

République Algérienne Démocratique et Populaire

**Ministère de l'Enseignement Supérieur
Scientifique et de la Recherche
Faculté des Sciences & de
la Technologie
Université de Jijel**



وزارة التعليم العالي
والبحوث العلمي
كلية العلوم والتكنولوجيا
جامعة جيجل

M/ELE.SY.COM

2012/04

Département d'Electronique

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de

Master en Electronique

Option Electronique et Systèmes des Communications



01/02



Thème

**MODÉLISATION DES ANTENNES POUR LES
COMMUNICATIONS RADIO-MOBILES**

Encadré par:

M.O.TEKKOUK

Réalisé par:

M. RABHI Med Seddik

Promotion: 2012

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Dieu le tout puissant qui m'a donné la force et la volonté pour réaliser ce travail.

Je tiens aussi à remercier mon promoteur Mr. TEKKOUK OMAR qui m'a guidé avec grande patience tout au long de l'élaboration de ce mémoire. Je n'oublie pas l'amabilité de M. FAYCAL BOUKERROUM professeur du cours d'antennes.

Je remercie ma mère et mon père pour leur affection et leur aide, mes petits frères et ma sœur en leur souhaitant plein succès.

Mes remerciements vont aussi aux membres du jury qui assureront cette soutenance.

Que tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à ce travail trouvent ici l'expression de mes remerciements

Encore une fois merci à tous.

Table des matières

INTRODUCTION GENERAL	1
Chapitre I. État d'art des antennes et des communications radio mobiles	
I.1 Introduction	3
I.2 Domaine des communications radio mobile	3
I.2.1 Propagation des ondes radio	3
I.2.2 Station de base et effet de déplacement du mobile	4
I.2.3 Trajets multiples	5
I.2.4 Le concept cellulaire	6
I.3 Les antennes	6
I.3.1 Caractéristiques des antennes	7
I.3.1.1 Représentation en quadripôles	7
I.3.1.2 Coefficient de réflexion S11	8
I.3.1.3 Taux d'onde stationnaire	8
I.3.1.4 Diagramme de Rayonnement	9
I.3.1.5 Gain et Directivité d'une antenne	10
I.3.1.6 Rendement de l'antenne	11
I.3.1.7 Polarisation de l'antenne	11
I.3.1.8 Puissance Totale Rayonnée	13
I.3.1.9 Bande Passante d'une antenne	13
I.4 Choix de la technologie des antennes imprimées	14
I.5 Description d'antenne imprimée	15
I.6 Substrats	16
I.6.1 Critères de choix du substrat	16
I.7 Technique d'alimentation des antennes imprimées	17
I.7.1 Système à une seule couche intégrée, alimentation par contact	
(Type ouvert)	17
I.7.1.1 Alimentation par ligne microstrip	17
I.7.1.2 Alimentation par sonde coaxiale	18
I.7.2 Système à double couche intégré, alimentations par proximité	
(Type fermé)	18
I.7.2.1 Couplage par fente	19
I.7.2.2 Alimentation par proximité	20
I.8 Choix de l'alimentation	21
I.9 La mise en réseau d'antennes imprimées	21

I.10	Type de réseaux d'antennes	22
I.11	Conclusion	24

Chapitre II. Outils de modélisation dédiés aux antennes

II.1	Introduction	25
II.2	Les modèles analytiques	25
II.2.1	Le Modèle de Ligne de Transmission	25
II.2.2	Modèle en cavité simple	28
II.3	Présentation des principales méthodes numériques	29
II.3.1	La méthode des éléments finis	29
II.3.2	La méthode des différences finies	31
II.3.3	La méthode des moments	33
II.4	Modélisation sous Momentum	35
II.5	Conclusion	36

Chapitre III. Simulation et résultats

III.1	Introduction	37
III.2	Démarches de l'analyse par Momentum	38
III.3	Conception et simulation d'une antenne patch rectangulaire sous ADS Momentum	38
III.3.1	La caractéristique électrique de l'antenne	39
III.3.2	Champ rayonné	43
III.4	Influence de la géométrie de l'antenne (L, W) sur la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire	44
III.4.2	Influence de la largeur L du patch rectangulaire sur la fréquence de résonance f_r	44
III.4.1	Influence de la longueur W du patch rectangulaire sur la fréquence de résonance f_r	46
III.5	Influence des caractéristiques du substrat sur la fréquence de résonance et la bande passante d'un patch rectangulaire	48
III.5.1	Influence de la permittivité du substrat ϵ_r sur la fréquence de résonance	

	f_r et la bande passante BW	48
III.5.2	Influence de l'épaisseur du substrat h sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW	50
III.6	Conclusion générale	53
	Bibliographie	54
	Annex1	I
	Annex2	II
	Annex3	III

Introduction générale

De grandes innovations techniques ont marqué, par leur importance, l'évolution des télécommunications pour répondre à des exigences des utilisateurs telles que : facilité d'accès ou surtout mobilité. Pour atteindre ces attentes c'est tout naturellement que les techniques de transmission radio ont pris leurs essors pour connecter les utilisateurs professionnels ou particuliers. Ceci favorise l'émergence de nouveaux concepts technologiques dans l'exploitation des fréquences de plus en plus élevées du spectre électromagnétique. Parmi ces concepts, la miniaturisation des circuits ainsi que l'accroissement de leur fréquence de fonctionnement qui a donné naissance à de nombreuses structures planaires de transmission de l'information, de par leur encombrement réduit, leur poids et leur facilité de fabrication empruntée à la technologie classique des circuits basse fréquence, ces structures sont largement exploitées dans le milieu industriel.

Les dispositifs microbandes qui répondent à plusieurs exigences des circuits planaires sont largement utilisés dans les circuits micro-ondes tels que: les lignes de transmission, les filtres, résonateurs,...etc. Dans les lignes à transmission microbandes apparaît un nombre considérable de discontinuités causées par les jonctions imposées entre les différents systèmes, ces discontinuités étaient traitées dans un premier temps comme source de perte au niveau de l'information transmise par la ligne, à partir de cela l'idée de réaliser l'antenne microbande a été développée [1].

Les antennes ont des propriétés et des caractéristiques, selon lesquelles elles sont valorisées. Plusieurs techniques existent pour les réaliser. Alors, pour assurer un bon fonctionnement, il faut choisir celle la plus adaptée à l'application envisagée. Dans notre cas, le choix s'est porté sur la technologie des antennes imprimées. Leurs avantages nombreux permettent de les utiliser dans différents secteurs et surtout dans les communications mobiles (satellite, avion, voiture, missile, téléphone portable, ...). Pour la conception de nos antennes, nous avons utilisé un logiciel permettant une résolution rigoureuse des équations d'électromagnétisme, ADS Momentum...

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier une antenne planaire omnidirectionnelle, compacte, de très faibles dimensions, opérant à une fréquence de 7.5Ghz

Ce manuscrit est divisé en trois chapitres, trois annexes et une bibliographie. Il est représenté comme suit :

Chapitre 1 : Après un état d'art des communications radio mobiles, nous définirons les antennes et nous rappellerons leurs différentes caractéristiques. Ce chapitre portera aussi sur une définition des antennes patchs et donnera leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Ensuite, il portera sur une étude sur le type et l'endroit de l'alimentation.

Chapitre 2 : Contient un aperçu des différentes méthodes de modélisation analytiques et numériques, et une présentation d'un puissant outil dédié à la modélisation des antennes imprimées, le logiciel ADS Momentum.

Chapitre 3 : Ce chapitre est consacré à la simulation d'une antenne patch rectangulaire à 7.5Ghz, ensuite faire une étude de l'influence de la géométrie d'antenne et des caractéristiques du substrat sur la fréquence de résonance et la bande passante d'un patch rectangulaire.

Enfin, nous terminerons ce travail par une conclusion général. Pour aider le lecteur à bien s'en servir de ce travail, trois annexes et une liste de références bibliographiques ont été ajoutés à la fin de ce manuscrit.

Chapitre 1

État d'art des antennes et des communications radio-mobiles

Ce chapitre rappelle les principales caractéristiques des antennes et leurs technologies. L'accent est ensuite porté sur les antennes en technologie imprimée.

I.1 Introduction

Dans ce chapitre, après un état d'art des communications radio mobiles, nous définirons les antennes et nous rappellerons leurs différentes caractéristiques. Ce chapitre portera aussi sur une définition des antennes patches et donnera leurs caractéristiques, leurs domaines d'utilisation, leurs avantages ainsi que leurs inconvénients. Ensuite, il portera sur une étude sur le type et l'endroit de l'alimentation.

I.2 Domaine des communications radio mobiles

I.2.1 Propagation des ondes radio

La propagation des ondes électromagnétiques est un phénomène complexe qui dépend fortement de l'environnement et des propriétés intrinsèques à chaque gamme de fréquences. La propagation d'onde radio s'effectue en deux temps (Fig I.1) :

- Propagation par onde de sol ou de surface
- Propagation par onde de ciel ou ionosphérique (la plus importante)

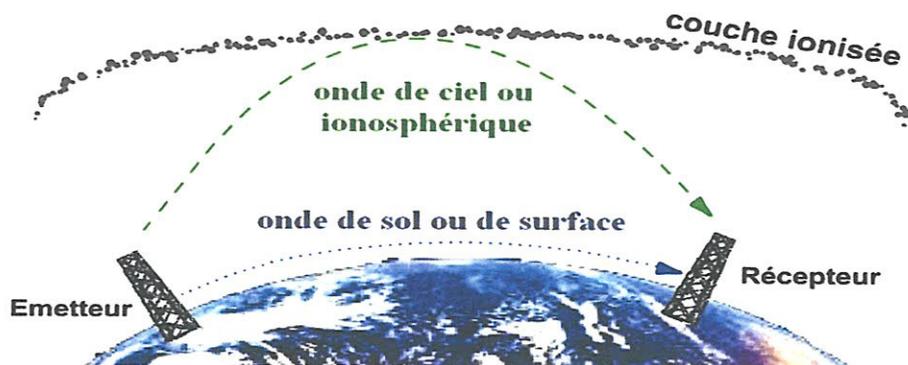


Fig I.1 Propagations des ondes radio

La propagation des ondes radio s'effectue principalement dans le guide d'onde ionosphérique limité d'une part par le sol (caractérisé par sa conductivité) et d'autre part par les couches de l'ionosphère (les couches D et E pour la gamme de fréquences radio). L'ionosphère joue un rôle très important dans la propagation des ondes radio. Elle permet aux ondes électromagnétiques de parcourir des distances plus grandes que la simple ligne de vue, par réflexion sur les couches ionisées de l'atmosphère [2].

I.2.2 Station de base et effet de déplacement du mobile

La transmission de l'information sur la voie radio dans les systèmes mobiles s'effectue soit depuis une station de base vers un mobile (ou un ensemble des mobiles) ce qu'on appelle une liaison descendante, soit depuis un mobile vers la base ce qui est appelé liaison montante. Les conditions de propagation sont très variables et dépendent de l'environnement.

La station de base (ou BTS pour Base Transceiver Station) est un ensemble d'émetteurs/récepteurs. Elle gère les problèmes liés à la transmission radio (modulation, démodulation, égalisation, codage correcteur d'erreur, etc.). Elle réalise également des mesures radio pour vérifier qu'une communication en cours se déroule correctement. Ceci s'effectue par l'évaluation de la distance et de la puissance du signal émis par la station mobile. Ces mesures sont directement transmises au contrôleur des stations de base.

L'onde électromagnétique émise peut être interceptée, réfléchiée ou diffractée par des obstacles de nature différente comme des immeubles, des collines, de la végétation. Suivant le cas, un trajet direct entre l'émetteur et le récepteur peut exister ou être absent. L'onde qui parvient au récepteur est la superposition d'un ensemble d'ondes qui arrivent par des chemins différents et conséquemment avec des décalages temporels et des phases variables. Ces ondes se combinent de façons constructive ou destructive, l'amplitude du signal reçu est fluctuante.

Le canal radio-mobile est un canal fluctuant à trajet multiples. Le signal transmis est affecté d'atténuation, de dispersion temporelle, de fluctuations et de délais de transmission dont les variations ne sont pas prédictibles de façons déterministe, aussi recourt-on une analyse statistique du canal de propagation [3].

I.2.3 Trajets multiples

Le canal de propagation radioélectrique entre une station fixe et une station mobile est caractérisé par l'existence de trajets multiples. Contrairement à d'autres types de transmission (faisceaux hertziens par exemple) où l'on essaye de se placer dans les meilleures conditions, la communication avec les mobiles s'avère plus délicate à cause de la mobilité d'une des extrémités. De plus, le mobile est dans la plupart des cas en non-visibilité de la station de base.

A la station de base, le signal est émis dans une certaine ouverture. Suivant leur direction d'émission, les ondes empruntent des chemins différents. En fonction du type d'obstacles (bâtiment, relief, végétation) rencontrés sur leur parcours, elles subissent des phénomènes de réflexion, de réfraction, de diffraction et de diffusion. Il en résulte une multitude de trajets élémentaires au niveau du récepteur (**Fig I.2**), caractérisés chacun par un retard, une atténuation et un déphasage propres.

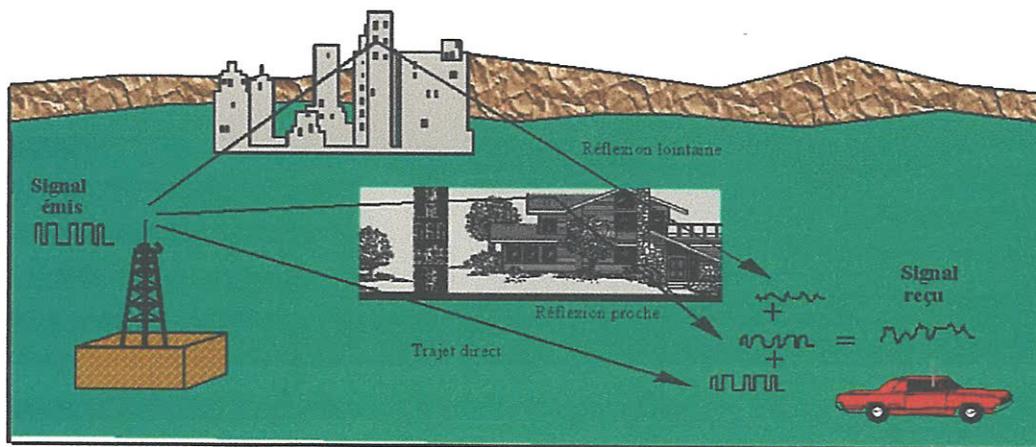
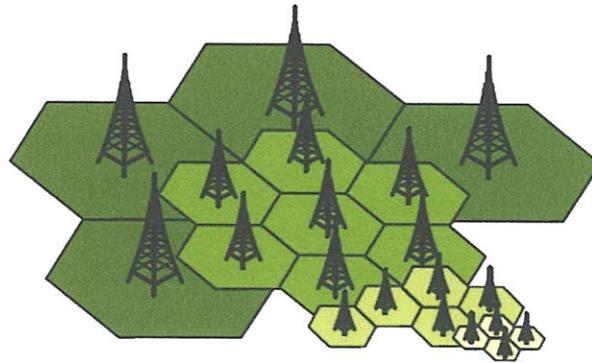


Fig I.2 Propagation par trajets multiples

Le principal avantage des trajets multiples est de permettre aux communications d'avoir lieu dans les cas où l'émetteur et le récepteur ne sont pas en vision directe. En effet, les trajets multiples permettent aux ondes radio de franchir les obstacles (montagne, bâtiments, tunnels, parking souterrains,..) et donc d'assurer une certaine continuité de la couverture radio [3] [4].

I.2.4 Le concept cellulaire

Pour la majorité des réseaux hertziens de communications mobiles (GSM, UMTS, Wi-Fi, Wi MAX, LMDS, etc...), les zones à couvrir sont découpées en cellules pour accroître les performances (débit, qualité signal...). Le concept de réseau cellulaire permet d'exploiter plus efficacement les ressources fréquentielles allouées. La zone à couvrir est divisée en cellules possédant chacune une station de base qui assure la transmission avec les mobiles présents dans la cellule avec un jeu de fréquences spécifiées.



FigI.3 Représentation d'un réseau cellulaire

I.3 Les antennes

Dès l'origine, l'antenne est l'élément qui est utilisé pour diffuser les ondes électromagnétiques par rayonnement. Elle joue deux rôles réciproques : la transmission et la réception, elle transforme l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice versa. Ainsi, dans une chaîne de communication, elle est toujours le premier élément dans une chaîne de réception ou le dernier élément d'une chaîne d'émission [4].

L'antenne a plusieurs rôles dont les principaux sont :

- ✓ Permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation.
- ✓ Assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées,
- ✓ Transmettre le plus fidèlement possible une information.

Par ailleurs, afin de décrire les caractéristiques et les performances des antennes, divers paramètres sont classés en deux groupes. Le premier groupe caractérise l'antenne comme un élément de circuit électrique (Z_{in} et S_{11}) et le second groupe s'intéresse à ses propriétés de rayonnement, tel que le diagramme de rayonnement, la directivité et le gain. Enfin, précisons que la notion de puissance rayonnée joue un rôle important dans l'étude des antennes plaquées que nous développerons ultérieurement.

I.3.1 Caractéristiques des antennes

Dans les communications sans fil, chaque application met en relief certaines caractéristiques des antennes. D'une manière générale, une antenne utilisée dans un type d'application ne peut pas l'être dans d'autres. Une antenne peut être caractérisée par [3] [5] :

I.3.1.1 Représentation en quadripôles

Une antenne peut être représentée comme un quadripôle, défini par les paramètres S :

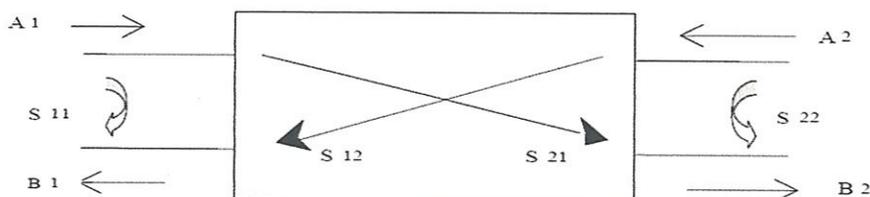


Fig I.4 Représentation en quadripôle.

A_1, A_2, B_1 et B_2 sont des ondes de puissance.

On a les relations suivantes :

$$B_1 = S_{11} \times A_1 + S_{12} \times A_2 \quad (\text{I,1})$$

$$B_2 = S_{21} \times A_1 + S_{22} \times A_2 \quad (\text{I,2})$$

Le coefficient S_{11} correspond à la réflexion en entrée des quadripôles lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{12} représente la transmission de la puissance entrant en sortie vers l'entrée lorsque $A_1 = 0$.

Le coefficient S_{21} est le gain du quadripôle lorsque $A_2 = 0$.

Le coefficient S_{22} est la réflexion en sortie du quadripôle lorsque $A_1 = 0$.

I.3.1.2 Coefficient de réflexion S11:

Le coefficient de réflexion S_{11} met en évidence l'absorption de l'énergie par l'antenne. C'est sur ce paramètre que l'on se base lors de l'optimisation.

I.3.1.3 Taux d'onde stationnaire

Le taux d'onde stationnaire est définie par :

$$TOS = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|} \quad (\text{I,3})$$

Pour un $S_{11} = 0$ le $TOS = 1$ on a donc adaptation de l'antenne.

Pour un $S_{11} = 1$ le $TOS = \infty$ on a donc désadaptation totale de l'antenne.

I.3.1.4 Diagramme de Rayonnement

Le diagramme d'amplitude d'une antenne est, en règle générale, défini par trois composantes de champ électrique (E_r, E_θ, E_ϕ) en chaque point d'observation de la surface d'une sphère de rayon r . Dans ce cas, l'amplitude du champ total peut être écrite :

$$|E| = \sqrt{|E_r|^2 + |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2} \quad (\text{I.4})$$

Dans la zone de champ lointain, la composante radiale, E_r , est négligeable en comparaison de l'une ou des deux autres composantes. Cette zone est située à une distance R_{ff} pour une antenne de dimension maximale D .

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{I.5})$$

Le champ électromagnétique rayonné dans cette zone, une onde plane se propageant dans la direction radiale, peut être écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \vec{E}(r, \theta, \phi) &= \vec{F}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} \\ &= [F_\theta(\theta, \phi) \cdot \vec{e}_\theta + F_\phi(\theta, \phi) \cdot \vec{e}_\phi] \frac{e^{-jkr}}{r} \end{aligned} \quad (\text{I.6})$$

Où \vec{e}_θ et \vec{e}_ϕ sont les vecteurs unitaires dans le système de coordonnées sphérique et k_0 la constante de propagation en espace libre. $F_\theta(\theta, \phi)$ et $F_\phi(\theta, \phi)$ sont les fonctions de diagramme dans les directions θ et ϕ .

Le champ électrique peut être polarisé selon les directions \vec{e}_θ ou \vec{e}_ϕ , mais pas dans la direction radiale.

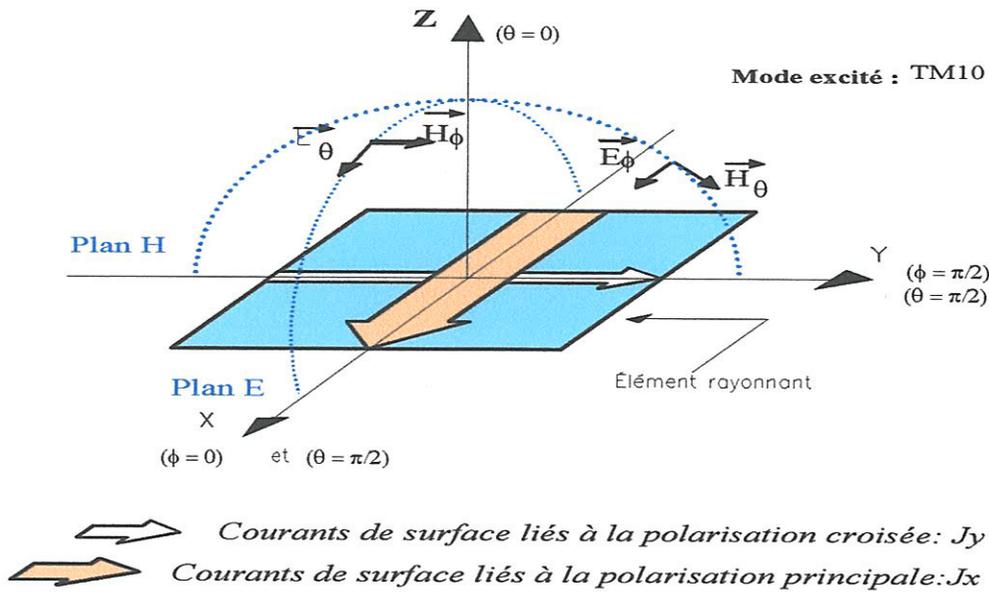


Fig I.5 diagramme de rayonnement

I.3.1.5 Gain et Directivité d'une antenne

Une antenne n'a pas, à proprement parler, de « gain ». Le gain d'une antenne est défini par son aptitude à rayonner l'énergie dans une direction privilégiée.

Le gain d'une antenne se mesure en *dBi* (dB isotropique), la référence étant une antenne rayonnante de la même façon dans toutes les directions. Le gain d'une antenne est parfois exprimé en *dBd*. La référence est alors un dipôle, qui a déjà une certaine directivité. Son gain théorique est de 2,15 *dBi*. Le gain d'une antenne, ayant une surface équivalente S_{eq} , est défini par :

$$G = e_{cd} \frac{4\pi S_{eq}}{\lambda^2} \quad (I.7)$$

Où e_{cd} représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne (pertes par conductions et diélectriques). G correspond au gain de l'antenne de surface effective S_{eq} . Le rapport entre cette surface et la surface physique de l'antenne est définie par l'efficacité de surface e_s :

$$e_s = \frac{S_{eq}}{S} \quad (I.8)$$

Où S est la surface physique de l'antenne.

L'efficacité de rayonnement e_{cd} permet de lier le gain et la directivité d'une antenne.

$$e_{cd} = \frac{\text{gain}}{\text{directivité}} \quad (\text{I.9})$$

Si G_m est le gain maximal d'une antenne donnée dans un plan bien déterminé, alors son ouverture dans ce plan est l'angle qui se trouve entre deux directions de ce plan ayant la moitié du gain maximal (gain à -3 dB), soit $G_m/2$.

I.3.1.6 Rendement de l'antenne:

Le rendement de l'antenne est le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie à l'antenne, soit :

$$\eta = \frac{P_r}{P_f} \quad (\text{I.10})$$

Ce rapport caractérise la perte à l'intérieur de l'antenne.

I.3.1.7 Polarisation de l'antenne

La polarisation d'une onde rayonnée est définie comme «la propriété de l'onde électromagnétique qui décrit la variation temporelle de la direction du vecteur de champ électrique, \vec{E} , ainsi que son amplitude relative ». La polarisation d'une onde rayonnée par une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde plane qui est utilisée pour représenter le champ lointain en ce point. L'onde peut être polarisée :

- Linéairement* : le champ électrique est toujours orienté selon la même droite à chaque instant,
- Circulairement* : le champ électrique tourne autour de son axe en formant un cercle,
- Elliptiquement* : le champ électrique tourne autour de son axe en formant une ellipse.

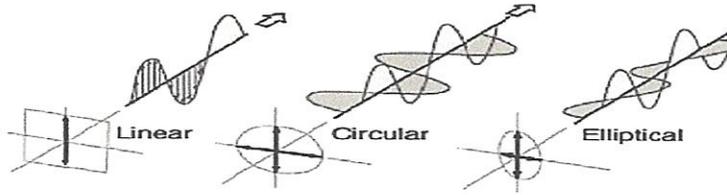


Fig I.6 Les trois types de polarisation

Pour une bonne qualité de transmission, la polarisation de l'antenne de réception doit être identique à celle de l'antenne d'émission. Dans le cas contraire, la puissance extraite de l'onde incidente par l'antenne de réception ne sera pas optimale à cause des pertes en polarisation (désadaptation en polarisation).

Pour le cas d'une polarisation linéaire, avec une antenne d'émission polarisée dans la direction du vecteur unitaire \vec{e}_i , et une antenne de réception, selon \vec{e}_a , le facteur de pertes (désignation anglo-saxonne : PLF pour Polarisation Loss Factor) qui quantifie les pertes par d'adaptation en polarisation est défini par :

$$PLF = |\vec{e}_i \cdot \vec{e}_a|^2 = |\cos \psi_{ia}|^2 \tag{I.11}$$

Où ψ_{ia} est l'angle formé par les deux vecteurs unitaires \vec{e}_i et \vec{e}_a . Si l'antenne est adaptée en polarisation alors le $PLF = 1$ et le maximum de puissance est extrait. Trois positions relatives entre une antenne d'émission et de réception sont représentées sur la figure Fig I.7 avec la valeur du facteur de pertes correspondant.

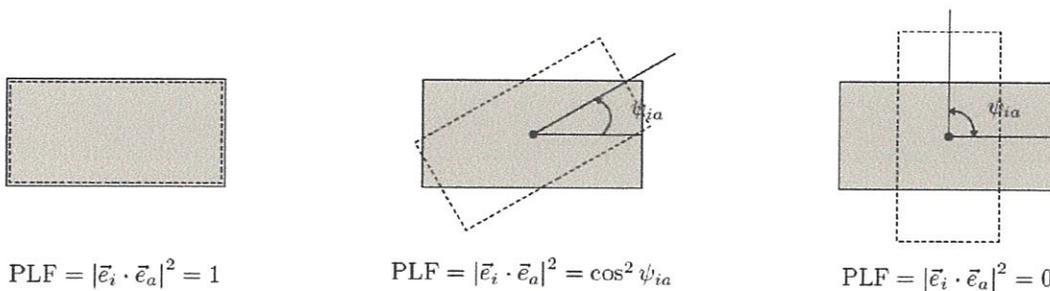


Fig I.7 Facteur de pertes en polarisation (PLF) pour une antenne à ouverture

I.3.1.8 Puissance Totale Rayonnée

Pour calculer la puissance totale rayonnée par une antenne, il faut introduire la notion d'intensité de rayonnement. L'intensité de rayonnement, noté U , peut être exprimée en fonction du champ électrique dans la zone de champ lointain :

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 = \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ &= \frac{1}{2\eta} \left[|F_\theta|^2 + |F_\phi|^2 \right] \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Où η est l'impédance intrinsèque du vide, et où

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{I.13})$$

La puissance totale rayonnée, P_{rad} , est alors exprimée par :

$$P_{rad} = \oiint U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \cdot \sin\theta d\theta d\phi \quad (\text{I.14})$$

I.3.1.9 Bande Passante d'une antenne

La bande passante d'une antenne est définie comme « la bande de fréquences dans laquelle ses performances sont conformes à un standard, en fonction de certaines de ses caractéristiques ». Elle peut être considérée comme étant la bande de fréquences de chaque côté de la fréquence centrale, où les caractéristiques de l'antenne (comme l'impédance, le diagramme, la largeur du faisceau principal, la polarisation, le niveau des lobes secondaires, le gain, la direction de rayonnement, efficacité de rayonnement) sont dans un ordre de grandeur raisonnable par rapport à celles à la fréquence centrale.

I.4 Choix de la technologie des antennes imprimées

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

Actuellement, les antennes imprimées deviennent de plus en plus importantes en raison de la grande variété des formes géométriques qu'elles peuvent prendre et qui les rendent applicables aux différentes situations d'intégration [6] [7].

D'une façon générale, les avantages des antennes imprimées sont [6] [8] :

- ✓ Simples,
- ✓ Robustes,
- ✓ non encombrantes,
- ✓ adaptées aux surfaces planes et non planes,
- ✓ à faible coût.

Cependant, elle présente les inconvénients suivants [6] :

- faible efficacité,
- faible puissance,
- impureté de la polarisation,
- bande relativement étroite.

Donc, la conception des antennes doit répondre à des compromis en termes de performances et de complexité de réalisation. L'emploi d'antennes plaquées s'est quasiment généralisé dans tous les systèmes de communication mobile. Selon l'utilisation, on trouve différentes formes d'éléments rayonnants, différents types de substrats ou encore différents types d'alimentation.

I.5 Description d'antenne imprimée

Dans sa structure de base, une antenne imprimée est constituée d'un conducteur métallique de forme arbitraire, déposé sur un substrat diélectrique au-dessus d'un plan de masse plus large. Un aperçu de l'antenne microbande rectangulaire est représenté à la figure Fig I.8 si dessous :

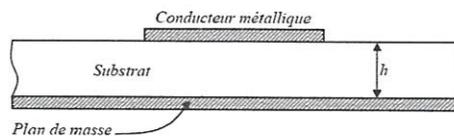


Fig I.8 Présentation d'une antenne imprimée

En pratique, les formes des éléments rayonnants les plus utilisés sont montrés sur la Figure (Fig I.9), leurs dimensions sont faibles de l'ordre de $\lambda/2$ à λ .

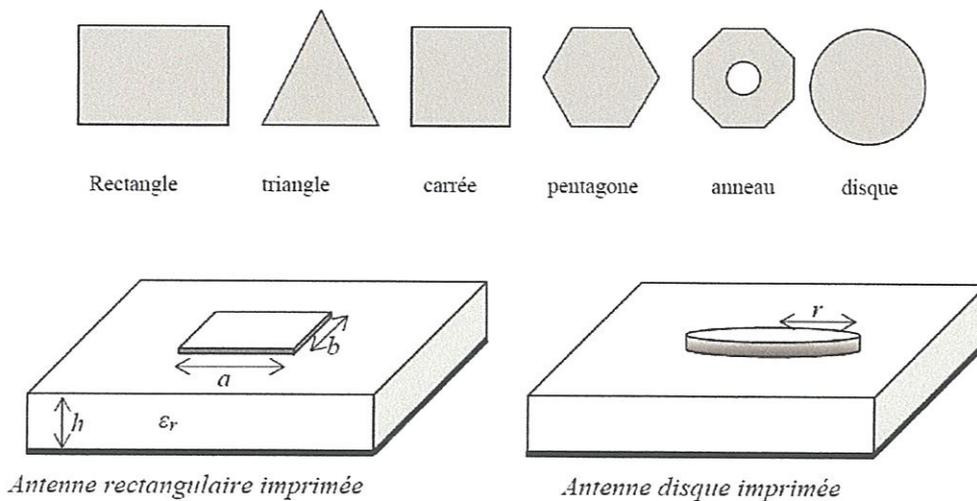


Fig I.9 Diverses géométries du conducteur métallique

Les dimensions du conducteur métallique supérieur (longueur et largeur du rectangle, rayon du disque, etc.) sont les grandeurs qui caractérisent l'antenne imprimée, des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

I.6 Substrats

Le substrat joue un rôle double dans la technologie microruban. Il est à la fois un matériau diélectrique, où viennent se graver les circuits, et une pièce mécanique, car il supporte la structure. Les substrats exploités dans la conception des antennes imprimées sont nombreux leurs permittivités relatives varient de 1 à 12 ($1 < \epsilon_r < 12$) [ANNEX2].

Parfois, il est préférable d'utiliser des substrats diélectriques de grande épaisseur et de basse permittivité dans le but d'avoir une grande efficacité, une large bande passante. Mais dans ce cas la perte par onde de surface augmente et l'antenne devient de plus en plus encombrante.

Au contraire, l'utilisation de minces substrats de permittivités élevées est conseillée pour les circuits micro-ondes parce qu'elle minimise les ondes de surfaces, les radiations non désirées et le volume de l'antenne. Toutefois, l'efficacité et la bande passante diminuent à cause de la grande perte dans le substrat [7] [8].

I.6.1 Critères de choix du substrat

La conception des antennes microrubans dans le domaine des ondes millimétriques est guidée par les critères suivants pour le choix du substrat [9]:

- ✓ Possibilité d'excitation par onde de surface.
- ✓ Effets de la constante et de la tangente de perte diélectrique sur la dispersion.
- ✓ Importance des pertes par diélectrique et par conducteur.
- ✓ Anisotropie dans le substrat.
- ✓ Effets de l'environnement tels que la température, l'humidité,
- ✓ Conditions mécaniques: Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques, conserver sa forme originelle. Son facteur d'expansion doit être voisin de celui de la métallisation, car il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus parfait possible.
- ✓ Coût de fabrication.

I.7 Technique d'alimentation des antennes imprimées :

L'excitation est un point très important en étudiant des antennes imprimées. En effet, l'énergie est fournie à l'élément rayonnant d'une manière où on peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. L'alimentation de l'antenne dépend de la manière dont l'antenne est intégrée dans le dispositif.

Les différentes méthodes d'alimentations des antennes patches peuvent être regroupées en deux grandes catégories [10] [11]:

- Les alimentations par contact (par sonde ou ligne micro ruban).
- Les alimentations par proximité (couplage électromagnétique par ligne ou fente).

I.7.1 Système à une seule couche intégré, alimentation par contact (type ouvert)

Dans ce système, le mécanisme d'alimentation et l'élément rayonnant sont placés sur une seule couche diélectrique du substrat. L'élément peut être alimenté soit à partir d'un bord du patch en utilisant une ligne microstrip ou en arrière du substrat en utilisant une sonde d'alimentation.

I.7.1.1 Alimentation par ligne microstrip

La ligne microstrip d'alimentation constitue également un élément rayonnant mais dont la largeur est généralement très inférieure par rapport à celle du patch Fig I.10. Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et permet une adaptation d'impédance facile par simple positionnement du point de contact. Par contre, on a un rayonnement parasite qui peut devenir considérable.

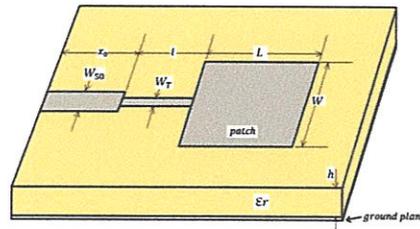


Fig I.10 Alimentation par ligne Micro-ruban

I.7.1.2 Alimentation par sonde coaxiale

L'alimentation coaxiale où le conducteur intérieur est attaché au patch et le conducteur externe au plan de masse est également largement utilisé **Fig I.11**. Ce type d'alimentation est facile à mettre en œuvre et à adapter. Mais il offre une bande passante étroite et est difficile à modéliser et particulièrement pour des épaisseurs de substrat supérieures à $0.02\lambda_0$.

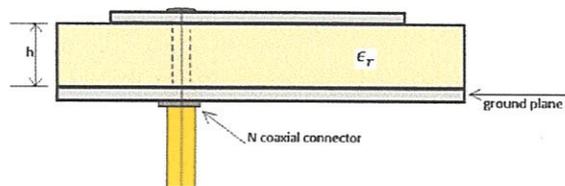


Fig I.11 Alimentation par câble coaxial

I.7.2 Système à double couche intégré, alimentations par proximité (type fermé)

L'alimentation par contact a traité des structures d'alimentation situées sur le même substrat que l'élément rayonnant. Les limitations de ce type d'alimentation sont :

- dans ces structures, l'alimentation occupe une place considérable et peut obstruer le rayonnement à partir des éléments de réseau.

- le rayonnement parasite de la structure d'alimentation intervenant avec l'élément rayonnant, causant la détérioration au niveau de la polarisation croisée (cross polarisation) du réseau principal.
- l'adaptation parfaite de la ligne d'alimentation à l'élément de l'antenne n'est pas toujours possible.

On peut éliminer toutes ces difficultés dans l'alimentation en utilisant l'alimentation dans un autre type de configuration à double couche. Bien que le système devienne encombrant dû à une autre couche, cette structure est meilleure parce qu'elle élimine tous les inconvénients des configurations ouvertes. Le couplage électromagnétique EMC est parmi les différents types de ce système d'alimentation.

La conception des antennes patches par couplage électromagnétique EMC telles que le couplage par proximité et le couplage par fente ont beaucoup d'avantages par rapport à l'alimentation par contact "l'excitation coaxial et l'excitation aux extrémités directes du patch". Parmi ces avantages:

- aucun contact physique entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant.
- Pas besoin d'un perçage.
- moins de rayonnement parasite.
- meilleur pour les réseaux.
- bonne suppression des modes d'ordre supérieur.
- une meilleure performance à haute fréquence.

I.7.2.1 Couplage par fente

L'alimentation par ligne microruban ou par câble coaxial présente une asymétrie qui génère une composante croisée. Pour remédier à cet état de fait, l'alimentation par fente a été introduite (**Fig I.12**). Ce type d'alimentation est le plus difficile à mettre en œuvre. De plus, il présente une bande passante étroite. Cependant, il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. Il se compose de deux substrats séparés par un plan de masse sur lequel est pratiquée la fente. La ligne d'alimentation se situe sur la face libre du substrat inférieur et l'élément rayonnant se trouve sur la face libre du substrat supérieur.

Cette configuration permet une optimisation indépendante entre la ligne d'alimentation et l'élément rayonnant. En général un diélectrique avec une permittivité élevée est utilisé pour le substrat inférieur et un diélectrique épais avec une permittivité faible est utilisé pour le substrat supérieur. Le plan de masse isole la ligne d'alimentation de l'élément rayonnant et limite l'interférence du rayonnement parasite sur le diagramme de rayonnement et offre ainsi une plus grande pureté de polarisation. Pour cette structure, les paramètres électriques du substrat, la largeur de la ligne d'alimentation et la taille de la fente peuvent être utilisés pour optimiser l'antenne.

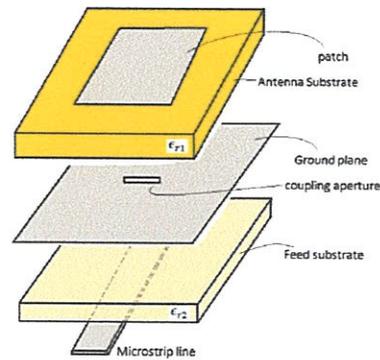


Fig I.12 Alimentation par fente

I.7.2.2 couplage par proximité

Parmi les différents types d'alimentation, le couplage par proximité (**Fig I.13**) offre la meilleure bande passante (environ 13%). Il est facile à modéliser et présente un rayonnement parasite faible. La distance entre la ligne d'alimentation et le patch peut être utilisée pour adapter l'impédance de l'antenne. Le principal inconvénient de ce type d'alimentation est qu'il est difficile à mettre en œuvre.

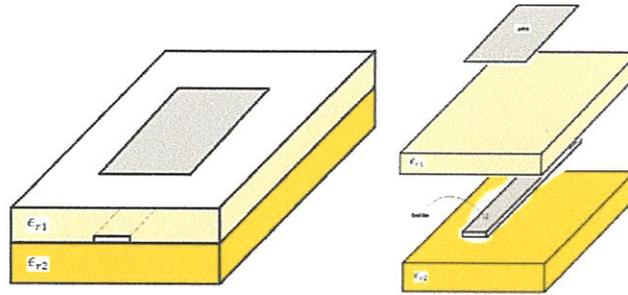


Fig I.13 alimentation par couplage à proximité

I.8 Choix de l'alimentation

Plusieurs méthodes ont été exposées. Les plus utilisées sont : la ligne microstrip, la sonde coaxiale, le couplage par fente, le couplage par proximité. En effet, l'utilisation d'une alimentation microruban crée une discontinuité entre la ligne microruban et l'élément rayonnant. Ceci augmente le coefficient de réflexion S_{11} , par suite l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne se dégrade. De plus cette méthode donne une bande plus étroite [12]. Les deux autres méthodes possibles, à savoir l'alimentation par fente ou l'alimentation par sonde coaxiale, malgré leur large bande, sont compliquées et donc ne vérifient pas la contrainte de simplicité de la structure. Finalement, le couplage par proximité (en sandwich) réunit la simplicité et la large bande. Son inconvénient est le rayonnement parasite de la partie non masquée de la ligne d'alimentation.

I.9 La mise en réseau d'antennes imprimées

Ces dernières années, le domaine des communications mobiles sans fil est développé avec une vitesse spectaculaire. L'utilisation d'une antenne unitaire s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnements imposés. Des caractéristiques spécifiques, un gain élevé, un lobe formé ne peuvent généralement être obtenus que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un réseau d'antennes.

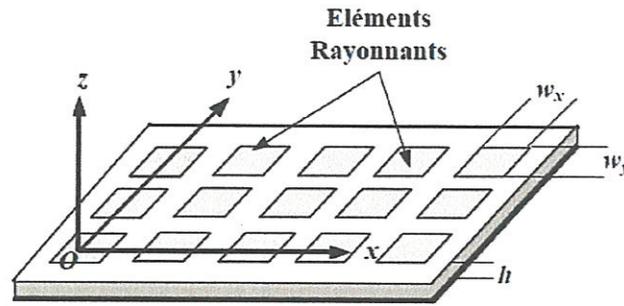


Fig I.14 Réseau plan d'antennes imprimées.

Actuellement un réseau imprimé est largement utilisé puisqu'il permet de répondre à de nombreuses contraintes commandées par les systèmes [13]. L'association en réseau de plusieurs antennes imprimées permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et d'améliorer leurs performances en gain et rayonnement.

I.10 Type de réseaux d'antennes

L'utilisation d'une antenne plaque unitaire est insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposé. Pour améliorer les performances des antennes patch, on utilise une structure multicouche pour augmenter la bande passante jusqu'à 70 % et associer les différents éléments rayonnants pour former un système appelé réseau, permettant de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et jouer sur de nombreux facteurs (espacement et phase des patches et taille du plan de masse) pour avoir un gain plus élevé et un lobe principal conforme. La Figure **FigI.15 (a, b, c)** montre trois configurations de réseaux d'antennes: réseaux linéaires, réseaux planaires et réseaux circulaires [14].

Antenne en réseau linéaire (rectiligne)

Pour un réseau linéaire, les éléments rayonnants sont placés l'un après de l'autre par des déplacements parallèles sur une même droite Figure **FigI.15a**.

Antenne en réseau plan

Pour un réseau plan, les éléments rayonnants se déduisent l'un de l'autre par des translations parallèles à un même plan Figure **FigI.15b**.

Antenne en réseau circulaire

Antenne constituée d'un groupement d'éléments rayonnants identiques dans lesquels chaque ensemble de points est placé sur un cercle Figure FigI.15c.

La Figure FigI.15 (a, b, c) montre trois configurations de réseaux d'antennes :

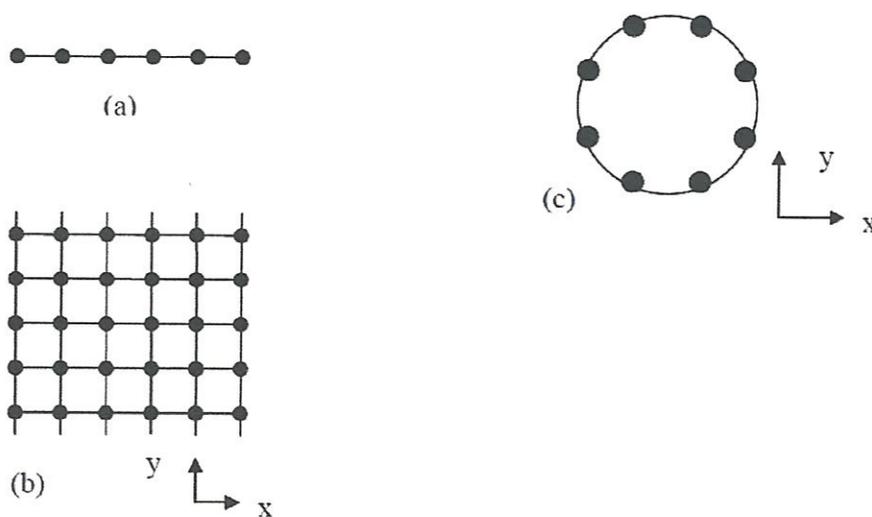


Fig I.15 Différentes configurations géométriques des réseaux, linéaire (a), planaire (b) et circulaire (c).

On prend en considération les paramètres suivants pour contrôler la forme du rayonnement global :

- la géométrie du réseau : linéaire, plan...
- l'espacement relatif entre chaque élément.
- l'amplitude de l'excitation de chaque élément.
- la phase appliquée à chaque excitation.
- le diagramme de rayonnement propre à chaque élément.

I.10 Conclusion

Après cet état d'art des communications radio mobiles et cette révision rapide des caractéristiques de base des antennes imprimées, le chapitre suivant est consacré à décrire les différentes techniques de modélisation des antennes.

Chapitre 2

Outils de modélisation dédiés aux antennes

II.1 Introduction

L'existence des trois types de discontinuités différentes (air-diélectrique, conducteur et plan de masse) dans les antennes microruban ont permis l'élaboration de plusieurs modèles basés sur le calcul numérique ou sur des méthodes analytiques plus ou moins rigoureuses qui sera présenté dans ce chapitre.

II.2 Les modèles analytiques

Les méthodes analytiques sont basées sur des suppositions physiques, qui aboutissent généralement à des formules analytiques simples, menant à une meilleure compréhension physique du phénomène.

II.2.1 Le Modèle de Ligne de Transmission

Cette méthode est la plus simple et la moins précise de toutes et manque de souplesse. Cependant elle donne un bon aperçu physique du fonctionnement de l'antenne. Fondamentalement, le modèle de la ligne de transmission représente l'antenne microruban par deux ouvertures rayonnantes séparées par une ligne de longueur L et de faible impédance.

Les dimensions finies du patch font que le champ à ses extrémités se déforme par effet de bords. La quantité d'énergie rayonnée est en fonction des dimensions du patch et de l'épaisseur du substrat qui le sépare du plan de masse. Dans le plan E (plan $x-z$) les effets de bords sont en fonction du rapport entre la longueur L du patch, la hauteur h du substrat et la permittivité relative ϵ_r du diélectrique. Une partie du champ E est contenue dans le substrat et une partie traverse l'air (**FigII.1**).

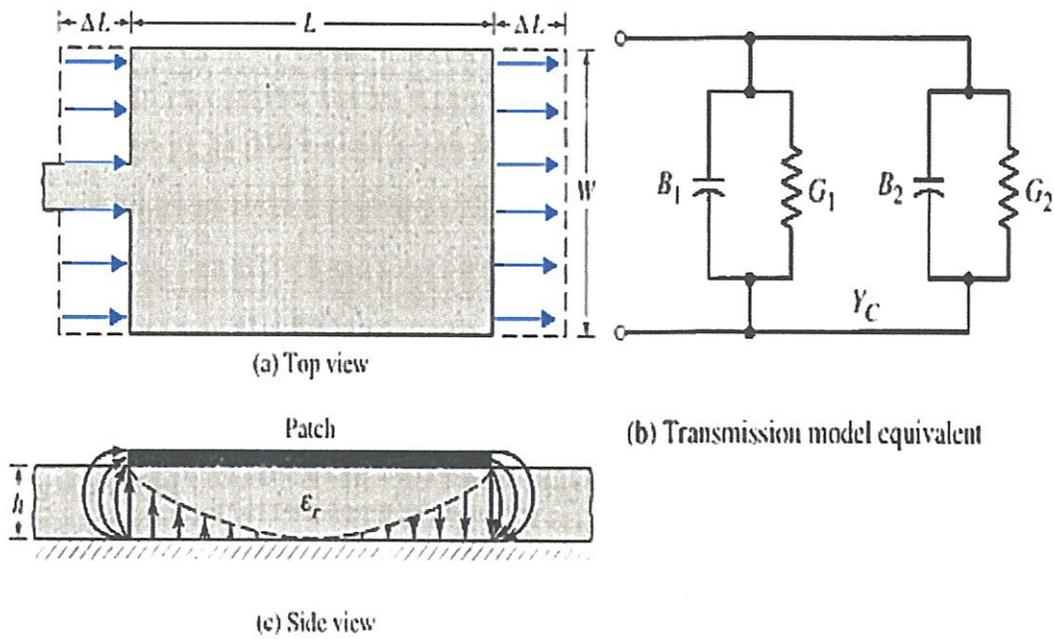


Fig II.1 Antenne patch rectangulaire, son circuit équivalent

A cause des dimensions finies du patch en longueur et en largeur, les lignes de champs ne sont pas totalement immergées dans le substrat, comme l'indique la figure (**Fig II.2**), c'est ce qu'on appelle le fringing.

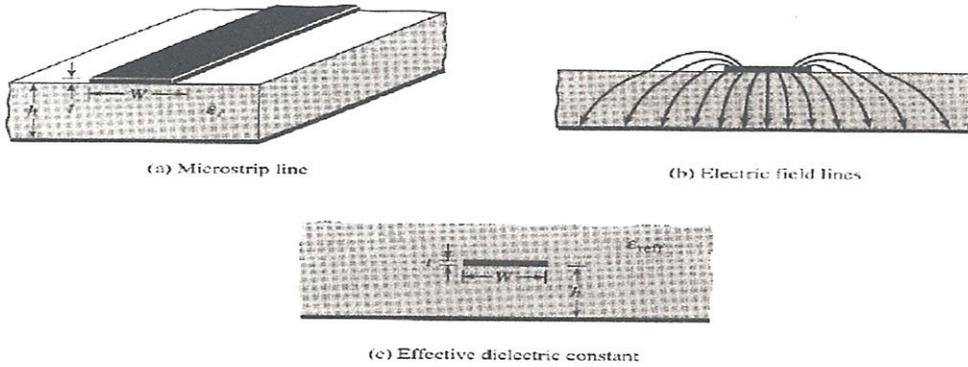


Fig II.2 fringing et permittivité effective

Ceci crée deux effets :

Le premier est l'apparition de la constante de permittivité relative effective ε_{reff} , elle est généralement comprise entre 1 et la constante de permittivité relative du substrat :

$$1 < \varepsilon_{reff} < \varepsilon_r \quad (\text{II.1})$$

En effet, pour compenser le fringing, on suppose que le patch et les lignes de champs sont totalement plongés dans un seul substrat diélectrique équivalent, ce substrat remplace le substrat original et l'air, et il donne les mêmes résultats que ces deux derniers. Ce substrat a ε_{reff} comme constante de permittivité relative. Elle est exprimée par [15] :

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (\text{II.2})$$

où :

ε_{reff} = constante diélectrique effective du substrat

ε_r = constante diélectrique du substrat

h = hauteur du substrat diélectrique

W = largeur du patch

Le deuxième effet est l'apparition des dimensions électriques de patch qui sont généralement plus grandes que les dimensions physiques. La variation de la longueur est donnée par :

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{II.3})$$

La longueur effective sera : $L_{eff} = L + 2\Delta L$ (II.4)

Pour le mode dominant TM_{010} , l'antenne résonne pour une longueur effective :

$$L_{eff} = \lambda_g / 2 \quad (II.5)$$

où λ_g est la longueur d'onde dans le substrat, donnée par :

$$\lambda_g = \frac{C}{f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (II.6)$$

Alors la fréquence de résonance f_r peut être exprimée par :

$$f_r = \frac{C}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{C}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (II.7)$$

C = la célérité de la lumière dans le vide.



II.2.2 Modèle en cavité simple

Une antenne imprimée peut être assimilée à une cavité fermée par deux murs électriques en $z=0$, plan de masse et en $z=h$, le conducteur métallique supérieur, et par des murs magnétiques verticaux. Une longueur et une largeur effective sont introduites pour prendre en compte les débordements des champs sur les bords de l'antenne.

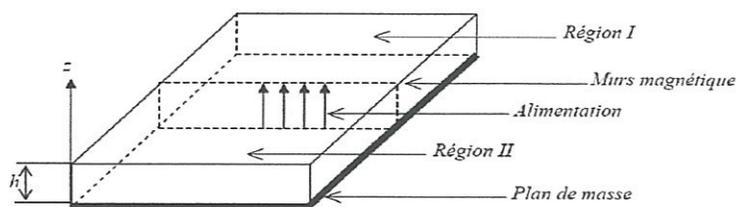


Fig II.3 Modèle de la cavité.

Pour calculer le champ interne à la cavité E_z , on utilise la méthode dite de raccord de mode. Elle consiste à diviser la cavité en deux régions I et II dépourvues de sources et ensuite à résoudre l'équation de Helmholtz (sans second membre) dans chaque région.

Les champs lointains sont donnés par le rayonnement des ouvertures verticales et la puissance totale rayonnée est obtenue en intégrant le champ lointain dans tout le demi-espace supérieur. De plus, une conductance de rayonnement est définie pour chaque mode. Cette conductance dissipe la même puissance que celle rayonnée par la cavité. Enfin, les pertes dans le conducteur et dans le diélectrique sont obtenues en utilisant une méthode de perturbation. On calcule les pertes diélectriques en intégrant le champ électrique sur le volume de la cavité [16].

II.3 Présentation des principales méthodes numériques

Dans un premier temps, un aperçu des différentes méthodes numériques est présenté. Puis d'après leurs avantages et inconvénients nous verrons celles qui semblent les mieux adaptées à la modélisation d'antennes VLF/LF.

Dans le monde des méthodes numériques il existe trois grandes familles [1] :

- méthode variationnelle : les éléments finis.
- méthodes différentielles : différences finies et TLM.
- La méthode intégrale : méthode des moments est l'objet nécessaire de notre étude.

II.3.1 La méthode des éléments finis

On désigne par méthode aux éléments finis (FEM) l'ensemble des techniques de résolution d'équations aux dérivées partielles ou la fonction à déterminer est remplacée par une approximation obtenue par combinaison linéaire de fonctions de base dans un espace de dimension finie. Pour simplifier les fonctions de base, celles-ci sont définies sur des sous-domaines appelés éléments finis. La FEM s'applique en général sur une forme variationnelle de l'équation originale. Cette méthode connaît un grand développement depuis les années soixante-dix. Elle est devenue très populaire dans de nombreux domaines physiques [2].

La méthode des éléments finis s'applique aux dispositifs micro-ondes de formes quelconques. Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell et sur la description géométrique de la structure sous forme d'un maillage. Elle consiste à diviser l'espace en petits éléments homogènes mais de taille pratiquement très variable, ce qui constitue l'un des points forts de cette méthode [17].

Cette méthode permet de calculer, en chaque point des éléments divisant l'espace, les champs électriques qui minimisent la fonction d'énergie, cette dernière s'écrit sous forme matricielle :

$$[J] = [Y] \cdot [E] \quad (\text{II.8})$$

où $[J]$ représente les sources de courant et $[E]$ les champs électriques inconnus.

La matrice $[Y]$ qui décrit la géométrie et les contraintes de frontières, est généralement clairsemée car chaque élément n'interagit qu'avec ses voisins. Les autres grandeurs comme le champ magnétique et les courants induits sont calculés à partir des champs électriques.

L'avantage de la méthode des éléments finis est lié au fait que la forme tétraédrique et la variation des dimensions des cellules élémentaires caractérisant le volume discrétisé, donne au maillage une très grande souplesse. Cette méthode permet de simuler des structures géométriques complexes mais avec des gros moyens informatiques.

En électromagnétisme, cette seconde méthode est également très employée dans le domaine fréquentiel. Elle consiste à discrétiser les équations de Maxwell en amont, au niveau de la formulation aux dérivées partielles des équations de propagation.

Traditionnellement la méthode des éléments finis a été implémentée dans le domaine fréquentiel. Cependant, des formulations dans le domaine temporel sont utilisées pour des applications spécifiques.

Les points forts de la FEM sont les suivants [2] :

- La simplicité de traitement pour des géométries complexes et matériaux inhomogènes.
- Une mise en œuvre simple pour la prise en compte des matériaux dispersifs.
- La possibilité d'une meilleure mise à l'échelle par rapport à la fréquence que la méthode des moments.
- Son potentiel « Multi-Physique », c'est-à-dire sa faculté à coupler facilement des solutions électromagnétiques avec des solutions mécaniques, thermiques, etc....

Les points faibles peuvent être résumés par les points suivants :

- Son inefficacité comparée à la méthode des moments pour traiter des conducteurs rayonnants.
- Le maillage peut devenir très complexe pour de grandes structures 3D. Les temps de maillage peuvent dépasser les temps de simulations.
- Cette méthode est plus complexe à implémenter ce qui affecte sa parallélisation sur calculateurs parallèles.

II.3.2 La méthode des différences finies

La méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D pour « Finite Difference in Time Domain », est fondée sur le schéma explicite de Yee, présenté en 1966 **Fig II.3**. Elle permet de calculer à chaque instant discret de l'espace, les composantes du champ électromagnétique dans chaque cellule élémentaire du volume tridimensionnel. On applique la transformée de Fourier à la réponse temporelle pour obtenir la réponse fréquentielle du système. L'avantage principal de cette méthode est la simplicité de sa formule, le calcul est alors fait dans le domaine temporel sur une large bande de fréquence. Le temps de calcul croît de façon linéaire en fonction des nombres d'inconnues (ce qui n'est pas le cas pour la méthode des éléments finis) [17] [18]. Mais son principal inconvénient est lié au fait que le maillage de la structure doit être uniforme et elle est donc peu adaptée au traitement des dispositifs comportant des éléments ayant des ordres de grandeurs très différents.

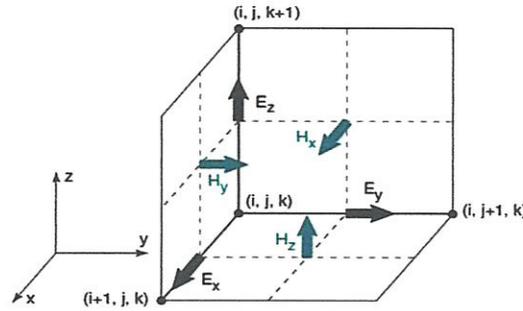


Fig II.3 Grille de discrétisation spatiale selon le schéma de Yee

Les points forts de la méthode sont les suivants [2] :

- Implémentation exceptionnellement simple. Bien entendu l'implémentation basique ne suffit pas à la plupart des problèmes pratiques.
- Le traitement des géométries complexes et des matériaux inhomogènes est très simple.
- Des résultats large bande sont obtenus en une seule simulation.
- La complexité en $O(N^{5.5})$ est raisonnable et indépendante du nombre de points fréquentiels.

Les points faibles de la méthode des différences finies peuvent être résumés par les points suivants :

- Le maillage n'est pas flexible. Des travaux ont été réalisés sur des maillages non orthogonaux mais la méthode perd en simplicité.
- L'implémentation des matériaux dispersifs est un travail délicat. Cependant, de bons résultats ont été obtenus.
- Cette méthode n'est pas la plus efficace quand il s'agit de modéliser des structures constituées uniquement de conducteurs parfaits.

II.3.3 La méthode des moments

La méthode des moments (MoM) est une procédure numérique qui transforme une fonctionnelle (équation différentielle, intégrale ou intro-différentielle) en un système d'équations linéaires. Cette méthode est très générale et beaucoup d'autres procédures numériques comme la méthode des éléments finis et la méthode des différences finies peuvent être traduites en termes de procédure MoM. C'est en 1967 qu'elle a été introduite par Harrington pour la résolution de problèmes liés aux antennes [2].

En électromagnétisme, la méthode des moments, utilisée essentiellement dans le domaine fréquentiel, consiste à résoudre la formulation intégrale des équations de Maxwell. Est une manière de résolution d'équations intégrales qui permet de réduire celles-ci en un système d'équations linéaires appliqués aux structures planaires ou quasi-planaires sur les structures de 2-D. Pour utiliser cette méthode, il faut décomposer la structure étudiée en plusieurs parties ou cellules.

La résolution numérique des équations de Maxwell de la structure étudiée, permet d'écrire les champs électriques ou magnétiques en fonction d'une somme des courants induits. Le calcul de la distribution de courant évalué sur chaque section par annulation des champs électriques tangentiels, permet d'obtenir les paramètres Z .

Dans la méthode des moments, l'équation intégrale est réduite à un ensemble d'équations algébriques linéaires de la forme suivante:

$$[Z] \cdot [I] = [V] \quad (\text{II.9})$$

La matrice d'impédance $[Z]$ est calculée à partir des équations intégrales. On va exciter la structure avec le vecteur de tension $[V]$ et par la suite le vecteur de courant $[I]$ sera calculé. Une fois le courant calculé pour chaque élément, les champs électrique et magnétique seront déterminés [17].

Les points forts de la méthode des moments sont les suivants :

- Un traitement efficace des surfaces conductrices. Seules les surfaces sont maillées. Pour les antennes filaires, le traitement est d'autant plus efficace que le maillage est unidimensionnel.
- La méthode des moments prend en compte automatiquement les conditions aux limites pour les problèmes de rayonnement ouverts.
- La plupart des paramètres d'une antenne peuvent être directement déduits de la densité de courant.

Les points faibles peuvent être résumés par les points suivants :

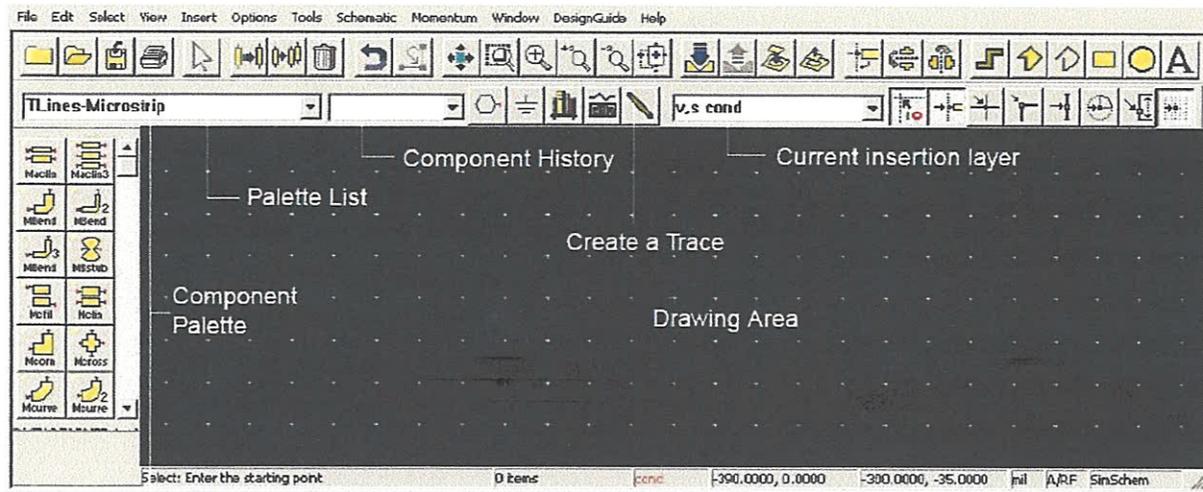
- La méthode des moments ne traite pas les matériaux volumiques aussi bien que les formulations aux équations différentielles. (Si les matériaux sont homogènes une formulation équivalente par courants de surface peut être utilisée. Les matériaux inhomogènes demandent une formulation équivalente par courants volumiques qui est très coûteuse numériquement).
- La complexité de la méthode des moments varie de façon particulière. Pour les applications qui nécessitent uniquement un maillage surfacique la complexité de l'algorithme est en $\Theta(N^6)$ ou N est la taille de la structure à modéliser (considérant une structure cubique). Ce qui implique une complexité en $\Theta(f^6)$ pour la fréquence. Doubler la fréquence de travail revient à multiplier par 64 le temps de calcul. Pour les applications en maillage volumique (matériaux inhomogènes) la complexité est en $\Theta(N^9)$.

La méthode des moments est une des méthodes les plus utilisées dans le domaine fréquentiel pour les problèmes de rayonnement et de diffusion impliquant des surfaces ou fils conducteurs. Le logiciel commercial «ADS» utilise cette méthode.

II.4 Modélisation sous ADS-Momentum

Durant ces dernières années, le développement de techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell a été introduit et imposé des outils informatiques électromagnétiques. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications sans fil.

Notre projet est basé sur une série de simulations de structures rayonnantes à diverses fréquences à l'aide d'un simulateur électromagnétique de Hewlett Packard qui s'appelle ADS Momentum.



FigII.4 Momentum layout fenêtre

Momentum est un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des moments, il est dédié à la simulation des circuits RF planaires (antennes, filtres distribués, ...). ADS présente les avantages suivants:

- ✓ Simulation de topologies dont le modèle circuit est dépassé ou inexistant
- ✓ Prise en compte des couplages entre composants
- ✓ Echantillonnage fréquentiel adaptatif pour des simulations rapides et précises.
- ✓ Outils d'optimisation intégrés.

Il peut être utilisé de deux manières différentes :

1. Soit en employant la **méthode nodale** (loi des courant-tension de kirshoff), qui offre une simulation rapide de circuits complexes comportant des éléments localisés (selfs, capacités...) ou distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans) et actifs (transistors...) cette méthode permet d'optimiser les circuits afin d'obtenir les caractéristiques souhaitées. Elle est bien adaptée lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables. Mais cette méthode ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments.
2. Soit en employant la **méthode des moments** qui fait appel à la résolution des équations de maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Celle –ci fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaque par exemple). Néanmoins, l'utilisation de cette méthode est limitée, car elle impose une homogénéité des substrats inhomogènes, n'est pas rigoureuse voire parfois impossible avec cette méthode, et repose sur des modèles simplifiés. Ce logiciel a été appelé Momentum par Hewlett-Packard.

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons donné une vue générale sur les outils analytiques et numériques qui ont permis la modélisation et l'analyses des antennes, avec une présentation du logiciel ADS-Momentum qui sert à modéliser et simuler les antennes imprimées.

Chapitre 3

Simulations et résultats

III.1 Introduction

Durant ces dernières années, le développement des techniques rigoureuses permettant de résoudre les équations de Maxwell a introduit et imposé des outils informatiques électromagnétiques. Ces outils sont de plus en plus utilisés dans l'analyse et la conception de dispositifs hyperfréquences utilisés dans les applications micro-ondes et de communications radio mobile.

La technique de simulation qui est utilisée pour calculer les champs électromagnétiques dans les trois dimensions à l'intérieur d'une structure est basée sur la méthode des moments appliquée aux équations intégrales utilisant les fonctions de Green. Bien que la connaissance de l'implémentation de cette méthode ne soit pas nécessaire à l'utilisateur de Momentum [2].

Dans ce chapitre nous aurons simuler sous momentum une antenne patch rectangulaire à 7.5Ghz , puis nous allons présenter une étude de l'influence de la géométrie de l'antenne et des caractéristiques du substrat sur la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire.

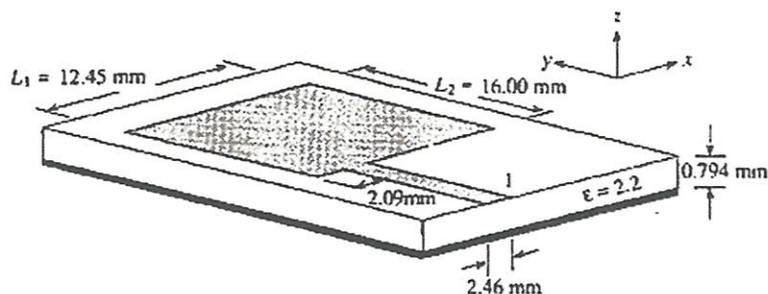
III.2 Démarches de l'analyse par Momentum

Nous avons procédé par la méthode suivante pour représenter de façon informatique notre antenne à l'aide de l'outil Momentum :

- Création du substrat diélectrique
- Création du dessin des différentes couches actives : représenter la zone de métallisation de la ligne d'alimentation, l'élément rayonnant et l'élément parasite.
- Maillage de la structure : fixer le degré de précision des calculs, ce qui influera sur la durée de la simulation. Afin de bien modéliser les effets de bord, on affine le maillage sur les bords.
- Simulations :
 - ✓ Définir les fréquences extrêmes de la simulation.
 - ✓ Présentation des résultats.
 - ✓ Visualiser les principaux paramètres (S_{11} , diagramme de rayonnement, TOS, polarisation et gain).

III.3 simulation d'une antenne patch rectangulaire sous ADS Momentum

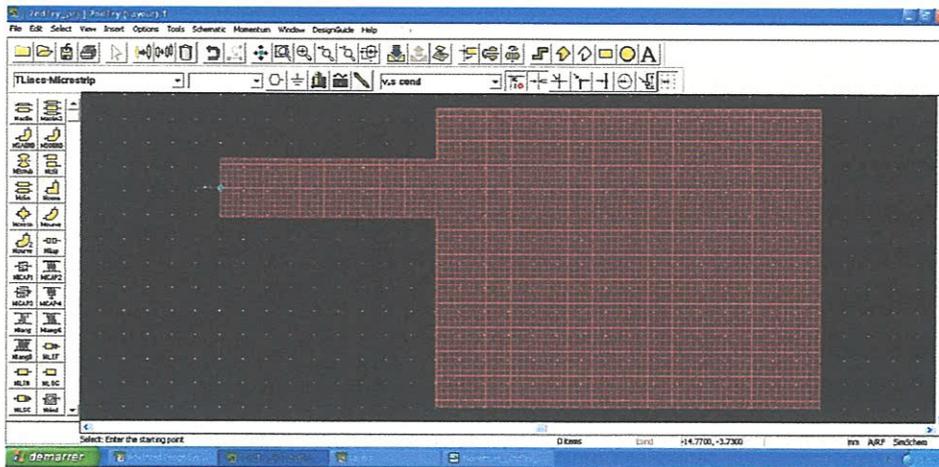
L'antenne que nous avons choisie de réaliser il s'agit d'une antenne patch rectangulaire utilisant la technologie Microruban. Leurs dimensions sont illustrées dans la figure **FigIII.1** ci-dessous :



FigIII.1 Structure de l'antenne microruban à modéliser.

Pour la conception de notre antenne, nous avons utilisé comme substrat le Duroid dont les caractéristiques sont les suivantes : Constante diélectrique relative $\epsilon_r = 2.2$, tangent de perte $tg\delta = 0.0009$ et une épaisseur $h = 0.794mm$.

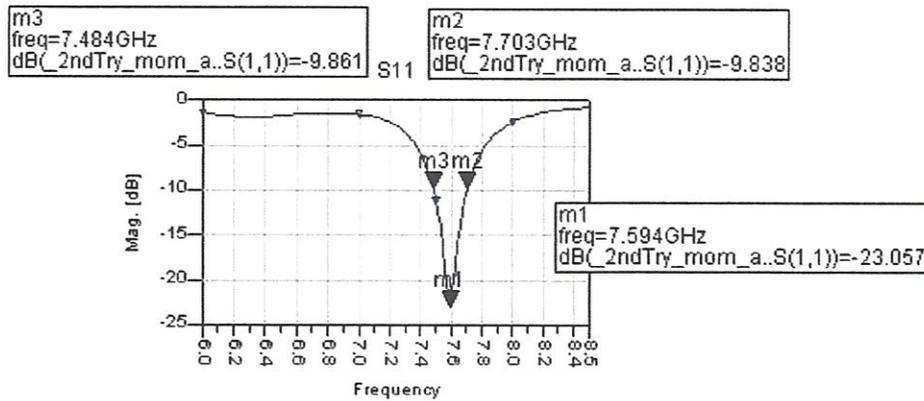
L'antenne est alimentée par une ligne microruban dans le point de jonction est décalé par rapport à l'axe de symétrie qui permet une meilleure adaptation d'impédance. Le layout de notre patch rectangulaire tracé sous momentum est le suivant :



FigIII.2 Antenne patch rectangulaire sous Momentum

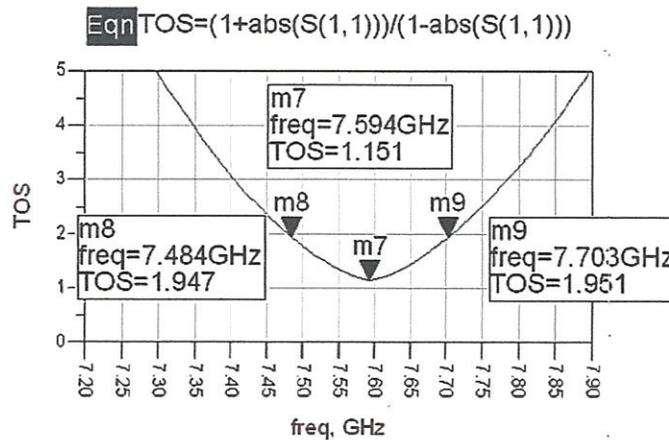
III.3.1 La caractéristique électrique de l'antenne

Variation du coefficient de réflexion $(S_{11})_{DB}$ en fonction de la fréquence : Dans notre cas, la bande passante est définie comme la différence pour lesquelles $S_{11} < -10DB$; donc on remarque que la bande d'utilisation de l'antenne s'étale de 7.484 à 7.703 GHz soit une bande passante= 219 MHz. Notons aussi que pour la fréquence de résonance de 7.594 GHz, le coefficient de réflexion $(S_{11})_{DB}$ présente une atténuation de 23.057 DB ce qui provoque la bonne adaptation à cette fréquence.



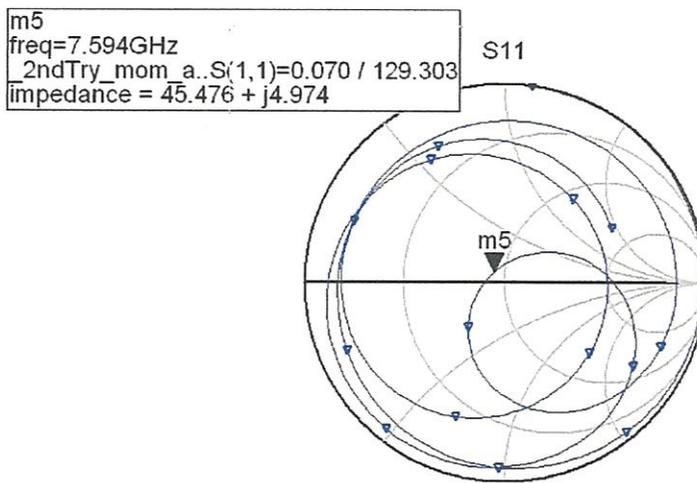
FigIII.3 Variation du coefficient de réflexion (S_{11})_{DB}

Variation du rapport d'onde stationnaire TOS en fonction de la fréquence : Le rapport d'onde stationnaire est inférieur à 2 pour toutes les fréquences situées dans la bande [7.484 – 7.703] GHz, c'est-à-dire que la bande passante relative en % de cette antenne est de $BW(\%) = 2.88\%$.



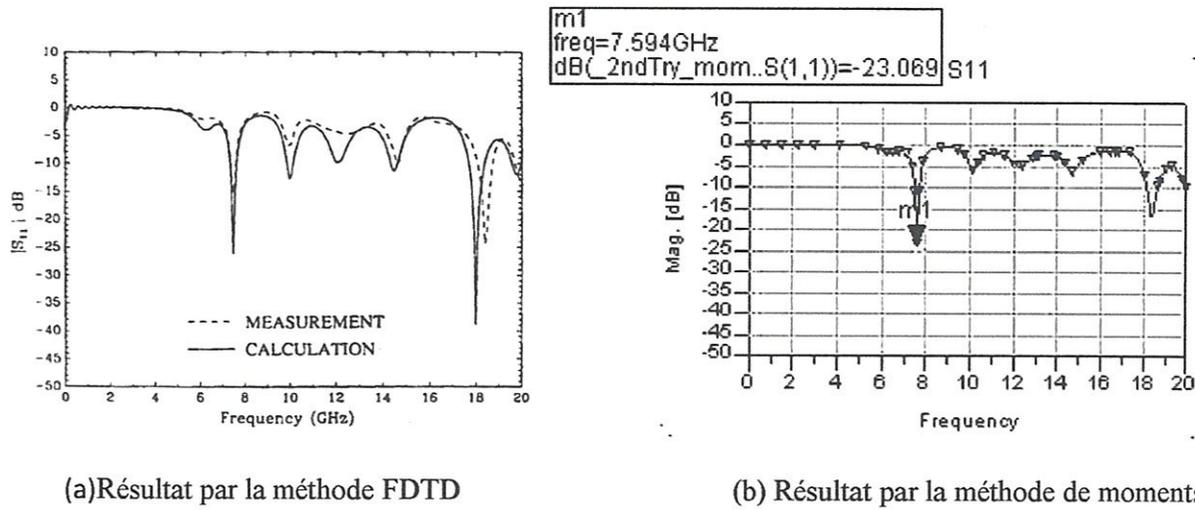
FigIII.4 Variation du rapport d'onde stationnaire TOS

variation du coefficient de réflexion $(S_{11})_{DB}$ sur l'abaque de Smith: La variation du coefficient de réflexion sur l'abaque de Smith montre que Pour la fréquence $f_r = 7.594 \text{ GHz}$, l'impédance d'entrée de l'antenne est de $Z_{in} = 45.476 + j4.974 \Omega$, l'impédance d'entrée de l'antenne que l'on souhaite la plus proche possible de 50Ω en partie réelle, et nulle en partie imaginaire, dépend du type d'alimentation.



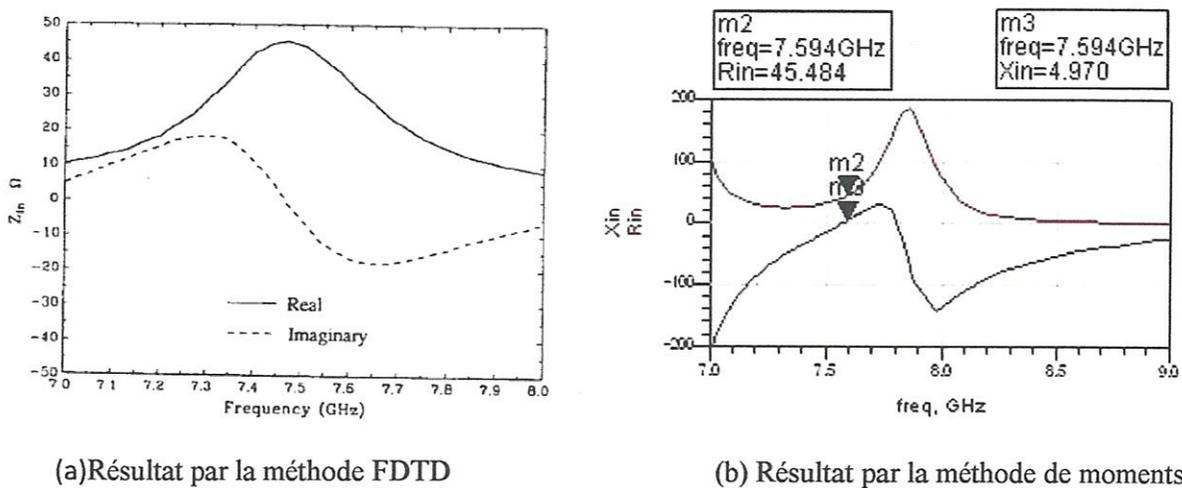
FigIII.5 variation du coefficient de réflexion $(S_{11})_{DB}$ sur l'abaque de Smith

Nous avons comparé nos résultats obtenus par ADS Momentum à base de la méthode des moments avec les résultats théoriques et expérimentaux de variation de coefficient de réflexion S_{11} , et l'impédance d'entrée Z_{in} obtenues par d'autres auteurs [19] [ANNEX3], tandis que les valeurs calculées de Sheen sont à base de la méthode FDTD.



FigIII.6 variation de coefficient de réflexion

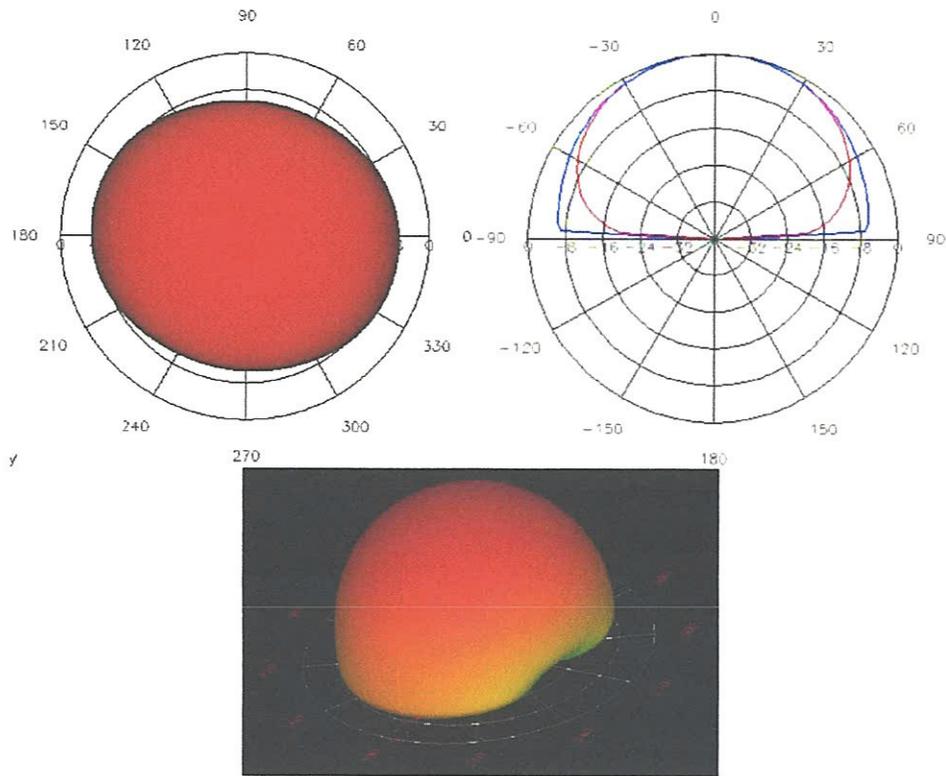
Le décalage entre la théorie et la mesure à la fréquence 18GHz a été attribué par les auteurs précédents à des erreurs de mesure. Nous constatons que la concordance entre nos résultats et la mesure est légèrement meilleure.



FigIII.7 variation de l'impédance d'entrée

III.3.2 Champ rayonné

La visualisation du champ rayonné par l'antenne dans la région champs lointain montre que cette dernière présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et ne présente aucun lobe secondaire.



FigIII.7 Diagramme de rayonnement de l'antenne

Le diagramme de rayonnement montre que l'antenne rayonne bien dans tout le demi-espace.

Intéressons-nous maintenant aux paramètres caractéristiques de l'antenne à savoir le gain, l'angle effectif et la directivité. Les paramètres de rayonnement de l'antenne sont résumés dans la fenêtre **FigIII.8** ci-dessous :

Power radiated (watts)	2.72460947e-005	
Effective angle (degrees)	140.66	
Directivity (dB)	7.091657088	
Gain (dB)	5.823935234	
Maximum Intensity [Watts/Steradian]	1.109839319e-005	
Angle of U Max (theta, phi)	0.00	0
E(theta) Max (mag, phase)	0.05143672138	87.25225449
E(phi) Max (mag, phase)	0.07560732209	-92.74974997
E(x) Max (mag, phase)	0.08983370463	87.25106159
E(y) Max (mag, phase)	0.01709119573	-92.7540156
E(z) Max (mag, phase)	0	-180

FigIII.8 Paramètres de rayonnement de l'antenne

On a un angle effectif de 140.66 degrés, un gain $G = 5.82$ et une directivité $D = 7.09$. On peut aussi relever les directions maximales de rayonnement (thêta, phi) : (0,0)

III.4 Influence de la géométrie de l'antenne (L, W) sur la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire

III.4.1 Influence de la longueur L du patch rectangulaire sur la fréquence de résonance f_r

Cette étude permet de déterminer la **sensibilité** de la fréquence de résonance f_r avec la variation de longueur L du patch. Cette étude est menée sur une antenne rectangulaire alimentée par une ligne micro-ruban axiale avec une encoche dont les dimensions fixes sont les suivantes :

$W = 33\text{mm}$, $h_0 = 1\text{mm}$ et $y_0 = 13\text{mm}$ (dimensions de l'encoche) avec $Z(y_0) = 50\Omega$. Le substrat utilisé est le **RO4003C** ($\epsilon_r = 3.4$, $tg\delta = 0.002$) avec une épaisseur $h = 1.52\text{mm}$. Les résultats obtenus sont groupés sur les figures **Fig III.6** suivante:

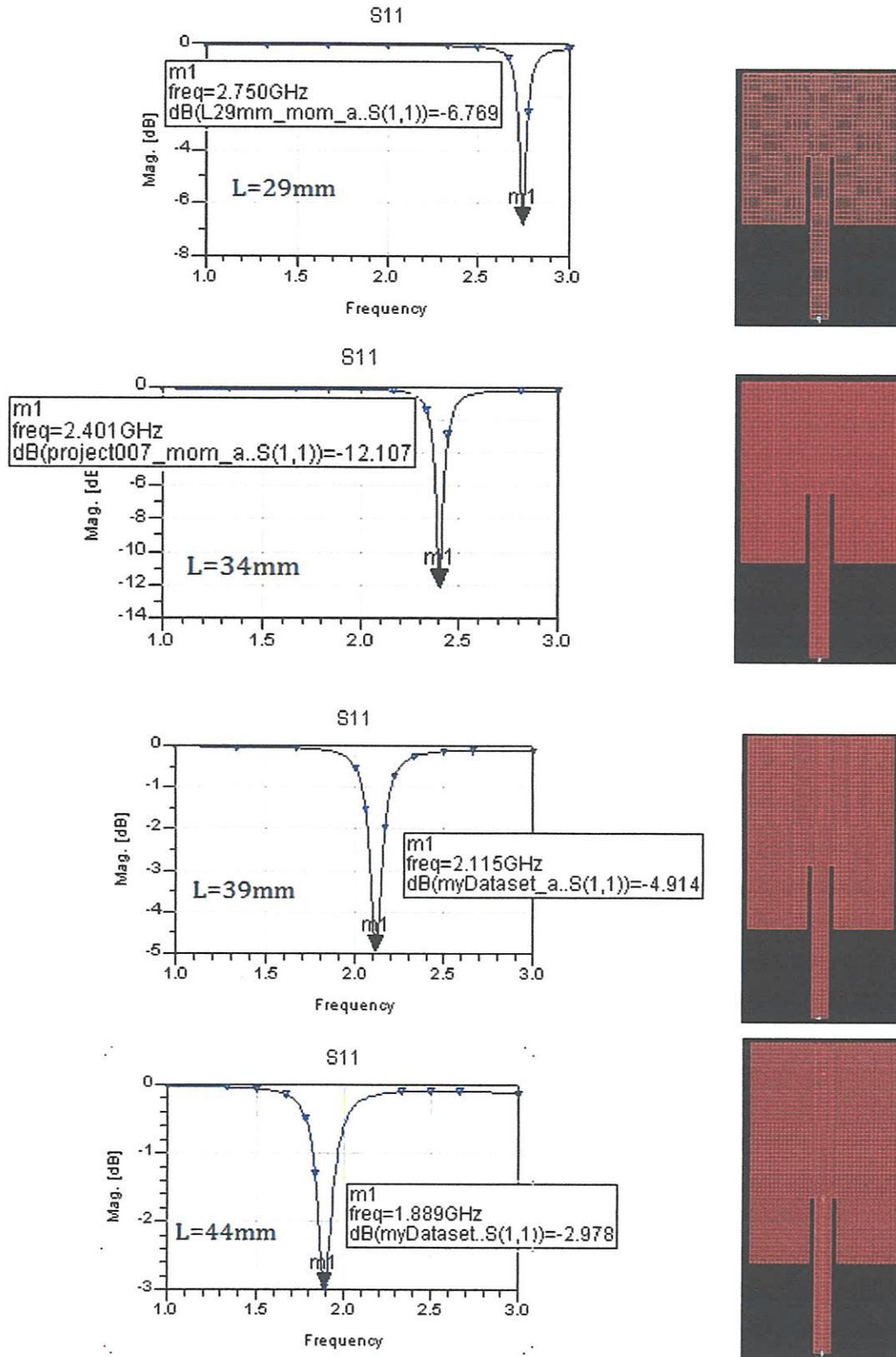
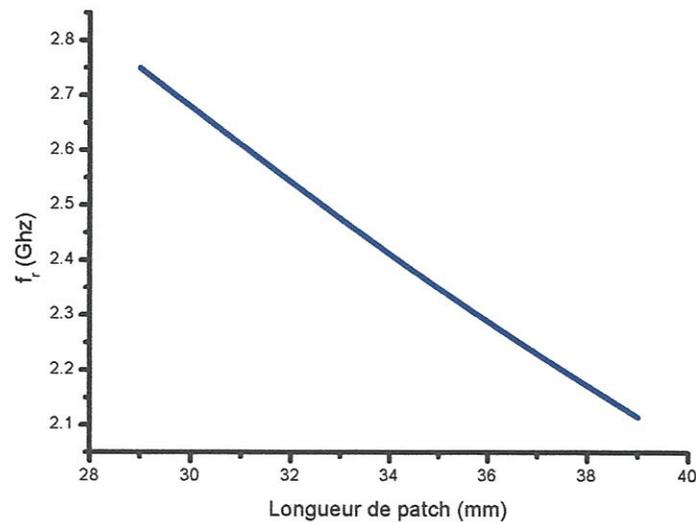


Fig III.9.a Influence de la longueur L du patch sur la fréquence de résonance f_r



FigIII.9.b la fréquence de résonance en fonction de la longueur du patch.

D'après les figures **Fig III.9** précédentes on peut tirer les constatations ci-dessous :

1. La fréquence de résonance d'un patch est inversement proportionnelle à sa longueur L .
2. la fréquence de résonance d'un patch rectangulaire est très sensible à sa longueur physique L

III.4.2 Influence de la largeur W du patch rectangulaire sur la fréquence de résonance f_r

Comme précédemment le but de cette étude est de déterminer la sensibilité de la fréquence de résonance f_r avec la variation de la largeur du patch. Cette étude est menée sur une antenne rectangulaire alimentée par ligne coaxiale axiale avec une encoche dont les dimensions fixes sont les suivantes :

$L = 34mm$, $h_0 = 1mm$ et $y_0 = 13mm$ (dimensions de l'encoche) avec $Z(y_0) = 50\Omega$. Le substrat utilisé est le **RO4003C** ($\epsilon_r = 3.4$, $tg\delta = 0.002$). Les résultats obtenus sont groupés sur les figures **fig III.10** suivantes :

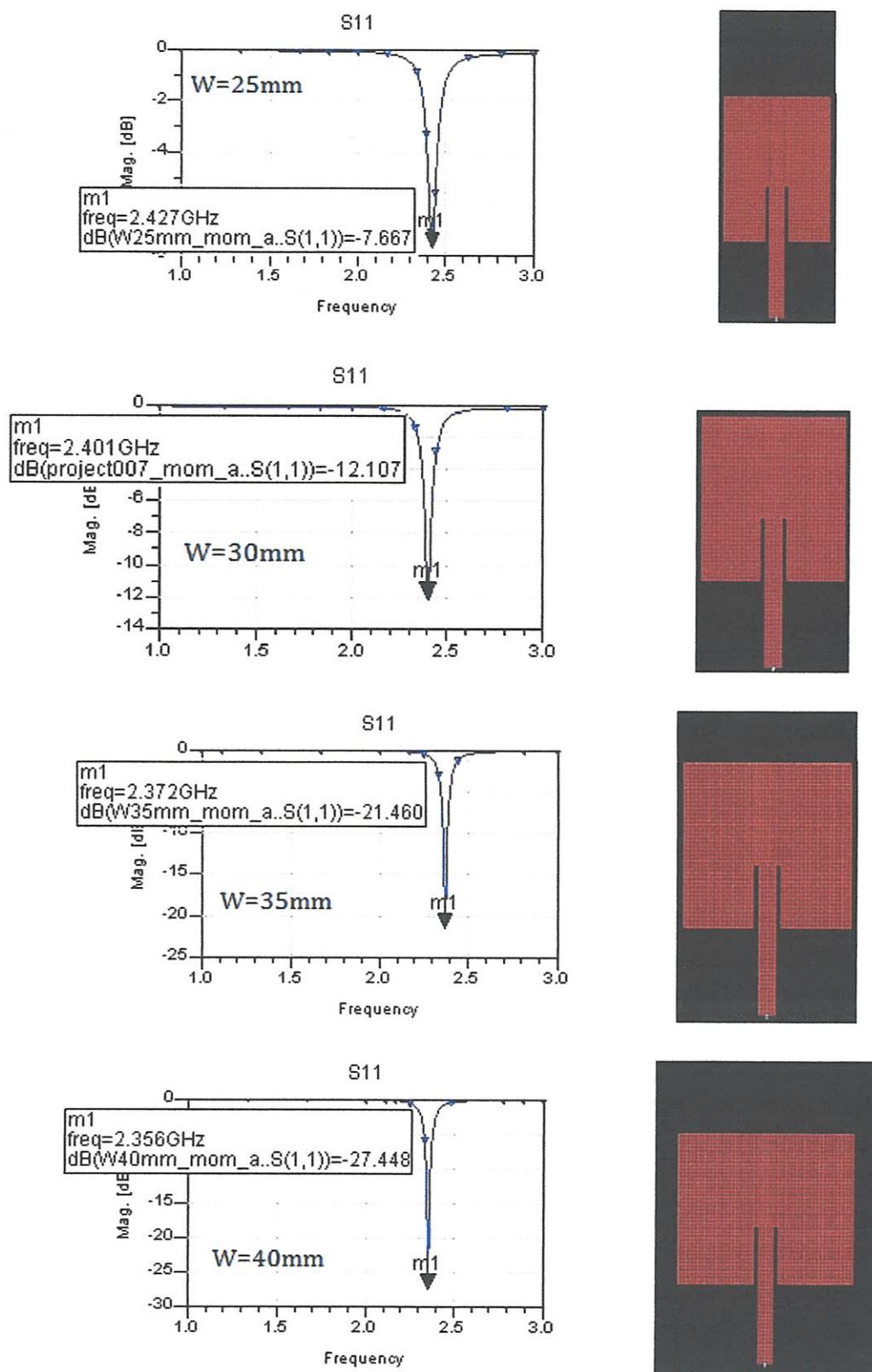


Fig III.10.a Influence de la largeur W du patch sur la fréquence de résonance f_r

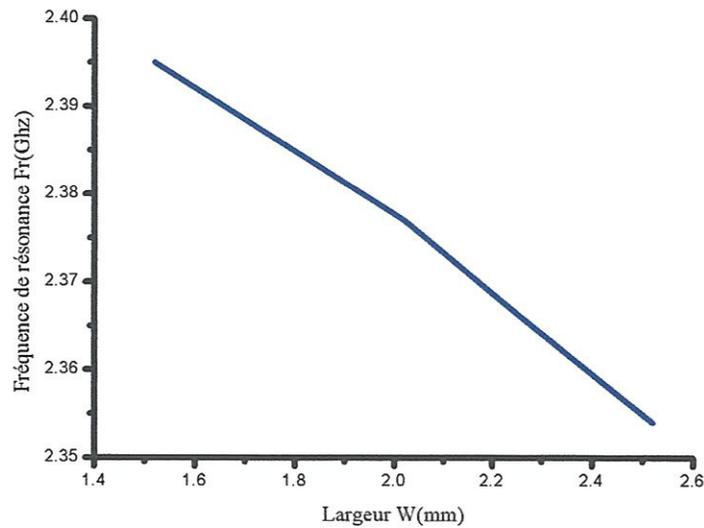


Fig III.10.b la fréquence de résonance en fonction de la largeur du patch

D'après les figures **fig III.10** précédentes on peut tirer les constations ci-dessous :

1-la fréquence de résonance f_r n'est pas très sensible à la variation du largeur W du patch donc cette dernière à une influence minime sur la fréquence de résonance.

III.5 Influence des caractéristiques du substrat sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW d'un patch rectangulaire

III.5.1 Influence de la permittivité du substrat ϵ_r sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW

Le but de cette étude est de déterminer la sensibilité de la fréquence de résonance f_r ainsi que la largeur de la bande passante BW avec la variation de la permittivité du substrat ϵ_r . Cette étude est menée sur une antenne rectangulaire alimentée par une ligne microruban axiale avec une encoche dont les dimensions fixes sont les suivantes :

$L = 34mm, W = 30mm, h_0 = 1mm$ et $y_0 = 13mm$ (dimensions de l'encoche) avec $Z(y_0) = 50\Omega$. Les résultats obtenus sont groupés sur les figures **Fig III.11** suivantes :

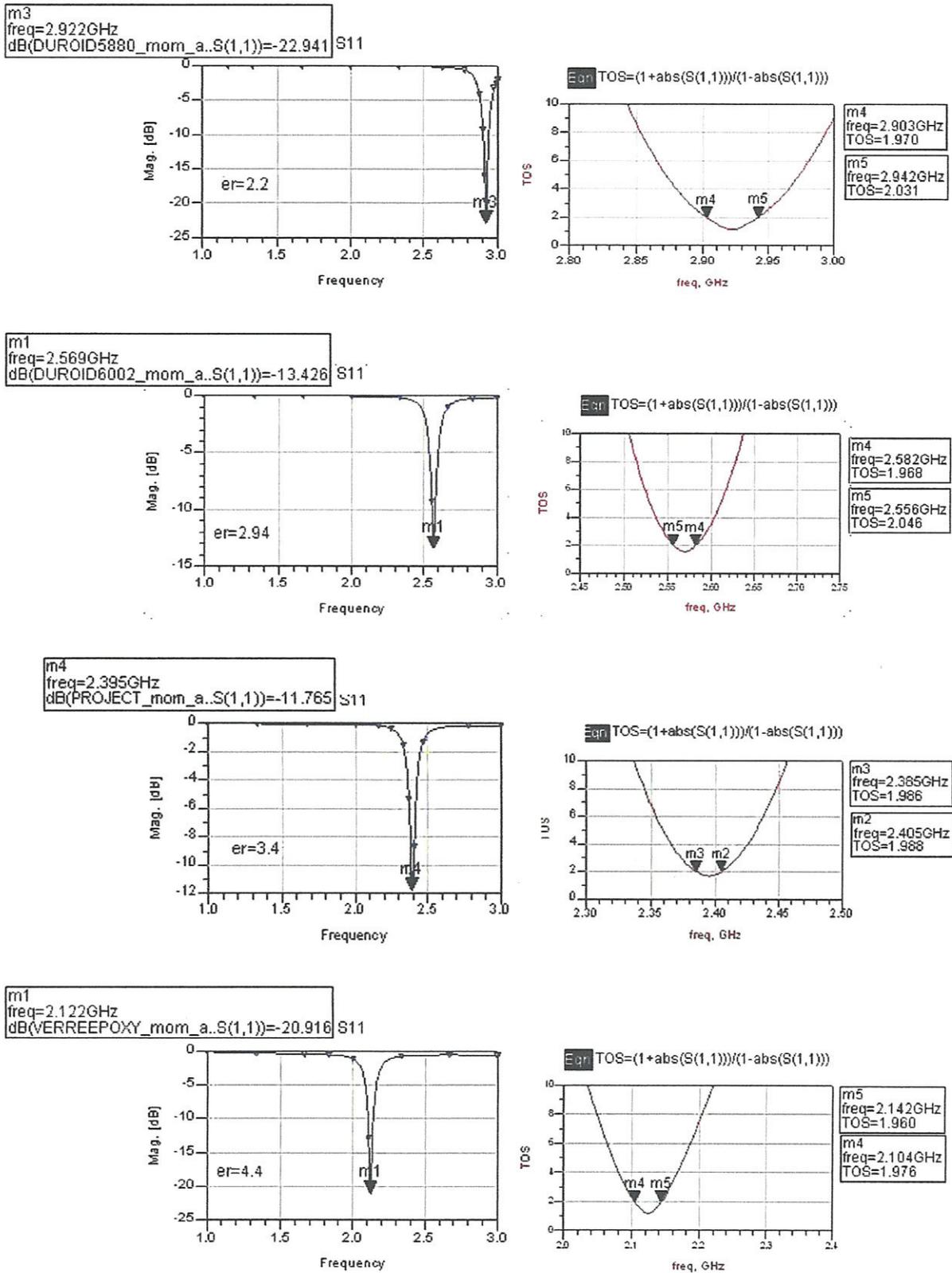
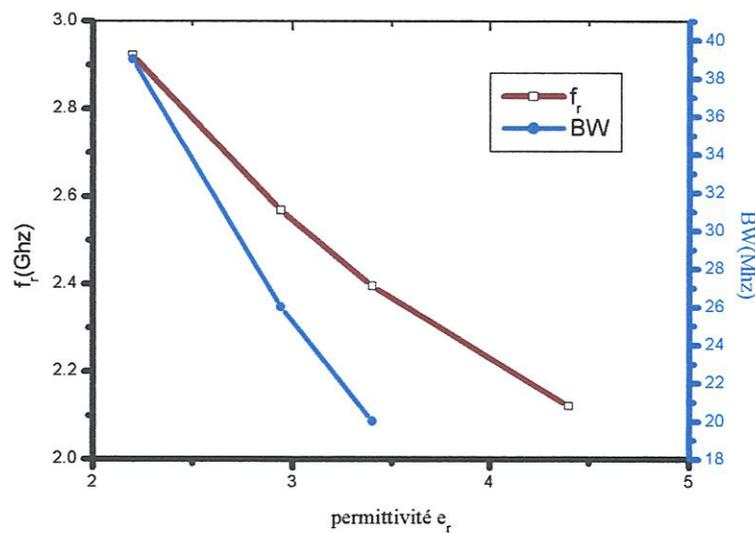


Fig III.11.a Influence de la permittivité ϵ_r sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW



FigIII.11.b La fréquence de résonance et la bande passante en fonction de la permittivité du substrat.

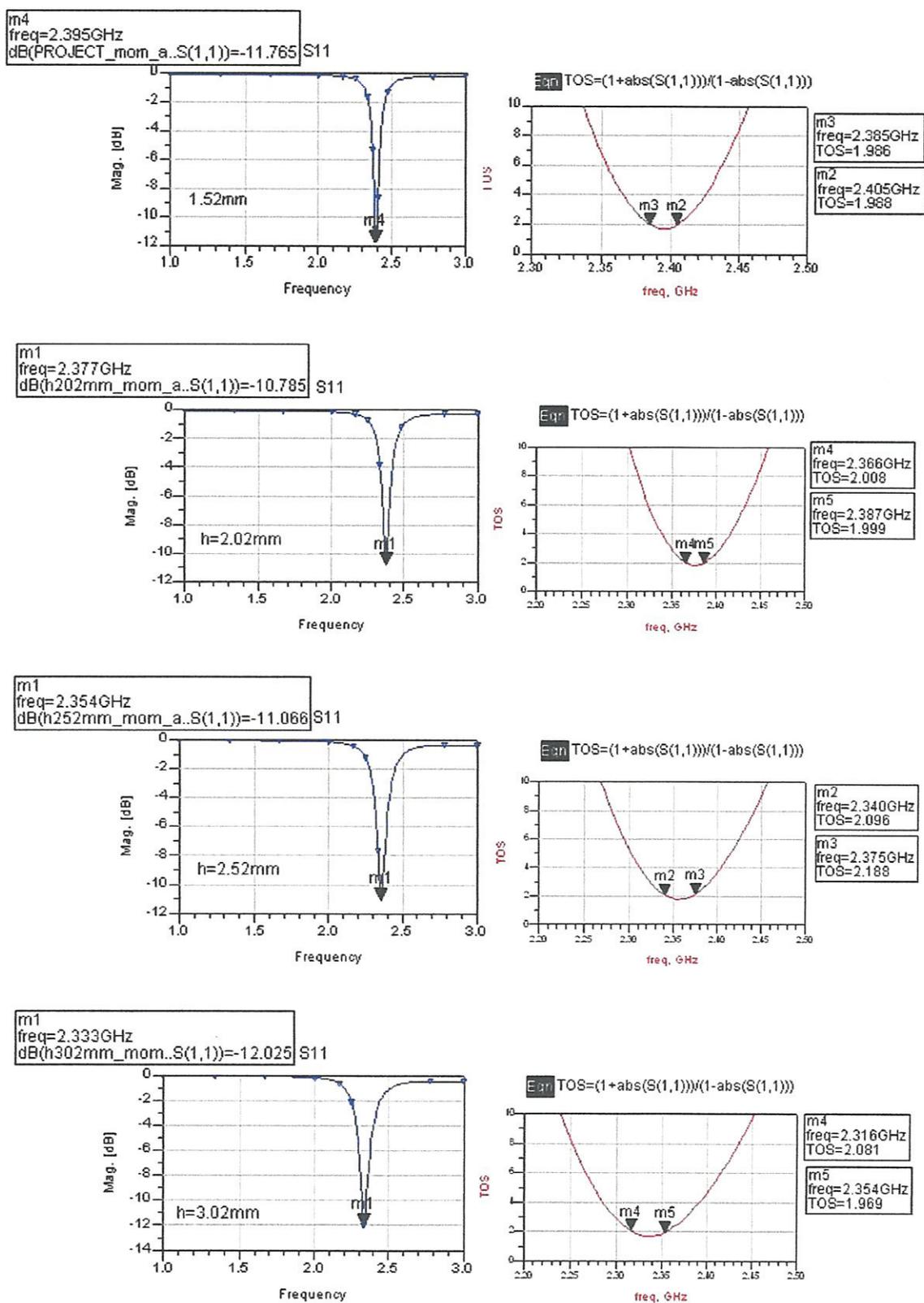
D'après les figures **FigIII.11** précédentes on peut tirer les constatations suivantes :

1. La bande passante BW de l'antenne est inversement proportionnelle à la permittivité relative du substrat ϵ_r .
2. La fréquence de résonance f_r est inversement proportionnelle à la permittivité relative du substrat ϵ_r .

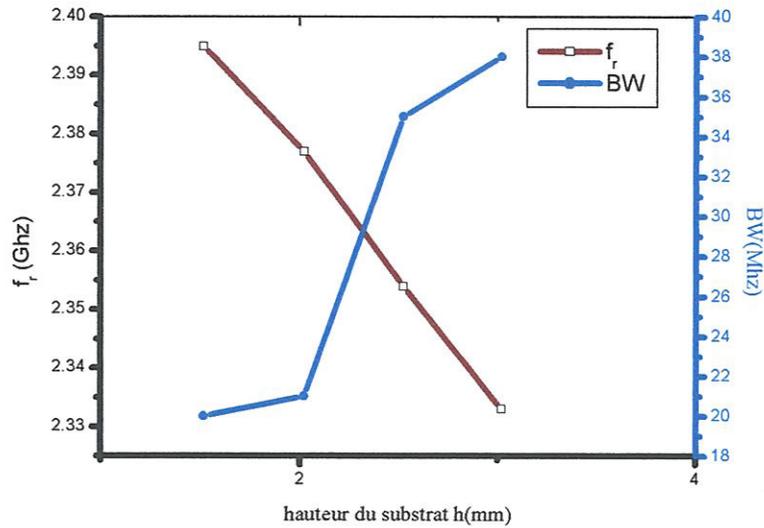
III.5.2 Influence de l'épaisseur du substrat h sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW

Le but de cette étude est de déterminer la sensibilité de la fréquence de résonance f_r ainsi que la largeur de la bande passante BW avec la variation de l'épaisseur du substrat h . cette étude est menée sur une antenne rectangulaire alimentée par une ligne microruban axiale avec une encoche dont les dimension fixes sont les suivantes :

$L = 34mm, W = 30mm, h_0 = 1mm$ et $y_0 = 13mm$ (dimensions de l'encoche) avec $Z(y_0) = 50\Omega$. Le substrat utilisé est le **RO4003C** ($\epsilon_r = 3.4, tg\delta = 0.002$). Les résultats obtenus sont groupés sur les figures **FigIII.12** suivantes :



FigIII.12.a Influence de la hauteur h du substrat sur la fréquence de résonance f_r et la bande passante BW



FigIII.12.b La fréquence de résonance et la bande passante en fonction de l'épaisseur du substrat

D'après les figures **FigIII.12** précédentes on peut tirer les constatations suivantes :

- 1-La bande passante de l'antenne augmente lorsque l'épaisseur du substrat augmente
- 2-La fréquence de résonance est inversement proportionnelle par rapport à l'épaisseur du substrat h .

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une série des simulations des structures diverses rayonnantes à l'aide d'un simulateur électromagnétique ADS Momentum, à partir des simulations qu'on a réalisées nous avons conclu que la position d'alimentation de l'antenne est un paramètre fondamental dans la conception d'une antenne patch, et nous avons constaté que la fréquence de résonance et la bande passante sont très sensibles à la variation de la géométrie de patch et les caractéristiques du substrat.

Conclusion Générale

Nous avons eu l'opportunité à travers ce projet d'appréhender l'utilisation du logiciel ADS et de mettre en pratique la théorie étudiée sur les lignes de transmission et les antennes micro ruban.

La conception et la réalisation d'une antenne planaire omnidirectionnelle opérant à une fréquence 7.5Ghz a été présenté, nos résultats obtenus par ADS Momentum ont été comparées avec les résultats théoriques et expérimentaux d'autres auteurs obtenus par la méthode FDTD, nous constatons que la concordance entre nos résultats et la mesure est également meilleure.

Nous avons constaté aussi que la fréquence de résonance et la bande passante sont très sensibles à la variation de la géométrie de patch et les caractéristiques du substrat.

L'association en réseau de plusieurs antennes imprimées permet de compenser les limitations des caractéristiques d'une antenne seule et d'améliorer leurs performances en gain et en rayonnement.

Il est à noter que l'inconvénient majeur de la méthode des moments reste le temps de calcul important (environ de 20 heures pour simuler notre antenne patch rectangulaire à 7.5Ghz).

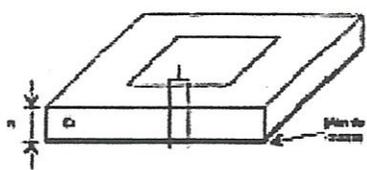
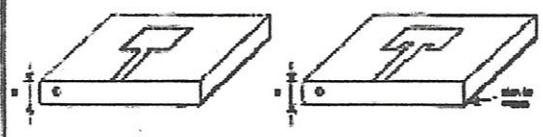
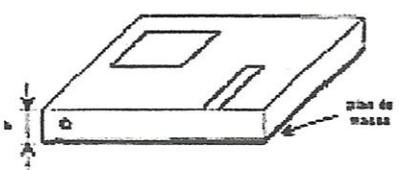
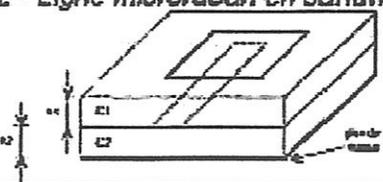
Bibliographie

- [1] **Addaci Rafik**, "Evaluation De La Fréquence De Résonance Complexe Et De La Bande Passante D'une Antenne Microbande Rectangulaire Par La Méthode Neurospectrale"; Thèse de Magister ; Université de Constantine
- [2] **Renaud CUGGIA**, "Modélisation d'antennes très basses fréquences VLF/LF"; Thèse de Doctorat ; Université de Nice-Sophia Antipolis- juin 2010.
- [3] **Boukelif Aoued**, "Communications mobiles", Office des Publications Universitaires
- [4] **Alaeddine AL-FAWAL**, "Conception et Réalisation de Réseaux d'Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL ET HIPERLAN/2 "
- [5] **Loïc MARNAT**, "Développement de techniques de synthèse de réseaux réflecteurs imprimés", Décembre 2009
- [6] **Constantine A. BALANIS**, "Antenna Theory, Analysis and Design". Second Edition.
- [7] **D. M. Pozar**, "Microstrip Antennas," Proc.IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 79-80, January 1992
- [8] **Alexander KUCHAR** ; Rapport de Thèse : Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna Array Technic University of Wien – March – 1996
- [9] **Amel BOUFRIOUA** ; "Contribution à l'étude des antennes à patch résistif et parfaitement conducteur tenant compte d'une source d'excitation et des nouvelles formes asymptotiques de courant" ; Thèse de Doctorat ; Université Mentouri de Constantine, 2006.
- [10] **P. Bartia, K. V. S. Rao, R. S. Tomar**, "Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas," Artech House, Boston, London. 1991.
- [11] **J. R. James et C. J. Wilson**, "Microstrip antennas and arrays," Pt.1, Fundamental action and limitations, Microwaves, optics and acoustics, vol.1, n°5, pp. 165-174, September 1977
- [12] **Patrice Versin** Rapport de Stage : Conception d'un Réseau d'Antennes Imprimées pour un Sondeur Multicapteurs et Optimisation des Phénomènes de Couplage. INSA de Rennes – Juin 2001

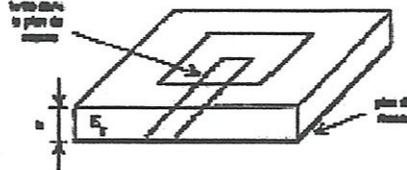
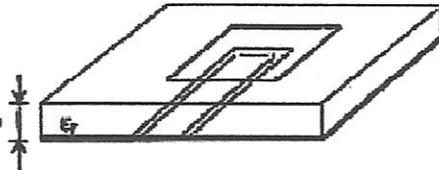
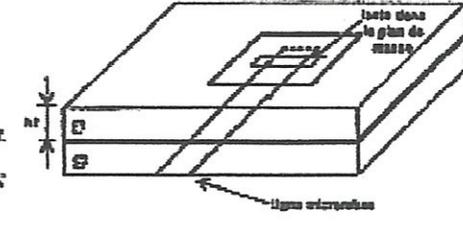
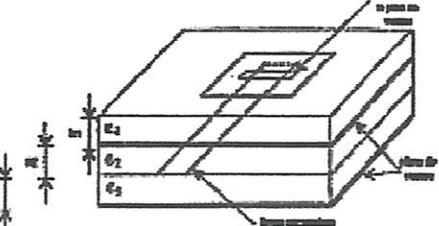
- [13] **CHOUTI LEILA**, "*Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage*,"Thèse de Magister, Université Constantine ; janvier 2009
- [14] **F. Najib**," *Contribution à l'optimisation de la synthèse du lobe de rayonnement pour une antenne intelligente. Application à la conception de réseaux à déphasage*, "Université de Limoges. Thèse de doctorat,24 Mai 2005
- [15] **C.A. Balanis**, "*Advanced Engineering Electromagnetics*, "John Wiley & Sons, New York, 1989
- [16] **J. R. James** et **C. J. Wilson**, "*Microstrip antennas and arrays*," Pt.1, *Fundamental action and limitations, Microwaves, optics and acoustics*, vol.1, n°5, pp. 165-174, September 1977
- [17] **M. Diblang**," *Développement du concept de l'antenne a résonateur bie pour la génération de la polarisation circulaire*," Université de Limoges. Thèse de doctorat 20mars 2006
- [18] **A. Hafiane**, "*Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique*,"Université de Marne la Vallée Thèse de doctorat 10 mars 2003
- [19] **David M.Sheen, Sami M.Ali,MohamedD.Abouzahra**; "*Application of the tree- Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of planar Microstrip Circuits*"; IEEE Trans. Transaction on microwave Theory and Technique, VOL.38,NO.7,1990

ANNEXE 1

Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (1)

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p>A - Alimentation par contact</p> <p><i>A1 - Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie solénoïde ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p><i>A2 - Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de fabrication possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure
<p>B - Alimentations par proximité</p> <p><i>B1 - Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p><i>B2 - Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aérons - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur

Principales méthodes d'alimentation des antennes imprimées (2)

<p>B3 - Ligne à fente</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission
<p>B4 - Guide d'onde coplanaire</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que B3 - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (courbe ou té) nécessitant des ponts à air en millimétrique
<p>B5 - Couplage par fente</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'activeur indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p>B6 - Couplage par fente d'une ligne encastrée</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages du cas B5 - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

ANNEXE 2

Les principaux substrats utilisés dans le domaine des hyperfréquences :

Matériau	ϵ_r à 10 Ghz	$\Delta \epsilon_r / \epsilon_r$	$\tan \delta$ à 10 Ghz	Fournisseurs
MY1 Δ	2.17	$\pm 1\%$	0.0013	□ : METCLAD ○ : MB ELECTRONIQUE * : P2M Δ : CCI EUROLAM
ISOCLAD 917 \square	2.17	$\pm 1\%$	0.0011	
CUCLAD 217 \square	2.17	$\pm 1\%$	0.0008	
RT/DUROÏD 5880 \circ	2.2	$\pm 1\%$	0.0009	
DICLAD 880 \square	2.2	$\pm 2\%$	0.0009	
RT/DUROÏD 5870 \circ	2.33	$\pm 0.85\%$	0.0012	
DICLAD 870 \square	2.33	$\pm 1.7\%$	0.0012	
CUCLAD 233 \square	2.33	$\pm 0.85\%$	0.0014	
ISOCLAD 933 \square	2.33	$\pm 0.85\%$	0.0014	
DICLAD 527 \square	2.5	$\pm 1.6\%$	0.0019	
TACONIC TLX *	2.55	$\pm 1.5\%$	0.0019	
RT DUROÏD 6002 \circ	2.94	$\pm 1.35\%$	0.0012	
RO 3003 \circ	3.0	$\pm 1.33\%$	0.0013	
TACONIC TLC *	3.2	$\pm 1.5\%$	0.003	
ARLON 320 \square	3.2	$\pm 1.5\%$	0.0029	
TMM3 \circ	3.25	$\pm 2.5\%$	0.0016	
RO4003 \circ	3.38	$\pm 1.5\%$	0.002	
ARLON 350 \square	3.5	$\pm 4.5\%$	0.0026	
VERRE EPOXY \square	4.4	$\pm 1.5\%$	0.02	
TMM4 \circ	4.5	$\pm 2.5\%$	0.0017	
RT/DUROÏD 6006 \circ	6.15	$\pm 2.5\%$	0.002	
TMM6 \circ	6.5	$\pm 2.5\%$	0.0018	
TMM10 \circ	9.8	$\pm 2.5\%$	0.0017	
ALUMINE (Al ₂ O ₃)	9.8		0.0003	
RT/DUROÏD 6010 \circ	10.2-10.5-10.8	$\pm 2.5\%$	0.0024	
SILICE	11.9		0.0024	
GaAs	13.0		0.0006	

ANNEXE 3

Application of the Three-Dimensional Finite-Difference Time-Domain Method to the Analysis of Planar Microstrip Circuits

DAVID M. SHEEN, SAMI M. ALI, SENIOR MEMBER, IEEE, MOHAMED D. ABOUZHARA, SENIOR MEMBER, IEEE, AND JIN AU KONG, FELLOW, IEEE

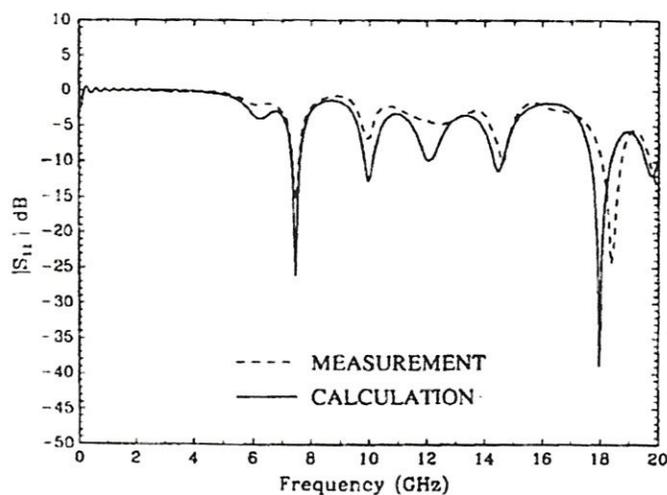


Fig. 5. Return loss of the rectangular antenna.

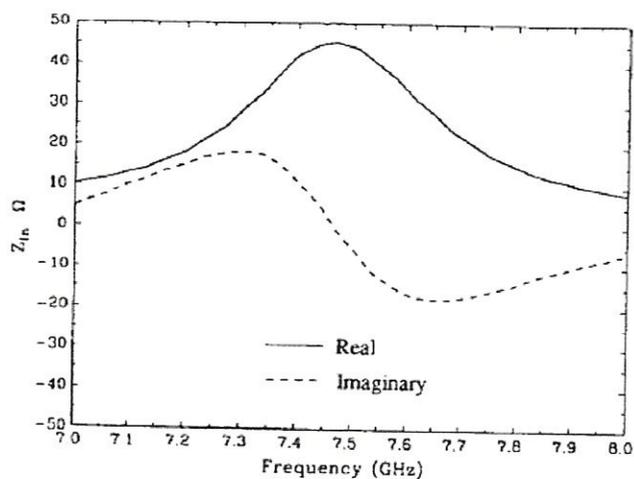


Fig. 6. Input impedance of the rectangular antenna near the operating resonance of 7.5 GHz as calculated from the FDTD results.