

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



D.E.R de Génie électrique et Informatique

Département d'Electronique

PROJET DE FIN D'ETUDE

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique

Thème

**ELABORATION D'UN LOGICIEL DE
CONCEPTION DES ANTENNES PLAQUES
MICRORUBANS**

Proposé par :
Mr. R. AKSAS

Dirigé par :
Mr. A. AZRAR

Etudié par :
ARAB MOHAND
IHIDOUSSENE DJAMEL

Promotion : **Juin 2000**

E.N.P. 10, Avenue Hassen Badi – El Harrach - Alger

DEDICACES

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail

*à mon très cher père, à ma mère, à toute ma famille,
à tous mes proches et mes amis.*

Djamel

Je dédie ce travail

*à mes très chers parents, à mes sœurs et mon frère Ahmed,
à tous mes proches et mes amis.*

Mohand





REMERCIEMENTS

Nous tenons vivement à remercier R. AKSAS, Professeur à l'E.N.P, pour avoir accepté d'être notre promoteur, de mettre à notre disposition la documentation nécessaire et d'être disponible pendant toute la durée de notre travail.

Nous tenons aussi à remercier Monsieur A. AZRAR, chargé de cour à l'INELEC de Boumerdes, pour son aide et ces précieux conseils.

Sans oublier de remercier nos amis S. ABIZAR, M. MOUSSAOUI, M. BERKANE, et N. OULAGHA pour l'aide qu'ils nous ont apporté durant toute nôtre thèse.

Finalement, nous remercions tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin.

Résumé :

Le but de notre travail consiste à réaliser un logiciel facile à utiliser qui fonctionne sous Windows, pour l'analyse et la conception des antennes plaques microruban.

L'analyse et la synthèse d'une antenne plaque microruban (rectangulaire et circulaire) sont basés sur deux models à savoir le model des lignes de transmission et celui de cavité. Le logiciel obtenu permet de présenter les propriétés radioélectriques d'une antenne plaque microruban comme il permet aussi à l'utilisateur de faire la synthèse. La validité des résultats obtenus avec ces deux méthodes d'analyse est montrée par les différents travaux qui ont été réalisés dans le laboratoire des télécommunications, et les résultats de la synthèse peuvent être raffinés en utilisant les techniques full wave.

Mots clef :

Patch, ligne microruban, sonde coaxiale, cavité, logiciel, APM, substrat diélectrique, résonance, TOS, bande passante, diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, composantes copolaire et contrapolaire, champ lointain, analyse, synthèse.

Summary :

In this work, a software, for the microstrip antennas analysis and design, operating under windows has been designed.

The analysis and design of M. S. A (rectangular and circular) are based on the model techniques, transmission line and cavity methods. The obtained software is able to present the radioelectric properties of the antenna as well as provide the designer with a rapid design means. The validity of the results is ensured by the previous works performed in telecommunication laboratory and the designed results can be refined using fullwave techniques.

Key words :

Patch, microstrip lign, coaxial feed, cavity, software, resonance, VSWR, bandwidth, copolar and crosppolar components, far field, imput impedance, radiation paterns, analysis, design.

ملخص:
لهدف عملنا هذا ان نجاز برنامج الحيب، سهل الاستعمال لتحليل وانشاء هوائيات ميكروشرطية. هذه الهوائيات مستطيلة أو دائرية الشكل، لقد قمنا باستعمال نظريتين لتحليل وانشاء هذه الهوائيات مستطيلة أو دائرية الشكل، لقد قمنا باستعمال نظريتين ألا وهما نظرية خطوط الإتصال، ونظرية القعر.
ان البرنامج المحصل عليه نتكنا من رؤية الخواص الراديوكهربائية لهوائيات ميكروشرطية، كما يسمح أيضا لاستعماله لانشاء هذه الهوائيات.
ان صلاحية النتائج المحصل عليها بواسطة هذه النظرية قد أثبتت عن طريق مختلف الاعمال السابقة المنجزة في الخبر الإتصالات.
أما نتائج الإنشاء، فيمكن تدقيقها باستعمال التقنيات الكاملة.

SOMMAIRE



INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE 1 : ETAT DE L'ART.....	3
1.1. HISTORIQUE.....	4
1.2. DISCRIPTIONS GENERALES.....	5
1.3. MECANISME DE RAYONNEMENT.....	5
1.4. CARACTÉRISTIQUES DE BASE D'UNE ANTENNE MICRORUBAN	6
1.4.1. Le substrat.....	6
1.4.2. Différentes géométrie de l'élément rayonnant.....	8
1.5. MÉTHODES D'ANALYSE DES ANTENNES MICRORUBANS.....	9
1.5.1. La méthode des lignes de transmission	9
1.5.2. Le model de la cavité.....	10
1.5.3. Le model de réseaux de multipôles	10
1.5.4. L'approche variationnelle.....	11
1.5.5. L'approche variationnelle généralisée.....	12
1.5.6. Le model du courant de surface	12
1.5.7. La technique de la transformée de Hankel	13
1.5.8. La méthode de réciprocité	13
1.5.9. La méthode des moments dans le domaine spectral	13
1.5.10. La méthode de l'équation intégrale.....	14
1.6. LES DIFFÉRENTES TECHNIQUES D'ALIMENTATION DU PATCH	14
1.6.1. Alimentation par ligne microruban	15
1.6.2. Alimentation par sonde coaxiale.....	15
1.6.3. Alimentation par couplage électromagnétique	16
1.6.4. Patch couplé par une ouverture.....	17
1.6.5. Alimentation par ligne microruban à travers un vide.....	18
1.7. LES DIFFÉRENTES APPLICATIONS DES ANTENNES MICRORUBANS.....	18
1.8. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES ANTENNES MICRORUBANS.....	19
CHAPITRE 2 : ANALYSE D'UNE ANTENNE PLAQUE MICRORUBAN.....	20
2.1. INTRODUCTION.....	21
2.2. MODEL DES LIGNES DE TRANSMISSION.....	22
2.2.1. Expression de l'admittance d'entrée	23
2.2.1.1. Expressions des paramètres de la ligne.....	24
2.2.1.2 Expression de Y_s	27
2.2.1.3 Expression de la conductance mutuelle Y_m	29
2.2.1.4. L'atténuation α	30



2.2.2. La bande passante	31
2.2.2.1. <i>L'expression du facteur de qualité Q</i>	31
2.2.3. Détermination du champ rayonné lointain	33
2.2.4. La directivité	35
2.3. MODEL DE LA CAVITÉ	35
2.3.1. Description du model	36
2.3.2. Analyse d'un patch rectangulaire	36
2.3.2.1. <i>La fréquence de résonance</i>	36
2.3.2.2. <i>L'impédance d'entrée</i>	40
2.3.2.3. <i>Le champ lointain rayonné</i>	41
2.3.3. Analyse d'un patch circulaire	42
2.3.3.1. <i>La fréquence de résonance</i>	42
2.3.3.2. <i>L'impédance d'entrée</i>	44
2.3.3.3. <i>Le champ lointain</i>	46
CHAPITRE 3 : EXPLICATION DU FONCTIONNEMENT DU LOGICIEL.	47
3.1. INTRODUCTION	48
3.2. DESCRIPTION DU LOGICIEL APM	48
3.2.1. L'article Fichier	48
3.2.1.1. <i>Le sous menu Analyse</i>	49
3.2.1.2. <i>Le sous menu Synthèse</i>	51
3.2.2. L'article Option	53
3.2.3. L'article Fenêtre	54
3.2.4. L'article Aide	54
CHAPITRE 4 : INTERPRETATION DES RESULTATS	56
4.1. INTRODUCTION	57
4.2. ANALYSE	57
4.2.1. L'impédance d'entrée	58
4.2.2. La bande passante	60
4.2.3. Le diagramme de rayonnement	61
4.2.4.1. <i>L'effet de l'épaisseur du substrat</i>	63
4.2.4.2. <i>L'effet de la permittivité relative du substrat diélectrique</i>	67
4.2.4.3. <i>L'effet de la position d'alimentation</i>	70
4.3. SYNTHESE	76
4.3.1. Synthèse d'une antenne plaque microruban rectangulaire	76
4.3.2. Synthèse d'une antenne avec un patch circulaire	76
CONCLUSION	77
BIBLIOGRAPHIE	78

INTRODUCTION GENERALE



Les besoins des communications d'aujourd'hui ne cessent d'augmenter. De nouvelles technologies sont alors nécessaires pour répondre à ces carences. Dans la plus part des communications, l'antenne est l'élément le plus important, et elle doit satisfaire plusieurs caractéristiques.

Dans les systèmes de communications mobiles, les antennes restent souvent les éléments les plus encombrants. Elles doivent être plates, légères et épouser les surfaces métalliques des véhicules rapides sur lesquels elles sont déposées. Les antennes plaques microrubans sont, pour l'instant, les plus adaptés pour ces genres d'applications. L'une des plus significatives caractéristiques des antennes plaques microrubans est leurs aptitudes d'être conformables avec les engins qui les portent, et cela est dû à leur structure de bas profil.

Inventer dans les années cinquante pour qu'elles équipent les systèmes de communications des avions et des missiles car elles n'occupent qu'une très faible épaisseur et ne présente pas de traînée aérodynamique. La surface sur laquelle elles sont placées n'est pas nécessairement plane. Les antennes microrubans peuvent être fabriquer en utilisant les techniques lithographiques et par conséquent elles vont profiter des procédés technologiques très avancés de ces techniques. Par ailleurs, il est possible d'intégrer à l'antenne des circuits d'alimentations, ainsi que les déphaseurs ou les commutateurs et même des amplificateurs.

Vu la bande passante étroite qui caractérise une seule antenne plaque microruban, les antennes qu'on réalise sont, par conséquent, essentiellement des réseaux. Avec les réseaux on améliore la bande passante, le rendement ; et en introduisant un gradient de phase entre les sources, on pourra obtenir un balayage électronique dans le plan normal à leur structure.

L'amélioration récente des caractéristiques électriques des substrats micro-ondes et la parfaite maîtrise de la technologie des circuits imprimés a permis un large développement des réseaux d'antennes plaques microrubans jusqu'à des fréquences de plusieurs dizaines de GHz. Ces réseaux peuvent comporter plusieurs milliers de sources rayonnantes élémentaires. Une source peut être un doublé plaque ouvert à la résonance demi-onde, un doublé plaque court-circuité à la résonance quart d'onde, un doublé replié plaque à la résonance demi-onde, etc.

On peut réaliser des aériens de quelques dizaines de GHz, jusqu'aux environs de 30 GHz, mais on va retrouver, naturellement, les défauts présentés par les antennes microrubans, notamment les problèmes du rendement et des pertes. Il faut donc accepter un compromis entre les avantages mécaniques et les inconvénients radioélectriques.

Notre travail consiste, essentiellement, à élaborer un logiciel de conception d'antennes plaques microrubans. Par souci de vérifier l'exactitude des résultats obtenus ce même logiciel sera faire l'analyse, et comme on ne peut faire de synthèse sans passer par l'analyse, notre démarche est organisée comme suite :

- Dans le premier chapitre on va évoquer des généralités sur les antennes plaques microrubans (état de l'art).
- Dans le deuxième chapitre on va faire l'analyse d'une antenne plaque microruban par deux méthodes : la méthode des lignes de transmissions et le modèle de cavité.
- Dans le troisième chapitre on va expliquer le fonctionnement de notre logiciel.
- Dans le quatrième chapitre on va exposer et interpréter les résultats obtenus par ce logiciel.
- Finalement nous finirons notre travail par une conclusion générale.

Le logiciel que nous avons réalisé comporte deux fichiers, un exécutable nommé APM.exe accompagné d'un fichier d'aide nommé AideAPM.hlp. Pour pouvoir utiliser ce logiciel, il suffit de copier ces deux fichiers sur un répertoire du disque dur et d'activer le fichier APM.exe.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART

Dans ce chapitre nous allons présenter quelques généralités sur les antennes plaques microrubans, les différentes formes de patch, le mécanisme de rayonnement, les diverses méthodes d'analyse de ces antennes, les différentes techniques d'alimentation et enfin nous allons citer quelques avantages et inconvénients des antennes plaques microrubans.

1.1. HISTORIQUE :

L'idée d'utiliser des plaques microrubans comme éléments rayonnants date de l'année 1953, le concept est proposé par Deschamps. En dépit de la publication du concept, dans les années qui ont suivi, il n'y a pas eu d'activités intéressantes pour perfectionner ce type d'antenne. Le besoin de fines et de conformables antennes, pour les missiles et les vaisseaux spatiaux, a donné un essor au développement rapide des antennes microrubans au début des années 1970. De nombreux travaux ont pu éclaircir les mécanismes du rayonnement des antennes microrubans, comme ceux de Howell[6], Weischnel[22], pour les applications militaires, et ceux de Munson.

Le model fondamental de rayonnement a été appliqué à ce genre d'antenne, et plusieurs models mathématiques ont vu le jour. Quelques méthodes ont fait l'objet de publications par Derneryd[23], Shen et Long[7], Craver et Coffey[24]. Le congrès international sur les antennes microrubans qui a tenu à New Mexico State university en octobre 1979 a souligné l'importance de cette technologie naissante dans le domaine des télécommunications.

Au début des années 1980, non seulement il y a eu plusieurs publications sur les antennes plaques microrubans, mais il y a eu aussi l'apparition de nouveaux types de substrat qui peuvent être utilisés même dans des conditions extrêmes. Le prix du substrat reste, cependant, très élevé.

Les exigences des nouveaux systèmes sont des facteurs moteurs dans le développement des antennes microrubans. Des systèmes de communications de large bande prennent de plus en plus d'ampleur, et les recherches des techniques d'élargissement de la bande passante sont nécessaires. Au cours de ces dernières années les besoins du domaine des télécommunications ont prit de nouveaux horizons. La saturation des canaux utilisant les basses fréquences a poussé les responsables des communications à envisager d'utiliser les hautes fréquences (la bande E et plus). L'exploitation de cette bande de fréquence nécessite des antennes spéciales, et l'utilisation des antennes microrubans est sans doute la plus probable. Mais avant tout cela plusieurs améliorations restent à apporter aux models théoriques pour pouvoir prendre en compte tous les phénomènes (au moins les plus importants) qui se manifestent dans ce type d'antenne, et donc prédire avec plus de précision leurs diagrammes de rayonnements.

1.2. DISCRIPTIONS GENERALES :

Les lignes de transmission ont l'inconvénient de perdre de l'énergie par rayonnement. C'est cet effet indésirable qui sera mis à profit dans les antennes plaques microrubans. La structure microruban de base est donnée par la figure 1.1. La surface inférieure du fin diélectrique est complètement couverte par une métallisation qui serve de plan de masse. Cette métallisation est souvent faite avec du cuivre, qui est soit déposé par une réaction chimique ou collé par un adhésif. Les valeurs typiques de l'épaisseur du substrat H varient de 0,005 à 0,635 cm ou plus. Pour les circuits micro-ondes les matériaux utilisés comme substrat sont l'alumine, le quartz, ... etc. L'épaisseur, t , de l'élément rayonnant (le patch) est comprise entre 0,001788 et 0,003556 cm. Le patch microruban est obtenu par gravure de toute la surface supérieure exceptée la zone du patch. Le substrat est électriquement caractérisé par sa constante diélectrique, ϵ_r , et son angle de perte δ .

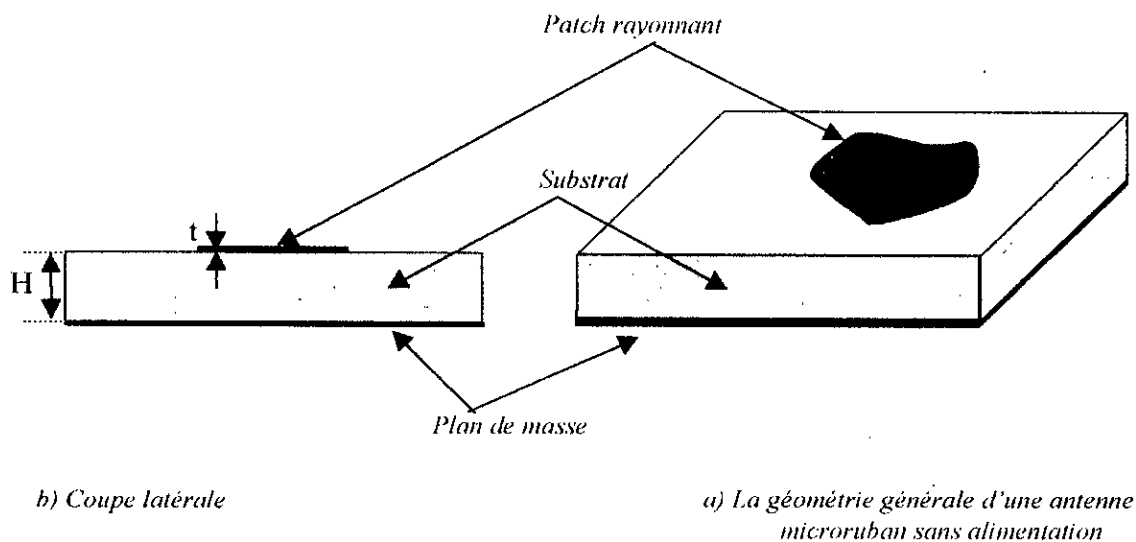


Fig. 1.1 : Antenne microruban avec patch de forme arbitraire.

1.3. MECANISME DE RAYONNEMENT :

L'antenne microruban peut être divisée en trois régions comme l'indique la figure 1.2 [8]. Cette division est basée sur le type de champ électromagnétique qui existe dans chaque région.

La région (A), située entre le patch et le plan de masse, est le siège d'une propagation d'un champ électromagnétique. Sa concentration est d'autant plus intense que la fréquence est

basse. Cette région guide l'énergie sans rayonnement, la structure qui en résulte est une ligne de transmission où l'une de ses dérivées (jonction, coude, ... etc.)[5].

La région (B) est le lieu où apparaissent des rayonnements. Le signal, donc, se disperse dans l'espace et l'énergie rayonnée devienne significative ; le dispositif se comporte donc comme une antenne. Le rayonnement produit semble être émis par les arrêtes, et cela à cause des courants de surface qui circulent essentiellement sur la face inférieure du patch (côté substrat), et c'est exactement ce champ de débordement qui sera utilisé pour le calcul du champ lointain. Une importante énergie reste confiner dans la région (A), et elle sera dissipée dans le substrat, c'est ce phénomène qui réduit, d'une manière très considérable, le rendement de l'antenne.

Dans la région (C) du substrat, les rayons continuent leur progression et créent ce qu'on appelle une onde de surface, qui sera guidée par le bord du diélectrique. A son arrivée à la région (D), elle sera diffractée par l'extrémité du substrat et générera par conséquent un rayonnement parasite. Ce rayonnement n'est perceptible que si on travail avec des fréquences relativement élevées.

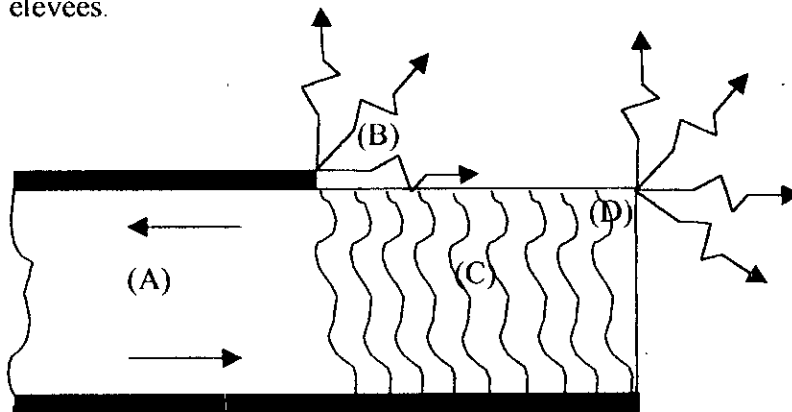


Fig.1.2 : Les principales régions d'une antenne plaque microruban.

1.4. CARACTERISTIQUES DE BASE D'UNE ANTENNE MICRORUBAN :

1.4.1. Le substrat :

Les caractéristiques du substrat diélectrique qui sont la constante diélectrique relative, ϵ_r , et son angle de perte δ , influent énormément sur les performances des antennes microrubans (fréquence de résonance, résistance de résonance, la taille du patch, ... etc.). Auparavant les antennes microrubans utilisent des substrats en plastique ou, dans certaines

cas, en alumine. Mais ces dernières années de nouveaux types de substrats, de bonne qualité, sont disponibles. L'utilisation de substrat de faible constante diélectrique réduit l'espace nécessaire à l'antenne[1], mais les rayonnements dus aux jonctions d'alimentations sont difficiles à supprimer. L'épaisseur du substrat doit être choisie la plus large possible pour maximiser la bande passante et l'efficacité, mais pas aussi large pour ne pas exciter la propagation des ondes de surface. Pour une fréquence maximale de travail, f_m , l'épaisseur du substrat doit satisfaire la condition suivante pour éviter ce phénomène [1] :

$$H \leq \frac{0.3 c_0}{2 \pi f_m \sqrt{\epsilon_r}}$$

où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, ϵ_r est la constante diélectrique du substrat. Si le système devait fonctionner à l'intérieur d'une bande de fréquence, la stabilité de la constante diélectrique est très importante.

Vu la multitude de types des diélectriques qui se trouvent sur le marché, bien sûr chaque antenne (de caractéristiques bien déterminées) nécessite un substrat diélectrique approprié, l'environnement de fonctionnement joue un rôle fondamental dans le choix du substrat. Certains substrats dégénèrent lorsqu'ils dépassent une certaine température. Des changements de dimensions altèrent les performances électriques et peuvent réduire la fiabilité. Pour minimiser ces effets il faut bien connaître les propriétés mécaniques du substrat telles que le rang de la température de fonctionnement, le coefficient de dilatation thermique, la conductivité thermique et aussi la flexibilité ou la rigidité du substrat. Finalement, il reste un autre facteur qu'il ne faut pas oublier, un bon compromis entre le prix et les performances du substrat.

Des tolérances très sévères sont requises sur la constante diélectrique relative ϵ_r , sachant que la moindre erreur sur la connaissance de ce paramètre entraîne un changement considérable sur la fréquence de résonance de l'antenne, l'expression suivante le montre clairement [29].

$$\frac{\delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \frac{\delta \epsilon_r}{\epsilon_r}$$

avec f_0 et ϵ_r sont, respectivement, la fréquence de résonance et la permittivité relative.

Il existe sur le marché plusieurs variantes de substrat diélectrique aux différentes valeurs de permittivité électrique. Le tableau I.1 montre les nouveaux substrats utilisés pour la réalisation des antennes microrubans.

Tableau I.1 : Quelques nouveaux substrats diélectriques pour les antennes microrubans [1].

Matériau	Constante diélectrique relative ϵ_r	Angle de perte $\text{tg}\delta$	Fabriquant
RO3003	3.00	0.0013	Rogers Corp.
RO3006	6.15	0.0013	Rogers Corp.
RO3010	10.2	0.0013	Rogers Corp.
RO4003	3.38	0.0022	Rogers Corp.
TLC-32	3.2	0.003	Taconic Plastics
HT-2	4.3	0.0033	Hewlett-Packard
Polyguide	2.32	0.0005	Shawinigan Research
FR4	4.4	0.01	

Pour des applications RF de basses fréquences, celles qui nécessitent de modestes performances RF, ou des systèmes de section RF très limitée, FR4 est le meilleur choix. Avec FR4, la section RF peut être facilement intégrée avec les autres composants du système. Pour des dispositifs fonctionnant à des fréquences inférieures à 1 GHz, les substrats du tableau I.1 conviennent largement. Aux fréquences supérieures à 10 GHz, l'utilisation de PTFE, l'alumine ou le quartz est nécessaire.

1.4.2. Différentes géométrie de l'élément rayonnant :

L'élément rayonnant dans une antenne microruban influe aussi sur les performances de l'antenne. Il se caractérise par sa rugosité, sa conductivité et son épaisseur. Sa forme aussi est un facteur très important. En général les formes simples (carré, cercle, ellipse, etc.) sont utilisées à cause de la simplicité, relativement aux autres formes, de leur analyse. Mais pour

résoudre certaines problèmes, des formes plus complexes sont à solliciter. Voici quelques formes utilisées dans la pratique.

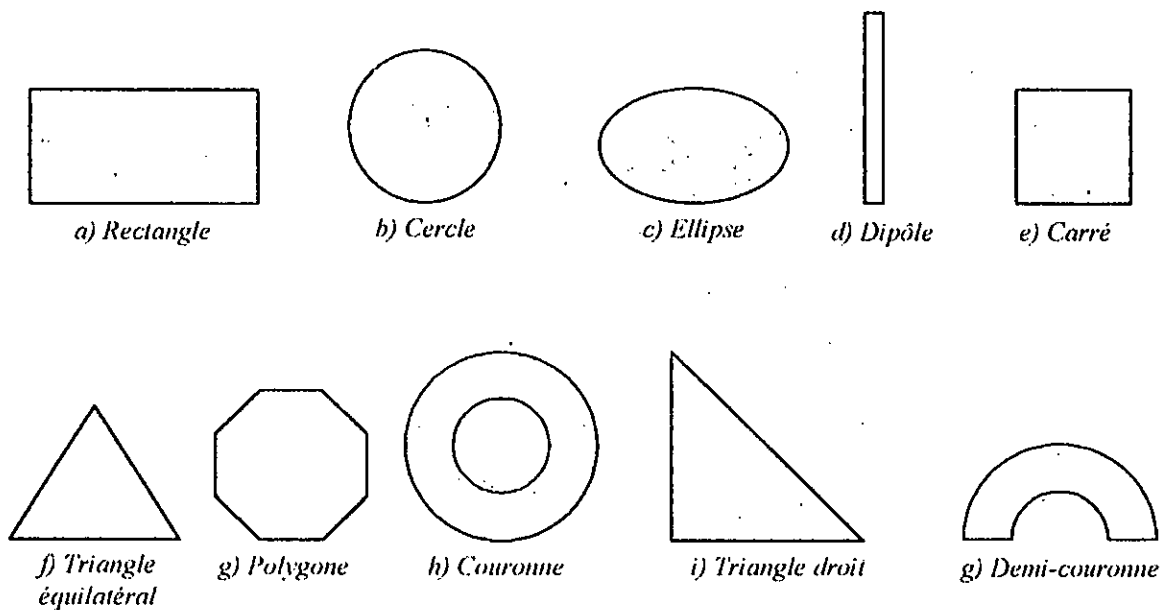


Fig.1.3 : Quelques formes simples utilisées comme éléments rayonnants.

1.5. METHODES D'ANALYSE DES ANTENNES MICRORUBANS :

Plusieurs types de techniques sont développées pour l'étude des antennes microrubans, chacune a ces avantages et ces inconvénients. Il y en a celles qui sont faciles à mettre en œuvre (comme le model de la cavité, etc.) mais donnent des résultats moins précis, et il y en a celles qui sont plus rigoureuses mais ont une complexité très élevée (comme la méthode de l'équation intégrale). Pour choisir une parmi ces plusieurs méthodes il faut prendre en compte les caractéristiques de l'antenne microruban en question (fréquence de travail, largeur du substrat, la géométrie du patch, etc.) et aussi la précision qu'en attend des résultats.

Dans le paragraphe suivant nous allons essayer de décrire brièvement les techniques les plus utilisées dans la synthèse et l'analyse des antennes microrubans.

1.5.1. La méthode des lignes de transmission :

Basée sur des considérations expérimentales, la méthode des lignes de transmission est un model empirique. Dans ce model, le patch rectangulaire est vu comme une section résonante d'une ligne de transmission. Essentiellement en va utiliser ce model pour élaborer notre logiciel, pour plus de détail reporter vous au chapitre suivant.

1.5.2. Le model de la cavité :

Comme le model des lignes de transmission, le model de la cavité est aussi un model empirique, facile à mettre en œuvre, applicable pour plusieurs formes de patches (rectangulaires, circulaires, elliptiques, etc.). Nous allons utiliser cette méthode pour l'analyse d'un patch circulaire.

Son principe, consiste à assimiler l'antenne microruban à une cavité résonante, délimitée par des murs magnétiques et électriques parfaits (Fig.1.4), et appliquer les expressions du champ relatives aux cavités résonantes avec quelques corrections pour tenir compte les rayonnements. Cette démarche est possible grâce aux constatations suivantes :

- Au niveau des conducteurs, le patch et le plan de masse, il n'y a que la composante normale du champ électrique et la composante tangentielle du champ magnétique (c'est la définition même d'un mur électrique parfait) [5].
- Les champs sont indépendants de z [9].

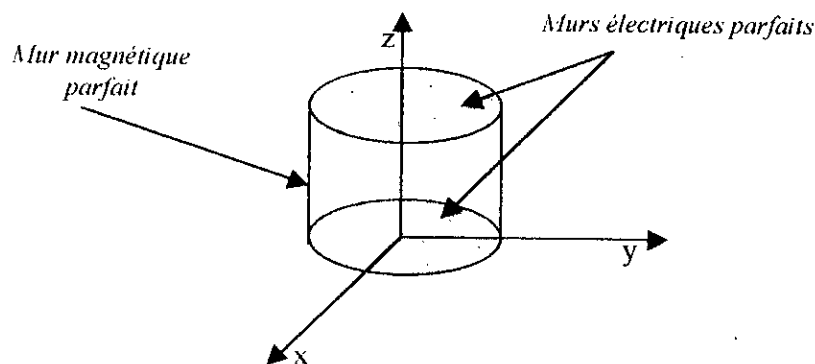


Fig. 1.4 : Model de la cavité.

1.5.3. Le model de réseaux de multipôles :

Le model de réseaux de multipôles des antennes microrubans peut être considéré comme une extension du model de la cavité [2]. Les champs électromagnétiques sur le patch et à l'extérieur du patch sont modélisés séparément. Le patch lui-même est analysé comme un réseau plan à deux dimensions avec plusieurs pôles situés tout autour des bords du patch (fig.1.5). Chaque port représente une petite section, de longueur W_i , du bord du patch. W_i est choisi assez petit pour que le champ le long de cette longueur soit uniforme. Pour

déterminer le champ sur le patch la matrice Z est utilisé, elle est obtenue à partir de la fonction de Green [2].

Dans le cas où on aurait un patch de forme irrégulière (fig.1.6.a), la méthode consiste à considérer le patch comme une combinaison de formes simples de fonctions de Green connues (fig.1.6.b). Les méthodes de segmentation et de déségmentation sont alors utilisées pour trouver la matrice Z [2]. Pour plus de détails voir [2].

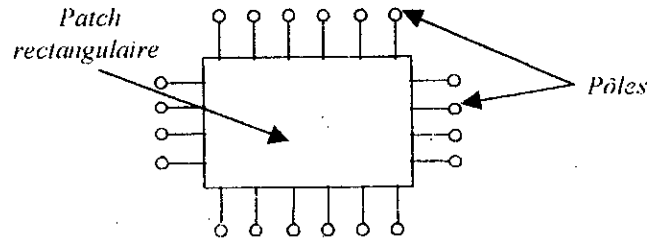


Fig.1.5 : Représentation comme multipôles d'un patch rectangulaire.

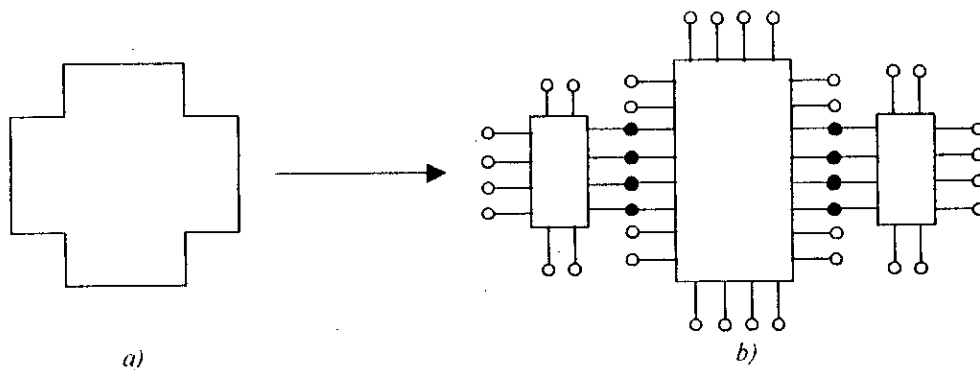


Fig.1.6 : Modélisation d'un patch de forme irrégulière par le model de réseaux de multipôles.

1.5.4. L'approche variationnelle :

Cette approche était proposée par Uzunoglu, Alexopoulos et Fikioris en 1979[28]. Sa démarche consiste à trouver la fonction de Green d'un dipôle de Hertz horizontal monté sur un substrat (le substrat est sur un plan de masse). En suite, avec l'utilisation d'une distribution approximative du courant de surface sur le dipôle, on peut écrire une expression variationnelle de l'impédance d'entrée de l'antenne. Les auteurs ont supposé une distribution sinusoïdale du courant sur le dipôle, et basé sur le mode quasi-TEM dans l'antenne microruban.

L'approche variationnelle est valable pour de fins substrats travaillants en micro-ondes, et même pour des substrats épais travaillants aux fréquences des ondes millimétriques. La méthode est exacte seulement aux voisinages de la fréquence de résonance.

1.5.5. L'approche variationnelle généralisée :

Cette approche, suggéré par Suzuki et Chiba en 1984[27], combine la méthode variationnelle avec la technique d'expansion modale pour analyser des patches de formes arbitraires. Cette méthode suppose que le substrat est fin, et l'existence d'un mur magnétique parfait aux bords de l'antenne.

Les différentes étapes de l'approche variationnelle généralisée sont les suivantes :

- Supposer que le substrat est fin, et seulement le mode quasi-TEM qui se propage.
- Supposer de parfait mur magnétique aux bords de l'antenne, déterminer la solution de l'équation de Helmholtz scalaire.
- Les différents modes propres et valeurs propres évoqués dans la fonction de Green sont calculés par la méthode de Rayleigh-Ritz avec la formulation variationnelle standard.
- Une fois que la fonction de Green est connue, les composantes du champ sont faciles à déterminer.

1.5.6. Le model du courant de surface :

Le model du courant de surface a été proposé par Ashkenazy et al en 1985. En premier lieu ce model fut développé pour des patches rectangulaires et des antennes conformables. Ce model nécessite une connaissance préalable, approchée, de la distribution de courant sur la surface du patch. Il est applicable pour toutes les formes de patches. L'analyse se fait dans le domaine de Fourier. Le model suit les étapes suivantes :

- Détermination de la fonction de Green.
- Détermination des propriétés de l'antenne, telles que l'énergie rayonnée, les champs dans les plans H et E, et l'impédance d'entrée.

1.5.7. La technique de la transformée de Hankel :

La technique de la transformée de Hankel était proposée par Araki et al en 1986[26]. La formulation se fait dans le domaine de Hankel, et s'applique au cas de patch circulaire à proximité d'un autre patch circulaire concentrique opérant comme un élément parasite et augmente la bande passante totale. Elle est aussi utilisable pour un seul patch sans éléments parasites. L'épaisseur du substrat et les ondes de surface sont prises en compte dans ce model.

1.5.8. La méthode de réciprocité :

Présentait par Pozar en 1986[25], la méthode de réciprocité est adaptable pour plusieurs configurations d'antennes microrubans. La méthode utilise le théorème de réciprocité et les fonctions de Green exactes pour formuler la solution de la méthode des moments pour le courant de l'antenne. Sa seule limitation est son inefficacité dans la détermination des modes supérieurs.

1.5.9. La méthode des moments dans le domaine spectral :

Cette approche est largement utilisée dans l'analyse des antennes microrubans. Les principales démarches suivies par cette méthode sont les suivantes[3] :

- La formulation de l'équation intégrale contenant le courant inconnu du patch et la fonction de Green du diélectrique.
- Détermination de la fonction de Green exacte du diélectrique.
- L'évaluation numérique des intégrales de l'expression du potentiel vecteur magnétique.
- L'utilisation de la procédure de Galerkin pour formuler et calculer le courant de surface du patch.
- La détermination des propriétés de l'antenne.

La méthode des moments dans le domaine spectral est capable d'analyser des patches de formes quelconques, et prend en compte, dans ces formulations, les effets des ondes de surface et du couplage mutuel. Son seul inconvénient est l'effort du calcul fastidieux qui nécessite.

1.5.10. La méthode de l'équation intégrale :

Proposée par Mozig, la méthode de l'équation intégrale est principalement la plus exacte des méthodes existantes, elle calcule la distribution exacte du courant sur le patch sans aucune supposition préalable. Elle est basée sur l'équation intégrale, constituée de potentiels vecteurs et scalaires, qui sera résolue par la méthode des moments dans le domaine spectral. Elle prend en considération les effets des ondes de surface et le couplage mutuel dans le cas des réseaux d'antennes. Cette méthode est considérée comme une référence pour vérifier l'exactitude des autres méthodes. La complexité des programmes qui en découlent, et le temps machine énorme qu'elle nécessite font d'elle un mauvais outil pour les travaux de conception assisté par ordinateur (C.A.O).

1.6. LES DIFFERENTES TECHNIQUES D'ALIMENTATION DU PATCH :

On peut citer plusieurs techniques d'alimentations. Dans la pratique, les antennes microrubans sont excitées par différents procédés. Néanmoins toutes ces techniques ne présentent pas les mêmes influences sur les caractéristiques de l'antenne. De fait que toute discontinuité provoque des rayonnements parasites ; toutes les techniques d'alimentations introduisent, plus au moins, des rayonnements qui polluent le diagramme de rayonnement de l'antenne. Pour avoir une bonne alimentation du patch, le dispositif d'alimentation doit satisfaire les critères suivants :

- Réduire au maximum les discontinuités entre le patch et l'alimentation.
- Simple à réaliser et non encombrante.
- Une faible insertion de pertes.
- Une parfaite adaptation d'impédance entre le patch et l'alimentation, pour réduire les pertes par réflexion.

Dans notre travail nous allons utiliser deux techniques d'alimentation : alimentation par sonde coaxiale et alimentation par ligne microruban. Dans les paragraphes suivants nous allons essayer de décrire brièvement d'autres techniques d'alimentation aussi utilisées.

1.6.1. Alimentation par ligne microruban :

Vu la simplicité qu'elle confère, la technique d'alimentation par une ligne microruban est largement utilisée. Dans cette méthode, l'alimentation se fait en surface, le patch et la ligne microruban sont dans le même plan (Fig.1.7), sa réalisation est simple, elle peut être réalisée en même temps que le patch, par les procédures lithographiques. Malgré cette simplicité qui la caractérise, elle présente tout de même certains inconvénients, tels que les rayonnements parasites inévitables, qu'elle introduit par sa jonction avec le patch, et l'excitation des ondes de surface.

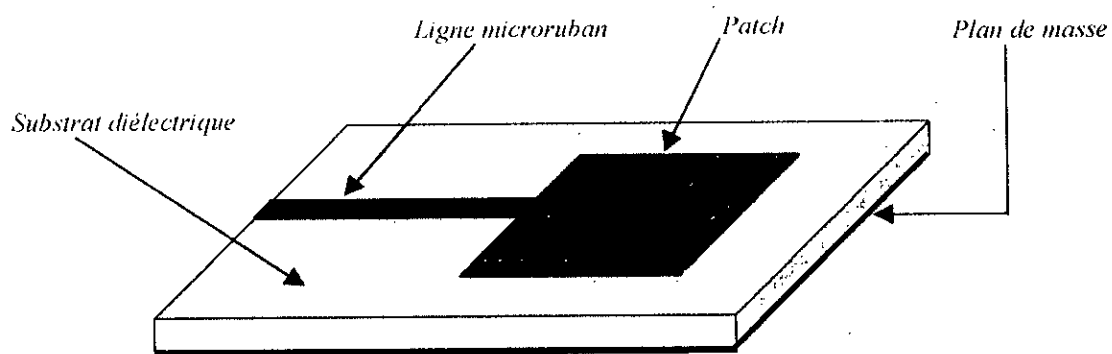


Fig.1.7 : Principe d'alimentation par une ligne microruban

1.6.2. Alimentation par sonde coaxiale :

Cette technique consiste à souder le conducteur central du câble coaxial au patch en faisant passer par le plan de masse et le substrat, tandis que le conducteur extérieur est directement soudé au plan de masse comme le montre la figure 1.8. La possibilité qu'offre cette technique de varier le point d'excitation permet une adaptation facile de l'antenne au circuit d'alimentation.

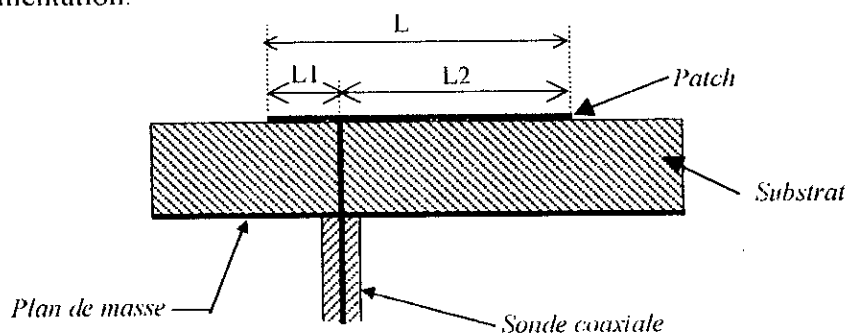


Fig.1.8 : Alimentation par sonde coaxiale

Vu les avantages qu'elle présente, cette méthode est très utilisée. Parmi ces avantages on peut citer, son faible rayonnement parasite, moins encombrante, etc. Néanmoins, elle présente quelques problèmes technologiques lors de sa réalisation, particulièrement le percement du substrat et le soudage sur les éléments rayonnants.

1.6.3. Alimentation par couplage électromagnétique :

L'idée est de faire un couplage magnétique entre la ligne d'alimentation et le patch rayonnant. La figure 1.9 illustre le principe. Deux substrats sont utilisés. Le patch est imprimé sur le substrat supérieur, qui n'a pas de plan de masse, et la ligne microruban est sur le substrat inférieur avec un plan de masse. Les deux substrats doivent avoir deux épaisseurs et constantes diélectriques différentes [1]. A l'arrivée du champ électrique à l'extrémité de la ligne d'alimentation il se diffracte ; et c'est ce champ diffracté, principalement, qui va provoquer le mécanisme du couplage magnétique de l'antenne avec la ligne.

Un circuit approximatif équivalent à ce dispositif est donné par la figure 1.10, où le circuit RLC parallèle représente le patch lui-même, et C_c est la capacité de couplage de la ligne au patch. Le couplage est contrôlé premièrement par deux facteurs, la distance s de pénétration de la ligne sous le patch et la largeur du patch W . Le couplage augmente avec l'augmentation de s , et atteint son maximum pour $s = L / 2$ en suite il diminue. L'augmentation et la diminution du couplage est symétrique par rapport à $s = L / 2$. La réduction de la largeur du patch augmente le couplage. Les paramètres du substrat diélectrique ont aussi le même effet. Si par exemple, un substrat a une constante diélectrique élevée, il faut réduire son épaisseur pour maintenir le même niveau au couplage. L'effet des paramètres du substrat est moins important que l'effet de s et la largeur du patch.

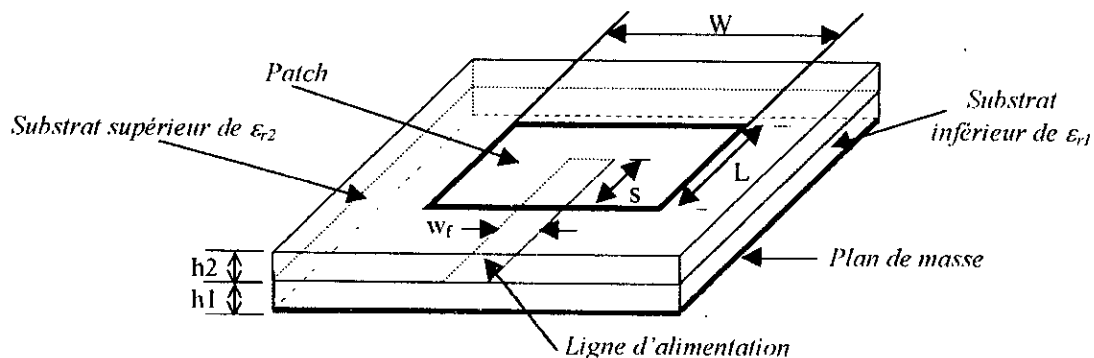


Fig. 1.9 : Patch alimenté par un couplage électromagnétique.

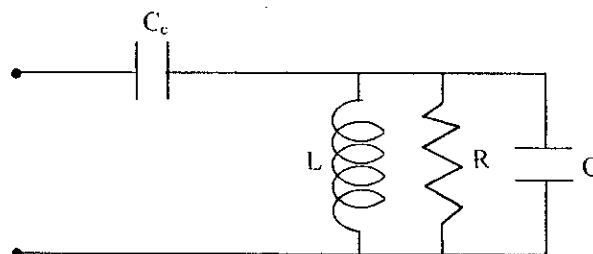


Fig. 1.10 : Le circuit équivalent d'un patch alimenté par un couplage magnétique

1.6.4. Patch couplé par une ouverture :

C'est une autre méthode d'alimentation qui utilise le mécanisme du couplage magnétique à travers une ouverture rectangulaire dans le plan de masse. Les différents éléments qui forment l'antenne sont représentés séparément sur la figure 1.11 pour bien montrer les détails. Cette technique utilise deux substrats diélectriques. Le patch est placé, seul, sur le substrat supérieur. Ce dernier a un plan de masse présentant une ouverture rectangulaire qui est exactement au-dessous du centre du patch. La ligne d'alimentation est placée sur le côté inférieur du deuxième substrat diélectrique, qui est sans plan de masse. La figure 1.13 montre le circuit équivalent de ce type d'alimentation.

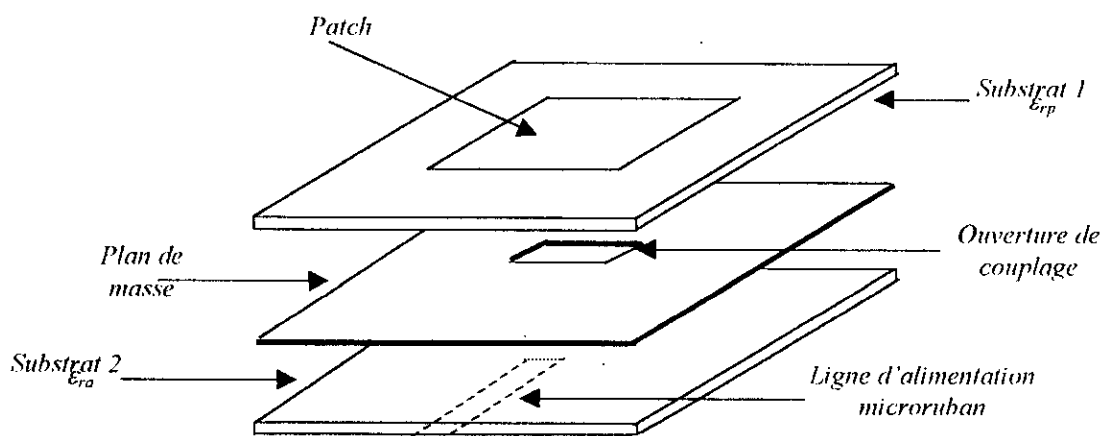


Fig.1.11 : Patch couplé par une ouverture.

Le couplage par ouverture présente plusieurs avantages, le patch est complètement isolé de l'alimentation, les rayonnements parasites de la ligne n'affectent pas le diagramme de rayonnement du patch ; les substrats peuvent être choisis pour des performances optimales (un diélectrique de faible ϵ_r pour le substrat supérieur augmente la bande passante, et un diélectrique d'un ϵ_r considérable réduit la taille du circuit)[1].

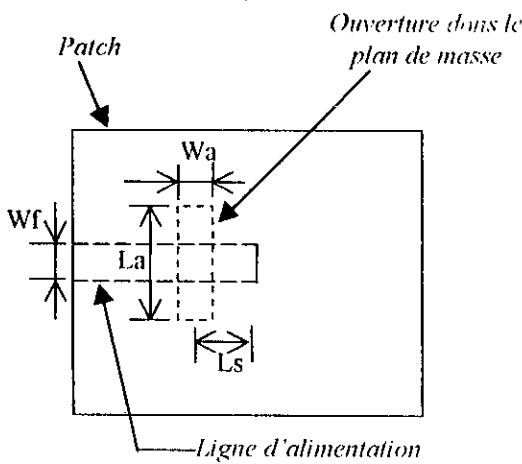


Fig. 1.12 : Le rapport entre le patch, l'ouverture et la ligne d'alimentation

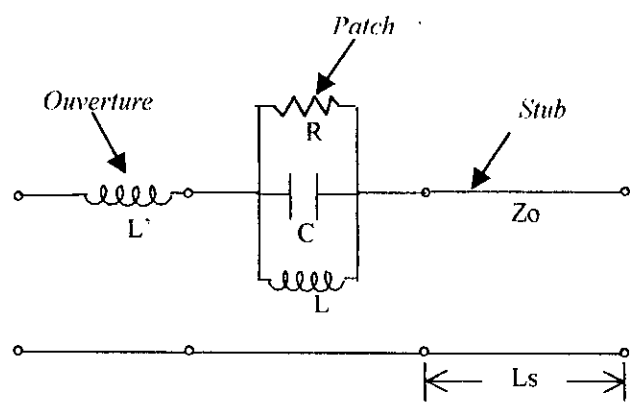


Fig. 1.13 : Circuit équivalent d'un patch couplé avec une ouverture

1.6.5. Alimentation par ligne microruban à travers un vide :

La configuration de ce type d'alimentation est montrée par la figure 1.14.a et la figure 1.14.b[29]. Cette alimentation peut être utilisée pour adapter l'impédance d'un élément sur une large bande de fréquence. Avec un choix convenable de la longueur g , qui sépare la ligne microruban et le patch, et de la longueur l de cette ligne, le système d'alimentation peut être plus efficace que celui d'une ligne microruban conventionnelle. Il est possible d'analyser ce type d'alimentation à partir des fonctions de Green. De cette façon la validité de l'analyse peut être étendue aux hautes fréquences[3].

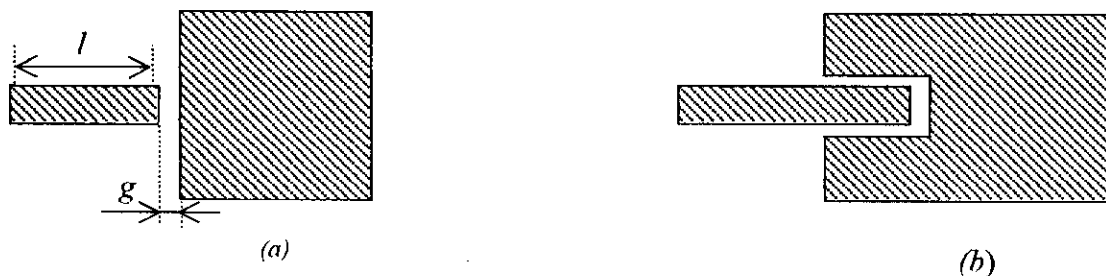


Fig. 1.14 : Alimentation par ligne microruban à travers un vide.

1.7. LES DIFFERENTES APPLICATIONS DES ANTENNES MICRORUBANS :

Les premiers domaines d'applications des antennes microrubans sont ceux qui exigent des antennes de faibles épaisseurs et leurs possibilités d'être conformables. Les antennes de télémétries et de communications des missiles sont souvent de type microruban. On trouve aussi des radars altimétriques fabriqués à base de réseaux d'antennes microrubans. Le domaine de la téléphonie et de la communication par satellite utilisent ce type d'antenne. Des réseaux d'antennes microrubans ont été aussi utilisés dans des systèmes d'imagerie par

satellite, tels que SEASA et SIR – A [1]. Des antennes microrubans sont aussi utilisées pour les communications reliant bateaux et bonis avec les satellites tels que GOES et SMS. Actuellement même des systèmes GPS utilisent des antennes microrubans.

1.8. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES ANTENNES MICRORUBANS :

Les intérêts de l'utilisation des antennes microrubans revient aux caractéristiques importantes qu'ils représentent. En voici quelques-unes :

- Les antennes microrubans ont un très bas profile, leur épaisseur est seulement de quelques millimètres.
- Leur possibilité d'intégration, vu l'essor qu'a prit la technologie de fabrication des circuits imprimés, on peut intégrer directement ces antennes sur des circuits micro-onde sans aucune difficulté.
- Ils ne présentent aucun encombrement ; ils sont directement incorporés sur les toits des engins et navettes spatiales, ce qui n'est pas le cas des antennes paraboliques qui sont très encombrants.
- Dans le cas où on aurait un substrat flexible, les antennes microrubans peuvent être conformées sur des corps de différente géométrie (cylindriques, sphériques, coniques, etc.) comme le cas des missiles.
- Leurs poids est tellement faibles, qu'on peut dire qu'ils n'introduisent, presque, aucun poids supplémentaire à l'engin qui les porte.
- Leur faible prix de fabrication.

Comme tout autre type de technologie, les antennes microrubans présentent quelques inconvénients. Ils ont une bande passante très étroite ; donc les fréquences de travail doivent être au voisinage de la fréquence de résonance. Les facteurs de qualité de ces antennes sont en général compris entre 50 et 75. Le facteur de qualité est inversement proportionnel aux dimensions de l'antenne (à la longueur d'onde de résonance). La faible largeur de la bande passante entraîne des difficultés dans la conception d'antennes à niveau de lobes secondaires faible.

CHAPITRE 2

ANALYSE D'UNE ANTENNE PLAQUE MICRORUBAN

Dans ce chapitre nous allons traiter deux méthodes d'analyse des antennes plaques microrubans que nous avons utiliser dans notre logiciel. Nous allons utiliser la méthode des lignes de transmission pour l'analyse d'un patch rectangulaire et le model de cavité pour l'analyse d'un patch circulaire.

2.1. INTRODUCTION :

La source de rayonnement des antennes microrubans sont les discontinuités que présente le patch. Ces changements brusques modifient la répartition du champ et par conséquent, il y a une énergie qui s'échappe par ces bords et se propage dans l'espace libre. La figure 1.1 montre un schéma de principe d'une antenne microruban.

Un rectangle de 0.5 fois la longueur d'onde dans le diélectrique et une largeur d'environ 0.5 à 2 fois sa longueur est l'exemple le plus classique et le premier à être étudié. Ensuite, pour satisfaire d'autres exigences, plusieurs formes de patches ont été étudiées.

Comme nous l'avons déjà évoqué dans le chapitre précédant, il y a plusieurs méthodes d'analyse et de synthèse des antennes microrubans. Pour accomplir notre travail, nous avons opté pour deux méthodes, la méthode des lignes de transmission, et le modèle de la cavité. On a choisi ces deux méthodes pour les considérations suivantes :

- Ces méthodes sont largement utilisées, donc elles ont prouvé leur efficacité.
- Elles donnent des résultats satisfaisants.
- La simplicité de leurs formulations.
- La facilité de mettre en œuvre des programmes informatiques.
- Le temps de calcul nécessaire pour ces méthodes est largement inférieur à celui requis pour d'autres méthodes (méthodes des moments, de l'équation intégrale, etc.). Or le temps de calcul est un facteur très important, qu'il faut prendre en compte dans l'importe quelle réalisation de logiciel.

Dans ce chapitre nous montrerons d'une manière générale comment appliquer les modèles, des lignes de transmission et de la cavité, à la synthèse et l'analyse des antennes plaques microrubans. La méthode des lignes de transmission sera appliquée au cas d'une antenne plaque microruban rectangulaire, et le modèle de la cavité au cas d'une antenne plaque microruban circulaire.

2.2. MODEL DES LIGNES DE TRANSMISSION :

Le model des lignes de transmission est parmi les premiers models d'analyse des antennes microrubans. Ce model est très simple, il se repose sur la théorie des lignes de transmission. Il est basé sur la constatation qu'un patch rectangulaire est simplement une large ligne de transmission terminée par un circuit ouvert. Ce model est premièrement introduit par Munson en 1974. Ensuite d'autres chercheurs ont apporté leurs améliorations. Il nous renseigne d'une manière satisfaisante sur l'allure du champ rayonné par le patch. Auparavant, le model des lignes de transmission s'applique uniquement aux patches rectangulaires, maintenant il est élargi pour d'autres formes.

Considérons l'antenne microruban alimentée par une ligne de transmission montrée par la figure 2.1. Quand les champs rencontrent la discontinuité à l'entrée du patch, ils se propagent à l'extérieur du patch, cela crée un champ réfracté aux bords du patch, comme le montre la figure 2.1. A travers le patch, le champ continue sa propagation, comme dans une ligne de transmission. A son arrivée à l'autre extrémité du patch, il se produit le même phénomène comme dans le premier bord. La fin abrupte du patch crée aussi un champ réfracté. Ce champ emmagasine de l'énergie [1]. Ces bords ont l'effet d'un condensateur, puisque le changement de la distribution du champ électrique est très importante devant celle du champ magnétique. Par ce que le patch est assez large qu'une ligne de transmission typique ; le champ réfracté rayonne aussi, et il est représenté par une conductance shunte, qui prend en compte les pertes par rayonnement.

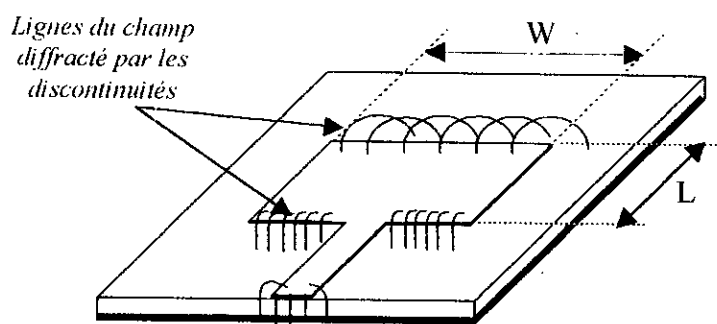


Fig.2.1 : Mécanisme de rayonnement d'une antenne microruban.

En prenant en compte toutes ces interprétations physiques, un circuit équivalent peut être déduit. Chaque bord est représenté par une admittance Y_s , avec, en tenant compte de l'effet du couplage mutuel, une source de courant contrôlée. Les bords sont séparés par une ligne de transmission de longueur L (fig.2.2).

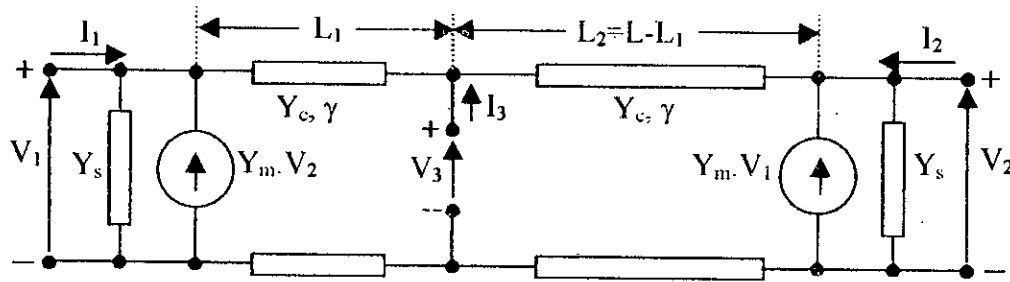


Fig. 2.2 : Model des lignes de transmission d'un patch rectangulaire.

A partir de ce circuit équivalent, la matrice admittance $[Y]$ est obtenue[2] :

$$[Y] = \begin{bmatrix} y_s + y_c \coth(\gamma L_1) & -y_m & -y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_1) \\ -y_m & y_s + y_c \coth(\gamma L_2) & -y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_2) \\ -y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_1) & -y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_2) & y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_1) + y_c \operatorname{csc} h(\gamma L_2) \end{bmatrix}$$

- $\operatorname{csc} h(x) = \frac{1}{\operatorname{cosh}(x)}$ est le cosécante hyperbolique de x , et $\coth(x)$ est le cotangente hyperbolique de x .
- L, L_1, L_2 : sont spécifiés dans la figure 2.2.
- Y_c : L'admittance caractéristique de la ligne de transmission.
- Y_m : L'admittance mutuelle des ouvertures rayonnantes.
- Y_s : L'admittance propre des fentes.
- γ : La constante de propagation avec perte de la ligne de transmission.

2.2.1. Expression de l'admittance d'entrée :

Dans le cas où le patch serait alimenté par une ligne microruban, les courants I_2 et I_3 sont nuls, l'admittance d'entrée est donnée par l'équation suivante [2] :

$$Y_{in} = \frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L) - 2Y_m Y_c \operatorname{csc} h(\gamma L)}{Y_s + Y_c \coth(\gamma L)} \quad (2.1)$$

pour modéliser l'effet de la ligne d'alimentation sur les caractéristiques de l'antenne, l'admittance Y_s est réduite par le facteur :

$$r = 1 - \frac{W_m}{W_{eff}} \quad (2.2)$$

avec W_m est la largeur de la ligne d'alimentation, W_{eff} est la largeur effective du patch. Cette réduction de la self-admittances Y_s , peut être considérée comme une addition d'une admittance parallèle

$$Y_r = (r - 1)Y_s \quad (2.3)$$

l'admittance d'entrée de l'antenne est alors donnée par

$$Y_m' = Y_m + Y_r \quad (2.4)$$

$$Y_m' = \frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + Y_s Y_c \coth(\gamma L) - 2Y_m Y_c \csc h(\gamma L)}{Y_s + Y_c \coth(\gamma L)} + (r - 1)Y_s \quad (2.5)$$

Pour le cas où le patch serait alimenté par un câble coaxial, $I_1=I_2=0$, l'expression de l'admittance d'entrée est donnée par :

$$Y_m = 2Y_c \left[\frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\gamma L) - 2Y_m Y_c \csc h(\gamma L)}{(Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2) \coth(\gamma L) + (Y_c^2 - Y_s^2 + Y_m^2) \cosh(2\gamma \Delta) \csc h(\gamma L) + 2Y_s Y_c} \right] \quad (2.6)$$

$$\text{avec } \Delta = \left| \frac{L}{2} - L_1 \right| = \left| \frac{L}{2} - L_2 \right|$$

Dans la pratique la connexion se fait derrière le plan de masse. Ceci va entraîner une réactance supplémentaire qui va s'ajouter à l'admittance calculée en (2.6) :

$$Z_m' = \frac{1}{Y_m} + j \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \tan\left(\frac{2\pi H}{\lambda_0}\right) \quad (2.7)$$

pour pouvoir calculer l'admittance d'entrée du patch il faut connaître les différents paramètres des expressions (2.5) et (2.6).

2.2.1.1. Expressions des paramètres de la ligne :

Pour obtenir les paramètres de la ligne représentant l'antenne, nous allons utiliser les expressions obtenues par le model du guide d'onde planaire, qui consiste à considérer le plan de masse et le plan du patch comme murs électriques parfaits, et les murs latéraux sont considérés comme des murs magnétiques parfaits (fig.2.3).

Le guide a une hauteur H égale à celle du substrat et une largeur effective W_{eff} , plus grande que celle du patch. Le guide est rempli par un diélectrique de permittivité relative ϵ_{eff} . L'impédance caractéristique Z_c , et la constante de phase β , du mode fondamental propageant dans la ligne microruban, sont données donc par :

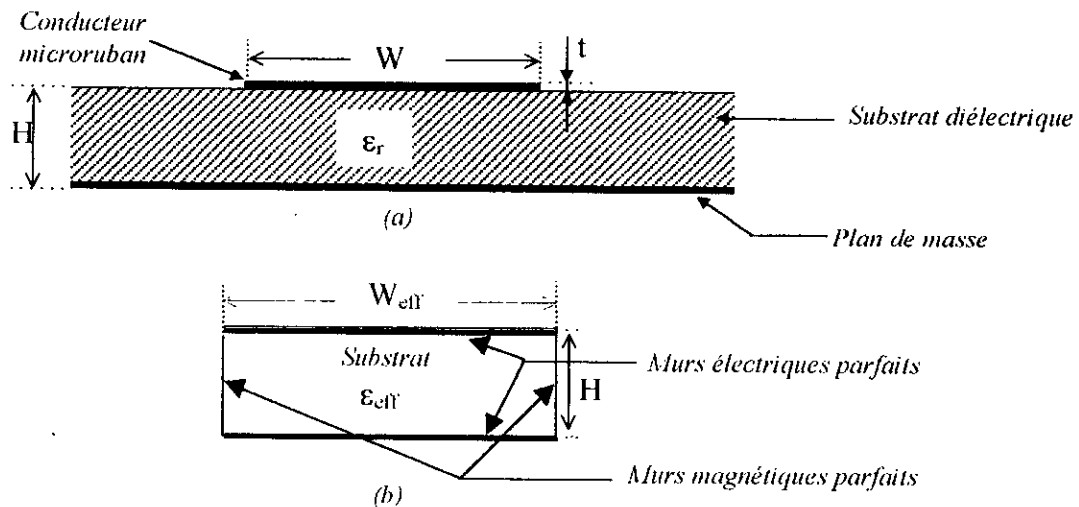


Fig.2.3 : Model du guide d'onde planaire pour une ligne microruban
(a) ligne microruban
(b) guide d'onde équivalent

$$Y_c = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} W_{eff}}{\eta_0 H} \quad (2.8)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (2.9)$$

avec $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ est l'impédance d'onde dans l'espace libre, $k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$ est la constante de propagation dans l'espace libre.

ϵ_{eff} est la constante diélectrique du substrat en fonction de la fréquence, elle est donnée par :

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P} \quad (2.10)$$

$$\text{avec : } P = P_1 P_2 \left\{ (0.1844 + P_3 P_4) f_n \right\}^{1.5763} \quad (2.11)$$

$$P_1 = 0.27488 + \left\{ 0.6315 + \frac{0.525}{(1 + 0.0157 f_n)^{20}} \right\} u - 0.065683 \exp(-8.7513u) \quad (2.12)$$

$$P_2 = 0.33622 \{ 1 - \exp(-0.03442 \varepsilon_r) \} \quad (2.13)$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6u) \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{f_n}{38.7} \right)^{4.97} \right] \right\} \quad (2.14)$$

$$P_4 = 1 + 2.751 \left\{ 1 - \exp \left[- \left(\frac{\varepsilon_r}{15.916} \right)^8 \right] \right\} \quad (2.15)$$

$$f_n = fH \quad (f \text{ en GHz et } H \text{ en mm}) \quad (2.16)$$

$$u = \frac{W + \frac{(W' - W)}{\varepsilon_r}}{H} \quad (2.17)$$

$$\varepsilon_{eff}(0) = \frac{1}{2} \{ \varepsilon_r + 1 + (\varepsilon_r - 1)G \} \quad (2.18)$$

$$\text{avec : } G = \left(1 + \frac{10H}{W} \right)^{-0.8B} - \frac{\ln 4}{\pi} \frac{1}{\sqrt{WH}} \quad (2.19)$$

$$A = 1 + \frac{1}{49} \ln \left\{ \frac{\left(\frac{W}{H} \right)^4 + W^2 (52H)^2}{\left(\frac{W}{H} \right)^4 + 0.432} \right\} + \frac{1}{18.7} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{W}{18.1H} \right)^3 \right\} \quad (2.20)$$

$$B = 0.564 \exp \left(- \frac{0.2}{\varepsilon_r + 0.3} \right) \quad (2.21)$$

et W_{eff} est la longueur effective du patch en fonction de la fréquence, qui est donnée par :

$$W_{eff}(f) = \frac{W}{3} + (R_w + P_w)^{1/3} - (R_w - P_w)^{1/3} \quad (2.22)$$

$$\text{où } P_w = \left(\frac{W}{3} \right)^3 + \frac{S_w}{2} \left[W_{eff}(0) - \frac{W}{3} \right] \quad (2.23)$$

$$Q_w = \frac{S_w}{3} - \left(\frac{W}{3} \right)^2 \quad (2.24)$$

$$R_w = (P_w^2 + Q_w^3)^{1/2} \quad (2.25)$$

$$S_w = \frac{c_0^2}{4f^2(\epsilon_{eff}(f)-1)} \quad (2.26)$$

$$\text{avec : } W_{eff}(0) = 2\pi H / \ln \left\{ \frac{HF}{W'} + \sqrt{1 + (2H/W')^2} \right\} \quad (2.27)$$

$$\text{ou } F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left\{ -\frac{4\pi^2}{3} \left(\frac{H}{W'} \right)^{3/4} \right\} \quad (2.28)$$

$$W' = W + \frac{l}{\pi} \left\{ 1 + \ln \left(4e / \sqrt{(l/H)^2 + (l/\pi)^2 / (W/l + 1.1)^2} \right) \right\} \quad (2.29)$$

2.2.1.2 Expression de Y_s :

La précision du model de la ligne de transmission dépend énormément du choix des expressions de G_s et B_s (qui sont, respectivement, les parties réelle et imaginaire de Y_s). Dans le premier model des lignes de transmission, où plusieurs approximations ont été faites, Munson[31] a proposé une expression simple de Y_s

$$Y_s = W y_s \quad (2.30)$$

où y_s représente une admittance par unité de longueur d'un slot uniformément excité, de longueur infinie, et de largeur W , de plan de masse infini et parfaitement conducteur. L'expression (2.30) est certes n'est pas exacte mais elle est très importante, vu les considérations suivantes qui en découlent [2]:

- Le rayonnement de l'antenne microruban rectangulaire découle de la composante tangentielle du champ dans le plan du patch.
- Dans le mode fondamental, seulement la contribution des deux ouvertures latérales est importante.
- La source de rayonnement peut être limitée aux deux étroites zones le long des deux ouvertures du patch.
- Les champs dans ces deux étroites zones peuvent être considérés comme les champs de deux slots rectangulaires dans un plan infini et parfaitement conducteur.

- Pour le mode fondamental de l'antenne microruban, la distribution du champ tangentiel dans les slots peut être considérée uniforme.
- Un slot excité par un champ uniforme est considéré comme une portion d'un slot infiniment long et uniformément excité.

La self susceptance B_s , en utilisant l'expression exacte du model de la ligne de transmission, est donnée par :

$$B_s = Y_c \tan(\beta \Delta L) \quad (2.31)$$

où Y_c est l'admittance caractéristique de la ligne qui est donnée par l'équ.2.8, β est la constante de phase donnée par l'équ.2.9, et ΔL est l'extension de la longueur du patch due à l'effet du bord, son expression est donnée par :

$$\Delta L = h \xi_1 \xi_3 \xi_5 / \xi_4 \quad (2.32)$$

$$\text{où } \xi_1 = 0.434907 \frac{\varepsilon_{eff}^{0.81} + 0.26 (W/H)^{0.8544} + 0.236}{\varepsilon_{eff}^{0.81} - 0.189 (W/H)^{0.8544} + 0.87} \quad (2.33)$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/H)^{0.371}}{2.358 \varepsilon_r + 1} \quad (2.34)$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0.5274 \arctan\{0.084 (W/H)^{1.9413/\xi_2}\}}{\varepsilon_{eff}^{0.9236}} \quad (2.35)$$

$$\xi_4 = 1 + 0.0377 \arctan\{0.067 (W/H)^{1.456}\} \{6 - 5 \exp[0.036(1 - \varepsilon_r)]\} \quad (2.36)$$

$$\xi_5 = 1 - 0.218 \exp(-7.5W/H) \quad (2.37)$$

Cette expression de ΔL est valable seulement dans le cas où $0.01 \leq W/H \leq 100$ et $\varepsilon_r \leq 128$ [1].

La longueur effective du patch L_{eff} , est alors donnée par :

$$L_{eff} = L + 2 \Delta L \quad (2.38)$$

La conductance du bord G_s représente l'énergie rayonnée par le patch microruban. Son expression est donnée par[2] :

$$G_s = \frac{1}{\pi\eta} \left\{ \left(w \text{Si}(w) + \frac{\sin w}{w} + \cos w - 2 \right) \left(1 - \frac{s^2}{24} \right) + \frac{s^2}{12} \left(\frac{1}{3} + \frac{\cos w}{w^2} - \frac{\sin w}{w^3} \right) \right\} \quad (2.39)$$

où $w = kW_{\text{eff}}$ est la longueur normalisée du slot, $s = k\Delta L$ est la largeur normalisée du slot, et

$$\text{Si}(w) = \int_0^w \frac{\sin u}{u} du \text{ est le sinus intégral de } w.$$

2.2.1.3 Expression de la conductance mutuelle Y_m :

Pour prendre en compte l'effet du couplage magnétique entre les deux bords, on devra ajouter l'expression de l'admittance mutuelle Y_m .

$$Y_m = \frac{1}{|V_0^2|} \int \vec{E}_1 \times \vec{H}_2^* \cdot \vec{ds} \quad (2.40)$$

où \vec{E}_1 est le champ électrique de l'un des bords, \vec{H}_2 est le champ magnétique de l'autre bord, et \vec{ds} est le vecteur normal à une large sphère entourant le patch. Les expressions de la partie réelle G_m , et imaginaire B_m , de la conductance mutuelle sont données par [2] :

$$G_m = G_s F_g' \quad (2.41)$$

$$\text{avec } F_g' \equiv J_0(l) + \frac{s^2}{24 - s^2} J_2(l) \quad (2.42)$$

où $J_0(l)$ et $J_2(l)$ sont des fonctions de Bessel de première espèce, d'ordre 0 et 2 respectivement, $s = k\Delta L_s$, et $l = k_0 L_{\text{eff}}$

$$B_m = B_s F_b K_b \quad (2.43)$$

$$\text{avec } K_b = 1 - \exp(-0.21w) \quad (2.44)$$

$$F_b = \frac{\pi}{2} \frac{Y_0(l) + \frac{s^2}{24 - s^2} Y_2(l)}{\ln\left(\frac{s}{2}\right) + C_e - \frac{3}{2} + \frac{s^2/12}{24 - s^2}} \quad (2.45)$$

où B_s est donné par l'équ.2.31 et $Y_0(l)$ et $Y_2(l)$ sont des fonctions de Bessel de deuxième espèce, d'ordre 0 et 2 respectivement.

2.2.1.4. L'atténuation α :

L'atténuation α peut être représentée par la somme de trois atténuations α_d , α_{cs} , et α_{cg} :

- α_d : les pertes dans le diélectrique.
- α_{cs} : les pertes dans le patch conducteur.
- α_{cg} : les pertes dans le plan de masse.

Les pertes dans le diélectrique et par conduction sont données par la référence [10] comme suit :

$$\alpha_d = 0.5 \beta \frac{\epsilon_r}{\epsilon_{eff}(f)} \frac{\epsilon_{eff}(f) - 1}{\epsilon_r - 1} \tan \delta \quad (2.46)$$

$$\alpha_{cs} = \alpha_n R_{ss} F_{\Delta_s} F_s \quad (2.47)$$

$$\alpha_{cg} = \alpha_n R_{sg} F_{\Delta_g} \quad (2.48)$$

avec : $R_{ss} = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma_s}$ (2.49)

$$R_{sg} = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma_g} \quad (2.50)$$

$$\alpha_n = \begin{cases} \frac{1}{4\pi H Z_c(0)} \frac{32 - (W'/H)^2}{32 + (W'/H)^2} & W'/H < 1 \\ \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}(0)}}{2\eta_0 W_{eff}(0)} \left(W'/H + \frac{0.667 W'/H}{W'/H + 1.444} \right) & W'/H \geq 1 \end{cases} \quad (2.51)$$

et $F_{\Delta_s} = 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left\{ 1.4 (R_{ss} \Delta_s \sigma_s)^2 \right\}$ (2.52)

$$F_{\Delta_g} = 1 + \frac{2}{\pi} \arctan \left\{ 1.4 (R_{sg} \Delta_g \sigma_g)^2 \right\} \quad (2.53)$$

$$F_s = 1 + \frac{2H}{W'} \left(1 - \frac{1}{\pi} + \frac{W' - W}{l} \right) \quad (2.54)$$

où σ_s et σ_g sont respectivement la conductivité du patch et la conductivité du plan de masse, et Δ_s et Δ_g sont respectivement l'erreur de surface de l'élément rayonnant et l'erreur de surface du plan de masse

2.2.2. La bande passante :

Le principal désavantage des antennes microrubans est l'étroite bande passante qu'elles présentent. Plusieurs techniques ont été élaborées pour remédier à ce problème, et obtenir des largeurs de bande acceptables. Ces techniques consistent, en générale, à introduire au patch des éléments parasites passifs ou actifs (des diodes varactor aux bords rayonnants) ou utiliser un matériau diélectrique approprié.

Les antennes microrubans ont une bande passante typique de 1 à 5% de la fréquence de résonance. Grâce à ces techniques la bande passante peut être augmentée jusqu'à 20%.

On peut définir la largeur de band d'une antenne microruban à partir du facteur de qualité Q . L'admittance d'entrée du patch peut alors s'exprimer, aux alentours de la fréquence de résonance par [3] :

$$Y_{in} = G \left(1 + j 2Q \frac{\Delta f}{f_0} \right) \quad (2.55)$$

avec G est la conductance de rayonnement du patch à la fréquence de résonance et f_0 est la fréquence de résonance du patch. A partir de cette expression la bande passante pour une valeur du TOS donnée est donnée par :

$$BW = \frac{S-1}{Q\sqrt{S}} \quad (2.56)$$

S représente le taux d'ondes stationnaires (TOS).

2.2.2.1. L'expression du facteur de qualité Q :

La connaissance du facteur de qualité, Q , permet de connaître les performances de l'antenne microruban. Le facteur de qualité dépend de plusieurs paramètres, il est donné par la formule suivante :

$$Q = \left[\frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right]^{-1} \quad (2.57)$$

$$\text{avec } Q_c = H \sqrt{\pi f \mu_0 \sigma} \quad (2.58)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (2.59)$$

Q_c et Q_d sont les facteurs de qualité, respectivement, qui prend en compte les pertes dans les conducteurs et dans le diélectrique.

Pour établir l'expression de Q_r , considérant un patch rectangulaire de largeur w et de longueur L au-dessus d'un plan de masse avec un substrat d'épaisseur H et de constante diélectrique relative ϵ_r (fig.2.4). Le facteur de qualité de rayonnement Q_r de l'antenne peut être évalué à partir de la formule générale suivante :

$$Q_r = 2\pi f_r \frac{W_s}{P_r} \quad (2.60)$$

où f_r est la fréquence de résonance, W_s est l'énergie totale emmagasinée par l'antenne à la résonance et P_r est la puissance rayonnée. L'énergie emmagasinée dans l'antenne peut être exprimée par [4] :

$$W_s = \frac{1}{2} \int_v \epsilon_e \epsilon_0 |E_z|^2 dv = \frac{H}{2} \int_a \epsilon_e \epsilon_0 |E_z|^2 da \quad (2.61)$$

où la surface d'intégration est la région plane du patch, ϵ_0 est la permittivité de l'espace libre, ϵ_e est la constante diélectrique relative effective du diélectrique. La composante E_z du champ électrique de l'antenne microruban est donnée par [4] :

$$E_z = \frac{V_0}{H} \cos\left(\frac{n\pi}{W}x\right) \cos\left(\frac{m\pi}{L}y\right) \quad (2.62)$$

où V_0 est l'amplitude de la tension appliquée, n et m prennent des valeurs entières. L'expression suivante de W_s est obtenue en remplaçant dans l'équ.2.61 E_z par sa valeur donnée par l'équ.2.62 :

$$W_s = \frac{\epsilon_0 \epsilon_e V_0^2 W L}{2H} \delta_m \delta_n \quad (2.63)$$

avec $\delta_i = 1$ pour $i = 0$ et $\delta_i = 1/2$ pour $i = 1, 2, 3, \dots$

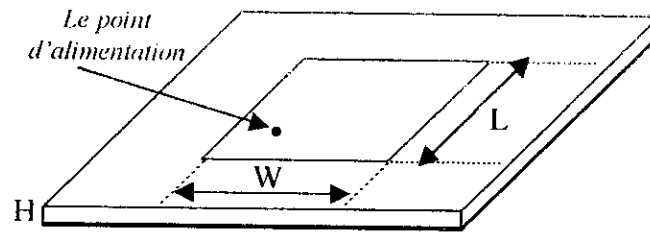


Fig.2.4 : Antenne microruban rectangulaire

Les approximations suivantes sont utilisées pour déterminer les dimensions du patch :

$$L \cong \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (2.64)$$

$$W \cong \frac{\eta_0 \lambda_0}{2\pi R_r} \quad (2.65)$$

où λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre, η_0 est l'impédance de l'espace libre, ΔL est l'extension du bord, et R_r est la résistance de rayonnement. En remplaçant les équ.2.64 et 2.65 dans l'équ.2.63, W_s est donné par :

$$W_s = \frac{\epsilon_0 \epsilon_e V_0^2}{4H} \frac{\eta_0 \lambda_0}{2\pi R_r} \left[\frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \right] \quad (2.66)$$

et la puissance rayonnée par l'antenne est donnée par :

$$P_r = \frac{V_0^2}{2R_r} \quad (2.67)$$

Donc l'expression finale du facteur de qualité de rayonnement est la suivante :

$$Q_r = \frac{c_0 \sqrt{\epsilon_e}}{4H f_r} \frac{\epsilon_e \Delta L}{H} \quad (2.68)$$

où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide.

2.2.3. Détermination du champ rayonné lointain :

Considérant une antenne plaque microruban, qui rayonne un champ électromagnétique lointain de composante E_0 et E_ϕ . Étant donné que le rayonnement se fait en plus grande partie grâce aux effets de bord, au niveau des ouvertures verticales aux extrémités du patch; la

connaissance de la configuration des champs au niveau de ces ouvertures nous permettra de déterminer le champ rayonné à un point quelconque de l'espace.

Parce que l'épaisseur du substrat des antennes plaques microrubans est généralement très faible devant la longueur d'onde ($0,003 \lambda_0 < H < 0,05 \lambda_0$) la distribution du champ dans les ouvertures verticales est supposée uniforme. La configuration des deux slots équivalents est donnée par la figure 2.5.

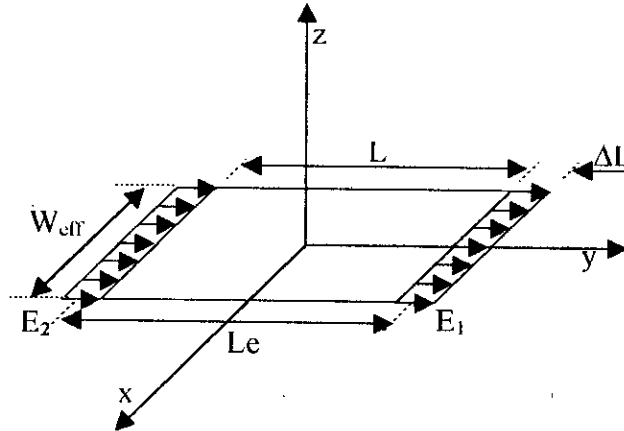


Fig. 2.5. Model de rayonnement à deux slots d'une antenne plaque microruban.

où W_{eff} et ΔL sont, respectivement, la longueur et la largeur des slots, $E_1 = V_1 / \Delta L$ et $E_2 = V_2 / \Delta L$ (V_1 et V_2 sont les tensions appliquées aux slots). Le champ total rayonné par l'antenne est donné par [9] :

$$\begin{aligned} \vec{E}_{co} = & \frac{-jk_0}{2\pi} \exp(-jk_0 r) V_1 W_{eff} (1 + \exp(jk_x L_{eff})) \sin c \left[\frac{k_y W_{eff}}{2} \right] \\ & \sin c \left[\frac{k_z H}{2} \right] [1 - \sin^2 \phi (1 - \cos \theta)] \hat{e}_{co} \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} \vec{E}_{cross} = & \frac{-jk_0}{2\pi} \exp(-jk_0 r) V_1 W_{eff} (1 + \exp(jk_x L_{eff})) \sin c \left[\frac{k_y W_{eff}}{2} \right] \\ & \sin c \left[\frac{k_z H}{2} \right] [1/2 \sin(2\phi)(1 - \cos \theta)] \hat{e}_{cross} \end{aligned} \quad (2.70)$$

avec E_{co} est la composante copolaire du champ E, et E_{cross} est la composante contrapolaire du champ E. E_{co} et E_{cross} sont définis selon Ludwig comme suit :

$$E_{co} = E_\theta \cos \phi - E_\phi \sin \phi \quad (2.71)$$

2.3.1. Description du model :

Comme nous l'avons déjà expliqué brièvement dans le premier chapitre, l'antenne plaque microruban est considérée par ce model comme une cavité résonante délimitée par des murs magnétique et électriques parfaits, voir la figure 1.4.

La distribution des charges sur l'élément rayonnant est contrôlée par les mécanismes d'attraction et de répulsion[12] (fig.2.6). Le mécanisme d'attraction se manifeste entre les charges de signe opposé, qui se trouvent sur la surface inférieure du patch, et le plan de masse. Le mécanisme de répulsion, se manifeste entre les charges de même signe, qui se trouvent au côté inférieur du patch. Ce mécanisme tend à pousser quelques charges, sous le patch, vers les bords de celui-ci, et même vers la surface supérieure. C'est ce phénomène qui explique l'origine du champ réfracté aux bords d'une antenne plaque microruban.

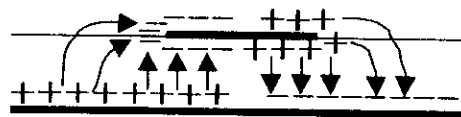


Fig.2.6. La distribution des charges dans une antenne plaque microruban

Le mouvement de ces charges crée des densités de courant J_i et J_s , respectivement, sur les côtés inférieur et supérieur du patch. Puisque l'épaisseur typique du substrat des antennes plaques microrubans est très petite, c'est le mécanisme d'attraction qui prédomine. Le courant qui circule du côté inférieur au côté supérieur du patch étant négligeable, le model suppose que la composante tangentielle du champ H aux bords du patch est nulle, autrement dit, on a faire à un mur magnétique parfait.

Pour que le model de la cavité puisse mettre en évidence le rayonnement des antennes plaques microrubans, la cavité doit présenter des pertes. C'est exactement ces pertes qui vont générer le champ rayonné ; donc l'antenne sera modélisée par une cavité résonante qui présente des pertes (l'impédance d'entrée de cette cavité a une partie réelle non nulle).

2.3.2. Analyse d'un patch rectangulaire :

2.3.2.1. La fréquence de résonance :

Considérant l'antenne plaque microruban représenté par la figure 2.7, de longueur L , de largeur W et de substrat d'épaisseur H . L'antenne est alimentée par une sonde coaxiale.

On sait que une cavité résonante peut supporter une infinité de modes de propagation. Cependant le mode qui a la fréquence de coupure la plus basse est le mode le plus dominant. Quand l'antenne fonctionne en mode TM_{mn} , la fréquence de résonance correspondante est donnée par la relation de WOLFF [13] suivante :

$$f_{mn} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}}} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2} \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.78)$$

avec c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide, W_{eff} et L_{eff} sont, respectivement, la largeur et la longueur effective du patch, ϵ_{dyn} est la permittivité dynamique du substrat diélectrique.

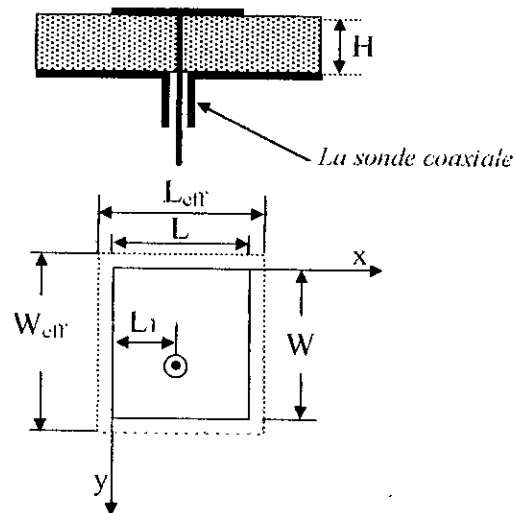


Fig. 2.7. Géométrie d'une antenne plaque microrubans rectangulaire alimenté par une sonde coaxiale.

Dans les calculs qui vont suivre on s'intéressera seulement au mode fondamental (TM_{01}) pour lequel la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{01} = f_{res} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_{dyn}} L_{eff}} \quad (2.79)$$

avec :

- ϵ_{dyn} , est la permittivité dynamique introduite par WOLFF [13]. Elle dépend des dimensions de l'antenne (W, L, H) et de la permittivité relative ϵ_r , elle est donnée par :

$$\epsilon_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\epsilon)}{C_{dyn}(\epsilon_0)} \quad (2.80)$$

- ϵ_0 est la permittivité du vide,
- $C_{dyn}(\epsilon)$ est la capacitance dynamique totale dans la présence d'un diélectrique de permittivité relative ϵ_r ,
- $C_{dyn}(\epsilon_0)$ est la capacitance dynamique totale dans la présence de l'air, elle est calculée en remplaçant dans l'expression de $C_{dyn}(\epsilon)$ ϵ_r par 1.

La capacitance dynamique totale $C_{dyn}(\epsilon)$ est donnée par :

$$C_{dyn}(\epsilon) = C_{0\,dyn}(\epsilon) + 2C_{ex\,dyn}(\epsilon) + 2C_{ey\,dyn}(\epsilon) \quad (2.81)$$

où $C_{0\,dyn}(\epsilon)$ est la capacitance dynamique sans prendre en compte le champ réfracté, elle est calculée par :

$$C_{0\,dyn}(\epsilon) = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r LW}{2H} \quad (2.82)$$

et $C_{ex\,dyn}(\epsilon)$ avec $C_{ey\,dyn}(\epsilon)$ représentent les capacitances dynamiques de bord des deux côtés du patch, ces capacitances prennent en compte l'effet du champ réfracté. Elles sont données par :

$$C_{ex\,dyn}(\epsilon) = 0.25L \left[\frac{Z_{yh}}{c_0 Z_{yhe}^2} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r W}{H} \right] \quad (2.83)$$

$$C_{ey\,dyn}(\epsilon) = 0.5L \left[\frac{Z_{xh}}{c_0 Z_{xhe}^2} - \frac{\epsilon_0 \epsilon_r L}{H} \right] \quad (2.84)$$

où Z_{zhe} représente l'impédance caractéristique d'une ligne microruban de longueur L , placée sur un substrat diélectrique d'épaisseur H et de permittivité relative effective ϵ_{eff} .

Quand on a $L/H \gg 1$; Z_{zhe} est donnée par :

$$Z_{zhe} = \frac{377}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{L}{H} + 1.399 + 0.667 \ln \left(\frac{L}{H} + 1.444 \right) \right]^{-1} \quad (2.85)$$

avec $\epsilon_{\text{eff}x}$ est donné par SCHNEIDER [14] :

$$\epsilon_{\text{eff}x} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{L} \right)^{-1/2} \quad (2.86)$$

ou encore avec une autre formule plus précise donnée par HAMMERSTAD [13] :

$$\epsilon_{\text{eff}x} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{H}{L} \right)^{-V_x} \quad (2.87)$$

$$\text{où : } V_x = 0.564 \exp\left(\frac{-0.2}{\epsilon_r + 0.3}\right) \left(1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u_x^4 + \left(\frac{u_x}{52}\right)^2}{u_x^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left(1 + \left(\frac{u_x}{18.1}\right)^3 \right) \right) \quad (2.88)$$

$$\text{avec } u_x = \frac{L}{H}$$

- Z_{sh} est l'impédance caractéristique d'une ligne microruban de longueur L dans le vide ($\epsilon_r=1$, $\epsilon_{\text{eff}x}=1$),
- Z_{yhc} , Z_{yh} et $\epsilon_{\text{eff}y}$ sont obtenues en remplaçant L par W dans les expressions Z_{xhc} , Z_{sh} et $\epsilon_{\text{eff}x}$, respectivement,
- L_{eff} est la longueur effective de l'antenne plaque microruban, elle est donnée par GARG [32] comme suite :

$$L_{\text{eff}} = L + \frac{(W_{\text{eq}} - W)(\epsilon_{\text{eff}y} + 0.3)}{2(\epsilon_{\text{eff}y} - 0.258)} \quad (2.89)$$

avec W_{eq} est la largeur équivalente du patch obtenue par LO[15], donnée par :

$$W_{\text{eq}} = \frac{120 \pi H}{Z_{\text{ay}} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}y}}} \quad (2.90)$$

$$\text{où } Z_{\text{ay}} = \frac{60 \pi}{Z_a \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.91)$$

$$\text{et } Z_{in} = \frac{W}{2H} + 0.441 + \frac{0.082(\epsilon_r - 1)}{\epsilon_r^2} + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left[1.451 + \ln \left(0.94 + \frac{W}{2H} \right) \right] \quad (2.92)$$

2.3.2.2. L'impédance d'entrée :

Une cavité résonante est une enceinte qui confine une énergie électromagnétique. L'énergie magnétique et électrique emmagasinée à l'intérieur de cette cavité détermine la capacité et l'inductance équivalentes de cette cavité. L'énergie dissipée à cause de la conductance finie du patch (pertes ohmiques), des pertes dans le diélectrique et les pertes par rayonnement déterminent la résistance équivalente de la cavité. La figure 2.8 montre le circuit équivalent d'une antenne plaque microruban rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale ; la sonde est modélisée par une résistance en série avec une self (R_p et L_p).

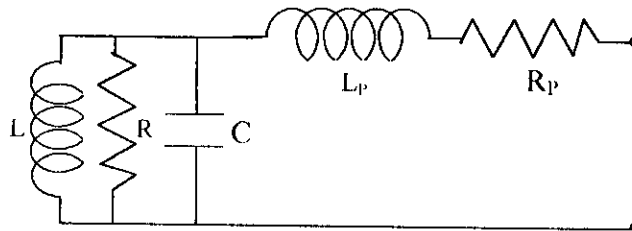


Fig.2.8. Le model RLC' équivalent d'une antenne plaque microruban

L'impédance d'entrée Z_{in} d'une telle antenne est donnée par [16] comme suite :

$$\text{Re}[Z_{in}(f)] = R_p + \frac{R_{\max}}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]^2} \quad (2.93)$$

$$\text{Im}[Z_{in}(f)] = X_p - \frac{R_{\max} Q_T \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]^2} \quad (2.94)$$

où R_p et X_p sont respectivement les parties réelle et imaginaire de la sonde coaxiale d'alimentation ; leur expressions sont :

$$R_p = \frac{\pi f \mu_0 H}{2} \quad (2.95)$$

$$X_p = -f \mu_0 H \left[\ln \left(\frac{k d_0}{4} \right) + Ce \right] \quad (2.96)$$

avec :

- μ_0 est la perméabilité du vide.
- $k = k_0 \sqrt{\epsilon_r}$, est le vecteur d'onde dans un diélectrique de permittivité relative ϵ_r .
- $k_0 = 2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$, est le vecteur d'onde dans l'espace libre.
- d_0 est le diamètre de la sonde d'alimentation.
- $Ce = 0.57721566490$, est la constante d'Euler.
- R_{\max} est la résistance d'entrée de l'antenne à la résonance, elle est donnée par [17] :

$$R_{\max} = \frac{Q_T H}{\pi f_{res} \epsilon_{dyn} \epsilon_0 L W} \cos^2 \left(\frac{\pi L_1}{L} \right) \quad (2.97)$$

- f_{res} est la fréquence de résonance du mode fondamentale, donnée par l'équ.2.79.
- Q_T est le facteur de qualité total de l'antenne, il est donné par l'équ.2.57.
- $R1$ est la position du point d'alimentation (la sonde).

2.3.2.3. Le champ lointain rayonné :

Pour pouvoir déterminer le champ rayonné par une antenne plaque microruban rectangulaire, on suivra la procédure suivante :

- Détermination du champ à l'intérieure de la cavité.
- L'application du théorème de Huygen's pour obtenir les densités de courant magnétique et électrique sur la surface des slots rayonnants.

- Évaluation du champ lointain créé par ces courants.
- Prendre en compte l'effet de la présence du plan de masse en utilisant le principe des images.

Les composantes E_θ et E_ϕ du champ lointain rayonné par une antenne plaque microruban sont données par la référence [18] par les formules suivantes :

$$E_\theta = -jk_0 \frac{L}{\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \frac{\sin \left[(k_0 L/2) \sin(\theta) \cos(\phi) \right]}{(k_0 L/2) \sin(\theta) \cos(\phi)} \times \cos \left[(k_0 W/2) \sin(\theta) \sin(\phi) \right] \sin(\phi) \quad (2.98)$$

$$E_\phi = -jk_0 \frac{L}{\pi} \frac{\exp(-jk_0 r)}{r} \frac{\sin \left[(k_0 L/2) \sin(\theta) \cos(\phi) \right]}{(k_0 L/2) \sin(\theta) \cos(\phi)} \times \left\{ \cos \left[(k_0 W/2) \sin(\theta) \sin(\phi) \right] \left[\cos(\theta) \cos(\phi) \right] \right\} \quad (2.99)$$

2.3.3. Analyse d'un patch circulaire :

2.3.3.1. La fréquence de résonance :

La figure 2.9, montre la géométrie de base d'une antenne plaque microruban circulaire de rayon R et d'un substrat diélectrique d'épaisseur H . Nous allons traiter le cas d'une alimentation par une sonde coaxiale.

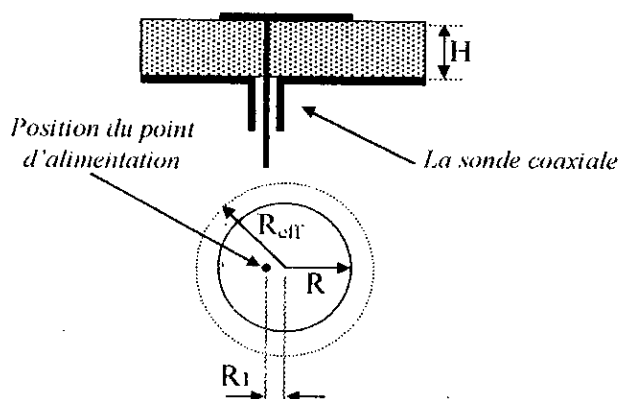


Fig. 2.9. La géométrie de base d'une antenne plaque microruban circulaire.

Quand le mode TM_{nm} est excité sa fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{mn} = \frac{\alpha_{mn} c_0}{2\pi R_{eff} \sqrt{\epsilon_{dyn}}} \quad (2.100)$$

avec :

- R_{eff} est le rayon effectif de l'élément rayonnant,
- α_{nm} est le $m^{\text{ème}}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre n ,
- ϵ_{dyn} est la permittivité dynamique introduite par WOLFF[13] :

$$\epsilon_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\epsilon)}{C_{dyn}(\epsilon_0)} \quad (2.101)$$

- C_{dyn} est la capacitance dynamique totale formée par l'élément rayonnant et le plan de masse, séparé par un diélectrique de permittivité relative ϵ_r . Elle tient en compte l'effet du champ réfracté.
- $C_{dyn}(\epsilon_0)$ est la capacitance dynamique totale quand $\epsilon_r = 1$.

Pour le mode fondamental TM_{11} la fréquence de résonance est donnée par :

$$f_{11} = \frac{\alpha_{11} c_0}{2\pi R_{eff} \sqrt{\epsilon_{dyn}}} \quad (2.102)$$

avec $\alpha_{11} = 1.8411837813$

C_{dyn} est donnée par :

$$C_{dyn}(\epsilon) = C_{0dyn}(\epsilon) + C_{edyn}(\epsilon) \quad (2.103)$$

avec :

- $C_{0dyn}(\epsilon)$ est la capacitance dynamique principale du mode fondamental TM_{11} . Elle ne prend pas en compte l'effet de la réfraction aux bords du patch, son expression est :

$$C_{0dyn}(\epsilon) = \frac{0.3525 \epsilon_0 \epsilon_r \pi R^2}{H} \quad (2.104)$$

- C_{edyn} est la capacitance dynamique due à l'effet de bord, elle est donnée par :

$$C_{e_{dyn}}(\epsilon) = \frac{1}{2} C_{e_{stat}}(\epsilon) = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_r \epsilon_0 \pi R_{eff}^2}{H} \quad (2.105)$$

où la capacitance statique de WOLFF[13] due à l'effet de bord a été remplacée par celle étudiée par CHEW[19]. De plus, il est possible de définir un autre rayon effectif pour le patch quand $R/H > 2$:

$$R_{eff} = R\sqrt{S} \quad (2.106)$$

$$\text{où } S = 1 + \frac{2H}{\pi \epsilon_r R} \left[\ln \left(\frac{R}{2H} \right) + 1.41 \epsilon_r + 1.77 + (0.268 \epsilon_r + 1.65) \frac{H}{R} \right] \quad (2.107)$$

et $C_{dyn}(\epsilon_0)$ est obtenue de $C_{dyn}(\epsilon)$ en remplaçant ϵ_r par 1

2.3.3.2. L'impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée Z_{in} d'une antenne plaque microruban circulaire alimentée par une sonde coaxiale est donnée par [16].

$$Re[Z_{in}(f)] = R_p + \frac{R_{max}}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]^2} \quad (2.108)$$

$$Im[Z_{in}(f)] = X_p - \frac{R_{max} Q_T \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]}{1 + Q_T^2 \left[\frac{f}{f_{res}} - \frac{f_{res}}{f} \right]^2} \quad (2.109)$$

avec :

- R_p et X_p sont, respectivement, les parties réelle et imaginaire de la sonde coaxiale d'alimentation données par les équations 2.95 et 2.96.
- Q_T est le facteur de qualité total de l'antenne, il est donné par l'équ.2.57,
- Q_d représente le facteur de qualité associé aux pertes dans le diélectrique, il est donné par l'équ.2.59,
- Q_r représente le facteur de qualité associé aux pertes par rayonnement [21] :

$$Q_r = \frac{4R(\alpha_{11}^2 - 1)\epsilon_r^{3/2}}{H\alpha_{11}^3 F(q)} \quad (2.110)$$

$$q = \frac{\alpha_{11}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.111)$$

$$F(q) = \frac{4}{q^3} \left\{ 2qJ_0(2q) + (q^2 - 1) \int_0^{2q} J_0(t) dt \right\} \quad (2.112)$$

pour des valeurs de $\epsilon_r < 12$, la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro peut être développée sous forme d'un polynôme[21], cela permettra d'écrire :

$$F(q) = 2.66666737 - 1.066662519q^2 + 0.209534311q^4 - 0.019411347q^6 + 0.00104121q^8 - 0.000049747q^{10}$$

- Q_c représente le facteur de qualité associé aux pertes par conduction [21] :

$$Q_c = \frac{H}{d_s} \quad (2.113)$$

avec d_s est la profondeur de l'effet de peau, il est donné par :

$$d_s = (\pi f \mu_0 \sigma)^{-1/2} \quad (2.114)$$

Donc la résistance de rayonnement maximale d'un patch circulaire est la suivante :

$$R_{\max} = \frac{1}{G_T} \frac{J_1^2(KR_1)}{J_1^2(KR)} \quad (2.115)$$

avec :

- G_T est la conductance totale de l'antenne, elle est donnée par :

$$G_T = G_r + G_d + G_c \quad (2.116)$$

- G_r est la conductance de rayonnement, elle est donnée par :

$$G_r = \frac{2.39}{4\mu_0 H f_{res} Q_r} \quad (2.117)$$

- G_d est la conductance du diélectrique, elle est donnée par :

$$G_d = \frac{2.39 \text{tg } \delta}{4 \mu_0 H f_{res}} \quad (2.118)$$

- G_c est la conductance du patch rayonnant, elle est donnée par :

$$G_c = \frac{2.39 \pi (\pi \mu_0 f_{res})^{3/2}}{4 H^2 \sqrt{\sigma}} \quad (2.119)$$

où σ est la conductivité de l'élément rayonnant.

2.3.3.3. Le champ lointain :

En ignorant l'effet du substrat les composantes E_θ et E_ϕ sont données par [1] :

$$E_\theta = j \frac{V_a R k_0 \exp(-j k_0 r)}{2 r} \cos(\phi) [J_2(k_0 R \sin(\theta)) - J_0(k_0 R \sin(\theta))] \quad (2.120)$$

$$E_\phi = -j \frac{V_a R k_0 \exp(-j k_0 r)}{2 r} \cos(\theta) \sin(\phi) [J_2(k_0 R \sin(\theta)) + J_0(k_0 R \sin(\theta))] \quad (2.121)$$

avec : $J_0(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro,

$J_2(x)$ est la fonction de Bessel de première espèce d'ordre deux,

V_a est la tension appliquée au patch.

Pour tenir en compte de l'effet du diélectrique les équations 2.120 et 2.121 doivent être multipliées, respectivement, par les facteurs F_θ et F_ϕ suivants :

$$F_\theta = \frac{\cos(k_{1z} d) [1 + T^2 \tan^2(k_{1z} d)]}{1 - \tan^2(k_{1z} d) + j \frac{2 \tan(k_{1z} d)}{T}} \quad (2.122)$$

$$F_\phi = \frac{\cos(k_{1z} d) \left[1 + \frac{\epsilon_r^2 \tan^2(k_{1z} d)}{T^2} \right]}{1 - \tan^2(k_{1z} d) + j \frac{2 \tan(k_{1z} d)}{\epsilon_r}} \quad (2.123)$$

avec : $k_{1z} = k_0 \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}$, $d = H/2$, et $T = \epsilon_r \cos(\theta) \sqrt{\epsilon_r - \sin^2(\theta)}$

CHAPITRE 3

EXPLICATION DU FONCTIONNEMENT DU LOGICIEL

Dans ce chapitre nous allons expliquer brièvement le fonctionnement du logiciel que nous avons réalisé.

3.1. INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent nous avons exposé toutes les formulations théoriques, basées sur deux modèles à savoir le modèle des lignes de transmission et le modèle de la cavité, qui vont nous permettre d'élaborer tous les programmes nécessaires pour réaliser notre logiciel. Dans ce chapitre nous allons expliquer le fonctionnement du logiciel que nous avons réalisé et qui nous avons nommé APM (Antennes Plaques Microrubans). La réalisation du logiciel est faite par le langage de programmation C++ Builder.

3.2. DESCRIPTION DU LOGICIEL APM :

La fenêtre principale de APM est une fenêtre de type MDI (multiple document interface), c'est elle qui va contenir toutes les fenêtres, dites filles, des différents résultats de l'analyse et de la synthèse. La figure 3.1 montre l'aspect de cette fenêtre.

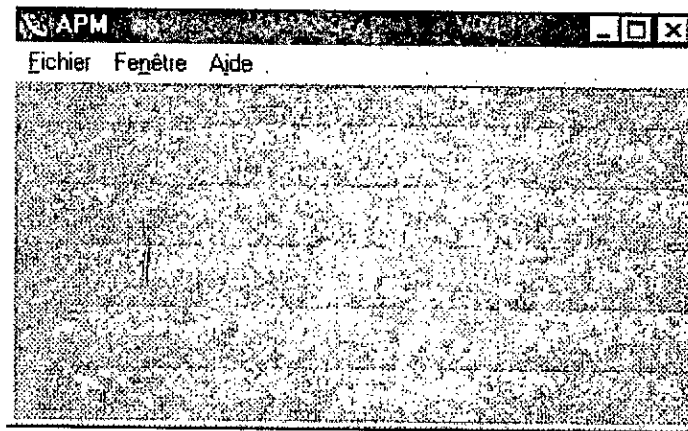


Fig.3.1 : Fenêtre principale du logiciel APM

3.2.1. L'article Fichier :

La figure 3.2, montre les articles du menu Fichier.

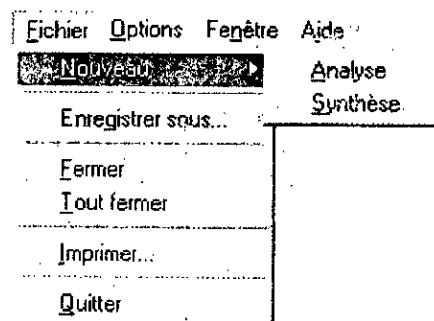


Fig.3.2. L'article Fichier de la barre de menu de la fenêtre principale

- **Nouveau** : cet article contient un sous menu composé de :
 - **Analyse** : permet de faire l'analyse d'une antenne plaque microruban,
 - **Synthèse** : permet de concevoir une antenne plaque microruban,
- **Enregistrer sous...** : permet de sauvegarder les résultats obtenus,
- **Fermer** : permet de fermer la fenêtre active,
- **Tout fermer** : permet de fermer toutes les fenêtres créées,
- **Imprimer...** : permet d'imprimer le contenu de la fenêtre active,
- **Quitter** : termine l'application.

3.2.1.1. Le sous menu Analyse :

Pour faire l'analyse d'une antenne plaque microruban, activer Fichier → Nouveau → Analyse, une boîte de dialogue va apparaître où il faut choisir le type de patch qu'on veut utiliser par un simple cliquer sur le radio bouton correspondant (fig.3.3).

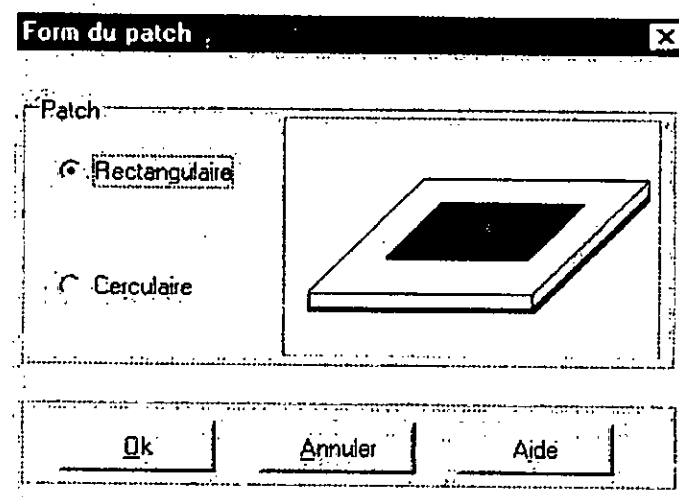


Fig.3.3. La boîte de dialogue du choix de la forme du patch.

Après avoir fait le choix et valider par le bouton **Ok**, une autre boîte de dialogue apparaîtra, où il faut introduire les différents paramètres de l'antenne à analyser. Si le choix est fait sur la forme rectangulaire c'est la boîte de dialogue montrée par la figure 3.4 qui va apparaître, et si le choix est porté sur la forme circulaire c'est celle de la figure 3.5 qui va apparaître.

Analyse d'un patch rectangulaire [X]

Type d'alimentation

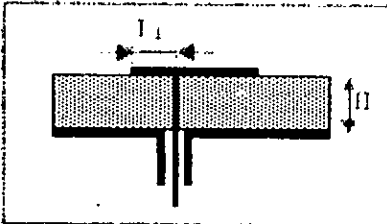
Alimentation en surface

Largueur de la ligne W/m en mm | 1,2

Alimentation par sonde coaxiale

Position d'alimentation x | 0,1

$0 < x < 1$



fmin | 3,5 en GHz

fmax | 6 en GHz

L | 20 en mm

H | 1,6 en mm

W | 25 en mm

t | 0,035 en mm

er | 2,17

tgdelta | 0,0009

segmas | 0,556e5 en S/mm

segmag | 0,556e5 en S/mm

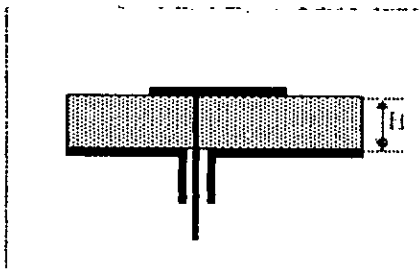

ds | 0,0015 en mm

dg | 0,0015 en mm

Ok Options... Annuler Aide

Fig.3.4. Boite de dialogue de saisie des paramètres d'analyse d'une antenne rectangulaire

Analyse d'un patch circulaire [X]

fmin | 6 en GHz

fmax | 9,5 en GHz

R | 6,84 en mm

H | 1,6 en mm

er | 2,17

tgdelta | 0,0012

x | 0,1

segmap | 0,556e5 en S/mm

Ok Options... Annuler Aide

Fig.3.5 : Boite de dialogue de saisie des paramètres d'analyse d'une antenne circulaire.

Après avoir introduit toutes les données requises par le logiciel, et avec un clique sur le bouton **Option**, une autre boîte de dialogue va surgir (fig.3.6). C'est grâce à cette dernière qu'on va choisir le type d'analyse qu'on veut faire, soit :

- l'impédance d'entrée en fonction la fréquence,
- les deux composante copolaire et contrapolaire du champ lointain dans les deux plans E et H à la fréquence de résonance ou à une fréquence fixée par l'utilisateur,
- le taux d'ondes stationnaires (TOS).

Par une validation sur le bouton **Ok** de la figure 3.4 ou la figure 3.5 (selon la forme du patch), une fenêtre contenant le graphe de l'option choisie va apparaître. La figure 3.7 montre quelques graphes d'analyse.

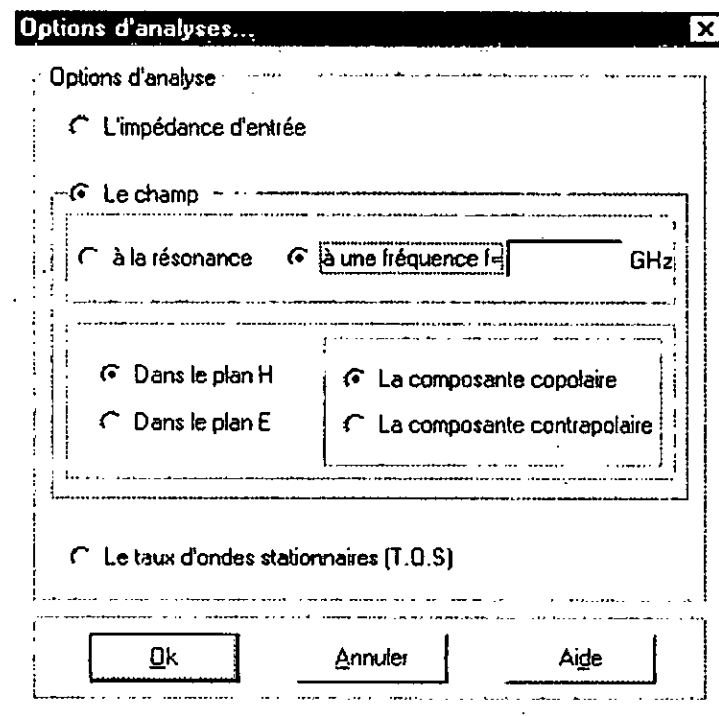


Fig.3.6 : La boîte de dialogue des options d'analyses disponibles

3.2.1.2. Le sous menu Synthèse :

Ce sous menu permet de faire une synthèse d'une antenne plaque microruban. On activant **Fichier** → **Nouveau** → **Synthèse**, la boîte de dialogue de la figure 3.3 apparie. Suivant le choix effectué, la boîte de dialogue de la figure 3.8 apparaîtra pour un patch rectangulaire et celle de la figure 3.9 pour un patch circulaire.

Après avoir introduit toutes les données nécessaires pour la synthèse, et on appuyant sur le bouton **Ok** de la boîte de dialogue de la figure 3.8 ou 3.9 (suivant le choix effectué) la fenêtre des résultats de la synthèse apparie (fig.3.10). Cette dernière donne les paramètres de l'antenne sous forme d'un texte qu'on peut sauvegarder comme un fichier texte avec une extension (*.doc), et cela en activant **Fichier → Enregistrer sous**

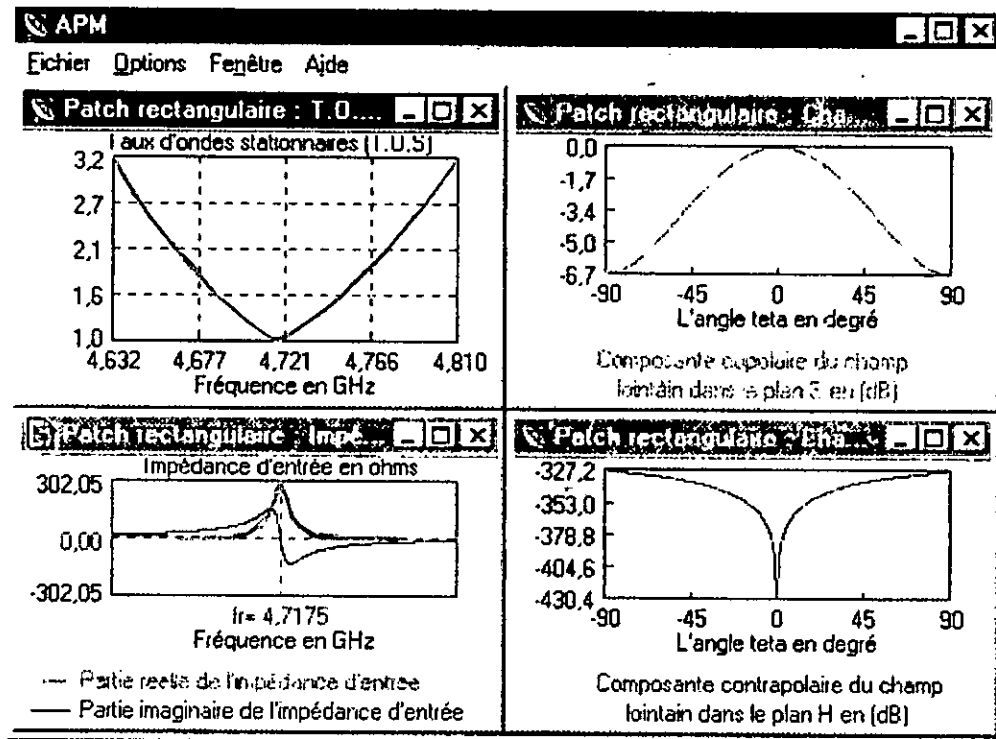


Fig.3.7 : Quatre fenêtres filles illustrant quelques graphes d'analyse organisées en mosaïque dans la fenêtre principale

The dialog box 'Paramètres de la synthèse d'un patch rectangulaire' contains the following parameters:

f	1.188	en GHz	tgdelta	0.001	
h	1.59	en mm	segmas	0.556e5	en S/mm
W	144	en mm	segmag	0.556e5	en S/mm
t	0.035	en mm	ds	0.0015	en mm
er	2.62		dg	0.0015	en mm

Buttons: Ok, Annuler, Aide

Fig.3.8 : Boîte de dialogue de saisie des paramètres de la synthèse d'une antenne rectangulaire.

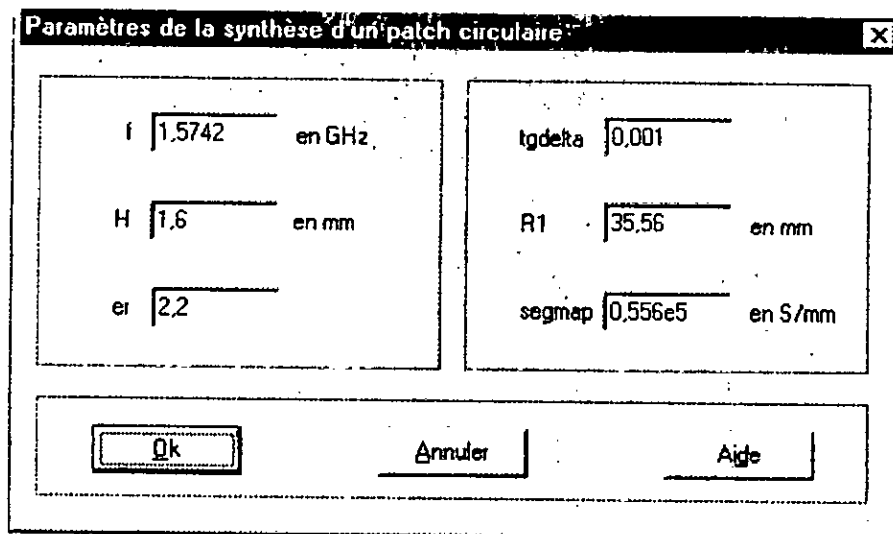


Fig.3.9 : Boîte de dialogue de saisie des paramètres de la synthèse d'une antenne circulaire.

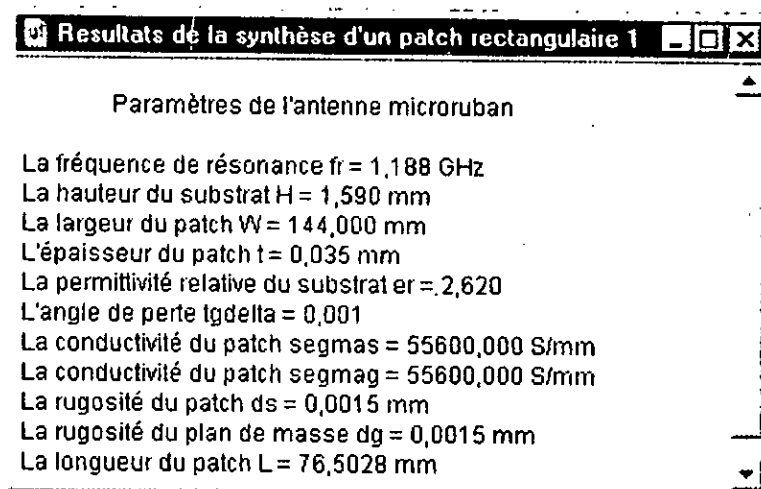


Fig.3.10 : Fenêtre des résultats de la synthèse.

3.2.2. L'article Option :

Cet article est inséré automatiquement à la barre de menu de la fenêtre principale lorsqu'une fenêtre fille est créée. Cette article est propre à la fenêtre fille qui est active. Il est inséré seulement par les fenêtres d'analyse (fig.3.11). L'activation de l'article **Option** → **Afficher la grille**, fait afficher une grille sur le graphe de la fenêtre active. Si la fenêtre active contient un graphe de l'impédance d'entrée, l'activation de l'article **Option** → **Voir la fréquence de résonance**, fait afficher sur le graphe la position et la valeur de la fréquence de résonance de l'antenne considérée.

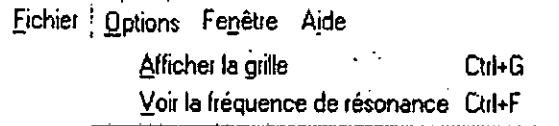


Fig.3.11 : L'article Option de la fenêtre de l'impédance d'entrée.

3.2.3. L'article Fenêtre :

Cet article permet de manipuler les fenêtres filles de la fenêtre principale. Il contient en permanence deux options pour l'organisation des fenêtres filles, qui sont **Cascade** et **Mosaïque**. L'option cascade permet de superposer les fenêtres filles, tandis que l'option mosaïque permet aux fenêtres filles d'occuper tout l'air client de la fenêtre principale. En plus de ces deux options, à chaque fois qu'une fenêtre fille fut créée son nom est automatiquement inséré dans l'article **Fenêtre**, à partir du quel on peut activer n'importe quelle fenêtre ouverte (Fig.3.12).

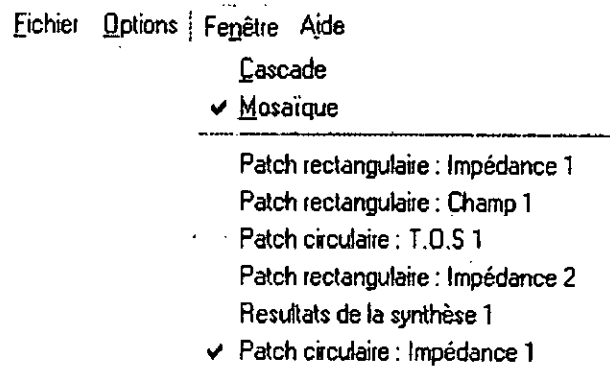


Fig.3.12 : L'article Fenêtre de la barre de menu de la fenêtre principale.

3.2.4. L'article Aide :

Pour permettre à l'utilisateur d'avoir une idée sur les antennes plaques microrubans et le fonctionnement du logiciel, nous avons pensé d'introduire un menu d'aide (Fig.3.13).

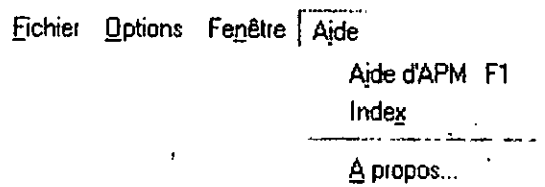


Fig.3.13 : L'article Aide de la barre de menu de la fenêtre principale.

Pour activer la rubrique d'aide (Fig.3.14), on peut procéder de plusieurs manières :

- activer le sous menu **Aide d'APM** de l'article **Aide** du menu de la fenêtre principale (**Aide** → **Aide d'APM**),
- appuyer sur le bouton **Aide** qui se trouve sur les boites de dialogue du logiciel,
- appuyer sur la touche de fonction **F1**.

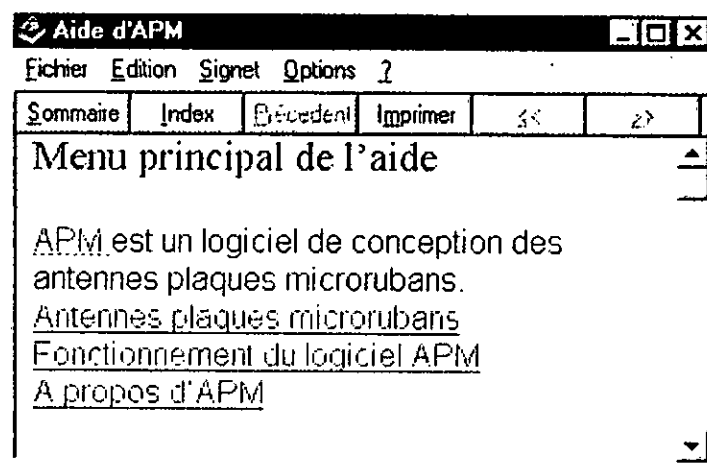


Fig.3.14 : Rubrique d'aide du logiciel APM.

L'article **Aide** du menu de la fenêtre principale contient aussi deux sous menu :

- **Index** : permet d'effectuer une recherche par mot clef dans l'aide (Fig.3.15),
- **A propos d'APM** : donne des information sur le logiciel.

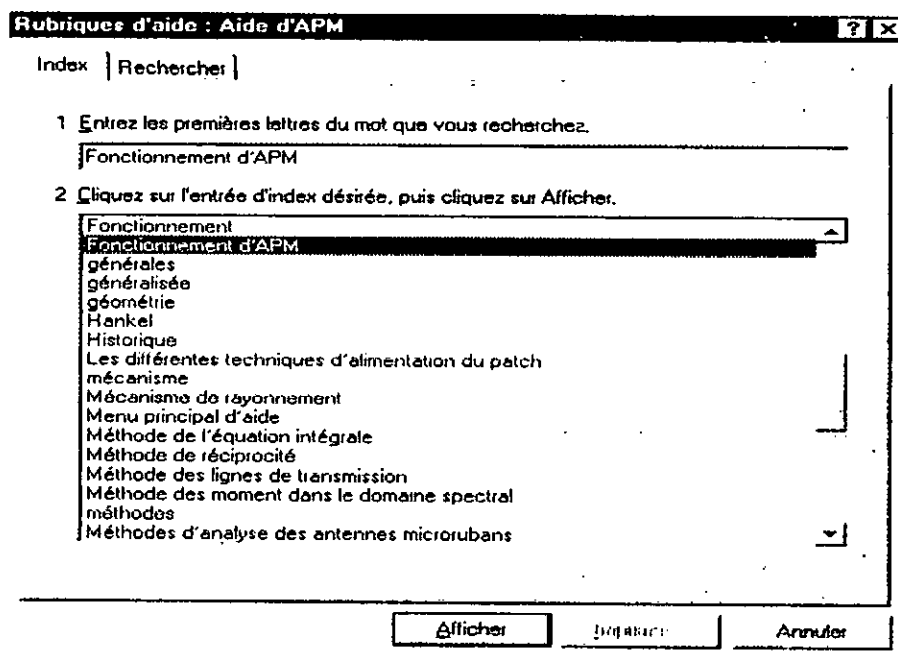


Fig.3.15 : Index de la rubrique d'aide.

CHAPITRE 4

INTERPRETATION DES RESULTATS

Dans ce chapitre nous allons exposer et interpréter les résultats obtenus avec le logiciel que nous avons réalisé. Nous allons aussi présenter l'influence des divers paramètres sur les deux formes d'antennes que nous avons étudié.

4.1. INTRODUCTION :

Après avoir expliqué dans le chapitre précédent le fonctionnement du logiciel que nous avons réalisé ; dans ce présent chapitre nous allons utiliser ce logiciel pour analyser et concevoir une antenne plaque microruban et discuter les résultats obtenus. Dans ce chapitre, on se contente seulement d'exposer et d'interpréter les résultats obtenus. La validité des résultats obtenus par ces deux méthodes d'analyse est montrée par les précédents travaux [9] et [12].

4.2. ANALYSE :

Soit à analyser les deux antennes plaques microrubans illustrés par les figures 4.1 et 4.2, de paramètres :

- H : est l'épaisseur du substrat diélectrique.
- t : est l'épaisseur de l'élément rayonnant (le patch).
- ϵ_r : est la permittivité relative du diélectrique.
- $\tan\delta$: est l'angle de perte du diélectrique.
- $\sigma_s = 0,556 \cdot 10^5 \text{ S/mm}$: est la conductivité du patch.
- $\sigma_g = 0,556 \cdot 10^5 \text{ S/mm}$: est la conductivité du plan de masse.
- $\Delta_s = 0,0015 \text{ mm}$: représente l'erreur de surface de l'élément rayonnant.
- $\Delta_g = 0,0015 \text{ mm}$: représente l'erreur de surface du plan de masse.
- $W_m = 1,2 \text{ mm}$: est la largeur de la ligne d'alimentation pour le cas de l'alimentation en surface.
- L : est la longueur du patch.
- W : est la largeur du patch.
- $x = L_1 / L$: est la position normalisée du point d'alimentation du patch rectangulaire dans le cas où on aurait une alimentation par sonde coaxiale.
- $x = 1 - R_1 / R$: est la position normalisée du point d'alimentation du patch circulaire dans le cas où on aurait une alimentation par sonde coaxiale.

Les valeurs de σ_s , σ_g , Δ_s , Δ_g , W_m sont les même pour toutes les analyses qui vont suivre.

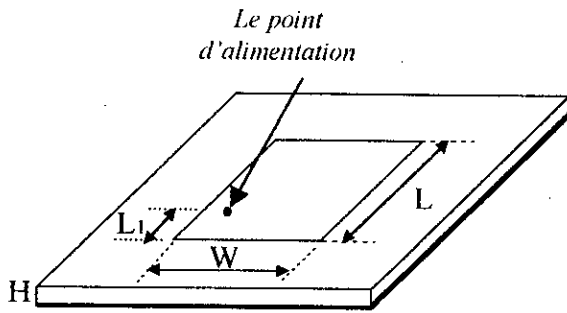


Fig.4.1 : Antenne microruban rectangulaire

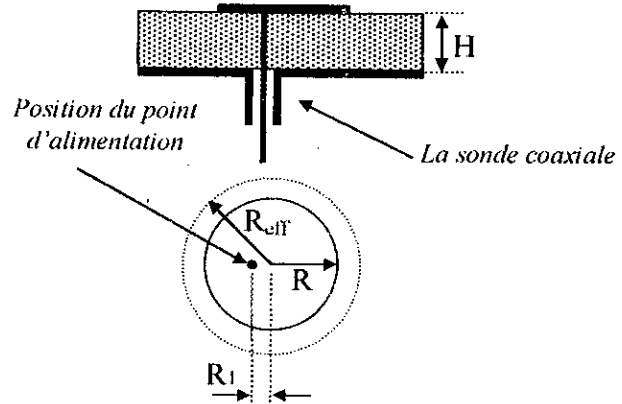


Fig.4.2. Antenne plaque microruban circulaire.

4.2.1. L'impédance d'entrée :

L'impédance d'entrée d'une antenne est une grandeur très importante à connaître, sa connaissance permet une bonne adaptation de l'antenne avec son circuit d'alimentation.

La figure 4.3, montre les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée, en fonction de la fréquence, de l'antenne rectangulaire alimentée par une ligne microruban (fig.4.1) et la figure 4.4, dans le cas d'une alimentation par une sonde coaxiale. Ces courbes illustrent clairement le comportement résonant des antennes plaques microrubans rectangulaires.

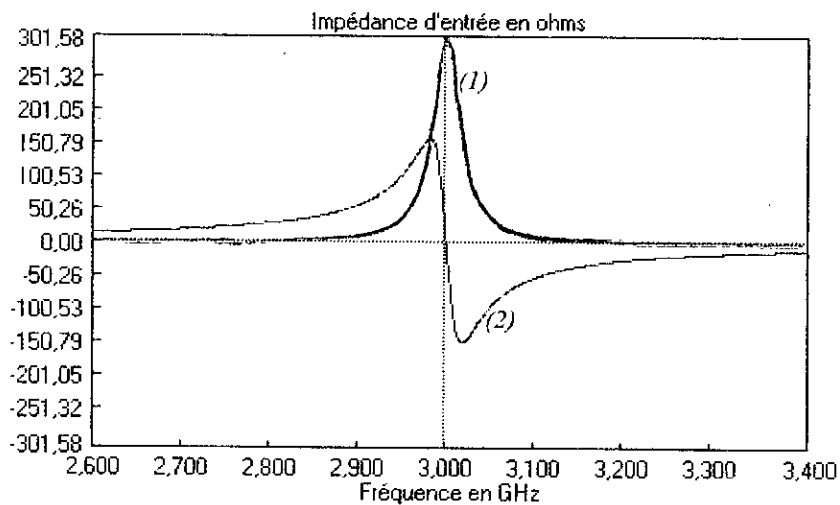


Fig.4.3 : L'impédance d'entrée de l'antenne de la fig.4.1, alimentée par une ligne microruban, avec

$L = 33.147 \text{ mm}$, $H = 0.7874 \text{ mm}$, $W = 33.167 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.2$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

(1) Partie réelle de l'impédance d'entrée

(2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

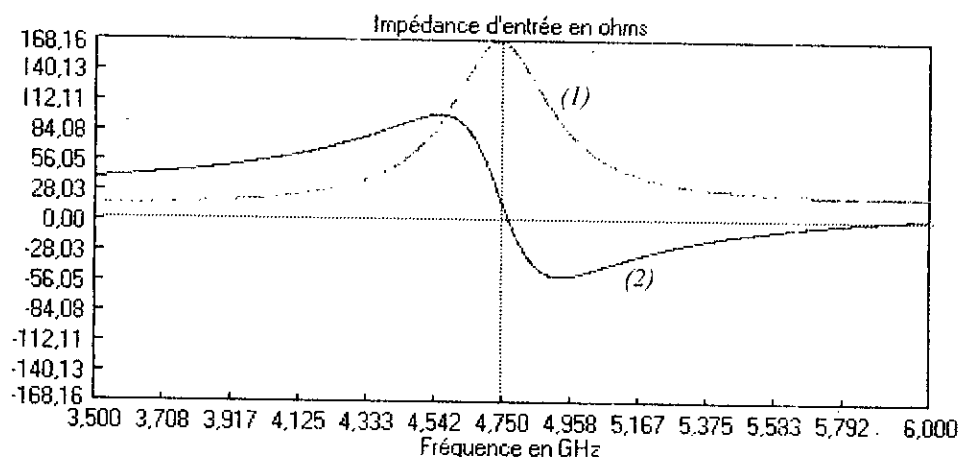


Fig. 4.4 : L'impédance d'entrée de l'antenne de la fig. 4.1, alimentée par une sonde coaxiale, avec $L = 20$ mm, $W = 25$ mm, $H = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 2.17$, $x = 0.1$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035$ mm.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

La figure 4.5, montre les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence, de l'antenne circulaire alimentée par une sonde coaxiale de la figure 4.2.

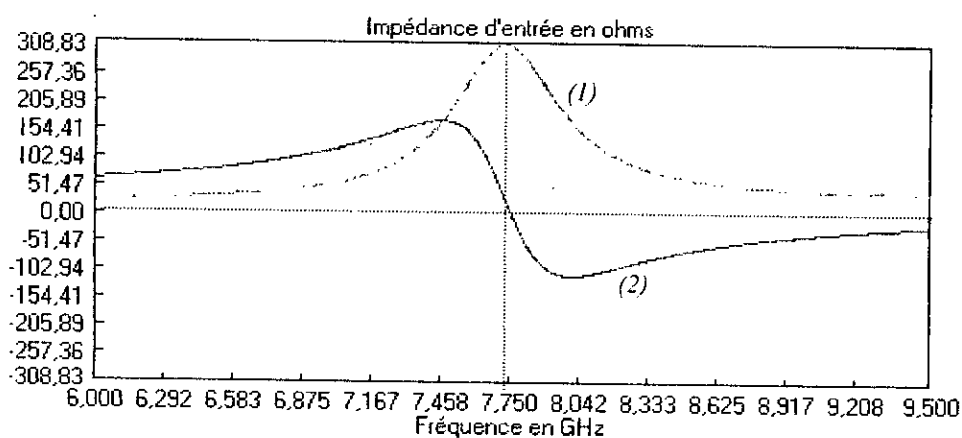


Fig. 4.5 : L'impédance d'entrée de l'antenne circulaire, alimentée par une sonde coaxiale, avec $R = 6.84$ mm, $H = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

On constate que, pour une antenne rectangulaire alimentée par une ligne microruban, lorsque la partie réelle de l'impédance d'entrée atteint son maximum, la partie imaginaire s'annule tandis que pour une antenne rectangulaire ou circulaire alimentée par une sonde coaxiale, lorsque la partie réelle de l'impédance d'entrée atteint son maximum la partie imaginaire ne s'annule pas. Cette dernière est due à la réactance de la sonde d'alimentation qui s'ajoute à la partie imaginaire de l'impédance d'entrée.

4.2.2. La bande passante :

On peut obtenir la bande passante de ces antennes à partir de la courbe du T.O.S au alentour de la fréquence de résonance (fig.4.6, fig.4.7 et fig.4.8). La bande passante correspond à la gamme de fréquence où la valeur du T.O.S est inférieure à 2.

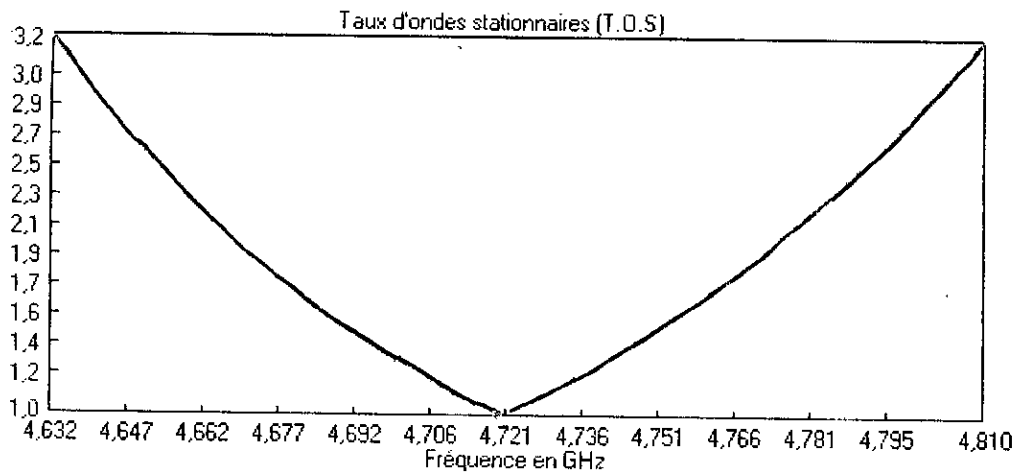


Fig.4.6 : Le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) en fonction de la fréquence de l'antenne rectangulaire alimentée par une ligne microruban, avec les paramètres utilisées par la Fig.4.4.

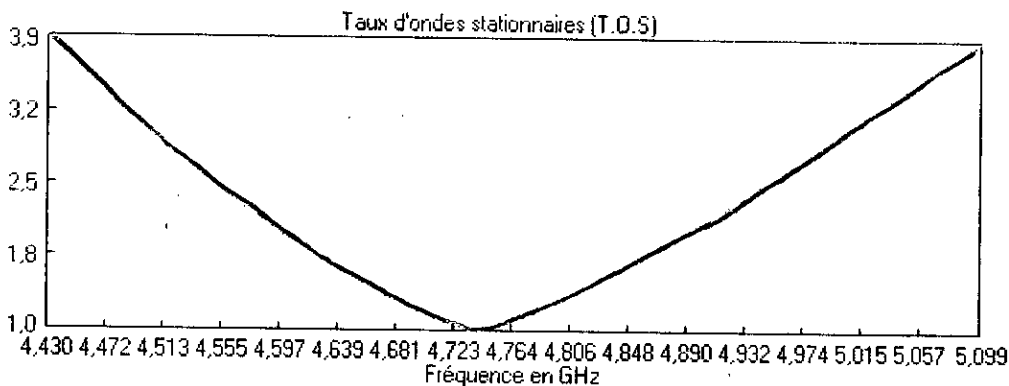


Fig.4.7 : Le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) en fonction de la fréquence de l'antenne rectangulaire alimentée par une sonde coaxiale, avec les paramètres utilisés par la Fig.4.4.

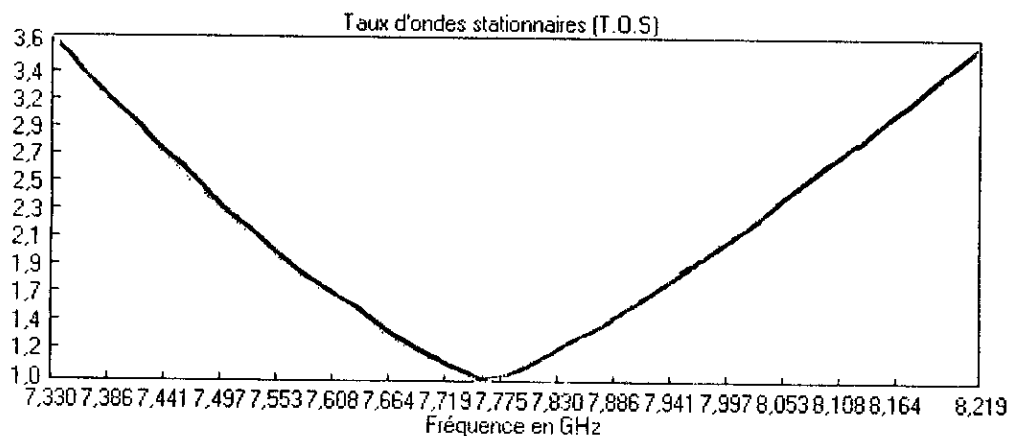


Fig.4.8 : Le taux d'ondes stationnaires (T.O.S) en fonction de la fréquence de l'antenne circulaire alimentée par une sonde coaxiale, avec les paramètres utilisés par la Fig.4.5.

4.2.3. Le diagramme de rayonnement :

Le champ lointain rayonné par l'antenne rectangulaire est montré dans les figures 4.9, 4.10 et 4.11, et celui de l'antenne circulaire est montré dans les figures 4.12, 4.13 et 4.14. Les composantes du champ lointain sont normalisées par rapport à la valeur maximale de composante copolaire dans chaque plan. Ces figures montrent les composantes copolaire et contrapolaire du champ lointain dans les plans E et H. La composante contrapolaire du champ lointain dans le plan E n'existe pas et cela à cause des modèles théoriques que nous avons utilisé. Bien que cette composante, dans le cas réel, existe mais elle est tellement faible qu'on peut l'assimiler à zéro.

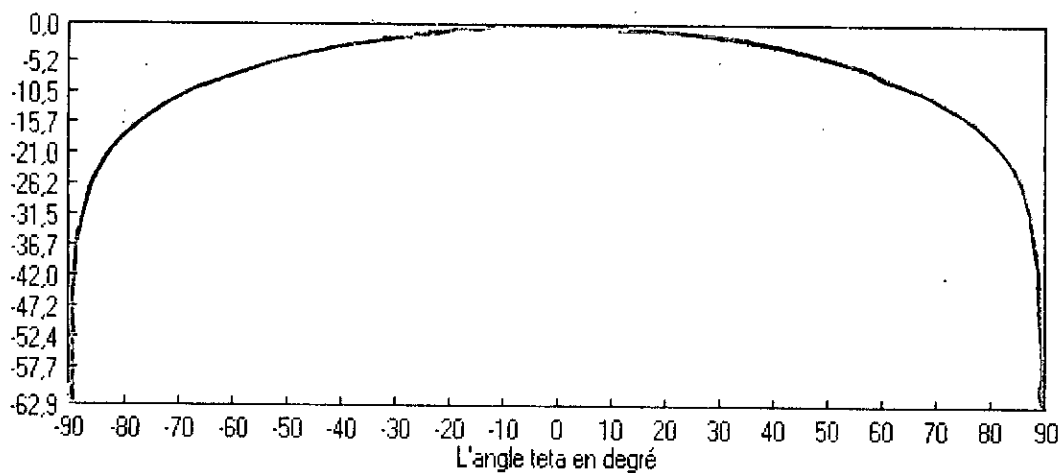


Fig.4.9 : La composante copolaire du champ lointain en (dB) dans le plan H de l'antenne rectangulaire

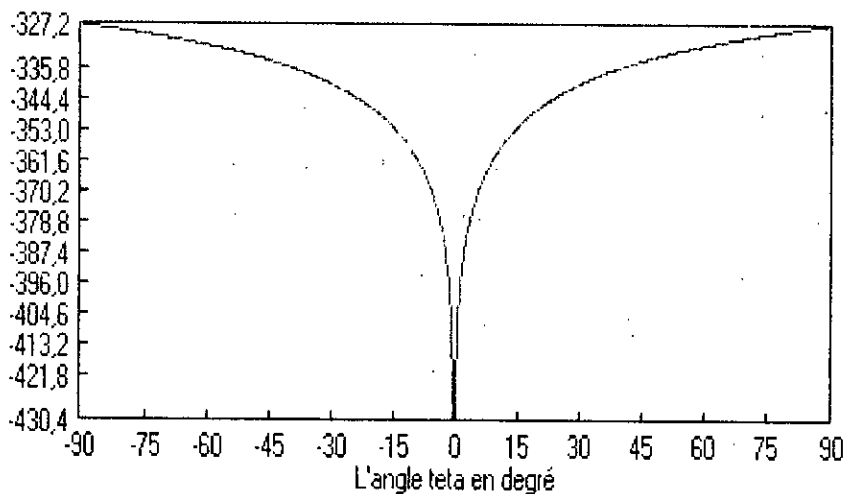


Fig.4.10 : La composante contrapolaire du champ lointain en (dB) dans le plan H de l'antenne rectangulaire

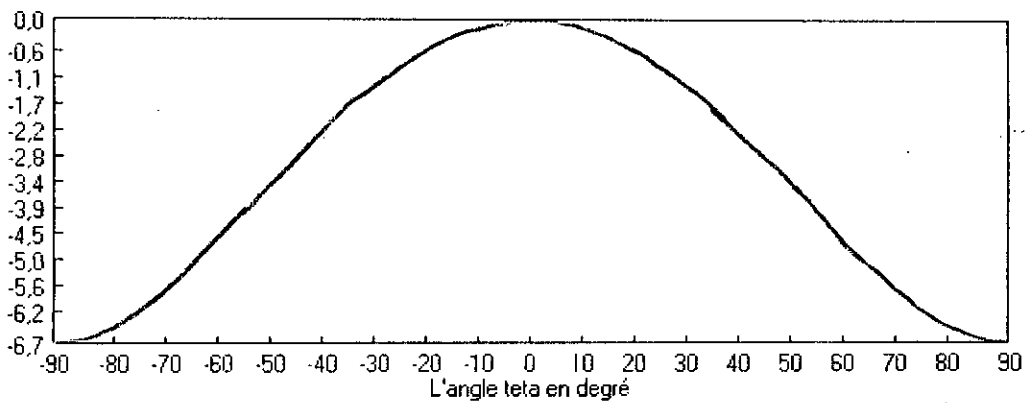


Fig.4.11 : La composante copolaire du champ lointain en (dB) dans le plan E de l'antenne rectangulaire

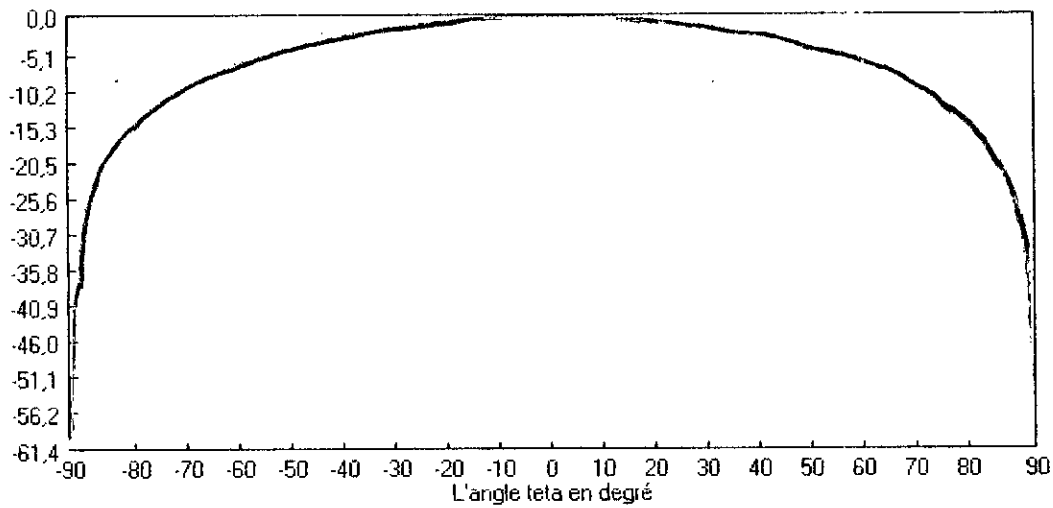


Fig.4.12 : La composante copolaire du champ lointain en (dB) dans le plan H de l'antenne circulaire

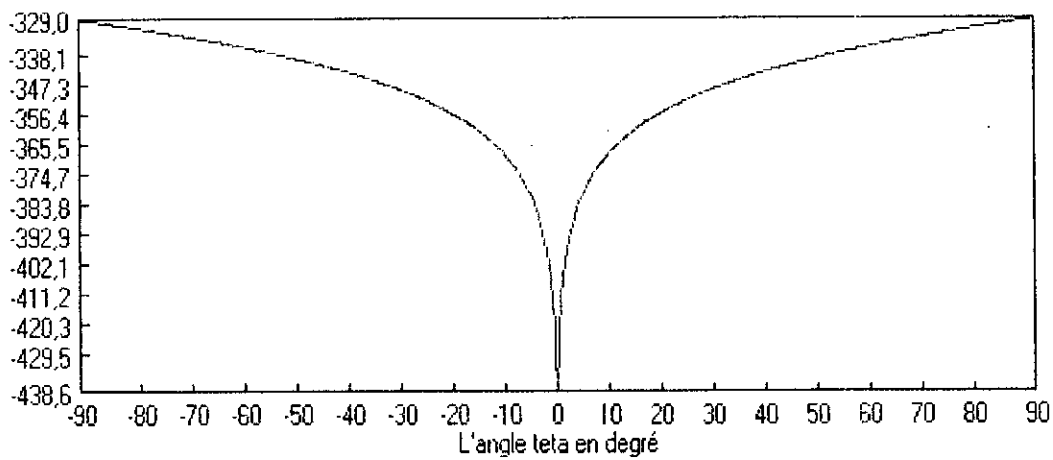


Fig.4.13 : La composante contrapolaire du champ lointain en (dB) dans le plan H de l'antenne circulaire

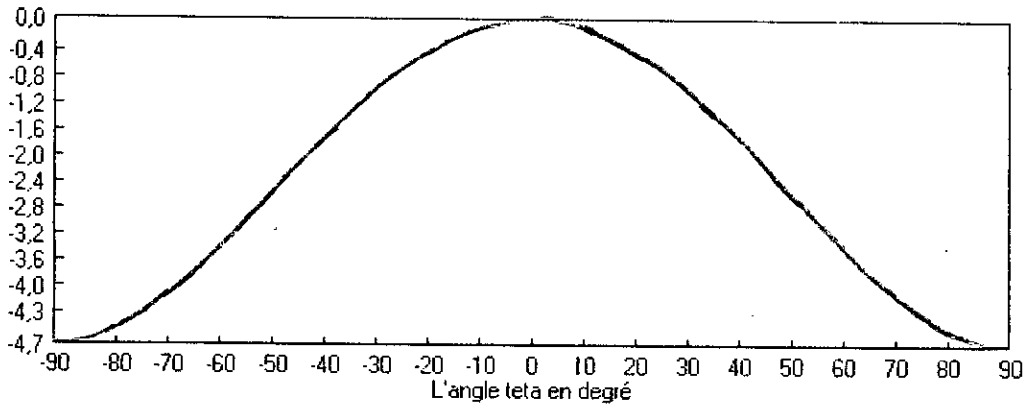


Fig.4.14 : La composante copolaire du champ lointain en (dB) dans le plan E de l'antenne circulaire

4.2.4. L'influence des différents paramètres sur les caractéristiques de l'antenne :

4.2.4.1. L'effet de l'épaisseur du substrat :

On maintenant fixe tous les paramètres de l'antenne et on variant la valeur de l'épaisseur du substrat H , on constat, à partir des figures 4.15 et 4.16, 4.17, 4.18, que l'augmentation de l'épaisseur du substrat entraîne : la diminution de la fréquence de résonance et l'augmentation de la résistance de résonance et de la bande passante de l'antenne pour les deux cas rectangulaire et circulaire.

Pour l'effet de l'épaisseur H sur le diagramme de rayonnement, les figures 4.19, 4.20 et 4.21 montrent l'allure du champ rayonné en dB normalisé à la valeur maximale de la composante copolaire de l'antenne rectangulaire. La fréquence utilisée est celle de la résonance pour que l'antenne rayonne le maximum d'énergie. On constat que l'augmentation de l'épaisseur H réduit le niveau de puissance du champ rayonné. Cela on peut l'expliquer par le fait qu'un substrat plus épais dissipe plus d'énergie, excitation plus élevée des ondes de surface, et par conséquent il y a une diminution de la puissance rayonnée.

L'augmentation de l'épaisseur du substrat, dans les deux plans E et H, entraîne la diminution du niveau de la composante copolaire et l'augmentation du niveau de la composante contrapolaire.

Pour ce qui concerne la largeur du faisceau à -3 dB, elle reste presque inchangée. La directivité de l'antenne reste aussi constante en variant l'épaisseur du substrat.

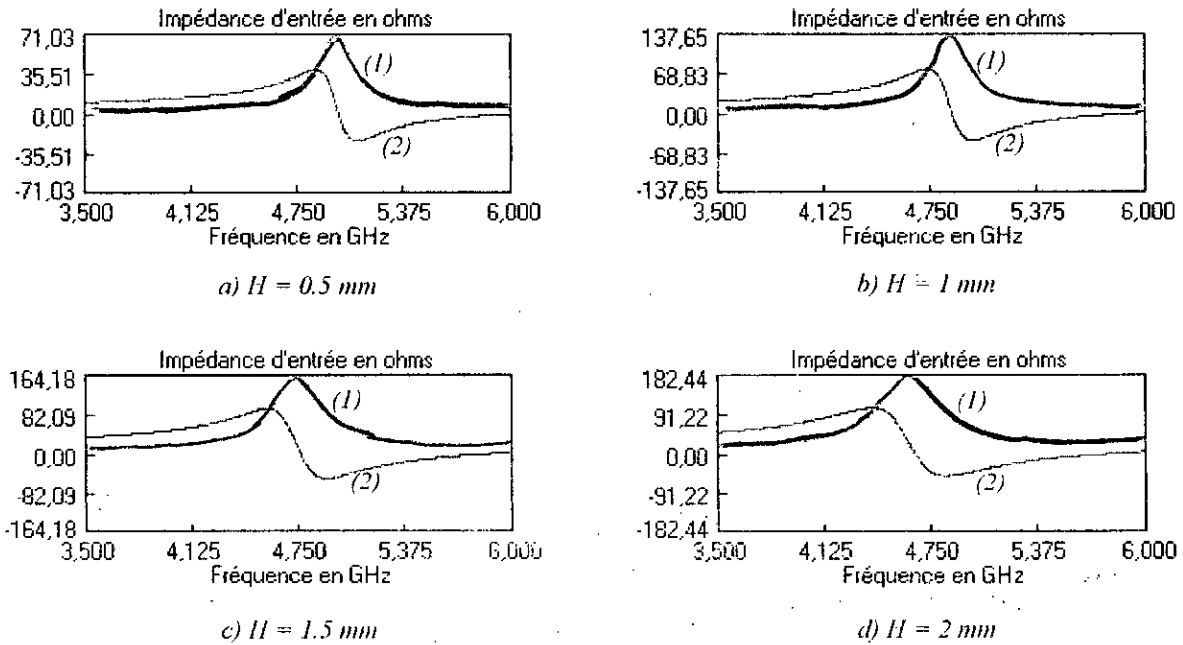


Fig.4.15 : Influence de la hauteur du substrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire caractérisée par $L = 20 \text{ mm}$, $W = 25 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $x = 0.1$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

- (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
- (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

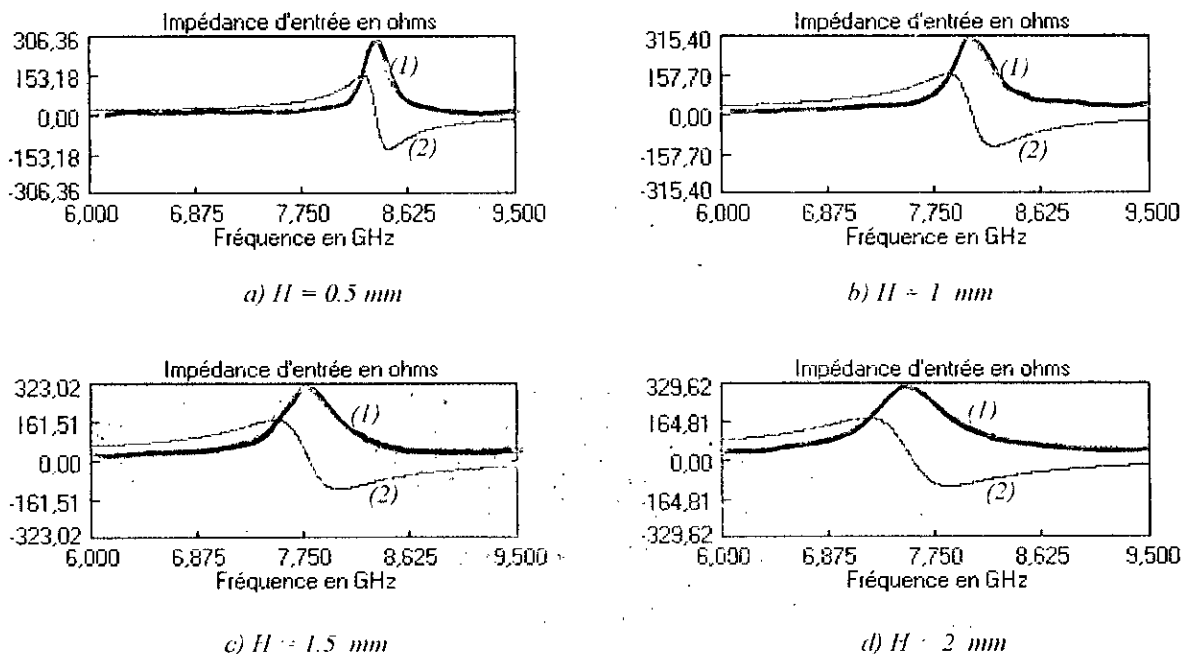


Fig.4.16 : Influence de la hauteur du substrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.

- (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
- (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

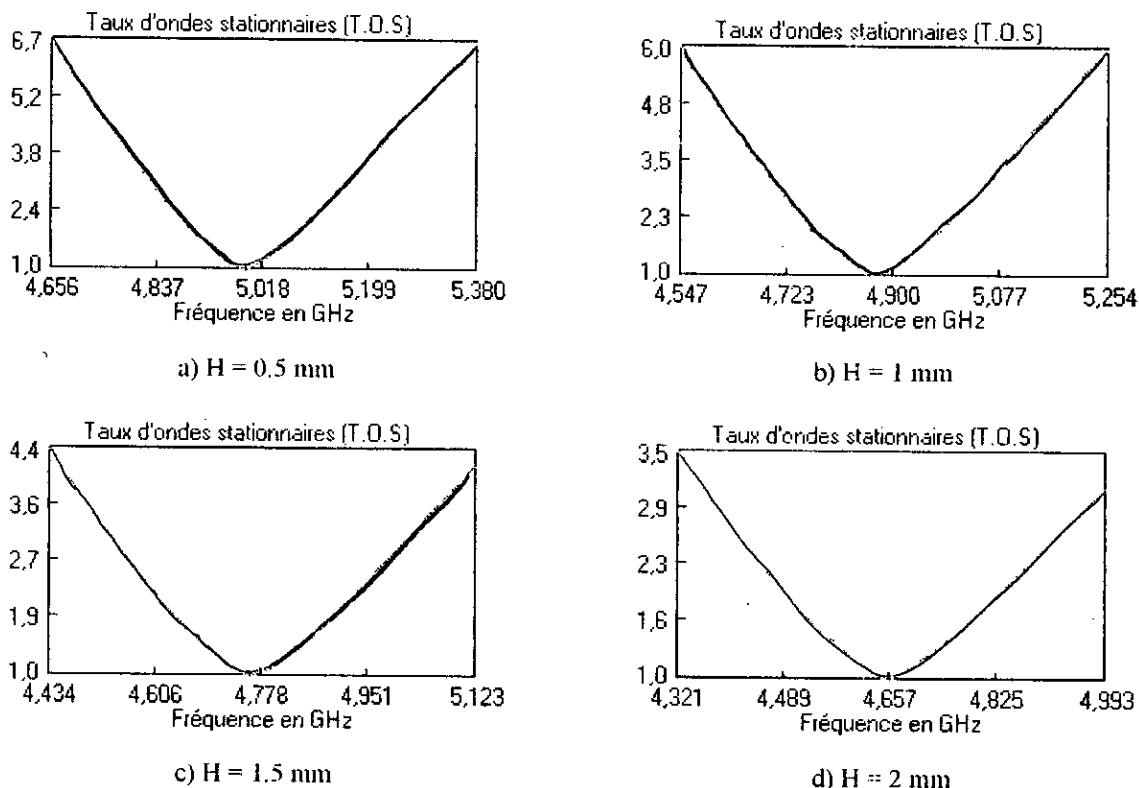


Fig.4.17 : Influence de la hauteur du substrat sur la bande passante d'une antenne rectangulaire caractérisée par $L = 20 \text{ mm}$, $W = 25 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $x = 0.1$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

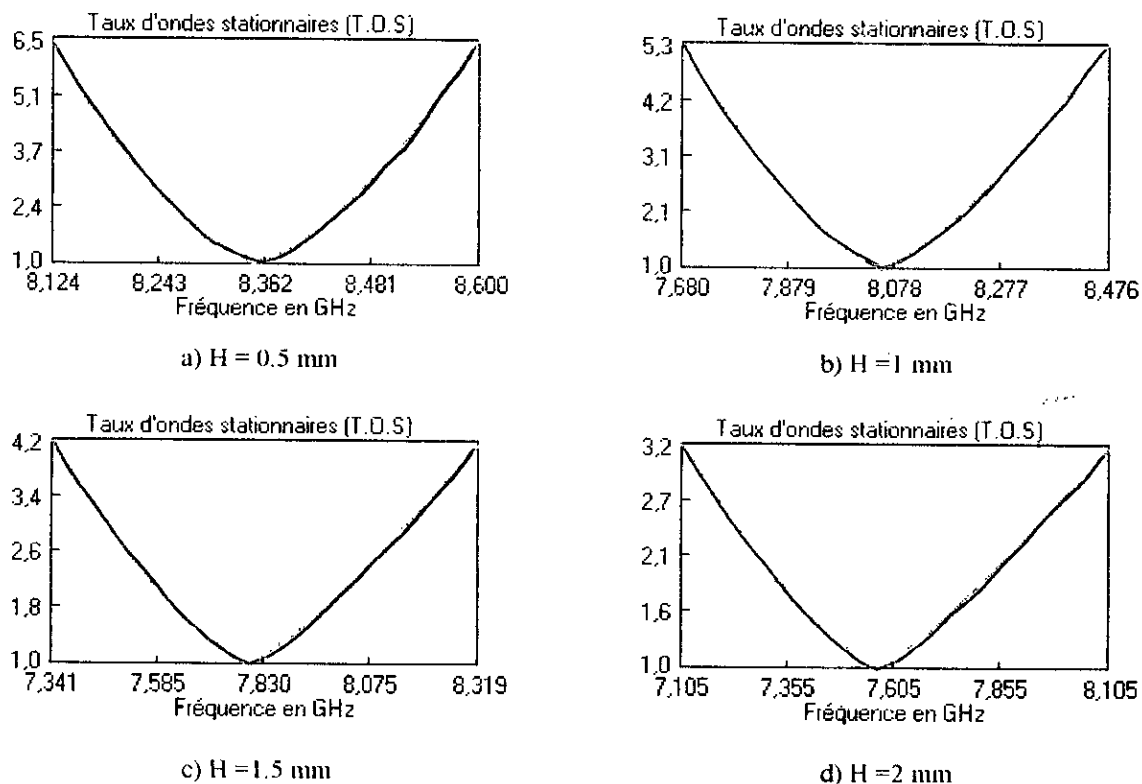


Fig.4.18 : Influence de la hauteur du substrat sur l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.

Tableau 4.1 : Influence de l'épaisseur du substrat sur l'antenne rectangulaire.

Épaisseur du substrat H en mm	Fréquence de résonance en GHz	La résistance de résonance en ohms	La bande passante en % par rapport à f_r
0.5	4.9750	71.63	3.95
1	4.8575	135.65	4.24
1.5	4.7375	164.18	4.73
2	4.6176	182.64	5.2

Tableau 4.2 : Influence de l'épaisseur du substrat sur l'antenne circulaire

Épaisseur du substrat H en mm	Fréquence de résonance en GHz	La résistance de résonance en ohms	La bande passante en % par rapport à f_r
0.5	8.3485	306.36	1.88
1	8.0440	315.40	3.42
1.5	7.7710	329.62	4.20
2	7.5225	333.60	4.80

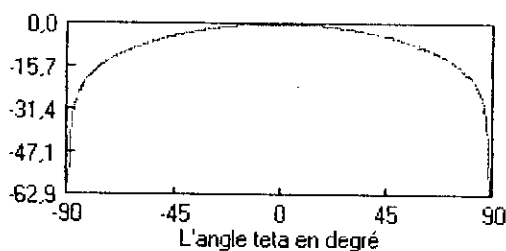
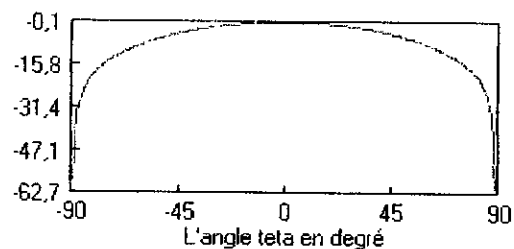
a) $H = 0.5 \text{ mm}$ b) $H = 7 \text{ mm}$

Fig. 4.19 : Influence de l'épaisseur du substrat sur la composante copolaire du champ lointain dans le plan H.

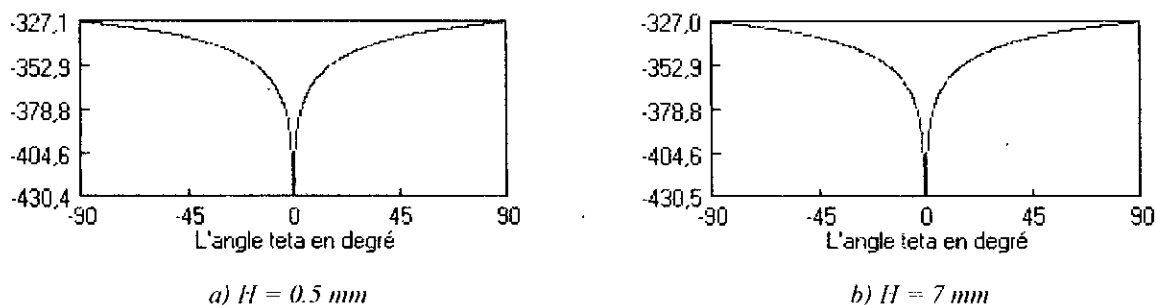


Fig.4.20 : Influence de l'épaisseur du substrat sur la composante contrapolaire du champ lointain dans le plan H.

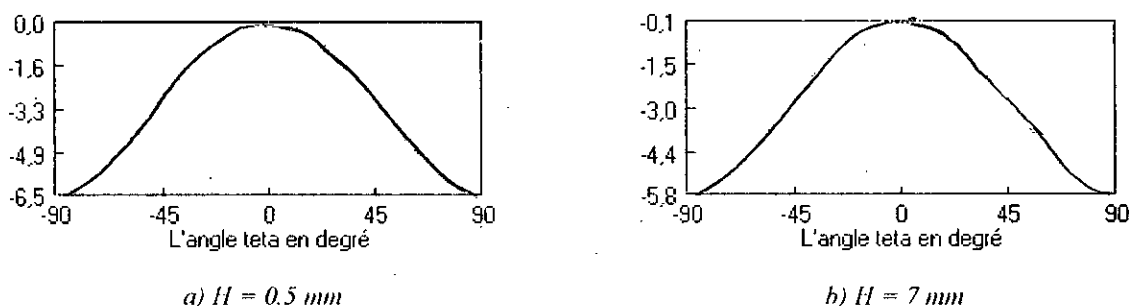
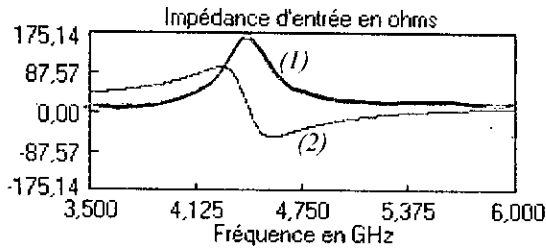


Fig.4.21 : Influence de l'épaisseur du substrat sur la composante copolaire du champ lointain dans le plan E.

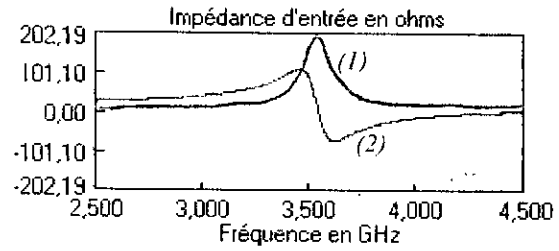
4.2.4.2. L'effet de la permittivité relative du substrat diélectrique :

Les figures 4.22, 4.23, 4.24 et 4.25, montrent qu'une augmentation de la permittivité relative du substrat diélectrique ϵ_r , entraîne une diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante d'une part, et une augmentation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée d'autre part.

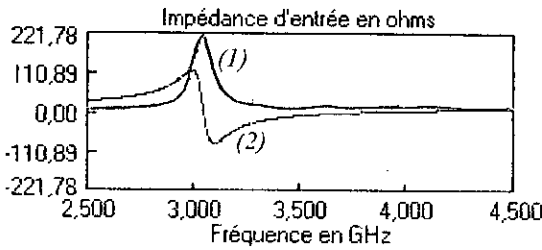
Pour l'influence des variations de ϵ_r sur le champ rayonné, les figures 4.26, 4.27 et 4.28, montrent que les niveaux des composantes copolaires des deux plans, E et H, diminuent avec l'augmentation de ϵ_r . Ceci est normal parce que l'augmentation de ϵ_r favorise la propagation des ondes de surface [11] qui absorbent une bonne partie de la puissance totale disponible et la dissipe dans le diélectrique. Cependant, les niveaux des composantes contrapolaires augmentent avec l'augmentation de ϵ_r . Ce comportement peut s'expliquer par le fait que les ondes de surface favorisées par l'augmentation de ϵ_r rayonnent un champ parasite qui renforce la composante contrapolaire.



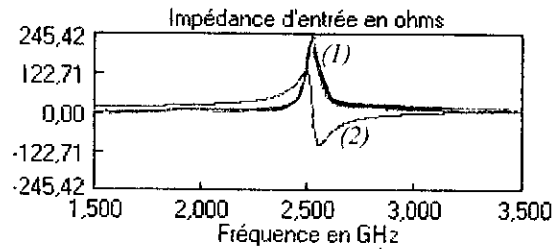
a) $\epsilon_r = 2.55$



b) $\epsilon_r = 4.3$



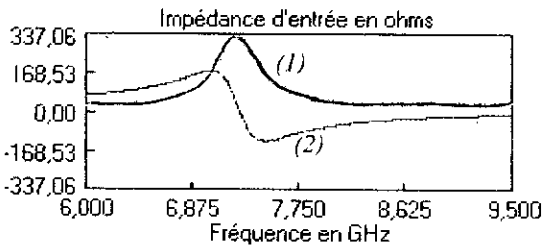
c) $\epsilon_r = 6$



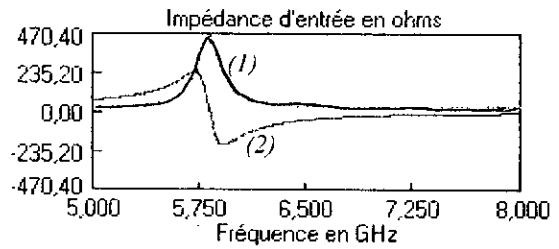
d) $\epsilon_r = 9$

Fig.4.22 : Influence de ϵ_r sur l'impédance d'entrée d'une antenne rectangulaire caractérisée par $L = 20 \text{ mm}$, $W = 25 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $x = 0.1$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

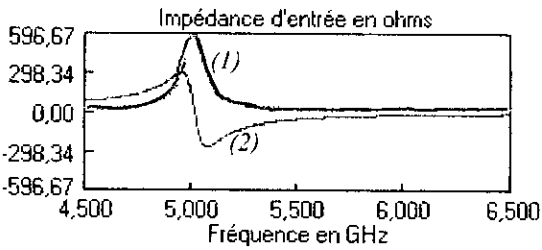
- (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
- (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée



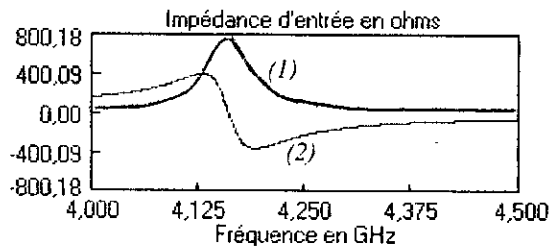
a) $\epsilon_r = 2.55$



b) $\epsilon_r = 4.3$



c) $\epsilon_r = 6$



d) $\epsilon_r = 9$

Fig.4.23 : Influence de ϵ_r sur l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.

- (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
- (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

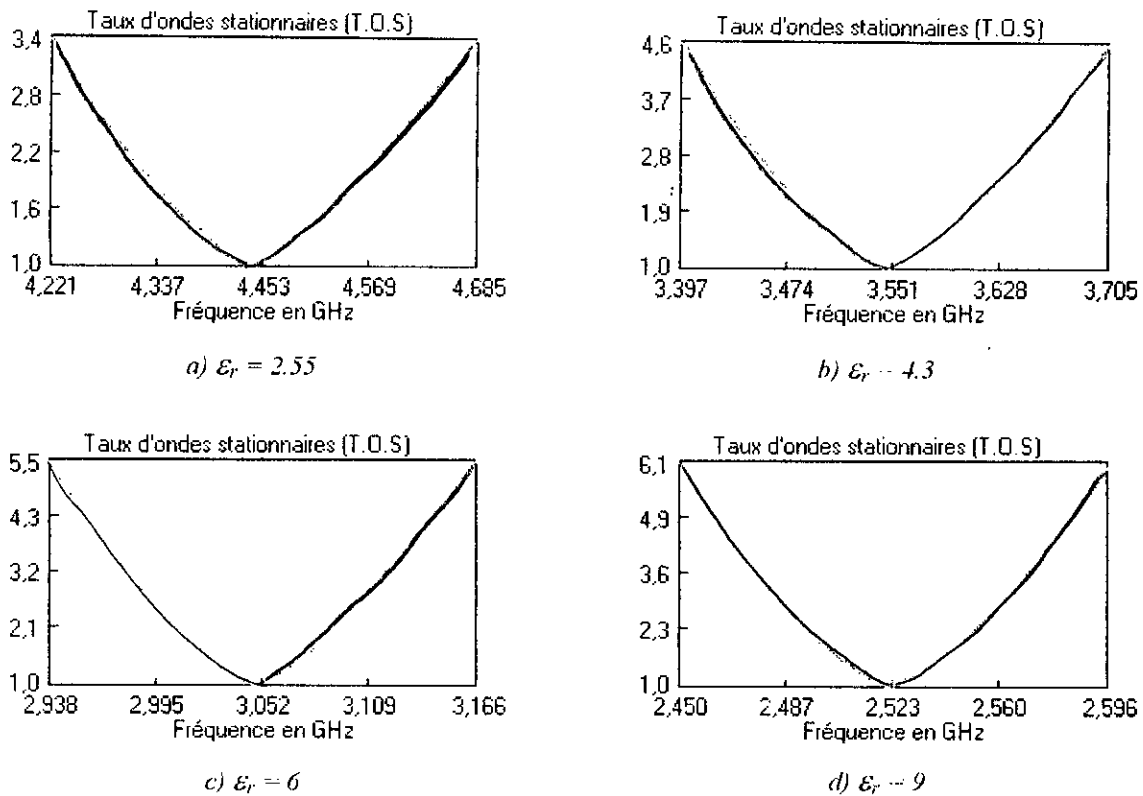


Fig.4.24 : Influence de ϵ_r sur la bande passante d'une antenne rectangulaire caractérisée par $l = 20$ mm, $W = 25$ mm, $H = 1.6$ mm, $x = 0.1$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035$ mm.

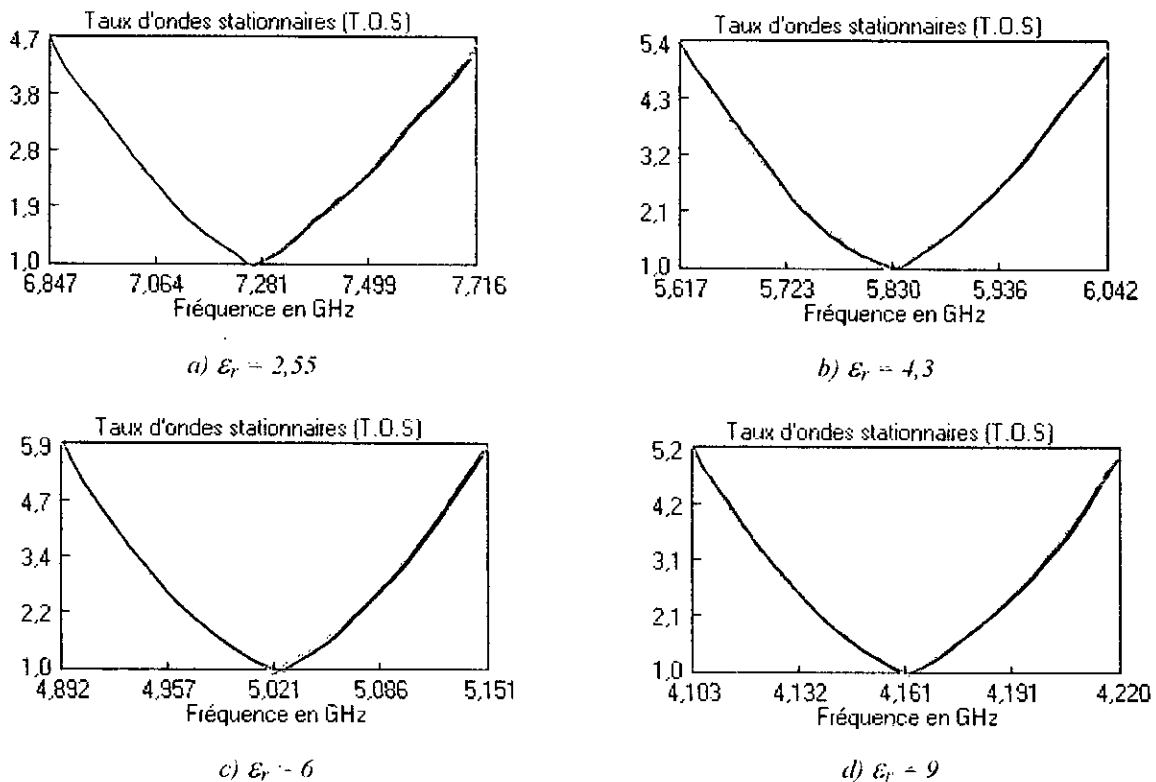


Fig.4.25 : Influence de ϵ_r sur la bande passante d'une antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84$ mm, $H = 1.6$ mm, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.

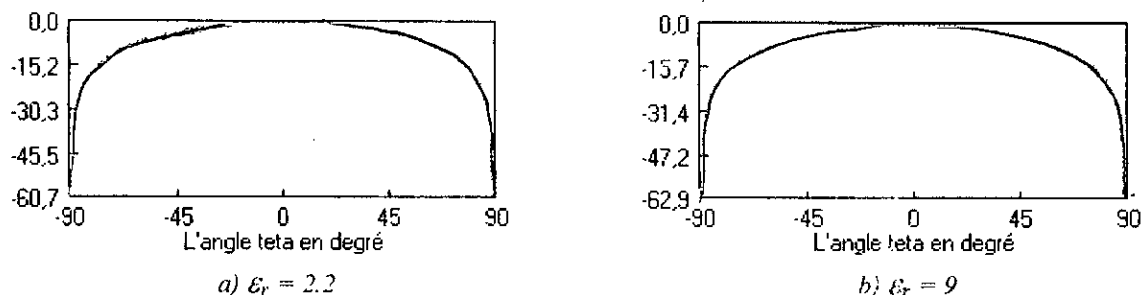


Fig.4.26 : Influence de la permittivité relative du substrat sur la composante copolaire du champ lointain dans le plan H.

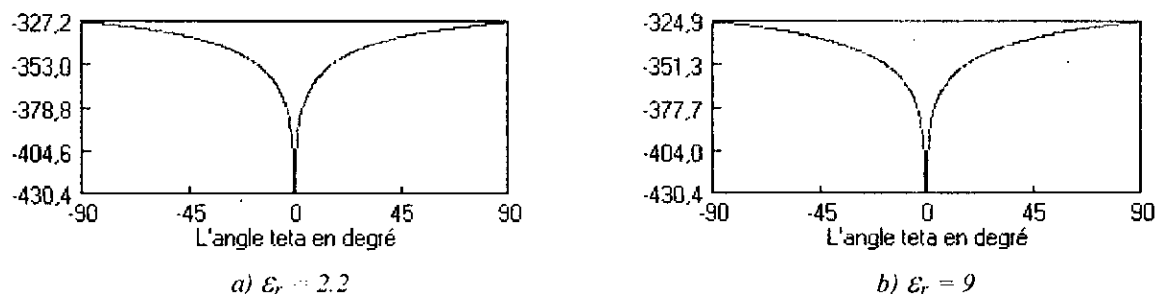


Fig.4.27 : Influence de la permittivité relative du substrat sur la composante contrapolaire du champ lointain dans le plan H.

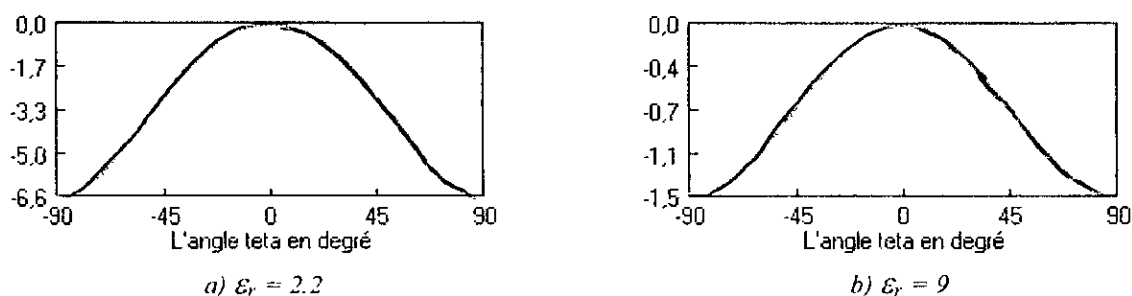


Fig.4.28 : Influence de la permittivité relative du substrat sur la composante copolaire du champ lointain dans le plan E.

4.2.4.3. L'effet de la position d'alimentation :

On prenant le cas d'une alimentation par sonde coaxiale, les figures 4.29, 4.30, 4.31 et 4.32, montrent clairement que la fréquence de résonance et la bande passante restent inchangées avec la variation de la position d'excitation du patch ; ces paramètres dépendent essentiellement des dimensions du patch. Cependant, les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne subissent des variations importantes quand la position d'alimentation change. Au fur et à mesure qu'on s'approche du milieu du patch, l'impédance d'entrée diminue. Ces variations importantes de l'impédance d'entrée en variant la position d'alimentation permettent d'obtenir une position d'attaque optimale pour avoir une bonne adaptation de l'antenne au circuit d'alimentation. C'est ça d'ailleurs l'avantage que présente l'alimentation par sonde coaxiale.

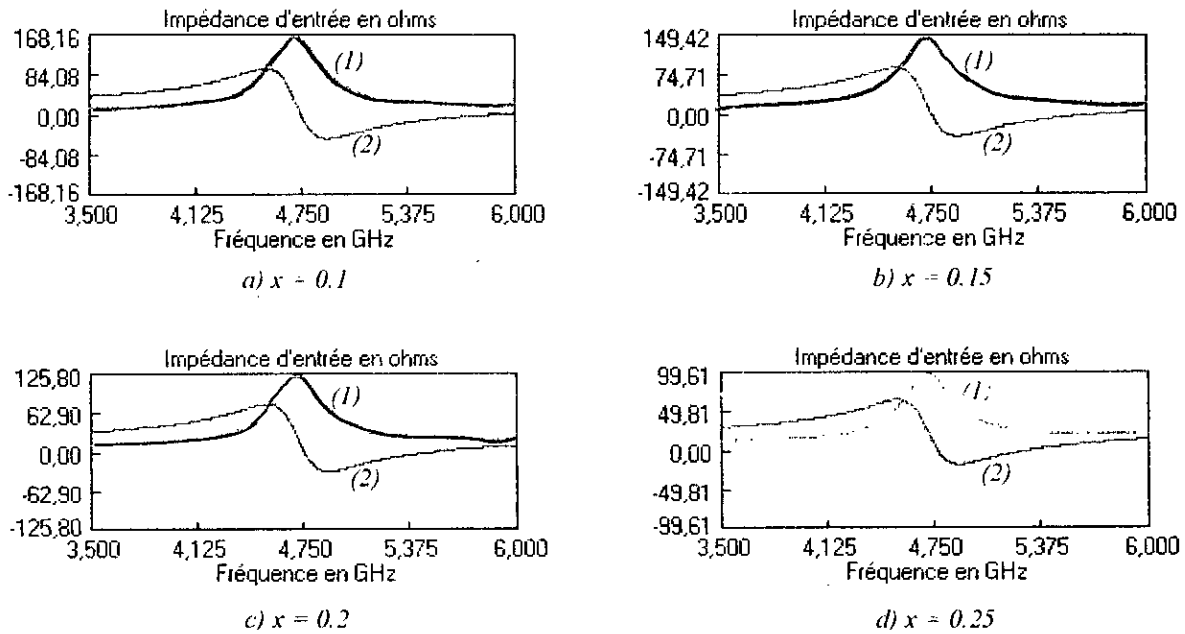


Fig.4.29 : Influence de la position d'alimentation sur l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire de paramètres $L = 20 \text{ mm}$, $W = 25 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

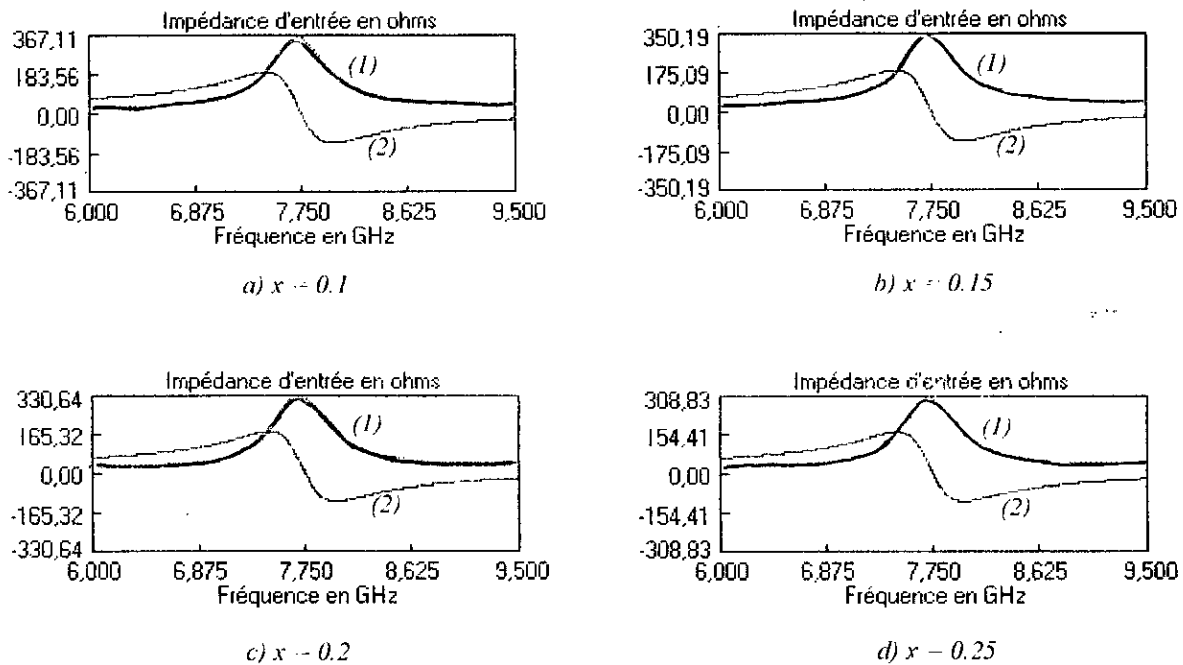


Fig.4.30 : Influence de la position d'alimentation x sur l'impédance d'entrée d'une antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\tan\delta = 0.0012$, $\epsilon_r = 2.17$.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

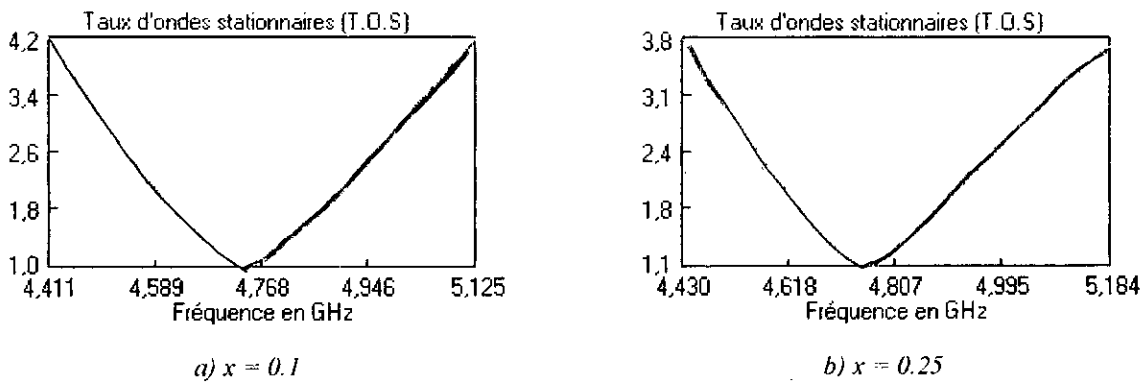


Fig.4.31 : Influence de la position d'alimentation sur la bande passante de l'antenne rectangulaire de paramètres $L = 20$ mm, $W = 25$ mm, $H = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035$ mm.

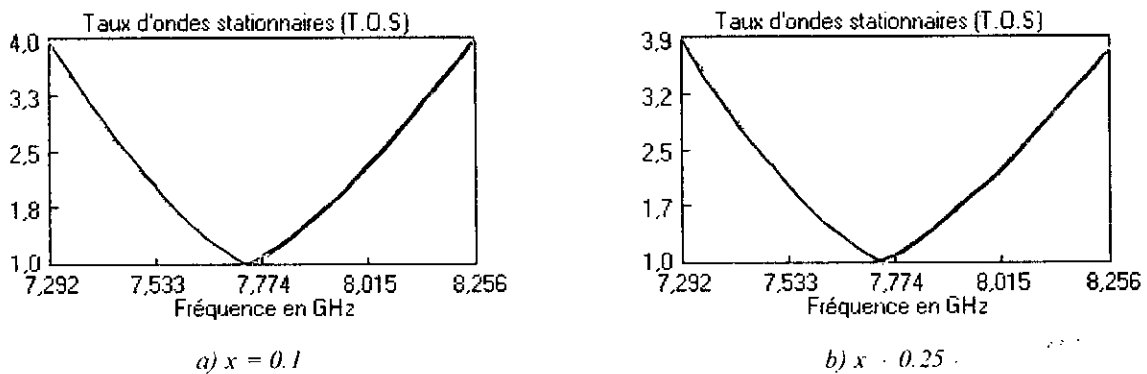


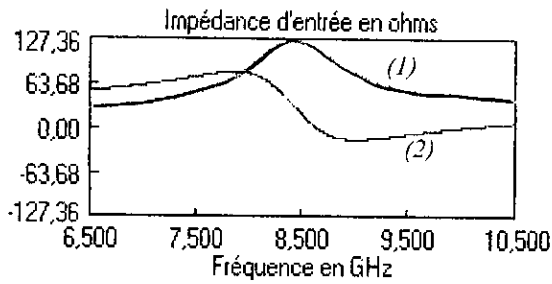
Fig.4.32 : Influence de la position d'alimentation x sur la bande passante de l'antenne circulaire caractérisée par $R = 6.84$ mm, $H = 1.6$ mm, $\tan\delta = 0.0012$, $\epsilon_r = 2.17$.

4.2.4.4. L'effet des dimensions du patch :

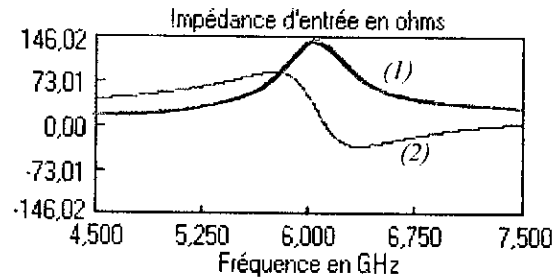
➤ Cas rectangulaire :

On constat sur les figures 4.33 et 4.34 que la variation de la longueur L du patch affecte directement la fréquence de résonance. Une diminution de L entraîne une augmentation de la fréquence de résonance. Par contre les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée diminuent. Pour le cas de la bande passante, elle reste inchangée.

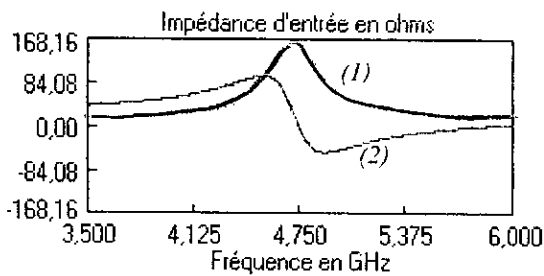
Dans le cas d'une variation de la largeur W du patch, les figures 4.35 et 4.36 indiquent que la fréquence de résonance et la bande passante sont moins affectées par ces changements. Cependant les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée augmentent avec l'augmentation de W .



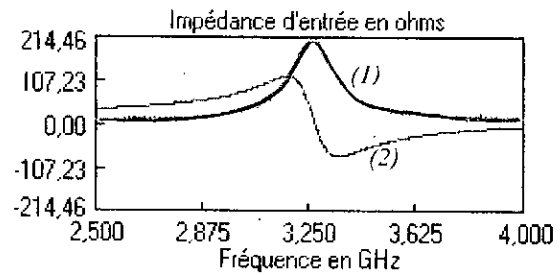
a) $L = 10 \text{ mm}$



b) $L = 15 \text{ mm}$



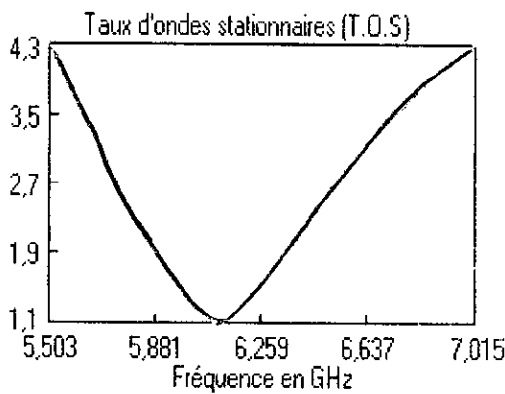
c) $L = 20 \text{ mm}$



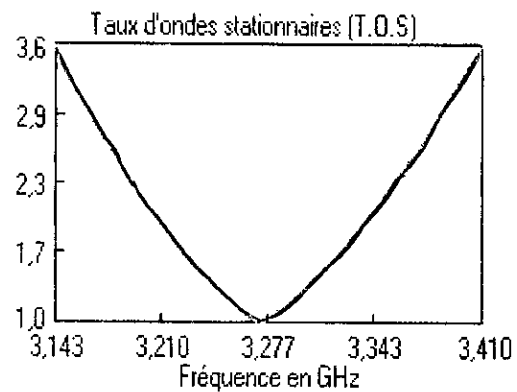
d) $L = 30 \text{ mm}$

Fig.4.33 : Influence de la longueur L du patch sur l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire de paramètres $x = 0.1$, $W = 25 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

(1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée



a) $L = 15 \text{ mm}$



b) $L = 30 \text{ mm}$

Fig.4.34 : Influence de la longueur L du patch sur la bande passante de l'antenne rectangulaire de paramètres $x = 0.1$, $W = 25 \text{ mm}$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035 \text{ mm}$.

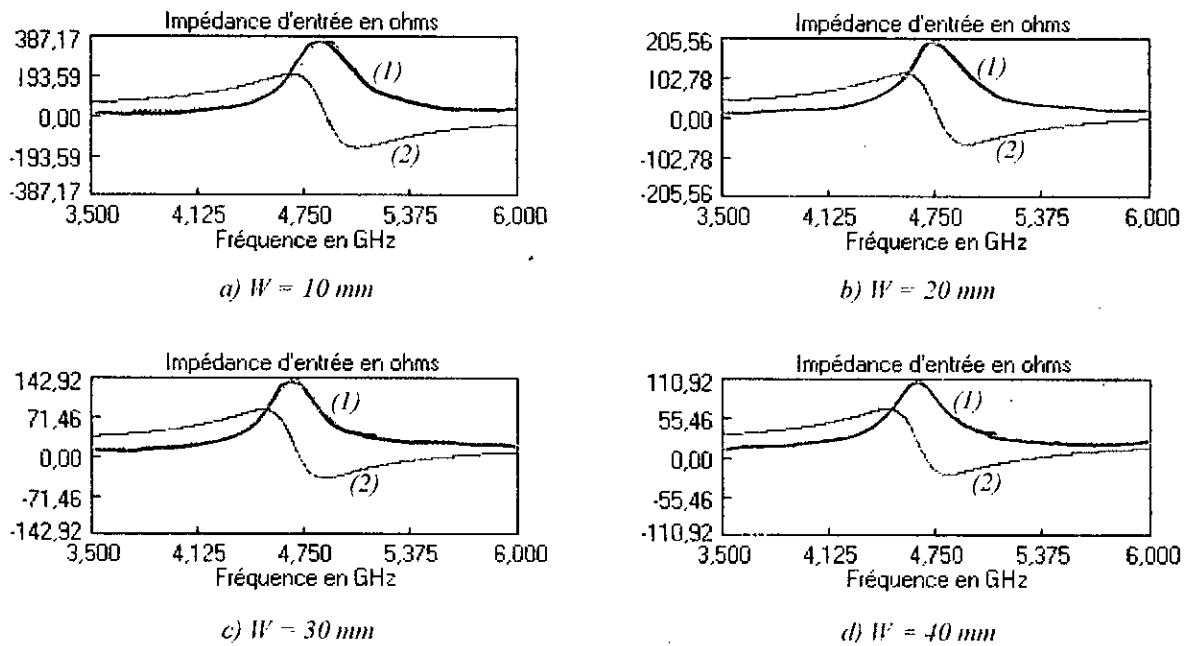


Fig.4.35 : Influence de la largeur W du patch sur l'impédance d'entrée de l'antenne rectangulaire de paramètres $x = 0.1$, $L = 20$ mm, $H = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035$ mm.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

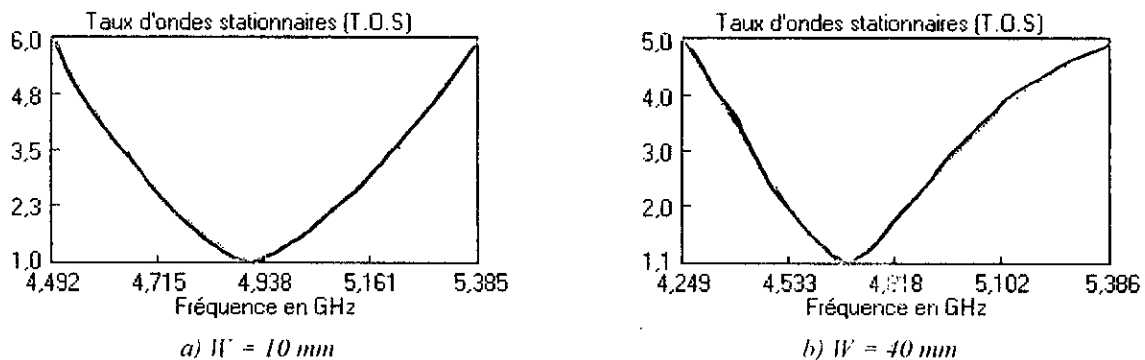


Fig.4.36 : Influence de la largeur W du patch sur la bande passante de l'antenne rectangulaire de paramètres $x = 0.1$, $L = 20$ mm, $H = 1.6$ mm, $\epsilon_r = 2.17$, $\tan\delta = 0.0009$ et $t = 0.035$ mm.

➤ Cas circulaire :

Les figures 4.37 et 4.38, montrent que l'augmentation du rayon R du patch, pour une position d'alimentation fixe, se traduit par une diminution de la fréquence de résonance et de la bande passante, ainsi que les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

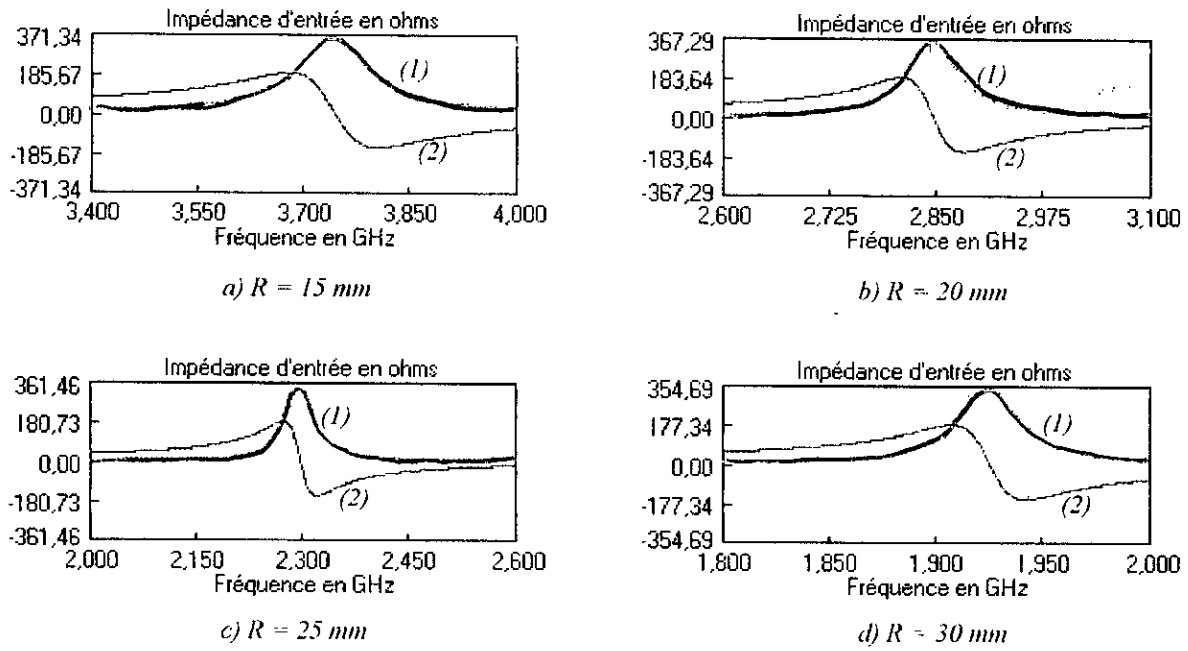


Fig.4.37 : Influence du rayon du patch sur l'impédance d'entrée et la fréquence de résonance d'une antenne circulaire caractérisée par $x = 0.1$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\tan\delta = 0.0012$, $\epsilon_r = 2.17$.
 (1) Partie réelle de l'impédance d'entrée
 (2) Partie imaginaire de l'impédance d'entrée

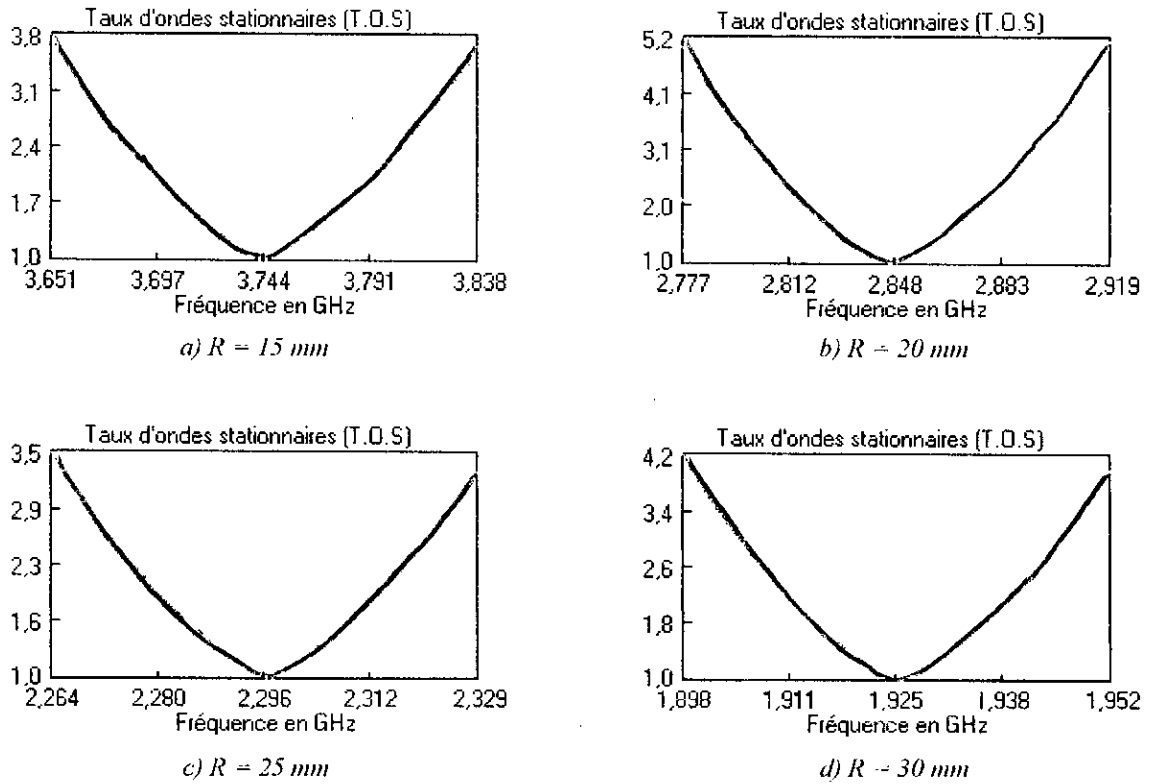


Fig.4.38 : Influence du rayon R sur la bande passante d'une antenne circulaire caractérisée par $\epsilon_r = 2.17$, $H = 1.6 \text{ mm}$, $\tan\delta = 0.0012$, $x = 0.25$.

4.3. SYNTHESE :

Dans cette partie nous allons faire la synthèse d'une antenne plaque microruban rectangulaire et une autre circulaire avec le logiciel que nous avons réalisé. Le but de cette synthèse est de trouver la longueur L de l'antenne rectangulaire et le rayon R de l'antenne circulaire. Pour cela, on fixe la fréquence de travail (fréquence de résonance) et les autres paramètres de l'antenne et on utilisant des itérations avec les formules données dans le premier chapitre on obtient les paramètres recherchés.

4.3.1. Synthèse d'une antenne plaque microruban rectangulaire :

Pour pouvoir vérifier les résultats obtenu, nous avons pris les paramètres utilisés dans la référence [1] et nous avons obtenu les résultats suivants :

Paramètres de l'antenne microruban

La fréquence de résonance $f_r = 1,575$ GHz
La hauteur du substrat $h = 1,600$ mm
La largeur du patch $W = 94,340$ mm
L'épaisseur du patch $t = 0,036$ mm
La permittivité relative du substrat $\epsilon_r = 2,200$
L'angle de perte $\text{tg}\delta = 0,001$
La conductivité du patch $\text{segmas} = 55600,000$ S/mm
La conductivité du patch $\text{segmag} = 55600,000$ S/mm
La rugosité du patch $d_s = 0,0015$ mm
La rugosité du plan de masse $d_g = 0,0015$ mm
La longueur du patch $L = 62,5891$ mm

La longueur L du patch obtenue s'accorde avec celle obtenue dans [1]. Pour respecter le domaine de validité du model des lignes de transmission, l'épaisseur du substrat doit être prise inférieure à 0.01λ .

4.3.2. Synthèse d'une antenne avec un patch circulaire :

Les résultats ci-dessous illustrent un exemple de synthèse d'une antenne circulaire avec le logiciel que nous avons réalisé.

Paramètres de l'antenne microruban

La fréquence de résonance $f_r = 1,574$ GHz
La hauteur du substrat $H = 1,600$ mm
La permittivité relative du substrat $\epsilon_r = 2,200$
La position d'alimentation par rapport au centre du patch $R_1 = 0,036$ mm
L'angle de perte $\text{tg}\delta = 0,001$
La conductivité du patch $\text{segmap} = 55600,000$ S/mm
Le rayon du patch $R = 36,6468$ mm

Le rayon R obtenu s'accorde avec celui de la référence [1].

CONCLUSION GENERALE

Vu l'évolution qu'a connue l'informatique ces dernières années, la conception assisté par ordinateur (C.A.O) est devenue un outil indispensable pour la recherche scientifique. Cependant, les logiciels qui présentent une bonne interface et faciles à manipuler facilitent beaucoup cette tâche. Dans ce modeste travail, nous avons élaboré un logiciel, de conception des antennes plaques microrubans, qui fonctionne sous Windows. Notre travail vient pour compléter et améliorer les travaux qui ont précédé et qui ont fait l'objet de réalisation de logiciels qui fonctionnent en mode MS DOS.

Pour avoir les formulations nécessaires à la réalisation de ce logiciel, nous avons commencé par étudier deux formes d'antennes microrubans, à savoir rectangulaire et circulaire, par deux méthodes qui sont la méthode des lignes de transmission et le model de cavité. Nous avons opté pour ces deux méthodes par ce qu'elles sont faciles à mettre en œuvre et ne nécessitent pas un grand temps de calcul.

Loin d'être complet, ce travail peut servir de base pour d'autres études qui vont porter sur les antennes microrubans ou sur l'élaboration de logiciels fonctionnants sous Windows. Il peut aussi être l'objet d'amélioration pour s'étendre à d'autres formes d'antennes ainsi que d'autres méthodes d'analyse.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Robert A. Sainati**
« CAD of Microstrip Antennas for Wireless Applications »
Artech House, Boston. London, 1996.
- [2] Handbook of microstrip antennas
Vol. 1, edited by JR James et Ps Hall, 1989.
- [3] **P. Bhartia, K.V.S RAO et R.S Tomar**
« Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas »
Artech House, Boston. London, 1991.
- [4] **K. Güney**
« Radiation quality factor and resonant resistance of rectangular microstrip antennas »
Microwave and optical technology letters, Vol.7, No.9, June 20 1994.
- [5] **R. Aksas**
« Analyse d'antennes microrubans de formes quelconques, basée sur la technique des lignes de transmission, application au géométrie circulaires »
Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Alger 1995.
- [6] **J. Q. Howell**
« Microstrip antennas »
in Deg. Int. Symp. on antennas propagat. Soc., wiliamsburg, VA dec 1972, pp 177-180.
- [7] **L. C. Shen and S. A. Long**
« Low profil printed circuits antennas »
Dep. Elect. Eng., Univ. Houston, Texas. Contrat DAAG-29-75-0187, Final Rep. oct.1977.
- [8] **Kazuhiro Hirasawa et Misao Haneishi**
« Analysis, design, and mesurement of small and low-profil antennas »
Artech House, Boston. London 1992.
- [9] **Berkane Mouhousaid et Belkessam Mustapha**
« Méthode de la ligne de transmission précise pour le calcul des caractéristiques d'une antenne microruban rectangulaire »
Mémoire d'ingénieur d'état en électronique, École Nationale Polytechnique, Alger 1999.
- [10] **Hammerstad, E., et Bekkadal, F.**
« Microstrip Handbook »
ELAB report STF44 A74169, Trond heim, Norway, Feb. 1975.

- [11] **Azrar Arab**
« Full-wave analysis of microstrip antennas employing coplanar parasitic elements based on moment method solution in spectral domain »
Thèse de magistère en électronique, École Nationale Polytechnique, 1998.
- [12] **Hadj-Rabia Samir et Kies Rachid**
« Computer aided analysis and determination of radio electronic properties of rectangular and circular microstrip patch antennas »
Mémoire d'ingénieur d'état en électronique, INELEC-Boumerdes, 1998.
- [13] **Wolff I. et Knoppik N.**
« Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resistances »
IEEE Trans., Vol. MTT-22, pp 857-864, 1974.
- [14] **Hammerstad E. et Jensen O.**
« Accurate models for microstrip computer-aided design »
IEEE Int. Symp. MTT (Washington. DC), p 407, May 1980.
- [15] **LO Y. T., Solomon D. et Richards W. F.**
« Theory and experiment on microstrip antennas »
IEEE Trans., Vol. 27, pp 137-145, 1979.
- [16] **Abboud F.**
« Modélisation des antennes imprimées rectangulaires ou circulaires à l'aide de quelques propriétés électromagnétiques simples »
Thèse de Doctorat, Université de Nice.
- [17] **Jemes J. R. et al**
« Microstrip antennas performance is determined by substrate constraints »
Microwave Syst, news, pp 73-84, Aug. 1982.
- [18] **LO Y. T., S. M. Wright et M. Davidovitz**
« Microwave passive and antennas components »
Handbook of microwave and optical component, Vol. 1, p 705, J. W iley and son edition.
- [19] **Chew W. C. et Kong J. A.**
« Effects of fringing field on capacitance of circular microstrip disk »
IEEE Trans. Vol. MTT-28, pp 98-104, 1980.
- [20] **Gerard Leblanc**
« Borland C++ Builder »
Edition Eyrolles, 1997.
- [21] **Abboud F., Damiano J. P. et 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.

- [22] **H. D. Weinschel**
« Progress report on development of microstrip cylindrical array's for sounding rockets »
Physic and Sci. Lab. New Mexico State univ., Las Cruces. 1973.
- [23] **A. G Derneryd**
« Linear microstrip array antennas »
Chalmer univ. Technol., Göteborg, Sweden, Tech. Rep. TR 7505, Oct 1975.
- [24] **K. R. Craver and E. L. Coffey**
« Theoretical invistigation of microstrip antennas »
Physic and Sci. Lab. New Mexico State univ., Las Cruces. Tech. Rep., PT-00929, Jan. 23, 1979.
- [25] **Pozar D. M.**
« A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas »
IEEE Trans. Antennas and propagation, Vol. 34, n° 12, pp 1439-1446, Dec 1986.
- [26] **Araki, K., H. Ueda and T. Msayuki**
« Numerical analysis of circular disk microstrip antennas with parasitic elements »
IEEE Trans. Antennas and propagation, Vol. 34, n° 12, pp 1390-1394, Dec 1986.
- [27] **Suzuki Y. and T. Cheba**
« Computer analysis method for arbitrarily shiped microstrip antennas with multiterminals »
IEEE Trans. Antennas and propagation, Vol. 32, n° 6, pp 585-590, Jun 1984.
- [28] **Uzunoglu, N. K., N. G. Alexopoulos, and J. G. Fikioris,**
« Radiation properties of microstrip dipoles »
IEEE Trans. Antennas and propagation, Vol. 27, n° 6, pp 853-858, Nov 1979.
- [29] **Carver, K. R., and J.W. Mink**
« Microstrip antennas technology »
IEEE Trans. Antennas and propagation, Vol. AP-20, n° 12, pp 2-24, 1981.
- [30] **G. A. Deschamps**
« Microstrip microwave antennas »
Presented at the 3rd USAF symp. on antennas, Jan. 1953.
- [31] **Munson, R.**
« Conformal microstrip antennas and microstrip phased array's »
IEEE Trans., AP-22, pp 74-78, 1974.
- [32] **Garg R., Long S. A.**
« Resonant frequency of electrically thick rectgular microstrip antennas »
Electron. Lett., Vol. 23, n° 21, pp 1149-1151, 1987.