

4/95

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

*EN VUE DE L' OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN ELECTRONIQUE*

THEME

*ANALYSE D'ANTENNES MICRORUBANS
ADAPTEE A LA CAO.
INFLUENCE D'UNE EXCITATION PAR COUPLAGE
A TRAVERS UNE FENTE DANS LE PLAN DE MASSE.*

Proposé par:

Mr. R. AKSAS

Etudié par:

**D. BOUKERROUI
&
S. CHABOUR**

dirigé par:

Mr. R. AKSAS

PROMOTION 94/95.

E.N.P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH - ALGER.

DEDICACES



A mes parents, pour leurs sacrifices et l'amour qu'ils me portent.

A mes soeurs Amel et Lilia, qui n'ont cessé de m'encourager et de m'entourer de leur affection.

A mon frère Anis et son épouse, qui m'ont prodigué soutien, encouragements et m'ont fait profiter de leurs précieux conseils.

A ma nièce Manel, dont la présence ma énormément réconforté lors des moments difficiles.

A tous mes amis (es) et tout particulièrement Yazid, qui m'ont témoigné leurs soutien, encouragements et sympathies.

Salim

A la mémoire de ma grand-mère.

A mon grand-père que j'estime beaucoup.

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices et patiences.

A mes frères et soeurs.

A tous mes oncles, tantes et leurs familles.

A tous mes amis et particulièrement Arezki et Bahi.

Djamel

REMERCIEMENTS



Nous tenons, tout particulièrement, à exprimer notre profonde reconnaissance et nos remerciements les plus sincères à Mr AKSAS Rabia, chargé de cours et responsable du Laboratoire de Télécommunications à l'ENP pour sa diligence et toutes les facilités qu'il nous a accordées ainsi que la confiance qu'il nous a fait part pour mener ce travail.

Nos vifs remerciements vont également à:

- Mr A.ZERGUERRAS Maître de conférence,
- Mr M.TRABELSI Chargé de cours,

pour l'enseignement qu'ils nous ont prodigué et pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jury.

Nous remercions très sincèrement Mrs MESSAIF & BERBAR étudiants en post-graduation pour leur précieuse aide.

Qu'il nous soit permis de remercier Mr CHABOUR Mustapha pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour sa précieuse contribution pour l'achèvement de ce document.

Nous n'omettrons pas également de remercier vivement tous les enseignants du Département et nos camarades de promotion ainsi que nos amis pour leur soutien et leur agréable compagnie.

*Que tous soient sincèrement
et chaleureusement remerciés.*

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE 1: Etat de l'art .

1 Caractéristiques générales des antennes microrubans

1-1 Structures et formes des antennes microrubans

- a) Eléments simples
- b) Antennes-réseaux microrubans

1-2 Avantages et inconvénients des antennes microrubans

1-3 Domaines d'utilisation 2-2 Modèles semi-empiriques

1-4 Techniques d'alimentation

- a) Alimentation par câble coaxial
- b) Alimentation directe par ligne microruban
- c) Alimentation par couplage à proximité d'une ligne microruban
- d) Alimentation par ouverture dans le plan de masse

2 Modèles d'analyse d'antennes microrubans

2-1 Modèles empiriques

- a) Modèle de la ligne de transmission plane
- b) Modèle de la cavité excitée

2-2 modèles semi-empiriques

- a) L'approche variationnelle
- b) L'approche variationnelle généralisée
- c) L'approche de l'équation intégrale duale
- d) Modèle du courant électrique de surface
- e) Technique de la transformée de Hankel
- f) Méthode de réciprocity
- g) Technique généralisée de la condition limite aux bords

2-3 Modèles rigoureux

- a) La méthode des moments dans le domaine spatial
- b) La méthode des moments dans le domaine spectral
- c) Analyse dans le domaine des transformées
- d) Approche de l'équation intégrale du potentiel (MPIE)

e) Technique de la transformée de Fourier rapide du gradient conjugué (CG -FFT)

CHAPITRE 2: Formules CAO pour la détermination de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée.

1 Introduction

2 Analyse

2-1 Détermination de la fréquence de résonance

2-1-1 Cas d'une antenne rectangulaire

2-1-2 Cas d'une forme circulaire

2-2 Détermination de l'impédance d'entrée

2-2-1 Influence de la sonde coaxiale

2-2-2 Circuit équivalent à la résonance

2-2-3 Antenne rectangulaire

2-2-4 Antenne circulaire

3 Résultats et interprétation

3-1 La fréquence de résonance

3-2 Impédance d'entrée

3-2-1 Influence de la position d'alimentation

3-2-2 Influence de la nature du substrat

3-2-3 Influence des dimensions de l'antenne

3-2-4 Influence d'une couche d'air

4 Conclusion

CHAPITRE 3: Formules CAO pour une antenne avec radôme de protection .

1 Introduction

2 Formulation

2-1 Cas d'une géométrie rectangulaire

2-2 Cas d'une géométrie circulaire

3 Résultats et interprétation :

3-1 La fréquence de résonance

3-2 Impédance d'entrée

4 Conclusion

***CHAPITRE 4: Alimentation par couplage à travers une fente dans
le plan de masse.***

- 1 Introduction
- 2 Le modèle équivalent
- 3 Admittance de la fente
- 4 Résultats obtenus
- 5 Conclusion

CONCLUSION GENERALE

REFERENCES

ANNEXE A

ANNEXE B

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE 1

- Fig. 1.1 Éléments simples (a) dipôle, (b) antenne plaque.
 Fig. 1.2 Principaux éléments rayonnants de forme simple.
 Fig. 1.3 Réseaux d'antennes microrubans.
 Fig. 1.4 Alimentation par câble coaxial.
 Fig. 1.5 Alimentation par ligne microruban .
 Fig. 1.6 Alimentation par couplage électromagnétique à proximité d'une ligne microruban.
 Fig. 1.7 Alimentation par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plans de masse.

CHAPITRE 2

- Fig. 2.1 Géométrie d'une APM, ayant deux couches diélectriques, alimentée par câble coaxial.
 Fig. 2.2 Schéma équivalent d'une APM alimentée par câble coaxial.
 Fig. 2.3 Impédance d'entrée d'une APM circulaire alimentée par câble coaxial, $f_{rés} = 7.70 \text{ GHz}$.
 Fig. 2.4 Impédance d'entrée d'une APM circulaire alimentée par câble coaxial, $f_{rés} = 9.73 \text{ GHz}$.
 Fig. 2.5 Impédance d'entrée d'une antenne microruban rectangulaire alimentée par câble coaxial, $f_{rés} = 2.22 \text{ GHz}$.
 Fig. 2.6 Impédance d'entrée d'une antenne microruban rectangulaire alimentée par câble coaxial, $f_{rés} = 4.43 \text{ GHz}$.
 Fig. 2.7 Variation de la partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la position d'alimentation de deux antennes (circulaire, rectangulaire) pour trois épaisseurs différentes du substrat.
 Fig. 2.8 Influence de la position d'alimentation sur l'impédance d'entrée d'une antenne microruban rectangulaire .
 Fig. 2.9 Influence de la nature du substrat sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire .
 Fig. 2.10 Influence de la nature du substrat sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire .
 Fig. 2.11 Influence du rayon d'une APM circulaire sur son l'impédance d'entrée .
 Fig. 2.12 Influence de la longueur d'une APM rectangulaire sur son impédance d'entrée .
 Fig. 2.13 Impédance d'entrée mesurée [43] et calculée d'une APM circulaire alimentée par une sonde coaxiale, pour trois épaisseurs de la couche d'air.

CHAPITRE 3

- Fig. 3.1 Géométrie d'une APM avec radôme de protection alimentée par câble coaxial.
 Fig. 3.2 Comparaison des résultats obtenus par les formules CAO avec ceux obtenus par la

méthode des moments [50] pour une APM rectangulaire avec radôme de protection.

Fig. 3.3 Comparaison des résultats obtenus par les formules CAO avec ceux de la méthode des moments [52] pour une antenne circulaire avec radôme de protection.

Fig. 3.4 Comparaison des résultats CAO avec ceux de la méthode des moments pour une APM rectangulaire sans radôme de protection .

Fig. 3.5 Comparaison des résultats CAO avec ceux des mesures [50] pour une APM rectangulaire avec radôme de protection .

Fig. 3.6 Influence de l'épaisseur du radôme de protection sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire.

Fig. 3.7 Influence de la nature du substrat du radôme de protection sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire.

Fig. 3.8 Influence de l'épaisseur du radôme sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire .

Fig. 3.9 Influence de la permittivité du radôme sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire.

CHAPITRE 4

Fig. 4.1 Géométrie d'une antenne rectangulaire alimentée par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse.

Fig. 4.2 Modélisation de la fente à l'aide de sources magnétiques équivalentes.

Fig. 4.3 Schéma équivalent du couplage entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation à travers la fente.

Fig 4.4 Impédance d'entrée mesurée [58] et calculée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente

Fig 4.5 Influence de l'épaisseur t du substrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente .

Fig 4.6 Influence de la longueur W_g de la fente sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une ouverture dans le plan de masse.

Fig. 4.7 Variation de la résistance maximale et de la fréquence de résonance d'une APM rectangulaire alimentée à travers une ouverture dans le plan de masse en fonction de la longueur de la fente.

Fig. 4.8 Influence de l'offset x_0 de la fente sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une ouverture dans le plan de masse.

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

Le développement des moyens de transmission de l'information qui constitue l'une des caractéristiques principales de notre époque résulte d'une part, de la croissance continue des besoins et d'autre part, des possibilités nouvelles offertes par les progrès techniques.

Les faisceaux hertziens, les communications par satellites et les radars utilisent le plus souvent des antennes à réflecteurs qui possèdent un bon rendement, une grande pureté de polarisation et une large bande de fréquence.

Bien que ces antennes aient des avantages, elles présentent de nombreux inconvénients pour des applications qui nécessitent une grande mobilité (missiles, satellites, avions ...).

L'introduction de la technologie des circuits imprimés dans le domaine des hyperfréquences a permis la réalisation des antennes microrubans et par la suite, les antennes-réseaux imprimées; ces éléments remplacent peu à peu les antennes classiques dans de nombreuses applications en raison de leurs faibles poids et des perspectives techniques qu'elles ouvrent: balayage électronique, auto-adaptativité et possibilités de fonctions multiples.

Depuis, plusieurs applications des antennes imprimées ont été mises en oeuvre dans le domaine des télécommunications, des radars et dans des utilisations moins classiques telles que les communications entre mobiles et la régulation du trafic routier.

En outre, cette technologie s'avère très adaptée aux réalisations miniatures telles que les capteurs électromagnétiques et pour des applications médicales (traitement des tumeurs par hyperthermie).

Le succès spectaculaire rencontré par les antennes microrubans et les nouvelles perspectives que nous promet l'utilisation de la technologie des circuits imprimés ont incité les chercheurs à intensifier leurs travaux en envisageant de nouvelles géométries d'éléments rayonnants qui permettront :

- une polarisation circulaire;
- l'obtention d'une large bande;
- la réalisation d'antennes bibandes (émission et réception);
- la protection de l'antenne contre l'environnement à l'aide d'un revêtement diélectrique;
- des facilités pour l'intégration d'éléments actifs.

Bénéficiant des plus récentes améliorations apportées aux antennes microrubans (couche protectrice, nouvelles configurations d'alimentation...), nous présenterons dans notre travail des méthodes simples et rapides s'adaptant aux programmes de conception assistée par ordinateur

(CAO) et ce, pour le calcul de quelques caractéristiques (fréquence de résonance et impédance d'entrée) des antennes plaques microrubans (APM) de forme rectangulaire ou circulaire.

Une description des antennes microrubans, des différentes géométries d'éléments rayonnants, des types d'excitations ainsi que des diverses techniques d'analyse utilisées fera l'objet d'une étude générale dans le premier chapitre.

Le second chapitre présentera une méthode simple pour le calcul de quelques caractéristiques radioélectriques des APM de forme rectangulaire ou circulaire ayant deux couches diélectriques; les résultats théoriques obtenus seront comparés à des mesures effectuées au niveau du Laboratoire de Télécommunications de l'ENP.

Le troisième chapitre reprendra l'étude précédente en considérant cette fois un radôme de protection sur une antenne monocouche de forme rectangulaire ou circulaire. On notera que seul le calcul de la fréquence de résonance a bénéficié de formules (CAO); l'évaluation de l'impédance d'entrée pour les deux géométries d'antennes sera effectuée d'une manière plus rigoureuse (méthode des moments).

Le dernier chapitre relatera une nouvelle évaluation de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée pour une APM rectangulaire alimentée par couplage électromagnétique à travers une ouverture dans le plan de masse.

CHAPITRE 1

Etat de l'art

- 1- Caractéristiques générales des antennes microrubans
- 2- Méthodes d'Analyse d'antennes microrubans

Etat de l'art

1 Caractéristiques générales des antennes microrubans :

1-1 Structures et formes des antennes microrubans :

Un circuit imprimé classique est formé d'un substrat mince en matériau isolant (diélectrique), caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , son angle de perte $\text{tg}\delta$, sa perméabilité magnétique relative μ_r et son épaisseur H (généralement faible devant la longueur d'onde); sur cet isolant sont disposées de fines couches métalliques.

En hyperfréquence, il est usuel de métalliser tout un côté du substrat (plan de masse), tandis que l'autre côté n'est couvert que partiellement de métal; on parle alors de structures microrubans.

Plusieurs types d'antennes sont utilisés en pratique. Chaque type présente différentes formes géométriques; elles sont regroupées en deux grandes parties essentielles [1]:

a) Eléments simples :

Cette catégorie regroupe deux importantes configurations: les dipôles imprimés et les antennes plaques microrubans (Fig. 1.1).

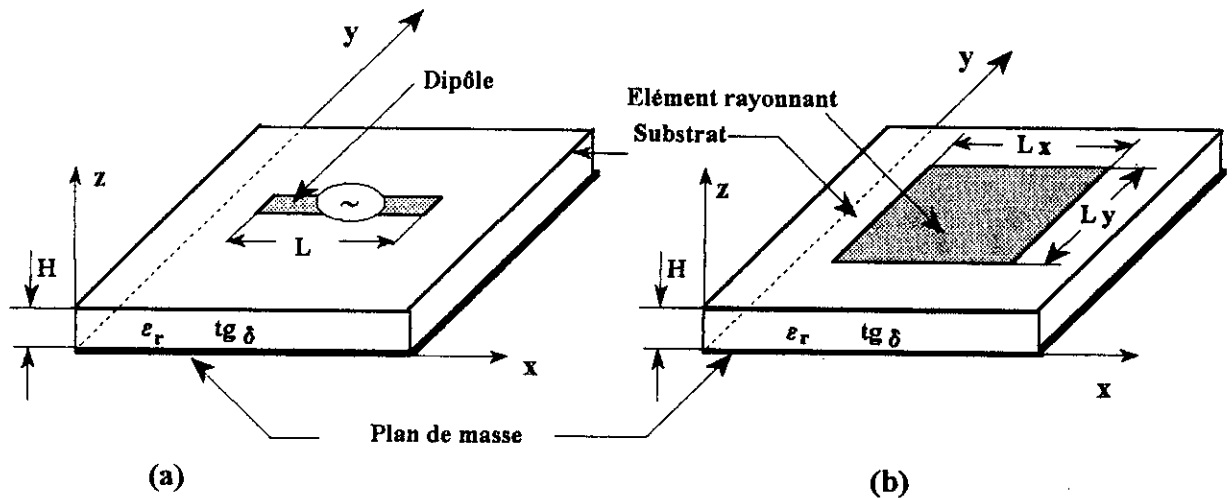


Fig. 1.1 Eléments simples (a) dipôle, (b) antenne plaque.

Les dipôles sont généralement utilisés en longueur demi-onde ou en longueur d'onde, par contre, les APM sont utilisées avec différentes dimensions et en plusieurs formes géométriques (Fig. 1.2).

Les caractéristiques de ces antennes peuvent être déterminées en considérant la distribution du courant sur l'élément rayonnant (courant de conduction) ainsi que la distribution

du courant dans le diélectrique (courant de polarisation) dû à la différence de potentiel entre l'élément rayonnant et le plan de masse.

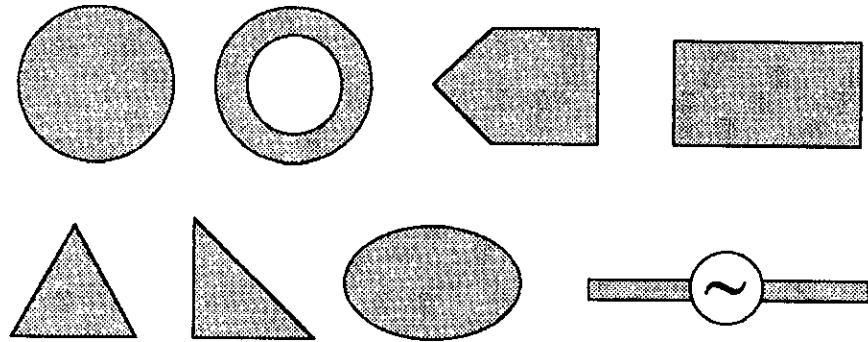
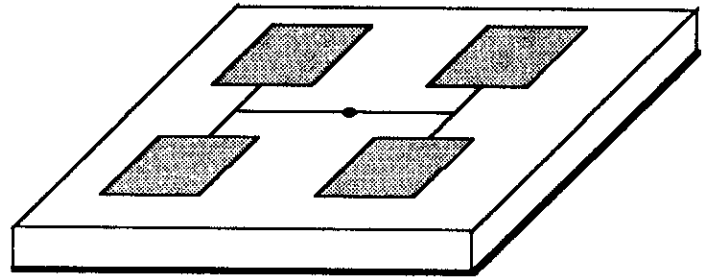


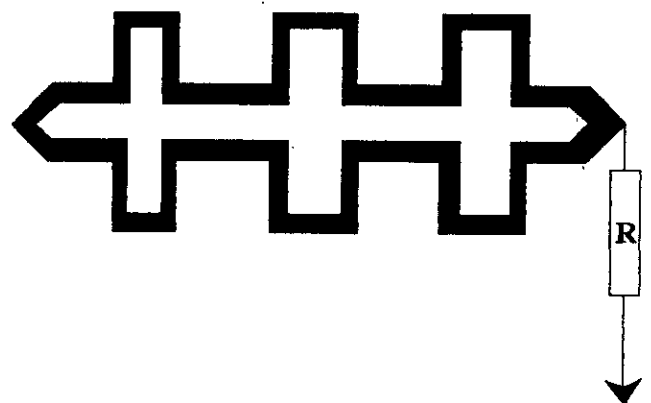
Fig. 1.2 Principaux éléments rayonnants de forme simple.

b) Antennes-réseaux microrubans :

Dans certaines applications en hyperfréquence, et surtout en ondes millimétriques, les caractéristiques radioélectriques des antennes simples s'avèrent insuffisantes. Pour y remédier, de nouvelles configurations ont été mises en place; ces configurations sont sous forme de réseaux de dipôles imprimés, de réseaux d'antennes microrubans ou sous forme d'antennes à ondes progressives (Fig. 1.3).



(a) Réseaux d'antennes microrubans.



(b) Réseaux d'antennes à ondes progressives.

Fig. 1.3 Réseaux d'antennes.

Les antennes à ondes progressives ont des structures répétitives de l'élément rayonnant; ce dernier est constitué d'un conducteur mesurant quelques longueurs d'onde, dont l'une de ses extrémités est terminée par une charge adaptée .

Le développement qui suit se limitera à l'étude d'une antenne plaque à élément rayonnant rectangulaire ou circulaire. L'étude théorique de chaque chapitre sera effectué en prenant en considération les hypothèses suivantes :

- les dimensions du substrat et du plan de masse sont supposées infinies dans les directions du plan xy (Fig. 1.1); cette hypothèse est en effet plus crédible lorsque les dimensions de l'élément rayonnant sont négligeables devant celles du plan de masse.
- le substrat est supposé linéaire, homogène, isotrope et non aimantable ($\mu = \mu_0$).

1-2 Avantages et inconvénients des antennes microrubans:

Une antenne microruban présente essentiellement, par rapport aux autres types d'antennes hyperfréquence, les avantages suivants:

- un faible poids de l'antenne et surtout un moindre encombrement, ce qui est très utile pour les stations mobiles;
- une épaisseur réduite qui permet une bonne résistance au vent;
- un coût de fabrication très réduit;
- une possibilité de les imprimer sur des surfaces non planes et de les fabriquer en série;
- une intégration aisée dans la structure de l'antenne de dispositifs modulaires tels que: déphaseurs, mélangeurs, diviseurs de puissance, modulateurs, amplificateurs ...
- une possibilité de mise en réseau .

Ce type d'antenne présente aussi quelques inconvénients majeurs dont principalement :

- une bande passante relativement étroite en raison de leur principe de fonctionnement basé sur la résonance;
- une apparition de rayonnements parasites (ondes de surface, rayonnements par les discontinuités);
- un faible gain;
- de faibles puissances supportées par rapport aux antennes classiques;
- un rendement trop bas à cause des pertes;
- des problèmes de tolérances additionnelles.

1-3 Domaines d'utilisation :

Les avantages des antennes microrubans l'emportent de loin sur leurs inconvénients; leurs utilisation est généralisée à plusieurs applications et particulièrement en :

- Télédiffusion par satellite;
- Télécommunications spatiales;
- Commande et contrôle à distance des systèmes;
- Applications biomédicales;
- Applications militaires.

Ce type d'antennes connaît sans cesse d'énormes développements et extensions de ses diverses applications.

1-4 Techniques d'alimentation :

Il existe plusieurs manières d'alimenter les APM. Nous citerons dans ce qui suit les différentes configurations :

a) Alimentation par câble coaxial :

En raison de la simplicité de réalisation, cette alimentation est très utilisée en pratique. Elle consiste à relier l'âme central du câble coaxial à l'élément rayonnant à travers le substrat diélectrique et le plan de masse (Fig. 1.4) .

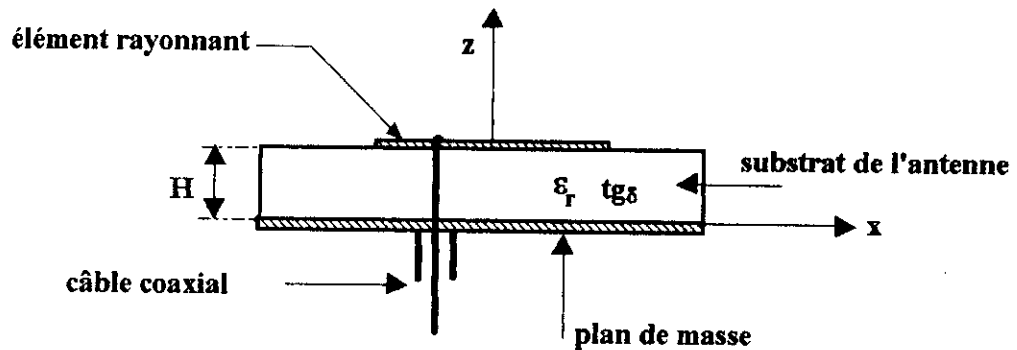


Fig. 1.4 Alimentation par câble coaxial.

L'alimentation coaxiale est bien adaptée à une excitation indépendante de chaque élément.

Elle possède les avantages suivants:

- la position du point d'excitation de l'antenne peut varier sur toute sa surface, offrant ainsi les possibilités d'adaptation de l'antenne au circuit d'alimentation;
- la présence du câble ne perturbe que très faiblement le rayonnement de l'antenne.

Cependant, cette technique pose des problèmes technologiques lors de la réalisation d'un réseau en raison des percements du substrat et des soudures faites sur chaque élément rayonnant.

b) Alimentation directe par ligne microruban :

L'élément rayonnant et sa ligne microruban d'alimentation sont imprimés sur le même substrat (Fig. 1.5). Cette technologie est très employée en raison de sa simplicité. Cependant, elle s'avère mal adaptée à une alimentation indépendante de chaque élément (cas d'un réseau); de plus, elle s'accompagne d'un rayonnement parasite dû à la ligne d'alimentation .

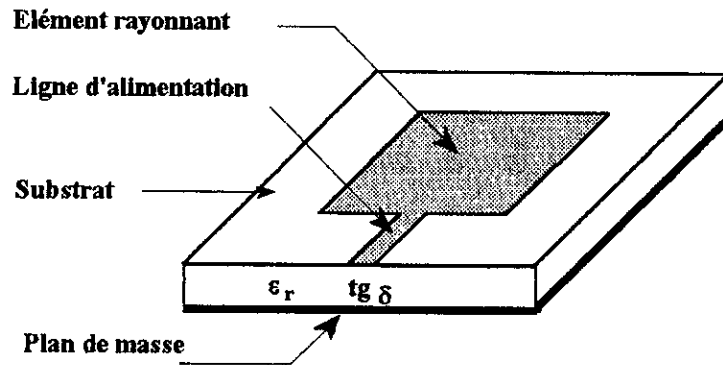


Fig. 1.5 Alimentation par ligne microruban .

c) Alimentation par couplage à proximité d'une ligne microruban :

Ce type d'alimentation ne présente plus de problèmes d'adaptation par le fait que la ligne microruban n'est plus connectée à l'élément rayonnant; elle se situe soit dans le même plan et parallèlement à celui-ci (Fig.1.6.a), soit entre le plan de masse et l'élément rayonnant (Fig.1.6 .b). L'excitation se fait donc par couplage électromagnétique.

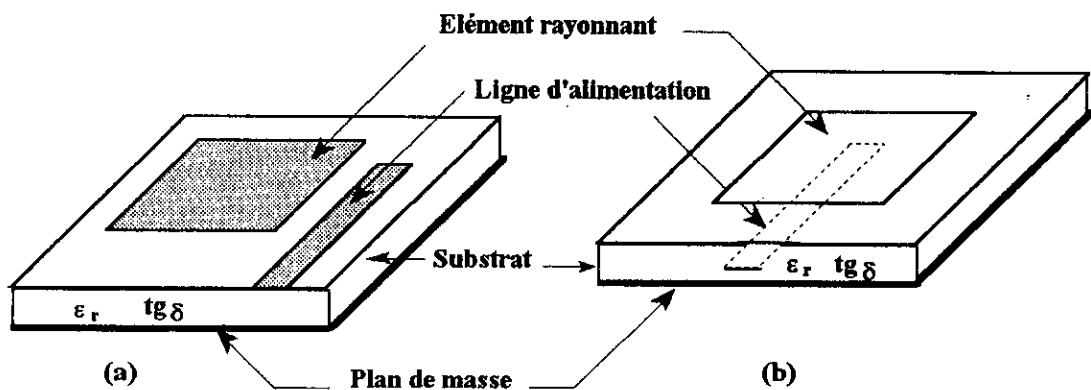


Fig. 1.6 Alimentation par couplage électromagnétique à proximité d'une ligne microruban.

d) Alimentation par ouverture dans le plan de masse :

L'élément rayonnant et le circuit microruban d'alimentation sont placés de part et d'autre du plan de masse; une ouverture pratiquée dans celui-ci permet l'excitation de l'antenne par couplage électromagnétique (Fig.1.7). Ce type d'alimentation fera l'objet du dernier chapitre.

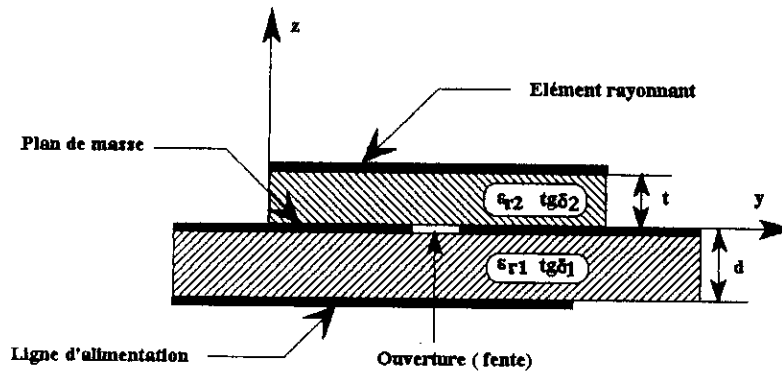


Fig. 1.7 Alimentation par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plans de masse.

2 Méthodes d'analyse d'antennes microrubans :

Les antennes microrubans doivent leur apparition et leur utilisation à l'étude des pertes par rayonnement dans les lignes microrubans utilisées à des fréquences élevées. En effet, ce rayonnement indésirable pour des lignes employées comme moyen de transmission dans les circuits hyperfréquences s'est avéré être une caractéristique très intéressante pour les antennes.

La résolution rigoureuse de tout problème électromagnétique comporte deux étapes [2]:

- 1- la résolution des équations de Maxwell dans chacun des milieux de propagation;
- 2- l'application des relations de continuité des composantes tangentielles des champs sur les surfaces de séparation entre milieux (air-diélectrique-métal-air).

Un certain nombre de méthodes de résolution sont disponibles, dans lesquelles les deux étapes sont plus ou moins imbriquées. Il s'agit de choisir avec perspicacité, parmi les différentes variantes, celle qui s'adapte le mieux à notre application (temps de calcul, précision...).

On pourra regrouper ces méthodes en trois groupes:

2-1 Modèles empiriques :

Regroupant le modèle de la ligne de transmission et celui de la cavité, ces modèles sont basés sur des hypothèses relatives aux différents mécanismes de radiation de l'antenne.

Applicable plutôt pour la pratique que pour la théorie, ces modèles ont des précisions satisfaisantes pour des fréquences inférieures à celles de la bande X (8 à 12 GHz).

a) Modèle de la ligne de transmission :

Le modèle de la ligne de transmission initié par MUNSON [3], conduit à des résultats adéquats pour plusieurs applications techniques et demande peu de temps de calcul; son inconvénient est qu'il n'est applicable qu'aux géométries rectangulaires de longueurs très supérieures à la largeur.

Récemment amélioré et complété, il est actuellement possible de tenir compte des pertes dans le substrat, de l'influence de l'excitation, des modes supérieurs et d'étudier des formes géométriques arbitraires [4].

b) Modèle de la cavité :

Ce modèle traite l'antenne comme étant une cavité ayant des murs à impédance complexe très élevée; les bords de l'antenne peuvent être remplacés par des murs magnétiques capables de supporter une infinité de modes; ainsi, une formulation simple des expressions des champs dans la cavité est obtenue.

De nouvelles variantes de ce modèle permettent d'une part, une extension du domaine d'application aux ondes millimétriques et ce, pour des formes géométriques arbitraires de l'élément rayonnant et d'autre part, une meilleure évaluation des caractéristiques en tenant compte des pertes du substrat.

2-2 Modèles semi-empiriques :

Ce type de modèle permet de donner une formulation plus rigoureuse des expressions utilisées qui prennent en considération les effets des ondes de surface.

Plusieurs approches et techniques ont fait l'objet de ce choix. On citera parmi elles:

a) L'approche variationnelle :

Suggérée par UZUNOGLU et al. [5] pour les dipôles imprimés, cette approche a été étendue à d'autres formes d'antennes.

Cette technique consiste à utiliser les fonctions de Green pour un doublet de Hertz posé horizontalement sur le substrat diélectrique; l'impédance d'entrée de l'antenne est évaluée par des expressions variationnelles en supposant une distribution du courant sur le dipôle (généralement sinusoïdale).

Principalement valable pour des substrats minces (i.e en microondes), cette méthode est d'autant plus précise pour des substrats épais (i.e en ondes millimétriques) lorsque l'on s'approche de la fréquence de résonance.

b) L'approche variationnelle généralisée :

Proposée par SUZUKI et CHIBA [6], cette méthode est une combinaison de l'approche précédente et de la technique de l'expansion modale. Elle suppose:

- un substrat diélectrique mince avec la propagation seule des modes quasi-TEM;
- des murs magnétiques parfaits aux bords de l'antenne;

- des approches variationnelles pour l'évaluation des fonctions de Green .

Ces suppositions ont pour conséquence, une limitation du champ d'application à des fréquences inférieures à 30 GHz.

c) L'approche de l'équation intégrale duale :

Cette méthode suggérée par CHEW et KONG [7], analyse le problème d'une antenne circulaire excitée par une sonde verticale pour une très faible épaisseur de métallisation et une distribution uniforme du courant dans la sonde.

La convergence des résultats obtenus est d'autant plus grande lorsque l'on considère un modèle résonateur de murs magnétiques pour de faibles épaisseurs du substrat.

Bien que cette technique nous offre d'excellents résultats pour des fréquences très élevées, elle exige en contre partie un grand effort de programmation.

d) Modèle du courant électrique de surface :

Proposé par ASHKENAZY et al. [8,9], ce modèle dépend de la supposition faite concernant la distribution de la densité de courant sur la surface de l'antenne; la différence entre ce modèle et l'approche variationnelle peut être résumée ainsi :

- ce modèle est valable pour des substrats épais, alors que l'approche variationnelle est valable uniquement pour des diélectriques minces;
- le domaine d'application de ce modèle s'étend à toutes les formes géométriques d'antennes, par contre la première approche est principalement utilisée pour les dipôles imprimés;
- ce modèle analyse la structure de l'antenne en utilisant la transformée de Fourier, l'autre par contre utilise le domaine spatial.

Bien que cette méthode prenne en compte dans son analyse les effets des ondes de surface, elle présente des limites et parmi elles :

- la supposition d'une distribution axiale du courant qui influe sur la précision des calculs pour des fréquences élevées;
- le calcul de l'impédance d'entrée de l'antenne qui ne tient pas en compte de l'influence de l'alimentation;
- la considération d'un plan de masse infini.

e) Technique de la transformée de Hankel :

Cette technique a été proposée par ARAKI et al. [10]; elle présente une formulation du problème dans le domaine de Hankel et ce pour des antennes circulaires. Elle tient compte de

l'épaisseur du substrat et de l'effet des ondes de surfaces dans son analyse ce qui justifie d'une manière raisonnable son utilisation pour les ondes millimétriques.

f) Méthode de réciprocité :

La méthode de réciprocité présentée par POZAR [11], utilise le théorème de réciprocité et les fonctions de Green exactes (dans le domaine spectral) pour le substrat diélectrique afin d'évaluer le courant de l'antenne par la méthode des moments.

Ce modèle a été utilisé pour les antennes à ouverture et les APM de forme rectangulaire alimentées à travers une fente; ces deux configurations supposent être alimentées par une ligne microruban de longueur infinie.

La méthode de réciprocité est un outil analytique puissant pour l'évaluation des caractéristiques des antennes. Cependant, elle présente des insuffisances dues à la négligence des modes supérieurs dans l'évaluation des champs de la ligne d'alimentation.

g) Technique généralisée de la condition limite aux bords :

La méthode suggérée par MARTINSON et KUESTER [12], décompose une antenne de forme quelconque (alimentation incluse) en plusieurs séries discrètes de segments connectés; dans chaque segment on définit un courant et une tension équivalente en supposant une propagation du mode TEM.

Cette méthode prend en compte les effets dynamiques du bord de l'antenne et le couplage mutuel entre différents points de ce bord. Pour ce faire une condition limite généralisée mise sous forme intégrale nous permet une meilleure évaluation des caractéristiques de l'antenne.

Le plus grand inconvénient de cette technique porte sur les suppositions relatives aux substrats minces qui limitent le champ d'application de la méthode aux ondes microondes.

2-3 Modèles rigoureux :

Dans cette catégorie, les méthodes sont plus rigoureuses; on peut y citer :

a) La méthode des moments dans le domaine spatial :

Utilisée pour la première fois par TULYATHAN [13], cette méthode permet une évaluation des caractéristiques d'une antenne en résolvant une équation intégrale dont les courants de surface et le courant d'alimentation sont les inconnus.

L'inconvénient majeur de cette méthode est qu'elle nécessite une très grande précision pour le calcul des courants et on y remédie en oeuvrant dans le domaine spectral.

b) La méthode des moments dans le domaine spectral :

Cette technique a été utilisée d'une manière extensive pour l'analyse des antennes microrubans. Les différentes étapes utilisées peuvent être résumées comme suit :

- formulation de l'équation intégrale contenant le courant d'antenne inconnu et les fonctions de Green;
- calcul des fonctions de Green pour le substrat diélectrique;
- évaluation numérique des intégrales de Sommerfeld;
- utilisation de la méthode de Galerkin pour le calcul du courant de surface (en incluant le courant de surface dans le cas de l'alimentation par ligne);
- détermination des caractéristiques de l'antenne.

L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite un grand effort de programmation.

c) Analyse dans le domaine des transformées :

Dans cette catégorie, des approches dans le domaine spectral ont été utilisées par ITOH et MENZEL [14] pour des APM de forme rectangulaire, et par ARAKI et ITOH [15] pour des antennes circulaires.

Cette méthode consiste à utiliser le domaine de la transformée de Fourier pour transformer les équations intégrales du problème en équations algébriques; la résolution de ces équations par la méthode de Galerkin nous permettra d'évaluer les différentes caractéristiques de l'antenne.

d) Approche de l'équation intégrale du potentiel (MPIE) :

Proposée par MOSIG [16] pour une analyse d'une antenne de forme quelconque, cette approche est basée sur les travaux de HARRINGTON [17] pour les antennes microrubans en utilisant la méthode des moments dans le domaine spatial.

e) Technique de la transformée de Fourier rapide du gradient conjugué (CG -FFT) :

Suggérée par WILLIS et SENGUPTA [18], cette technique permet de distinguer les courants existant en haut et en bas de l'antenne.

Les étapes suivies par ces auteurs pour l'évaluation de ces courants se résument comme suit:

- recherche des fonctions de Green dyadiques pour le plan de masse couvert par un diélectrique;
- formulation de l'équation intégrale pour le calcul du courant total de l'antenne;
- solution de l'équation intégrale dans le domaine spectral en la ramenant en un problème bidimensionnel par le choix du point d'observation sur la surface de l'antenne.

CHAPITRE 2

Formules CAO pour la détermination de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée

- 1- Introduction
- 2- Analyse
- 3- Résultats et interprétations
- 4- Conclusion

1 Introduction :

L'impédance d'entrée et la fréquence de résonance d'une antenne de forme rectangulaire ou circulaire excitée par sonde coaxiale ont fait l'objet de nombreux développements théoriques rigoureux [19,20] conduisant à des résultats très précis.

Cependant, les méthodes utilisées sont souvent consommatrices de temps de calcul et aboutissent à des schémas équivalents complexes. Il est souvent utile d'obtenir des résultats moins précis dans un temps de calcul beaucoup plus bref à l'aide de méthodes simples.

Récemment, la méthode de la cavité a été améliorée par DAMIANO et PAPIERNIK [21] dans le but de donner une formulation analytique simple (tenant compte des effets de bords) de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire ou circulaire alimentée par câble coaxial.

La figure 2.1 illustre la géométrie d'une antenne microruban, ayant deux couches diélectriques, alimentée par câble coaxial. La permittivité complexe [21] équivalente de la structure est donnée en Annexe A.

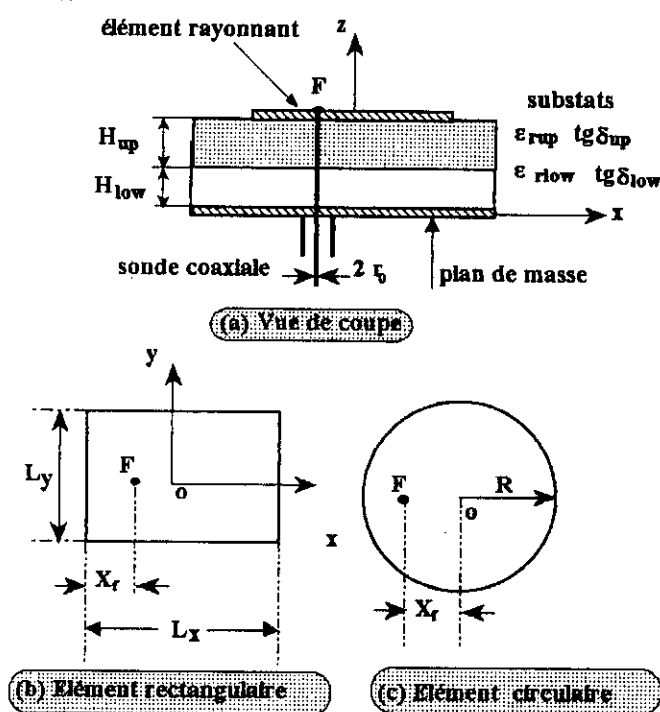


Fig. 2.1 Géométrie d'une APM, ayant deux couches diélectriques, alimentée par câble coaxial.

2 Analyse :

2-1 Détermination de la fréquence de résonance :

2-1-1 Cas d'une antenne rectangulaire :

La fréquence de résonance du mode TM_{mn} d'une APM rectangulaire de longueur L_x et de largeur L_y , comparables à $\lambda/2$ est donnée par WOLFF [22]:

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}}} \sqrt{\left(\frac{m}{L_{y\text{ eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{x\text{ eff}}}\right)^2} \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2-1)$$

où

- c_0 est la célérité de la lumière dans le vide;
- $L_{y\text{ eff}}$ et $L_{x\text{ eff}}$ sont les dimensions transverses effectives de l'élément rayonnant;
- ϵ_{dyn} est la permittivité dynamique.

Dans ce qui suit, nous nous intéresserons seulement au mode fondamental ($m=0, n=1$ si $L_x > L_y$) pour lequel la fréquence de résonance s'écrit comme suit :

$$f_{01} = f_{rés} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}} L_{x\text{ eff}}} \quad (2-2)$$

La permittivité dynamique ϵ_{dyn} a été introduite par WOLFF [22]. Elle dépend des paramètres géométriques (L_x, L_y, H) et physiques (ϵ_r , distribution du champ du mode étudié) de l'antenne. Elle est donnée par :

$$\epsilon_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\epsilon)}{C_{dyn}(\epsilon_0)} \quad (2-3)$$

où :

- ϵ_0 est la permittivité dans le vide
- $C_{dyn}(\epsilon)$ est la capacité dynamique totale du condensateur formé par l'élément rayonnant et le plan de masse, séparés par un diélectrique de permittivité $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$. Cette capacité tient compte des effets de bords.

- $C_{dyn}(\epsilon_0)$ est la capacité dynamique totale $C_{dyn}(\epsilon)$ lorsque $\epsilon_r = 1$.

La capacité dynamique totale s'écrit :

$$C_{dyn}(\epsilon) = C_{0\text{ dyn}}(\epsilon) + 2 C_{ex\text{ dyn}}(\epsilon) + 2 C_{ey\text{ dyn}}(\epsilon) \quad (2-4)$$

avec:

- a) $C_{0\text{ dyn}}(\epsilon)$ la capacité dynamique principale sans tenir compte des effets de bords :

$$C_{0\text{ dyn}}(\epsilon) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r L_x L_y}{2 H} \quad (2-5)$$

- b) $C_{ex\text{ dyn}}(\epsilon)$ et $C_{ey\text{ dyn}}(\epsilon)$ représentant les capacités dynamiques dues aux effets de bords des cotés de dimensions L_x et L_y . Elles sont données par :

$$C_{ex\text{ dyn}}(\epsilon) = 0.25 L_x \left(\frac{Z_{yh}}{c_0 Z_{yhe}^2} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r L_y}{H} \right) \quad (2-6)$$

$$C_{ey \text{ dyn}}(\varepsilon) = 0.5 L_y \left(\frac{Z_{xh}}{c_0 Z_{xhe}^2} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r L_x}{H} \right) \quad (2-7)$$

- Z_{xhe} est l'impédance caractéristique d'une ligne microruban de largeur L_x , placée sur un substrat d'épaisseur H et de permittivité effective ε_{effx} . Lorsque $L_x/H \gg 1$, Z_{xhe} est donnée par :

$$Z_{xhe} = \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_{effx}}} \left(\frac{L_x}{H} + 1.399 + 0.667 \ln \left(\frac{L_x}{H} + 1.444 \right) \right)^{-1} \quad (2-8)$$

ε_{effx} est donnée par la formule de :

- SCHNEIDER [31] :
$$\varepsilon_{effx} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{L_x} \right)^{-1/2} \quad (2-9)$$

- HAMMERSTAD [32]:
$$\varepsilon_{effx} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{L_x} \right)^{-v_x} \quad (2-10)$$

avec :

$$v_x = 0.564 \exp \left(\frac{-0.2}{\varepsilon_r + 0.3} \right) \left[1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u_x^4 + \left(\frac{u_x}{52} \right)^2}{u_x^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u_x}{18.1} \right)^3 \right) \right] \quad (2-11)$$

où

$$u_x = \frac{L_x}{H}$$

- Z_{xh} est l'impédance caractéristique d'une ligne microruban de largeur L_x dans l'air ($\varepsilon_r = 1$, $\varepsilon_{effx} = 1$);
- Z_{yhe} , Z_{yh} et ε_{effy} sont obtenus en remplaçant L_x par L_y respectivement dans les expressions de Z_{xhe} , Z_{xh} et ε_{effx} (2-8 à 2-11).

$L_{x \text{ eff}}$ est la longueur effective de l'antenne microruban donnée par GARG [23]:

$$L_{x \text{ eff}} = L_x + \frac{(L_{y \text{ eq}} - L_y) (\varepsilon_{effy} + 0.3)}{2 (\varepsilon_{effy} - 0.258)} \quad (2-12)$$

$L_{y \text{ eq}}$ est la largeur équivalente de l'antenne, obtenue par LO [24] à partir du modèle du guide d'onde plan, donné par:

$$L_y \text{ eq} = \frac{120\pi H}{Z_{ay} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}y}}} \quad (2-13)$$

où :

Z_{ay} est l'impédance d'une ligne microruban de largeur L_y d'épaisseur H remplie de diélectrique de permittivité relative ϵ_r . Elle est donnée par la relation suivante [25] :

$$Z_{ay} = \frac{60\pi}{Z_a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-14)$$

$$Z_a = \frac{L_y}{2H} + 0.441 + \frac{0.082 (\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} + \frac{1 + \epsilon_r}{2\pi \epsilon_r} \left(1.451 + \text{Ln} \left(0.94 + \frac{L_y}{2H} \right) \right) \quad (2-15)$$

2-1-2 Cas d'une forme circulaire :

La fréquence de résonance du mode TM_{mn} d'une antenne microruban de forme circulaire est donnée par la relation [26] :

$$f_{mn} = \frac{\alpha_{mn} c_0}{2\pi R_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}} \quad (2-16-a)$$

avec :

a) α_{mn} le $m^{\text{ème}}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n : $J_n(x)$. Pour le mode fondamental le TM_{11} , la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{11} = f_{\text{rés}} = \frac{\alpha_{11} c_0}{2\pi R_{\text{eff}} \sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}} \quad (2-16-b)$$

où $\alpha_{11} = 1.8411837813\dots$

b) R_{eff} le rayon effectif de l'élément rayonnant;

c) ϵ_{dyn} la permittivité dynamique introduite par WOLFF [22]. Elle dépend des dimensions de l'antenne ($R, 2H$), de la permittivité relative ϵ_r du substrat et de la distribution du champ du mode étudié. Elle s'exprime par :

$$\epsilon_{\text{dyn}} = \frac{C_{\text{dyn}}(\epsilon)}{C_{\text{dyn}}(\epsilon_0)} \quad (2-17)$$

où $C_{\text{dyn}}(\epsilon)$ est la capacité dynamique totale du condensateur formé par l'élément rayonnant et le plan de masse séparés par un diélectrique de permittivité $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$. Elle tient compte des effets de bords. $C_{\text{dyn}}(\epsilon_0)$ est la capacité dynamique totale lorsque $\epsilon = \epsilon_0$ ($\epsilon_r = 1$).

L'expression de $C_{\text{dyn}}(\epsilon)$ est la suivante :

$$C_{\text{dyn}}(\epsilon) = C_{0 \text{ dyn}}(\epsilon) + C_{e \text{ dyn}}(\epsilon) \quad (2-18)$$

avec :

a) $C_{0 \text{ dyn}}(\epsilon)$: la capacité dynamique principale du mode fondamental TM_{11} . Elle ne tient pas compte des effets de bords; son expression s'écrit comme suit :

$$C_{0 \text{ dyn}}(\epsilon) = \frac{0.3525 \epsilon_0 \epsilon_r \pi R^2}{H} \quad (2-19)$$

b) $C_{e \text{ dyn}}(\epsilon)$: la capacité dynamique due aux effets de bords pour le mode fondamental. Elle est donnée par :

$$C_{e \text{ dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{2} C_{e \text{ stat}}(\epsilon) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 \epsilon_r \pi R_{\text{eff}}^2}{H} \quad (2-20)$$

Où la capacité statique de WOLFF [22] due aux effets de bords de l'antenne microruban a été remplacée par celle étudiée par CHEW [27]. Ainsi il est possible de définir un nouveau rayon effectif R_{eff} de l'antenne quand $R/H > 2$.

$$R_{\text{eff}} = R \sqrt{S} \quad (2-21)$$

avec :

$$S = 1 + \frac{2H}{\pi \epsilon_r R} \left(\text{Ln} \left(\frac{R}{2H} \right) + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + (0.268 \epsilon_r + 1.65) \frac{H}{R} \right) \quad (2-22)$$

$C_{\text{dyn}}(\epsilon_0)$ est obtenue à partir de $C_{\text{dyn}}(\epsilon)$ en remplaçant ϵ_r par 1.

2-2 Détermination de l'impédance d'entrée :

2-2-1 Influence de la sonde coaxiale :

La détermination de l'impédance d'entrée dépend essentiellement de la complexité du modèle d'excitation. La plupart des formules analytiques évaluant l'impédance d'entrée de la sonde coaxiale est basée sur le modèle de deux plaques parallèles et infinies.

Beaucoup d'auteurs posent, à l'application de ces formules aux antennes microrubans, les conditions nécessaires suivantes :

- une longueur de la sonde petite devant les dimensions transverses de l'antenne;
- une position de la sonde loin des bords de l'antenne.

Dans ces conditions, les modèles donnent une bonne approximation du champ et une bonne représentation du courant dans la sonde coaxiale. Généralement, les formules obtenues

sont valables seulement pour une petite bande de fréquence autour de la fréquence de résonance.

Le modèle de la cavité qui utilise un courant d'alimentation uniforme donne de bons résultats seulement pour une épaisseur du substrat $H < 0.01 \lambda_0$. Le modèle de la ligne de transmission donne des résultats très proches des mesures expérimentales pour $H < 0.02 \lambda_0$.

Des expressions analytiques très précises sont obtenues en considérant un courant constant le long du conducteur intérieur de la sonde coaxiale. Il a été démontré théoriquement que le courant constant le long du cylindre entre les deux plaques infinies est équivalent à un cylindre infini dont la densité de courant est constante. L'impédance de la sonde en présence des deux plaques peut être évaluée par l'expression suivante [28] :

$$Z_p = \frac{\omega \mu_0 H}{4} H_0^{(2)}(k r_0) J_0(k r_0) \quad (2-23)$$

où

- $H_0^{(2)}$ et J_0 sont respectivement, la fonction de Hankel de seconde espèce et la fonction de Bessel de 1^{ère} espèce d'ordre zéro ;

- k est nombre d'onde donné par :

$$k = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$$

avec k_0 le nombre d'onde dans le vide.

Pour de petites valeurs de $k r_0$ ($k r_0 < 1$) [29], cette expression se réduit à :

$$Z_p = R_p + j X_p \quad (2-24)$$

$$R_p = \frac{\omega \mu_0 H}{4} \quad (2-25)$$

$$X_p = - \frac{\omega}{2\pi} \mu_0 H \left[\text{Ln} \left(\frac{k r_0}{2} + \gamma \right) \right] \quad (2-26)$$

où $\gamma = 0.57721566490...$ est la constante d'Euler.

Pour de très petites valeurs de $k r_0$ ($k r_0 < 0.1$), elle se réduit à une inductance [28]:

$$Z_p = j X_p = -j 60 k_0 H \text{Ln}(k r_0) \quad (2-27)$$

Pour une augmentation de l'épaisseur du substrat, la distribution du courant varie. Pour cela, Il est nécessaire de définir un modèle d'excitation et résoudre une équation intégrale pour obtenir la distribution du courant. Par conséquent, son application pour des programmes CAO est complexe.

2-2-2 Circuit équivalent à la résonance :

La figure 2.2 illustre le circuit équivalent d'une antenne microruban et de son circuit d'alimentation à la résonance.

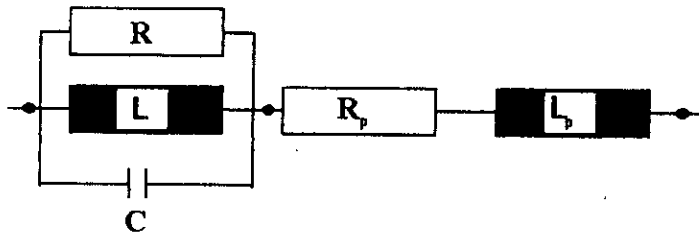


Fig. 2.2 Schéma équivalent d'une APM alimentée par câble coaxial.

L'APM peut être considérée comme un simple circuit résonant R-L-C parallèle autour de la fréquence de résonance fondamentale [42]. Ainsi l'impédance d'entrée Z_{in} est donnée par [30]:

$$R_e(Z_{in}(f)) = R_p + \frac{R_{max}}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{rés}} - \frac{f_{rés}}{f} \right]^2} \quad (2-28)$$

$$\text{Im}(Z_{in}(f)) = X_p - \frac{R_{max} Q_T \left[\frac{f}{f_{rés}} - \frac{f_{rés}}{f} \right]}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{rés}} - \frac{f_{rés}}{f} \right]^2} \quad (2-29)$$

où :

- i) R_p et X_p sont respectivement, la partie réelle et imaginaire de l'impédance de la sonde;
- ii) R_{max} est la résistance d'entrée à la fréquence de résonance au point d'alimentation considéré;
- iii) $f_{rés}$ est la fréquence de résonance du mode fondamental, calculée précédemment.

Pour le calcul de Z_{in} l'évaluation du facteur de qualité Q_T du circuit est nécessaire. Il est donné par :

$$Q_T = \left(\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1} \quad (2-30)$$

Q_c , Q_d et Q_r sont les facteurs de qualité tenant compte respectivement des pertes ohmiques, diélectriques et par rayonnement.

Les expressions de Q_r et Q_c dépendent de la géométrie de l'élément rayonnant ; Q_d est relié au facteur de pertes diélectriques par:

$$Q_d = 1/\text{tg}\delta \quad (2-31)$$

2-2-3 Antenne rectangulaire :

La résistance à la résonance R_{\max} est donnée par [25, 42] :

$$R_{\max} = \frac{Q_T H}{\pi f_{\text{rés}} \epsilon_{\text{dyn}} \epsilon_0 L_x L_y} \cos^2 \left(\frac{\pi X_f}{L_x} \right) \quad (2-32)$$

Le facteur de qualité dû au rayonnement Q_r est donné par [60]:

$$Q_r = \frac{c_0 \sqrt{\epsilon_{\text{dyn}}}}{4 f_{\text{rés}} H} \quad (2-33)$$

Les pertes de cuivre sont données par JAMES [25] :

$$Q_c = \frac{0.786 \sqrt{f_{\text{rés}}} Z_{\text{ay0}} H}{P_{\text{ay}}} \quad (2-34)$$

avec :

- Z_{ay0} : calculée à partir de la formule de Z_{ay} donnée précédemment, en posant $\epsilon_r=1$;

- P_{ay} donnée pour $L_y/H \geq 2$ par :

$$P_{\text{ay}} = \frac{P_{\text{ay1}}}{P_{\text{ay2}}^2} \quad (2-35)$$

$$P_{\text{ay1}} = 2\pi \left(\frac{L_y}{H} + \frac{L_y}{\pi H} \left(0.94 + \frac{L_y}{2H} \right)^{-1} \right) \left(1 + \frac{H}{L_y} \right) \quad (2-36)$$

$$P_{\text{ay2}} = \frac{L_y}{H} + \frac{2}{\pi} \text{Ln} \left(2\pi e \left(0.94 + \frac{L_y}{2H} \right) \right) \quad (2-37)$$

e est la base du logarithme népérien.

2-2-4 Antenne circulaire :

L'expression de R_{\max} est explicitée dans la référence [26] :

$$R_{\max} = \frac{1}{G_T} \frac{J_1^2(k X_f)}{J_1^2(k R)} \quad (2-38)$$

G_T est la conductance totale [26] d'une APM de forme circulaire. Celle-ci est constituée des conductances : de rayonnement G_r , du diélectrique G_d et du conducteur G_c .

$$G_T = G_r + G_d + G_c \quad (2-39)$$

avec :

$$G_r = \frac{2.39}{4 \mu_0 H f_{rés} Q_r} \quad (2-40)$$

$$G_d = \frac{2.39 \operatorname{tg} \delta}{4 \mu_0 H f_{rés}} \quad (2-41)$$

$$G_c = \frac{2.39 \pi (\pi f_{rés} \mu_0)^{-3/2}}{4 H^2 \sqrt{\sigma}} \quad (2-42)$$

où σ est la conductivité de l'élément rayonnant.

Les pertes par rayonnement sont données par [26] :

$$Q_r = \frac{4 R(\alpha_{11}^2 - 1) \varepsilon_r^{3/2}}{H \alpha_{11}^3 F(q)} \quad (2-43)$$

où

$$F(q) = \frac{4}{q^3} \left\{ 2q J_0(2q) + (q^2 - 1) \int_0^{2q} J_0(t) dt \right\} \quad (2-44)$$

avec

$$q = \frac{\alpha_{11}}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2-45)$$

Pour $\varepsilon_r < 12$, un développement polynômial [26] de la fonction de Bessel de 1^{ère} espèce d'ordre zéro permet d'écrire la relation (2-44) sous la forme suivante :

$$F(q) = 2.666667378 - 1.066662519 q^2 + 0.209534311 q^4 - 0.019411347 q^6 + 0.001044121 q^8 - 0.000049747 q^{10} \quad (2-46)$$

Les pertes du cuivre peuvent être calculées par la relation suivante [26] :

$$Q_c = \frac{H}{d_s} \quad \text{avec} \quad d_s = (\pi f \mu_0 \sigma)^{-1/2} \quad (2-47)$$

d_s étant l'épaisseur de peau.

3 Résultats et interprétation :

3-1 La fréquence de résonance :

La fréquence de résonance d'une antenne microruban est souvent définie comme étant la fréquence pour laquelle la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est nulle. Pour des antennes alimentées par une sonde coaxiale, la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est décalée à cause de la contribution réactive de la sonde. Dans ce cas, on définit la fréquence de résonance comme étant la fréquence pour laquelle la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale.

Pour les deux variantes de calcul de ϵ_{eff} (SCHNEIDER [31], HAMMERSTAD [32]), nous présentons dans le Tableau 1 les résultats obtenus de la fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire. Ces résultats sont comparés à ceux calculés par un modèle simple (CARVER [33]) et une méthode rigoureuse (méthode des moments) présentée par SCHAUBERT [34]. Les mesures étant effectuées par CHANG [35].

Nous remarquons que le modèle proposé présente des valeurs plus proches aux mesures que celles calculées par CARVER. Cependant, la méthode des moments s'avère plus précise.

Le Tableau 2 présente les résultats de la fréquence de résonance mesurés par CHANG [35] et calculés par JAMES [36], HAMMERSTAD [32] et ceux obtenus par le modèle proposé.

Nous constatons que les résultats calculés par notre modèle sont en bien meilleur accord avec l'expérience que ceux de HAMMERSTAD [32] et de JAMES [36].

Tableau 1. Fréquence de résonance d'une APM rectangulaire ($\text{tg}\delta = 0.001$).

H/λ_0	L_x (mm)	L_y (mm)	ϵ_r	H (mm)	Exp [35] (GHz)	Théorie		Modèle étudié	
						[33]	[34]	[31]	[32]
0.01	25	40	2.22	0.79	3.94	3.84	3.89	3.89	3.91
0.01	20	30	10.2	1.27	2.26	2.20	2.28	2.37	2.40
0.02	25	40	2.22	1.52	3.84	3.71	3.81	3.78	3.80
0.02	19	30	10.2	2.54	2.24	2.18	2.29	2.42	2.46
0.04	12	20	2.22	1.52	7.72	7.12	7.55	7.35	7.37

Tableau 2. Fréquence de résonance d'une APM rectangulaire.

($\epsilon_r = 2.33$, $\text{tg}\delta = 0.001$, $H = 3.18$ mm)

H/λ_0	L_x (mm)	L_y (mm)	Exp [35] (GHz)	Théorie		Modèle étudié	
				[36]	[32]	[31]	[32]
0.045	19.5	29.5	4.24	4.11	4.34	4.30	4.31
0.062	13	19.5	5.84	5.70	6.12	5.98	5.99
0.080	9	14	7.70	7.46	8.19	7.85	7.86
0.096	7	10.5	9.14	8.89	9.97	9.33	9.35
0.108	6	9	10.25	9.82	11.18	10.34	10.32

A partir des Tableaux 1 et 2, nous constatons que la méthode étudiée donne de meilleurs résultats en utilisant la formule de SCHNEIDER pour le calcul de ϵ_{eff} .

Pour les antennes rectangulaires dont le substrat est l'air, le Tableau 3 présente une comparaison de nos résultats théoriques avec ceux de JAMES [36], ceux de HAMMERSTAD [32] et les mesures effectuées par LIN [37]. Nous constatons que l'évaluation de la fréquence de résonance par le modèle étudié est faite avec une excellente précision.

Tableau 3. Fréquence de résonance d'une APM rectangulaire dont le substrat est l'air.

H/λ_0	L_x (mm)	L_y (mm)	ϵ_r	H (mm)	Exp [37] (GHz)	Théorie		Modèle étudié [31]
						[36]	[32]	
0.159	17.8	26.7	1.05	14.4	3.32	3.13	4.46	3.27
0.167	17.8	26.7	1.05	16.4	3.06	2.91	4.25	3.06

La fréquence de résonance d'une antenne rectangulaire avec une couche d'air, calculée par la méthode présentée, est comparée dans le Tableau 4 aux mesures faites par LIN [37]. Les résultats obtenus sont d'autant plus précis que H_{low} est petit; l'élément rayonnant étant imprimé sur un substrat mince ($\epsilon_{\text{rup}} = 2.33$, $\text{tg}\delta_{\text{up}} = 0.001$, $H_{\text{up}} = 0.79$ mm).

Tableau 4. Fréquence de résonance d'une APM rectangulaire avec une couche d'air.

H/λ_0	L_x (mm)	L_y (mm)	H_{low} (mm)	Exp (GHz) [37]	Modèle [31] (GHz)
0.036	66	66	5	1.840	1.804
0.075	66	66	12.5	1.690	1.549
0.030	78	78	5	1.575	1.561
0.064	78	78	12.5	1.450	1.365
0.027	90	90	5	1.380	1.377
0.056	90	90	12.5	1.260	1.221

Dans le cas des APM de forme circulaire, le Tableau 5 montre que le modèle présenté donne d'excellents résultats comparativement à ceux calculés par la méthode de la cavité proposée par DERNERYD [38] et ceux de DAMIANO [39] calculés par une méthode spectrale. Les mesures étant effectuées par ITOH [40].

Tableau 5. Fréquence de résonance d'une APM circulaire ($\text{tg}\delta = 0.001$).

H/λ_0	R (mm)	ϵ_r	H (mm)	Exp (GHz)	Théorie		Modèle étudié [31]
					[38]	[39]	
0.023	11.5	2.65	1.59	4.425	4.341	4.394	4.406
0.025	10.7	2.65	1.59	4.723	4.646	-	4.715
0.028	9.6	2.65	1.59	5.224	5.143	5.224	5.217
0.029	10.4	4.55	2.35	3.750	3.661	3.665	3.736
0.031	8.2	2.65	1.59	6.074	5.956	-	6.040
0.035	7.4	2.65	1.59	6.634	6.549	6.657	6.633
0.039	7.7	4.55	2.35	4.945	4.848	4.827	4.928

3-2 Impédance d'entrée :

Afin de tester la validité de notre travail pour le calcul de l'impédance d'entrée, nous avons comparé nos résultats théoriques, pour la géométrie circulaire, avec les mesures effectuées au niveau du Laboratoire de Télécommunications de l'ENP.

Les figures 2.3 et 2.4 présentent l'impédance d'entrée de deux antennes circulaires de différentes caractéristiques. Nous constatons que nos résultats calculés concordent assez bien avec les mesures.

En raison de la non disponibilité d'antennes microrubans de formes rectangulaires au niveau de notre Laboratoire, nous avons comparé nos résultats théoriques avec les mesures effectuées par ABBOUD [30,60].

Les deux figures 2.5 et 2.6 présentent l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, de deux antennes rectangulaires de caractéristiques différentes.

L'influence des divers paramètres géométriques et physiques (dimensions, nature du substrat, introduction d'une couche d'air ...) d'une antenne microruban de forme rectangulaire ou circulaire sur les caractéristiques dépendant du champ proche (impédance d'entrée bande passante), est étudiée dans ce qui suit. Les caractéristiques essentielles relevées à partir des résultats obtenus sont résumées sous forme de Tableaux.

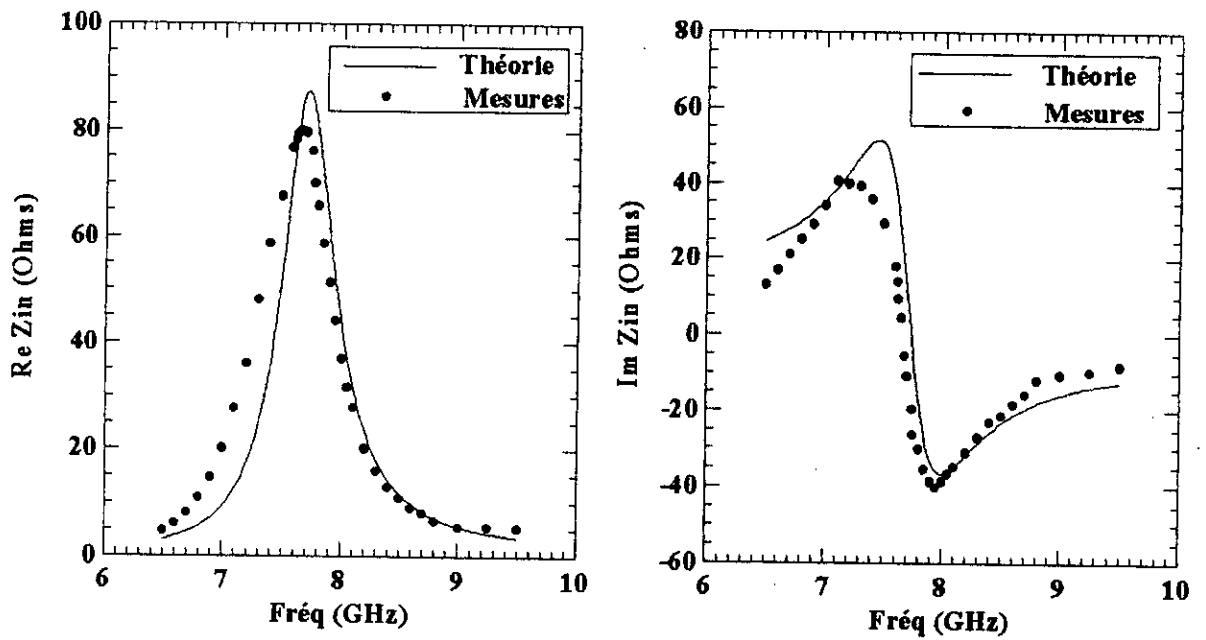


Fig. 2.3 Impédance d'entrée d'une antenne circulaire alimentée par câble coaxial.

$R = 6.84 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $X_f = 2.45 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\text{tg}\delta = 0.0012$, $2r_0 = 1.3 \text{ mm}$.

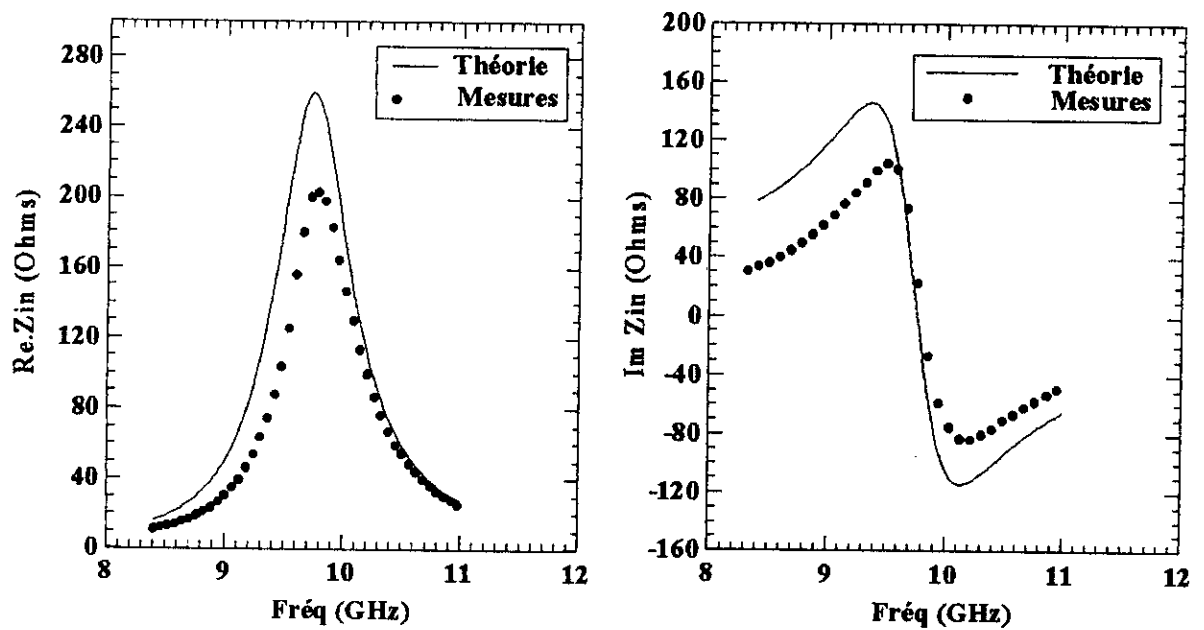


Fig. 2.4 Impédance d'entrée d'une antenne circulaire alimentée par câble coaxial;

$R = 4.95 \text{ mm}$, $H = 1.524 \text{ mm}$, $X_f = 3.3 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.53$, $\text{tg}\delta = 0.00015$, $2r_0 = 0.65 \text{ mm}$.

Paramètres	Fig. 2.3		Fig. 2.4	
	Théorie	Mesures	Théorie	Mesures
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	7.70	7.70	9.73	9.81
B (%)	5.00	6.60	5.53	5.00

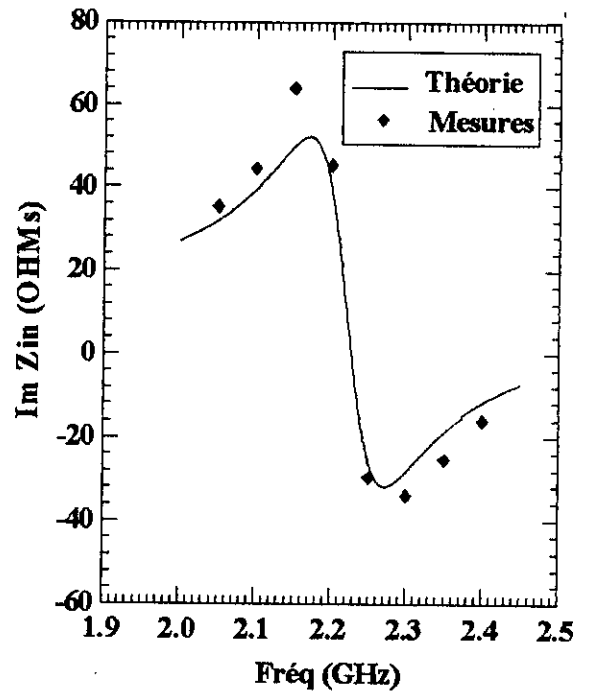
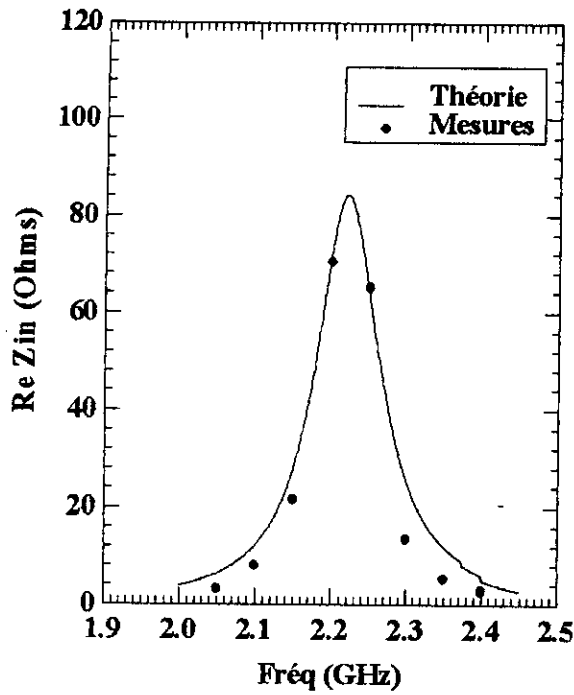


Fig. 2.5 Impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée par câble coaxial. $L_x = 41.4$ mm, $L_y = 68.58$ mm, $H = 1.524$ mm, $X_f = 0.0$ mm, $\epsilon_r = 2.50$, $\text{tg}\delta = 0.002$, $2r_0 = 1.27$ mm, $f_{\text{rés}} = 2.22$ GHz

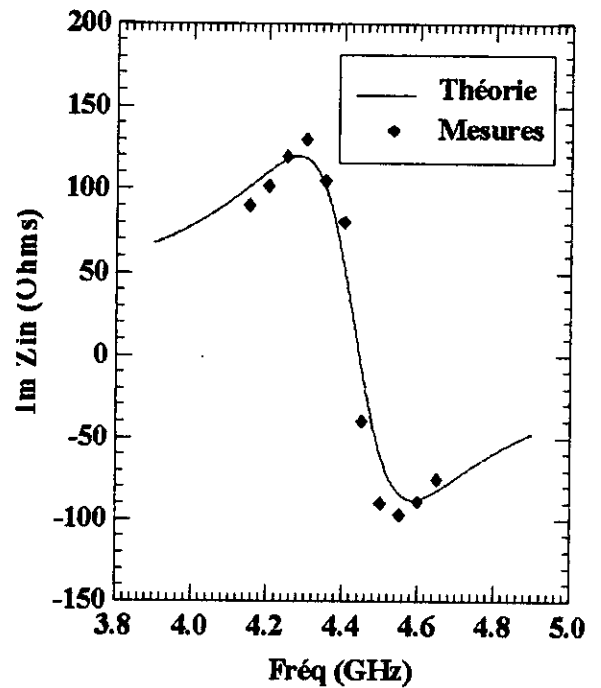
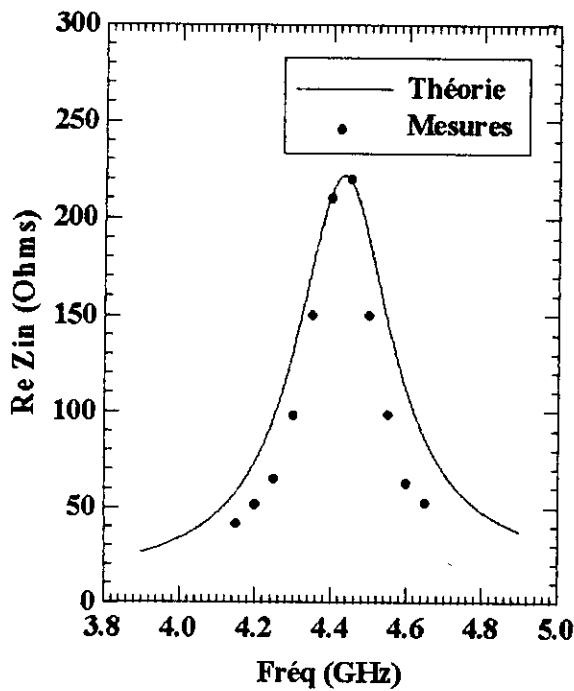


Fig. 2.6 Impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée par câble coaxial. $L_x = 20.1$ mm, $L_y = 20.1$ mm, $H = 1.59$ mm, $X_f = 1.3$ mm, $\epsilon_r = 2.55$, $\text{tg}\delta = 0.002$, $2r_0 = 1.3$ mm, $f_{\text{rés}} = 4.43$ GHz.

3-2-1 Influence de la position d'alimentation :

L'excitation de l'antenne doit être soigneusement contrôlée pour ne pas influencer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Cependant, elle a toujours une influence sur l'impédance d'entrée.

La figure 2.7 présente une étude théorique de l'influence de la position de l'alimentation sur la résistance à la résonance d'une antenne circulaire et d'une autre rectangulaire et ce, pour trois épaisseurs différentes du substrat.

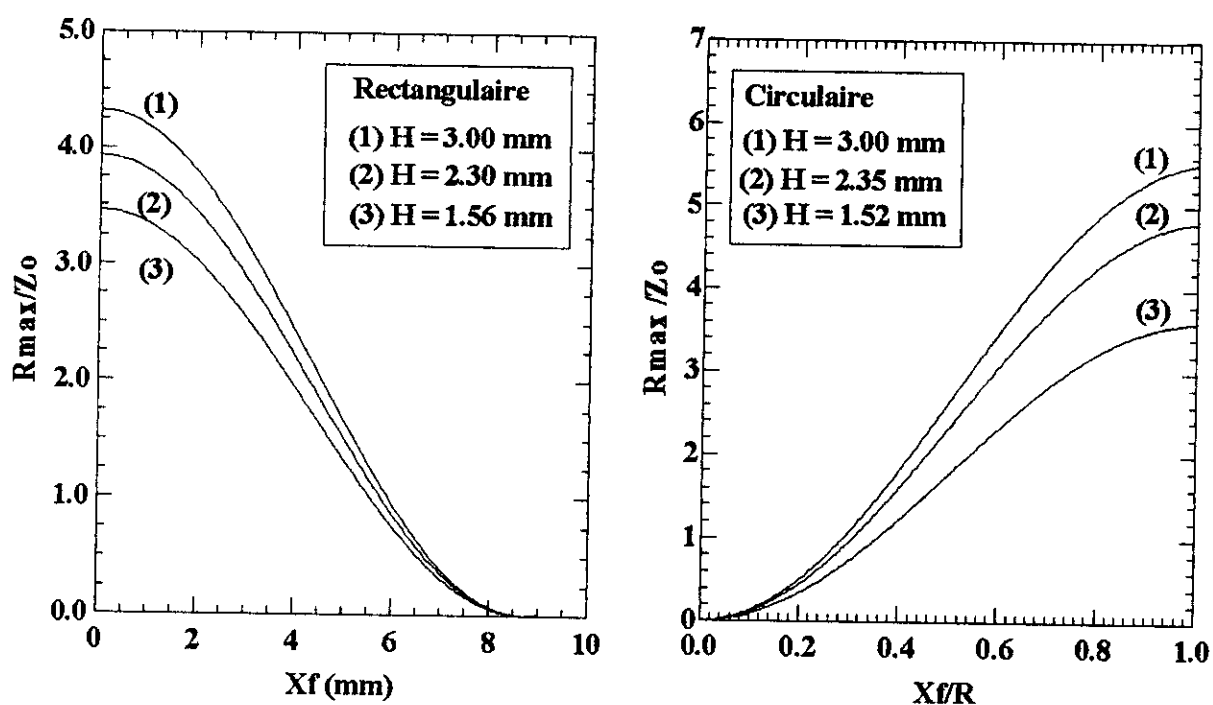


Fig. 2.7 Variation de la partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la position d'alimentation pour trois épaisseurs différentes. Antenne circulaire : [$R = 20$ mm, $\epsilon_r = 4.55$, $\text{tg}\delta = 0.025$], antenne rectangulaire : [$L_x = 17.4$ mm, $L_y = 23.1$ mm, $\epsilon_r = 2.56$, $\text{tg}\delta = 0.001$], $r_0 = 0.65$ mm, $Z_0 = 50 \Omega$.

Nous constatons que pour une épaisseur donnée du substrat, la résistance d'entrée à la résonance est d'autant moins importante que la position du point d'excitation est proche du centre de l'antenne. Nous remarquons également que la résistance à la résonance augmente avec l'épaisseur du substrat.

Dans le but d'étudier l'influence de la position d'alimentation sur la fréquence de résonance et la bande passante de l'APM, nous avons tracé l'évolution de l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire (Fig.2.8) en fonction de la fréquence pour trois positions d'alimentation distinctes.

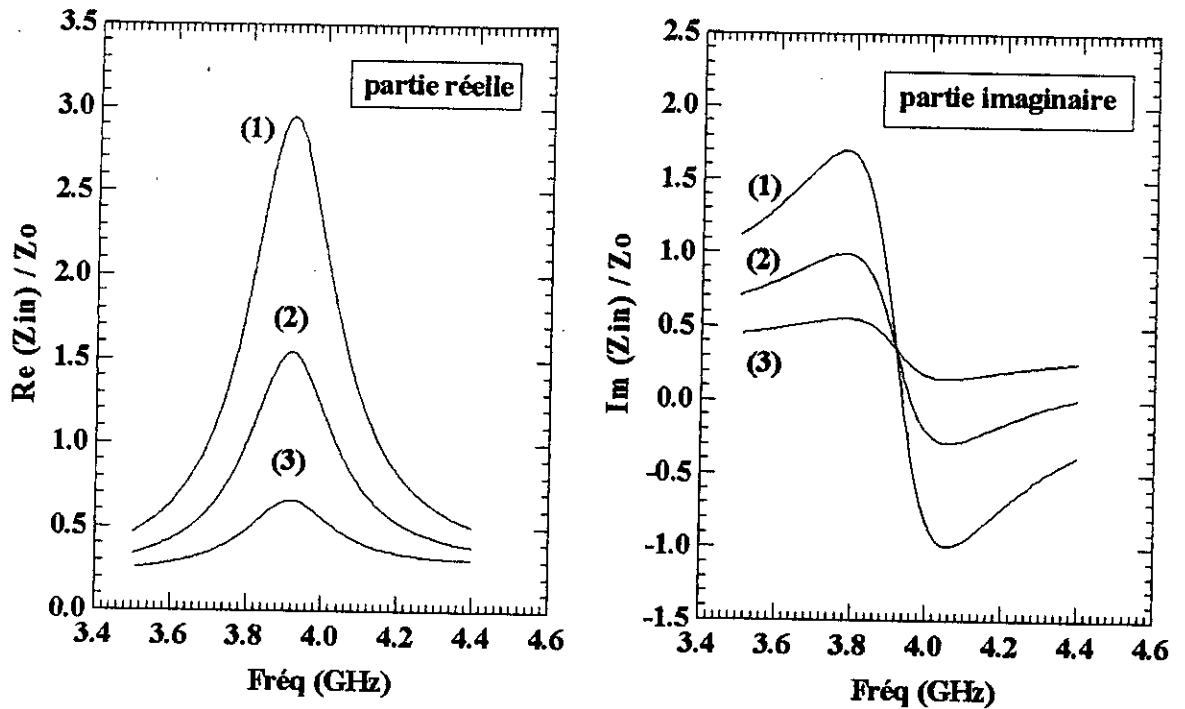


Fig. 2.8 Influence de la position d'alimentation sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire. $L_x = 17.5$ mm, $L_y = 23.5$ mm, $H = 1.56$ mm, $r_0 = 0.65$ mm, $\epsilon_r = 2.56$, $\text{tg}\delta = 0.001$, $Z_0 = 50 \Omega$.

Paramètres	(1)	(2)	(3)
X_f (mm)	0.5	4.5	6.5
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	3.858	3.858	3.858
B (%)	4.138	4.138	4.138

Nous remarquons que la bande passante et la fréquence de résonance sont pratiquement indépendantes de la position du point d'excitation. Cette position peut donc être choisie de façon à avoir l'adaptation désirée.

3-2-2 Influence de la nature du substrat :

L'influence de la nature du substrat est illustrée par les figures 2.9 et 2.10 qui représentent les variations respectives de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour une antenne circulaire et rectangulaire.

Pour les deux géométries d'antenne, l'augmentation de la constante diélectrique du substrat se traduit par une diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante; par contre, elle induit une augmentation des valeurs maximales de l'impédance d'entrée à la résonance. Les résultats obtenus sont conformes à ceux donnés par AKSAS [41]. De plus, nous constatons que les substrats diélectriques susceptibles d'être utilisés pour la réalisation d'antennes microrubans sont ceux dont la permittivité relative est faible.

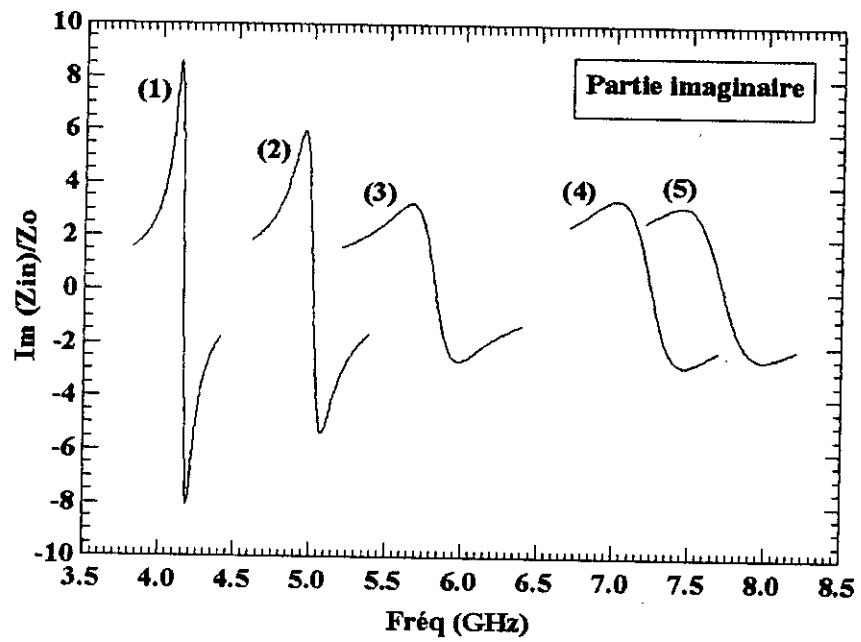
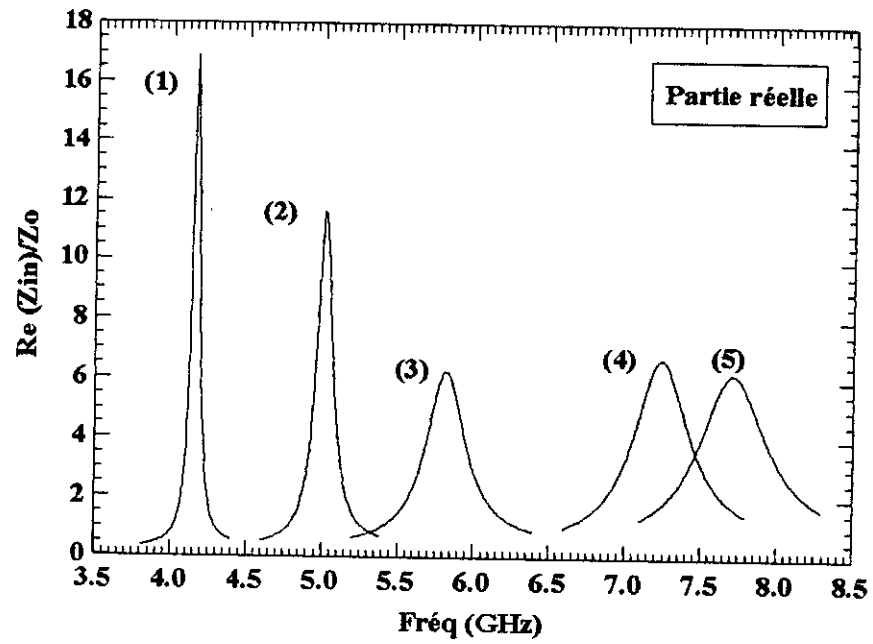


Fig. 2.9 Influence de la nature du substrat sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire .
 $R = 6.84 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $r_0 = 0.65 \text{ mm}$. $Z_0 = 50 \Omega$, $X_f = 5.14 \text{ mm}$.

Paramètres	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
ϵ_r	9.0	6.0	4.3	2.55	2.17
$\text{tg}\delta$	0.0004	0.0018	0.02	0.0018	0.009
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	4.1528	5.0080	5.8099	7.2316	7.7020
B (%)	0.990	1.731	3.810	4.342	5.546

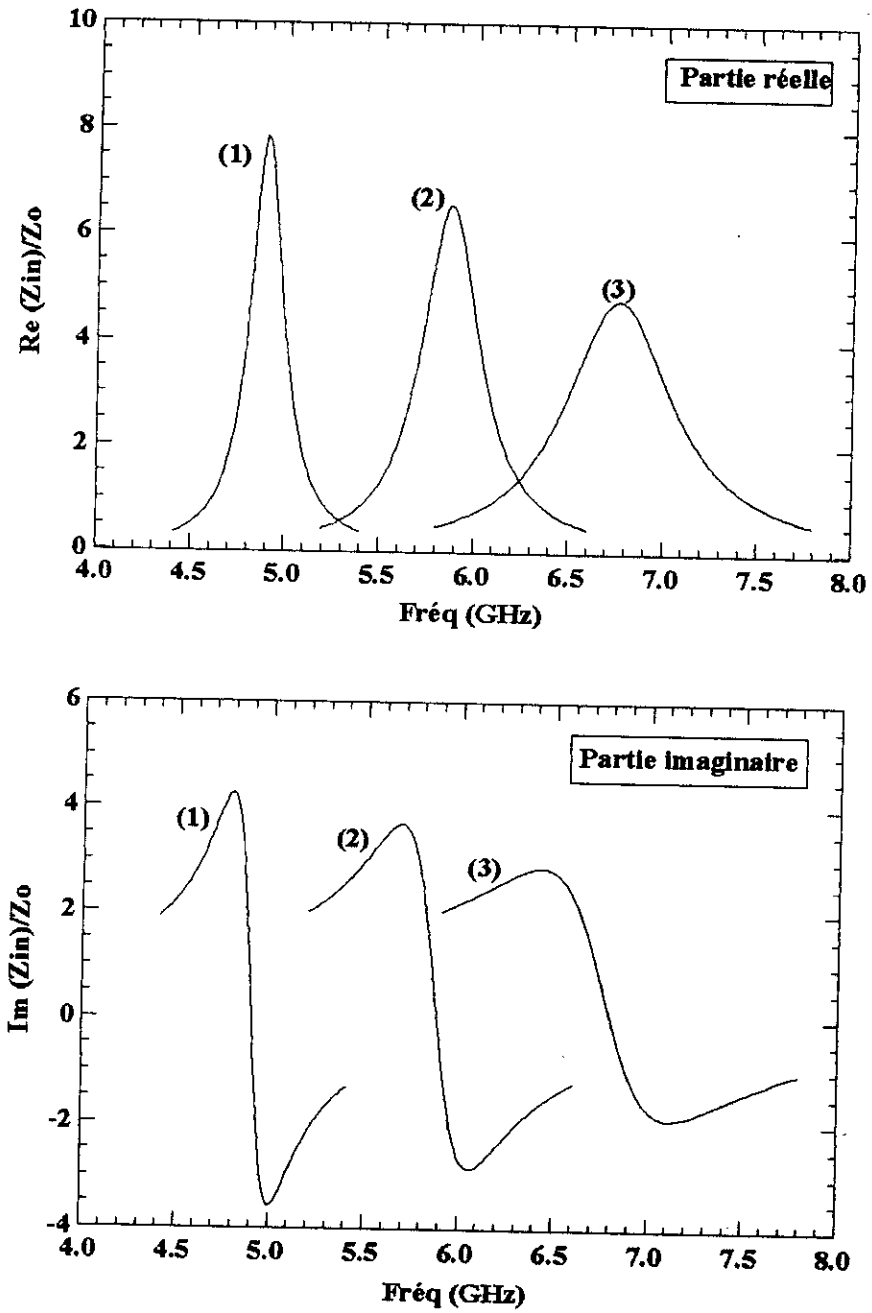


Fig. 2.10 Influence de la nature du substrat sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire .
 $L_x = L_y = 10.0$ mm, $H = 1.6$ mm, $r_0 = 0.65$ mm. $Z_0 = 50 \Omega$, $X_f = 1.0$ mm .

Paramètres	(1)	(2)	(3)
ϵ_r	9.0	6.0	4.3
$\text{tg}\delta$	0.0004	0.0018	0.02
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	4.8941	5.8675	6.7613
B (%)	3.105	4.526	7.267

3-2-3 Influence des dimensions de l'antenne :

Généralement pour la conception d'une APM, on détermine la fréquence de travail de l'antenne en fixant les dimensions de celle-ci. Une étude de l'influence des dimensions de l'antenne s'avère donc très utile.

La figure 2.11 nous montre l'effet de la variation du rayon d'une antenne circulaire sur son impédance d'entrée. Nous constatons qu'au fur et à mesure que le rayon de l'antenne plaque diminue, la fréquence de résonance et la bande passante augmentent.

Le même effet est illustré par la figure 2.12 pour le cas d'une géométrie rectangulaire en variant la longueur de l'antenne.

Ces résultats sont conformes à ceux obtenus ultérieurement à l'aide d'autres modèles [41,42] qui stipulent qu'au delà de 1GHz, la bande passante augmente avec la fréquence de résonance.

Remarque :

Pour la géométrie circulaire et pour une position d'alimentation fixe, l'augmentation de la résistance à la résonance avec la diminution du rayon de l'antenne se justifie par le fait que le point d'excitation s'approche du bord de l'antenne. Pour le cas d'une forme rectangulaire et pour un X_f donné de la position du point d'excitation, lorsque la longueur de l'antenne diminue, le point d'excitation s'approche encore plus du centre de l'antenne, ce qui va induire une diminution de la résistance à la résonance de l'APM. Ceci est en bon accord avec ce que nous avons pu constater lors de l'étude de l'influence de la position d'alimentation.

3-2-4 Influence d'une couche d'air :

Pour trois valeurs différentes de l'épaisseur de la couche d'air, nous comparons dans la figure 2.13 nos résultats théoriques avec ceux mesurés par LEE [43]. Les résultats obtenus sont en très bon accord avec les mesures.

Nous constatons que la fréquence de résonance et la bande passante croissent avec l'augmentation de l'épaisseur de la couche d'air, cela est dû à la diminution de la permittivité relative équivalente (voir Annexe A). Il s'en suit qu'avec une telle structure rayonnante, nous pouvons ajuster la fréquence de résonance et la bande passante en réglant l'épaisseur de la couche d'air.

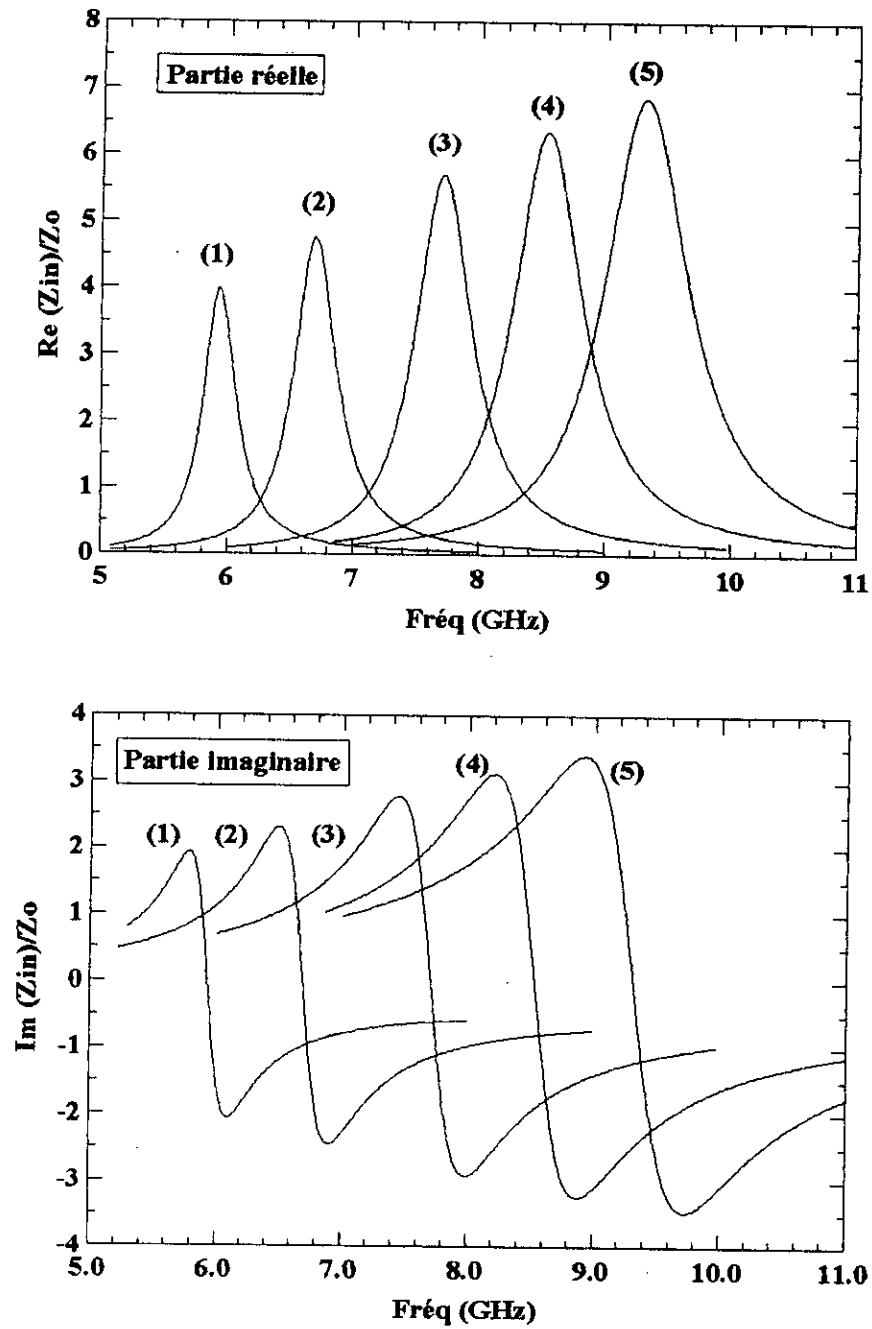


Fig. 2.11 Influence du rayon d'une antenne microruban circulaire sur son l'impédance d'entrée .
 $H = 1.6 \text{ mm}$, $r_0 = 0.65 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\text{tg}\delta = 0.0012$, $X_f = 5.14 \text{ mm}$, $Z_0 = 50 \Omega$.

Paramètres	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)
R (mm)	9.13	8.00	6.84	6.10	5.52
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	5.9294	6.6886	7.7020	8.5273	9.3099
B (%)	3.776	4.289	4.994	5.584	6.157

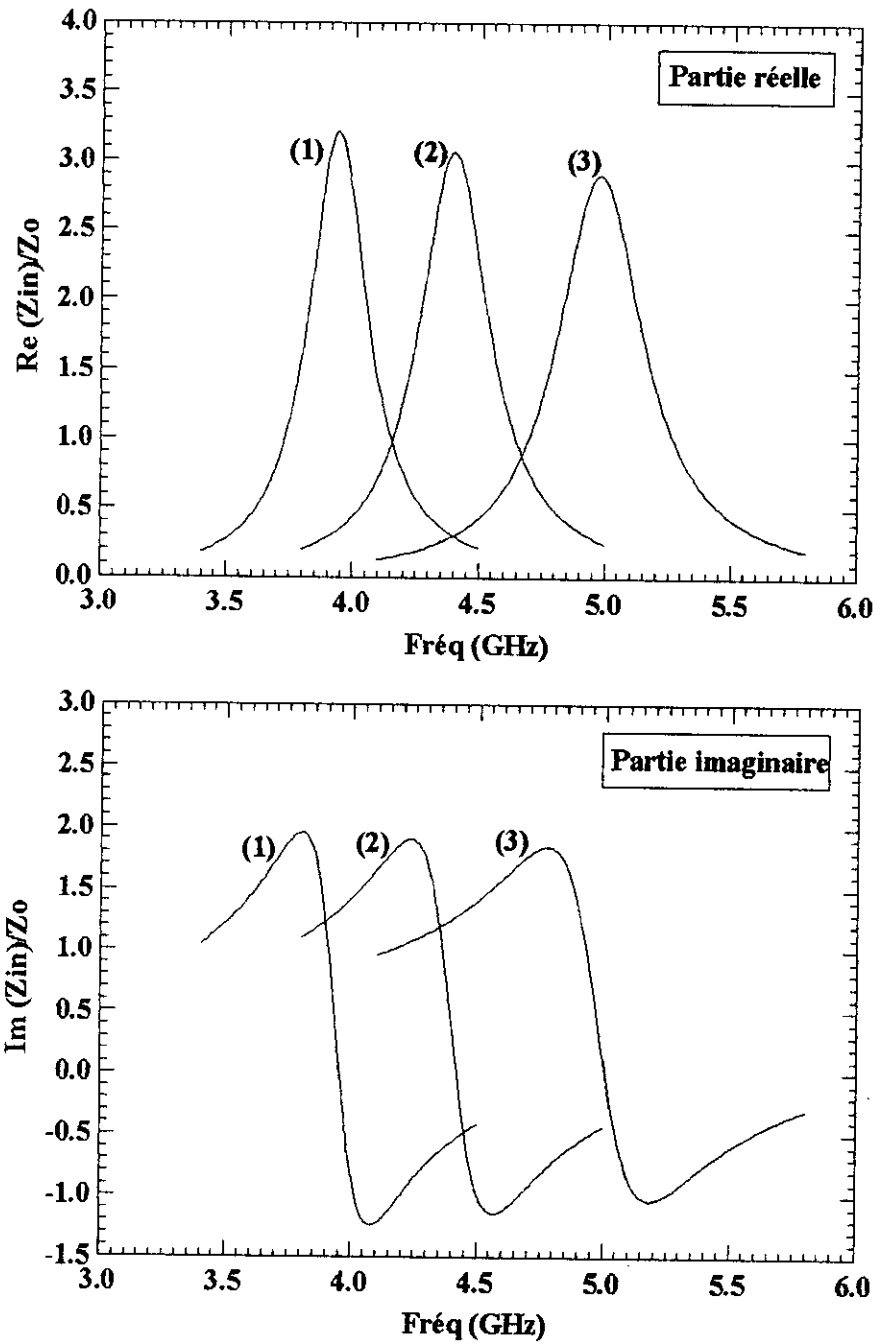


Fig. 2.12 Influence de la longueur d'une APM rectangulaire sur son impédance d'entrée .
 $L_y = 20 \text{ mm}$, $H = 1.56 \text{ mm}$, $X_f = 0.0 \text{ mm}$, $r_0 = 0.65 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 4.55$, $\text{tg}\delta = 0.025$, $Z_0 = 50 \Omega$.

Paramètres	(1)	(2)	(3)
L_x (mm)	17.5	15.5	13.5
$f_{\text{rés}}$ (GHz)	3.9347	4.3941	4.9736
B (%)	5.061	5.430	5.903

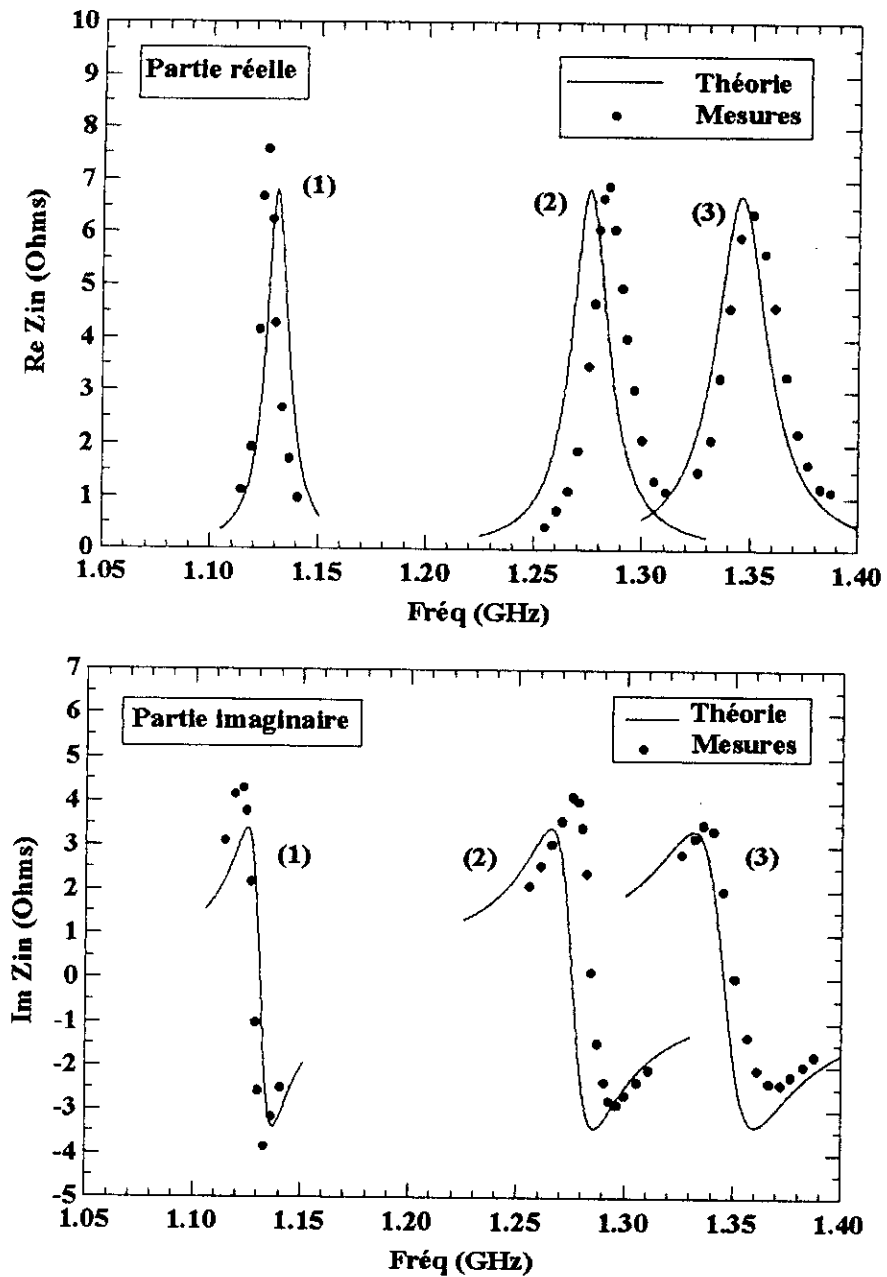


Fig. 2.13 Impédance d'entrée mesurée [43] et calculée d'une antenne circulaire alimentée par une sonde coaxiale, pour trois épaisseurs de la couche d'air. $R = 50 \text{ mm}$, $H_{\text{up}} = 1.59 \text{ mm}$, $\epsilon_{\text{rup}} = 2.32$, $\text{tg}\delta_{\text{up}} = 0.001$, $X_f = 47.5 \text{ mm}$, $r_0 = 1.27 \text{ mm}$, $Z_0 = 50 \Omega$.

Paramètres	H_{low} (mm)	$f_{\text{rés}}$ (GHz)		B (%)	
		Théorie	Mesures [43]	Théorie	Mesures [43]
(1)	0.0	1.1309	1.128	0.78	0.89
(2)	0.5	1.2755	1.286	1.15	1.48
(3)	1.0	1.3455	1.350	1.51	2.07

4 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre, un modèle analytique simple s'adaptant aux programmes CAO, basé sur la méthode de la cavité, pour la détermination de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée d'une APM (rectangulaire ou circulaire) ayant deux couches diélectriques et alimentée par une sonde coaxiale.

Les résultats théoriques obtenus sont en très bon accord avec les mesures. Cette méthode détermine la fréquence de résonance avec 1.2 % d'erreur pour des substrats généralement utilisés pour la réalisation des antennes plaques ($\epsilon_r = 2.2$ à 2.5 et $H/\lambda_0 \cong 0.04$). L'expression fermée de la contribution inductive (relations 2-23 à 2-26) de la sonde coaxiale nous a permis d'effectuer une bonne correction concernant l'évaluation de l'impédance d'entrée. L'influence des divers paramètres de la structure sur les caractéristiques dépendant du champ proche est également mise en évidence.

CHAPITRE 3

Formules CAO pour une antenne avec radôme de protection

- 1- Introduction
- 2- Formulation
- 3- Résultats et interprétations
- 4- Conclusion

1 Introduction :

Les antennes microrubans s'avèrent très attractives pour leurs utilisations sur des véhicules mobiles (missiles, avions, satellites...). Dans de telles applications, les antennes sont souvent couvertes d'une couche diélectrique qui protège l'élément rayonnant des effets dangereux de l'environnement. De ce fait, l'effet de cette couche sur les caractéristiques radioélectriques de l'antenne est donc important à envisager.

Bien que de nombreuses investigations [44-49] aient été effectuées dans ce sens, il est intéressant de développer des méthodes applicables aux programmes CAO.

L'objet de ce chapitre est de présenter une formulation simple qui permet le calcul de la fréquence de résonance pour une antenne microruban (rectangulaire ou circulaire) avec ou sans radôme de protection.

2 Formulation :

La géométrie d'une antenne microruban, alimentée par câble coaxial, avec radôme de protection est illustrée par la figure 3.1 .

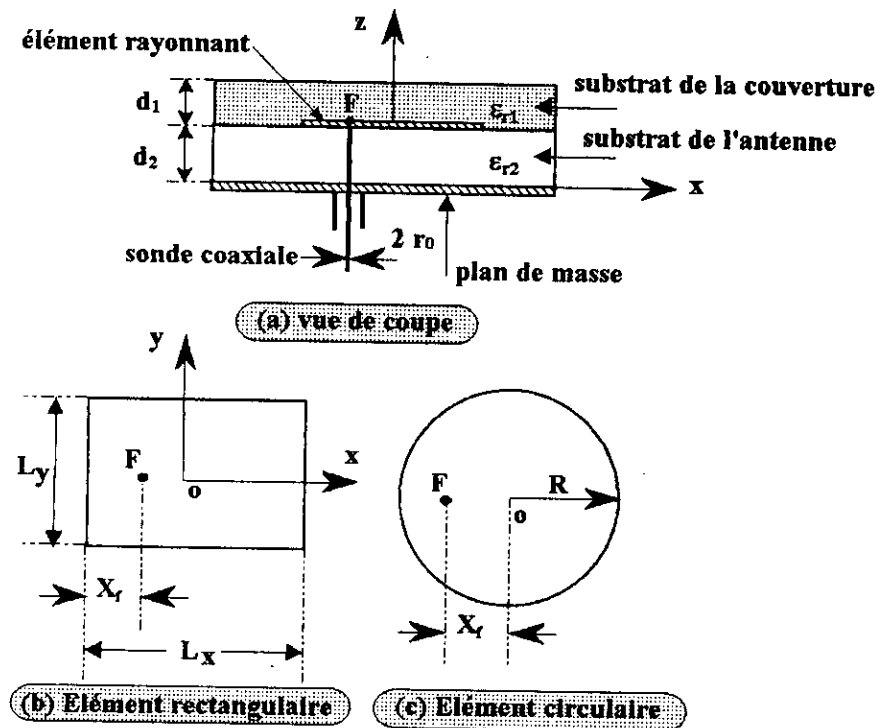


Fig. 3.1 Géométrie d'une APM avec radôme de protection alimentée par câble coaxial.

Imprimé sur un substrat d'épaisseur d_2 et de permittivité relative ϵ_{r2} , l'élément rayonnant est couvert par un diélectrique d'épaisseur d_1 et de permittivité relative ϵ_{r1} . Une méthode d'analyse rigoureuse basée sur la méthode des moments a été publiée par FAN et LEE (pour la géométrie rectangulaire [46] et pour la géométrie circulaire [47]). Cette méthode utilise les

équations intégrales résolues dans le domaine spectral par la méthode de Galerkin. Elle donne des résultats très satisfaisants mais son inconvénient majeur a trait au temps de calcul relativement élevé. En se basant sur cette méthode, des programmes CAO ont été élaborés pour le calcul de la fréquence de résonance d'une APM circulaire ou rectangulaire.

2-1 Cas d'une géométrie rectangulaire :

Nous désignons respectivement par f_{01} et f_{10} les fréquences de résonance des modes TM_{01} et TM_{10} pour une antenne avec radôme de protection et f'_{01} , f'_{10} leurs correspondantes lorsque l'antenne est sans couverture. Pour la génération des programmes CAO, CHEN et LEE [50] ont développé un programme basé sur l'analyse de FAN et LEE qui leur a permis d'obtenir :

- 698 points pour le calcul du rapport f_{01}/f'_{01} ;
- 1728 points pour le calcul du rapport f_{10}/f'_{10} .

Ces données sont valables seulement pour les antennes rectangulaires dont les paramètres sont résumés dans la tableau 3.1.

Tableau 3.1

paramètres	TM_{01}	TM_{10}
rapport des dimensions (L_x/L_y)	1.5	1.5
épaisseur normalisée de la couverture diélectrique	$d_1/L_y = 0-0.167$	$d_1/L_x = 0-0.131$
épaisseur normalisée du substrat	$d_2/L_y = 0-0.042$	$d_2/L_x = 0-0.07$
permittivité relative de la couverture diélectrique	1-11	1-11
permittivité relative du substrat	1-11	1-11

Le programme 1 qui permet le calcul de f_{01}/f'_{01} et f_{10}/f'_{10} [50] est donné en Annexe B .

Pour obtenir f_{01} et f_{10} , on peut utiliser le programme 3 (Annexe B). Ce dernier détermine les rapports f'_{01}/f''_{01} [51] et f'_{10}/f''_{10} [50] pour des APM rectangulaires tel que:

a) pour le mode TM_{10} :

$$f''_{10} = \frac{c_0}{2L_x \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} 1.3 \leq L_x/L_y \leq 1.8 \\ 0 \leq d_2/L_x \leq 0.07 \\ 1 \leq \epsilon_{r2} \leq 11 \end{cases} \quad (3-1)$$

b) pour le mode TM_{01} :

$$f''_{01} = \frac{c_0}{2L_y \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} 0.9 \leq L_x/L_y \leq 2 \\ 0 \leq d_2/L_y \leq 0.2 \\ 1 \leq \epsilon_{r2} \leq 10 \end{cases} \quad (3-2)$$

où f''_{10} et f''_{01} sont les fréquences de résonance d'une antenne microruban sans couverture calculées par la méthode de la cavité respectivement pour les modes TM_{10} et TM_{01} .

2-2 Cas d'une géométrie circulaire :

Pour le mode TM_{11} , nous désignons par f_r la fréquence de résonance d'une antenne circulaire avec radôme de protection, f_{no} la fréquence de résonance de l'antenne sans couverture et f_{ca} celle évaluée par la méthode de la cavité pour une APM circulaire non couverte [52].

La fréquence f_{ca} est donnée par:

$$f_{ca} = \frac{1.841 c_0}{2\pi R \sqrt{\epsilon_{r2}}} \quad (3-3)$$

De la même façon que pour le cas d'une géométrie rectangulaire FAN et LEE [52] ont obtenu:

- 1465 points pour le calcul de f_r/f_{no} ;
- 112 points pour le calcul de f_{no}/f_{ca} .

pour une APM circulaire dont les paramètres remplissent la condition suivante:

$$\begin{cases} 0 < d_2/R < 0.2 \\ 0 < d_1/R < 0.3 \\ 1 < \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2} < 11 \end{cases}$$

Les programmes 2 et 3 évaluant les rapports f_r/f_{no} et f_{no}/f_{ca} sont donnés en Annexe B.

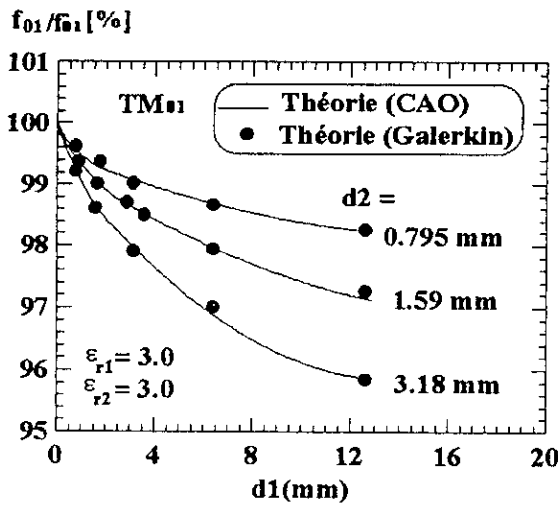
3 Résultats et interprétation :

Dans ce qui suit, nous présenterons les résultats théoriques obtenus en utilisant les formules CAO pour l'évaluation de la fréquence de résonance d'une antenne de forme rectangulaire ou circulaire avec radôme de protection.

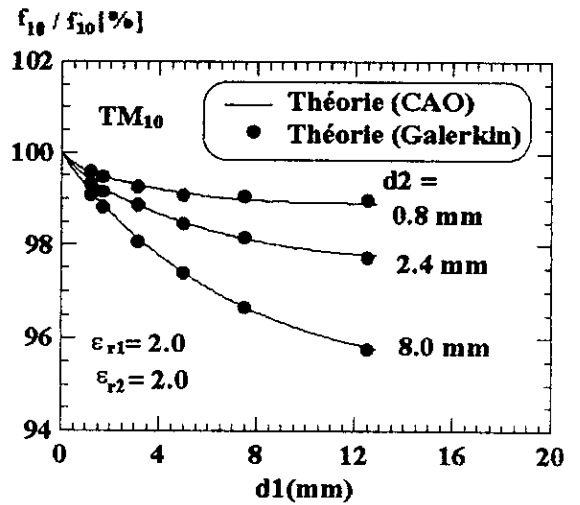
L'évaluation de l'impédance d'entrée pour les deux structures (rectangulaire et circulaire), est faite par la méthode des moments.

3-1 La fréquence de résonance :

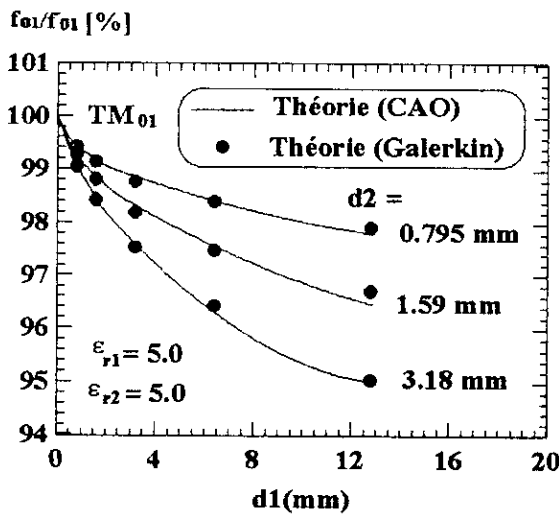
La figure 3.2 présente, pour les modes TM_{10} et TM_{01} , les résultats théoriques obtenus en utilisant les formules CAO pour la détermination des rapports f_{10}/f'_{10} et f_{01}/f'_{01} comparés à ceux obtenus par la méthode des moments [50]. Les résultats sont présentés en fonction de l'épaisseur du radôme de protection pour trois combinaisons de permittivités relatives des deux couches diélectriques (substrat et couverture) et ce, pour diverses valeurs d'épaisseurs du substrat.



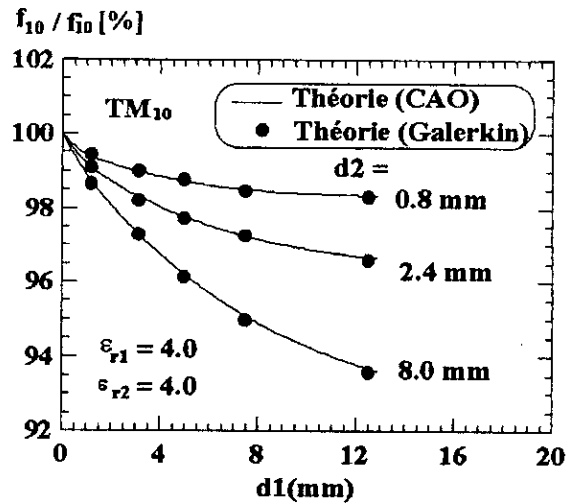
(a)



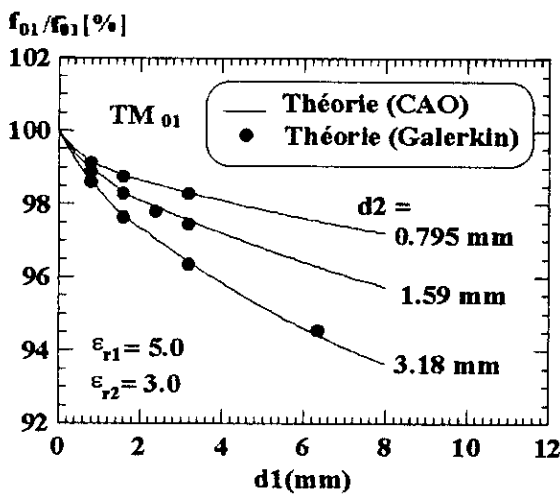
(d)



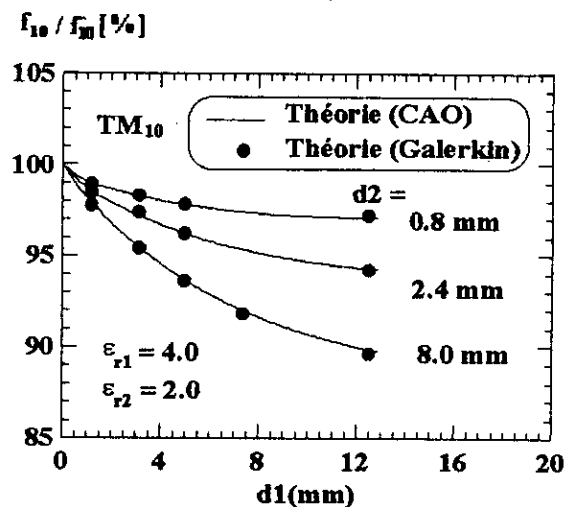
(b)



(e)

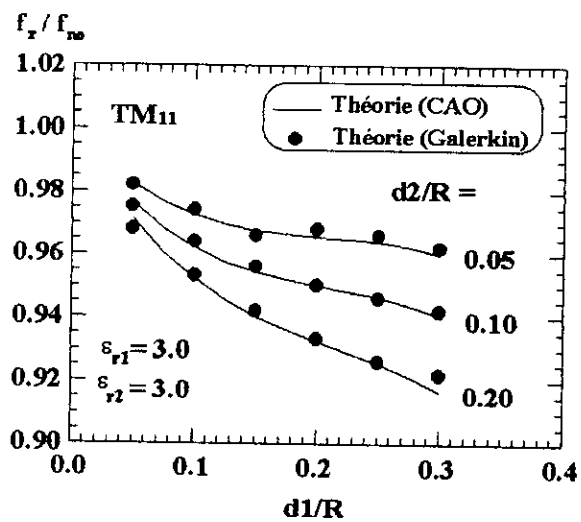


(c)

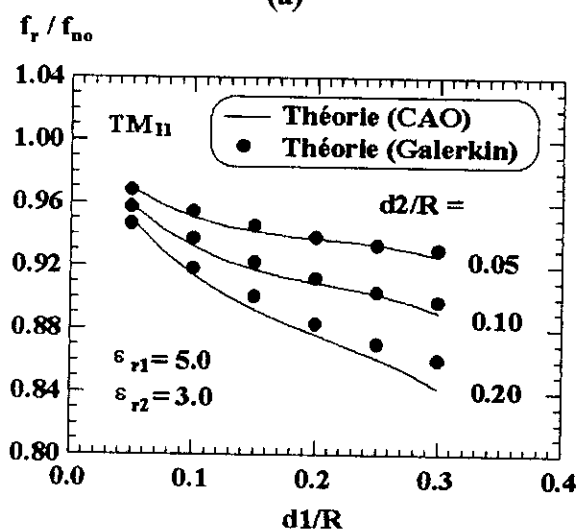


(f)

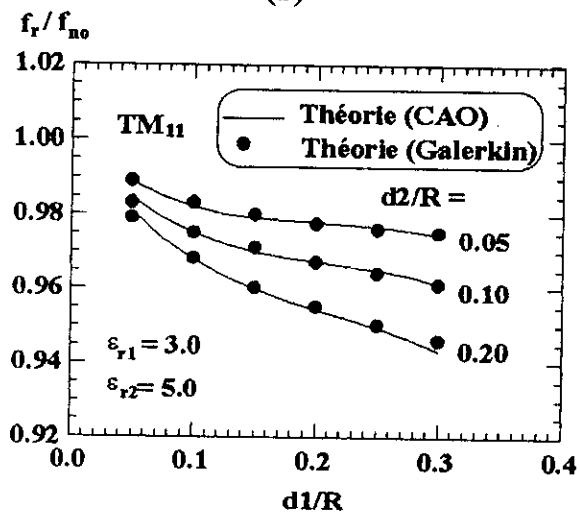
Fig. 3.2 Comparaison des résultats obtenus par les formules CAO avec ceux de la méthode des moments [50] pour une APM rectangulaire avec radôme de protection. $L_x = 114.3$ mm, $L_y = 76.2$ mm, $r_0 = 0.635$ mm.



(a)



(b)



(c)

Fig. 3.3 Comparaison des résultats obtenus par les formules CAO avec ceux de la méthode des moments [52] pour une antenne circulaire avec radôme de protection.

Pour le cas d'une géométrie circulaire, la figure 3.3 présente l'évolution du rapport f_r/f_{r0} en fonction de l'épaisseur du radôme normalisée par rapport au rayon de l'antenne.

Nous constatons que pour les deux géométries d'antenne et pour un substrat donné, la fréquence de résonance de la structure globale diminue au fur et à mesure que l'épaisseur du radôme augmente. Pour des diélectriques standards utilisés pour la réalisation des APM, l'effet du radôme sur la fréquence de résonance n'est pas très significatif. Nous constatons également que l'influence du radôme est plus significative pour des substrats épais de l'antenne.

Une excellente concordance est remarquée entre les résultats obtenus par les formules CAO et ceux calculés par la méthode des moments.

La figure 3.4 s'avère très utile en pratique pour l'évaluation de la fréquence de résonance d'une APM rectangulaire. En effet, le calcul des fréquences f''_{10} et f''_{01} et la connaissance de l'évolution des fréquences normalisées (f'_{01}/f''_{01} , f_{01}/f'_{01} , f'_{10}/f''_{10} , f_{10}/f'_{10}), nous permettent d'évaluer la fréquence de résonance de l'antenne avec ou sans radôme de protection pour les deux modes TM_{10} et TM_{01} .

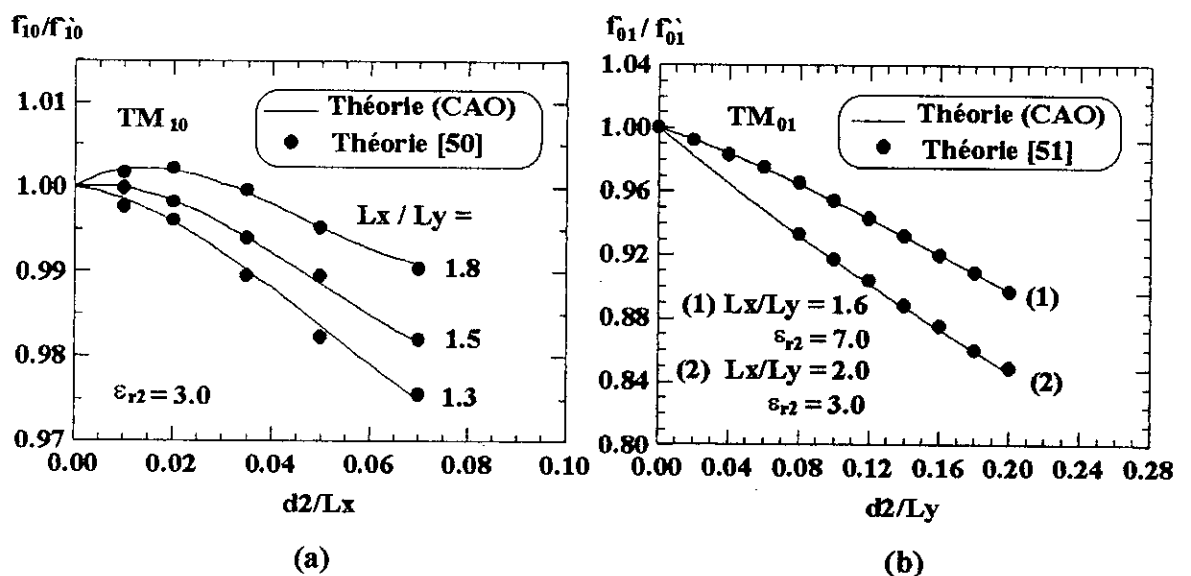


Fig. 3.4 Comparaison des résultats CAO avec ceux de la méthode des moments pour une APM rectangulaire sans radôme de protection.

Nous comparons dans la figure 3.5, les résultats obtenus par les formules CAO pour l'évaluation de la fréquence de résonance normalisée d'une APM rectangulaire couverte par un radôme de protection avec les mesures de CHEN [50].

Nous constatons que pour de faibles épaisseurs de la couche protectrice, les résultats théoriques sont en bonne concordance avec les résultats expérimentaux. Cependant, pour de grandes épaisseurs du radôme, les valeurs théoriques des fréquences sont inférieures à celles

mesurées; cela est dû à une formation d'une poche d'air entre l'élément rayonnant et la couche protectrice [50] (mauvais collage de la couverture sur l'élément rayonnant).

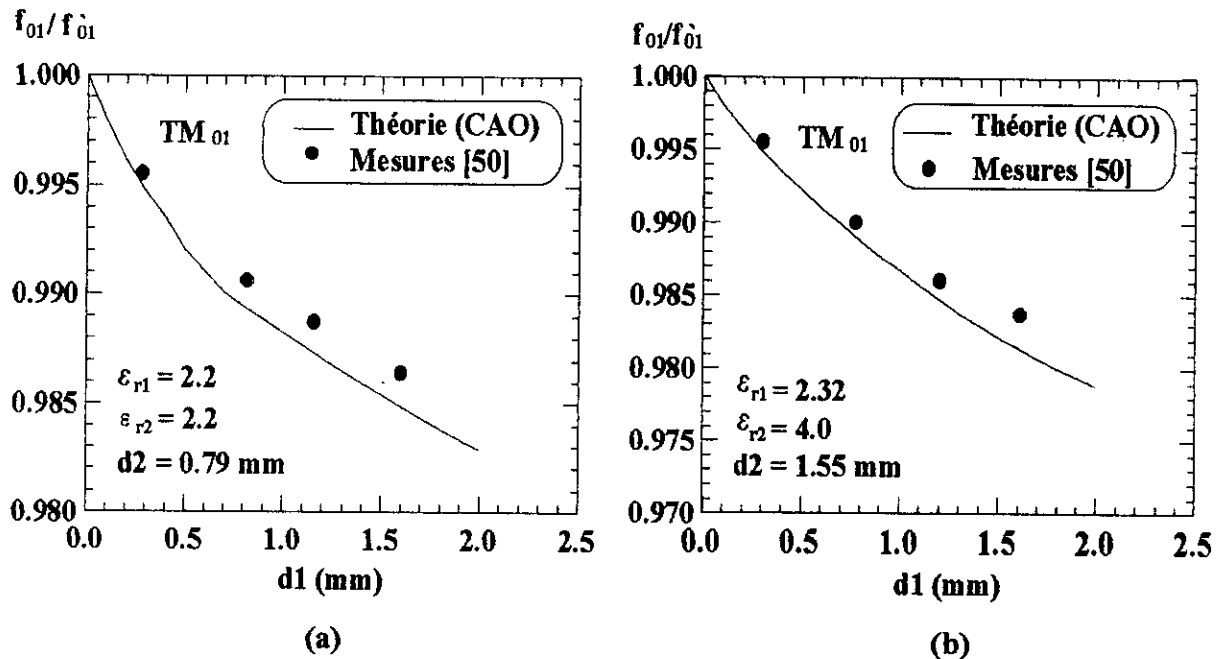


Fig. 3.5 Comparaison des résultats CAO avec ceux des mesures [50] pour une APM rectangulaire avec radôme de protection .

3-2 Impédance d'entrée :

En raison de la non disponibilité de formules CAO pour l'évaluation de l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire ou circulaire couverte par un diélectrique, nous avons utilisé la méthode des moments.

Les figures (3.6-3.7) montrent l'influence de l'épaisseur de la couche protectrice ainsi que sa permittivité, sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire. Nous constatons que seule la fréquence de résonance change considérablement avec la variation de l'épaisseur et de la permittivité du radôme de protection.

La figure 3.8 illustre l'influence de l'épaisseur de la couche protectrice sur l'impédance d'entrée d'une APM de forme circulaire. Nous constatons qu'au fur et à mesure que l'épaisseur de la couche protectrice augmente, la fréquence de résonance et la résistance maximale diminuent. Pour des substrats classiques ($d_1 \leq 2$ mm), l'effet du radôme sur l'impédance d'entrée est peu considérable.

L'influence de la nature du superstrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne plaque circulaire est représentée par la figure 3.9. Nous constatons qu'en augmentant la permittivité du radôme, la fréquence de résonance diminue alors que la bande passante et la résistance maximale restent pratiquement stables.

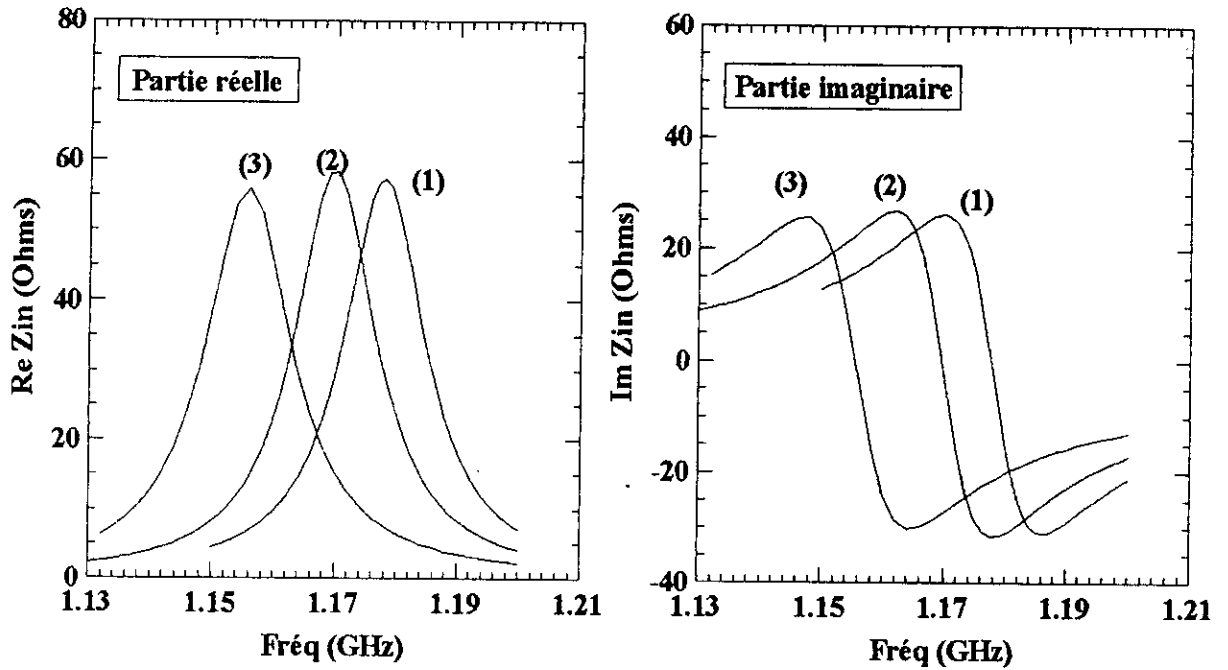


Fig. 3.6 Influence de l'épaisseur du radôme de protection sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire. $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.64$, $\text{tg}\delta_1 = \text{tg}\delta_2 = 0.003$, $d_2 = 1.59$ mm, $L_x = 76.2$ mm, $L_y = 114.3$ mm, $r_o = 0.635$ mm, $X_f = 15.2$ mm, $Y_f = 3.85$ mm.

(1) $d_1 = 0.00$ mm, (2) $d_1 = 1.59$ mm, (3) $d_1 = 7.95$ mm.

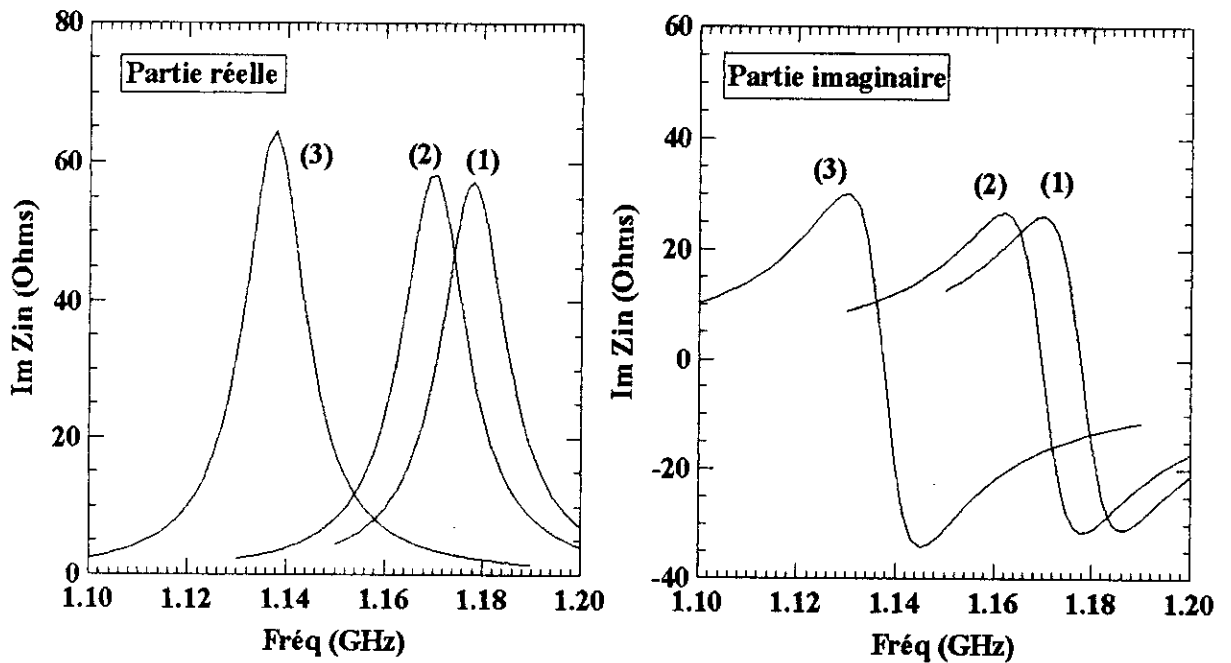


Fig. 3.7 Influence de la nature du substrat du radôme de protection sur l'impédance d'entrée d'une APM rectangulaire. $d_1 = d_2 = 1.59$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.64$, $\text{tg}\delta_2 = 0.003$, $L_x = 76.2$ mm, $L_y = 114.3$ mm, $r_o = 0.635$ mm, $X_f = 15.2$ mm, $Y_f = 3.85$ mm.

(1) $\epsilon_{r1} = 1$, $\text{tg}\delta_1 = 0.0$, (2) $\epsilon_{r1} = 2.64$, $\text{tg}\delta_1 = 0.003$, (3) $\epsilon_{r1} = 13.2$, $\text{tg}\delta_1 = 0.003$.

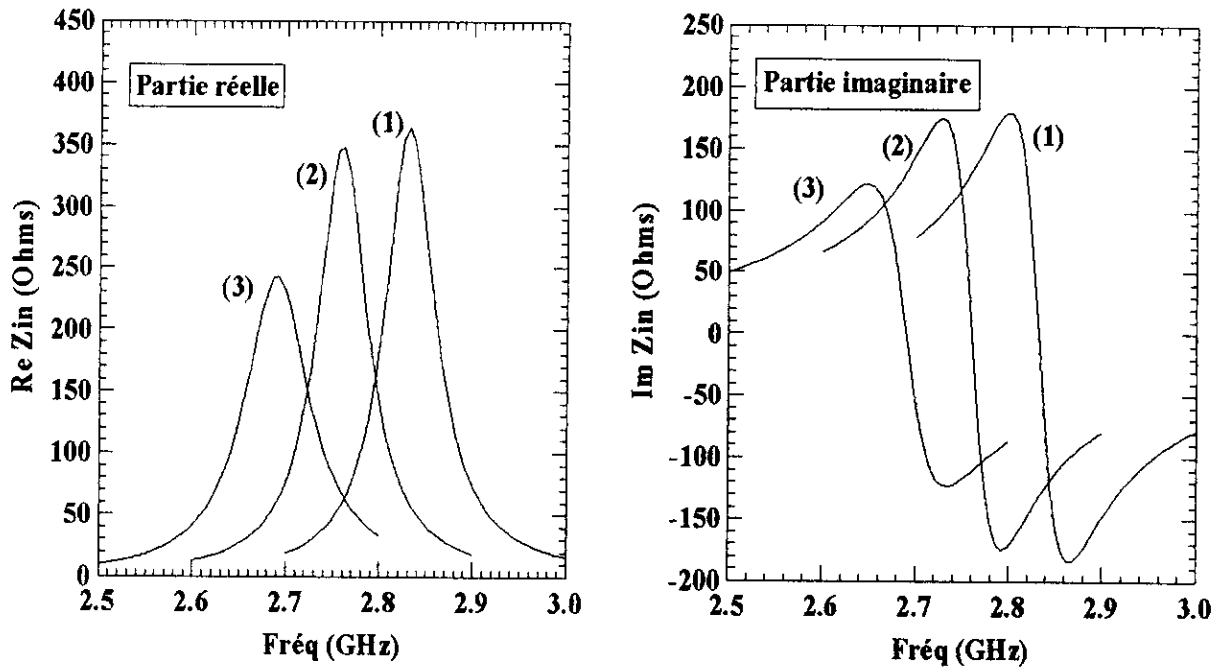


Fig. 3.8 Influence de l'épaisseur du radôme sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire .

$d_2 = 1.6$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.47$, $\text{tg}\delta_2 = 0.001$, $\epsilon_{r1} = 2.47$, $\text{tg}\delta_1 = 0.001$, $R = 18.8$ mm, $X_f = 14.1$ mm, $r_o = 0.1$ mm.

(1) $d_1 = 0.0$ mm, (2) $d_1 = 1.6$ mm, (3) $d_1 = 8.0$ mm.

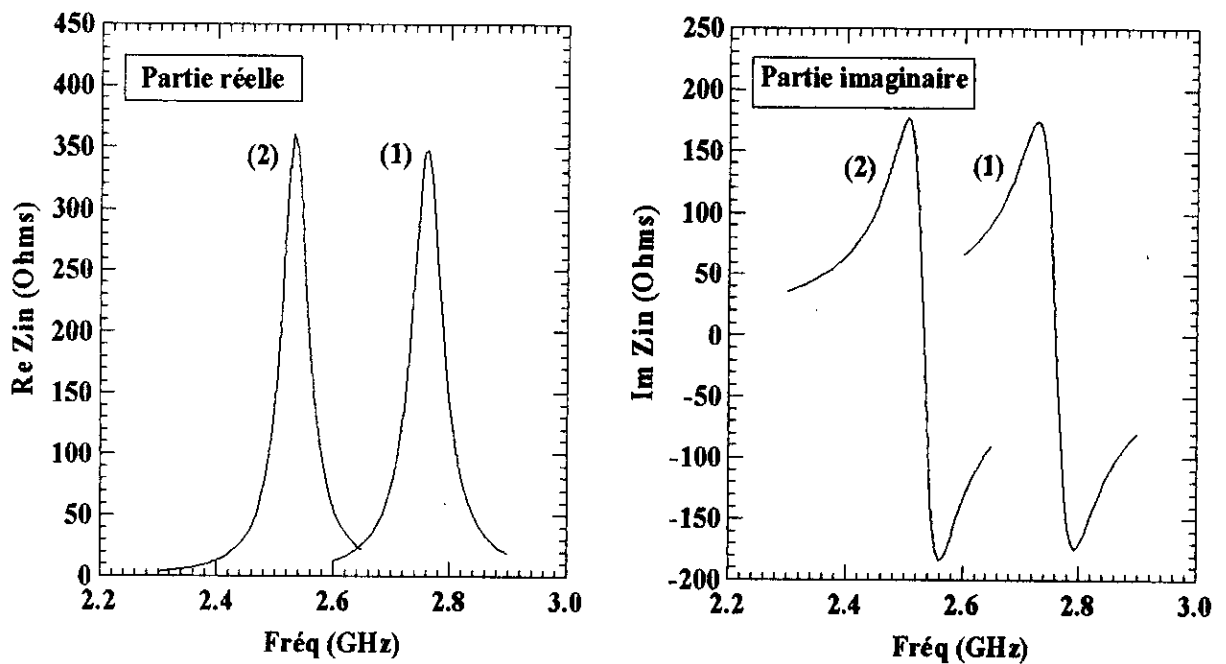


Fig. 3.9 Influence de la permittivité du radôme sur l'impédance d'entrée d'une APM circulaire.

$d_1 = 1.6$ mm, $d_2 = 1.6$ mm, $\epsilon_{r2} = 2.47$, $\text{tg}\delta_2 = 0.001$, $R = 18.8$ mm, $X_f = 14.1$ mm, $r_o = 0.1$ mm.

(1) $\epsilon_{r1} = 2.47$, $\text{tg}\delta_1 = 0.001$, (2) $\epsilon_{r1} = 9.88$, $\text{tg}\delta_1 = 0.001$.

4 Conclusion :

Dans le présent chapitre, nous avons présenté des formules CAO qui permettent la détermination de la fréquence de résonance d'une APM de forme:

- rectangulaire avec ou sans couverture pour les deux modes TM_{10} et TM_{01} ;
- circulaire avec ou sans couverture pour le mode fondamental TM_{11} .

Ces formules sont valables pour une large gamme d'épaisseurs et de permittivité du substrat et de la couche protectrice. Cependant, pour la géométrie rectangulaire, elles ne sont valables que si la condition suivante est satisfaite:

$$1.3 \leq L_x/L_y \leq 1.8$$

Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux calculés par la méthode des moments et ceux des mesures.

Nous avons aussi présenté quelques résultats de l'impédance d'entrée d'une APM (rectangulaire ou circulaire) avec radôme de protection, calculés par la méthode des moments résolue dans le domaine spectral par la méthode de Galerkin. L'influence de l'épaisseur du superstrat et de sa nature sur l'évolution de l'impédance d'entrée a été analysée.

On peut ainsi conclure qu'une antenne plaque microruban de forme rectangulaire ou circulaire couverte d'une couche isolante de protection de permittivité optimale ≤ 2.64 et d'épaisseur $\leq 2\text{mm}$, conserve pratiquement toutes ses caractéristiques radioélectriques (dépendantes du champ proche), néanmoins le décalage en fréquence n'excède pas quelques pourcents. C'est la raison pour laquelle l'usage de cette couche protectrice est bénéfique dans la mesure où les caractéristiques de l'antenne ne sont pas trop affectées.

CHAPITRE 4

Alimentation par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse

- 1- Introduction
- 2- Le modèle équivalent
- 3- Admittance de la fente
- 4- Résultats obtenus
- 5- Conclusion

1 Introduction :

Les antennes microrubans sont excitées par divers types d'alimentation (§ chap.1):

- alimentation directe par ligne microruban;
- alimentation par câble coaxial;
- alimentation par couplage à proximité d'une ligne microruban;
- alimentation à travers une ouverture pratiquée dans le plan de masse.

Possédant l'avantage de la simplicité de fabrication, la première configuration présente des rayonnements indésirables; cet inconvénient est évité en utilisant une alimentation par câble coaxial. Cependant, cette dernière configuration présente aussi un inconvénient mécanique dû à la connexion de la sonde à l'antenne. Ces inconvénients ont incité les chercheurs à développer et à mettre en oeuvre de nouvelles procédures d'excitations, d'où l'avènement d'une technique utilisant le couplage électromagnétique soit à travers une fente dans le plan de masse ou par proximité d'une ligne microruban.

Nous avons voulu traiter dans ce chapitre, l'alimentation d'une APM rectangulaire par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse, en raison du gain d'espace apporté lors d'une alimentation d'un réseau d'antennes et de la possibilité d'intégration de circuits actifs et passifs. En outre, cette alimentation introduit la possibilité de choisir entre deux substrats diélectriques suivant les exigences voulues de l'élément rayonnant et celles de l'alimentation.

De nombreuses méthodes d'analyse ont fait l'objet d'une étude précise de cette configuration d'alimentation. Nous citons par exemple la méthode de l'équation intégrale du champ électrique [53] et celle du théorème de réciprocité [11] qui oeuvrent dans le domaine spectral pour l'évaluation des caractéristiques radioélectriques de l'antenne. Une autre évaluation de ces caractéristiques est utilisée en adoptant l'approche de l'équation intégrale hybride [54].

Bien que ces méthodes soient précises, elles requièrent un grand effort de programmation, un long temps de calcul et d'encombrantes tabulations des fonctions de Green pour une approche dans le domaine spatial. Pour pallier à ces inconvénients, de nouvelles méthodes s'adaptant aux programmes CAO ont été utilisées, parmi elles nous citons la méthode de la ligne de transmission [55] et celle de la cavité résonante [56].

Notre choix porte sur une nouvelle méthode simple, suggérée par MACI et al.[57] qui aboutit à des applications plus aisées aux programmes CAO. Un modèle équivalent de l'antenne est conçu en supposant une simple distribution du courant dans la fente et tout le long de la ligne d'alimentation. Ainsi ce modèle nous permet l'évaluation d'un ensemble de caractéristiques radioélectriques de l'APM prenant en compte l'énergie réactive emmagasinée dans la fente en assimilant l'élément rayonnant à un guide d'ondes plat parallèle (PPW).

2 Le modèle équivalent :

La géométrie de l'APM et de son alimentation est présentée à la figure 4.1.

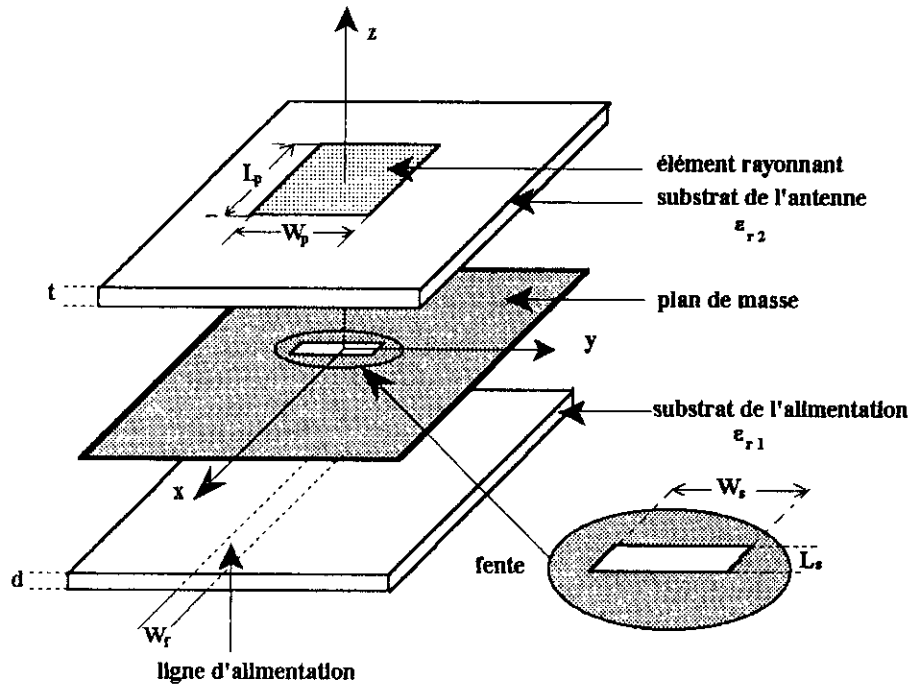


Fig. 4.1 Géométrie d'une antenne rectangulaire alimentée par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse.

Le plan de masse et les substrats diélectriques sont supposés infiniment étendus suivant les directions x et y .

L'évaluation des caractéristiques radioélectriques de notre antenne repose sur le fait qu'on considère un modèle qui suppose:

- une ligne microruban d'alimentation de longueur infinie;
- une fente couplée avec la ligne d'alimentation (sous le substrat inférieur) et l'antenne plaque (sur le substrat supérieur).

La densité de courant \vec{J}_f dans la ligne microruban est supposée se propager suivant un mode TEM [57] tel que:

$$\vec{J}_f(x,y) = \frac{1}{W_f} e^{-j\beta_e x} \hat{x} \quad \text{pour} \quad \begin{cases} -\infty < x < +\infty \\ |y| \leq W_f/2 \end{cases} \quad (4-1)$$

où:

- W_f est la largeur de la ligne d'alimentation;
- β_e est le nombre d'onde, relatif à la ligne, donné par la relation :

$$\beta_e = k_0 \sqrt{\frac{\epsilon_{r1} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r1} - 1}{2} \left[1 + 10 \frac{d}{W_f} \right]^{-1/2}} \quad (4-2)$$

avec :

- k_0 : le nombre d'onde dans le vide donné par la relation:

$$k_0 = 2\pi / \lambda_0 \quad (4-3)$$

- λ_0 : la longueur d'onde en espace libre ;

- d et ϵ_{r1} : respectivement l'épaisseur et la permittivité relative du substrat inférieur.

La valeur de β_e calculée ci-dessus ne tient pas compte de l'effet de dispersion de la ligne d'alimentation et elle est valable que pour des fréquences inférieures à une valeur limite f_d donnée par [57]:

$$f_d [\text{GHz}] = 0.3 \sqrt{\frac{Z_c}{d [\text{cm}] \sqrt{\epsilon_{r1} - 1}}} \quad (4-4)$$

où Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne microruban donnée par l'équation (2-8).

Pour des fréquences supérieures à f_d , l'effet de dispersion est pris en considération en approximant β_e par $\bar{\beta}_e$ [57]:

$$\bar{\beta}_e = \frac{k_0 \sqrt{\epsilon_{r1} - 1} - \beta_e}{1 + 4 F^{-(1.5)}} + \beta_e \quad (4-5)$$

où:

$$F = k_0 \frac{2d \sqrt{\epsilon_{r1} - 1}}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} + \left[1 + 2 \text{Log}_{10} \left(1 + \frac{W_f}{d} \right) \right]^2 \right\} \quad (4-6)$$

Ce modèle implique une distribution uniforme du courant à travers la largeur de la ligne. Cependant, l'introduction d'une condition de bords est possible pour décrire les variations transverses du courant, mais il s'avère que l'influence de ces dernières reste négligeable.

En appliquant le principe d'équivalence, la fente est remplacée par des courants magnétiques surfaciques \vec{M}_{s1} , \vec{M}_{s2} sous et sur le plan de masse (Fig. 4.2).

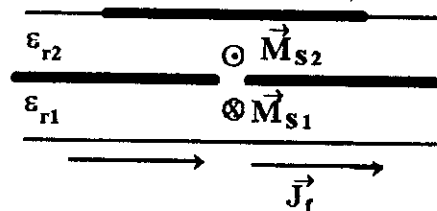


Fig. 4.2 Modélisation de la fente à l'aide de sources magnétiques équivalentes.

La continuité du champ électrique tangentiel à travers la fente est mise en vigueur en posant la condition:

$$\vec{M}_{s1} = -\vec{M}_{s2} = \vec{M}_s \quad (4-7)$$

Un simple mode sinusoïdal longitudinal est utilisé [57] pour décrire la distribution de la source \vec{M}_s sous la forme:

$$\vec{M}_s(x,y) = \frac{V_0}{L_s} \frac{\sin\left[k_s\left(\frac{W_s}{2} - |y|\right)\right]}{\sin\left(k_s \frac{W_s}{2}\right)} \hat{y} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} |y| \leq \frac{W_s}{2} \\ |x| \leq \frac{L_s}{2} \end{cases} \quad (4-8)$$

où:

- W_s et L_s sont les dimensions de la fente (Fig.4.1);
- V_0 est la tension au centre de la fente;
- k_s est le nombre d'onde relatif à la fente donné par la relation :

$$k_s = k_0 \sqrt{\frac{\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2}}{2}} \quad (4-9)$$

Le schéma équivalent de l'antenne et de son alimentation est donné par la figure 4.3.

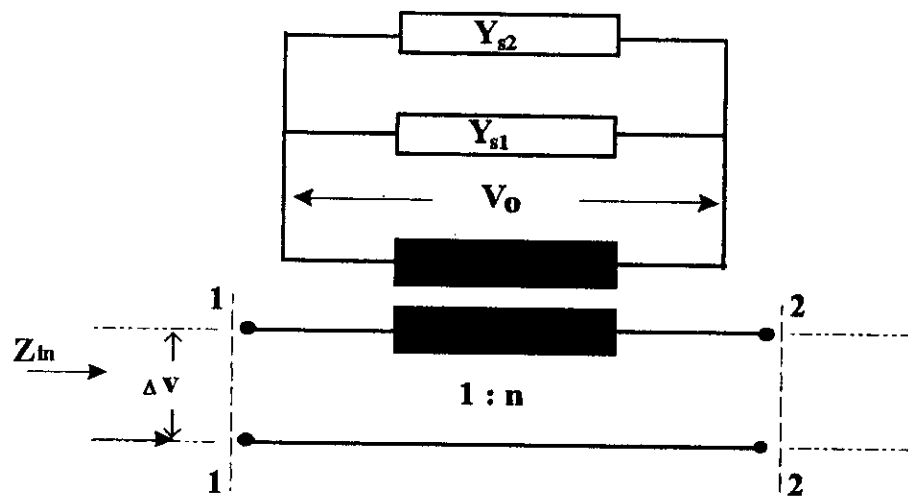


Fig. 4.3 Schéma équivalent du couplage entre l'élément rayonnant et la ligne d'alimentation à travers la fente.

La tension à la sortie du transformateur coïncide avec celle du centre de la fente. Le rapport de transformation peut être évalué par l'expression suivante [57]:

$$n = \frac{\Delta V}{V_0} = \iint_{\text{fente}} \bar{h}_f^* \cdot \bar{m}_s \, dS \quad (4-10)$$

avec:

- ΔV : la discontinuité modale de la tension dans la ligne microruban due à la présence de la fente dans le plan de masse ;
- \bar{h}_f : le champ magnétique qui résulte du courant \bar{J}_f de la ligne d'alimentation ;
- \bar{m}_s est donné par la relation :

$$\bar{m}_s = \frac{\bar{M}_s}{V_0} \quad (4-11)$$

L'évaluation du rapport de transformation n se fait dans le domaine spectral par une intégrale unidimensionnelle due aux suppositions faites sur la densité de courant \bar{J}_f . Son expression est donnée comme suit [57]:

$$n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_n(-\beta_e, k_y) \mathfrak{R}_s(-\beta_e, k_y) \frac{\sin(k_y W_f/2)}{k_y W_f/2} dk_y \quad (4-12)$$

- $\mathfrak{R}_s(k_x, k_y)$: Transformée de Fourier de \bar{m}_s donnée par:

$$\mathfrak{R}_s(k_x, k_y) = \frac{\sin(k_x L_s/2)}{k_x L_s/2} W_s \frac{k_s W_s/2}{\sin(k_s W_s/2)} \times \frac{\cos(k_s W_s/2) - \cos(k_y W_s/2)}{(k_y W_s/2)^2 - (k_s W_s/2)^2} \quad (4-13)$$

- $G_n(k_x, k_y)$: la fonction de Green dans le domaine spectral de la ligne microruban donnée par la relation [11, 58]:

$$G_n(k_x, k_y) = \frac{-jk_x^2 (\epsilon_{r1} - 1) \sin(K_1 d)}{T_e T_m} + \frac{K_1}{T_e} \quad (4-14)$$

Où:

$$T_e = K_1 \cos(K_1 d) + j K \sin(K_1 d) \quad (4-15)$$

$$T_m = \epsilon_{r1} K \cos(K_1 d) + j K_1 \sin(K_1 d) \quad (4-16)$$

$$K_1 = \sqrt{\epsilon_{r1} k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad , \quad \text{Im}(K_1) \leq 0 \quad (4-17)$$

$$K = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad , \quad \text{Im}(K) \leq 0 \quad (4-18)$$

3 Admittance de la fente :

Les suppositions faites sur le mode du courant magnétique utilisé pour décrire la fente nous permettent de représenter l'admittance Y_s comme étant deux admittances en parallèle [57]:

$$Y_s = Y_{s1} + Y_{s2} \quad (4-19)$$

Y_{s1} et Y_{s2} correspondent respectivement à la région d'alimentation et à celle de l'élément rayonnant.

La première admittance est évaluée par l'intégrale suivante:

$$Y_{s1} = G_{s1} + j \beta_{s1} = \iint_{\text{fente}} \vec{m}_s \cdot \vec{h}_1^* dS \quad (4-20)$$

où \vec{h}_1 est le champ magnétique dans le substrat inférieur dû à \vec{m}_s .

Son évaluation dans le domaine spectral est donnée par:

$$Y_{s1} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(k_x, k_y) |\mathfrak{R}_s(k_x, k_y)|^2 dk_x dk_y \quad (4-21)$$

où $G_1(k_x, k_y)$ est la fonction de Green dans le domaine spectral pour le substrat diélectrique inférieur. Elle est donnée par [11]:

$$G_1(k_x, k_y) = \frac{-j}{k_0 \eta_0} \left[j \frac{[K_1 \cos(K_1 d) + j\epsilon_{r1} K \sin(K_1 d)] (\epsilon_{r1} k_0^2 - k_y^2)}{K_1 T_m} - j \frac{k_y^2 K_1 (\epsilon_{r1} - 1)}{T_e T_m} + j \frac{(k_0^2 - k_y^2)}{K} \right] \quad (4-22)$$

où $\eta_0 = 120\pi \Omega$ est l'impédance d'onde en espace libre.

Dans la région de l'antenne, le courant magnétique produit un champ sous la plaque rayonnante et peut être représenté comme étant une superposition des modes d'un guide d'ondes plat parallèle (PPW).

La composante suivant x du champ magnétique dans le PPW à $z = t$ est représentée [57] par l'expression:

$$H_x = H_{x0} + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g_n(k_x, k_y) \mathfrak{R}_s(k_x, k_y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (4-23)$$

où :

$$g_n(k_x, k_y) = \frac{-2j}{\omega\mu t} \frac{k^2 - k_x^2}{k^2 - k_x^2 - k_y^2 - \left(\frac{n\pi}{t}\right)^2} \quad (4-24)$$

avec :

- $k = k_0 \sqrt{\epsilon_{r2}}$;
- t : l'épaisseur du substrat supérieur;
- μ : la perméabilité magnétique;
- H_{x0} : le terme associé au mode fondamental. Les autres termes, correspondant aux modes d'ordres supérieurs, décroissent en $\exp\left(-|y| \frac{n\pi}{t}\right)$.

Dans le PPW, le mode fondamental -seul mode de propagation- est réfléchi aux périphéries de l'antenne donnant naissance à une configuration d'ondes stationnaires.

Pour décrire ce phénomène, le PPW est enfermé par des murs magnétiques aux deux cotés perpendiculaires de la fente et par des admittances dans les deux autres cotés, ce qui correspond à une description typique du modèle de la cavité (MC) pour le mode fondamental. Ainsi l'admittance de la fente dans la région de l'antenne est donnée par:

$$Y_{s2} = Y_{cm} + j \beta_{ppw} \quad (4-25)$$

où :

- Y_{cm} est l'admittance associée au mode fondamental du MC. Elle est donnée par [57]:

$$Y_{cm} = \frac{2 I_x^2 I_y^2}{j \omega \mu W_p L_p t (\epsilon_{r2} k_0^2 - \tilde{k}_{01}^2)} \quad (4-26)$$

avec :

- W_p et L_p : les dimensions de l'élément rayonnant;
- I_x et I_y sont donnés par les expressions suivantes :

$$I_x = \frac{2}{L_s} \sin\left[\tilde{k}_{01} \left(\frac{L_p}{2} - x_0\right)\right] \sin\left(\tilde{k}_{01} \frac{L_s}{2}\right) \quad (4-27)$$

$$I_y = \frac{2}{k_s} \left[\sin\left(\frac{k_s W_s}{2}\right) - \cot\left(\frac{k_s W_s}{2}\right) \left(1 - \cos\left(\frac{k_s W_s}{2}\right)\right) \right] \quad (4-28)$$

- x_0 : l'offset du centre de la fente par rapport au centre de l'élément rayonnant suivant l'axe x (Fig. 4.1);

- \tilde{k}_{01} : la solution de l'équation complexe suivante [61]:

$$\text{tg}(\tilde{k}_{01}L_p) = \frac{2 \tilde{k}_{01}\alpha}{\tilde{k}_{01} - \alpha^2} \quad (4-29)$$

avec :

$$\alpha = j \omega \mu \frac{t}{W_p} Y_w \quad (4-30)$$

- Y_w : l'admittance des murs magnétiques, donnée par:

$$Y_w = G_w + j B_w \quad (4-31)$$

où :

$$B_w = \frac{0.01668 W_p}{2\pi \lambda_0} \varepsilon_{e2} \frac{W_p/t + 0.336}{W_p/t + 0.556} \times \left[0.28 + \frac{\varepsilon_{r2} + 1}{\varepsilon_{r2}} \left(0.274 + \text{Ln} \left(\frac{W_p}{t} + 2.518 \right) \right) \right] \quad (4-32)$$

$$G_w = \frac{W_p^2}{90 \lambda_0^2} \left[1 - \frac{9}{16} \frac{W_p^2}{\lambda_0^2} \right] \left(1.32 + 0.68 \cos \left(4.85 \frac{L_p}{\lambda_0} \right) \right) \quad (4-33)$$

$$\varepsilon_{e2} = \frac{\varepsilon_{r2} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r2} - 1}{2} \left[1 + 10 \frac{t}{W_p} \right]^{-1/2} \quad (4-34)$$

Dans la relation (4-25), $j \beta_{ppw}$ est la susceptance due aux modes d'ordres supérieurs dans le PPW [57]. Elle est évaluée par l'expression :

$$j \beta_{ppw} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} G_2(k_x, k_y) \left| \mathcal{R}_s(k_x, k_y) \right|^2 dk_x dk_y \quad (4-35)$$

où :

$$G_2(k_x, k_y) = -j \frac{(\varepsilon_{r2} k_0^2 - k_x^2)}{\omega \mu} \left[\frac{\cot(K_2 t)}{K_2} - \frac{1}{K_2^2 t} \right] \quad (4-36)$$

$$K_2 = \sqrt{\varepsilon_{r2} k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}, \quad \text{Im}(K_2) \leq 0 \quad (4-37)$$

L'impédance d'entrée du modèle illustré ci-dessus peut être évaluée par l'expression suivante:

$$Z_{in} = Z_1 + \frac{n^2}{Y_s} \quad (4-38)$$

où Z_1 représente la contribution du stub donnée par [11]:

$$Z_1 = -j Z_c \cot[\beta_e(L_0 + 0.4d)] \quad (4-39)$$

L_0 est la longueur du stub.

4 Résultats obtenus :

Pour l'évaluation des deux équations (4-21) et (4-35) nous avons transformé les variables de chaque double intégrale pour considérer qu'un seul intervalle infini d'intégration en posant:

$$k_x = k_p \cos(\alpha) ; \quad k_y = k_p \sin(\alpha) \quad (4-40)$$

tel que:

$$k_p \in [0, +\infty[\quad \text{et} \quad \alpha \in [0, 2\pi].$$

Pour des raisons de parité des intégrants, nous avons ramené l'intervalle d'intégration de α à $[0, \pi/2]$. En constatant que les intégrants dans les équations (4-21) et (4-35) ne varient pas considérablement en fonction de la fréquence (fonctions non oscillantes), nous avons évalué les deux intégrales impropres par la méthode de Romberg [61] pour trois valeurs distinctes de la fréquence. Une simple interpolation sur toute la bande de fréquence utilisée nous permet d'obtenir les résultats présentés ci-dessous. Cela nécessite un temps de calcul de 6 mn sur un PC 386 (40 MHz) pour une courbe de 200 points.

Dans le but de valider les résultats obtenus par le modèle étudié, nous présentons à la figure 4.4 l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, comparée aux mesures effectuées par [57].

Les résultats théoriques obtenus concordent assez bien avec les résultats expérimentaux. Cependant, un léger décalage de la fréquence de résonance de l'ordre de 0.60 % est constaté.

La figure 4.5 montre l'influence de l'épaisseur du substrat de l'antenne sur son impédance d'entrée. L'augmentation de l'épaisseur du substrat a pour effet la diminution de la résistance à la résonance et l'amélioration de la bande passante. En outre, nous constatons un léger décalage de la fréquence de résonance.

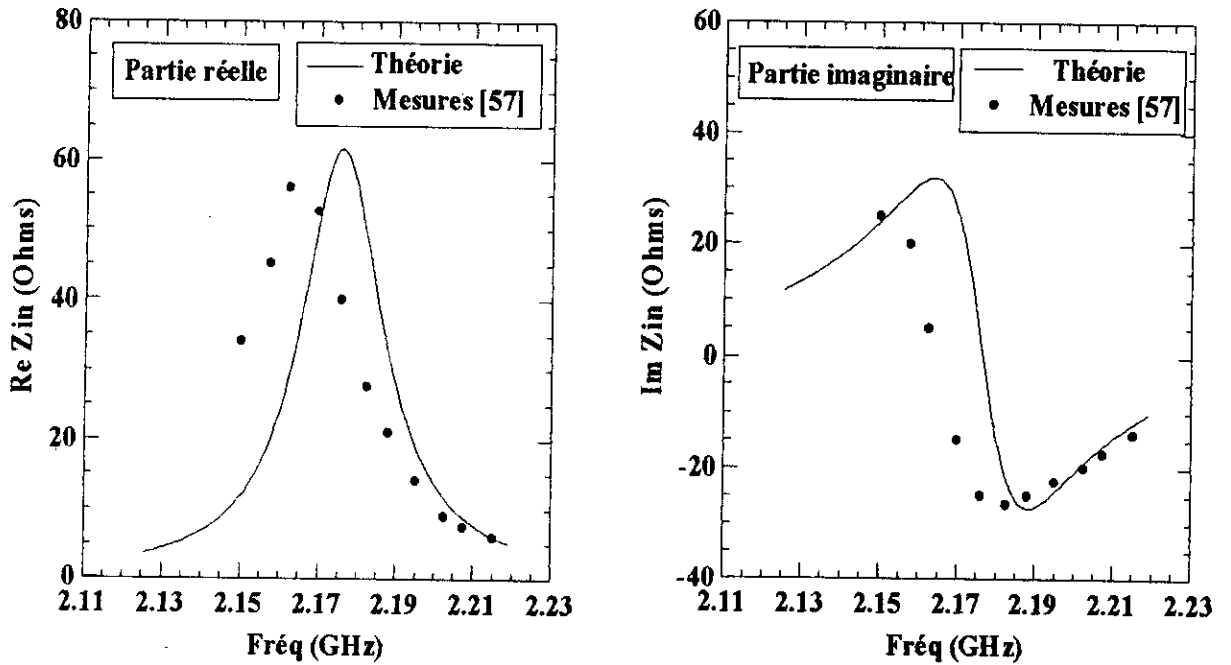


Fig 4.4 Impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente . $W_s=11.2$ mm $L_s = 1.55$ mm , $t = d = 1.587$ mm, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.54$, $W_p = 30$ mm, $L_p = 40$ mm, $W_f = 4.42$ mm, $L_0=20$ mm. Mesures de [57]. $f_{rés}(thé) = 2.176$ GHz, $f_{rés}(mes) = 2.165$ GHz.

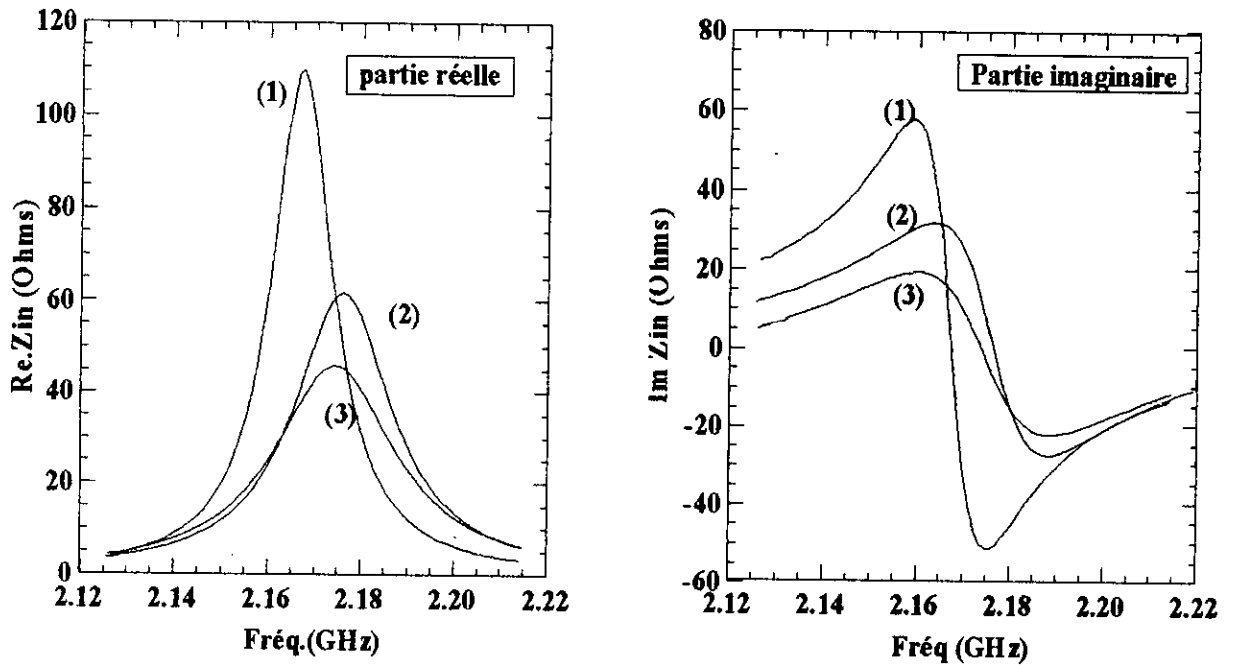


Fig 4.5 Influence de l'épaisseur t du substrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente . $W_s= 11.2$ mm, $L_s = 1.55$ mm, $d = 1.587$ mm, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.54$, $W_p = 30$ mm, $L_p = 40$ mm, $W_f = 4.42$ mm, $L_0 = 20$ mm.

(1) $t = 1$ mm, (2) $t = 1.587$ mm, (3) $t = 2$ mm.

Dans la figure 4.6, une variation de la longueur W_s de la fente a été effectuée pour voir son influence sur l'impédance d'entrée. Quand W_s croît, nous remarquons une augmentation de la résistance de l'antenne à la résonance due à un couplage plus important entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. Nous constatons également une diminution de la fréquence de résonance.

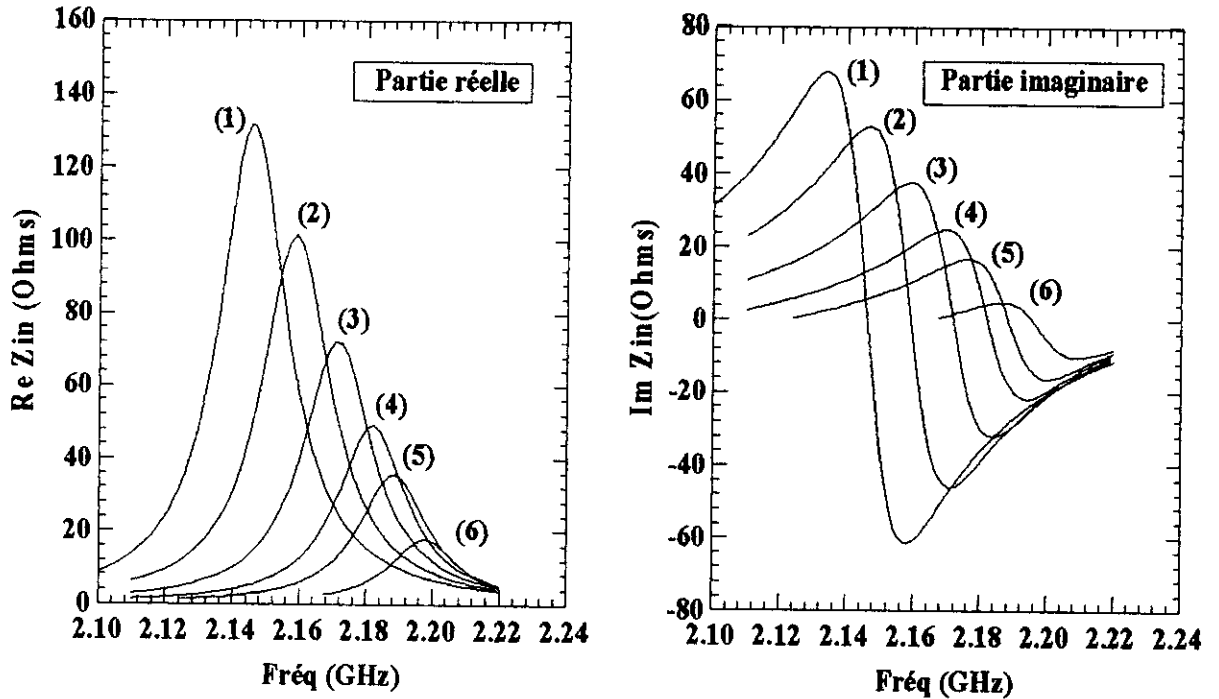


Fig 4.6 Influence de la longueur W_s de la fente sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente. $L_s = 1.55$ mm, $t = d = 1.587$ mm, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.54$, $W_p = 30$ mm, $L_p = 40$ mm, $W_f = 4.42$ mm, $L_0 = 20$ mm.

- (1) $W_s = 16$ mm, (2) $W_s = 14$ mm, (3) $W_s = 12$ mm,
 (4) $W_s = 10.2$ mm, (5) $W_s = 9$ mm, (6) $W_s = 7$ mm.

Les variations de la résistance maximale et de la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente sont aussi présentées sous forme d'un nomogramme à la figure 4.7.

L'influence de la position de la fente - suivant l'axe x - sur l'impédance d'entrée est présentée dans la figure 4.8. Lorsque la fente est décalée du centre de l'antenne suivant la direction x , le couplage entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant devient moins important ce qui a pour effet la diminution de la résistance à la résonance.

Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux de SULLIVAN [53], obtenus en utilisant la méthode des moments résolue dans le domaine spectral par la méthode de Galerkin.

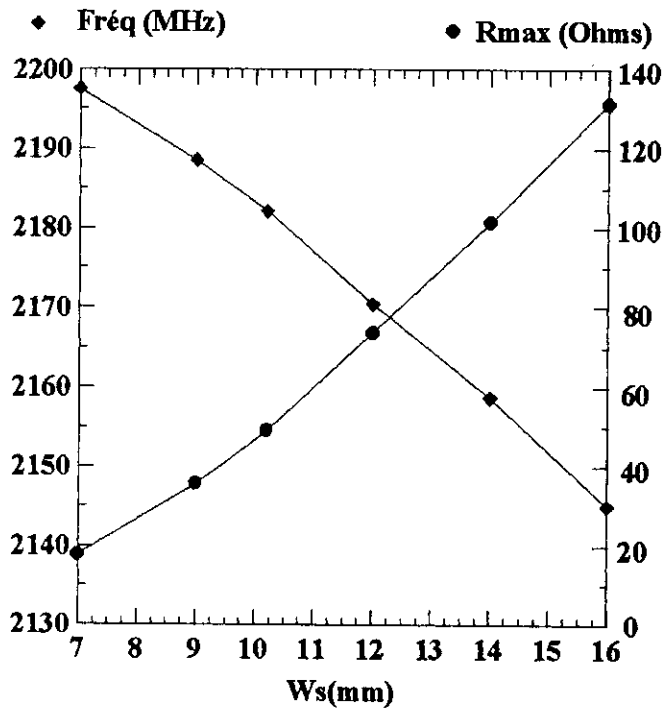


Fig. 4.7 Variation de la résistance maximale et de la fréquence de résonance en fonction de la longueur de la fente. Les paramètres de l'antenne sont ceux de la figure 4.6 .

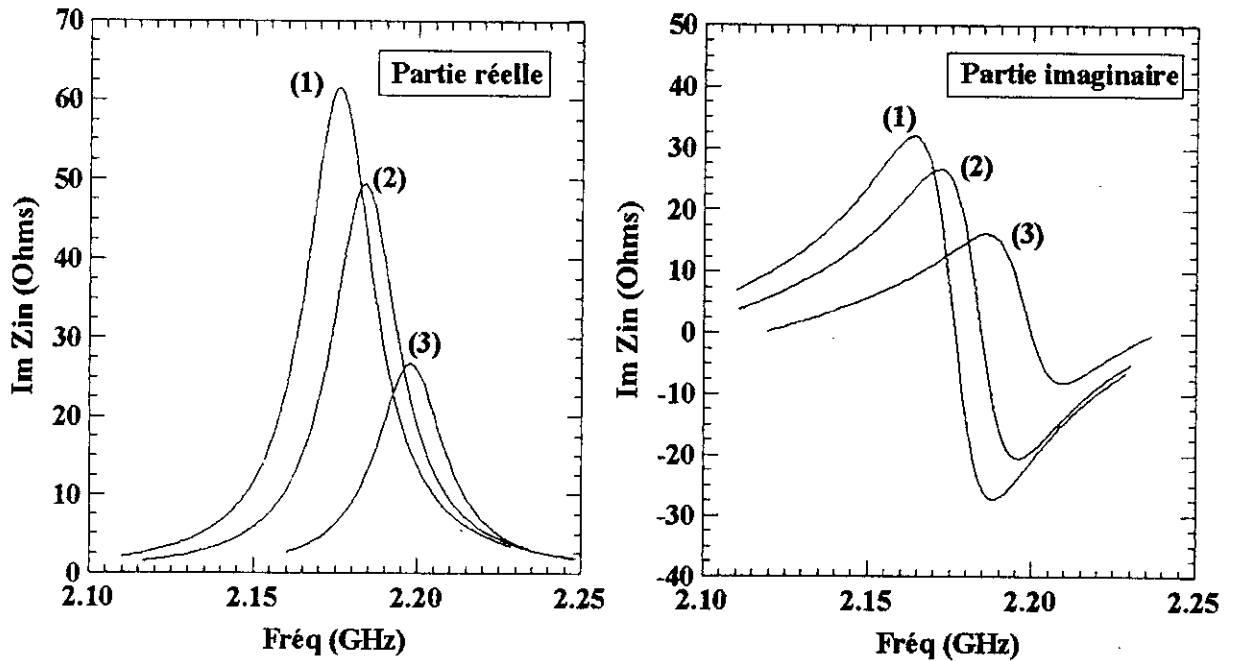


Fig. 4.8 Influence de x_0 sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée à travers une fente. $L_S = 1.55$ mm, $W_s = 11.2$ mm, $t = d = 1.587$ mm, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.54$, $W_p = 30$ mm, $L_p = 40$ mm, $W_f = 4.42$ mm, $L_0 = 20$ mm.

(1) $x_0 = 0.0$ mm, (2) $x_0 = 0.5$ mm, (3) $x_0 = 1.0$ mm.

5 Conclusion :

Le présent chapitre a fait l'objet de l'étude d'un modèle simple pour la détermination de l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire alimentée par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse. Le modèle est basé sur une description simplifiée des distributions des courants électriques et magnétiques respectivement dans la ligne d'alimentation et à travers la fente (considération d'un seul mode).

Dans le but de décrire l'énergie réactive emmagasinée dans la fente, l'antenne est modélisée par un guide d'ondes plat parallèle infini (PPW). Le modèle permet d'obtenir un schéma équivalent simple de la structure.

L'effet de quelques paramètres géométriques de la structure sur l'impédance d'entrée a fait l'objet d'une étude théorique dans ce chapitre. Cette étude nous a permis de mettre en évidence l'influence de l'épaisseur du substrat supérieur ainsi que l'influence de l'ouverture.

Bien que le modèle présenté suppose une distribution axiale du courant dans la ligne d'alimentation, les résultats obtenus sont en bon accord avec les mesures. Cette méthode s'avère très utile pour des applications en CAO.

CONCLUSION GENERALE

Conclusion générale

Notre étude, bien que limitée dans le temps, a permis de mettre en relief des méthodes simples, précises et efficaces du point de vue temps de calcul, évaluant quelques caractéristiques radioélectriques des APM de forme rectangulaire ou circulaire.

Nous avons présenté un modèle simple, basé sur la méthode de la cavité, s'adaptant aux programmes CAO qui permet l'évaluation de la fréquence de résonance et de l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire ou circulaire alimentée par sonde coaxiale. Ce modèle prend en compte les effets de bords en introduisant la permittivité dynamique. Il permet également de prendre en considération aussi bien des substrats épais que des structures d'antennes ayant deux couches diélectriques. L'ajustage de l'épaisseur de la couche inférieure (généralement de l'air), nous offre la possibilité de changer la fréquence de résonance ainsi que la bande passante.

Le programme de calcul élaboré permet l'analyse et la conception de structures d'antennes plaques rectangulaires ou circulaires. Une étude de l'influence de quelques paramètres de l'antenne (nature du substrat, dimensions de l'élément rayonnant, position du point d'excitation, introduction d'une couche d'air) sur les caractéristiques radioélectriques s'est avérée complémentaire pour la conception de telles structures.

L'étude de l'effet d'un radôme de protection sur la fréquence de résonance des antennes microrubans (rectangulaires ou circulaires) a pris part dans notre étude. Les résultats obtenus par des formules CAO, pour diverses combinaisons de permittivités relatives et d'épaisseurs des deux diélectriques (superstrat, substrat), ont été comparés à ceux obtenus par la méthode des moments. Pour compléter cette étude, nous avons mis en évidence l'influence de quelques paramètres du superstrat sur l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence et ce, en utilisant la méthode des moments.

Le travail précédent étant limité à l'analyse des APM rectangulaires ou circulaires, alimentées par câble coaxial, possédant deux couches diélectriques ou un radôme de protection, nous avons voulu présenter dans cette étude une méthode simple adaptée à la CAO qui permet d'évaluer l'impédance d'entrée d'une antenne plaque microruban rectangulaire alimentée par couplage électromagnétique à travers une fente dans le plan de masse. Le programme élaboré dans ce sens nous a permis également de mettre en évidence l'influence de l'épaisseur du substrat supérieur ainsi que l'effet de l'offset et de la longueur de la fente sur l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence.

Nous estimons que notre modeste contribution mérite d'être poursuivie et approfondie. Il aurait été souhaitable de disposer, au niveau de notre Laboratoire, de maquettes d'antennes rectangulaires alimentées par sonde coaxiale ou par couplage à travers une ouverture dans le plan de masse. Cela permettra de compléter cette étude avec plus de mesures pour mieux situer les bandes de fréquences et les gammes de paramètres physiques et électriques de l'antenne pour lesquelles les modèles présentés donnent de très bons résultats.

En outre, il est très utile de compléter l'étude des effets du superstrat en envisageant une étude plus aisée de ses influences sur l'évolution de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence et ce, en utilisant des méthodes simples et efficaces (du point de vue temps de calcul).

Enfin, nous n'omettrons pas de signaler qu'une étude des autres caractéristiques radioélectriques des APM s'avère très intéressante. Ainsi tout les programmes élaborés peuvent être rassemblés sous forme d'un logiciel qui servira aussi bien pour l'analyse que pour la conception des APM rectangulaires ou circulaires, alimentées par les deux configurations d'alimentations présentées antérieurement.

REFERENCES

Références

- [1] BHARTIA P., RAO K.V.S and TOMAR R.S.
"Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas".
Artech House, Boston-London, 1991.
- [2] MOSIG J.R., GARDIOL F.
"Techniques analytiques et numériques dans l'analyse des antennes microruban".
Ann.Télécommun., vol.40, n° 7-8, pp. 1-27, 1985.
- [3] MUNSON R.E.
"Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-22, pp. 74-78, 1974.
- [4] DUBOST G., BEAUQUET G.
"Linear transmission-line model analysis of arbitrary-shape patch antennas".
Electron.Lett., vol.22, n° 15, pp. 798-799, Jul.1986.
- [5] UZUNOGLU N.K., ALEXOPOULOS N.G. and FIKIORIS J.G.
"Radiation properties of microstrip dipoles".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 27, n° 6, pp.853-858, Nov. 1979.
- [6] SUZUKI Y., CHIBA T.
"Computer analysis method for arbitrarily shaped microstrip antenna with multiterminals".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 32, n° 6, pp.585-590, Jun. 1984.
- [7] CHEW W.C., KONG J.A.
"Analysis of a circular microstrip disk antenna with a thick dielectric substrate".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 29, n° 1, pp.68-76, Jan. 1981.
- [8] PERLMUTTER P. et al.
"Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas with application to rectangular elements".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 33, n 3, pp. 301-311, Mar. 1985.
- [9] ASHKENAZY J., SHTRIKMAN S. and TREVES D.
"Electric surface current model for the analysis of microstrip antennas on cylindrical bodies".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 33, n° 3, pp. 295-311, Mar. 1985.
- [10] ARAKI K., SHTRIKMAN S. and TREVES D.
"Numerical analysis of circular disk microstrip antennas with parasitic elements".
IEEE Trans.Antennas Propagat., vol. 34, n° 12, pp. 1390-1394, Dec. 1986.
- [11] POZAR D.M.
"A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 34, n° 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.

- [12] MARTINSON T.M., KUESTER E.F.
 "Accurate analysis of arbitrarily shaped patch resonators on thin substrates".
 IEEE Trans., vol.MTT-36, n° 2, pp. 324-331, Feb. 1988.
- [13] NEWMAN E.H., TULYATHAN P.
 "Analysis of microstrip antennas using moment methods".
 IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.29, n° 1, pp. 47-53, Jan. 1981.
- [14] ITOH T., MENZEL W.
 "A full-wave analysis method for open microstrip structures".
 IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.29, n° 1, pp. 63-68, Jan. 1981.
- [15] ARAKI K., ITOH T.
 "Hankel transform domain analysis of open circular microstrip radiating structures".
 IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.29, n 1, pp. 84-89, Jan. 1981.
- [16] MOSIG J.R.
 "Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation".
 IEEE Trans., vol.MTT-36, n° 2, pp. 314-323, Feb. 1988.
- [17] HARRINGTON R.F.
 "Field computation by moment methods".
 New York: Macmillan, 1968.
- [18] WILLIS T.M., SENGUPTA D.L.
 "Spectral analysis of microstrip antennas with CG-FFT: two dimensional results".
 IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.37, n° 7, pp. 810-816, Jul. 1989.
- [19] GUPTA K.C., SHAMA P.C.
 "Segmentation and desegmentation techniques for analysis of planar microstrip antennas".
 APS IEEE Int. Symp, Los Angeles, CA, pp. 19-22, Jun. 1981.
- [20] VANDENBOSH G.A.E., VAN DE CAPELLE A.R.
 "A highly accurate feed model for microstrip, dual patch microstrip and microstrip backfire antennas".
 Radio Sci., vol.26, pp. 571-577, 1991.
- [21] DAMIANO J.P., PAPIERNIK A.
 "A simple and accurate model for the resonant frequency and the input impedance of printed antennas".
 Int. J. MIMICAE, vol.3, n° 4, pp. 350-361, 1993.
- [22] WOLFF I., KNOPPIK N.
 "Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators".
 IEEE Trans., vol. MTT-22, pp. 857-864, 1974.

- [23] GARG R., LONG S.A.
"Resonant frequency of electrically thick rectangular microstrip antennas".
Electron. Lett., vol. 23, n° 21, pp. 1149-1151, 1987.
- [24] LO Y.T., SOLOMON D. and RICHARDS W.F.
"Theory and experiment on microstrip antenna".
IEEE Trans., vol.27, pp. 137-145, 1979.
- [25] JAMES J.R. et al.
"Microstrip antenna performance is determined by substrate constraints".
Microwaves Syst. News, pp.73-84, Aug. 1982.
- [26] ABOUD F., DAMIANO J.P. and PAPIERNIK A.
"A new model for calculating the input impedance of coax-fed circular microstrip antennas with and without air gaps".
IEEE Trans., vol. AP-38, n° 11, pp. 1882-1885, 1990.
- [27] CHEW W.C., KONG J.A.
"Effects of fringing field on the capacitance of circular microstrip disk".
IEEE Trans., vol. MTT-28, pp. 98-104, 1980.
- [28] DAMIANO J.P., PAPIERNIK A.
"Survey of analytical and numerical models for probe-fed microstrip antennas".
IEE Proc. Microwaves Antennas Propagat., vol.141, n° 1, Feb. 1994.
- [29] ZHENG J.X., CHANG D.C.
"End-correction network of a coaxial probe for microstrip patch antennas".
IEEE Trans, vol. AP-39, pp. 115-118, 1991.
- [30] ABOUD F.
"Modélisation des antennes imprimées rectangulaires ou circulaires à l'aide de quelques propriétés électromagnétiques simples".
Thèse de doctorat, Faculté des sciences et des techniques de l'université de Nice, 1988.
- [31] SCHNEIDER M.V.
"Microstrip lines for microwave integrated circuits".
Bell. Syst. Tech. J., vol.48, pp. 1422-1444, 1969.
- [32] HAMMERSTAD E., JENSEN O.
"Accurate models for microstrip computer-aided design".
IEEE Int. Symp. MTT (Washington, DC), pp. 407-409, May 1980.
- [33] CARVER K.R., COFFEY E.L.
"A modal expansion theory for the microstrip antenna".
IEEE Symp. Ant. Propagat. (Seattle, WA), pp. 101-104, 1979.
- [34] SCHAUBERT D., POZAR D. and ADRIAN A.
"Effect of microstrip antenna substrate thickness and permittivity: comparison of theories with experiment".
IEEE Trans., vol. AP-37, pp. 677-682, 1989.

- [35] CHANG E., LONG S.A. and RICHARDS W.F.
 "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas".
 IEEE Trans., vol. AP-34, pp. 767-772, 1986.
- [36] JAMES J.R., HALL P.S. and WOOD C.
 "Microstrip antennas. Theory and Design".
 IEE Electromagnetic Waves Series 12, Peregrinus, London, 1981.
- [37] LIN C.C.
 "Experimental determination of the resonance frequencies of suspended-substrate
 microstrip antennas".
 Microwave Opt. Technol. Lett., Vol.3, n° 2, pp. 66-70, 1990.
- [38] DERNERYD A.G.
 "Microstrip disc antenna covers multiple frequencies".
 Microwave J., pp. 77-79, May 1978.
- [39] DAMIANO J.P., LAHEURTE J.M. and PAPIERNIK A.
 "Probe fed multilayer microstrip antennas: modelling and graphic representation of
 surface currents".
 Int. Symp., JINA (Nice, France), pp. 83-86, 1992.
- [40] ITOH T., MITTRA R.
 "Analysis of a microstrip disk resonator".
 AEU, vol.27, n° 11, pp. 456-458, 1973.
- [41] AKSAS R., ZERGUERRAS A.
 "Modélisation d'antennes plaques multicouches de forme arbitraire en mode quasi-
 TEM".
 Algerian Journal of Technology, vol.8, pp. 1-34, 1992.
- [42] BAHL I.J., BHARTIA P.
 "Microstrip antennas".
 Artech- House, 1980.
- [43] LEE K.F. et al.
 "Circular-disk microstrip antenna with an air gap".
 IEEE Trans., vol. AP-32, pp. 880-884, 1984.
- [44] BAHL I.J., BHARTIA P. and STUCHLY S.S.
 "Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer".
 IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, pp. 314-318, 1982.
- [45] BHATTACHARYYA A., TRALMAN T.
 "Effect of dielectric superstrate on patch antennas".
 Electron. Lett., vol.24, pp. 356-358, 1988.
- [46] FAN Z., LEE K.F.
 "Input impedance of rectangular microstrip antennas with a dielectric cover".
 Microwave Opt. Technol. Lett., vol. 5, n° 3, pp.123-125, 1992.

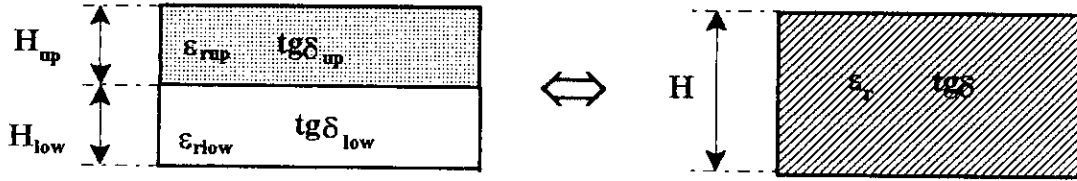
- [47] FAN Z., LEE K.F.
"Input impedance of circular-disk microstrip antennas with a dielectric cover".
Microwave Opt. Technol. Lett., vol.5, n° 13, pp. 701-704, Dec. 1992.
- [48] RAMSHI O.M., LO Y.T.
"Superstrate effect on the resonant frequency of microstrip antennas".
Microwave Opt. Technol. Lett., vol.5, n° 6, pp. 254-257, 1992.
- [49] LUK K.M., TAM W.Y. and YIP C.L.
"Analysis of circular microstrip antennas with superstrates".
IEE Proc., Pt. H, vol.136, pp. 261-262, 1989.
- [50] CHEN W. et al.
"CAD formulas for resonant frequencies of TM₀₁ and TM₁₀ modes of rectangular patch antenna with superstrate".
Int. J. MIMICAE, vol.3, n° 4, pp. 340-349, 1993.
- [51] CHEW W.C., LIU Q.
"Resonant frequency of a rectangular microstrip patch".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.36, n° 8, pp. 1045-1056, Aug. 1988.
- [52] LEE K.F., FAN Z.
"CAD formulas for resonant frequencies of TM₁₁ mode of circular patch antenna with or without superstrate".
Microwave Opt. Technol. Lett., vol.7, n° 12, pp. 571-573, Aug. 1994.
- [53] SULLIVAN P.L., SCHAUBERT D.H.
"Analysis of an aperture coupled microstrip antenna".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, pp. 977-984, 1986.
- [54] BARLATEY L., SMITH H.K. and MOSIG J.R.
"Printed radiating structures and transitions in multi-layered substrates".
Int. J. MIMICAE, vol.2, pp. 273-285, 1992.
- [55] HIMDI M., DANIEL J.P. and TERRET C.
"Transmission line analysis of aperture coupled microstrip antennas".
Electron. Lett., vol.25, pp. 1229-1230, 1989.
- [56] HIMDI M., DANIEL J.P. and TERRET C.
"Analysis of aperture coupled microstrip antennas using cavity method".
Electron. Lett., vol.25, pp. 391-392, 1989.
- [57] MACI S. et al.
"A CAD-oriented approach for aperture-coupled patch antennas".
Int. J. MIMICAE, vol.3, n° 4, pp. 386-396, 1993.
- [58] POZAR D.M.
"Analysis of an infinite phased array of aperture coupled microstrip patches".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.37, n° 4, pp. 418-427, Apr. 1989.

- [59] CARVER K.R., JAMES W.M.
"Microstrip antenna technology".
IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-29, n° 1, pp. 1-21, Jan. 1981.
- [60] ABOUD F., DAMIANO J.P. and PAPIERNIK A.
"Simple model for the input impedance of coax-fed rectangular microstrip patch antenna for CAD".
IEE Proc., vol.135, Pt.H, n° 5, pp. 323-326, Oct. 1988.
- [61] PRESS W.H. et al.
"Numerical recipes: the art of scientific computing".
Cambridge University Press, 1990.

ANNEXES

ANNEXE A

1) Permittivité complexe équivalente:



La permittivité complexe équivalente de deux substrats diélectriques est donnée par:

$$H = H_{low} + H_{up} \quad (A-1)$$

$$\epsilon_r = \epsilon_{rup} \epsilon_{rlow} H \frac{1 - tg\delta_{up} tg\delta_{low}}{\epsilon_{rlow} H_{up} + \epsilon_{rup} H_{low}} \quad (A-2)$$

$$tg\delta = \frac{tg\delta_{low} + tg\delta_{up}}{1 - tg\delta_{up} tg\delta_{low}} \frac{\epsilon_{rup} tg\delta_{up} H_{low} + \epsilon_{rlow} tg\delta_{low} H_{up}}{\epsilon_{rup} H_{low} + \epsilon_{rlow} H_{up}} \quad (A-3)$$

2) Bande passante:

La bande passante, correspondante à un Taux d'Ondes Stationnaires, T.O.S ≤ 2 , exprimée en % est égale à :

$$B(\%) = \frac{(f_{max} - f_{min})}{f_0} \quad (A-4)$$

f_{min} , f_{max} : fréquence minimale et maximale aux points de rencontre de la courbe représentant l'impédance d'entrée normalisée et le cercle de T.O.S 2 (sur l'Abaque de Smith).

f_0 : fréquence centrale (moyenne arithmétique de f_{min} et f_{max}).

La bande passante peut s'exprimer en fonction du T.O.S et du facteur de qualité total Q_T (§ Chap.2, relation (2-30)). Elle est donnée par la relation suivante [59]:

$$B(\%) = 100 \frac{S-1}{Q_T \sqrt{S}} \quad (A-5)$$

3) Rendement:

Pour le cas des antennes microrubans, le rendement est défini comme suit:

$$\eta = \frac{\text{Puissance rayonnée}}{\text{Puissance consommée}} \quad (\text{A-6})$$

Il est donné par la référence [59]:

a) Antenne rectangulaire:

$$\eta = \frac{Q_T}{Q_r} \quad (\text{A-7})$$

Q_T : le facteur de qualité total donné par la relation (2-30);

Q_r : le facteur de qualité de rayonnement donné par la relation (2-33).

b) Antenne circulaire:

$$\eta = \frac{G_r}{G_T} \quad (\text{A-8})$$

G_T : la conductance totale donnée par (2-39);

G_r : la conductance de rayonnement donnée par la relation (2-40).

ANNEXE B

```

C                                     PROGRAMME 1
C
C      CE PROGRAMME CALCULE POUR LES DEUX MODES TM10 ET TM01 LA
C      FREQUENCE DE RESONANCE D'UNE APM RECTANGULAIRE AVEC UN RADOME
C      DE PROTECTION NORMALISEE PAR RAPORT A CELLE DE LA MEME
C      ANTENNE NON COUVERTE.

```

```
character fnom*6,c3
```

```

print*, '*****'
print*, '      *          choisir le mode:          *'
print*, '      *          *          *'
print*, '      * 1- TM01          *'
print*, '      * 2- TM10          *'
print*, '      *          taper (1 ou 2)          *'
print*, '*****'

```

```

123 read*, i2
      if(i2.eq.1) then
        write(*,*) 'donner les valeurs de b(cm),er1,er2,d2(mm)'
        read(*,*) bx,er1x,er2x,d20
        write(*,*) ' '
        write(*,*) 'donner le nom du fichier'
        read 123, fnom
        format (A6)
        open(unit=1,status='unknown',file=fnom//'.dat')
        do 1269 d10=0, 13 ,0.1
          d1x=d10/(2.0*bx*sqrt(er2x/er1x))
          d2x=d20/(2.0*bx)
          e1=1.0/sqrt(er1x)
          e2=1.0/sqrt(er2x)
          d12=d1x*d1x
          d22=d2x*d2x
          e12=e1*e1
          e22=e2*e2
          if(d1x.lt.0.1) then
            w=(24.88253
            * +121.2569      *e22          -194.9317      *e2
            * +432.1096      *e1*e2        -92.70934       *e1
            * +86.18199       *e12          -286.3557       *e1*e22
            * +181.4399       *e12*e22       -322.9402       *e12*e2
            * -346.6451       *d2x*e2        -277.0268       *d2x
            * +852.2477       *d2x*e1        +641.5938       *d2x*e22
            * -1353.508       *d2x*e12       -823.6354       *d2x*e1*e2
            *                   *d2x*e12       +2695.461       *d2x*e12*e2

```

```

* -1806.116      *d2x*e12*e22      +1292.047      *d22
* -2934.409      *d22*e2                +2578.78       *d22*e22
* +855.2023      *d22*e1                -2374.381      *d22*e1*e2
* -30.54752      *d22*e12              +1858.757      *d22*e12*e22
* +72.15618      *d1x                   +620.7827      *d1x*e2
* -111.1273      *d1x*e22              -53.34904      *d1x*e1
* -960.8167      *d1x*e1*e22          +744.842       *d1x*e12
* -2328.511      *d1x*e12*e2          +3100.305      *d1x*e12*e22
* -618.2173      *d1x*d2x                +7752.046      *d1x*d2x*e2
* -10471.01      *d1x*d2x*e22          -3664.755      *d1x*d2x*e1
* +4660.69       *d1x*d2x*e12          +1254.498      *d1x*e12*d2x*e22
* -2698.716      *d1x*d22                +8796.986      *d1x*d22*e22
* -4112.457      *d1x*d22*e12          -1467.237      *d12
* -954.7057      *d12*e2                +3543.8        *d12*e1
* +713.0908      *d12*e1*e22          -5101.665      *d12*e12
* +2203.0290      *d12*d2x )*(e1-1.0)*d1x
else
w=(5.167045      -40.58441      *e2
* +53.01425      *e22                -11.89446      *e1
* +108.777       *e1*e2                -157.1213      *e1*e22
* +3.539224      *e12                -60.25934      *e12*e2
* +101.9553      *e12*e22          -3.960456      *d2x
* -26.53886      *d2x*e2                +15.3936       *d2x*e22
* +10.95238      *d2x*e1                -13.00577      *d2x*e1*e2
* -14.86606      *d2x*e12              +33.80392      *d2x*e12*e22
* +41.04782      *d22                +16.98487      *d22*e22
* -13.8394       *d22*e12              +0.8891941     *d1x
* +18.32953      *d1x*e2                -80.47073      *d1x*e22
* -16.52871      *d1x*e1                +173.5538      *d1x*e1*e22
* +44.47149      *d1x*e12              -127.2712      *d1x*e12*e2
* -11.30061      *d1x*e12*e22          -84.02884      *d1x*d2x
* -72.78009      *d1x*d2x*e22          +108.0433      *d1x*d2x*e1
* -94.68162      *d1x*d2x*e12*e2        -57.25479      *d1x*d22
* +0.3738013     *d12                -24.40789      *d12*e2
* +63.592        *d12*e22              +23.20452      *d12*e1
* +11.34231      *d12*e1*e2            -144.3434      *d12*e1*e22
* -59.71946      *d12*e12              +132.2205      *d12*e12*e2
* +18.18055      *d12*d2x              -174.1149      *d12*d2x*e2
* +147.2193      *d12*d2x*e22          +48.1335       *d12*d2x*e1
* +200.2847      *d12*d22)*(e1-1.0)
endif
write(1,112) d10,100-w
112 format(5x, F7.3 ,5x,F7.3)
write(*,*)'freq avec couver/freq sans couver *100%=',100-w,'% '
1269 continue
close(1)
else
write(*,*)'entrer la valeur a(cm),er1,er2,d2(mm)'
read(*,*)ax,er1x,er2x,d20
write(*,*) ' '
write(*,*) 'donner le nom du fichier'

```

```

124   read 124,fnom
      format (A6)
      open(unit=1,status='unknown',file=fnom/''.dat')
      do 1111 d10=0,13 ,0.1
      d1x=d10/(2.0*ax*sqrt(er2x/er1x))
      d2x=d20/(2.0*ax)
      e1=1.0/sqrt(er1x)
      e2=1.0/sqrt(er2x)
      d12=d1x*d1x
      d22=d2x*d2x
      e12=e1*e1
      e22=e2*e2
      d13=d12*d1x
      if(d1x.lt.0.1)then
      w=(e1-1.0)*d1x*(14.84248      -287.201      *e2
      ++346.4142      *e22      +5.726103      *e1
      ++389.1832      *e1*e2      -703.5117      *e1*e22
      ++2.069052      *e12      -245.3924      *e12*e2
      ++458.9334      *e12*e22      -159.8103      *D2X
      +-173.8457      *D2X*e2      -173.7933      *D2X*e22
      ++147.4335      *D2X*e1      +331.6667      *D2X*e1*e2
      ++534.1251      *D2X*e1*e22      -145.5689      *D2X*e12
      +-487.4915      *D2X*e12*e2      -150.8029      *D2X*e12*e22
      ++311.6701      *D22      +230.8961      *D22*e2
      +-242.2557      *D22*e22      -373.4633      *D22*e1
      +-220.4189      *D22*e1*e22      +326.2888      *D22*e12
      ++360.799      *D22*e12*e2      +16.1678      *D1X
      ++1575.923      *D1X*e2      -2862.226      *D1X*e22
      +-530.272      *D1X*e1      +4032.546      *D1X*e1*e22
      ++393.4987      *D1X*e12      -470.7955      *D1X*e12*e2
      +-1981.737      *D1X*e12*e22      +922.2687      *D1X*D2X
      +-5157.799      *D1X*D2X*e2      +5045.528      *D1X*D2X*e22
      +-100.2202      *D1X*D2X*e1      -3728.706      *D1X*D2X*e1*e22
      ++2145.394      *D1X*D2X*e12      -1329.084      *D1X*D22
      ++5130.327      *D1X*D22*e2      -3349.658      *D1X*D22*e12)
      else
      w=(e1-1.0)*(1.881131      -12.74029      *e2
      ++10.67024      *e22      -8.502284      *e1
      ++46.63458      *e1*e2      -45.87499      *e1*e22
      ++8.632547      *e12      -43.24352      *e12*e2
      ++43.92997      *e12*e22      +5.455523      *d2x
      +-35.55933      *d2x*e2      +36.77323      *d2x*e22
      ++3.88938      *d2x*e1      +16.61124      *d2x*e1*e22
      +-3.954955      *d2x*e12      -16.08732      *d2x*e12*e2
      +-7.064301      *d2x*e12*e22      -9.533973      *d22
      ++101.2829      *d22*e2      -117.7146      *d22*e22
      +-39.87565      *d22*e1      +27.43517      *d22*e1*e2
      ++37.48105      *d22*e12      +3.290897      *d1x
      +-62.35571      *d1x*e2      +63.09515      *d1x*e22
      ++26.78748      *d1x*e1      -44.26818      *d1x*e1*e22
      +-35.98509      *d1x*e12      +81.9976      *d1x*e12*e2
      +-53.37494      *d1x*e12*e22      -169.7842      *d1x*d2x

```

```

*-246.2691      *d1x*d2x*e2      +10.2254      *d1x*d2x*e22
**295.9594      *d1x*d2x*e1      -48.57904     *d1x*d2x*e1*e22
*-123.1011      *d1x*d2x*e12     +277.0514     *d1x*d22
**343.5609      *d1x*d22*e22     -285.1653     *d1x*d22*e1
**7.979277      *d12              +22.03412     *d12*e2
*-60.72836     *d12*e22         -19.97341     *d12*e1
**80.9296       *d12*e1*e2       +0.6905352    *d12*e12
**144.4503      *d12*d2x         +24.56158     *d12*d2x*e2
**82.15575      *d12*d2x*e12     -215.196      *d12*d22
*-11.30754      *d13              +17.85445     *d13*e2
*-2.620491      *d13*e22         +14.32685     *d13*e1
*-7.962945      *d13*e1*e2       -52.98213     *d13*e12
**28.71722      *d13*e12*e22     -32.18677     *d13*d2x
**18.53065      *d13*d2x*e22     -74.10823     *d13*d2x*e1
**61.0479       *d13*d22 )
endif
print*, 100-w
write(1,568) d10,100-w
568 format(5x,F7.3,5x,F7.3)
1111 continue
close(1)
endif
end

```

```

C                               PROGRAMME 2

C      CE PROGRAMME CALCULE POUR LE MODE FONDAMENTALE TM11 LA FREQUENCE
C      DE RESONANCE D'UNE ANTENNE CIRCULAIRE AVEC RADOME DE PROTECTION
C      NORMALISEE PAR RAPORT A CELLE DE LA MEME ANTENNE NON COUVERTE.

```

```

dimension cil(42),ci2(39),ci(81)
data cil
1/- .16360450E+00,  -.25652228E+02,  .10838007E+02,
1- .72979786E+00,  .20154965E+03,  -.92932742E+02,
1 .33969230E+01,  -.52052381E+03,  .24749195E+03,
1- .52776085E-01,  .20737125E+01,  -.89813125E+00,
1 .63326919E+00,  -.18579036E+02,  .10367420E+02,
1- .19646198E+01,  .51745367E+02,  -.30891910E+02,
1 .21035126E-03,  -.89672977E-01,  .44826346E-01,
1- .10281850E-01,  .87411968E+00,  -.55167130E+00,
1 .49997394E-01,  -.25502427E+01,  .16574344E+01,
1 .15986535E+01,  .12626275E+03,  -.62971694E+02,
1- .89240825E+01,  -.10810265E+04,  .55434606E+03,
1 .23762438E+02,  .28324327E+04,  -.14313306E+04,
1- .20782729E-01,  -.11459379E+02,  .59755774E+01,
1- .34421980E-01,  .10881328E+03,  -.54909567E+02 /

```



```

data ci2
1/- .70845666E+00,   -.29995274E+03,   .14112498E+03,
1 .25004510E-01,    .49807674E+00,   -.29511783E+00,
1-.24402363E+00,   -.48213526E+01,   .24292012E+01,
1 .58387678E+00,    .13590420E+02,   -.54658864E+01,
1-.45093402E+01,   -.20142510E+03,   .10200425E+03,
1 .42648685E+02,    .17429256E+04,   -.88481296E+03,
1 -.13510167E+03,   -.45222702E+04,   .21973313E+04,
1 .63991758E+00,    .17955862E+02,   -.10754952E+02,
1-.74810455E+01,   -.17204100E+03,   .92596542E+02,
1 .22628815E+02,    .46490648E+03,   -.21214565E+03,
1-.87317439E-01,   -.77624044E+00,   .52805280E+00,
1 .96840669E+00,    .73055976E+01,   -.33450021E+01,
1-.27010690E+01,   -.19608831E+02,   .42905837E+01 /
do 9001 i=1,42
  ci(i)=cil(i)
9001 continue
do 9002 i=1,39
  ci(i+42)=ci2(i)
9002 continue
write(*,*)'entrer d2a,er2,er1,d1a'
read*,d2a,er2,er1,d1a
frfno=i
ij=0
xd1a=1.e0
do 2001 id1a=1,3
  xd1a=xd1a*d1a
  xer1=1.e0
do 2001 ier1=1,3
  xer1=xer1*(er1-1.e0)
  xd2a=1.e0
do 2001 id2a=1,3
  xd2a=xd2a*d2a
  xer2=er2
do 2001 ier2=0,2
  xer2=xer2*(1.e0/er2)
  ij=ij+1
  frfno=frfno+ci(ij)*xd1a*xer1*xd2a*xer2
2001 continue
write(*,*)'fffno'
print*,frfno
write(*,6003) d2a,er2,er1,frfno
6003 format(1x,f9.6,2x,f10.5,2x,f10.5,
1      2x,f10.7)
end

```

c

PROGRAMME 3

```
c *****
c * ce programme calcule la fréquence de résonnance *
c * normalisée à celle évaluée par la méthode de la cavité *
c * pour une antenne rectangulaire ou circulaire non couverte *
c *****
dimension ci(12)
character fnom*11
data ci
1 /-.24296038E+01, -.95905107E+00, -.14204064E+00,
1 .66472846E-02, .13820221E+02, -.71907191E+01,
1 .11580718E+01, -.56739192E-01, -.33941177E+02,
1 .18930071E+02, -.31756101E+01, .15915769E+00 /

data A100,A101,A102,A103,A110,A111,A112,A113,A120,A121,A122,A123
1 ,A200,A201,A202,A203,A210,A211,A212,A213,A220,A221,A222,A223/
1 -3.156754397448, 1.795725629752, -0.2652696640599,
1 1.302359987433E-2, 0.3030205876506, -0.8132378043906,
1 0.1377825867855, -7.4426027077389E-3, -6.999192346233E-2,
1 0.2074387779152, -3.7846975461942E-2, 2.1295393807866E-3,
1 14.47374793072, -9.117729788346, 1.204181650099,
1 -5.3727586612667E-2, -3.919355911932, 4.283895471007,
1 -0.54800655999744, 2.3856532089789E-2, 1.268914246212,
1 -1.322922648767, 0.1932147231985, -9.2095501012563E-3/

DATA A300,A301,A302,A303,A310,A311,A312,A313,A320,A321,A322,A323/
1 -24.64990432442, 14.07938052452, -1.241188231639,
1 3.0849725458221E-2, 7.104107841725, -5.734060839448,
1 3.00209083841E-2, 2.9052167395763E-2, -3.089017025567,
1 2.374351824763, -0.176778025576, 9.9077817848259E-4/

print*, 'donner le nom du fichier'
read 23, fnom
23 format(A11)
open(1, status='unknown', file=fnom//' .dat')
print*, '*****'
print*, '* choisir entre: *'
print*, '* *'
print*, '* 1- RECTANGULAIRE *'
print*, '* 2- CIRCULAIRE *'
print*, '* taper (1 ou 2) *'
print*, '*****'
read*, i1

if (i1.eq.1) then

print*, '*****'
print*, '* RECTANGULAIRE *'
print*, '*****'
```

```

print*, '*****'
print*, '*          choisir entre:          *'
print*, '*          *'
print*, '* 1- TM10          *'
print*, '* 2- TM01          *'
print*, '*          taper (1 ou 2)          *'
print*, '*****'
READ(*,*)I2

```

```

if(i2.eq.1)then

```

```

write(*,*)'entrer les valeurs de er,a/b'

```

```

read(*,*)er,ab

```

```

do 15 da=0.0,0.07,0.0025

```

```

erl=1.0/er

```

```

wr=1.0          -(0.5255772      *da
**+2.076834    *da*erl          -1.901333      *da*erl**2
**+1.725827    *da*erl**3      +1.787302      *da**2
**-13.35947    *da**2*erl**3    -0.9343974     *ab*da
**+0.5952517   *ab*da*erl        +9.3025453E-02 *ab*da*erl**3
**-0.1733957   *ab**2*da        +0.4542922     *ab**2*da*erl
**+7.5269490E-02*ab**2*da*erl**2 -0.1872101     *ab**2*da*erl**3
**+6.643805    *ab**2*da**2      -8.680776      *ab**2*da**2*erl
**-5.062896    *ab**2*da**2*erl**3 -32.65241      *ab**2*da**3
**+107.0223    *ab**2*da**3*erl**3)

```

```

write(i,12) da,wr

```

```

12 format(4x,F6.4,6x,F6.4)

```

```

15 continue

```

```

else

```

```

WRITE(*,*)'ENTRER LES VALEURS:Er,a/b,b'

```

```

READ(*,*) Er,ab,b

```

```

a=ab*b

```

```

do 147 xd=0,0.07,0.005

```

```

t=xd*a

```

```

A10=A100+A101*Er+A102*Er**2+A103*Er**3

```

```

A11=A110+A111*Er+A112*Er**2+A113*Er**3

```

```

A12=A120+A121*Er+A122*Er**2+A123*Er**3

```

```

A20=A200+A201*Er+A202*Er**2+A203*Er**3

```

```

A21=A210+A211*Er+A212*Er**2+A213*Er**3

```

```

A22=A220+A221*Er+A222*Er**2+A223*Er**3

```

```

A30=A300+A301*Er+A302*Er**2+A303*Er**3

```

```

A31=A310+A311*Er+A312*Er**2+A313*Er**3

```

```

A32=A320+A321*Er+A322*Er**2+A323*Er**3

```

```

S=a/b

```

```

S1=t/b

```

```

A1=A10+A11*S+A12*S**2

```

```

A2=A20+A21*S+A22*S**2

```

```

A3=A30+A31*S+A32*S**2

```

```

WR=1.0+A1*S1+A2*S1**2+A3*S1**3
WRITE(*,*)'RE(W/W0)=' ,WR
write(1,44) rd,wr
44  format(5x,F6.4,5x,F6.4)
147  continue
ENDIF

ELSE

print*, '*****'
print*, '*          CIRCULAIRE          *'
print*, '*****'

write(*,*) 'donner les valeurs de R, Er2'
read*, a,er2
do 2 d2a=0 ,0.20,0.01
fnofca=i.
ij=0
rd2a=1.
do 2001 id2a=1,3
rd2a=rd2a*d2a
rer2=1./er2
do 2001 ier2=0,3
rer2=rer2*er2
ij=ij+1
fnofca=fnofca+ci(ij)*rd2a*rer2
2001 continue
fca=1.8412*3.E+8/(2.*3.1415927*a*sqrt(er2))+1.E-9
fno=fnofca*fca
write(1,45) d2a,fnofca,fno
45  format(5x,f5.3,5x, F10.7,5x,f10.7)
2   continue
endif
close(1)
end

```