux antennes. La bande passante est améliorée du 1.70 % pour un patch isolé à 4.72 % pour une structure à deux éléments. Physiquement, les deux pics sont dues aux résonances de deux patchs qui combinent et forment une bande passante large.

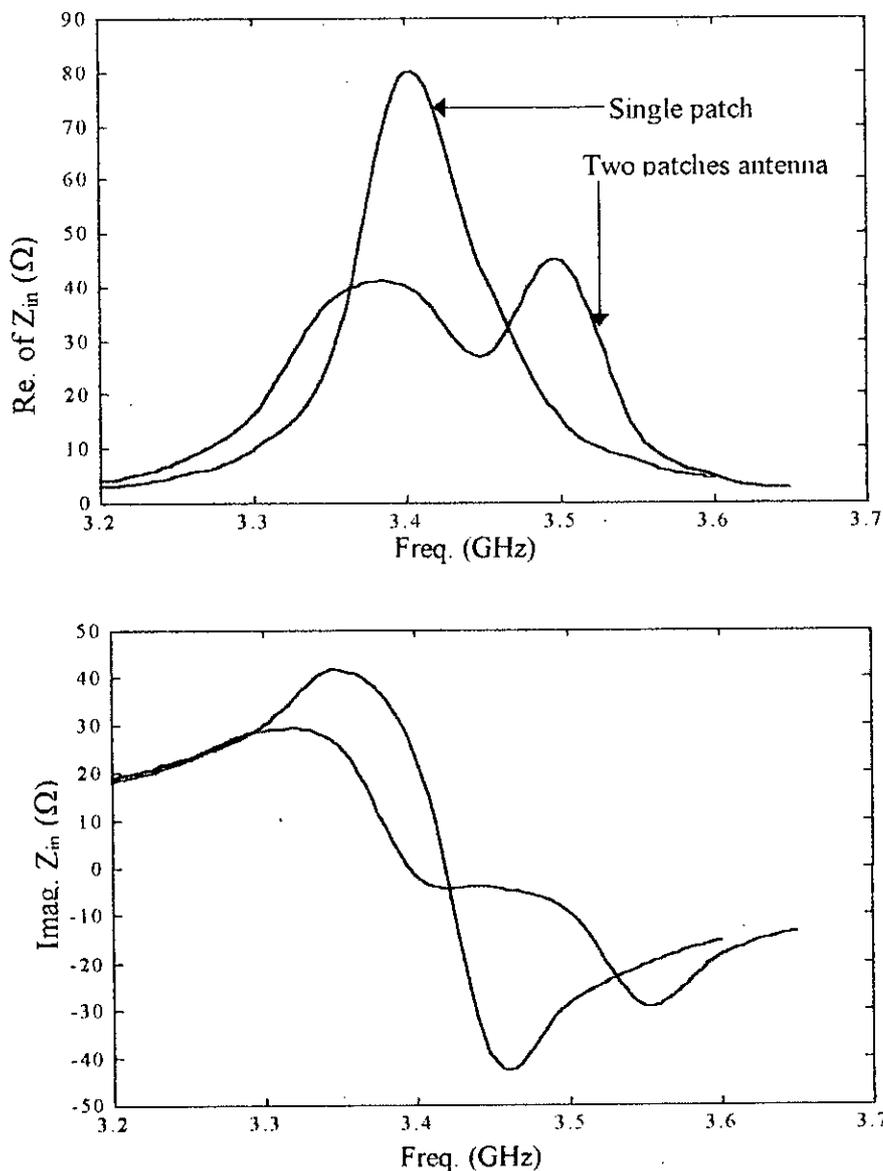


Fig. 4.3 input impedance of a single and two elements microstrip antenna.

$L_1 = 25.0$  mm,  $L_2 = 24.5$  mm,  $w = 30$  mm,  $S = 0.7$  mm,  $x_p = 0$ , and  $y_p = 15$  mm  $\epsilon_r = 2.86$ ,  $\text{tg}\delta = 0.001$ , and  $h = 1.5$  mm.

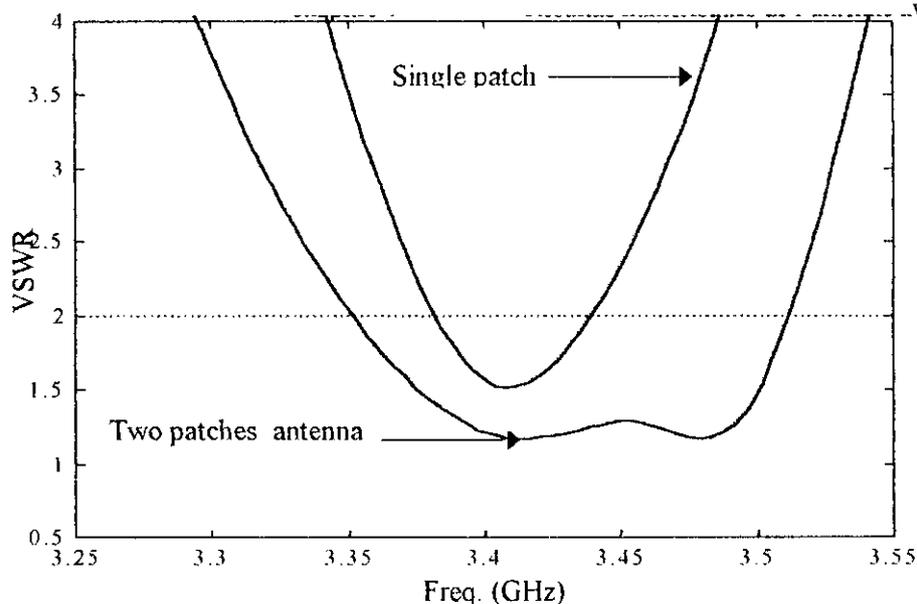


Fig. 4.4 Input VSWR of the single and two elements patch antennas  
 $L_1 = 25.0$  mm,  $L_2 = 24.5$  mm,  $w = 30$  mm,  $S = 0.7$  mm,  $x_p = 0$ , and  $y_p = 15$  mm  $\epsilon_r = 2.86$ ,  
 $\text{tg}\delta = 0.001$ , and  $h = 1.5$  mm.

Dans la discussion ci-dessus, on a vu que l'élément parasite permet d'augmenter la bande passante de l'antenne isolée. L'exemple considéré donne un facteur d'augmentation de 2.78. Dans ce qui suit, l'effet du résonateur parasite sur les caractéristiques lointain de l'antenne sera étudié.

#### 4.1.3 Diagramme de rayonnement

Les diagrammes du champ lointain de l'antenne couplée à un élément parasite pour différentes fréquences sont illustrés dans les Fig. 4.5 et Fig. 4.6. Contraire, au cas de l'antenne isolée, les champs de l'antenne avec élément parasite sont fortement variés en fonction de la fréquence. Ceci est clair si on considère la représentation 3 dimensions donnée dans la Fig. 4.5 à différentes fréquences. Pour but de clarification, la représentation en 2 dimensions dans les deux plans E et H est tracée dans la Fig. 4.6. La seule dégradation notée sur les composantes copolaires du champ rayonné dans le plan E est le décalage de la direction du rayonnement maximum et l'augmentation du niveau de puissance si en approchant la fréquence du résonance du patch pilote. Lorsque la fréquence arrive à une valeur entre 3.4 GHz et 3.5 GHz « the *beam splitting* begins ».

Les fréquences de résonance des patches de longueurs de 25.0 mm et 24.5 mm sont respectivement de l'ordre de 3.401 GHz and 3.480 GHz. on peut conclure que, jusqu'à la fréquence où les diagramme dans le plan E commence à se diviser, le seul patch qui rayonne est celui de longueur de (even the second patch radiates very small amount of power, so the shift of the direction of the maximum radiation). Cependant, après cette fréquence, l'autre

patch rayonne efficacement autour de la fréquence de résonance, par conséquent, la dégradation due à la différence de phase sur les deux patches (excité et non-excité) est observé.

Puisque la direction de rayonnement en fonction de la fréquence change, il est pas d'importance d'étudier les variations de la directivité maximum en fonction de la fréquence. Mais même avec ces données, la direction de rayonnement maximum dans les deux plans et la directivité trouvée dans cette direction sont résumés dans le tableau 4.1 ci-dessous.

Freq. GHz	3.3	3.4	3.5	3.6
$\theta_{\max}$ dans le plan E	-10°	-15°	-45°	-50° or 50°
$\theta_{\max}$ dans le plan H	0 °	0°	0°	0°
$D_{\max}$ (dB)	5.85	6.09	6.14	6.03

Table 4.1 maximum directivity and direction of the maximum radiation in the two plane as a function of frequency

Toujours dans le plan E, les composantes contrapolaires sont pratiquement nulles, puisque le point d'excitation est située sur l'axe de symétrie. Donc la structure a une polarisation linéaire. La Fig. 4.6 monte aussi l'effet de la fréquence sur les composantes contrapolaires. Malgré, il n'a pas un effet sur les composantes copolaires, le niveau des composantes contrapolaires à la fréquence de 3.4 GHz est important si on la compare aux autres composantes aux fréquences correspondantes. Ceci peut être attribuer au fait que le patch passif est excité mais il ne rayonne pas la puissance utile (composante copolaire), au lieu de cela, il émit sa puissance dans le substrat diélectrique et se propage sous forme des ondes de surface qui sont diffractées à l'arrivage des cotés du substrat et elles s'additionnent au rayonnement principale sous forme de parasites qui apparaisse dans la composante contrapolaire.

Dans le plan H, la forme des composantes copolaires n'est pas dégradée. Mais seulement les niveaux de puissance qui augmentent lorsque la fréquence approche la résonance. Ceci est due à la position du patch parasite qui est positionné le long de la direction H. Cette position est connue sous le nom de « H-plane position ». On s'attend que la forme des composantes copolaire sera dégradée dans le plan H si le patch parasite est positionné selon la direction E (E-plan position).

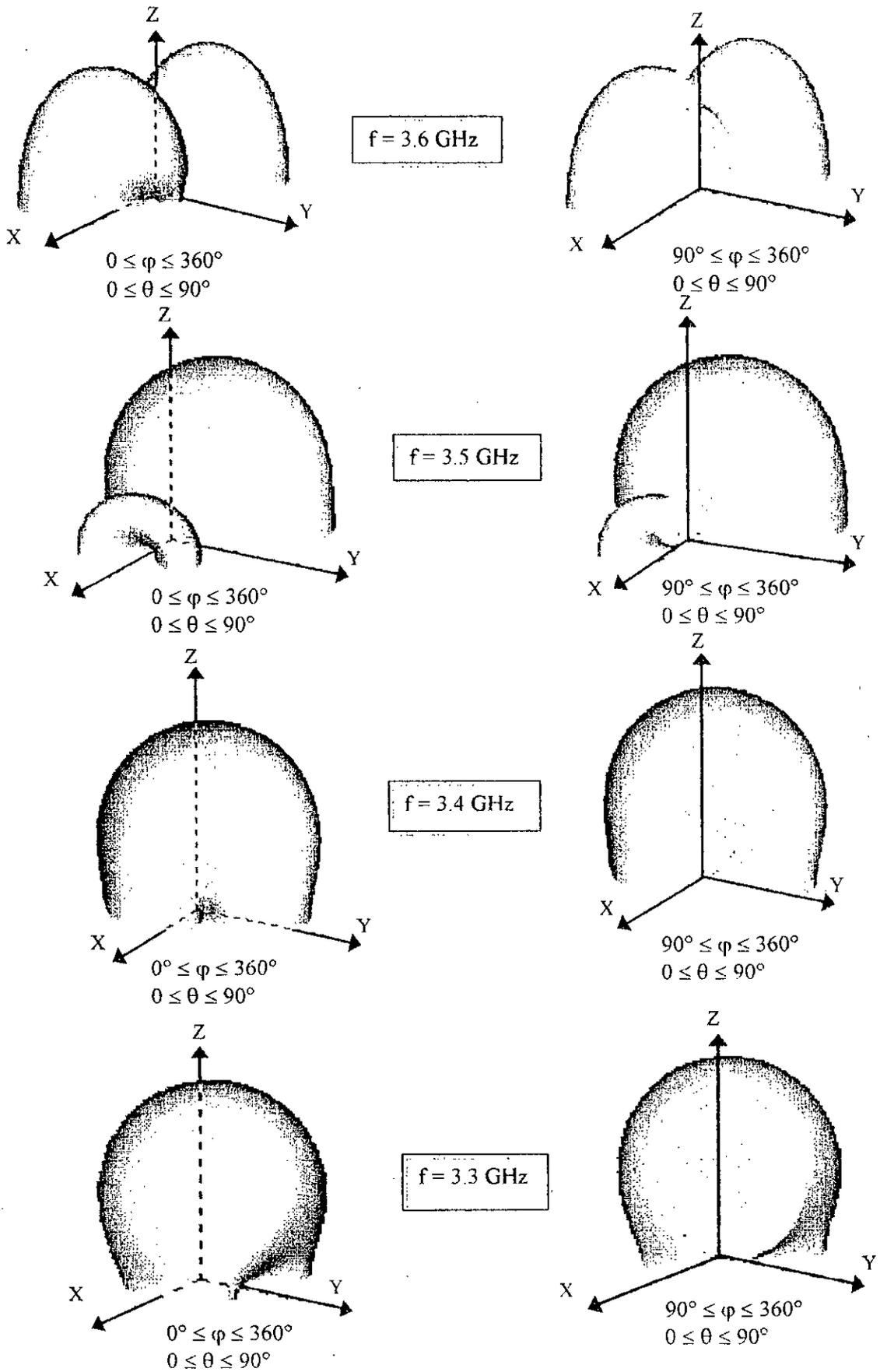


Fig. 4.5 Three dimensional field patterns of the two elements patch antenna

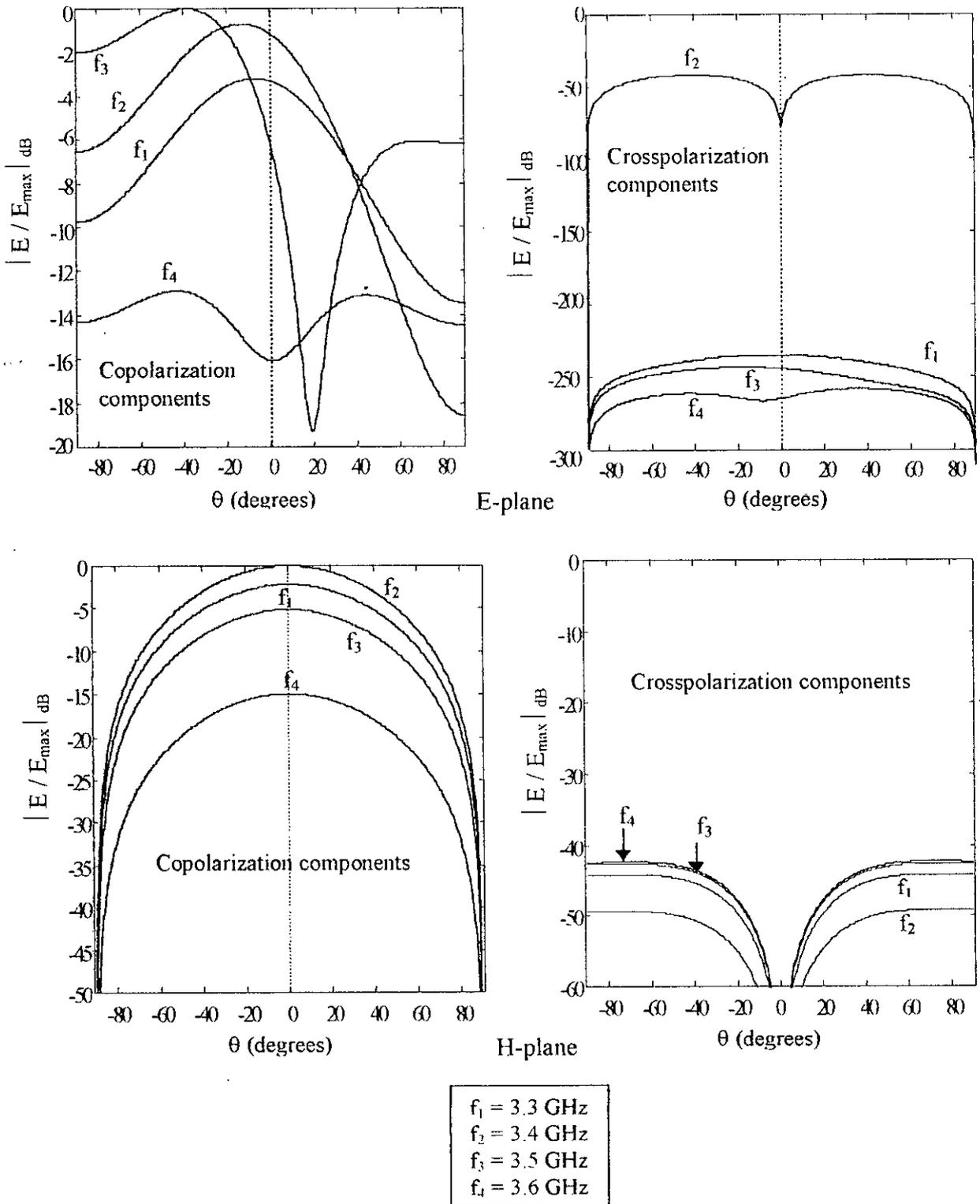


Fig. 4.6 Two dimensional field patterns of the two element microstrip antenna.

$L_1 = 25.0 \text{ mm}, L_2 = 24.5 \text{ mm}, S = 0.7 \text{ mm}, W = 30 \text{ mm}$

$\epsilon_r = 2.86, \text{tg}\delta = 0.001, X_p = 0, Y_p = 15.0 \text{ mm} h = 1.5 \text{ mm}$

#### 4.1.4 L'effet des divers paramètres

L'idée d'ajouter les patch parasites est due à la théorie générale des circuits électriques, où la bande passante du système peut être augmentée en ajoutant une forme de charge réactive. Les vides entre les patch offrent la capacitance nécessaire pour l'augmentation de la bande passante. Puisque la fréquence de résonance est une fonction de la largeur des patch, les sections des patch sont de largeurs différentes. Donc les patchs résonnent aux fréquences différentes, et les résonances multiples sont responsables dans l'augmentation de la bande passante.

##### 4.1.4.1 L'effet de « gap widths ».

La Fig. 4.7 montre les courbes de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour les « gap widths » différents. On remarque que:

- i) l'impédance d'entrée de l'antenne couplée est très sensible au « gap widths »  $S$ , et
- ii) avec l'augmentation de  $S$ , les pics de résonances sur les courbes de l'impédance d'entrée deviennent proches l'un de l'autre (comparez le cas de  $S = 0.3$  mm avec celui de  $S = 1$  mm dans la Fig. 4.7). Lorsque  $S$  est assez grand, ces deux pics se chevauchent, et l'impédance d'entrée de l'antenne avec un parasite approche celle de l'antenne isolée. Relativement, des petites valeurs de  $S$  conduisent à une résistance d'entrée plus élevée.

Physiquement, comme on a cité déjà, le patch parasite est couplé en principe avec quatre capacités. À savoir,  $C_p$  « parallel plate capacitance » entre le patch et le plan de masse. Et ceci prend en compte des ondes de surface, la capacité de bord (fringe)  $C_f$ , qui prend en compte les champs de bord, la capacité de gap  $C_{gd}$ , et la capacité formée due au flux du champ électrique entre les régions diélectrique et l'air entre les rubans  $C_{gd}$ . La Ref [91] donne des expressions analytiques de ces capacités qui peuvent être utilisées pour un choix initial de  $S$ , et après l'analyse d'onde complète sera utilisée pour une analyse précise.

##### 4.1.4.2 L'effet de la longueur $L_2$

La Fig. 4.8 montre l'allure de l'impédance d'entrée de l'antenne microruban avec élément parasite et qui donne l'effet de la longueur  $L_2$ . Lorsque la longueur de l'élément parasite est inférieure à celle du patch principal, le patch principal résonne le premier, et après pourvoit le second patch avec le couplage nécessaire qui conduit à sa résonance à condition que sa longueur est proche de la longueur du patch principal. (le cas de  $L_2 = 24.5$  mm dans la Fig. 4.8). Par conséquent, le niveau de la résistance d'entrée est plus élevé.

Cependant, lorsque la longueur du patch passif est plus inférieure à la longueur du patch actif, le patch passif résonne longtemps à une fréquence loin de celle du patch active, au même temps le patch principale ne rayonne pas. Donc moins énergie de couplage excite le parasite. Donc le niveau de la résistance de résonance est faible. (le cas de  $L_2 = 23.5$  mm dans la Fig. 4.8).

Lorsque la longueur du patch excité est moins que celle de patch non-excité, ce dernier résonne le premier avec insuffisance d'excitation. Donc, le niveau de son impédance d'entrée est faible. Dans ce cas, le pic de la résistance d'entrée du premier patch est similaire au cas d'antenne isolée (Fig. 4.3 et Fig. 4.8 montre ça).

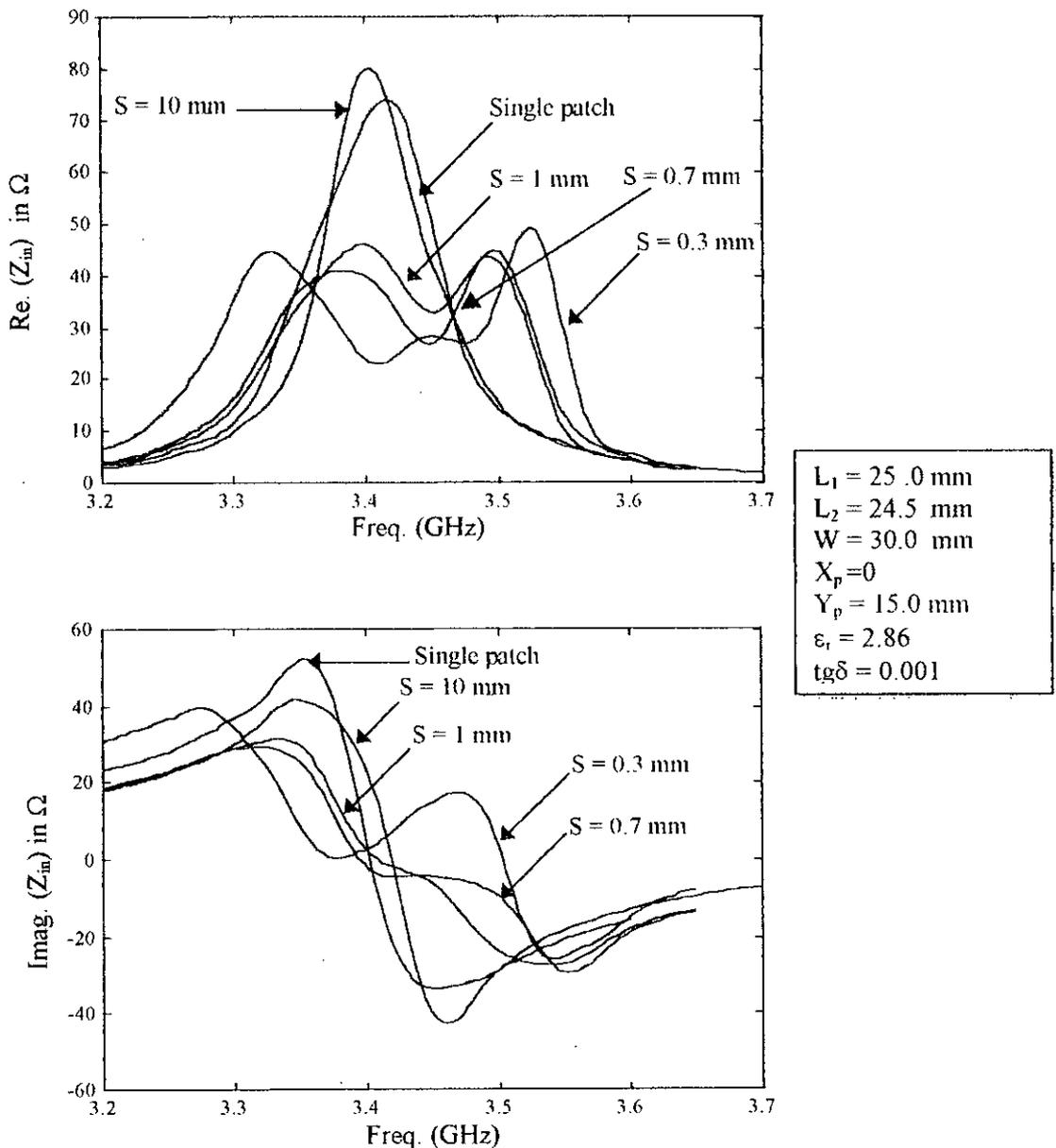


Fig. 4.7 Input impedance of Gap-coupled patch antenna for different value of gap width s.

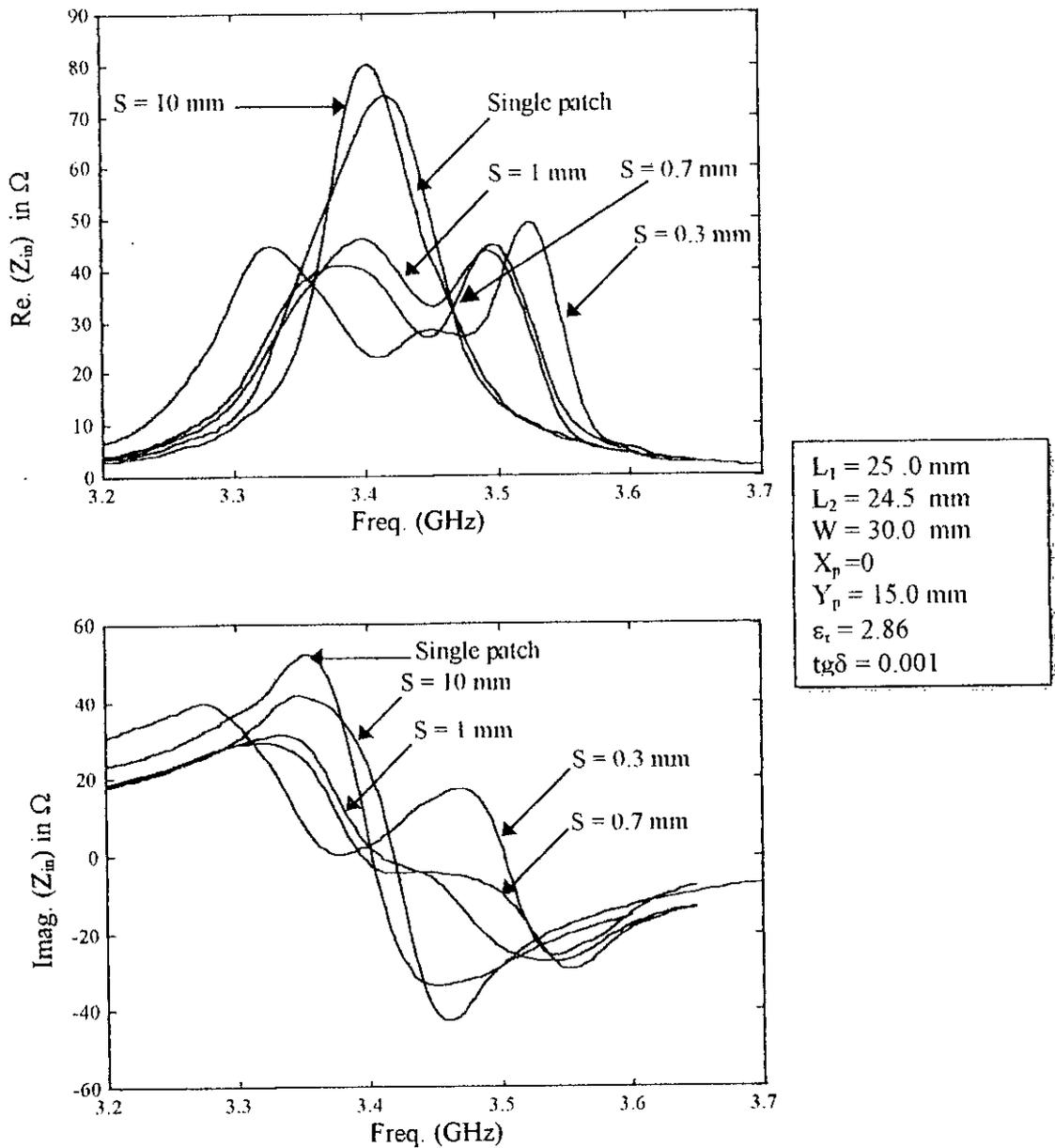


Fig. 4.7 Input impedance of Gap-coupled patch antenna for different value of gap width  $s$ .

#### 4.1.4.2 L'effet de la constante diélectrique

Si on fixe les dimensions des patch et on fait varier seulement la constante diélectrique  $\epsilon_r$ , on trouve que, avec les variations de  $\epsilon_r$ , les fréquences de résonances de l'impédance d'entrée sont bougées mais les lieux relatifs et les amplitudes relatives de deux pics varie légèrement comme il est montré dans la Fig. 4.9.

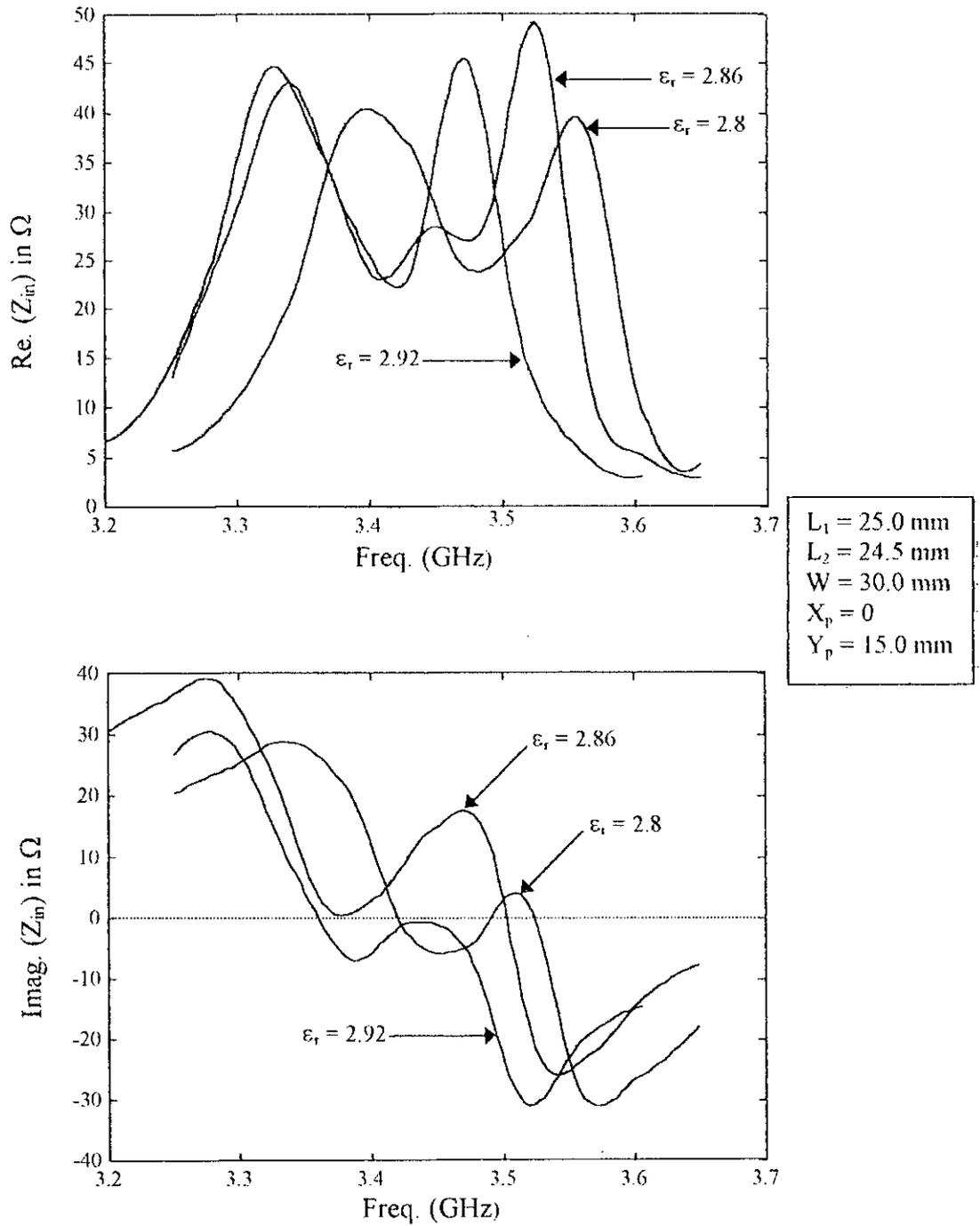


Fig. 4.9 Input impedance of gap-coupled patch antenna for different dielectric constant

**Remark**

Due au fait que le mode d'ordre inférieur TM (qui existe suivant la position de plan E) est toujours excité, un patch parasite positionné suivant la position de plan E couplera fortement au patch principal. donc, la bande passante de la structure résultante est plus grande à celui de la structure précédente.

### 4.2 Antenne avec deux éléments parasites couplés dans des cotés rayonnants.

Dans cette section nous allons traiter une antenne avec deux éléments parasites couplés dans des cotés rayonnants comme il est montrée dans la Fig. 4.10 . L'effet des deux élément ajoutés sur les propriétés d'antenne est étudié et discuté.

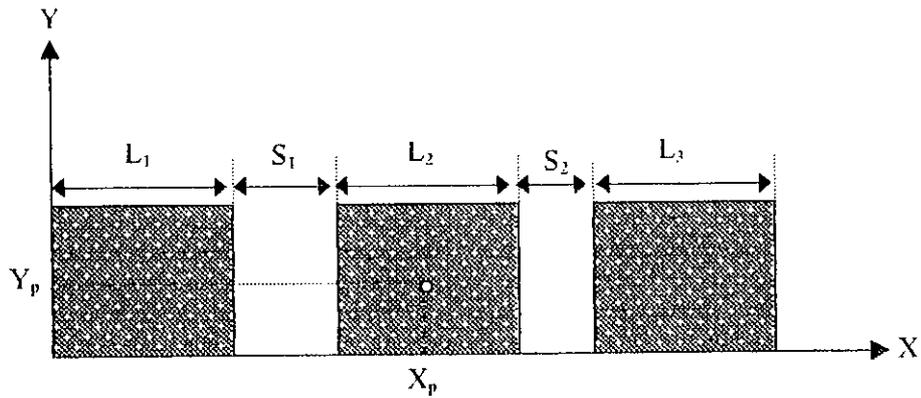


Fig. 4.10 top view of the three elements patch antenna

Premièrement, une structure similaire à celle illustrée dans la figure ci-dessus est analysée par Kumar [94] avec la méthode de segmentation. Pour but de comparaison, les mêmes caractéristiques électrique et physique sont repris ici. Les deus parasites ont la même longueur ( $L_1 = L_2$ ) et la séparation entre les patches est la même ( $S_1 = S_2$ ). Les résultats obtenus sont donnés dans la Fig. 4.11.

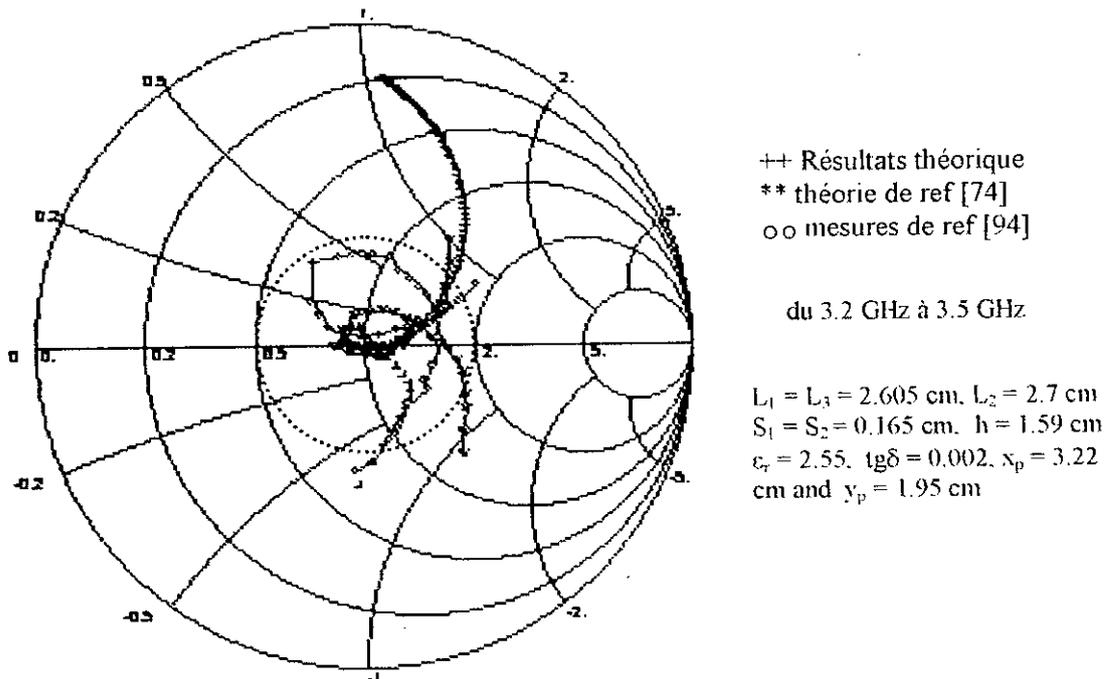


Fig. 11 input impedance locus of the three elements antenna

Les courbes montrent une comparaison entre les résultats théoriques de l'étude courante avec les mesures de la ref [94] et les calculs de ref [74]. Nos résultats sont proches de la solution par la MM de ref [74] qu'au résultats de ref [94]. Le décalage entre les deux résultats est dû au modèle du câble coaxiale, la différence de phase entre les plans de référence de mesures et calculs et aussi au nombre de fonctions de base utilisées. Kumar, avait aussi rencontré ces différences entre ses résultats théoriques et mesures, la valeur de « gap capacitance » est multipliée par un facteur de correction pour obtenir une adaptation avec ses mesures.

#### 4.2.1 La distribution de courants

Ici nous allons exposer le résultat de la distribution de courant de l'antenne décrite dans la Fig. 4-10. Les paramètres de l'antenne sont:  $L_1 = L_3 = 2.605$  cm,  $L_2 = 2.70$  cm,  $W = 3.90$  cm,  $h = 1.59$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.165$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ ,  $x_p = 3.22$  cm et  $y_p = 1.95$  cm. Dans l'analyse quatre fonctions de base sont utilisées le long de chaque direction et sur chaque patch. Fig. 4.12 présente la distribution des courants sur la patch principale et sur les parasites à la fréquence de  $f = 3.40$  GHz. Premièrement, nous remarquons que les courants sur les deux parasites sont les mêmes en amplitude et en phase. Sur la patch pilote la distribution de courant est la même que dans le cas du patch isolé. L'amplitude des courants sur les deux parasites ont une bonne symétrie par rapport à l'axe du milieu du patch dans les deux composantes  $J_x$  et  $J_y$ .

Une vue globale indique que, l'amplitude de courant  $J_x$  sur tous les patches est maximum au milieu du patch et nulle aux deux extrémités en accord avec les conditions aux limites. Leurs phases sont presque constantes le long des patches.

Cependant, l'amplitude de  $J_y$  présente aux deux extrémités un troisième maximum nulle au milieu du patch ; donc, elles ont deux maxima qui sont symétriques par rapport au point milieu. Ces maxima sont aux extrémités dans le cas des parasites et ils sont proches du point milieu dans le cas du patch pilote.

Les phases du courant transversal  $J_y$  sur chaque patch sont constantes dans les deux demi-patches et elles présentent des sauts au point milieu où ce courant est nul. Sur les deux parasites la phase ne fait pas seulement un saut mais aussi change de signe. Cependant, sur le patch pilote la phase saute de  $180^\circ$  à  $0^\circ$ .

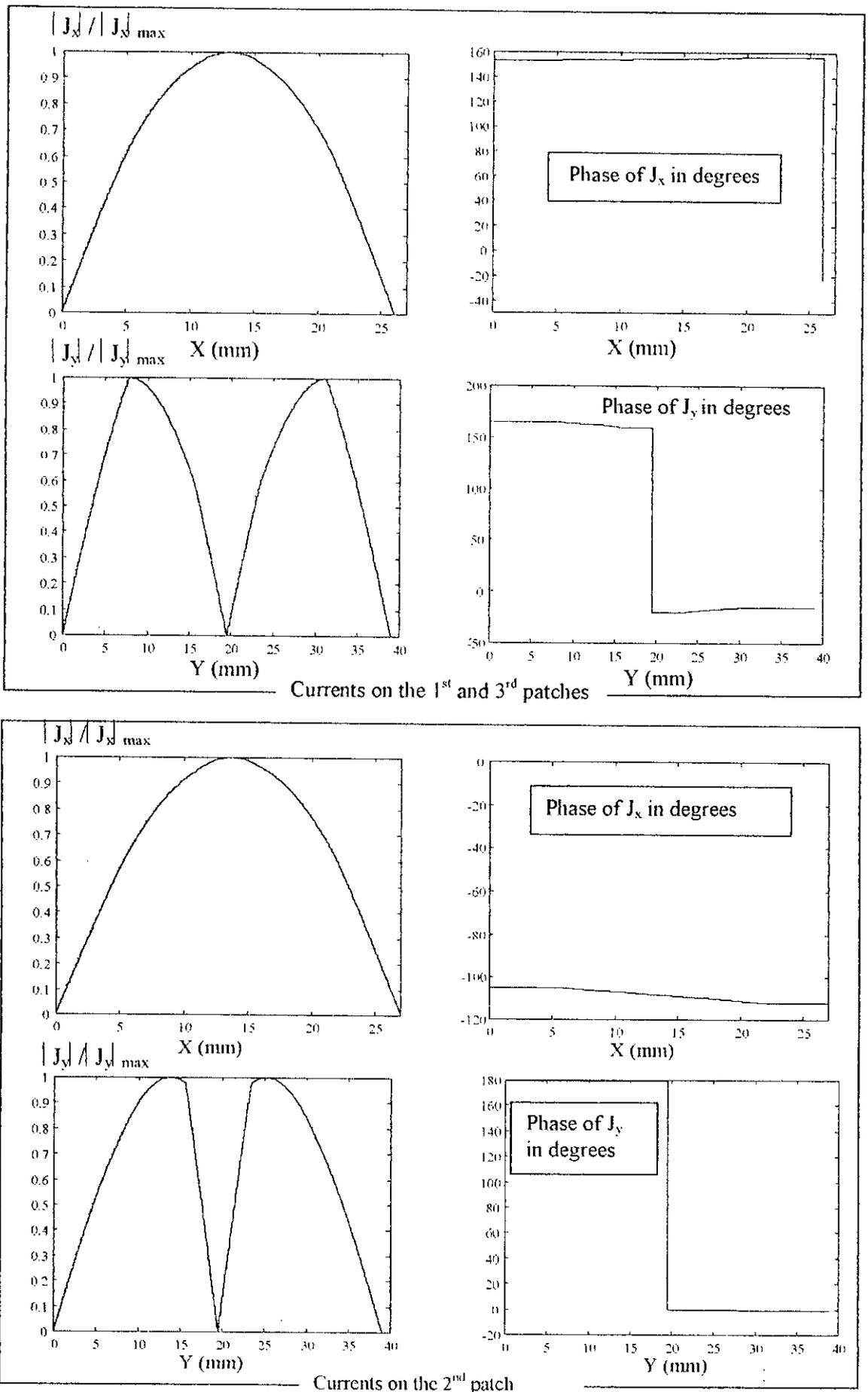


Fig. 4.12 Currents distributions for the three elements microstrip patch antenna

### 4.2.2 L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de l'antenne décrite dans la section précédente est illustrée dans la Fig. 4.13. Dans la Fig. 4.13, l'impédance d'entrée du patch piloté seul est aussi donnée pour faciliter la comparaison des résultats.

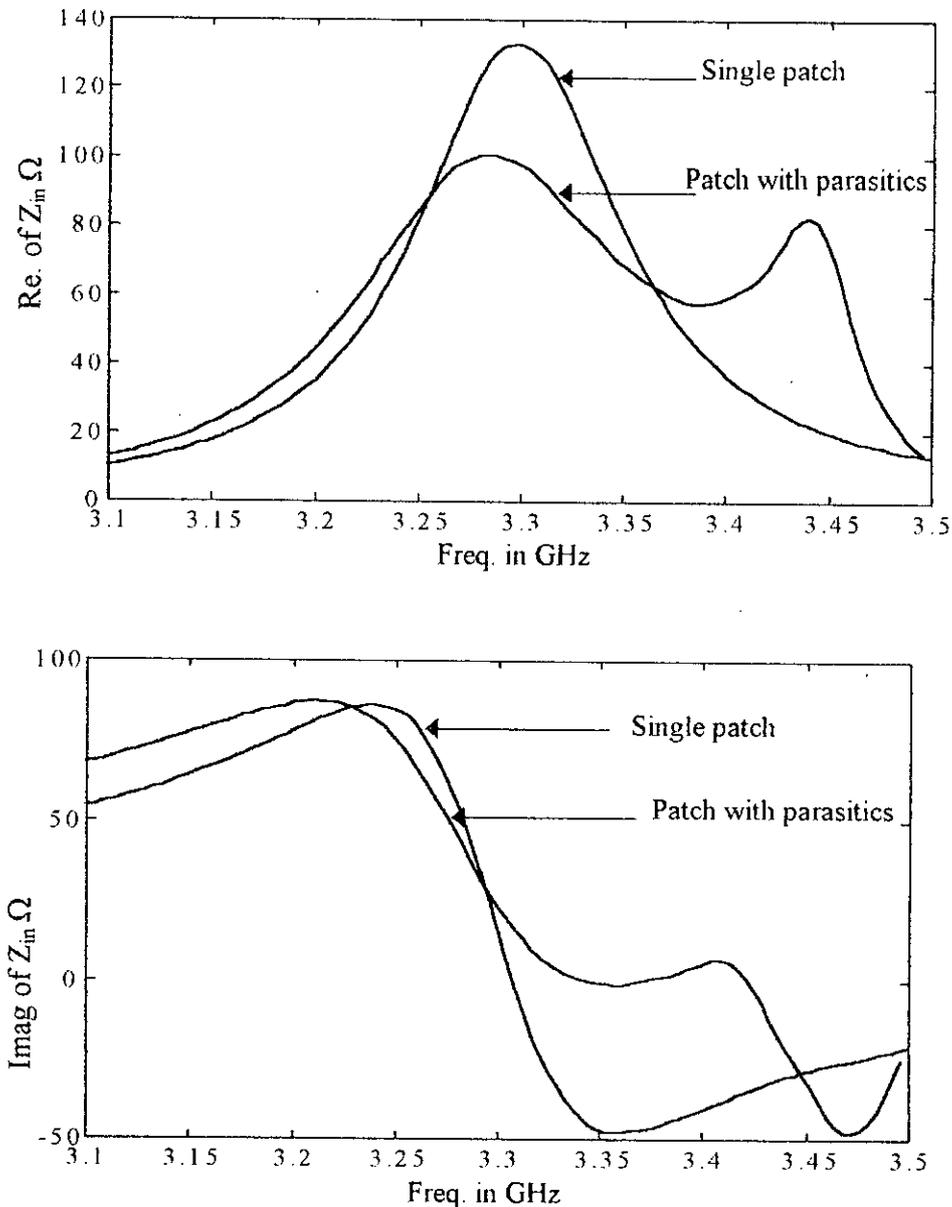


Fig. 4.13 Input impedance of the single and three elements patch antenna

Nous remarquons que le seul pic résonant du cas d'une structure à un patch est prolongé donnant deux pics pour le cas d'antenne à plusieurs patches. Puisque les deux patch parasites sont identique alors ils résonnent au même fréquence, par conséquent

l'allure de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence a seulement deux pics au lieu de trois. Pour clarifier quantitativement l'élargissement de la bande passante le TOS à l'entrée pour les deux structures ( single patch and three patches antennas) est illustré dans la Fig. 4.14. La bande passante théorique ( $VSWR < 2$ ) de l'antenne isolée est 65 MHz centrée à 3.3 GHz (exactly identical to the result of [94]) donc l'équivalent de 1.97 %. Cependant, pour la structure utilisant les éléments parasites la bande passante est de l'ordre de 205MHz et la théorie de [94] a donné 207 MHz. Cette bande est centrée à 3.3 GHz l'équivalent de 6.21%. donc la bande passante de l'antenne de la Fig. 4-10 a augmenté par un facteur de 3.15 fois.

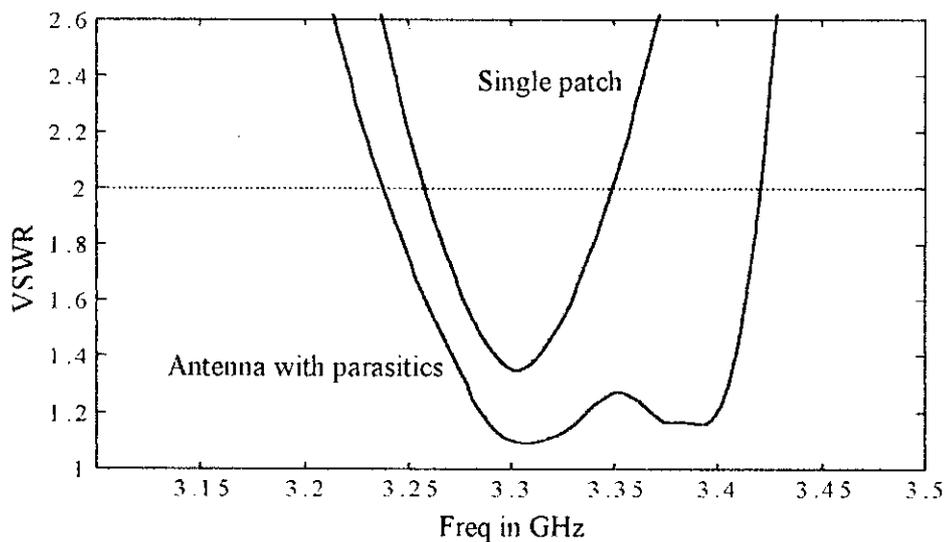


Fig. 4.14 Input VSWR of the antenna employing parasitic elements

### 4.2.3 Diagramme de rayonnement

Les champs rayonnés de l'antenne plaque microruban utilisant deux éléments parasites (Fig. 4-10) pour différentes fréquences sont donnés dans les Fig. 4.15 et Fig. 4.16. À première vue, la représentation en 3 dimensions indique que les champs issus de la structure de la Fig. 4.10 dépendent de la fréquence. Des remarques quantitatives peuvent être prises en considérant la représentation à 2 dimensions de la Fig. 4.16.

Dans le plan H, on note les mêmes remarques que celles de l'antenne utilisant un élément parasite. Le niveau de la puissance rayonnée est maximum au voisinage de la fréquence de résonance où l'antenne rayonne efficacement.

Cependant, on peut tirer des remarques importantes dans les diagrammes du plan E. Différent du cas d'antenne avec un élément parasite, la direction du rayonnement

maximum n'est pas décalée du  $\theta = 0^\circ$ . ceci est due à la même phase de courant dans les deux éléments parasites qui sont identique et séparé de même distance avec le patch pilot. Lorsque la fréquence augmente au dessus de la fréquence de résonance, le lobe principale devient étroit, par conséquent les lobes secondaire commence à apparaître. A la fréquence entre 3.86 GHz and 3.41 GHz, les éléments parasites commence à rayonner, ce qui permet l'apparition des lobes secondaires. Les deux parasites rayonnent plus de puissance lorsque la fréquence approche leur fréquence de résonance, à ce moment le niveau des lobes secondaire devient de plus en plus important. Pour des fréquences plus loin de la fréquence de résonance du patch pilot, le rayonnement issue du patchs parasites domine celui de patch pilot en résultat le diagramme montre deux lobes (-5.6 dB) supérieurs du lobe à  $\theta = 0^\circ$  (-10 dB). Une plus augmentation dans la fréquence sera traduit par la disparition des lobes principale et l'apparition seulement de deux lobes dans les cotés, à ce moment le patch pilot ne rayonne pas. Une remarque en plus est sur le niveau de puissance qui décroît avec la fréquence ( surtout au delà de la fréquence de résonance de l'antenne). on peut largement ignorer la discussion sur les composantes contrapolaires du champ dans le plan E parce que leurs niveau est très faible (less than -230 dB as shown in Fig. 4.16).

Directivité en fonction de la fréquence dans la direction de  $\theta = 0^\circ$  est calculée et résumée dans le Tableau 4.2.

Fréquence en GHz	3.33	3.35	3.41	3.47	3.47
Directivité en dB	7.70	8.20	8.74	9.44	/

Table 4.2 directivity as a function of frequency in the direction of  $\theta = 0^\circ$

#### 4-2-4 Antenne avec deux parasite de longueurs différent

Dans cette section, les deux élément parasites ont des longueurs différent, donc ils résonnent à des fréquences différentes. Les fréquences serrent adjacentes de l'un à l'autre, donc, on s'attend à une bande passante large.

Une antenne avec les caractéristiques:

$L_1 = 2.51$  cm,  $L_2 = 2.70$  cm,  $L_1 = 2.615$  cm,  $W = 3.9$  cm,  $h = 1.59$  mm,  $S_1 = S_2 = 1.65$  mm,  $X_p = 5.255$  cm,  $Y_p = 1.85$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ , and  $\text{tg}\delta = 0.002$

est analysée. Les variations théorique de TOS à l'entrée en fonction de la fréquence est tracé dans la Fig. 4.17. Du la figure, la bande passante de l'antenne est 10 MHz ( 12.3 % à  $f_0 = 3.36$  GHz).

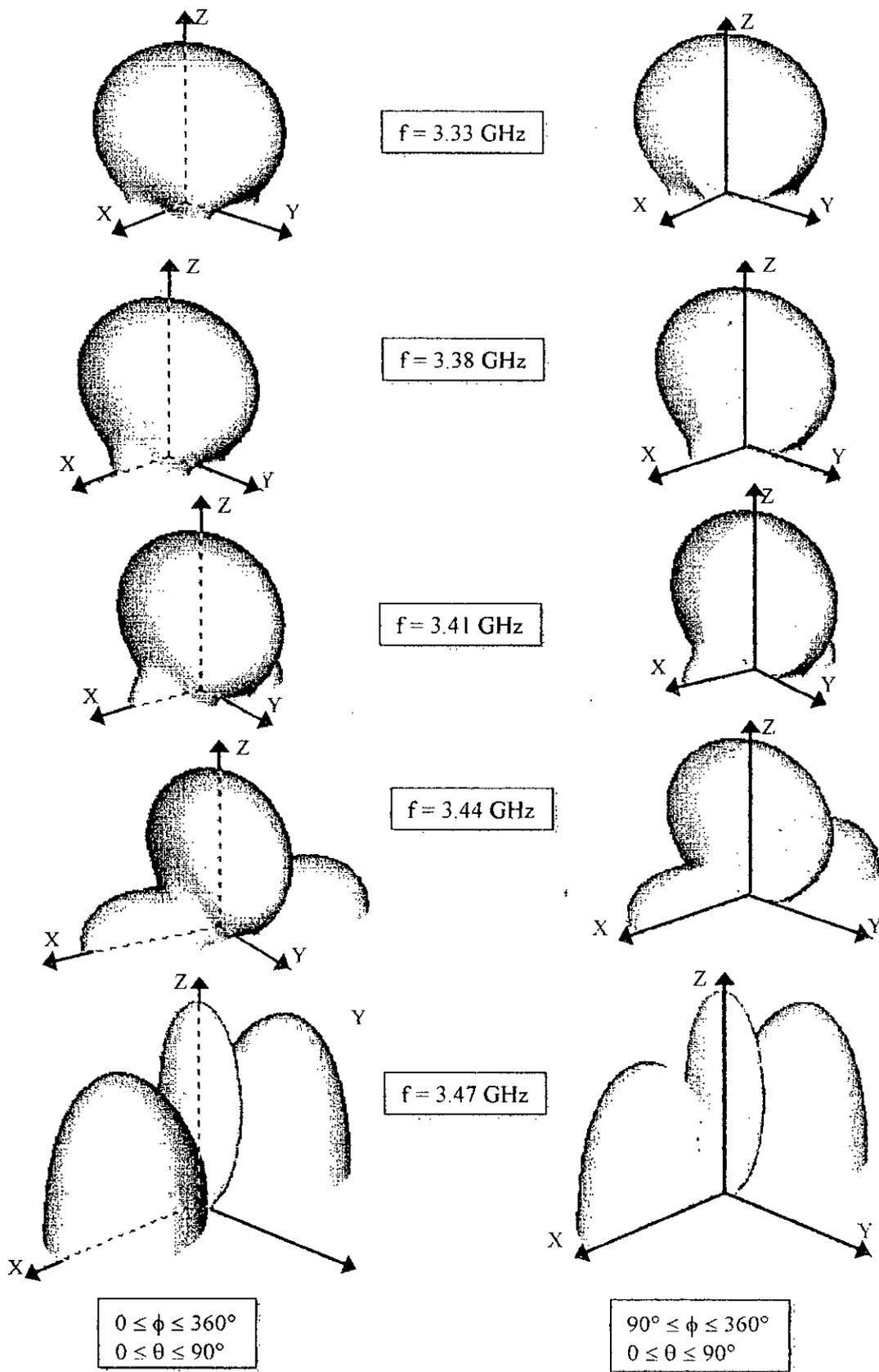


Fig. 4.15 Three dimensional field patterns of the three elements microstrip antenna.  
 $L_1 = L_3 = 2.605 \text{ cm}$ ,  $L_2 = 2.7 \text{ cm}$ ,  $W = 3.9 \text{ cm}$ ,  $S_1 = S_2 = 0.165 \text{ cm}$   
 $X_p = 3.22 \text{ cm}$ ,  $Y_p = 1.95 \text{ cm}$ ,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

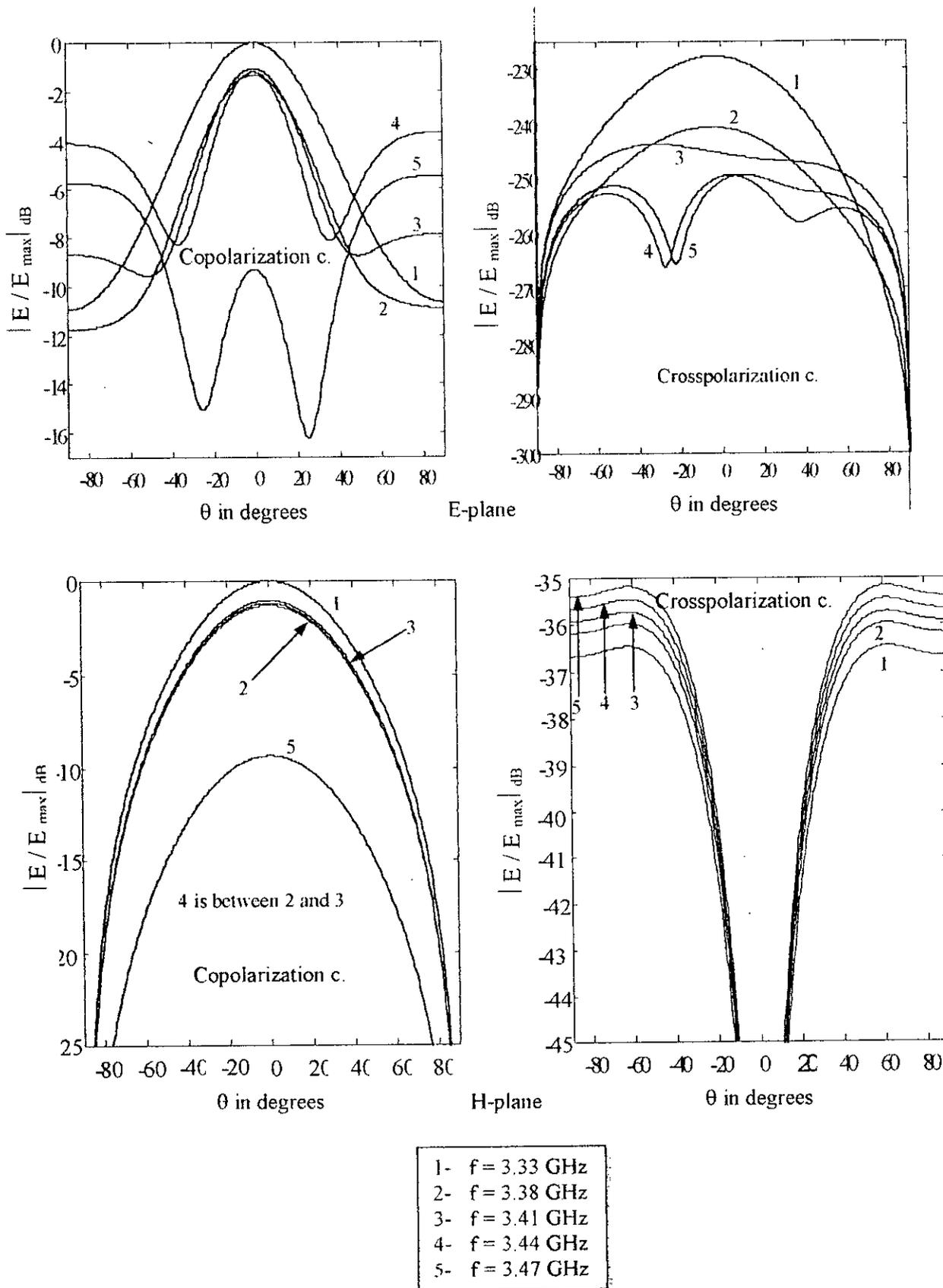


Fig. 4.16 Two dimensional field patterns of the three elements microstrip antenna.  
 $L_1 = L_3 = 2.605$  cm,  $L_2 = 2.7$  cm,  $W = 3.9$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.165$  cm  
 $X_p = 3.22$  cm,  $Y_p = 1.95$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

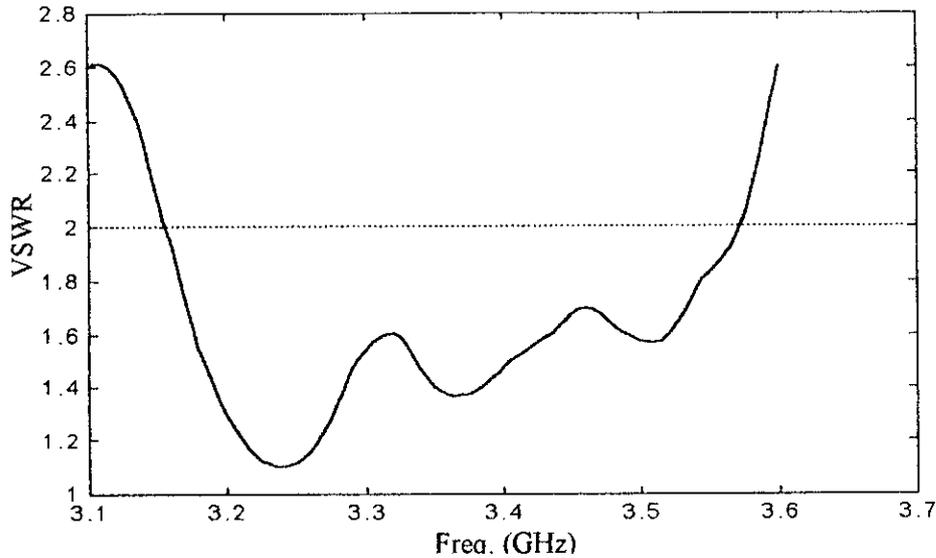


Fig. 4.17 Input VSWR of the antenna employing two parasitic elements  
 $L_1 = 2.51$  cm,  $L_2 = 2.7$  cm,  $L_3 = 2.615$  cm,  $W = 3.9$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.165$  cm  
 $X_p = 5.255$  cm,  $Y_p = 5.255$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

Les diagrammes du champ lointain issues de l'antenne avec des résonateurs de longueurs différent sont tracés dans les deux plan  $\Phi = 0^\circ$  et  $\Phi = 180^\circ$  à plusieurs fréquences dans la bande de fréquences de l'antenne. Due au fait que les résonateurs sont positionnés collinéairement le long de plan H, les diagramme du champ dans le plan H ne sont pas dégradés dans leur forme. Seulement les niveaux de puissance qui sont réduit en fonction de la fréquence ( surtout au dessus de la fréquence de résonance de patch principale). Toujours dans le plan H, les composantes contrapolaires se crois avec la fréquence mais elles sont au dessous d'un niveau permettant de dir que l'antenne a une polarisation linéaire.

Le plan  $\Phi = 0^\circ$  est le plan où les formes des diagrammes présentent de variations en fonction de la fréquence. Les composantes contrapolaire dans ce plan sont presque nulles (inférieure  $-230$  dB). Pour les composantes copolaires, no seulement le faisceau déchire, mai aussi la direction du rayonnement maximum est décalé du  $\theta = 0^\circ$ . Pour des fréquences au dessous de la fréquence de résonance du patch principale, le diagramme de rayonnement est ni divisé ni décalé. Au moment où le patch parasite de longueur de 2.615 cm commence le rayonnement , le faisceau se décale à gauche. A le fréquence de résonance de ce patch où il rayonne le plus, le faisceau se divise en un faisceau principe et secondaire ayant un niveau de puissance faible. En augmentant en fréquence le dernier patch commence à rayonner, et sa contribution dans le rayonnement total est d'élever le niveau de faisceau secondaire qui est décalé vers la droite du  $\theta = 0^\circ$ . En augmentant plus dans la fréquence se traduit par la diminution de niveau de faisceau qui est moins que celui

de la gauche, ce qui indique que le patch avec la plus petite longueur domine le rayonnement. A la dernière fréquence qui est en dehors de la bande passante de l'antenne, le rayonnement est pratiquement nulle.

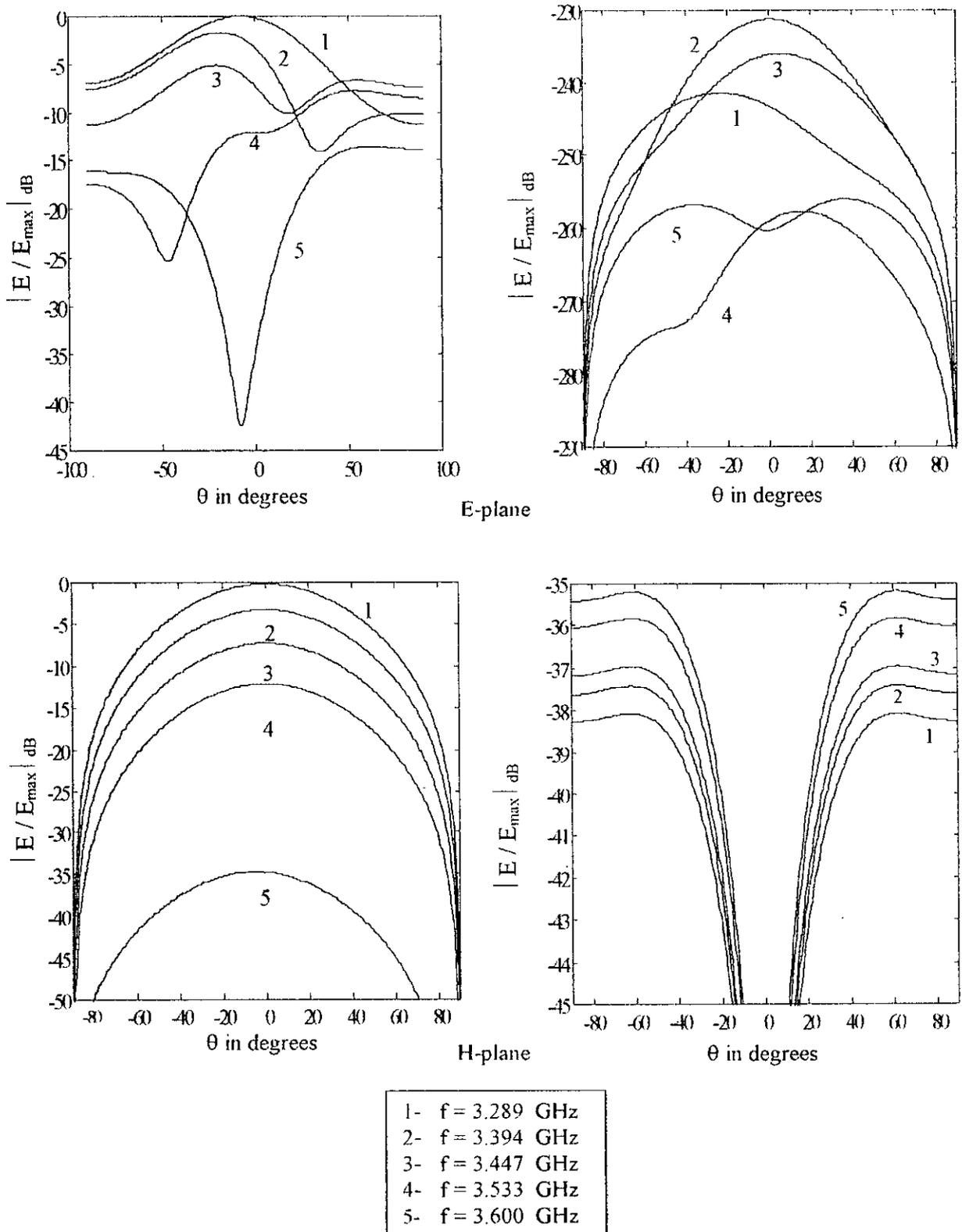


Fig. 3.18 Two dimensional field patterns of the three elements patch antenna.  
 $L_1 = 2.51$  cm,  $L_2 = 2.7$  cm,  $L_3 = 2.615$  cm,  $W = 3.9$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.165$  cm  
 $X_p = 5.255$  cm,  $Y_p = 5.255$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

### 4.3 Antenne microruban avec deux éléments parasites couplés à des cotés non-rayonnant

Dans les sections précédentes nous avons analysé une Antenne microruban avec deux éléments parasites couplés à des cotés rayonnant. Le patch principal et les éléments parasites ont été positionner colinéairement le long du plan H. Dans cette section, nous allons étudier une antenne ayant ses éléments positionnés colinéairement le long du plan E (Fig. 3-19).

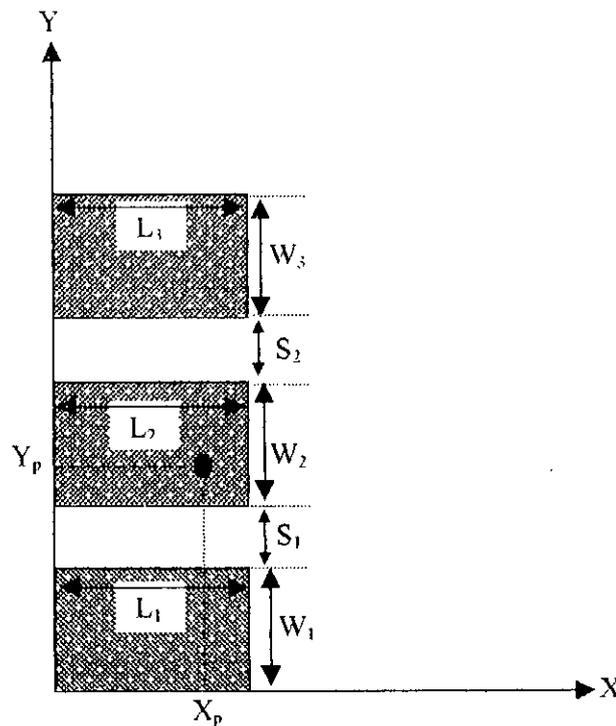
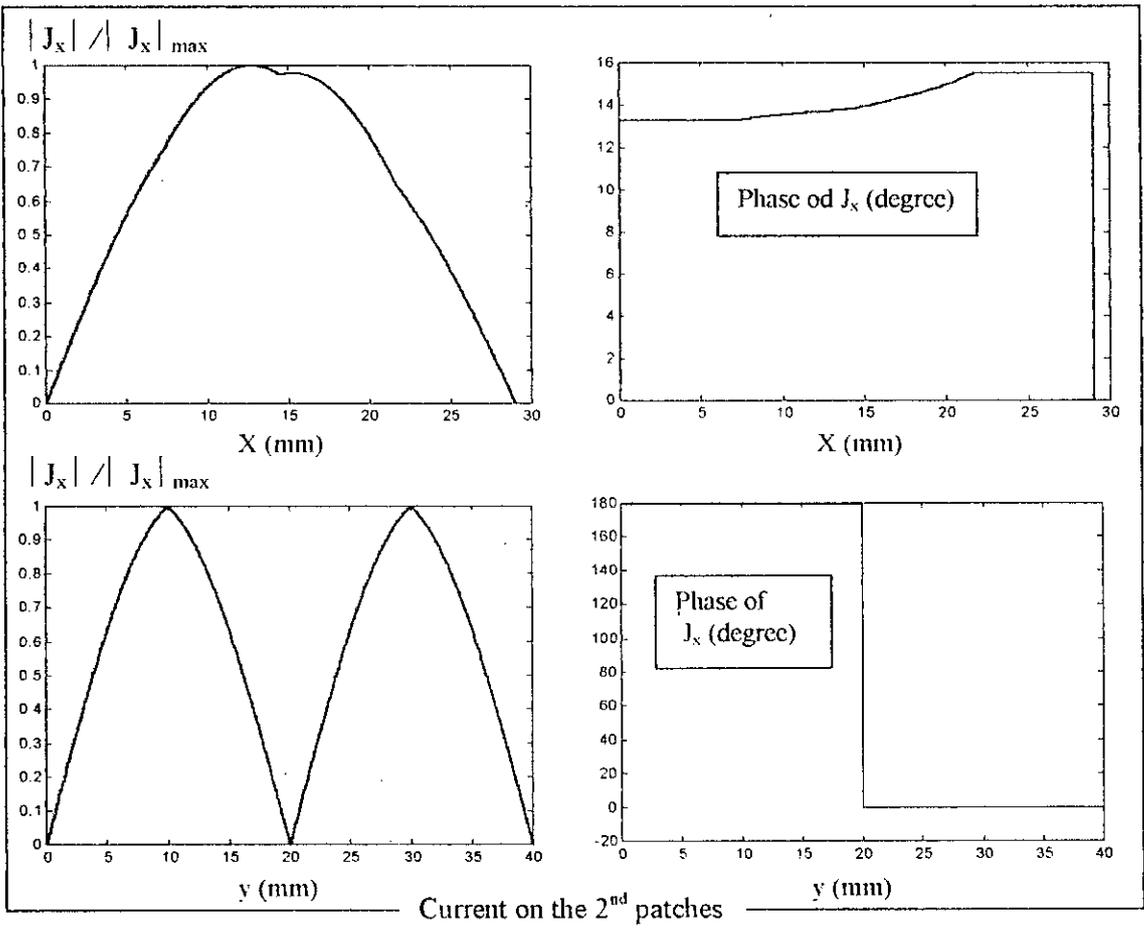
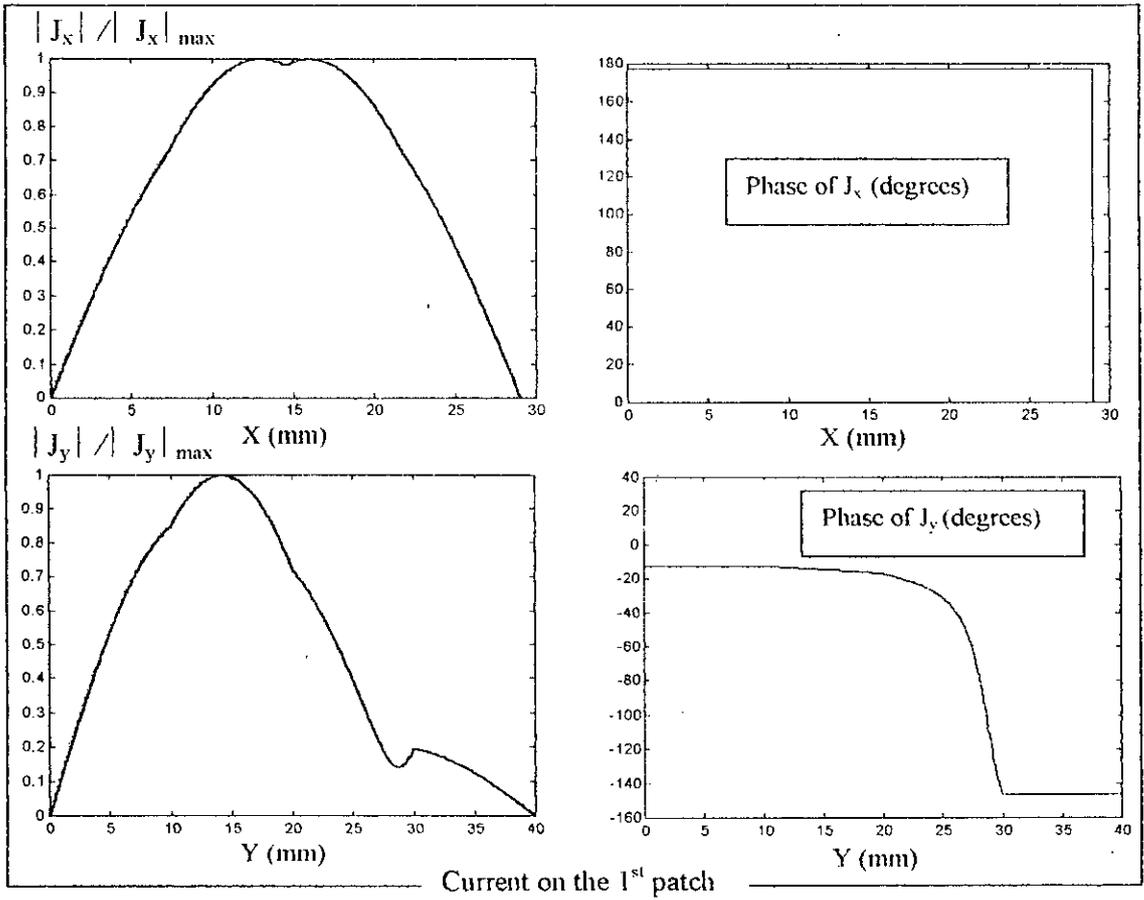


Fig. 4.19 Top view of the non-radiating edges gap-coupled microstrip patch antenna

#### 4.3.1 La distribution des courants

La Fig.4.20 montre les amplitudes normalisées et les phases des courant sur les trois patch de l' Antenne microruban avec deux éléments parasites couplés à des cotés non-rayonnant Trois fonctions de base selon chaque direction sont utilisées pour représenter ses courants. L'amplitude de  $J_x$  conforme avec la distribution du courant de l'antenne demi-onde, qui est maximum au milieu du patch et elle est zéro aux deux extrémités. Le point angle au milieu des patch peut être seulement attribuer au nombre insuffisant de fonctions de base utiliser pour représenter la distribution de courant  $J_x$ . Les phases du courant  $J_x$  approximativement ne change pas le long du patch.



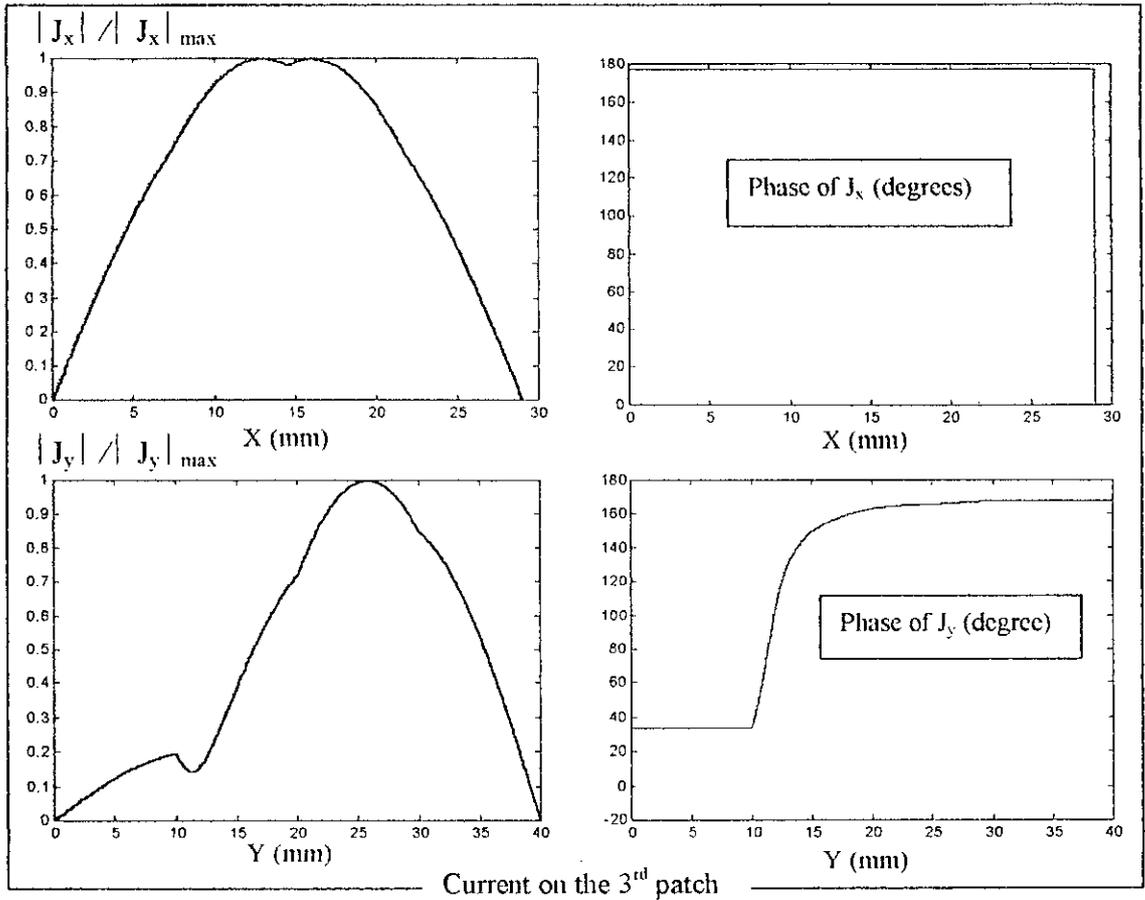


Fig. 4.20 Current distributions of the non-radiating gap-coupled patch antenna  
 $L_1 = L_2 = L_3 = 2.9$  cm,  $W = 4$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.025$  cm,  $X_p = 1.61$  cm,  $Y_p = 6.025$  cm  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

L'amplitude de  $J_y$  sur le patch principal (second patch) a en plus aux nuls aux deux extrémités un troisième nul au milieu du patch causer par l'existence de point d'excitation. Deux maxima sont situés au milieu de deux demi du patch. La phase de ce courant présente un saut de  $180^\circ$  au milieu de patch. L'amplitude de courant  $J_y$  sur les deux patch parasites ont deux. L'un des deux est ponctué et l'autre est très petit. Le minimum au milieu du patch n'arrive pas à zéro, et il est décalé du point de milieu. Une compara qu'ils sont symétriques par rapport à l'axe de milieu. Les phases de ces courants comme la Fig. 4.20 montre ont des signe différents et ont une même forme si l'un est tourné verticalement et ramené ver le signe opposé. La phase sur chaque patch n'est pas constant et elle ne présente pas des changements brusque.

### 4.3.2 L'impédance d'entrée

Avant d'étudier l'impédance d'entrée obtenue, il est de valeur de discuter la manière avec laquelle les patch sont disposés. Il est bien connu [32] que les ondes de surface existent et se propagent à l'intérieur de diélectrique et l'excitation de ces ondes est une fonction de l'épaisseur du substrat. Dans un direction donnée, le mode dominant (mode d'ordre inférieur) de ondes de surface est le TM (impaire) et le TE (paire). Pour une antenne microruban de forme rectangulaire, les champs sont de forme TM dans la direction de propagation le long de plan H. Puisque pour le plan E où les champs dans l'espace entre les éléments sont en principe TM, il y aurait une très grande excitation des ondes de surface (based on the single dominant surface wave mode) entre les éléments; et apr conséquent le couplage est fort. Cependant pour le cas de plan E, les champs dans l'espace entre les éléments sont en principe TE et il y a pas une excitation forte d'un mode dominant d'ondes de surface ; il y aurait moins de couplage entre les éléments. Donc, on s'attend d'obtenir une grande bande passante dans le cas de la structure « non-radiating edges gap-coupled » que dans le cas de la structure « radiating edges gap-coupled ».

L'impédance d'entrée en fonction de la fréquence de l'antenne décrite précédemment est illustrée dans la Fig. 4.21. La boucle sur l'abaque de Smith indique le comportement large bande de la structure.

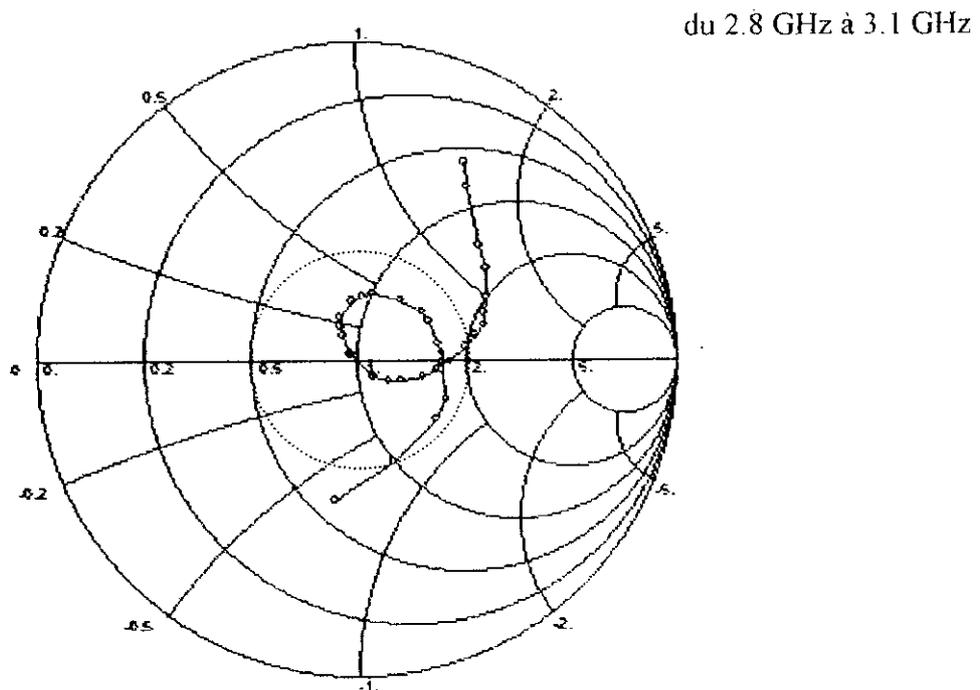


Fig. 4.21 Input impedance locus of the non-radiating edges gap coupled microstrip antenna  
 $L_1 = L_2 = L_3 = 2.9$  cm,  $W = 4$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.025$  cm,  $X_p = 1.61$  cm,  
 $Y_p = 6.025$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

La bande passante théorique peut être obtenue à partir de la courbe de TOS dans la Fig. 4.22 en utilisant l'Equ. (2.31). La bande passante est trouvée égale à 5.1%, qui est 2.99 fois la bande passante de l'antenne rectangulaire isolée. Nous remarquons que si les patch ont des même longueurs, une augmentation considérable dans la bande passante est obtenue, ceci est attribuée à manière de placer les patch parasites avec le patch pilot.

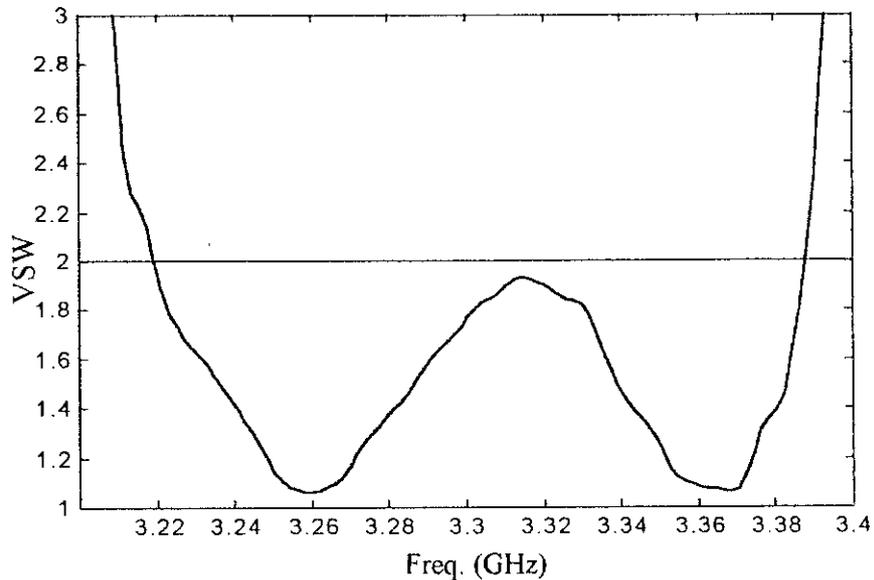


Fig. 4.22 Input VSWR versus frequency of the non-radiating edges gap coupled microstrip antenna

$L_1 = L_2 = L_3 = 2.9$  cm,  $W = 4$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.025$  cm,  $X_p = 1.61$  cm,  
 $Y_p = 6.025$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

### Remarque

L'effet de varier le « gap-widths »  $S_1$  et  $S_2$  et les longueurs des éléments parasites est similaire au cas considéré dans la 4.1. Si on utilise des différentes longueurs de trois résonateurs et un choix optimum de « gap widths » la bande passante de l'antenne sur un substrat épais peut atteindre une valeur d'environ de 15% en travaillant à une fréquence centrale de 3 GHz [95].

### 4.3.3 Diagramme de rayonnement

Les champs électriques lointains de l'antenne microruban ayant deux éléments parasites (Fig. 4-19) sont donnés dans les Fig. 4.23 et Fig. 4.24. Nous remarquons que la forme de des diagrammes change avec la fréquence, mais cette fois ci les variations sont dans le plan H.

Si on considère la représentation des champs en deux dimensions (Fig. 4.24) donc on peut remarquer : premièrement, les composantes contrapolaires dans les deux plan sont inférieur à un niveau qui permet de dire que la structure est polarisée linéaire. Les composantes copolaires dans le plan E ne présente pas des variations dans sa forme en fonction de la fréquence. Seuls les niveaux de puissance diminuent lorsque la fréquence augmente au dessus de la fréquence de résonance du patch principale.

Cependant, tous les variations dans la forme des diagrammes sont remarquées dans le plan H. Puisque la phase des courants sur les éléments parasites n'est la même, les faisceaux principales sont penchés du direction  $\theta = 0^\circ$  lors des variations de la fréquence. La fréquence de résonance du patch principale est proche de 3.2 GHz. Si la fréquence augmente au dessus de cette valeur, le lobe principale de diagramme devienne étroite, en conséquence, le faisceau commence à fissurer donnant naissance à des lobes secondaires. Ceci se passe en approchant le fréquence de 3.368 GHz, où les patchs parasites commencent le rayonnement. Le faisceau à droite de point de déchirure augmente dans son niveau de puissance si on augmente en fréquence. Ceci est expliqué par l'efficacité de rayonnement des patch parasites et en même temps le rayonnement du patch pilot diminue résultant dans la diminution de niveau de puissance de faisceau principale. A la fréquence de 4.447 GHz le niveau de deux faisceaux est comparable parce que les deux patchs parasites dominant le rayonnement. En dehors de la bande passante de l'antenne, le rayonnement du patch devient inefficace, par conséquent, le diagramme résultant a des niveaux faibles. Quelques valeurs numériques de la directivité et de direction de rayonnement maximum dans chaque plan sont données dans le tableau 4.3.

Freq. (GHz)	3.237	3.368	3.421	3.447
$\theta_{\max}$ dans le plan E	$0^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$	$0^\circ$
$\theta_{\max}$ dans le plan H	$-5^\circ$	$-10^\circ$	$-15^\circ$	$-14^\circ$
Directivité (dB)	6.90	7.84	8.35	8.42

Table 4.3 Directivity as a function of frequency

#### Remarque

Parce que les deux patchs parasites sont égaux, les faisceaux dans le plan H sont inclinés à gauche de la direction  $\theta = 0^\circ$ . Si les patchs parasites ont des longueurs différents, la bande passante devient large et le faisceau s'incline dans les deux directions.

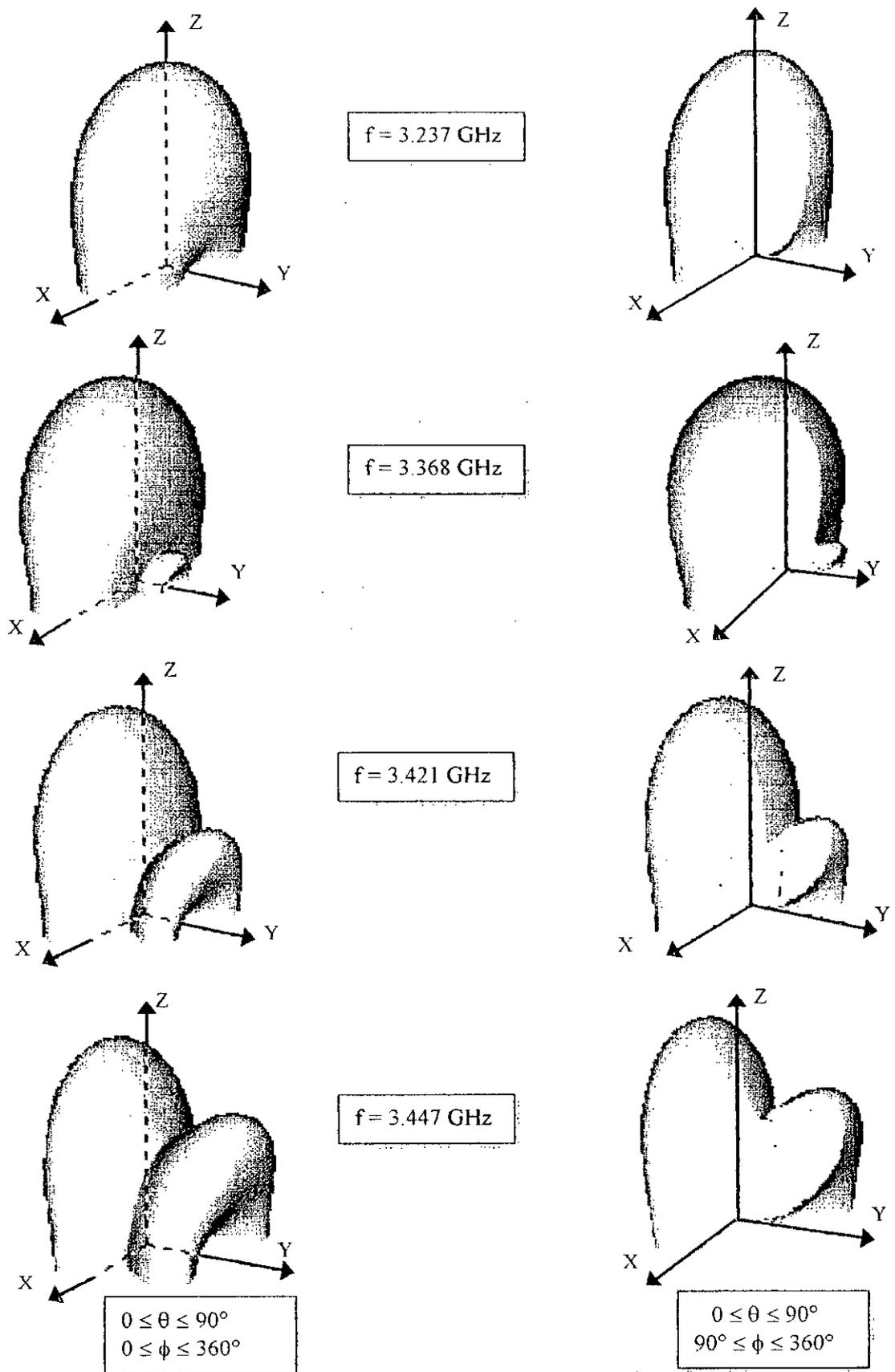


Fig. 4. 23 Three dimensional field patterns of the non-radiating edge gap-coupled microstrip patch antenna.

$L_1 = L_2 = L_3 = 2.9 \text{ cm}$ ,  $W = 4 \text{ cm}$ ,  $S_1 = S_2 = 0.025 \text{ cm}$ ,  $X_p = 1.61 \text{ cm}$ ,  $Y_p = 6.025 \text{ cm}$   
 $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

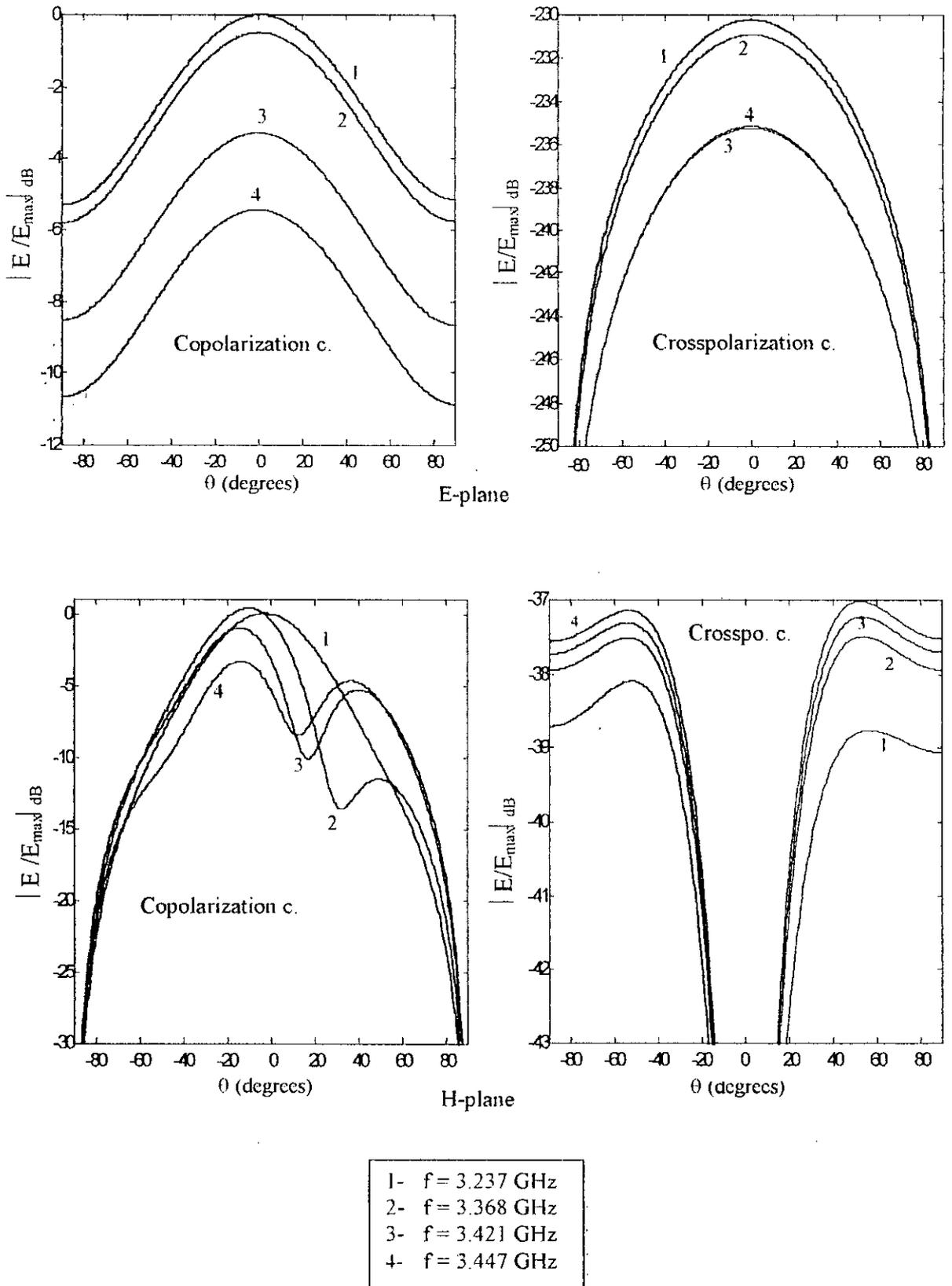


Fig. 4. 24 Two dimensional field patterns of the non-radiating edge gap-coupled microstrip patch antenna.  
 $L_1 = L_2 = L_3 = 2.9$  cm,  $W = 4$  cm,  $S_1 = S_2 = 0.025$  cm,  $X_p = 1.61$  cm,  $Y_p = 6.025$  cm  
 $\epsilon_r = 2.55$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ .

#### 4-4 Antenne avec éléments parasites couplés aux quatre cotés

L'excitation des ondes de surface aussi bien que les ondes de l'espace, dans le diélectrique et de fuite sont exploitées dans l'excitation d'un patch ou plusieurs associés au patch pilot. Puisque tous les ondes existent ensemble au même temps, donc on peut utiliser quatre patch parasites au voisinage du patch pilot comme la Fig. 4.25 montre. Cette configuration aide dans l'augmentation de la bande passante. En plus le caractère planaire de la structure est conservé.

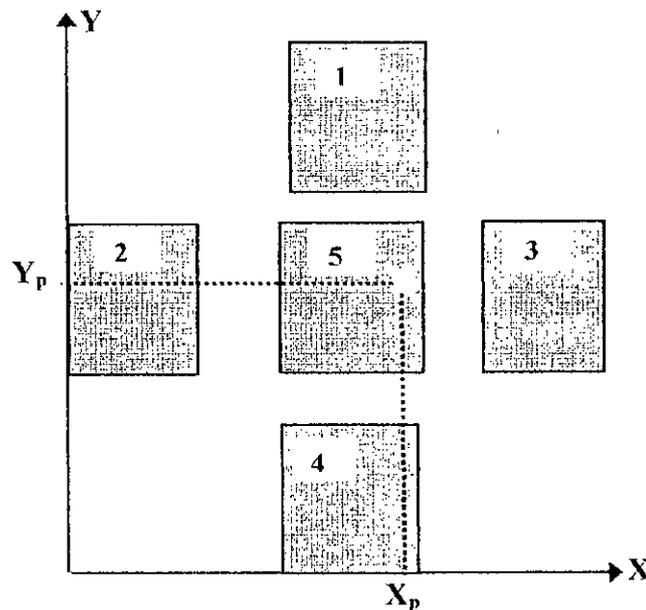


Fig. 4.25 Top view of the four resonators gap-coupled microstrip antenna

##### 4.4.1 L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée en fonction de la fréquence obtenue par la résolution de l'équation intégrale à l'aide de la technique « FULL WAVE » caractérisant la structure d'antenne ayant paramètres de l'antenne sont les suivants :

$L_1 = L_4 = 2.4$  cm,  $L_2 = 2.49$  cm,  $L_3 = 2.755$  cm,  $L_5 = 2.9$  cm,  $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = W_5 = 3.0$  cm,  $h = 0.318$  cm,  $X_p = 5.25$  cm,  $Y_p = 4.52$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$  and  $\text{tg}\delta = 0.003$ ,

est illustrée dans la Fig. 4.26. Puisque les quatre patches ont des longueurs résonantes différents, trois loupes ont été obtenues, situées à l'intérieur du cercle de TOS = 2. La bande passante calculée à l'aide de la formule 2-31 est de l'ordre de 20.1 %. Il est à noter qu'une structure similaire a été analysée par Kumar [15] en performant des mesures. Les résultats qu'il a obtenus montrent un décalage par rapport aux résultats théoriques. La

différence a été attribuée à la différence entre les plans de référence utilisé lors du calcul et mesures. Nous avons observé que lorsque on augmente le nombre de fonctions de base (du 3 à 5), une amélioration significative de l'accord avec les mesures est obtenue. Une meilleure amélioration s'attendre si on augmente plus le nombre de fonctions de base.

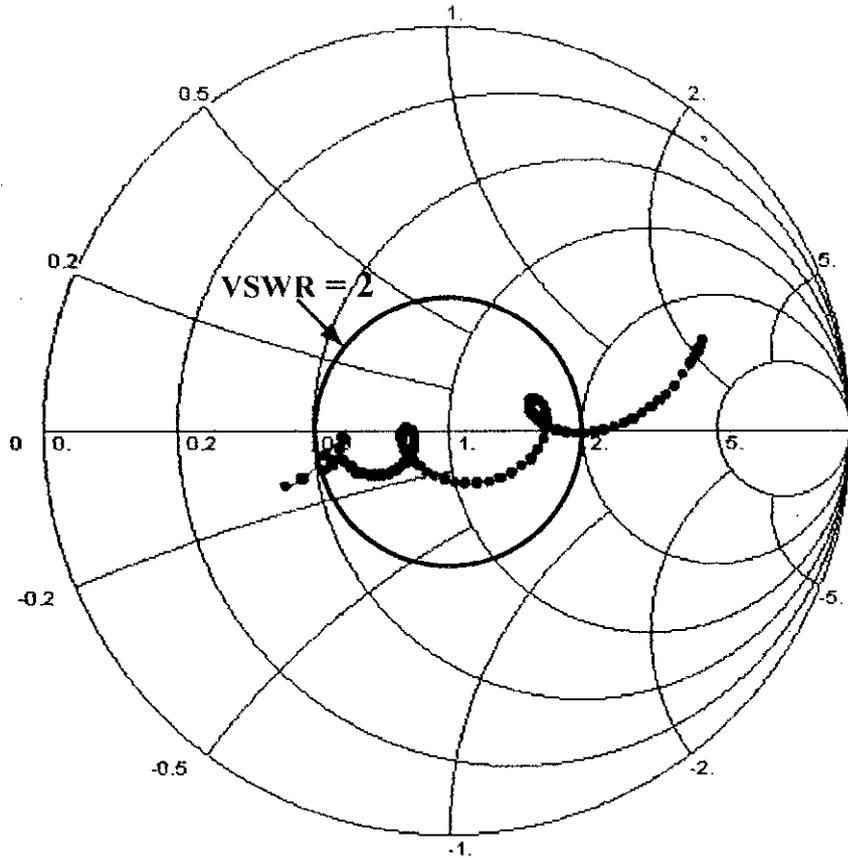


Fig. 4.26 Locus of the input impedance versus frequency (from 2.85 GHz to 3.6 GHz)

for the structure with:

$$L_1 = L_4 = 2.4 \text{ cm}, L_2 = 2.49 \text{ cm}, L_3 = 2.755 \text{ cm}, L_5 = 2.9 \text{ cm}, W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = W_5 = 3.0 \text{ cm}, h = 0.318 \text{ cm}, X_p = 5.25 \text{ cm}, Y_p = 4.52 \text{ cm}, \epsilon_r = 2.55 \text{ and } \text{tg}\delta = 0.003,$$

#### 4.4.2 Diagramme de rayonnement

La Fig. 4.27 montre les diagrammes de rayonnement de la structure d'antenne microruban avec quatre éléments parasites. Tous les champs sont normalisés par rapport à leur maximum pour bien étudier le changement dans les niveaux de puissance. On note que les champs dans le plan E change dans la forme et dans le niveau de puissance aussi bien que la direction de rayonnement maximum décale de  $\theta = 0^\circ$  ( due to the patches 2 and 3 which are of unequal lengths). Au moment où les éléments parasites commencent à

rayonné un erreur de phase commence à apparaître et à son part donne naissance à un *beam splitting*. Les champs dans le plans H présentent seulement des variations dans les niveaux de puissance jusqu'au moment ou les patchs 1 and 4 commencent à rayonné le beam commence à fissurer. Nous remarquons que da direction du rayonnement maximum dans le plan H reste inchangé, ceci est due au fait que les patchs 1 and 4 sont identiques.

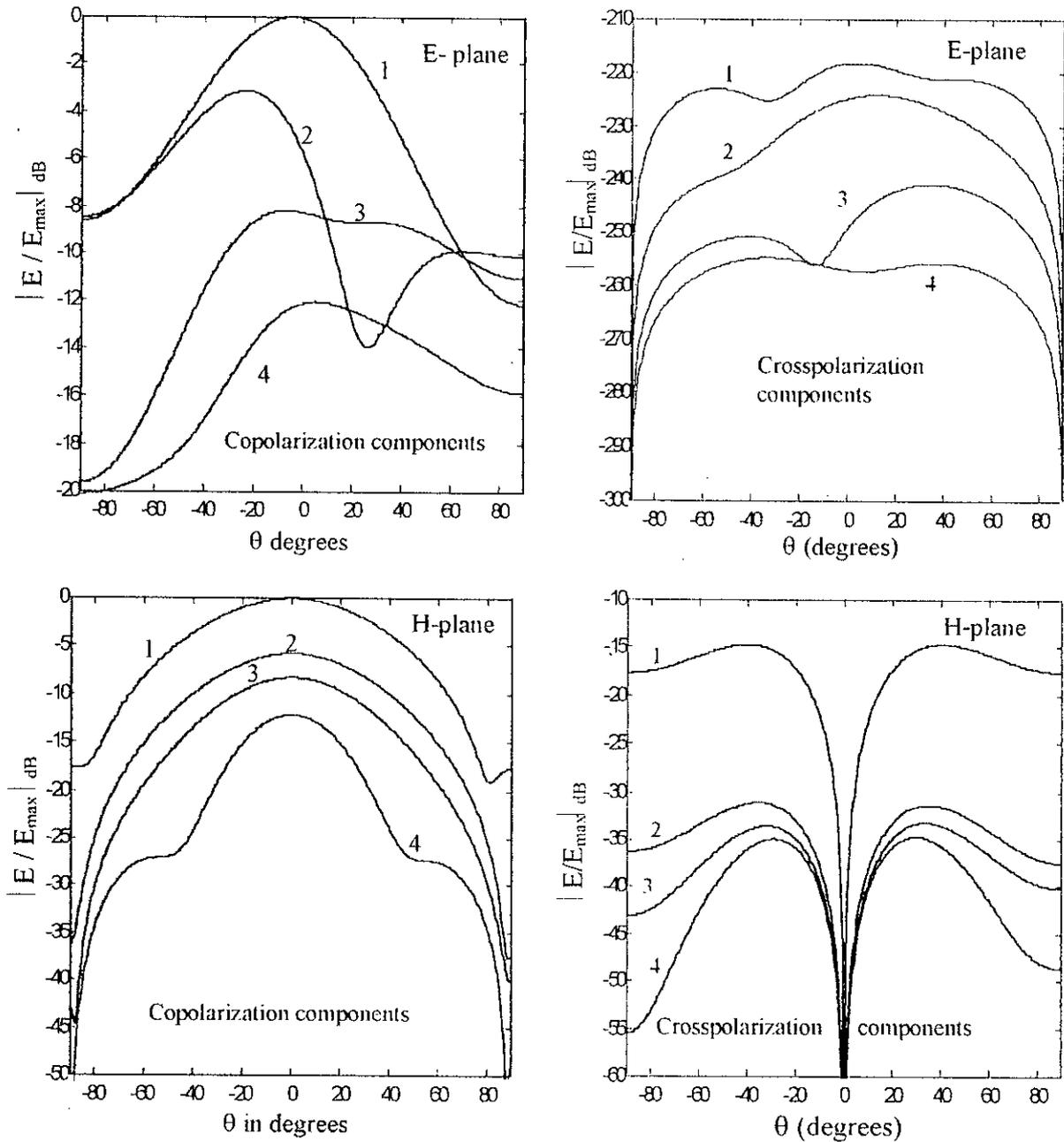


Fig. 4.27 Radiation patterns of the four edges gap-coupled patch antenna, for different frequencies, with physical properties of

$L_1 = L_4 = 2.4$  cm,  $L_2 = 2.49$  cm,  $L_3 = 2.755$  cm,  $L_5 = 2.9$  cm,  $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = W_5 = 3.0$  cm,  $h = 0.318$  cm,  $X_p = 5.25$  cm,  $Y_p = 4.52$  cm,  $\epsilon_r = 2.55$  and  $tg\delta = 0.003$ .

1.  $f = 2.935897$  GHz, 2.  $f = 3.151282$  GHz, 3.  $f = 3.312821$  GHz, 4.  $f = 3.536667$  GHz

Les composantes contrapolaires dans le plan E sont pratiquement nulle. Cependant, dans le plan H la composante contrapolaire à la fréquence  $f = 2.935897$  GHz a un niveau important par rapport aux autres. Ceci est attribué au fait que le patch central est le seul qui rayonne à cette fréquence. Et puisque ses côtés sont presque de même longueur ( $2.9 \text{ cm} \times 3.0 \text{ cm}$ ) donc la composante  $E_y$  a une valeur significative.

Remarque

Une augmentation plus dans la bande passante s'attendre si les cinq patch de la Fig.4.25 sont faites de longueurs différentes avec un choix propre de « gap-widths. »

Conclusion

Dans le tableau suivant on donne un résumé des valeurs numériques de la bande passante obtenues avec les structures étudiées dans la thèse.

	Fréquence centrale GHz	Bande passante%
Antenne rectangulaire isolé	1.19	1
Antenne à haute fréquence	24.25	5.52
Antenne associé	3.45	4.72
Antenne associé à deux éléments parasites « gap-coupled to radiating edges »	3.30	6.21
Antenne associé à deux éléments parasites « gap-coupled to non-radiating edges »	3.00	≅15
Antenne associé à quatre éléments parasites	3.10	20.1

## Conclusion

Les fonctions de Green exactes, qui comptent l'effet des ondes de surface, sont utilisées pour écrire l'équation intégrale du champ électrique pour une antenne microruban de forme arbitraire. L'analyse présentée englobe les effets du rayonnement de la structure microruban sans faire une connaissance préalable des sources et sans supposition simplificatrices. La technique de Galerkin de la méthode des moments est utilisée pour obtenir une solution numérique des sources de rayonnement par la résolution de l'équation intégrale.

L'application de ce formalisme à une antenne isolée de forme rectangulaire indique que l'antenne microruban est une structure à bande étroite qui rayonne des ondes électromagnétique de forme « broadside » sans lobes latérales. L'effet des divers paramètres est donné et discuté. De plus, la méthode « full-wave » a été appliquée à une antenne microruban opérant à haute fréquence (24.5 GHz). Les résultats obtenus sont satisfaisants. Ces résultats montrent que lorsque on augmente dans la fréquence, la bande passante de l'antenne microruban augmente.

Le modèle développé est appliqué à un patch carré excité proprement en un point résultant d'une polarisation circulaire. Le seul point d'excitation permet d'éviter les problèmes inhérents à une excitation dual.

A l'aide de ce formalisme on a trouvé que l'utilisation des éléments parasites à proximité du patch pilote permet aussi bien une augmentation de la bande passante que de la directivité, mais au détriment du diagramme de rayonnement. De plus, ces structures gardent un caractère planaire.

Même si actuellement les moyens informatiques sont puissants, il est utile d'introduire de nouvelles techniques permettant de réduire encore le temps de calcul. On pourra alors élaborer des programmes d'optimisation des caractéristiques physiques des structures pour une exigence radioélectrique donnée.

## References

- [1] **Pozar D. M.**  
"considerations for millimeter-wave printed antennas,"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 31, No. 5, Sept 1983, PP. 740-747
- [2] **Seashore C. R. and D. R. Singh**  
"Millimeter wave component trade-off for tactical systems"  
*microwave journal*, Vol. 25, No. 6, June 1982, PP. 41-62
- [3] **Deschamps G. A.**  
"Microstrip microwave antennas"  
Third U.S.A.F. symposium on antennas, U.S.A. 1953.
- [4] **Lewin L.**  
"Radiation from discontinuities in Strip-line"  
*Proceedings of IEE*, U.K. Vol. 107c, pp. 163-170, 1960.
- [5] **J.Q Howell,**  
"Microstrip Antennas"  
*IEEE AP-S int. Symp. Dig.* 1972 Williamsburg Va, pp. 177-180, Dec. 1972.
- [6] **R.E Munson,**  
"Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays,"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 22, No. 1, Jan. 1974, PP. 74-78.
- [7] **Kai Chang**  
"Hand book of microwave and optical components"  
John Willey & Son
- [8] **Sanford G. G.**  
"Conformal mapping phased array for aircraft tests with ATS-6".  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 26, 1978, PP. 642-646.
- [9] **Sterzer F., Paglione R. and Nowogroozski M.**  
"Microwave apparatus for treatment of cancer by hypothermia"  
*Microwave Journal*. USA 1980, Vol. 23, No. 1, pp. 39-44.
- [10] **R. Aksas**  
"Analyse d'antenne microrubans de forme quelconque basée sur la technique des ligne de transmission. Application aux géométrie circulaires."  
*doctorat thesis* at - Ecole National Polytechnique Alger, 1995.
- [11] **Rana I. E. , Alexopoulos P.**  
"Current distribution and input impedance of printed dipole."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 29, No. 1, 1981, PP. 99-105.
- [12] **Bahl I. J., Bartia P.**  
"Microstrip antennas"  
Artech House, Delham, Mass, USA, 1980. pp. 31-84.
- [13] **Long S., Shen L. C. and Morel P. B.**  
"Theory of circular-disk printed-circuit antenna"  
*Proc. IEE UK* 1978, 125, pp. 925-929.

- [14] **Bailey M.C., Deshpande M.D.**  
"Analysis of elliptical and circular microstrip antennas using moment method"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 33, No. 9, Sept 1985, PP. 99-105.
- [15] **Luk K. M. Lee K. F. and Dahele J. S.**  
"Theory and experiment on equilateral triangular microstrip antenna"  
Proc. 16<sup>th</sup> European microwave conference, 1986.
- [16] **Reference 12, pp.139-177.**
- [17] **Bhatta charyya A. K., Garg R.**  
"input impedance of annular-ring microstrip antenna using circuit theory approach"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 33, No. 4, Apr. 1985, PP. 369-374.
- [18] **Reference 12, pp.157-169.**
- [19] **Dubost G. Guehos S.**  
"Réseau d'antenne à large bande du type doublet replié plaque".  
*L'onde électriques*, Vol. 69, No. 3, pp. 32-38, Mai-juin 1989.
- [20] **Haneishi M. addal**  
"Broadband microstrip array composed of single fed type circularly polarized microstrip element"  
*IEEE AP- S. int. Symp. Dig.*, May 1982, pp. 160-163.
- [21] **Sharma P. C. , Gupta K. C.**  
"Analysis and optimized design of single fed circularly polyrized microstrip antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 31, No. 6, June 1983, PP. 949-955.
- [22] **Bhatta charyya A. K., Garg R.**  
"A wider band microstrip antenna for circular polarization"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 36, No. 2, Feb. 1988, PP. 157-163.
- [23] **Reference 12, pp. 20-21.**
- [24] **Reference 12, p. 22.**
- [25] **Alexopoulos, N. G. Kathi, P. B. and Rutledge D. B.**  
"Substrate optimization for integrated antennas"  
*IEEE Trans. Vol. MTT-31* No. 7, Jul. 1983.
- [26] **Carver K. R. and Mink J. W.**  
"Microstrip antenna technology"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 29, No. 1, Jan. 1981, PP. 2-24.
- [27] **Traut, G. R.**  
"Clad laminates of PTFE composites for microwave antannas."  
*Microwave Journal*, Vol. 23, No.11, pp. 47-51.
- [28] **Olyphant, M. and Nowicki, T. E.**  
"Microwave substrates support MIC technology"  
*Microwaves*, Vol. 19, No. 12, pp 74-80, Dec. 1980.

- [29] **Das, N. and Chatterjee, J. S.**  
“Quarter-wave microstrip antenna on a ferromagnetic substrate.”  
*Electron letters*, Vol. 17, No. 13, pp. 441- 442.
- [30] **P. Bhartia, K. V. S. Rao and R. S. Tomar**  
“Millimeter-wave microstrip and printed antennas” 1991 Artech House, Inc.
- [31] **J. R. James and P. S. Hall**  
“Hand book of microstrip antennas.”  
*IEE electromagnetic wave series 28.*
- [32] **Constantine A. Balanis**  
“Antenna theory analysis and design (second edition)  
John Wiley and Sons, Inc 1997
- [33] **J. M. Laheurte and Pipernik, J. R. Mosing**  
“Modeling of coaxial feed contribution to microstrip antenna impedance: comparison of a numerical model with analytical expressions.”  
*International Journal of Microwave and Millimeter-wave Computer Aided Engineering*, Vol. 3, No. 4, 1993, pp. 397-404 .
- [34] **Buck, A. C. and D. M. Pozar,**  
“Aperture-coupled microstrip antenna with a perpendicular feed,”  
*Electron letters*, Vol. 22, 1986, pp. 125-126.
- [35] **Sullivan, V. L., D. H. Schaubert,**  
“Analysis of an aperture coupled microstrip antennas,”  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 34, 1986, PP. 977-984.
- [36] **Pozar D. M.,**  
“Microstrip antenna aperture coupled to a microstrip line.  
*Electron letters*, Vol. 21, 1985, pp. 49-50.
- [37] **Katehi P. B. Alexopoulos N. G**  
“On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas. The printed dipole”  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 32, No. 11, Nov. 1984, PP. 1179-1186.
- [38] **Zhang Q., Fukuoka Y. and Itoh T.**  
“Analysis of suspended patch antenna excited by an electromagnetically coupled inverted microstrip feed”  
*IEEE Trans. Antennas and propagation* Vol. AP. 34, 1986, PP. 977-984.
- [39] **Gao X. Chang K.**  
“Network modeling of an aperture coupling between microstrip line and patch antenna for active array applications”  
*IEEE Trans.* Vol. MTT. 36, 1988, PP. 505-512.
- [40] **Karmakar N. C., Bhattaraya A. K.**  
“Electromagnetically coupled patch antenna. Theoretical and experimental investigation.”  
*Microwave and optical technology letters*, Vol. 5, No. 3 Mar. 1992, pp. 115-118.

- [41] **Lee R. K., Lee K. F. and Bobinchak J.**  
"Characteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna".  
*Electron letters*, Vol. 23, No.20, 1987, pp. 1070-1072.
- [42] **To Taga, K. Hirasawa and M. Haneishi**  
"Analysis, Design, and Measurement of Small and Low Profile Antenna."  
Eds. Boston, Ma: Artech House 1992.
- [43] **Derneryd A. G.**  
"Linearly polarized microstrip antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 29, No.6, 1976, PP. 846-851.
- [44] **Dubost G.**  
"Transmission line model analysis of a lossy rectangular microstrip patch."  
*Electron letters*, Vol. 18, No.7, Apr. 1982, pp.281-282,
- [45] **W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison**  
"An improved theory of microstrip antenna and applications."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 29, No.1, Jan. 1981, PP. 38-46.
- [46] **Dubost G., Beauquet G.**  
"Linear transmission line model analysis of arbitrary-shape patch antennas."  
*Electron letters*, Vol. 22, No.15, Jul. 1986, pp.798-799.
- [47] **Dubost G., Beauquet G.**  
"Linear transmission line model analysis of circular patch antenna."  
*Electron letters*, Vol. 22, No.22, Oct. 1986, pp.1174-1176.
- [48] **Lier E.**  
"improved formulas for input impedance of coaxial-fed microstrip patch antennas."  
*Proc. IEE*, Pt. H(MOA), Vol. 129, No.4, 1982, pp.161-164.  
Correction in *Proc. IEE*, Pt. H(MOA), Vol. 130, No.2, 1983, p.190.
- [49] **James J. R., Wilson G. R.**  
"Microstrip antennas and arrays-Fundamental action and limitations."  
*Proc. IEE*, Pt. H(MOA), Vol. 1, 1977, pp.165-174.
- [50] **Hammer P. and all**  
"A model for calculating the radiating field of microstrip antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 27, 1979, PP. 267-270.
- [51] **Long S. and all**  
"Theory of circular-disk printed antenna element."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 125, No. 10, 1978, PP. 925-929.
- [52] **Derneryd A. G.**  
"Analysis of microstrip disk antenna element."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 27, 1979, PP. 660-664.
- [53] **Derneryd A. G., Lind A. G.**  
"extended analysis of rectangular microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 27, No. 6, 1979, PP. 846-849.

- [54] **Keuster E. F., Chang D. C**  
"A geometrical theory for the resonant frequencies and Q-factors of some triangular microstrip patch antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 31, No.1, 1983, PP. 27-34.
- [55] **Long S., McAllister M. W.**  
"the impedance of an elliptical printed-circuit antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 30, 1982, PP. 1197-1200.
- [56] **Lee K. F., Dahele J. S.**  
"Theory and experiment of annular-ring microstrip antenna."  
*Ann. des télécomm.*, Vol. 40, 1985 pp. 508-515.
- [57] **Battacharyya A. K., and R. Garg.**  
"Effect of substrate on the efficiency of an arbitrary shaped microstrip patch antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 34, No. 10, 1979, PP. 1181-1188.
- [58] **Palanisamy , V., and R. Garg,**  
"Analysis of arbitrarily shaped microstrip patch antenna using segmentation technique and cavity model."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 34, No. 10, 1986, PP. 1208-1213.
- [59] **Uzunoglu, N. K. Alexopolus, and J. G. Fikioris**  
"Radiation properties of microstrip dipoles."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 27, No 6, 1979, PP. 853-858.
- [60] **Suzuki, Y., and T. Chiba**  
"Computer Analysis method for arbitrary shaped microstrip antenna with multi-terminals."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 32, No. 6, 1984, PP. 585-596.
- [61] **Chew, W. C. and J. A. Kong.**  
"Analysis of circular microstrip disk antenna with a thick dielectric substrate."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 29, No.1, 1981, PP. 68-76.
- [62] **Perlmutter, P. S., S. Shtrikman and D. Treves.**  
"Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas with application to rectangular elements."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 33, No. 3 1985, PP. 301-311.
- [63] **Perlmutter, P. S., S. Shtrikman and D. Treves.**  
"Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas on cylindrical bodies."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 33, No. 3, 1985, PP. 295-301.
- [64] **Araki, K., H. Ueda, and T. Masayuki**  
"Numerical Analysis of circular disk microstrip antennas with parasitic elements."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 34, No. 12, 1986, PP. 1390-1394.
- [65] **Pozar, D. M.,**  
"A Reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 34, No. 12, 1986, PP. 1439-1446.

- [66] **Martinson, T. M., and E. F. Keuster,**  
"Accurate analysis of arbitrary shaped patch resonators on thin substrates."  
*IEEE Trans.MTT*, Vol. AP. 36, No. 2, 1988, pp. 324-331.
- [67] **Agrawal P. K., Bailey M. C.**  
"An analysis technique for microstrip antenna"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 25, 1977, PP. 756-759.
- [68] **Newman E. H., Tulyathan P.**  
"Analysis of microstrip antenna using moment methods"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 29, No. 1, 1981, PP. 47-53.
- [69] **Bailey M. C., Deshpand M. D.**  
"Integral equation formulation of microstrip antennas"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 30, No. 4, 1982, PP. 651-655.
- [70] **Chew W. C., Kong J. A.**  
"Analysis of circular microstrip disk antenna with a thick dielectric substrate"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 29, No. 1, 1981, PP. 68-76.
- [71] **Pozar D. M.**  
"Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 30, 1981, PP. 1191-1196
- [72] **Shloma Pinhas, Shmuel Shtrikman and David treves**  
"Moment Method Solution of the Center Feed Microstrip Disk Antenna Invoking Feed and Edge Current regularity"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 37, No. 12, Dec. 1989
- [73] **Y. Lin, M.Sc., and L. Shafai**  
"moment method solution of the near-field distribution and far-field patterns of microstrip antennas."  
*IEE proceeding*, Vol. Pt. H, No. 6, 1985, pp 369-374.
- [74] **Lale Hayirlioglu and M. Tuncay-Birand**  
"computer aided analysis of microstrip antennas employing parasitic elements."  
*International Journal of microwave and millimeter-wave computer aided engineering* Vol. 3, No. 4, 1993, pp. 404-411.
- [75] **J. M. Lahauste, M. Foubra, and S. Marohetti.**  
"Improved frequency domain analysis of microstrip circuits by the method of moments."  
*IEE Proc. microwave antennas propagat.*, Vol. 142, No.6, 1995.
- [76] **G. Wang**  
"Application of wavelets on the interval to the analysis of thin wire antennas and scatters"  
*IEEE transaction on antenna and propagat.*, vol. 45, No.5, may 1997
- [77] **Rumsey, V. H.**  
"Reaction concept in electromagnetic theory."  
*Phys. Rev.*, 1954, 94, (6), pp. 1483-1491.

- [78] **Tai C. T**  
 "Dyadic Green's functions in electromagnetic theory".  
 Intec Educational publ , scrant on PA, London, 1971
- [79] **Mosing T.R., Gardiol F.E.**  
 "Analytical and numerical techniques in the Green's functions  
 traitement of microstrip antenna and scatterers  
 IEE Proc .vol . 130 , Pt .H (MOA) , No. 2 , 1983, pp . 175-182
- [80] **R.F. Harrington**  
 "Matrix methods for field problems"  
*IEEE*, vol. 55, No.2, Februry 1967, pp. 136-149.
- [81] **K.C. Gupter M.D. Abouzahra**  
 " Analysis and design of planar Microwave components".  
*IEEE Press*, pp. 473-493, 1994
- [82] **J.P. Damiano**  
 "computation of input impedance in microstrip antennas. Graphic representation and  
 numerical integration of oscillating functions".  
*IEE proceeding*, vol. 134. Pt. H. No.5, oct 1987.
- [83] **Seong Ook Park and constantine A. Balanis**  
 "Analytical technique to evaluatethe Asymptotic Part of the impedance Matrix of  
 Sommer field type Integral "  
*IEEE transaction on antenna and propaga*, vol. 45, No.5, may 1997
- [84] **J. H. mathews**  
 " Numerical methods for mathematics, science, and engineering "  
 Prentice Hall international editions.
- [85] **P. J Davis and P. Rabinowitz**  
 "Methods of numerical integrations"  
 Werner Pheinbolt editions
- [86] **H. A. Lessow, W. V. T. rusch; and H. Schjaer Jacobsen**  
 "On Numerical evaluation of two dimensional phase integrals"  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 23, 1975, PP. 714-717.
- [87] **J. M. Griffin and J. R. Forrest**  
 " Broadband circular disk microstrip antenna."  
 Ellectron lett. Vol. 18, 1982, pp. 267-269.
- [88] **H. F. Pues and A. R. vande cappelle**  
 "An improved impedance matching technique for increasing the banndwidth of  
 microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 37, No. 11, 1989, PP. 1345-1354.
- [89] **E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards**  
 "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, AP. 34, No. 6, 1986, PP.767-772.
- [90] **D. R. Poddar, J. S. Cahafferjee, and S. K. Chowdhury**  
 "On some broad band microstrip resonants."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, AP. 31, 1983.

- [91] **C. K. Aanandan, P. Mohanan and K. J. Nair**  
 "Broad band gap coupled microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. 38, No. 10, oct 1990.
- [92] **A. Sabban**  
 "New broad band stacked two layer microstrip antenna."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, 1983, PP. 63-66.
- [93] **J. Bennegouche J. P. Damiano and A. Papernik**  
 "Antennes imprimées multicouche: choix des fonctions de base dans la méthode des moments."  
*J. phys. III France* 3, 1993, PP. 553-562.
- [94] **G. Kumar and K. Gubta**  
 "Broad band microstrip antenna using additional resonators gap coupling to the radiation edges."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 32, 1984, PP. 1375-1379.
- [95] **G. Kumar and K. Gubta**  
 "Non-radiating edges and four gap-coupled multiple resonators broad band microstrip antennas."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 33, No. 2, feb 1985.
- [96] **Qing-Song and Xue-Xia Zhang**  
 "A study on wide band gap coupled microstrip antenna arrays."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 43, No. 3, march 1995.
- [97] **R. F. Harrington**  
 "Time harmonic electromagnetic fields."  
*Mc Graw-Hill*, New York, 1961.
- [98] **A. Azrar and R. Aksas**  
 "Full Wave Analysis of a Passive Patch Electromagnetically Coupled to a Probe Fed Rectangular Patch Antenna."  
 Submitted to 3<sup>ème</sup> conférence magrebene à Bejaïa.
- [99] **R. E. Collin**  
 "Antenna and radio-wave propagation."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, Vol. AP. 37, No. 11, 1989, PP. 1345-1354.  
*Mc Graw-Hill*, international edition 1985.
- [100] **E. John D. Kraus**  
 "antennas." *Mc Graw-Hill*, international edition, second edition 1988.
- [101] **Robert S. Elliott Chang, S. A. Long. and W. F. Richards**  
 "antenna theory and design." Prentice-Hall, Inc 1981.
- [102] **A. Zerguerras**  
 "Contribution à l'étude des antennes plaques de forme quelconque multicouches à large bande. Application à l'antenne circulaire avec directeur."  
 Thèse de Doctorat d'état, Ecole Nationale polytechnique. Alger, Mai 1990.
- [103] **A. C. Ludwig**  
 "The definition of crosspolarization."  
*IEEE Trans. Antennas and propagation*, AP. 21, No. 1, Jan. 1973, pp. 116-119.

## Annexe

## A

## Détermination des fonctions de Green d'une plaque diélectrique

Cet annexe concerne la détermination des fonctions de Green d'une plaque diélectrique isotrope mise à la masse d'une épaisseur  $h$  illustrée dans la Fig A. 1. Dans cette structure, il est supposé que le plan de masse et les dimensions transversales de la plaque sont infinis. La source est un dipôle électrique infinitésimal unitaire  $\vec{J}_s$  et situé sur la surface de la plaque diélectrique au point  $(x_0, y_0, h)$ .

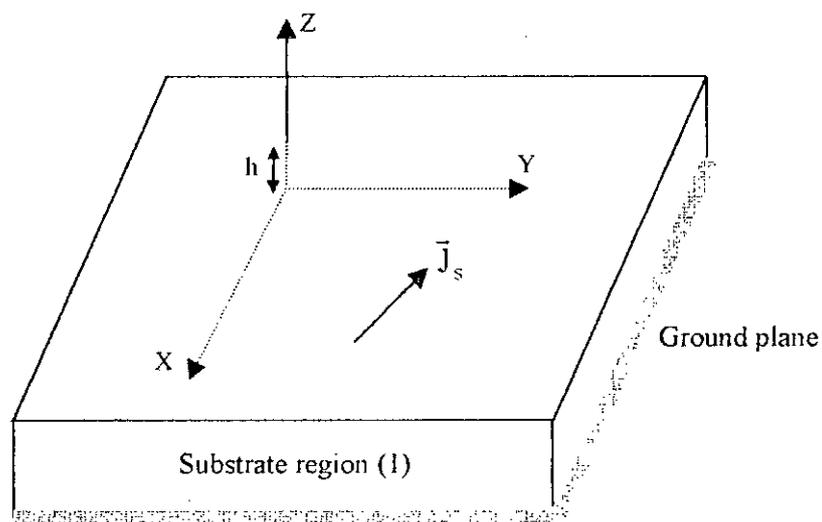


Fig. a-1 Current element  $\vec{J}_s$  on the grounded dielectric slab

Le but est de faire la solution pour les champs  $E_x$ ,  $E_y$  and  $H_z$  issus de cette source. Pour cela, les équations de Maxwell s'écrivent

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -j\omega \mu_0 \vec{H} \quad (\text{A-1})$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = -j\omega \varepsilon \vec{E} \quad (\text{A-2})$$

avec

$$\varepsilon = \begin{cases} \varepsilon_0 & 0 < z < h \\ \varepsilon_0 & z > h \end{cases} \quad (\text{A-3})$$

Ces équations permettent d'écrire les équations de Helmotz

$$\nabla^2 \vec{E} + K^2 \vec{E} = 0 \quad (\text{A-4})$$

$$\nabla^2 \vec{H} + K^2 \vec{H} = 0 \quad (\text{A-5})$$

avec  $K^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon$

En anticipant une solution de la forme d'une onde plane proportionnel à  $e^{\pm jk_x x} e^{\pm jk_y y} e^{\pm jk_z z}$  les équations (A-4) et (A-5) donnent la constante de propagation dans la direction (oz) :

$$K_1^2 = K_z^2 = \varepsilon_r K_0^2 - \beta^2 \quad \text{for } 0 > z > h \quad (\text{A-6})$$

$$K_2^2 = K_z^2 = K_0^2 - \beta^2 \quad \text{for } z > h \quad (\text{A-7})$$

avec  $\beta^2 = K_x^2 + K_y^2$  pour l'onde dans la direction positif (forward) et

$$I_m(k_1) < 0 \quad \text{et} \quad I_m(k_2) < 0$$

En développant (A-1) et (A-2) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} jk_y E_z - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega \mu_0 H_x \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - jk_x E_z = -j\omega \mu_0 H_y \\ jk_x E_y - jK_y E_x = -j\omega \mu_0 H_z \end{array} \right. \quad (\text{A-8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} jk_y H_z - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega \varepsilon E_x \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - jk_x H_z = j\omega \varepsilon E_y \\ jk_x H_y - jK_y H_x = j\omega \varepsilon E_z \end{array} \right.$$

En utilisant la transformé de Fourier avec quelques manipulations l'équation (A-8) devient:

$$\begin{aligned}
 E_x \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) &= \omega \mu_0 k_y \tilde{H}_z + j k_x \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial z} \\
 H_y \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) &= \omega \varepsilon k_x \tilde{E}_z + j k_y \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial z} \\
 \tilde{E}_y \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) &= j k_y \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial z} - \omega \mu_0 k_x \tilde{H}_z \\
 \tilde{H}_x \left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) &= j k_x \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial z} - \omega \varepsilon k_y \tilde{E}_z
 \end{aligned} \tag{A-9}$$

Notons que les équations (A-9) sont valables pour les deux régions (1) et (2), en remplaçant  $k$  par  $k_1$  ou  $k_2$ . Dans les deux régions, nous avons toujours  $\frac{\partial^2}{\partial z^2} = -k_z^2$  donc

$\left( \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) = -k_z^2 + k^2 = \beta^2$ . A ce point, (A-1) peut être reformulée

$$\begin{aligned}
 \tilde{E}_x &= \frac{1}{\beta^2} \left( \omega \mu_0 k_y \tilde{H}_z + j k_x \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial z} \right) \\
 \tilde{E}_y &= \frac{1}{\beta^2} \left( j k_y \frac{\partial \tilde{E}_z}{\partial z} - \omega \mu_0 k_x \tilde{H}_z \right) \\
 \tilde{H}_x &= \frac{1}{\beta^2} \left( j k_x \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial z} - \omega \varepsilon k_y \tilde{E}_z \right) \\
 \tilde{H}_y &= \frac{1}{\beta^2} \left( \omega \varepsilon k_x \tilde{E}_z + j k_y \frac{\partial \tilde{H}_z}{\partial z} \right)
 \end{aligned} \tag{A-10}$$

Une fois les composantes longitudinales connues, les composantes transversales seront déterminées par le biais des équations (A-10). Les composantes longitudinales sont solutions de (A-4) et (A-5) projetés suivant la direction  $z$

$$\begin{aligned}
 \nabla^2 E_z(x, y, z) + k^2 E_z(x, y, z) &= 0 \\
 \nabla^2 H_z(x, y, z) + k^2 H_z(x, y, z) &= 0
 \end{aligned} \tag{A-11}$$

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2}{\partial z^2} E_z(x, y, z) + k_z^2 E_z(x, y, z) = 0 \\ \text{ou} & \frac{\partial^2}{\partial z^2} H_z(x, y, z) + k_z^2 H_z(x, y, z) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A-12})$$

Dans le domaine spectrale, (A-12) deviennent

$$\begin{aligned} & \frac{\partial^2}{\partial z^2} \tilde{E}_z(k_x, k_y, z) + k_z^2 \tilde{E}_z(k_x, k_y, z) = 0 \\ & \frac{\partial^2}{\partial z^2} \tilde{H}_z(k_x, k_y, z) + k_z^2 \tilde{H}_z(k_x, k_y, z) = 0 \end{aligned} \quad (\text{A-13})$$

La solution de (A-13) est une onde plane progressive dans la direction  $z > 0$ , en écrit donc

$$\begin{cases} \tilde{E}_z = A e^{-k_2 z} \\ \tilde{H}_z = B e^{-k_2 z} \end{cases} \quad \text{for } z > d \quad (\text{A-14})$$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_z &= C \cos k_1 z + D \sin k_1 z \\ \tilde{H}_z &= E \sin k_1 z + F \cos k_1 z \end{aligned} \quad 0 < z < d \quad (\text{A-15})$$

Les équations (A-10) et (A-15) donnent les expressions  $\tilde{E}_x$  et  $\tilde{E}_y$  dans la plaque diélectrique

$$\begin{aligned} \tilde{E}_x &= \frac{j k_x}{\beta^2} (-C k_1 \sin(k_1 z) + D k_1 \cos(k_1 z)) + \frac{\omega \mu_0 k_y}{\beta^2} (E \sin(k_1 z) + F \cos(k_1 z)) \\ \tilde{E}_y &= \frac{j k_y}{\beta^2} (-C k_1 \sin(k_1 z) + D k_1 \cos(k_1 z)) - \frac{\omega \mu_0 k_x}{\beta^2} (E \sin(k_1 z) + F \cos(k_1 z)) \end{aligned} \quad (\text{A-16})$$

sur le plan de masse ( $z = 0$ ) nous avons ( $\tilde{E}_x = \tilde{E}_y = 0$ ), ce qui conduit à  $D = F = 0$ , donc

$$\begin{aligned} \tilde{E}_x &= \left( -\frac{j k_x k_1}{\beta^2} C + \frac{\omega \mu_0 k_y}{\beta^2} E \right) \sin(k_1 z) \\ \tilde{E}_y &= \left( -\frac{j k_y k_1}{\beta^2} C - \frac{\omega \mu_0 k_x}{\beta^2} E \right) \sin(k_1 z) \end{aligned} \quad \text{for } 0 < z < h \quad (\text{A-17})$$

Les expressions (A-10), (A-14) et (A-15) permettent aussi de déterminer

$$\begin{cases} \tilde{E}_x = \left( \frac{k_2 k_x}{\beta^2} A + \frac{\omega \mu_0 k_y}{\beta^2} B \right) e^{-j k_2 z} \\ \tilde{E}_y = \left( \frac{k_2 k_y}{\beta^2} A + \frac{\omega \mu_0 k_x}{\beta^2} B \right) e^{-j k_2 z} \end{cases} \quad z > d \quad (\text{A-18})$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_x = \left( \frac{jk_x k_1}{\beta^2} E - \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r k_y}{\beta^2} C \right) \cos(k_1 z) \\ \tilde{H}_y = \left( -\frac{jk_y k_1}{\beta^2} C - \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r k_x}{\beta^2} E \right) \cos(k_1 z) \end{cases} \quad \text{for } 0 < z < d \quad (\text{A-19})$$

$$\begin{cases} \tilde{H}_x = \left( \frac{k_2 k_x}{\beta^2} B - \frac{\omega \varepsilon_0 k_y}{\beta^2} A \right) e^{-jk_2 z} \\ \tilde{H}_y = \left( \frac{k_2 k_y}{\beta^2} B + \frac{\omega \varepsilon_0 k_x}{\beta^2} A \right) e^{-jk_2 z} \end{cases} \quad \text{for } z > d \quad (\text{A-20})$$

Les conditions de continuité transposées dans le domaine spectrale s'écrivent en  $z = d^2$

$$\begin{aligned} \tilde{E}_{1x} &= \tilde{E}_{2x} \\ \tilde{E}_{1y} &= \tilde{E}_{2y} \end{aligned} \quad (\text{A-21})$$

$$\begin{aligned} H_{2x} - \tilde{H}_{1x} &= \tilde{J}_y \\ H_{y2} - \tilde{H}_{y1} &= \tilde{J}_x \end{aligned} \quad (\text{A-22})$$

L'utilisation des expressions (A-21) & (A-22) dans les équations (A-17) à (A-10), on obtient:

$$\begin{bmatrix} -jk_1 k_x M & MNk_y & -k_2 k_x & -Nk_y \\ -jk_1 k_y M & MNk_x & -k_2 k_y & -Nk_x \\ \varepsilon_r Qk_x P & -jk_1 k_x P & -Qk_y & k_2 k_x \\ \varepsilon_r Qk_y P & -jk_1 k_y P & -Qk_x & k_2 k_y \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ E \\ A \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ RJ_y \\ RJ_x \end{bmatrix} \quad (\text{A-23})$$

$$M = e^{jk_2 h} \sin(k_1 h) \quad , \quad N = \omega \mu_0$$

$$\text{où} \quad P = e^{jk_2 h} \cos(k_1 h) \quad Q = \omega \varepsilon_0$$

$$R = \beta^2 e^{jk_2 h}$$

La résolution de (A-23) en C et B donne.

$$C = \frac{Z_0}{k} \left( \frac{k_2 k_x}{T_m} \tilde{J}_x + \frac{k_2 k_y}{T_m} \tilde{J}_y \right) \quad (\text{A-24})$$

$$E = \frac{jk_x}{T_e} \tilde{J}_y - \frac{jk_y}{T_e} \tilde{J}_x \quad (\text{A-25})$$

avec

$$Z_0 = 120 \pi$$

$$T_m = \varepsilon_r k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 \sin(k_1 h)$$

$$T_e = k_1 \cos(k_1 h) + jk_2 \sin(k_1 h)$$

En injectant les valeurs de C & E dans (A-15), on obtient

$$E_z = \tilde{G}_{zx} \tilde{J}_x + \tilde{G}_{zy} \tilde{J}_y \quad (\text{A-26})$$

avec

$$G_{zx} = \frac{Z_0}{k_0} \frac{k_2 k_x}{T_m} \cos(k_1 h) \quad (\text{A-27})$$

$$G_{zy} = \frac{Z_0}{k_0} \frac{k_2 k_y}{T_m} \cos(k_1 h) \quad (\text{A-28})$$

En injectant les valeurs de C & E dans (A-17) on obtient

$$\begin{aligned} \tilde{E}_x &= \tilde{G}_{xx} \tilde{J}_x + \tilde{G}_{xy} \tilde{J}_y \\ \tilde{E}_y &= \tilde{G}_{yx} \tilde{J}_x + \tilde{G}_{yy} \tilde{J}_y \end{aligned} \quad (\text{A-29})$$

$$\text{avec } G_{xx} = \frac{-jz_0 \sin(k_1 h)}{k_0 T_e T_m} \left( k_2 \cos(k_1 h) (\mathcal{E}_r k_0^2 - k_x^2) + jk_1 \sin(k_1 h) (k_0^2 - k_x^2) \right) \quad (\text{A-30})$$

$$\tilde{G}_{xy} = \tilde{G}_{yx} = \frac{jk_x k_y z_0 \sin(k_1 h)}{T_e T_m} (k_2 \cos(k_1 h) + jk_1 \sin(k_1 h)) \quad (\text{A-31})$$

$$\tilde{G}_{yy} = \frac{-jz_0 \sin(k_1 h)}{k_0 T_e T_m} \left( k_2 \cos(k_1 h) (\mathcal{E}_r k_0^2 - k_y^2) + jk_1 \sin(k_1 h) (k_0^2 - k_y^2) \right) \quad (\text{A-32})$$

Il est facile de trouver [31].

$$\begin{aligned} d\tilde{E}_x &= g_{xz} \tilde{J}_z dz = -\frac{z_0}{k_0} \frac{k_2 k_x}{T_m} \cos(k_1 h) \tilde{J}_z dz \\ d\tilde{E}_y &= \tilde{g}_{yz} \tilde{J}_z dz = -\frac{z_0}{k_0} \frac{k_2 k_y}{T_e} \cos(k_1 h) \tilde{J}_z dz \end{aligned}$$

En considérant que le courant  $\tilde{J}_z$  est constant le long de la sonde, on obtient

$$\begin{aligned} \tilde{E}_x &= \tilde{G}_{xz} \tilde{J}_z = \left[ \int_0^h g_{xz} dz \right]_z \tilde{J}_z \\ \tilde{E}_y &= \tilde{G}_{yz} \tilde{J}_z = \left[ \int_0^h g_{yz} dz \right]_z \tilde{J}_z \end{aligned}$$

Finalement nous avons :

$$\tilde{G}_{xz} = -\frac{z_0 k_x k_2 \sin(k_1 h)}{k_0 k_1 T_m} \quad (\text{A-33})$$

$$\tilde{G}_{yz} = -\frac{z_0 k_y k_2 \sin(k_1 h)}{k_0 k_1 T_m} \quad (\text{A-34})$$

## Annexe

## B

## Les fonctions bases.

Considérant l'antenne microruban rectangulaire illustrée dans la Fig.B-1, dont le coin inférieur gauche est positionné en  $(x(i), y(i))$ . L'expression des fonctions de base en brins de sinusoides comme la Fig.B-2 montre, est donnée par:

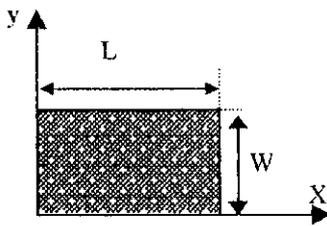


Fig.B-1 Antenne rectangulaire

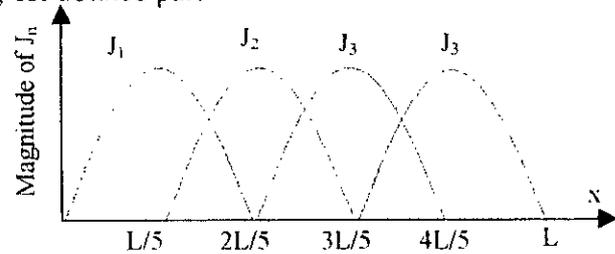


Fig.B-2 Expansion function in x-direction

$$J_{xn}(x, y) = \frac{1}{w} \cdot \frac{\sin[k_e(a - |x - x(1) - na|)]}{\sin(k_e a)} \quad n=1, \dots, N_x \quad (\text{B-1})$$

avec

$$\begin{cases} a(n-1) \leq x - x(1) \leq a(n+1) \\ 0 \leq y - y(1) \leq w \end{cases}$$

$$J_{yn}(x, y) = \frac{1}{L} \cdot \frac{\sin[k_e(y - |y - y(1) - nb|)]}{\sin(k_e b)} \quad n=1, \dots, N_y \quad (\text{B-2})$$

avec

$$\begin{cases} b(n-1) \leq x - x(1) \leq b(n+1) \\ 0 \leq x - x(1) \leq L \end{cases}$$

$$a = \frac{L}{1 + N_x}; \quad b = \frac{w}{1 + N_y}; \quad k_e = k_0 \sqrt{\varepsilon_e}.$$

$$\text{et } \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left( 1 + \frac{12h}{w} \right)^{-0.5}$$

Les transformées de Fourier des expressions (B-1) et (B-2) sont

$$\begin{aligned} \tilde{J}_{xn}(K_x, K_y) = 2e^{-jk_y \frac{W}{2}} & \left[ \frac{\sin\left(k_y \frac{w}{2}\right)}{k_y \frac{w}{2}} \right] \left[ \frac{k_e e^{-jk_x n a}}{k_e^2 - k_x^2} \right] \times \\ & \left[ \frac{\cos(k_x a) - \cos(k_e a)}{\sin(k_e a)} \right] e^{-jk_x x(l)} e^{-jk_y y(l)} \end{aligned} \quad (\text{B-3})$$

$$\begin{aligned} \tilde{J}_{yn}(K_x, K_y) = 2e^{-jk_x \frac{L}{2}} & \left[ \frac{\sin\left(k_x \frac{L}{2}\right)}{k_x \frac{L}{2}} \right] \left[ \frac{k_e e^{-jk_y n a}}{k_e^2 - k_y^2} \right] \times \\ & \left[ \frac{\cos(k_y a) - \cos(k_e a)}{\sin(k_e a)} \right] e^{-jk_x x(l)} e^{-jk_y y(l)} \end{aligned} \quad (\text{B-4})$$

$J_z$  est un courant localisé en point  $(x_p, y_p)$  et  $z = 0$ . Il s'écrit de la manière suivante

$$J_z(x, y) = \delta(x - x_p) \delta(y - y_p) \quad (\text{B-5})$$

Sa transformée s'écrit

$$\tilde{J}_z(k_x, k_y) = e^{-jk_x x_p} e^{-jk_y y_p} \quad (\text{B-6})$$

## Annexe

## C

## Intégration par Romberg

Dans cette annexe, l'algorithme de Romberg est donné. Pour évaluer approximativement l'intégrale:

$$\int_A^B f(x) dx \approx R(j, j).$$

En générant un tableau des approximations  $R(i, k)$  pour  $k \leq i$ , et utilisant  $R(j, j)$  comme un résultat finale.

Les approximations  $D(j, k)$  sont stockés dans une matrice triangulaire. L'élément  $R(j, 0)$  de la colonne 0 est calculé avec la séquence de la loi de trapèze basé sur  $2^j$  sous intervalles de  $[A, B]$ . Après  $R(j, k)$  est calculé en utilisant la loi de Romberg.

Les éléments de la ligne  $J$  sont :

$$R(j, k) = R(j, k-1) + \frac{R(j, k-1) - R(j-1, k-1)}{4^k - 1} \quad \text{for } 1 \leq k \leq j.$$

l'algorithme se termine dans la ligne  $j$  lorsque  $|R(j, j) - R(j-1, j-1)| < \text{tol}$ .

INPUT A,B	{ end point of interval }
INPUT N	{ max number of rows }
INPUT Tol	{ terminating criterion }

```

SUBROUTINE TrRule ( A,H,J,M,R)                                { sequential trapezoidal rule }
H=H/2                                                         { reduce step size for jth refinement }
SUM = 0
FOR P=1 TO M DO
  SUM = SUM+F(A+H.( 2P-1))
R(j,0)=R(j-1,0)/2+H*S
M=2M                                                         { update number of sub intervals }
-End                                                         { The main program starts here }

M = 1                                                         { initialize the number of subintervals }
H = B-A                                                       { initialize the step size }
close = 1                                                     { initialize the variable }
j = 0                                                         { initialize the counter }
R(0,0) = H(f(A) + f(B))/2                                    { compute one trapezoid }
while close > Tol and j < N Do
  j = j + 1                                                  { do sequential calculations }
  call procedure TrRule (A, H, j, M,R)                       { compute new R(j , 0) }
  For K= 1 To j Do
    R(j, k) = R(j, k)+[ R(j ,k-1) - R(j-1, k-1)]/[ 4k-1]
  close = | R(j, k) - R(j-1,k-1)|

Print ' the best approximation of n the value of the integral using Romberg integration is';
R(j, j)

```