

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département : Génie électrique
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم الهندسة الكهربائية
المرجع:.....

Mémoire présenté en vue de l'obtention
du titre de

MAGISTER

En Génie électrique

Option : Signaux et Communications

Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées

Présenté par :

TEBACHE Soufiane

Sous la direction de :

Mr. BENAKCHA Abdelhamid

Soutenu publiquement le 25/06/2013

Devant le jury composé de :

Président : SBAA Salim	M.C.A	Université de Biskra
Rapporteur : BENAKCHA Abdelhamid	M.C.A	Université de Biskra
Examineur : BENYOUCEF Moussa	Pr	Université de Batna
Examineur : TITAOUINE Mohammed	M.C.A	Université de Batna

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je tiens à remercier « ALLAH » pour m'avoir guidé jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Je remercie, ensuite, Dr. BENAKCHA Abdelhamid qui a dirigé ce travail. Je le remercie pour ses précieux conseils et surtout sa bonne humeur.

Je présente mes remerciements aux membres du jury qui ont accepté de juger mon travail :

- Dr. SBAA Salim, président du Jury et Chef de département de génie électrique de l'Université de Biskra,
- Pr. BENYOUCEF Moussa, enseignant à l'Université de Batna,
- Dr. TITAOUINE Mohammed, enseignant à l'Université de Batna.

Je suis très reconnaissant à l'ensemble du personnel du laboratoire des micro-ondes de l'école polytechnique de Montréal. Je cite : les techniciens Maxim Thibault et Jules Gauthier, le docteur David Alain Dousset, les professeurs Jean Jacques Laurin et Christian Cardinal et l'ingénieur Yann Lemasson.

Mes remerciements vont également à tous les membres de ma famille qui n'ont cessé de m'aider et m'encourager.

Je garde un mot de respect et de reconnaissance à mon cher ami et frère Amara Lyes. Même si je ne trouve pas les mots pour le remercier, qu'« ALLAH » le protège et le récompense pour son aide, ses conseils et son cœur scientifique hautement noble.

Finalement, je remercie toute la communauté scientifique.

TABLE DES MATIÈRES

Introduction générale.....1

PREMIÈRE PARTIE

Revue de la Littérature

Chapitre I : Méthodes de caractérisation hyperfréquence des matériaux et domaines d'application

I.1. Introduction 3
I.2. Généralités sur les méthodes de caractérisation hyperfréquence des matériaux 4
I.3. Méthode en espace libre 5
I.4. Méthodes résonnantes 8
 I.4.1. Méthode de la cavité résonnante 9
 I.4.1.1. Historique..... 9
 I.4.1.2. Principe 10
 I.4.1.3. Validation de la méthode 13
 I.4.2. Autres méthodes résonnantes 14
I.5. Méthode des lignes des transmissions 15
 I.5.1. Paramètres de propagation dans le cas d'une ligne coaxiale 16
 I.5.2. Lignes Coaxiales circulaires 20
 I.5.3. Applications à la mesure 23
I.6. Mesure en guide d'onde 26
I.7. Étude comparative des différentes méthodes..... 29
I.8. Bref aperçu des méthodes de modélisation numérique..... 30
I.9. Matériel développé en 2012 pour caractérisation des matériaux 31
I.10. Conclusion 36

Chapitre II : Généralités sur les antennes imprimées

II.1. Introduction 38
II.2. Historique des antennes imprimées (ou antennes micro ruban ou patch).....30
II.3. Structure d'une antenne imprimée 39
II.4. Polarisation d'une antenne imprimée 40
II.5. Techniques d'alimentation des antennes imprimées 40

II.5.1. Alimentation par contact direct.....	41
II.5.1.1. Alimentation par ligne micro-ruban	41
II.5.1.2. Alimentation par une sonde coaxiale.....	41
II.5.1.3. Modélisation et discussion.....	41
II.5.2. Alimentation par couplage électromagnétique	42
II.5.2.1. Alimentation couplée par ouverture	42
II.5.2.2. Alimentation couplée par ligne enterrée (ligne microbande en sandwich)	43
II.6. Choix des paramètres d'une antenne imprimée.....	44
II.7. Choix des substrats	44
II.8. Méthodes d'analyse des antennes microbandes	46
II.8.1. Méthodes analytiques	46
II.8.2. Modèle de la ligne de transmission	46
II.8.3. Modèle de la cavité.....	54
II.8.4. Autres méthodes	57
II.8.4.1. Méthode des moments (MOM)	58
II.8.4.2. Méthode d'analyse spectrale	58
II.9. Avantages et inconvénients des antennes micro rubans	58
II.10. Applications	59
II.11. Conclusion	60

DEUXIÈME PARTIE

Caractérisation Numérique et expérimentale

Chapitre III : Mise en équations des antennes patchs et caractérisation à base du logiciel HFSS

III.1. Introduction	61
III.2. Généralités sur les ondes électromagnétiques.....	62
III.2.1. Equations de MAXWELL.....	62
III.2.2. Conditions aux frontières entre deux milieux	64
III.3. Principe de fonctionnement de HFSS	66
III.3.1. Bref aperçu de la Méthode des éléments finis.....	66
III.3.2. Algorithme de résolution FEM	67
III.3.3. Importance de la méthode	68
III.3.4. Organigramme du logiciel éléments finis	69
III.4. Solution numérique par HFSS.....	69

III.4.1. Champs E et H.....	69
III.4.2. Calcul des paramètres S	71
III.4.3. Etapes de simulation par HFSS.....	72
III.5. Application aux antennes patches	76
III.5.1. Application 1: Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban dont la fréquence de résonance est de 7.5 GHz.....	76
III.5.2. Application 2: Antenne patch alimentée par une sonde coaxiale fonctionnant à 2.25 GHz.	84
III.6. Conclusion	91

Chapitre IV : Caractérisation expérimentale et numérique du matériau FR-4 et d'une antenne patch planaire quasi-Yagi

IV.1. Introduction	93
IV.2. Formulation du problème.....	94
IV.3. Première étape : Caractérisation du substrat diélectrique.....	96
IV.3.1. Simulation par HFSS	96
IV.3.2. Mesures expérimentales.....	99
IV.4. Deuxième étape : Caractérisation de l'antenne imprimée	112
IV.4.1. Présentation de l'antenne	112
IV.4.2. Objectif.....	113
IV.4.3. Simulations.....	113
IV.4.4. Caractérisation expérimentale de l'antenne	118
IV.5. Conclusion	125
Conclusion générale et perspectives	126
Références bibliographiques	128
Annexes	

NOTATIONS

\vec{B} : Champ d'induction magnétique.

BP: Bande Passante.

C : Capacité.

c : Célérité de la lumière dans le vide ou l'air.

Div: Opérateur de divergence.

\vec{D} : Champ d'induction électrique.

EFIE: Electrical Field Integral Equation.

\vec{E} : Champ électrique.

FDTD: Finite difference Time Domain method.

FEM : Finite Element Method.

f_r : Fréquence de résonance.

G : Conductance.

HFSS: High Frequency Structure Simulator.

\vec{H} : Champ magnétique.

Is : Densité de courant surfacique.

J: Courant surfacique.

k : Vecteur d'onde.

L : Inductance.

L_{eff} : Longueur effective.

LU : Décomposition triangulaire

M.B.E : Méthode à Bande Etroite.

MOM: Method Of Moment.

\vec{n} : Vecteur normal à la surface.

Q : Facteur de qualité.

Qs : Densité de charges surfaciques.

R : Résistance.

ROS : Rapport d'ondes stationnaires.

\vec{rot} ou $\vec{\nabla}$: Opérateur rotationnel.

\vec{r} : Vecteur de position.

S: Paramètres S (scattering parameters).

S₁₁ : Facteur de réflexion (porte 1).

S₂₁ : Facteur de transmission (porte 1 vers porte 2).

t : Représente le terme de propagation entre les faces avant et arrière de l'échantillon

T : Coefficient de transmission.

tan(δ): Tangente des pertes.

TE : Transverse électrique.

TEM : Transverse électromagnétique.

TM : Transverse magnétique.

TMM : Thermoset Microwave Material.

TRL: Thru, Reflect, section of Line.

v: Vitesse.

VNA: Vectoriel Network Analyzer.

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio.

WGM : Wave Guide Method.

Y_p : Admittance parallèle.

Z₀ : Impédance caractéristique à vide.

Z_c : Impédance caractéristique.

Z_n : Impédance de normalisation,

Z_R : Impédance de charge.

Z_s : Impédance série.

2D et 3D: Deux et trois dimensions.

∧ ou x: Produit vectoriel.

$\frac{\partial y^2}{\partial t^2}$: Dérivée deuxième par rapport au temps.

$\frac{\partial y}{\partial t}$: Dérivée première par rapport au temps.

| |: Module.

Δ : Opérateur Laplacien vectoriel.

Δf : Largeur de bande

μ : Perméabilité magnétique.

μ₀ : Perméabilité magnétique du vide.

μ_r: Perméabilité relative.

α : Coefficient d'atténuation.

β : Constante de phase.

Γ : Coefficient de réflexion.

γ_0 : constante de propagation à vide.

γ_d : Constante de propagation dans l'échantillon.

ϵ : Permittivité diélectrique.

ϵ' : Partie réelle de la permittivité diélectrique.

ϵ'' : Partie imaginaire de la permittivité diélectrique.

ϵ_0 : Permittivité diélectrique du vide.

ϵ_r : Permittivité relative.

ϵ_{reff} : Permittivité effective.

λ : Longueur d'onde.

λ_c : Longueur d'onde de coupure.

λ_g : Longueur d'onde guidée.

ρ : Coefficient de réflexion à l'interface air/échantillon.

σ : Conductivité.

φ : Phase.

ω : Pulsation.

Introduction générale.

Les antennes imprimées (appelées aussi antennes microbandes ou antennes patch) sont devenues omniprésentes dans la quasi-totalité des systèmes de télécommunications. Cela est dû aux avantages qu'elles présentent : faible poids, facilité de miniaturisation, portabilité, souplesse d'installation, bonnes performances et coût de fabrication réduit.

La technologie actuelle a bien exploité les antennes imprimées pour mettre en place des dispositifs et systèmes de plus en plus miniatures vu les exigences du marché industriel qui ne cesse d'imposer la notion de miniaturisation des circuits pour faire face aux besoins des diverses applications, notamment en aérospatiale, réseaux sans fils et applications radar.

Concevoir une antenne imprimée exige aussi un certain nombre d'étapes dans lesquelles figure le choix du substrat diélectrique du fait que les caractéristiques hyperfréquences de l'antenne ainsi conçue vont dépendre étroitement de ce diélectrique que ce soit en dimensions ou en caractéristiques diélectriques (permittivité et tangente des pertes).

Notre objectif durant cette étude sera donc, premièrement, de caractériser un matériau diélectrique (déterminer sa permittivité et sa tangente des pertes) utilisé dans la fabrication des antennes imprimées ensuite passer au dimensionnement d'une antenne imprimée fabriquée à base de ce substrat. La caractérisation de l'antenne sera mise en évidence par la détermination de ses paramètres hyperfréquences, à savoir, la fréquence de résonance, la bande passante, le diagramme de rayonnement et le gain. Pour atteindre cet objectif, le présent travail sera organisé en quatre chapitres complémentaires.

Le premier chapitre dont l'objectif est de présenter un ensemble de méthodes de caractérisation des matériaux, en l'occurrence, la méthode en espace libre, la méthode des lignes de transmission et la méthode de la cavité.

Le deuxième chapitre fait l'objet d'une étude approfondie de l'antenne patch. Ainsi, le principe de fonctionnement, la conception et les caractéristiques de l'antenne sont présentés.

Le troisième chapitre est une présentation du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS (High Frequency Structure Simulator). Son principe de fonctionnement qui se base sur la méthode des éléments finis est également explicité. La dernière partie du présent chapitre est réservée à une illustration de la caractérisation des antennes patchs par le logiciel HFSS.

Le mémoire sera clôturé par un quatrième chapitre dans lequel est détaillée la caractérisation numérique et expérimentale d'un substrat diélectrique FR-4 (voir annexe-A-) et d'une antenne patch quasi-Yagi. Finalement, une conclusion générale permettra de résumer l'ensemble du travail effectué et les perspectives susceptibles de compléter le présent travail.

Il est à noter que toutes les simulations et mesures effectuées dans ce travail sont réalisées par nos soins au laboratoire des micro-ondes de l'école polytechnique de **Montréal (Canada)**. A cet effet, les résultats numériques et expérimentaux sont obtenus par exploitation du logiciel de simulation hyperfréquence HFSS et du matériel de mesure hyperfréquence disponible au sein du laboratoire.

PREMIÈRE PARTIE

Revue de la littérature

Chapitre I.

Méthodes de caractérisation hyperfréquences des matériaux et domaines d'application

I.1.Introduction

Tous les matériaux ont un ensemble de caractéristiques électromagnétiques qui leurs sont spécifiques. La maîtrise de ces propriétés est indispensable afin de répondre aux exigences industrielles et de mieux intégrer les systèmes dans leur environnement.

La problématique est donc d'importance capitale du point de vue développement des matériaux, du fait que les propriétés désirées des matériaux conventionnels sont sérieusement dégradées pour des fréquences supérieures à 1 GHz [54].

Différentes méthodes de caractérisation existent. Elles dépendent essentiellement de la nature du matériau à caractériser, la cellule de mesure utilisée, le modèle de dépouillement des données, le domaine d'application etc. le facteur commun de toutes ces méthodes est la détermination des caractéristiques intrinsèques du matériau, à savoir, la permittivité diélectrique ϵ , la conductivité σ et la perméabilité magnétique μ .

Le principe de ces méthode repose sur le fait de mesurer les paramètres S_{ij} d'une cellule chargée par le matériau en question permet de remonter aux caractéristiques de ce dernier. Finalement, le problème est considéré résolu si on arrive à définir un modèle mathématique dans lequel les paramètres mesurables S_{ij} sont exprimés en fonction des inconnus du problème.

A l'exception de quelques cas particuliers, les équations reliant les paramètres mesurés et les grandeurs inconnues ne sont pas explicites, par conséquent elles sont difficiles à manipuler, et nécessitent parfois de résoudre un problème d'optimisation complexe.

Beaucoup de travaux ont permis de mettre en place des dispositifs de mesure hyperfréquences permettant d'accéder à la caractérisation des matériaux homogènes isotropes, on cite, dans une liste loin d'être exhaustive, la cavité résonante, les guides d'ondes, l'espace libre etc.

La catégorie des matériaux anisotropes nécessite un soin un peu particulier. On fait appel à des cellules supportant des modes dont les champs ont une direction uniforme dans la région occupée par l'échantillon, de façon à se ramener à un cas isotrope. Les mesures en guides rectangulaires ou en espace libre sont souvent les plus adaptées à ce type de mesure.

Ce chapitre sera entièrement consacré à :

- La présentation de quelques méthodes principales de caractérisation hyperfréquence (mesure en cavité, en ligne de transmission ou guide d'onde, et en espace libre) des matériaux homogènes et isotropes ainsi que leurs domaines d'application.
- Développement des relations théoriques permettant d'explicitier le problème de caractérisation et des éventuelles manipulations pour extraire les paramètres recherchés.

I.2.Généralités sur les méthodes de caractérisation hyperfréquences des matériaux

Plusieurs méthodes de caractérisation des matériaux sont décrites dans la littérature [2] [4] [10] [32] [56] [84] [86]. Le choix d'une des méthodes dépend de la bande de fréquence que l'on veut couvrir, des paramètres électriques privilégiés, de la précision que l'on cherche à obtenir sur celui-ci, de la rapidité de la méthode ou de sa simplicité, du genre du matériau (isolant ou semi-conducteur) et du type du matériau à caractériser (gaz, liquide, solide etc.)

Les méthodes de caractérisation hyperfréquences sont généralement de deux types : méthodes résonantes et non résonantes.

Les méthodes non résonantes sont globalement utilisées pour obtenir une connaissance générale des caractéristiques électromagnétiques sur une gamme de fréquence, alors que les méthodes résonantes sont utilisées pour préciser les propriétés des matériaux à une seule fréquence ou à des fréquences discrètes différentes.

Il est aussi envisageable de combiner ces deux types de méthodes dans l'objectif de bénéficier des avantages de chaque type et par conséquent on tombe sur une caractérisation précise en plus sur une large bande de fréquence.

Dans ce qui suit, on présentera le principe de fonctionnement de quelques méthodes. Il est à noter que les configurations qui seront présentées sont illustratives pour expliciter le principe. D'autres éventuelles configurations restent possibles. En plus, la pratique exige de tenir compte de plusieurs considérations pour développer une configuration de mesure valable et précise.

I.3. Méthode en espace libre

La technique de l'espace libre est une technique relativement ancienne. Plusieurs travaux ont été menés détaillant la méthode [70] [76]. Son principe s'articule sur la mesure des coefficients de réflexion et de transmission [30] (paramètres S) d'un échantillon suspendu entre deux antennes utilisées comme émetteur et récepteur (Figure I.1).

Elle est large bande et non destructive d'une part et ne nécessite pas de contact entre l'échantillon et les outils de mesure d'autre part. Ainsi les puissances incidentes, réfléchies et transmises sont utilisées comme paramètres pour extraire les paramètres électriques [27].

L'équipe de *D. K. Ghodgaonkar (1990)* [19] a mis au point un nouveau principe basé sur la mesure des paramètres S en réflexion et en transmission des échantillons planaires. Ce nouveau principe est fiable en termes de temps et de mesure large bande de matériau à fortes pertes. Quant aux matériaux faibles pertes, une métallisation, non reliée à la masse est mise en dessous de l'échantillon à caractériser [18] pour diminuer les effets du rayonnement de l'onde.

La méthode suppose que l'échantillon soit mince, dans ce cas, le modèle mathématique pour obtenir les expressions complexes des constantes diélectriques et magnétiques en utilisant les paramètres S est possible [19].

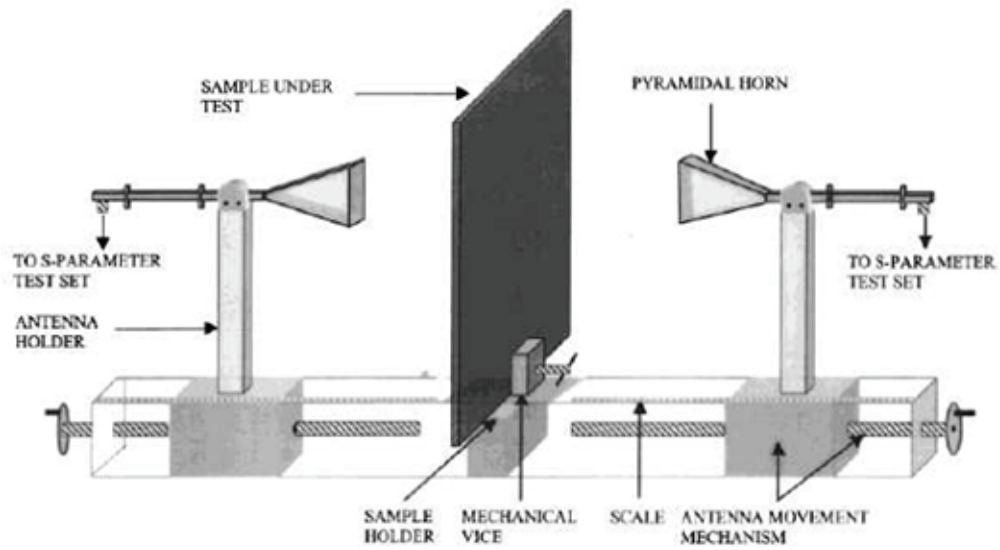


Figure I.1 : Schéma du principe de la méthode de mesure en espace libre [76].

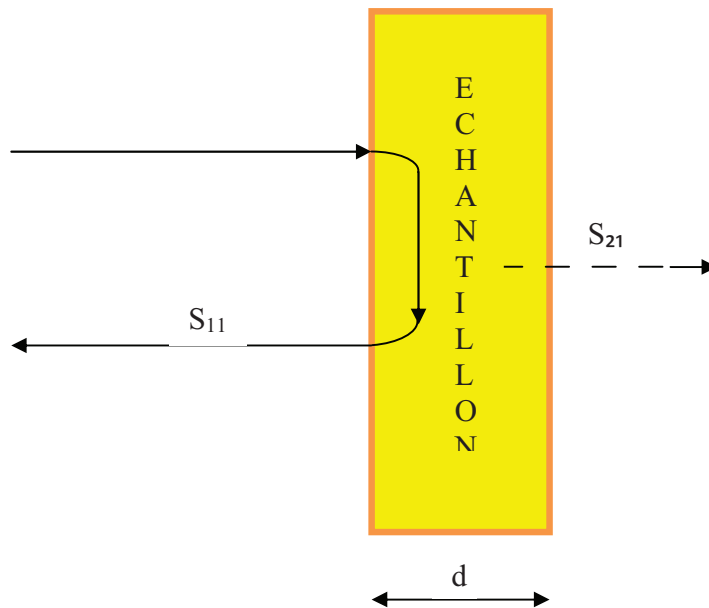


Figure I.2 : Exemple d'un échantillon planaire [19].

➤ **Formulation du problème**

Soit un échantillon d'épaisseur d , de permittivité relative ϵ_r et de perméabilité relative μ_r . Soient Γ et T les coefficients de réflexion à l'interface air-échantillon et celle de transmission,

nous notons S_{11} et S_{21} les coefficients de réflexion et de transmission mesurés en espace libre dans le cas d'une onde plane incidente. Les paramètres S_{11} et S_{21} sont liés à Γ et à T par les équations suivantes [69]:

$$S_{11} = \frac{\Gamma(1 - T^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (I.1a)$$

$$S_{21} = \frac{T(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 T^2} \quad (I.1b)$$

Où les constantes Γ et T se déterminent par les relations ci-dessous :

$$\Gamma = K \pm \sqrt{K^2 - 1} \quad (I.2)$$

$$K = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}} \quad (I.3)$$

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma} = e^{-\gamma d} \quad (I.4)$$

Où γ_d est la constante de propagation dans l'échantillon. Nous notons par γ_0 la constante de propagation et λ_0 la longueur d'onde à vide (en absence du diélectrique). γ_d se détermine par la relation générale suivante [28]:

$$\gamma_d = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (I.5)$$

$$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (I.6)$$

$$\lambda_0 = \frac{3 \times 10^8}{f_0} \quad (I.7)$$

Par combinaison de ces équations, nous obtenons les résultats suivants :

$$\epsilon_r = \frac{\gamma_d}{\gamma_0} \left(\frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \right) \quad (I.8)$$

$$\mu_r = \frac{\gamma_d}{\gamma_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (I.9)$$

Le modèle de calcul obtenu est simple, de plus et en se basant sur le principe de mesure des paramètres S , on peut déduire les avantages suivants:

- Possibilité de réaliser des mesures pour des matériaux non linéaire
- Possibilité d'application d'un champ magnétique stationnaire.

Cependant le système de mesure en espace libre présente les inconvénients suivants :

- Coup élevé des équipements,
- Faible précision des mesures des matériaux minces et flexible à cause du fléchissement de l'échantillon suspendu.
- Difficulté de bien calibrer le système de mesure.

Les effets de diffraction aux bords de l'échantillon et les réflexions multiples entre les antennes et les modes de transition sont les principales sources d'erreurs dans la méthode de l'espace libre. Ces erreurs ont pu être corrigées [19] en minimisant les réflexions par une combinaison des lentilles et d'antennes.

A la fréquence de 10 GHz, *Von Hippel (1954)* [2] a obtenu les valeurs des permittivités relatives complexes du téflon ($2,08-j0,00076$) et du verre soda-borosilicaté ($4,38-j0,0237$).

En utilisant la méthode de l'espace libre et pour les mêmes matériaux, *D. K. Ghodgaonkar (1989)* [18] retrouve les valeurs suivantes : $2-j0,06$ et $4,36-j0,1$ sachant que l'épaisseur du téflon est 3,33 mm et celle du soda-borosilicaté est de 3,86 mm. L'erreur relative sur ϵ' est évaluée à 4%. Cependant, l'erreur est très importante lorsqu'il s'agit de déterminer le terme ϵ'' [28].

Commentaire

Avec la méthode espace libre, plus l'épaisseur du diélectrique est grande, meilleure est la précision obtenue sur les paramètres électriques de l'échantillon.

I.4. Les méthodes résonantes

Les méthodes résonantes sont les méthodes de caractérisation les plus fiables en terme de précision sur ϵ_r et sur $\tan\delta_r$ [65], surtout pour les matériaux faibles pertes. Cependant, ces

méthodes fonctionnent généralement à bande étroite [22].

Le principe de ces méthode est basé sur les paramètres de résonance, en l'occurrence la fréquence de résonance f_r et le facteur de qualité Q .

L'extraction de f_r ou de Q se fait à partir des paramètres de réflexion. Les configurations permettant d'appliquer la méthode résonante sont diverses, on cite alors les résonateurs dits «whispering-gallery » [43], guides d'ondes (cylindrique, rectangulaire, etc.), cavités résonantes [12] etc.

La bande de fréquence de travail est définie par les dimensions du dispositif de résonance et de l'échantillon.

I.4.1. Méthode de la cavité résonante

A partir des coefficients de réflexion S_{11} ou de transmission S_{21} , une analyse des paramètres de résonance (fréquence et facteur de qualité) est effectuée, ainsi ϵ_r est déterminée à partir des dimensions de la cavité et des fréquences de résonance. De même, les pertes sont calculées à partir du coefficient de qualité à la résonance.

I.4.1.1. Historique

Les premières applications de la technique de perturbation pour la détermination de ϵ_r furent développées à partir des années 50. Ils ont utilisé un échantillon cylindrique placé dans une cavité rectangulaire fonctionnant dans le mode TE_{106} . Des résultats en ϵ' et ϵ'' pour des liquides et solides, à faibles pertes, ont été obtenus [61]. En 1960, l'utilisation d'une cavité cylindrique en mode TM_{010} a permis d'obtenir des facteurs de qualité plus élevés. Des mesures sur un cylindre de $BaTiO_3$ (échantillon cristallin) placé suivant l'axe de la cavité ont été réalisées [35]. Plus tard (1972), cette technique a été également exploitée pour mesurer la conductivité d'un conducteur ionique (β -alumine) [35]. Dans ce cas, des petites ouvertures peuvent être aménagées sur les parois de la cavité et permettent ainsi d'introduire l'échantillon et son support [40].

I.Eldumiati et al. (1979) ont développé une cavité dite accordable caractérisée par la présence d'un champ électrique intense en certaines zones, ce qui permet de déterminer des

faibles conductivités grâce à une forte interaction entre le champ et l'échantillon. Les dimensions variables de cette cavité ont permis à *A. Kaczkowski et A. Milewski (1980)* de mesurer une large gamme de permittivité (de 2 à 300) [35].

Dans le cas des échantillons diélectriques anisotropes, *J. L. Miane (1985)* a établi des relations permettant de déterminer le tenseur de permittivité [35] de monocristaux placés dans des cavités cylindriques ou rectangulaires.

L'investigation des matériaux à fortes conductivités, caractérisés par une faible profondeur de pénétration, a été réalisée en plaçant l'échantillon en un maximum de champ magnétique, ce qui entraîne un courant sur sa surface conductrice qui se traduit par des pertes par effet Joule et par suite à une variation du facteur de qualité [41].

I.4.1.2. Principe

Le principe de cette méthode consiste à placer le matériau dans une cavité résonante et à remonter à la valeur de ϵ_r à partir de la variation de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité (Figure I.3) [55]. Elle s'applique essentiellement à des matériaux à faibles pertes (peu conducteurs). Elle est aussi adaptable à la mesure des conductivités élevées.

Cette méthode peut être exploitée dans la mesure des constantes diélectriques élevée [14], faible pertes et matériaux anisotropiques [57].

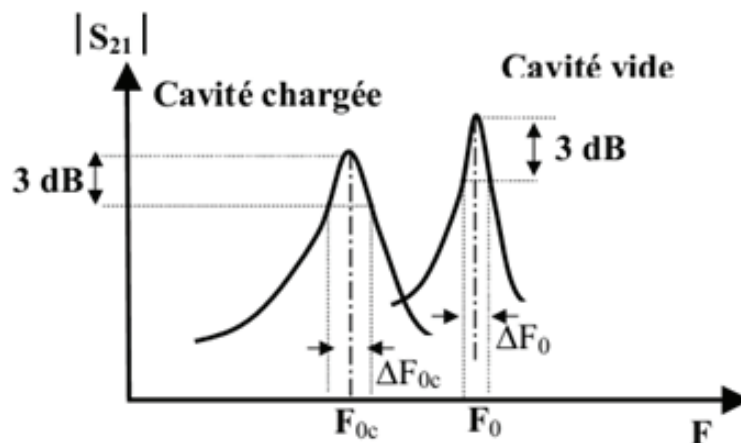


Figure I.3 : Réponse en transmission d'une cavité résonante [35].

Les méthodes en cavité, adaptées aux matériaux à faibles pertes, présentent l'avantage d'être précises (environ 1%). Cependant, la caractérisation des matériaux sur une large bande micro-ondes (100 MHz – 100 GHz) requiert l'usinage d'une série de cavités de dimensions variant de quelques mètres à quelques millimètres ainsi que des échantillons de tailles spécifiques, d'où la limitation de cette technique à une bande plus petite (de 2 GHz à 50 GHz). De plus, cette méthode ne donne des résultats qu'à la fréquence de résonance de la cavité.

La figure ci-après (I.4) est un exemple d'une cavité rectangulaire. Les paramètres d'une telle structure sont essentiellement :

- **La fréquence de résonance** : pour une cavité rectangulaire, la fréquence de résonance se détermine de façon générale par la relation suivante :

$$f_{r(m,n,p)} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2} \quad (I.10)$$

Où :

- Les entiers « m », « n » et « p » représentent les indices du mode excité dans la structure.
- « a », « b » et « d » représentent les dimensions de la structure.

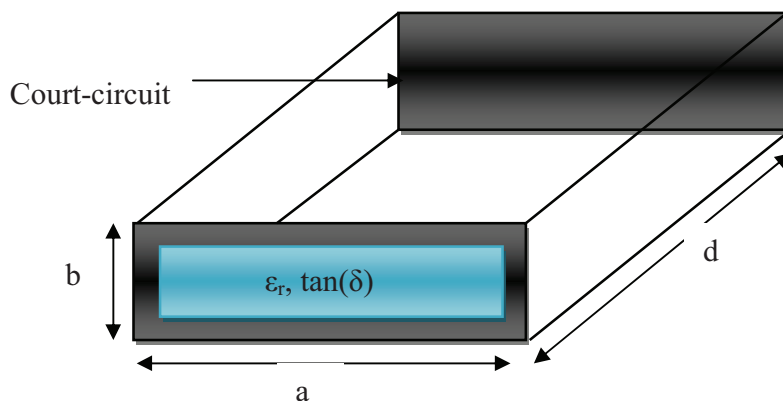


Figure I.4 : Cavité rectangulaire totalement remplie du matériau sous test.

- **Le facteur de qualité à vide de la cavité** : il est défini comme étant une mesure de sélectivité.

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{énergie emmagasinée à la résonance}}{\text{énergie dissipée dans une période à la fréquence de résonance}} \quad (I.11)$$

$$Q_0 = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (I.12)$$

Avec :

- f_0 : fréquence de résonance
- Δf : largeur de bande à -3dB (Figure I.5).
- **Pertes**: elles sont définies comme la différence de la puissance d'entrée et de sortie d'une cavité à la fréquence de résonance. Pour déterminer ces paramètres il suffit de tracer les paramètres S de la cavité en fonction de la fréquence (Figure I.5).

$$\text{Pertes} = 1 - |S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 \quad (I.13)$$

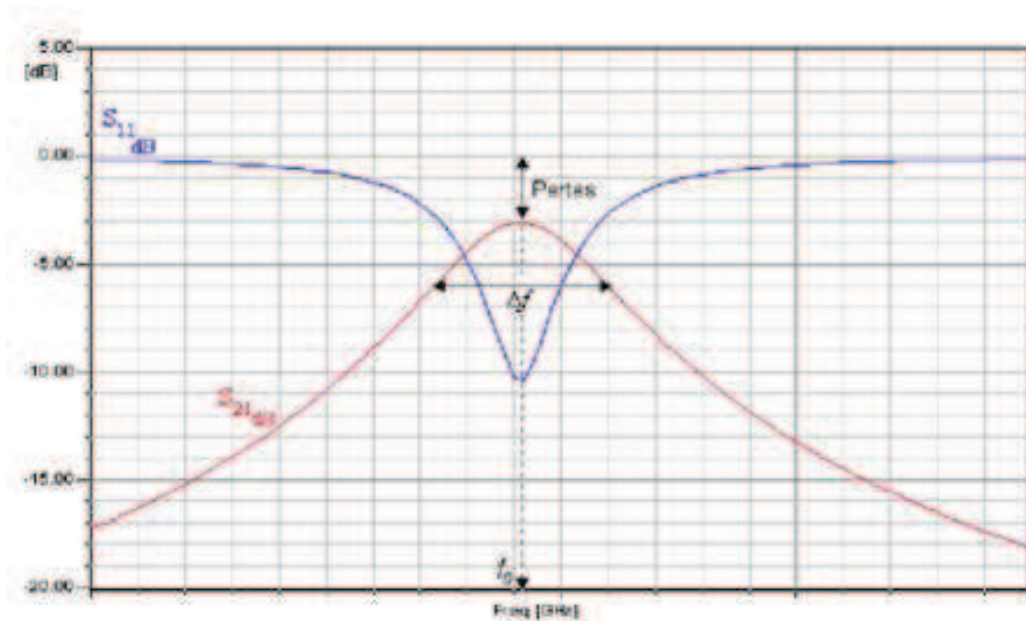


Figure I.5 : Détermination des paramètres d'une cavité [34].

I.4.1.3. Validation de la méthode

Nous présentons des résultats expérimentaux que l'équipe de *Chen Wang (2000)* [12] a obtenus en utilisant ce principe pour caractériser le FR-4 à 1,02 GHz (Figure I.6).

Il a été utilisé une cavité rectangulaire en cuivre, de dimensions 9,1x4x10, 8 cm³. Les résultats d'extraction sont présentés dans le tableau I.1 :

f_0 (GHz)	ϵ_r	$\tan(\delta)$
1.0185	4.47	0.01646

Tableau I.1 : Paramètres ϵ_r et $\tan(\delta)$ du matériau FR-4 [12].

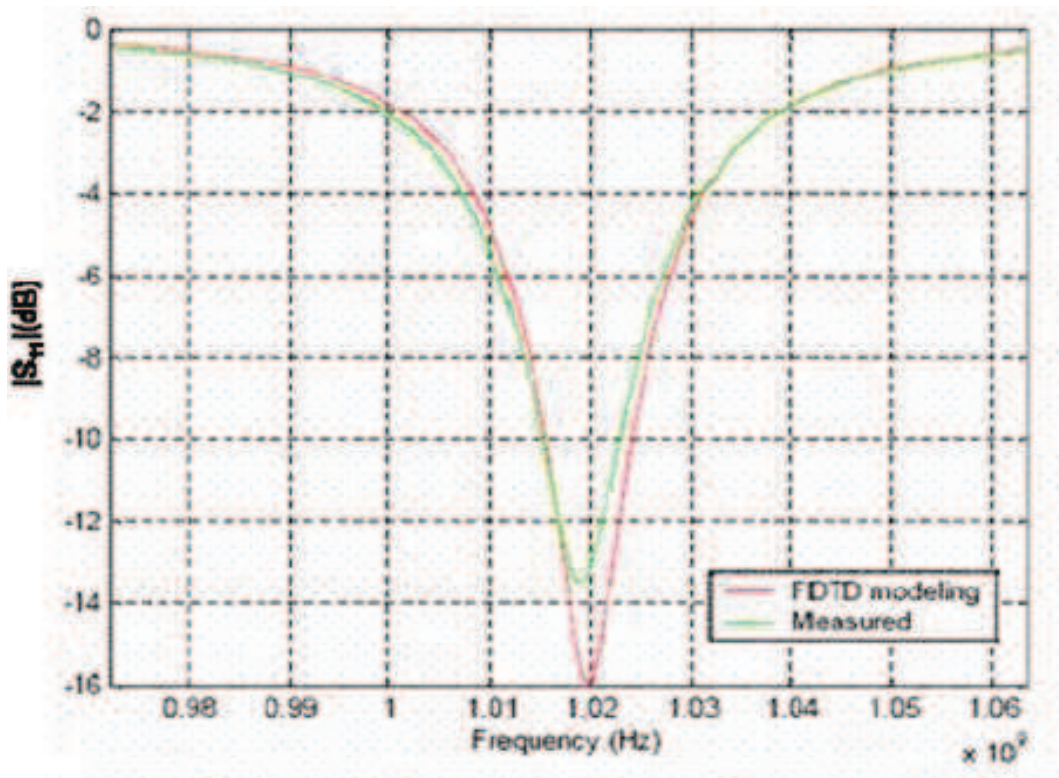


Figure I.6 : Comparaison du module de S_{11} mesuré avec celui du modèle FDTD [12].

L'avantage principal de la cavité résonante est le niveau de précision dans l'extraction de ϵ_r et de $\tan\delta_d$. Elle permet d'obtenir une erreur relative inférieure à 2% et d'extraire des tangentes de perte inférieures à 10^{-2} . Par exemple, pour le FR-4 de $\epsilon_r = 4,4$ nous observons un écart relatif de 1,57% sur ϵ_r . Le principal inconvénient de cette méthode est d'être une méthode à bande étroite (M.B.E).

I.4.2. Autres méthodes résonantes

Plusieurs types de méthodes résonantes existent dans la littérature. Sans pourtant les traiter en profondeur, ces méthodes couvrent les domaines centimétriques et millimétriques. Les plus utilisées sont basées sur des résonateurs en mode de galerie (WGM) [43], les résonateurs Fabry-Perot, des cylindres à fente résonante (Split-cylinder Resonator), des résonateurs magnétiques et diélectriques (TE_{01} Split-Post Dielectric and Magnetic Resonators), la cavité entrante (Re-entrant cavity) [65], etc.

A partir des travaux réalisés par *James Baker-Jarvis (1998)* [45] et de son équipe, on peut résumer les caractéristiques des méthodes résonantes sous forme du tableau suivant :

Technique d'extraction	F (GHz)	ϵ_r	$\tan(\delta)$
TE_{01} cavité	5-50	1-500	$10^{-5} - 10^{-2}$
TE_{01} dielectric resonator	5-50	$2 \cdot 10^5$	$10^{-5} - 10^{-2}$
TE_{0mp} dielectric resonator	1-50	$2 \cdot 10^5$	$10^{-5} - 10^{-3}$
WGM	5-200	$10 \cdot 10^5$	$10^{-9} - 10^{-3}$
Fabry-Perot	20-200	2-100	$10^{-5} - 10^{-2}$

Tableau I.2 : Tableau comparatif des techniques résonantes de mesure du diélectrique [62].

Les méthodes basées sur les cavités sont les plus précises au niveau des pertes diélectriques, mais ne fonctionnent qu'aux fréquences de résonances. Pour les applications en antennes imprimées, nous avons besoin de méthodes large bande (quelques GHz).

I.5.Méthode des lignes de transmission

Les méthodes de ligne de transmission (réflexion/transmission) sont basées sur la détermination des paramètres de propagation (Z_c et γ) en présence du matériau à caractériser. En effet, la présence d'un matériau de permittivité ou de perméabilité donnée modifie les paramètres de propagation Z_c et γ . La mesure de ces paramètres permet théoriquement de remonter aux propriétés du matériau à caractériser [46].

Pour extraire ces paramètres de propagation, on utilise soit les paramètres S en réflexion/transmission, soit uniquement la réflexion dans deux configurations différentes, à savoir, la ligne en court-circuit et la ligne en circuit ouvert.

Il existe dans la littérature un grand nombre de structures propagatrices [25]. Ces structures peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux de manière générale.

Le choix de la structure dépend des objectifs et critères de la caractérisation : rapidité, simplicité et précision. Une structure remplie de diélectrique est dite guide d'onde chargé ou ligne chargée.

La structure destinée à caractériser les matériaux, peut être définie en fonction du type de mode (TEM, Quasi-TEM, TE, TM et hybride) se propageant dans la structure [47].

La figure ci-dessous(I.7) présente quelques configurations de ligne de transmission. A partir des différentes structures propagatrices, nous pouvons mettre en place plusieurs configurations (micro-ruban, coplanaire, coaxiale, bifilaire, etc.) pour caractériser des matériaux (Figure I.7). Les structures planaires sont adaptées aussi bien à la caractérisation des matériaux en couches minces [48] [49] qu'aux matériaux couches épaisses. Pour éviter le rayonnement des lignes planaires ouvertes, on utilise des structures «blindées ». Ces structures permettent de confiner les champs électromagnétiques à l'intérieur du guide. Ces structures de lignes de transmissions sont classées comme illustré dans le tableau I.3.

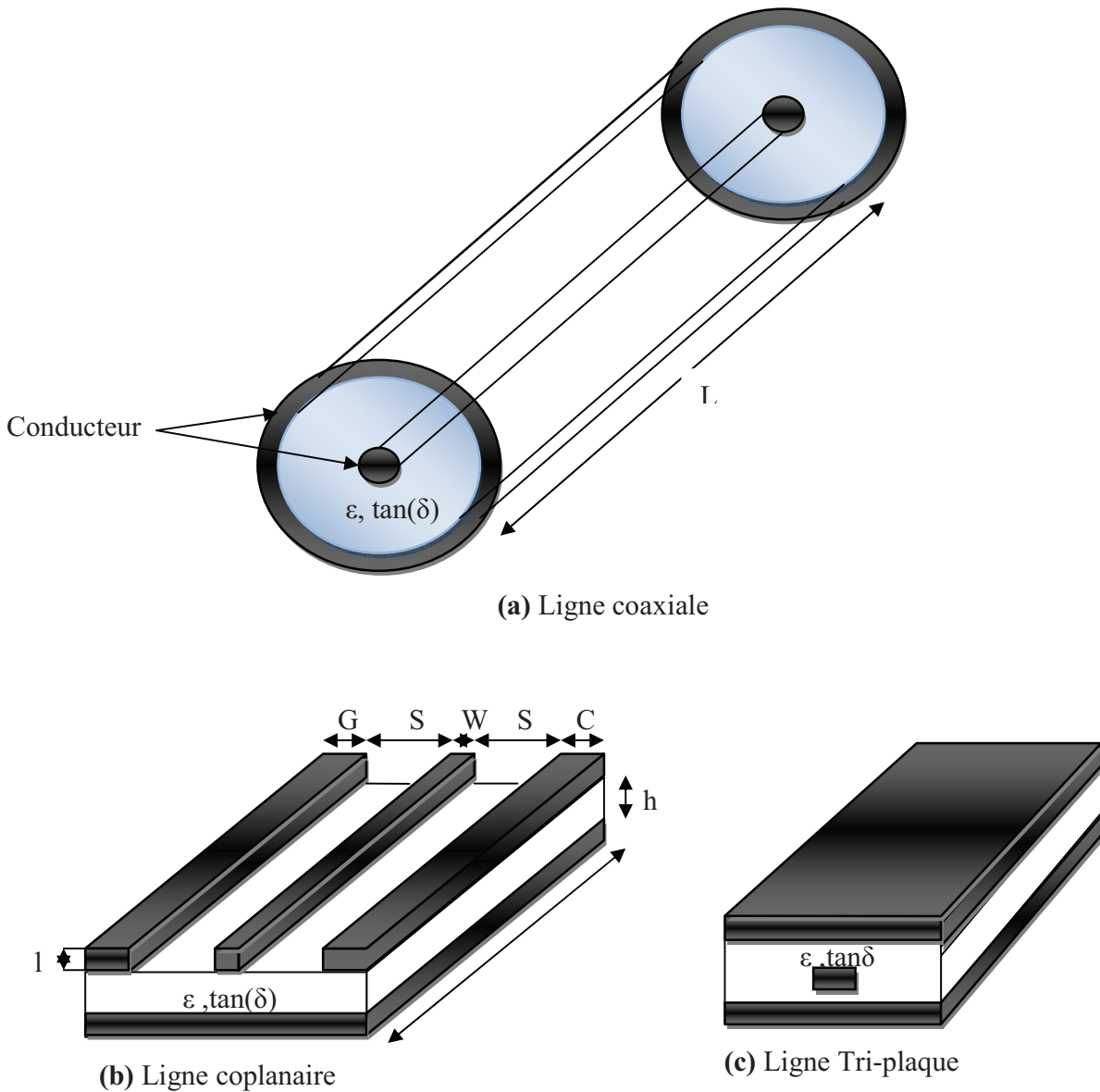


Figure I.7 : Différents types et configurations de structures de lignes de transmission.

I.5.1. Paramètres de propagation dans le cas d'une ligne coaxiale

Considérons un quadripôle défini par une entrée (Port 1) et une sortie (Port 2) (Figure I.8). Nous pouvons alors définir les paramètres S_{ij} du quadripôle électrique équivalent. Dans le cas où la matrice S est telle que $S_{21} = S_{12}$ (hypothèse de réciprocité) et $S_{22} = S_{11}$ (hypothèse de symétrie), Brews (1986) [50] a montré que l'on pouvait toujours, sur le plan mathématique,

définir la propagation de l'énergie par le concept de ligne de transmission défini par son impédance caractéristique Z_c et sa phase globale φ .

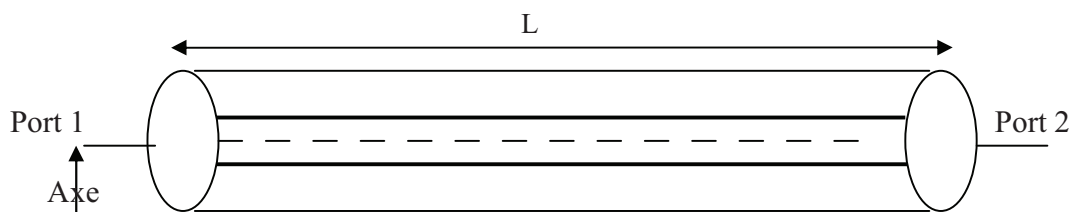


Figure I.8 : Structure de transmission à deux ports.

Types de lignes	Types de structures	Sans conducteurs	Un seul conducteur	Deux conducteurs
Ouverte	Homogène	Ondes en espace libre	Guide unifilaire	Ligne bifilaire
	Inhomogène	Guides diélectriques Fibres optiques	Lignes à un conducteur	Micro ruban Ligne à fente Ligne bifilaire Ligne coplanaire
fermée	Homogène	Guides diélectriques	Guide d'onde métallique	Ligne coaxiale
	Inhomogène	Guides diélectriques	Guide d'onde métallique chargé	Ligne coaxiale chargée

Tableau I.3 : Classification des lignes et guides d'ondes [25].

Cette configuration (Figure I.8) peut être simplifiée par un schéma électrique équivalent en introduisant la notion d'impédance série notée Z_s et d'admittance parallèle Y_p par unité de longueur (Figure I.9).

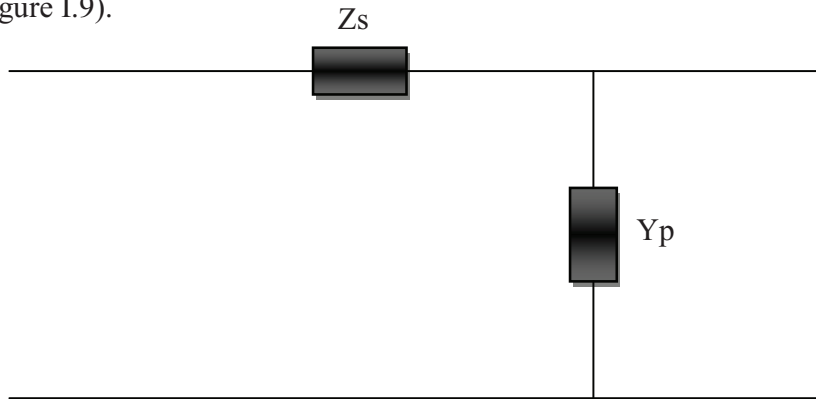


Figure I.9 : Schéma électrique équivalent d'une ligne de transmission.

Une ligne de transmission peut être représentée non seulement par des constantes de propagation (constantes secondaires), mais aussi par ses constantes primaires (R, L, C et G) comme cela est illustré sur la (Figure I.10).

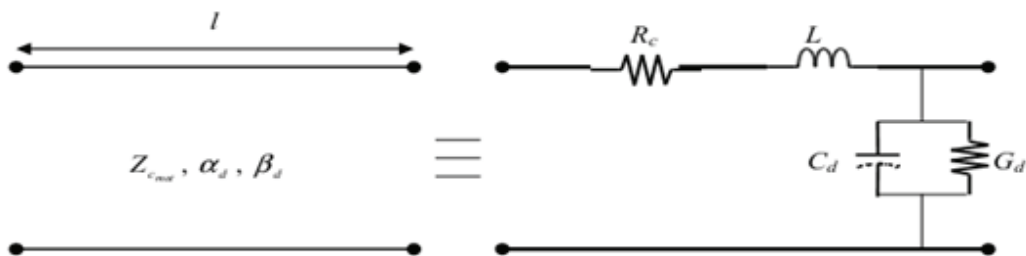


Figure I.10 : Correspondance entre les paramètres primaires et secondaires d'une ligne de transmission [28].

Pour un guide sans métal (guide diélectrique) ou avec un seul conducteur (guide d'onde), on peut encore définir une ligne de transmission équivalente, sans réalité physique. Dans ce cas, Brews (1986) [50] a montré que l'on peut calculer Z_s et Y_p par les relations générales suivantes :

$$Z_s = R(\omega) + j\omega L(\omega) = j\omega \iint (\mu H_t^2 - \varepsilon Z_0^2 E_z^2) ds \quad (I.14)$$

$$Y_p = G(\omega) + j\omega C(\omega) = j\omega \iint (\varepsilon E_t^2 - \frac{\mu}{Z_0^2} H_z^2) ds \quad (I.15)$$

Où H_t , E_t , H_z , E_z sont respectivement les composantes transversales et longitudinales des champs électrique et magnétique. Z_0 est l'impédance d'onde dans le vide :

$$Z_0^2 = \frac{\mu_0}{\varepsilon_0} = (120\pi)^2 \quad (I.16)$$

Dans le cas d'un dispositif à deux conducteurs (ligne coaxiale, ligne bifilaire, ligne micro-ruban, etc.) Z_s et Y_p se calculent comme suit :

$$Z_s = R + jL\omega \quad (I.17)$$

$$Y_p = G + jC\omega \quad (I.18)$$

La valeur des paramètres R , L , C et G dépend de la structure du champ électromagnétique. L'expression de ces valeurs est donc fonction des hypothèses de la géométrie de la ligne et fonction du mode de propagation. Soient alors :

$$Z_c = R_c + jX_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \quad (I.19)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z_s Y_p} \quad (I.20)$$

$$\varphi = \sqrt{Z_s Y_p} \times l \quad (I.21)$$

Z_c et γ sont les paramètres de propagation de la ligne de transmission. Soit Z_n l'impédance de normalisation, nous pouvons exprimer les coefficients de réflexion et de transmission par :

$$\Gamma = \frac{Z_c - Z_n}{Z_c + Z_n} \quad (I.22)$$

$$T = e^{-j\varphi} \quad (I.23)$$

Les relations liant les paramètres S_{11} et S_{21} aux coefficients Γ et T sont données par (I.1a) et (I.1b).

I.5.2 Lignes Coaxiales circulaires

La géométrie de référence est donnée par la (Figure I.11). Dans cette configuration, le milieu est isotrope homogène [72]. Cette structure permet de caractériser les matériaux de type granulaire, liquide, solide et gazeux [53]. Cette structure sera le modèle géométrique des formules et relations servant à caractériser un matériau.

Tenant compte des différents modes de propagation ayant lieu dans une ligne de transmission, nous établissons les différentes relations d'extraction en fonction de ces modes.

➤ Mode TEM pur ($H_z=0$ $E_z=0$)

Considérons l'hypothèse suivante :

- Conducteurs parfaits ($\sigma_c=\infty$).
- Diélectrique sans pertes ($\tan \delta_d=0$).

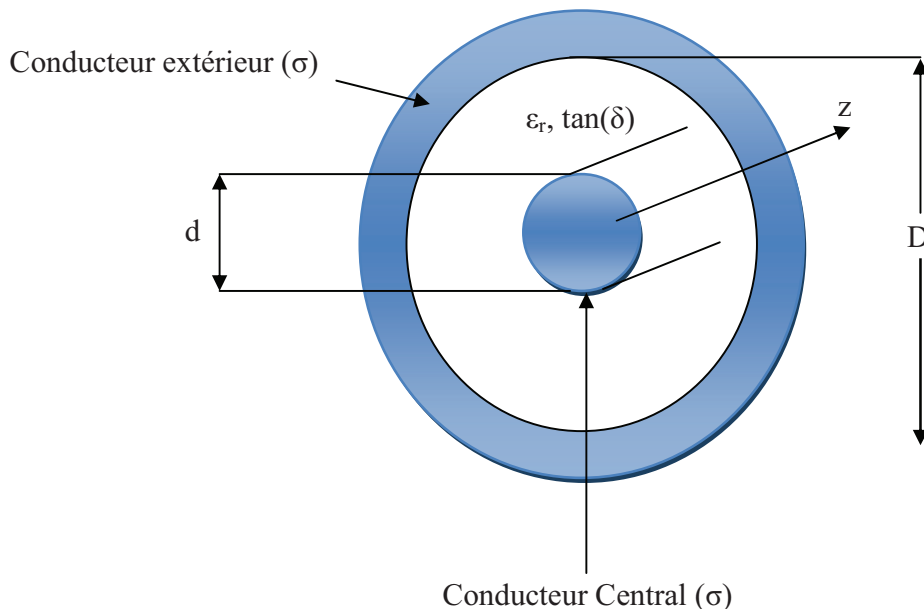


Figure I.11 : Ligne coaxiale.

Il n'y a pas donc de pénétration du champ électromagnétique dans les conducteurs. En utilisant la relation I.14, la surface d'intégration se réduit à la surface du diélectrique S_d , ainsi :

$$Z_s = j\omega\mu_0 \iint H_t^2 ds = j\omega L_0 \quad (I.24)$$

$$Y_p = j\omega\epsilon_0 \iint E_t^2 ds = j\omega C_0 \quad (I.25)$$

Les éléments « L_0 » et « C_0 » se déterminent par :

$$L_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (I.26)$$

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{D}{d}\right)} \quad (I.27)$$

À partir des équations I.19, I.20, on obtient :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (I.28a)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0} = j\beta_0 \quad (I.28b)$$

➤ **Mode quasi-TEM (avec pertes métalliques)**

En présence des pertes métalliques, nous supposons toujours que $\tan\delta_d = 0$ et la conductivité du métal σ_c a une valeur finie. Il existe alors une faible composante longitudinale du champ électrique E_z dans les conducteurs. Nous obtenons:

$$Z_s = j\omega L_0 + \frac{\sigma}{\omega} \iint E_t^2 ds = R + j\omega L_0 \quad (I.29a)$$

$$Y_p = j\omega C_0 \quad (I.29b)$$

En introduisant le modèle à effet de peau, il est ainsi démontré [11] que l'on a :

$$R = \sqrt{\frac{\mu_0 f}{\pi \sigma}} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad (I.30)$$

D'une façon générale, on peut écrire :

$$Z_s = j\omega L_0 \left\{ 1 + \frac{R}{j\omega L_0} \right\} = j\omega L_0 (1 - j \tan \delta_c) \quad (I.31)$$

$$\tan \delta_c = \frac{R}{L_0 \omega} \quad (I.32)$$

L'hypothèse des faibles pertes permet l'approximation suivante:

$$Z_c = Z_0 \sqrt{1 - j \tan \delta_c} \approx Z_0 - j \frac{Z_0}{2} \tan \delta_c \quad (I.33a)$$

$$\gamma = j\beta_0 \sqrt{1 - j \tan \delta_c} \approx j\beta_0 + \frac{\beta_0}{2} \tan \delta_c \quad (I.33b)$$

➤ **Mode quasi-TEM (avec pertes métalliques et pertes diélectriques)**

Par rapport au cas précédent, nous introduisons les propriétés du diélectrique. Soit :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r (1 - j \tan \delta_d) \quad (I.34)$$

Dans ce cas, le calcul de Z_s et Y_p conduit aux relations ci-dessous :

$$Z_s = j\omega L_0 (1 - j \tan \delta_c) \quad (I.35a)$$

$$Y_p = j\omega C_0 \varepsilon_r (1 - j \tan \delta_d) \quad (I.35b)$$

$$\tan \delta_d = \frac{G}{\omega C} \quad (I.35c)$$

Les caractéristiques de propagation deviennent :

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\frac{1 - j \tan \delta_c}{1 - j \tan \delta_d}} \approx \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} - j \frac{Z_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} (\tan \delta_c - \tan \delta_d) \quad (I.36a)$$

$$\gamma = \sqrt{Z_s Y_p} = j\beta_0 \sqrt{\epsilon_r} (\sqrt{1 - j \tan \delta_c - j \tan \delta_d} \approx \frac{\beta_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} (\tan \delta_c + \tan \delta_d) + j\beta_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (I.36b)$$

La constante de propagation est un complexe contenant deux parties : une partie réelle traduisant les pertes (α : constante d'atténuation) et une partie imaginaire (β : constante de phase) traduisant la variation de la phase de l'onde dans la direction de propagation.

I.5.3. Applications à la mesure

La mesure des paramètres S_{ij} (Figure I.12) permet d'accéder à la constante de propagation γ à partir des relations analytiques déjà établies.

En absence du diélectrique (I.36b) devient:

$$\gamma_{air} = \frac{\beta_0}{2} \tan \delta_c + j\beta_0 = \alpha_0 + j\beta_0 \quad (I.37)$$

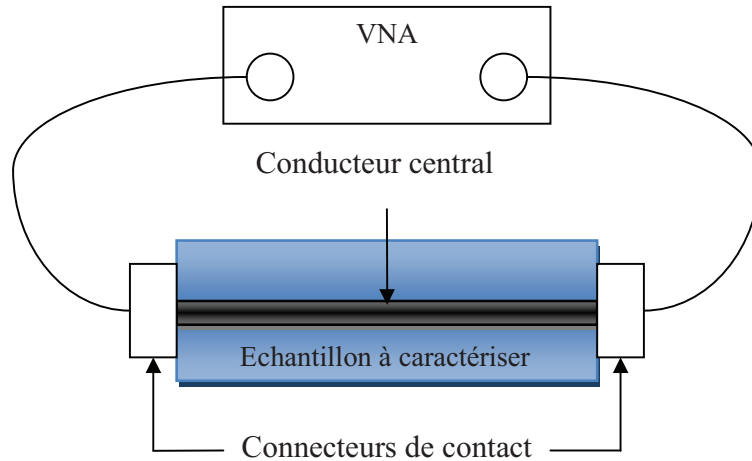


Figure I.12 : Mesure des paramètres S d'une ligne de transmission.

De même, en présence du diélectrique on obtient :

$$\gamma_d = \frac{\beta_0}{2} \sqrt{\epsilon_r} (\tan \delta_c + \tan \delta_d) + j\beta_0 \sqrt{\epsilon_r} = \alpha_g + j\beta_g \quad (I.38)$$

De cette relation I.38, on obtient :

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\beta_d}{\beta_0}\right)^2 \quad (I.39a)$$

Les tangentes de pertes diélectriques et conductrices sont déduites comme suit :

$$\alpha_0 = \frac{\beta_0}{2} \tan \delta_c \Rightarrow \tan \delta_c = 2 \frac{\alpha_0}{\beta_0} \quad (I.39b)$$

$$\alpha_g = \frac{\beta_d}{2} (\tan \delta_c + \tan \delta_d) \Rightarrow \tan \delta_d = 2 \left(\frac{\alpha_g}{\beta_d} - \frac{\alpha_0}{\beta_0} \right) \quad (I.39c)$$

Ainsi, deux mesures du paramètre γ [53] [78] permettent d'accéder -sur le plan théorique- aux paramètres ε_r et $\tan \delta_d$ du diélectrique.

Pour extraire les paramètres de propagation d'une ligne de transmission, on peut mesurer les paramètres de réflexion S_{11} sous deux configurations différentes (Figure I.13), à savoir:

- La ligne en court-circuit,
- La ligne en circuit ouvert.

Elles peuvent être utilisées comme des techniques larges bandes (cas du court-circuit mobile) [46].

Toute ligne de transmission peut être modélisée par un schéma électrique équivalent en fonction des constantes de propagation Z_c et γ (Figure I.14).

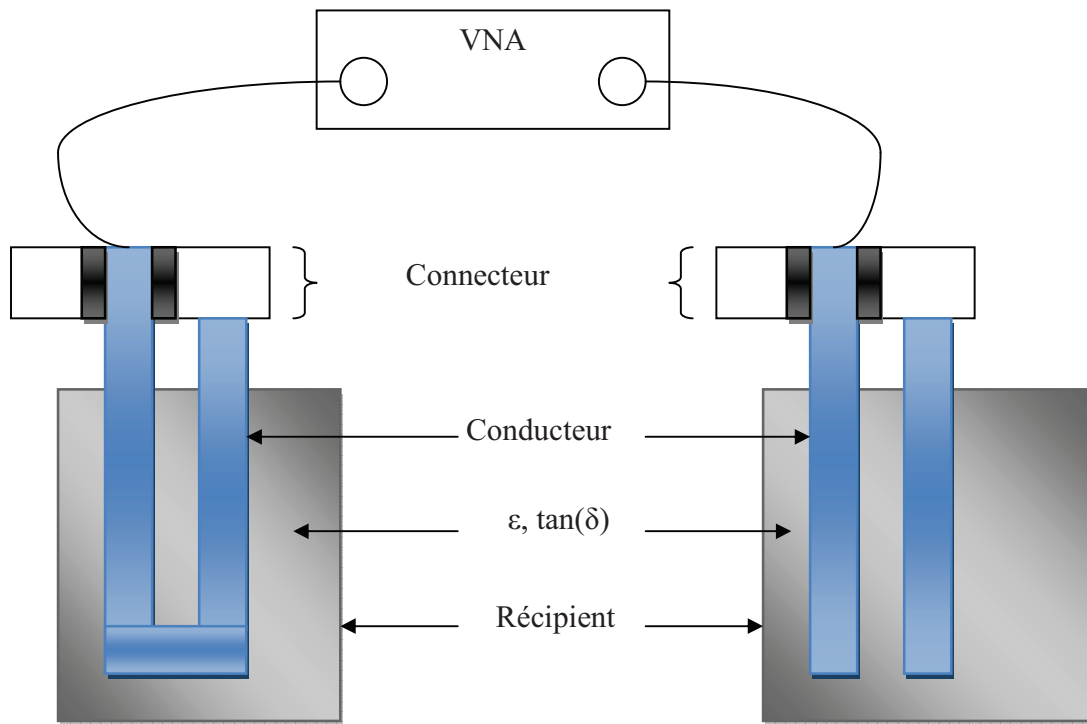
L'impédance d'entrée Z_{ent} d'une ligne de transmission chargée par une impédance Z_R s'écrit :

$$Z_{ent} = Z_c \frac{Z_R + Z_c \tanh(\gamma l)}{Z_c + Z_R \tanh(\gamma l)} \quad (I.40)$$

Dans le cas d'une ligne court-circuitée ($Z_R=0$) :

$$Z_{CC} = Z_c \tanh(\gamma l) = Z_n \frac{1 + \Gamma_{CC}}{1 - \Gamma_{CC}} \quad (I.41)$$

Où Z_n est l'impédance de normalisation utilisée pour la mesure du coefficient de réflexion Γ (généralement $Z_n=50 \Omega$).



(a) Ligne bifilaire en Court circuit

(b) Ligne bifilaire en circuit ouvert

Figure I.13 : Structure bifilaire en présence de l'échantillon à caractériser.

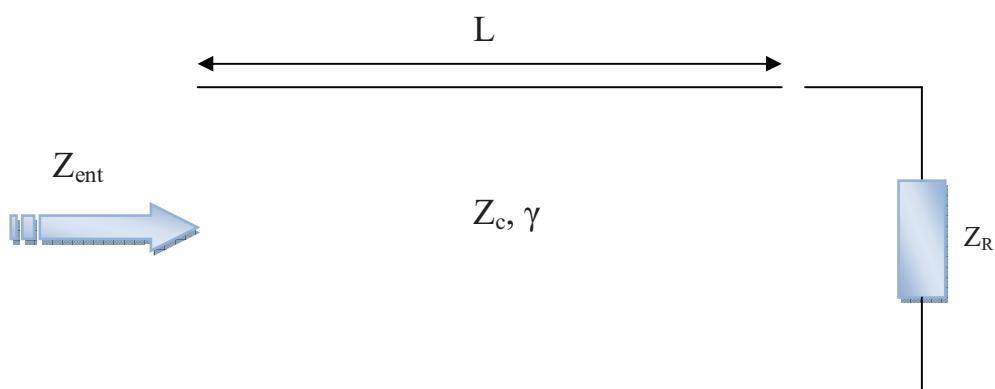


Figure I.14 : Ligne de transmission chargée par Z_R .

En effectuant deux mesures en présence d'un matériau Z_{mat} , on peut montrer que :

$$\frac{Z_0}{Z_{mat}} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} \tanh(j\varphi_0)}{\tanh(j\varphi_0\sqrt{\varepsilon_r})} \quad (I.42a)$$

$$\varphi_0 = \beta_0 l \quad (I.42b)$$

La relation I.42 montre la nécessité d'une méthode numérique (itérative), par exemple celle de Newton-Raphson, pour extraire la permittivité relative du matériau. Parfois, l'utilisation d'un court-circuit mobile permet d'avoir la configuration d'une ligne idéale et s'affranchir de ε_r avec une erreur relative inférieure à 5% [9] [46].

La même démarche peut être appliquée pour une configuration d'une ligne en circuit ouvert ($Z_R = \infty$), l'impédance d'entrée de la ligne s'écrit alors:

$$Z_{CO} = \frac{Z_c}{\tanh(\gamma l)} = Z_n \frac{1 + \Gamma_{CO}}{1 - \Gamma_{CO}} \quad (I.43)$$

Si on se place dans le cas sans perte ($\gamma = j\beta$), on montre aisément que :

$$Z_c = \sqrt{Z_{CC} Z_{CO}} \quad (I.44)$$

$$\gamma l = \tanh^{-1} \left\{ \frac{Z_{CC}}{\sqrt{Z_{CC} Z_{CO}}} \right\} \quad (I.45)$$

I.6. Mesure en guide d'onde

Le principe consiste à remplir complètement la section droite d'un guide d'onde par le matériau à caractériser (Figure I.15). La détermination des propriétés électriques et magnétiques est effectuée sur la bande de fréquence où se propage le mode fondamental seul. Celle-ci dépend de la géométrie du guide.

Pour un guide rectangulaire, la bande de fréquence opérationnelle commence à partir de la fréquence de coupure du mode fondamental, cela est du à la condition de propagation dans un guide d'onde ($f > f_c$). A titre d'exemple, pour couvrir la bande 1,7-18 GHz, six tailles de guides

sont nécessaires. Pour des fréquences plus basses, les dimensions des guides deviennent rapidement prohibitives (par exemple, la dimension du grand côté du guide fonctionnant en bande 350-530 MHz vaut 53,34 cm). Alors qu'une seule ligne coaxiale (ligne APC7 de diamètre extérieur 7 mm) suffit pour caractériser toute la bande [35].

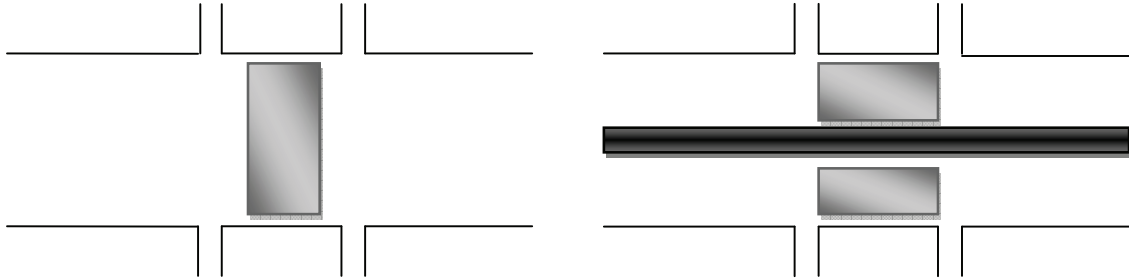


Figure I. 15 : Cellules de mesures en réflexion / transmission ;

(a) : Guide rectangulaire, **(b):**Ligne coaxiale.

Plusieurs auteurs [35] ont établi les équations liant les paramètres électriques mesurés S_{ij} et les caractéristiques des matériaux.

$$S_{21} = \frac{[1 - \rho^2]t}{1 - \rho^2 t^2} \quad (I. 46)$$

$$S_{11} = \frac{[1 - t^2]\rho}{1 - \rho^2 t^2} \quad (I. 47)$$

$$\epsilon_r = \frac{\left(\frac{-\ln(t)}{j2\pi d} \times \frac{c}{f}\right)^2 - \left(\frac{f_c}{c}\right)^2}{\mu_r} \quad (I. 48)$$

$$\mu_r = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \times \frac{j \ln(t)}{2\pi d} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{f}{c}\right)^2 - \left(\frac{f_c}{c}\right)^2}} \quad (I. 49)$$

Où :

- f : fréquence de travail,
- f_c : fréquence de coupure du mode de propagation,
- d : épaisseur de l'échantillon,
- ρ : coefficient de réflexion à l'interface air/échantillon,
- t : représente le terme de propagation entre les faces avant et arrière de l'échantillon.

$$\rho = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} - 1}{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} + 1} \quad (I.50)$$

$$t = e^{-j\frac{\omega}{c}\sqrt{\varepsilon\mu}d} \quad (I.51)$$

Lorsque l'échantillon à caractériser est fragile, il est placé sur un support dont la permittivité est connue.

L'exploitation analytique des paramètres S_{ij} mesurés suppose que seul le mode fondamental se propage dans la cellule de mesure et dans l'échantillon. Ceci exige un contact parfait entre les parois de la cellule et l'échantillon. Lorsque ces précautions ne sont pas prises en compte, des incertitudes importantes sur les grandeurs mesurées seront observées. A cet effet, plusieurs méthodes sont proposées pour améliorer la précision de mesure et pour s'affranchir des problèmes liés aux lames d'air [35].

On peut citer quelques avantages des mesures en guides d'ondes par rapport à la méthode en espace libre [59] :

- 1) Faible coût pour établir le système de mesure,
- 2) Simple procédure de calibration (il suffit d'adapter le guide d'ondes aux connecteurs d'alimentation),
- 3) Possibilité de mesure pour des échantillons minces ou des matériaux flexibles.
- 4) Vu que la propagation est en mode TEM (l'échantillon occupe la totalité de la section transversale du guide), on peut utiliser le modèle mathématique de l'espace libre.

D'autre part, ce système de mesure présente un inconvénient majeur, il s'agit de l'impossibilité de mesurer les paramètres S des matériaux magnétiques à cause de la nécessité d'un remplissage total de la section du guide [69], par conséquent, on ne peut pas tenir compte du champ magnétisant.

Pour cette raison, la méthode en espace libre garde son importance dans la caractérisation des matériaux magnétiques.

I.7. Étude comparative des différentes méthodes

Méthodes large bande et méthodes à bande étroite est l'une des classifications des méthodes de caractérisation des matériaux.

Le choix d'une monture associée à une procédure d'extraction dépend de la précision recherchée des différents paramètres électriques du matériau (ϵ_r , $\tan(\delta_d)$, σ et μ).

Sous forme de tableau, on résume les principales caractéristiques de ces méthodes comme suit :

Cellule de mesure	Paramètres mesurés	Grandeurs physiques	Bande de fréquence	Erreur relative	Tangente des pertes
Espace libre	S_{ii} et/ou S_{ij}	ϵ_r et/ou μ_r .	Large bande ou étroite	--	$>10^{-2}$
Cavité résonante	S_{ii} ou S_{ij}	ϵ_r ou μ_r .	Fréquence unique (résonance)	$<2\%$ sur ϵ_r	$<10^{-3}$
Ligne de transmission	S_{ii} et S_{ij}	ϵ_r et/ou μ_r .	Large bande	$<5\%$ sur ϵ_r	$>10^{-3}$

Tableau I.4 : Principales caractéristiques des méthodes [28].

Une simple analyse du tableau montre que la technique de l'espace libre est limitée à des tangentes de pertes supérieures à 10^{-2} . Cette limitation est due essentiellement aux pertes importantes induites par le principe de cette méthode.

La technique de la ligne de transmission permet de caractériser des matériaux de différentes formes (granules, plaquettes etc.) avec une bonne précision sur la permittivité, en particulier dans la configuration coaxiale.

Comme chacune de ces techniques présente des avantages et inconvénients, il s'avère donc que la combinaison des techniques de mesure (méthodes hybrides) est une idée très efficace permettant d'exploiter les avantages de chacune des méthodes. Ainsi, la technique de la cavité combinée avec la sonde coaxiale constitue une méthode hybride précise ($\tan(\delta_d) < 10^{-2}$) sur une large plage de fréquence.

Cet aspect est un avantage majeur dans le domaine de la caractérisation des matériaux où le souci tourne souvent autour d'une bonne précision de mesure sur une large bande fréquentielle.

I.8. Bref aperçu des méthodes de modélisation numériques

Dans le cas des structures expérimentales complexes (cavités résonantes ou structures planaires), les équations reliant les grandeurs mesurées S_{ij} aux paramètres électriques et magnétiques ϵ_r et μ_r sont difficiles à résoudre analytiquement, une modélisation numérique du problème s'avère donc nécessaire.

Une description des méthodes permettant d'analyser les circuits dans le domaine microonde a été effectuée par *T. Itoh (1989)* [80].

Deux types de méthodes de modélisation employées pour la caractérisation micro-ondes des matériaux :

- Les méthodes semi-analytiques, à savoir, l'approche spectrale pour modéliser les lignes planaires [7].
- Les méthodes numériques, en l'occurrence, la méthode des différences finies (FDTD) et la méthode des éléments finis (FEM) [7].

Dans le cas de la méthode des éléments finis (FEM), le domaine d'étude est maillé en tétraèdres (3D). N est le nombre total d'arrêtes. La solution approchée dans chaque élément est déterminée par N composantes scalaires, qui sont les circulations du champ électrique sur

les arêtes. Cette méthode de modélisation est de plus en plus utilisée grâce à son efficacité pour la résolution des structures complexes.

I.9. Matériel développé en 2012 pour caractérisation des matériaux

La participation au symposium international des micro-ondes (IMS 2012, Montréal, Canada, du 17 au 22 juin 2012) (Figure I.16) nous a permis de prendre contact avec la société japonaise « KEYCOM Characteristic Technologies ». Les produits présentés par cette société sont principalement :

- Equipement de mesures de la permittivité et perméabilité des matériaux.
- Mesure de l'absorption des ondes.
- Antennes.
- Systèmes radar.
- Lignes de transmission (millimètre-ondes et micro-ondes).

Dans le cadre de ce projet, on s'est intéressé aux systèmes de mesures des caractéristiques des matériaux.



Figure I. 16: Carte d'accès au symposium international des micro-ondes (Montréal 2012).

1-Système à base de ligne micro-strip (mode résonant) pour mesure de ϵ_r et $\tan(\delta)$ pour des matériaux ultra-minces

Ce système permet la mesure de ϵ_r (1 à 40) et $\tan(\delta)$ (0.001 à 0.05) dans la bande 800MHz -14GHz pour des matériaux minces (10 μ m à 0.5mm) et à faibles pertes [33] (Figure I.17).

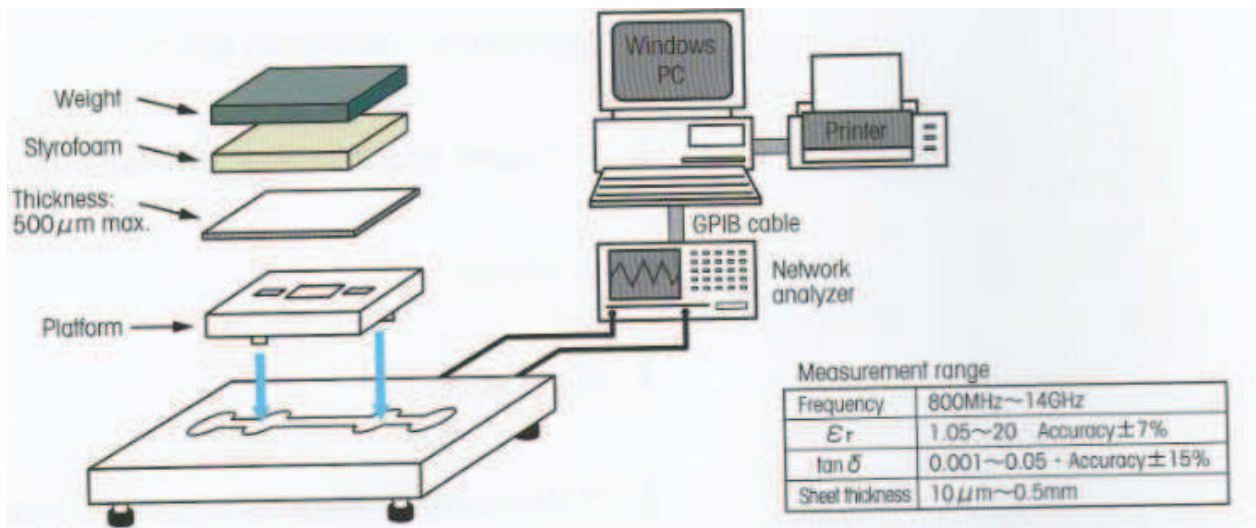


Figure I.17 : Système de mesure à base de ligne micro-strip [77].

2-Système avec méthode des perturbations (cavité)

Ce système permet la mesure de ϵ_r (1 à 150) et $\tan(\delta)$ (résolution de 5×10^{-5}) dans la bande 200MHz -1, 2, 3, 5 et 10 GHz pour des matériaux minces (1 à 7mm de diamètre, 30mm de longueur selon le résonateur) (Figure I.18).

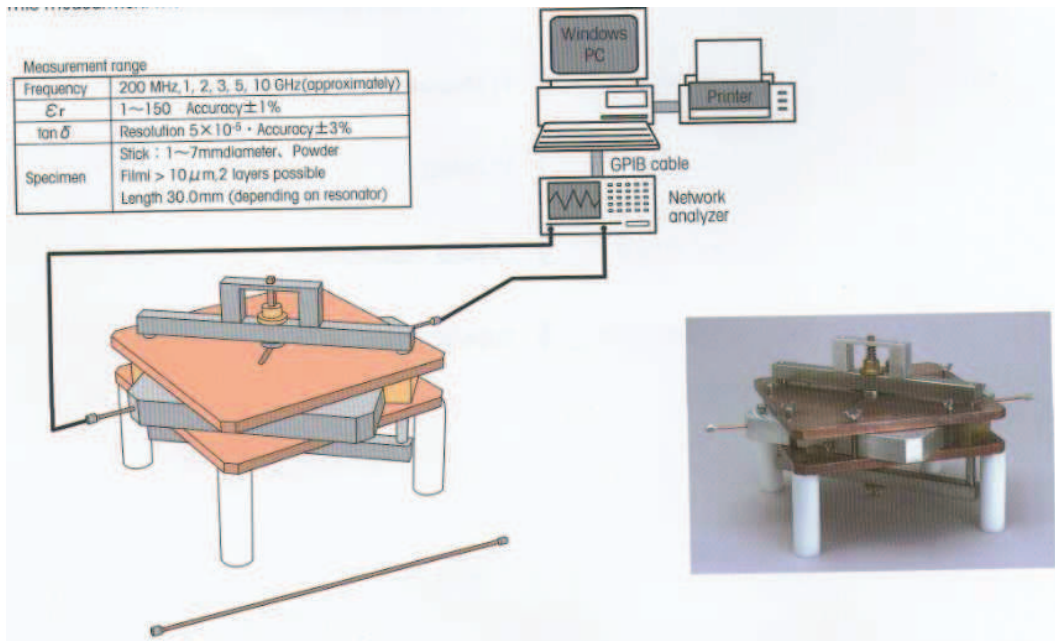


Figure I.18 : Système avec méthode des perturbations (cavité) [77].

3-Système avec résonateur Fabry-Perot

Ce système permet la mesure de ϵ_r (1.05 à 30) et $\tan(\delta)$ (0.0001 à 0.05) dans la bande 18-110 GHz pour des matériaux minces ($10 \mu\text{m}$ à 0.2mm) (Figure I.19).

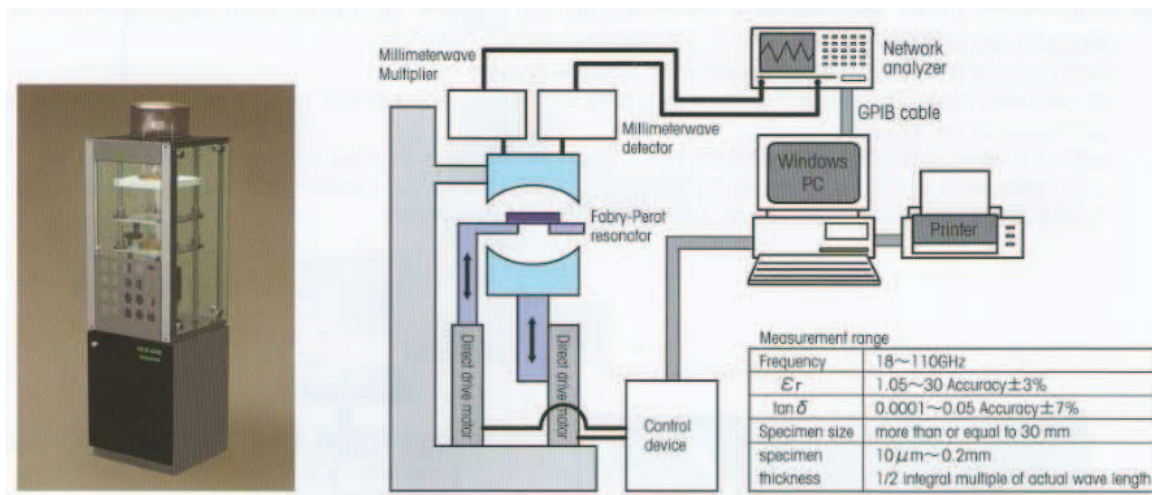


Figure I.19 : Système avec résonateur Fabry-Perot [77].

4-Système avec antenne lentille à incidence diagonale

Par mesure de la différence de phase du facteur de réflexion en mode TE et le rapport d'amplitude en mode TM, la permittivité et la perméabilité complexes peuvent être obtenues. Les antennes lentilles permettent d'obtenir des ondes planes au lieu d'ondes sphériques.

Ce système permet la mesure de ϵ_r (2 à 50) et $\tan(\delta)$ (0.1 à 20) dans la bande 2.6- 110 GHz avec angle d'incidence entre 15° et 80° (Figure I.20).

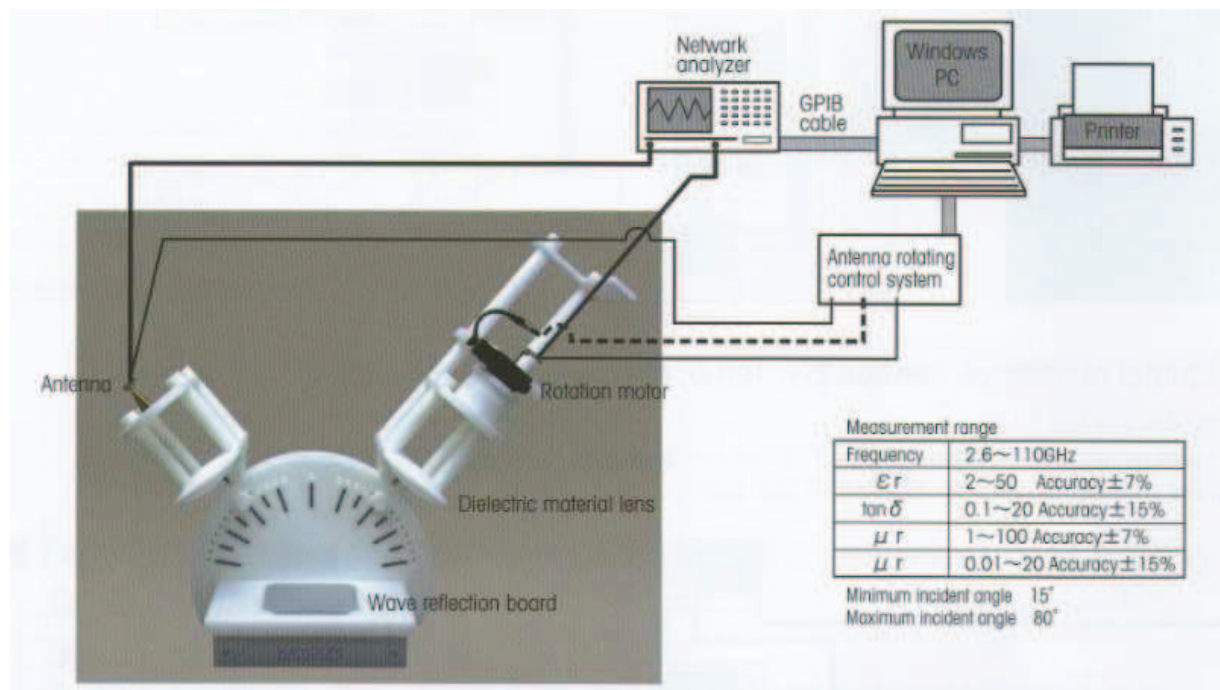


Figure I.20 : Système avec antenne lentille à incidence diagonale [77].

5-Mesure des paramètres S en espace libre

Ce système permet la mesure de ϵ_r (2 à 30) et $\tan(\delta)$ (0.01 à 20) dans la bande 2.6- 26.5 GHz (Figure I.21).

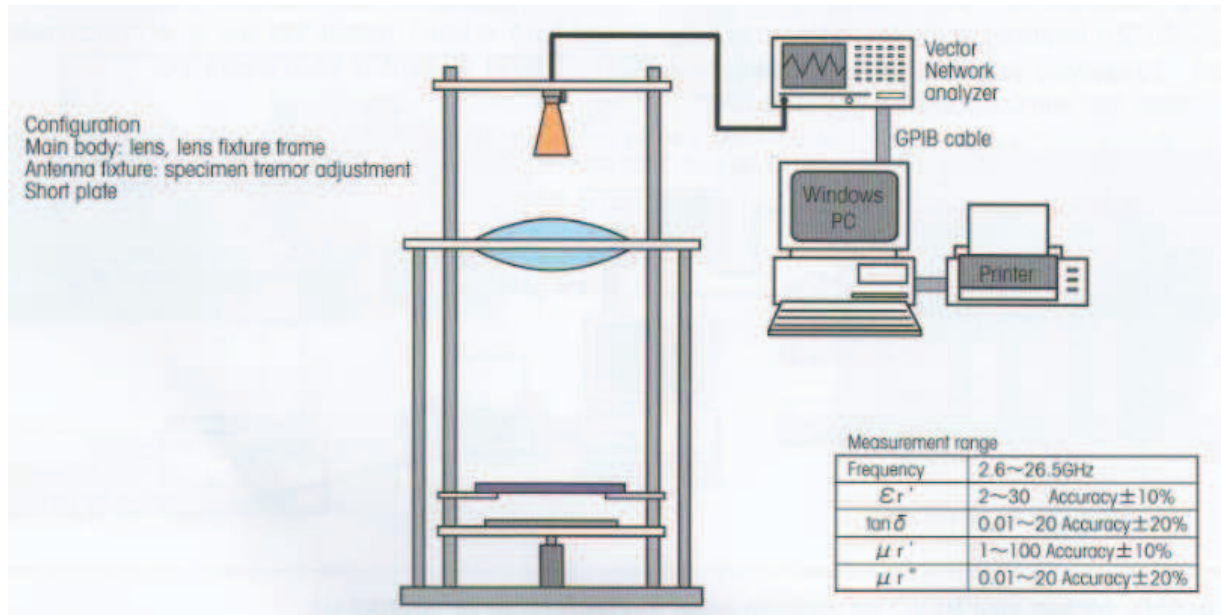


Figure I.21 : Mesure des paramètres « S » en espace libre [77].

6-Système avec sonde

Dans la bande 200MHz-90GHz, ce système mesure ϵ_r (1.05 à 500) et $\tan(\delta)$ (0.01 à 5) pour les liquides et les solides (Figure I.22).

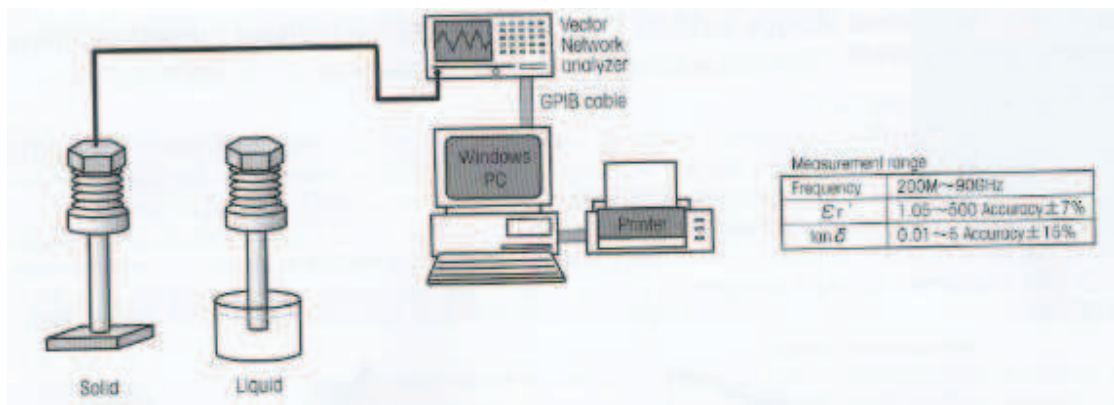


Figure I.22 : Système avec sonde [77].

I.10. Conclusion

Ce chapitre constitue une liste non exhaustive des méthodes de caractérisation des matériaux allant des techniques les plus simples aux plus complexes. Chaque méthode a été mise en évidence par la procédure suivante :

- Explication du principe de fonctionnement,
- Schéma et configuration de mesure,
- Exigences de la méthode,
- Modèle mathématique de calcul,
- Les paramètres que la technique permet d'extraire
- Eventuelles domaines d'applications.

De manière générale, toutes les méthodes présentent des avantages comme elles présentent des inconvénients. Cependant, il est envisageable de remédier à ces défauts par :

- Des techniques d'adaptation de la structure de mesure selon le cas,
- Des hypothèses simplificatrices pour faciliter le calcul mathématique et l'extraction des paramètres des matériaux à partir des équations souvent non linéaires. Ces hypothèses peuvent être :
 - Hypothèse des faibles pertes,
 - Conducteurs parfaits,
 - Faibles perturbations
 - Mode de propagation TEM etc.

D'autres solutions peuvent être adoptées, selon la structure de mesure, les paramètres recherchés, nature des matériaux sous test (magnétiques, non magnétiques etc.) et bande de fréquence d'intérêt.

Certes, ces techniques permettent de simplifier énormément le calcul et de surmonter pas mal d'obstacles de mesure, néanmoins, elles conduisent à des incertitudes importantes. C'est pour cette raison qu'il est bon de penser à des méthodes hybrides pour bénéficier de la précision et de la bande large.

Effectuer une série de mesures et évaluer la fourchette d'incertitudes est une autre éventualité pour minimiser l'erreur et maximiser la précision de mesure.

Chapitre II.

Généralités sur les antennes imprimées

II.1. Introduction

L'avènement des antennes patchs depuis les années 1950 a révolutionné le monde des communications. Leurs faibles poids, Leurs formes miniatures ainsi que Leur faible coût font de ces antennes un bon compétiteur aux antennes classiques.

La technologie actuelle qui vise de plus en plus la miniaturisation des composants a permis de mettre en évidence l'importance et l'utilité des antennes imprimées. Suite à ça, beaucoup d'applications ont vu le jour, à savoir, les missiles intelligents, les communications sans fils, les applications radar etc.

Ce chapitre sera consacré à la présentation des différents côtés relatifs aux antennes patchs. On commence tout d'abord par la structure et les techniques d'alimentation déployées, ensuite on se penche sur les modèles d'analyse de ce type de structure et on clôture le chapitre par un bref aperçu des domaines d'application et quelques avantages et inconvénients des antennes imprimées.

II.2. Historique des antennes imprimées

Le concept des antennes micro rubans fut initialement proposé en 1953 par Deschamps aux Etats Unis d'Amérique et en France par *Guttan et Baissimot* en 1955 [52]. Un peu plus tard le phénomène de rayonnement provenant des discontinuités dans les strip-lines fût observé et étudié par *Lewin* en 1960 [52]. Au début des années 70, *Byron* décrit une piste rayonnante conductrice gravée sur un substrat diélectrique ($\epsilon_r < 10$) et repose sur un plan de masse [39].

Par la suite, les caractéristiques des patchs micro-ruban rectangulaires furent publiées par *Howell. Weinschel*, de son côté, développa plusieurs géométries de patchs micro-ruban pour l'usage en réseau cylindrique en fusée. Les travaux additionnels sur les éléments basiques du micro-ruban furent publiés en 1975. Le travail de *Nunson* dans le développement des antennes micro rubans a montré que celui-ci était un concept pratique s'étalant à d'autres problèmes relatifs à d'autres systèmes d'antennes [3].

Le modèle mathématique d'un micro-ruban basique fut initialement réalisé à travers l'application de l'analogie avec les lignes de transmission pour patchs rectangulaires simples. Le diagramme de rayonnement d'un patch circulaire fut analysé et le résultat publié par *Corver*. La première analyse mathématique d'une ample variété de patchs de micro-ruban fut publiée en 1977 par *Lo* et *Al*. A la fin des années 70, les antennes micro-ruban sont devenues plus connues et utilisées dans divers systèmes de communications. De nos jours elles sont très utilisées dans les appareils téléphoniques, les ordinateurs portables, les systèmes embarqués (missiles, fusées, satellites etc.)

II.3. Structure d'une antenne patch

L'antenne patch ou microbande, appelée aussi micro-ruban, est un élément transducteur. Elle effectue ainsi deux fonctions fondamentales qui définissent le principe d'antenne de manière générale, il s'agit bien du rayonnement (émission) et de la réception d'une onde électromagnétique évoluant avec une fréquence compatible à celle de l'antenne.

Sa configuration basique se compose d'un plan de masse conducteur et d'un diélectrique appelé substrat sur lequel est imprimée une forme conductrice (Cuivre, Or etc.) qui représente l'élément rayonnant ou le patch. Le substrat est défini comme étant un diélectrique caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r (Figure II.1).

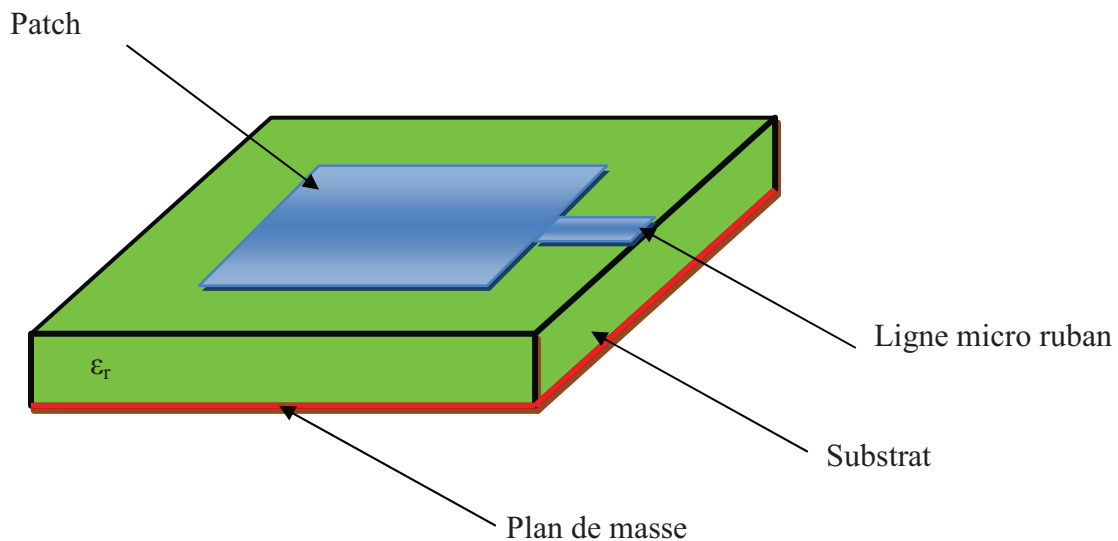


Figure II.1: Structure typique d'une antenne microbande.

Vu la complexité de l'analyse de ce type de structures (milieu non homogène et présence de plusieurs modes de propagation), l'élément conducteur peut être simplifié à des formes habituelles manipulables comme indiquée sur la figure II.2.

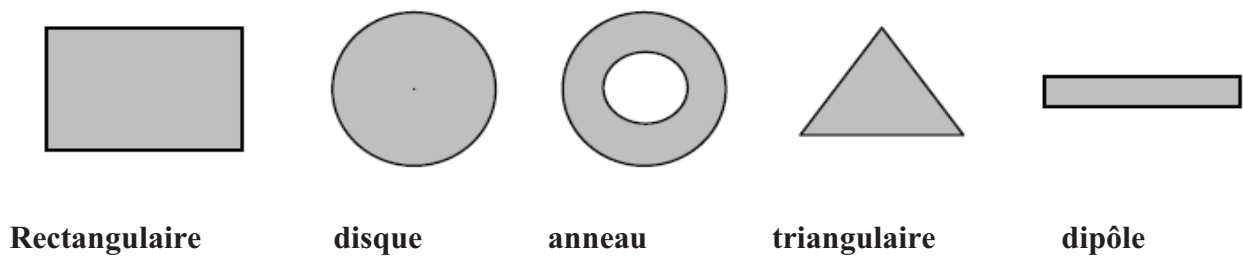


Figure II.2: Diverses formes d'éléments rayonnants dans une antenne patch [16].

Les performances d'une antenne patch dépendent étroitement de la géométrie et des dimensions de tous ses composants. Les paramètres intervenant dans la caractérisation de l'antenne sont :

➤ **Le substrat**

- Hauteur du substrat h .
- Permittivité relative du diélectrique ϵ_r .
- Tangente des pertes $\tan(\delta)$.

➤ **Le conducteur**

- La forme géométrique (carré, cercle, triangle etc.)
- Les dimensions (largeur(W), longueur (L) pour la forme rectangle et rayon pour la forme circulaire).

II.4. Polarisation d'une antenne

La polarisation d'une antenne exprime sa sensibilité à une direction du champ électrique. Une polarisation peut être rectiligne (verticale, horizontale ou oblique), circulaire ou elliptique. Le type de polarisation est déterminé par la géométrie de l'antenne et parfois par le milieu de propagation.

II.5. Techniques d'alimentation des antennes imprimées

Vu la sensibilité des antennes imprimées aux différents types d'alimentation, un soin bien particulier doit être réservé à cette étape de réalisation. A cet effet, plusieurs techniques d'alimentation sont mises en évidence dans le souci d'atteindre des meilleures performances avec minimum de pertes. La théorie montre qu'il est possible de combiner les circuits d'alimentation et les éléments rayonnants sur un même substrat. Les stratégies d'alimentation peuvent être donc [16] [13]:

- Alimentation par ligne micro-ruban,
- Alimentation par une sonde coaxiale,
- Alimentation par fente,
- Alimentation par couplage.

II.5.1. Alimentation par contact direct

II.5.1.1. Alimentation par ligne micro-ruban

Cette technique consiste à placer une ligne micro-ruban (généralement de 50Ω) en contact avec l'élément rayonnant (Figure II.3). La longueur de la ligne est considérée plus petite que les dimensions du patch. Ce principe assez simple à réaliser fournit la possibilité de fabriquer une structure plane sur un substrat diélectrique. Cet avantage est l'origine d'une large utilisation d'une alimentation micro-ruban dans les réseaux d'antennes imprimées de différentes formes [60].

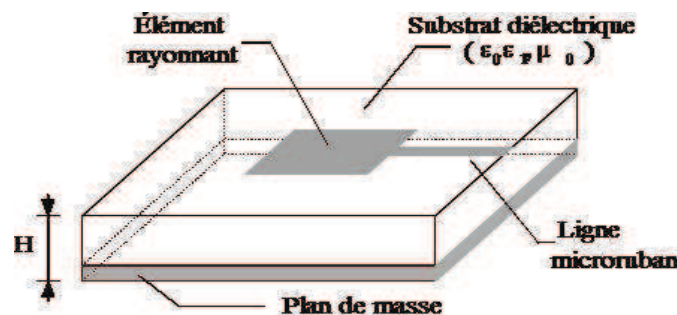


Figure II.3: Antenne patch alimentée par une ligne micro ruban [16].

II.5.1.2. Alimentation par une sonde coaxiale

La figure (II.4.a) [75], montre une antenne microbande rectangulaire excitée par un câble coaxial via une sonde. La connexion coaxiale est implantée à la face arrière du circuit imprimé, alors que le câble coaxial est fixé à la plaque conductrice de l'antenne. L'alimentation par câble coaxial peut être représentée comme étant un courant électrique filiforme, allant du plan de masse vers la plaque conductrice de l'antenne.

II.5.1.3. Modélisation et discussion

L'alimentation avec contact direct peut être modélisée par un circuit RLC parallèle équivalent au conducteur (patch) rayonnant et résonnant et une inductance série modélisant la sonde coaxiale d'alimentation ou de la ligne d'alimentation micro-ruban figure (II.4.b) [21].

L'avantage des alimentations directes réside principalement dans la simplicité de la procédure, elles offrent également un degré de liberté pour le choix de positionnement du point d'alimentation afin d'ajuster l'impédance d'entrée. Cependant, elles présentent également plusieurs inconvénients.

L'augmentation, par exemple, de l'épaisseur du substrat dans le but d'augmenter la largeur de la bande passante, conduit à une augmentation des faux rayonnements d'alimentation et une

augmentation de la puissance d'onde surfacique. Ceci étant la raison de la limitation de la largeur de bande de telles antennes.

Une autre vision envers l'alimentation des antennes imprimée a été développée récemment. Il s'agit bien des antennes alimentées sans contact direct. Cette procédure est souvent appelée « Alimentation par proximité » ou « couplage électromagnétique » qui fera le sujet de la section qui suivra.

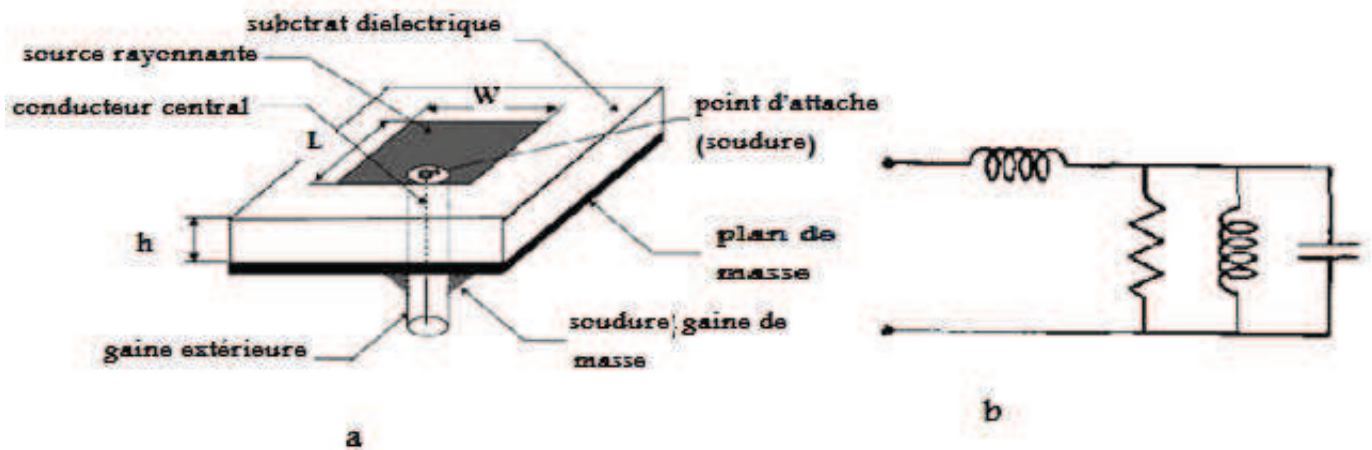


Figure II.4: (a) Alimentation par une sonde coaxiale, (b) Circuit équivalent [21].

II.5.2. Alimentation par couplage électromagnétique

II.5.2.1. Alimentation couplée par ouverture

Dans ce type d'alimentation, la pièce rayonnante et la ligne d'alimentation sont séparées par le plan de masse (Figure II.5). La puissance est couplée au patch par une fente (ouverture) réalisée dans le plan de masse.

La quantité du couplage de la ligne d'alimentation au patch est déterminée par : la forme, la taille et le positionnement de la fente

La réduction des rayonnements indésirables est due à la séparation entre le patch et la ligne d'alimentation par le plan de masse. En pratique, deux substrats sont utilisés. Un premier matériau diélectrique employé comme substrat de fond et un second diélectrique employé comme substrat supérieur pour optimiser le rayonnement du patch.

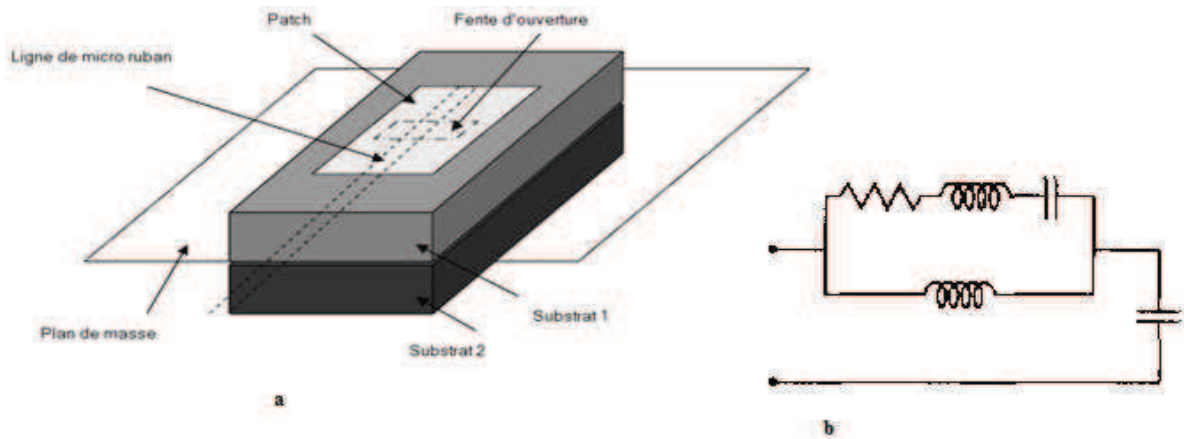


Figure II.5: (a) Alimentation couplée par fente, (b) Circuit équivalent [21].

II.5.2.2. Alimentation couplée par ligne enterrée (Ligne microbande en sandwich)

Une antenne plaquée peut être aussi alimentée par couplage électromagnétique de la ligne micro-ruban à l'élément rayonnant. Dans ce cas, le résonateur et la ligne d'alimentation sont situés du même côté du plan de masse (Figure II.6). L'antenne est formée de deux substrats, avec une ligne micro-ruban sur le substrat inférieur qui se termine en circuit ouvert sous le patch imprimé sur le substrat supérieur.

Le couplage électromagnétique a l'avantage de permettre la réalisation du patch rayonnant sur un substrat relativement épais, afin d'améliorer la bande passante, pendant que la ligne d'alimentation est imprimée sur un substrat plus mince, afin de réduire les rayonnements et les couplages parasites.

Par ailleurs, la fabrication de l'antenne nécessite un bon alignement entre les substrats, mais les soudures sont éliminées.

L'adaptation à l'entrée de l'antenne dépend de la longueur de la ligne d'alimentation et le rapport largeur du patch/largeur de la ligne. Elle peut être améliorée en utilisant des transformateurs quarts d'onde ou en utilisant des « stubs » sur la ligne d'alimentation. Des bandes passantes de 13 % ont été obtenues [35].

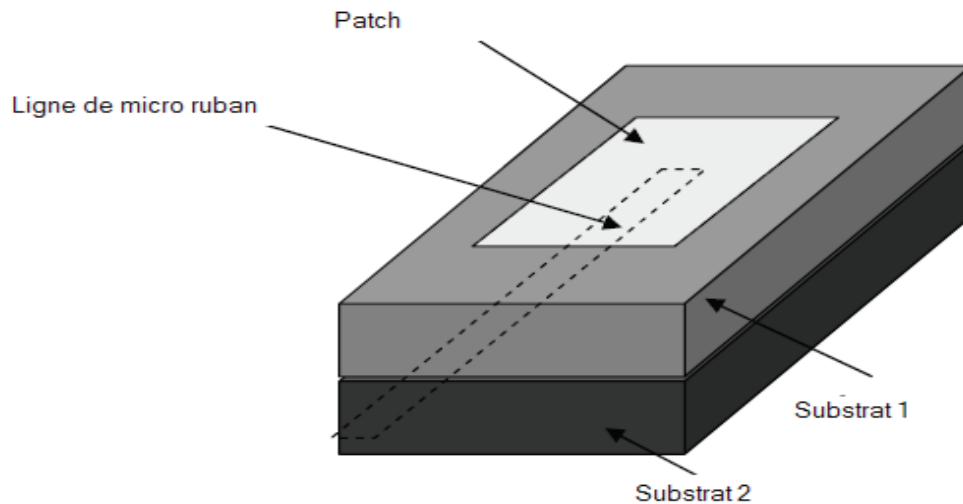


Figure II.6: Alimentation couplée par ligne enterrée [16]

II.6. Choix des paramètres d'une antenne imprimée

Le patch est fabriqué à base d'un matériau de conductivité suffisamment élevée (Cuivre : $\sigma = 59,6 \times 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$, Or : $\sigma = 45,2 \times 10^6 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$ etc.). L'élément rayonnant et les lignes d'alimentation sont habituellement photogravés sur le substrat diélectrique.

Les paramètres physiques et géométriques liés au choix de l'antenne imprimée sont :

- La permittivité relative du diélectrique (ϵ_r),
- L'angle des pertes ($\tan \delta$) dans ce même substrat, avec prédominance des pertes par effet joule,
- L'épaisseur du diélectrique (elle doit rester faible par rapport à la longueur d'onde),
- Les dimensions et la forme de l'élément rayonnant.

II.7. Choix des substrats

Le substrat est un composant déterminant dans la conception des antennes patches. Ses caractéristiques physiques et géométriques définissent en grande partie les performances de l'antenne. Un soin bien particulier doit donc être attribué à cet élément, il doit, par conséquent, satisfaire quelques exigences et conditions restrictives :

- Conservation de la forme originale,
- Stabilité envers le changement de la température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques,
- Uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques),
- Faibles pertes diélectriques (typiquement $\tan(\delta) \leq 3 \cdot 10^{-3}$) pour une meilleure efficacité,
- Résistance aux produits chimiques (pour les phases de photolithographie).

Une large gamme de matériaux peut être exploitée pour la réalisation des antennes imprimées. Généralement, ces matériaux présentent une permittivité relative comprise entre 2.2 et 12.

Les bonnes performances, en l'occurrence, meilleure efficacité, faisceaux larges et faible zone de couplage, sont atteintes pour des substrats épais et de permittivité relative faible.

Dans une liste loin d'être exhaustive, on présente les principales catégories des matériaux diélectriques utilisées [36] :

- **Les matériaux ferromagnétiques**

Ces matériaux comprennent les substrats ferrites. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaquées rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- **Les matériaux céramiques**

Couramment employés pour les circuits micro rubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité mais ils sont très fragiles. Leurs permittivités, dans la plupart des cas, sont élevées et ils présentent des faibles pertes ($\tan \delta = 10^{-3}$).

- **Les matériaux semi-conducteurs**

Du type Arséniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si). La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes destinées à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux synthétiques**

La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques, une permittivité proche de 2 avec des pertes faibles ($\tan \delta \approx 0,003$). Cependant, les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ($\tan \delta > 0,01$ à 26.5 GHz). Un exemple de ces matériaux: le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc.

- **Les matériaux TMM (Thermoset Microwave Material)**

Ces matériaux constitués de résines chargées de différents composants céramiques de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3.25, 4.5, 6.5, 9.8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- **Les matériaux photoniques**

Depuis le début des années soixante, un nouveau type de matériaux, les cristaux photoniques (matériaux à permittivité périodique) font l'objet d'une grande effervescence dans le monde scientifique. Or, la grande majorité des recherches portant sur ces matériaux ont été effectuées par des physiciens dans le cadre d'études de dispositifs optiques. Actuellement, les chercheurs s'intéressent à

une application dans le domaine des microondes. Il s'agit de concevoir une antenne imprimée sur une cavité à base des matériaux photoniques, ces derniers peuvent réduire les ondes de surface.

II.8. Méthodes d'analyses des antennes microbandes

II.8.1. Méthodes analytiques

Ces méthodes reposent sur la prise en compte de la nature des phénomènes physiques qui se produisent au sein de l'antenne. Vu la complexité d'une telle analyse, un ensemble d'approximations sont mises en place afin de simplifier le modèle développé. Les modèles les plus populaires et qui fournissent des résultats suffisamment concis sont le modèle de la ligne de transmission et le modèle de la cavité [85] [52] [83].

Le modèle de la ligne de transmission est le plus simple, il donne une bonne interprétation physique, cependant il est moins précis [24]. De son côté, le modèle de la cavité se distingue par une bonne précision et en même temps présente une complexité importante.

Le Patch rectangulaire est la forme des antennes patches la plus répandue. Simple à analyser par le modèle des lignes et de la cavité [17].

Dans la suite de l'étude, les modèles d'analyse seront présentés pour le cas d'une forme rectangulaire.

II.8.2. Le modèle de la ligne de transmission

Il a été déjà souligné que ce modèle est simple mais moins précis et manque de flexibilité. De manière basique, le modèle de ligne interprète l'antenne micro-ruban comme étant deux fentes séparées par une ligne de transmission de longueur L et de faible impédance caractéristique Z_c [16].

A-Effet des bords

Vu que le patch est de dimensions finies, les champs marginaux aux bords de la structure subissent des étalements (Figure II.7) dont la quantité est fonction des dimensions du patch et de la hauteur du substrat.

Pour le plan principal E (plan x-y), les champs des bords sont fonction du rapport L/H et de la permittivité relative ϵ_r du substrat. Comme le rapport L/H est supérieur à 1 ($L/H \gg 1$), les champs marginaux sont réduits, cependant, il est nécessaire d'en tenir compte du fait qu'ils influent directement la fréquence de résonance de l'antenne. Le même résultat s'applique sur la largeur W .

La figure II.8 montre une configuration typique des lignes de champs électriques évoluant dans un milieu non homogène contenant deux diélectriques : le substrat et l'air.

Il se voit que la quasi-totalité du champ E se trouve dans le substrat et une partie existe dans l'air. Comme $W/H \gg 1$ et $\epsilon_r > 1$, les lignes de champ se concentrent à l'intérieur du substrat. Les champs des bords, dans ce cas, font que l'antenne est vue d'une longueur électrique supérieure à ses

dimensions physiques.

Vu que les champs évoluent dans deux milieux différents (substrat et air), une permittivité effective ϵ_{reff} est introduite pour tenir compte des champs marginaux et de la propagation des ondes dans le patch. Elle est donnée par la relation II.1 (Figure II.7, II.8) [16].

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

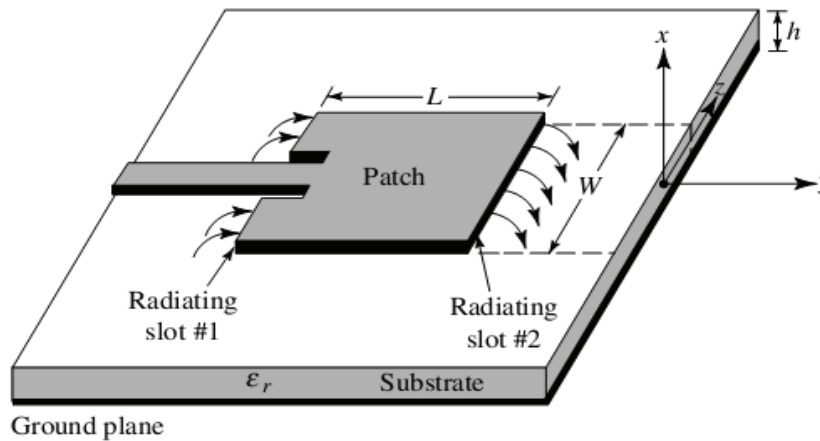
B-longueur effective et fréquence de résonance

Il est déjà mis au Claire que les champs des bords font que les dimensions du patch se voient électriquement supérieures à ses dimensions physiques. Cela est bien montré dans la figure II.7 (ca du plan E) où la longueur du patch est allongée d'une quantité ΔL . Une approximation de cette quantité de longueur est donnée par [16] :

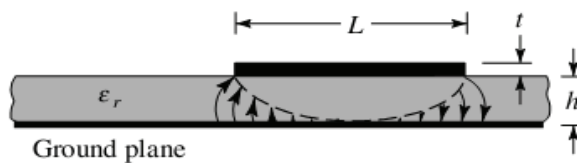
$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{\text{reff}} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\text{reff}} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (\text{II. 2})$$

La longueur effective L_{eff} sera donc :

$$L_{\text{eff}} = L + 2\Delta L \quad (\text{II. 3})$$



(a) Microstrip antenna



(b) Side view

Figure II.7 : Répartition des champs sur les bords du patch [16].

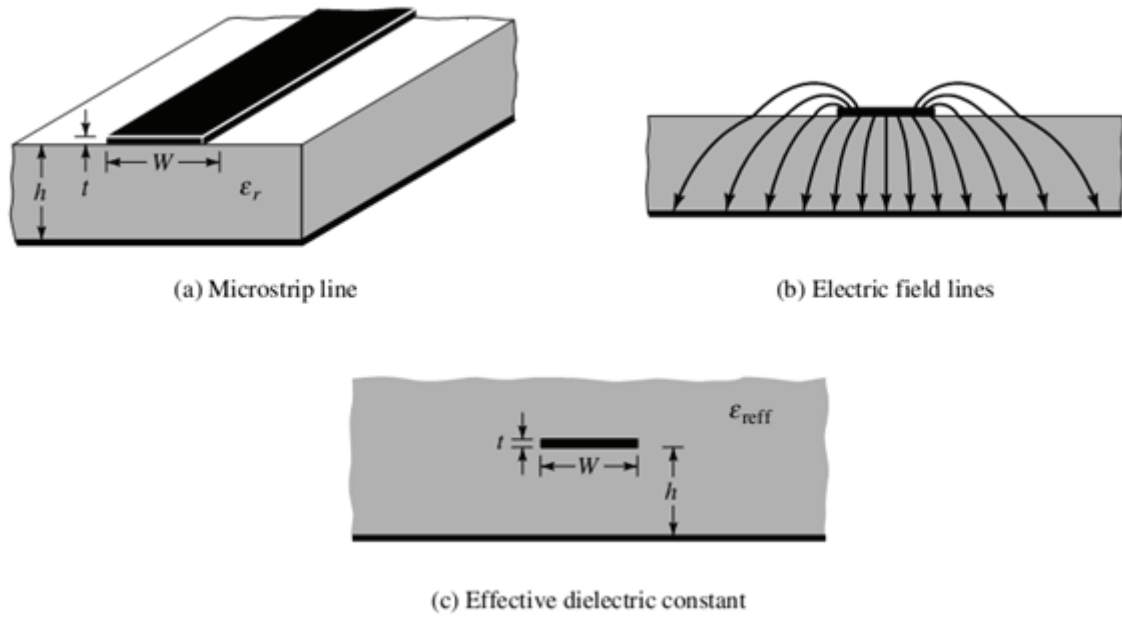


Figure II.8 : (a) Ligne microstrip, (b) Les lignes de champs (c) Constante diélectrique équivalente [16].

A titre d'illustration et pour un mode de propagation dominant TM_{010} , la fréquence de résonance de l'antenne, sans tenir compte de l'effet des bords, est donnée par les relations II.4, II.5.

$$f_{r010} = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_0\mu_0\sqrt{\epsilon_r}}} = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (II.4)$$

En tenant compte des modifications apportées par l'effet des bords, cette fréquence devient :

$$f_{rc010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\epsilon_0\mu_0\sqrt{\epsilon_{reff}}}} = \frac{1}{2(L + 2\Delta L)\sqrt{\epsilon_0\mu_0\sqrt{\epsilon_{reff}}}} \quad (II.5)$$

C- Conception

En se basant sur la formulation décrite précédemment, la procédure d'une conception pratique d'une antenne patch rectangulaire sera mise en évidence (Figure II.9).

La procédure assume la connaissance de la constante diélectrique du substrat ϵ_r , la fréquence de résonance f_r et la hauteur du substrat h , la conception suit donc les étapes suivantes :

- Spécification de ϵ_r , f_r et h .
- Déterminer W , L .
- **Concevoir :**

1- Pour un rayonnement efficace, la largeur pratique du patch est calculée comme suit :

$$W = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \sqrt{\varepsilon_r + 1}} = \frac{c}{2f_r \sqrt{\varepsilon_r + 1}} \quad (II.6)$$

Où c est la vitesse de la lumière ($c=3 \times 10^8$ m/s)

- 2- Calcul de la constante diélectrique effective de l'antenne à partir de l'équation II.1.
- 3- Déterminer la fraction de longueur (ΔL) à partir de l'équation II.2.
- 4- La longueur actuelle du patch sera donc :

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\varepsilon_{reff}} \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} - 2\Delta L \quad (II.7)$$

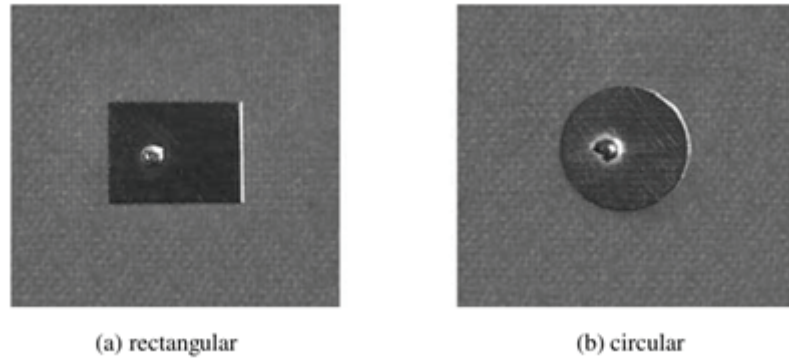


Figure II.9 : Modèles d'antennes patches (a) rectangulaire (b) circulaire [16].

D-Conductance

Chaque fente rayonnante est représentée par une admittance parallèle équivalente Y (conductance G et susceptance B) (Figure II.10(b)). Les fentes sont modélisées par les équations suivantes [16] :

$$Y_i = G_i + jB_i \quad \text{avec : } i = 1,2 \quad (II.8)$$

$$G_1 = \frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (II.9a)$$

$$B_1 = \frac{W}{120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (II.9b)$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \quad (II.10)$$

W : largeur de la fente.

La variation de G_1 en fonction de W/h est présentée dans la figure II.11.

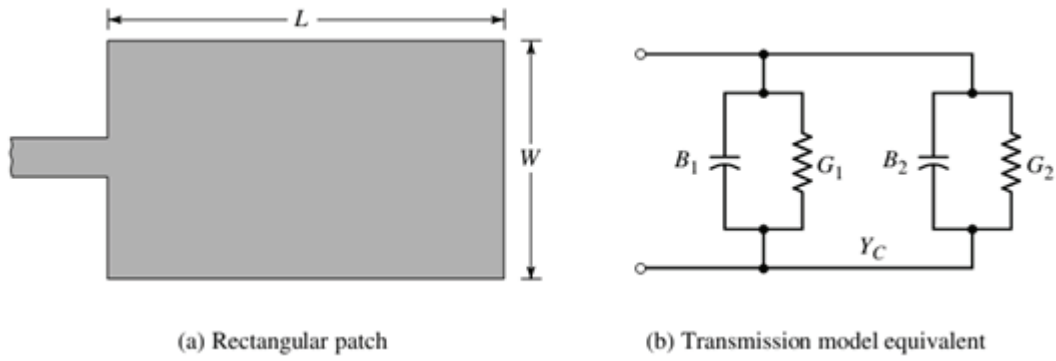


Figure II.10 : (a) Antenne patch rectangulaire, (b) Circuit équivalent en modèle de ligne de transmission [16].

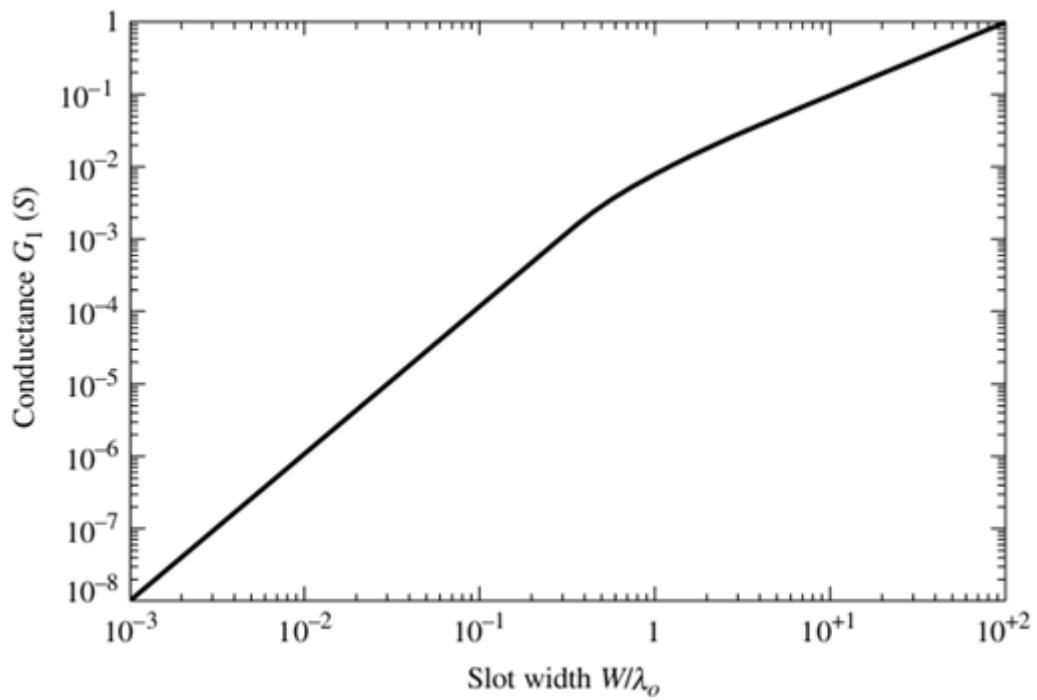


Figure II.11 : Variation de la conductance de la fente en fonction de sa largeur [16].

E- Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique d'une antenne patch est donnée par la formule :

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right] & \frac{W_0}{h} \leq 1 \quad (II.11a) \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[\frac{W_0}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1.444 \right) \right]} & \frac{W_0}{h} > 1 \quad (II.11b) \end{cases}$$

Où W_0 est la largeur de la ligne micro-ruban d'alimentation figure II.12.

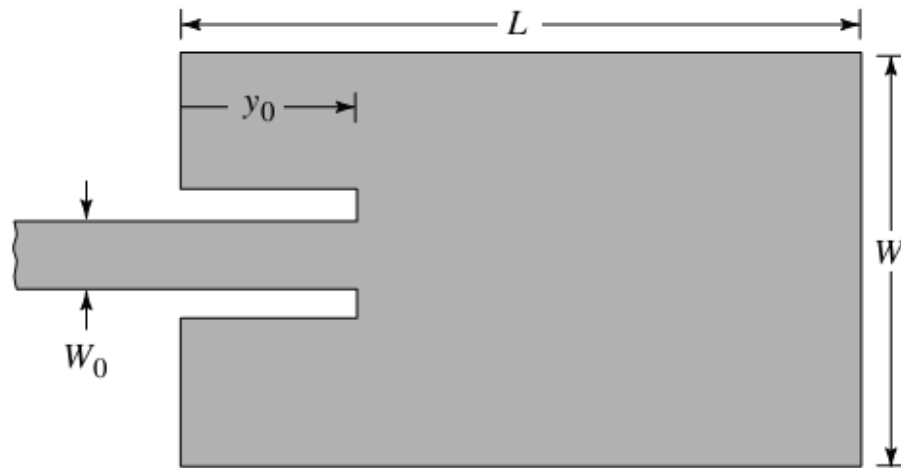


Figure II.12 : Ligne d'alimentation micro ruban renforcée [16].

F-Bande passante

La bande passante d'une antenne est difficile à définir de manière générale. La plupart des caractéristiques de l'antenne (gain, largeur du faisceau, polarisation et impédance) sont fonction de la fréquence et la variation de l'un de ces paramètres peut limiter la bande passante de l'antenne conçue pour un objectif bien défini.

La méthode fréquente pour la mesure de la bande passante est le passage par la mesure de la bande d'impédance qui indique une plage de fréquence dans laquelle le SWR à la porte de l'antenne reste sensiblement inférieur à une valeur bien définie.

Étant donné que l'antenne imprimée est une structure résonante, on choisit habituellement une valeur de VSWR de 2. La détermination de la bande passante est effectuée par le traçage du lieu d'impédance normalisée en fonction de la fréquence sur l'abaque de Smith et déterminer les deux fréquences d'intersection f_1 et f_2 avec le cercle SWR=2. Une autre technique consiste à tracer l'évolution de VSWR en fonction de la fréquence et déterminer f_1 et f_2 figure II.13. La bande passante est formulée en pourcentage comme suit [67]:

$$BP = 200 \times \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \% \quad (II.12)$$

➤ **ROS ou VSWR**

Le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) ou, en anglais, VSWR pour Voltage Standing Wave Ratio tout comme le coefficient de réflexion traduit l'adaptation ou la désadaptation d'impédance entre deux éléments [23] [74]. Lorsque l'adaptation n'est pas parfaite, la partie de l'onde réfléchi se superpose à l'onde incidente pour ne former qu'une seule onde, appelée onde stationnaire. Il se définit comme le rapport des valeurs maximales et minimales de l'amplitude de l'onde stationnaire, il est donné par la relation suivante :

$$VSWR = \frac{E_{fwd} + E_{ref}}{E_{fwd} - E_{ref}} \quad (II.13)$$

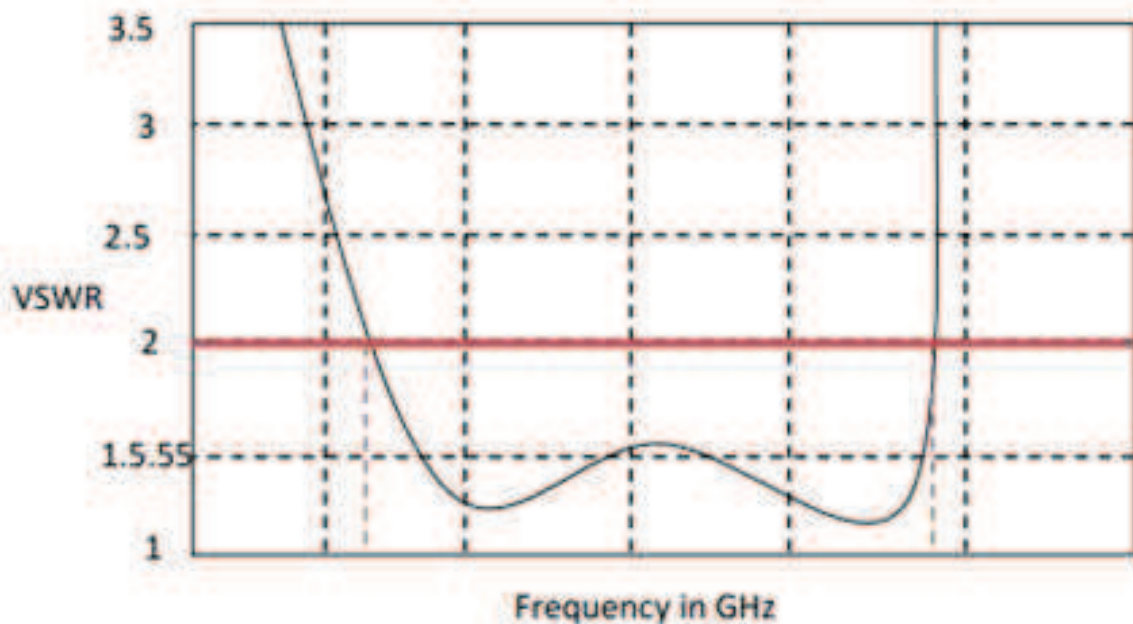


Figure II.13: Détermination graphique de la bande passante d'une antenne patch [8].

Une autre façon de définir la bande passante d'une antenne consiste à considérer le coefficient de réflexion S_{11} , ainsi et de manière générale, la bande passante correspond à la plage de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion est inférieur de -10dB. Mais dans certaines applications, ce niveau peut être relevé à -6 dB ce qui permet relâcher certaines contraintes lors de la conception d'une antenne, c'est le cas, par exemple, pour certaines antennes de téléphone mobile. Il est cependant communément admis que si le seuil auquel est considéré la bande passante n'est pas précisé, il s'agit de la bande passante pour un S_{11} inférieur à -10dB [51].

La Figure II.14 montre le paramètre S_{11} d'une antenne en fonction de la fréquence et met en évidence la bande passante à -10 dB. Dans cet exemple la bande passante qui s'exprime en Hertz (Hz) est de 226 Mhz.

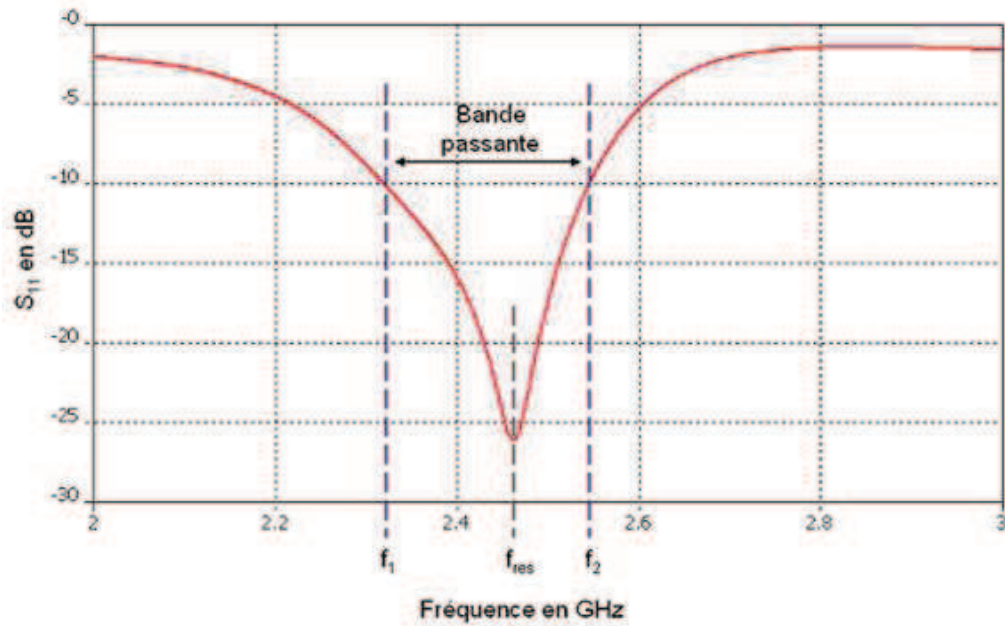


Figure II.14: Illustration de la bande passante à -10 dB [23].

La fréquence de résonance f_r correspond à la fréquence pour laquelle l'antenne est la mieux adaptée, c'est-à-dire pour laquelle le coefficient de réflexion est le plus faible. Sur une bande passante donnée, il est possible d'observer plusieurs minima donc plusieurs fréquences de résonance.

Afin de comparer des structures d'antennes, on exprime souvent la bande passante, BP, d'une antenne en pourcentage par rapport à la fréquence de résonance [51].

$$BP(en\%) = \frac{f_2 - f_1}{f_{res}} 100 \quad (II. 14)$$

G-Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est une représentation géométrique de la façon dont une antenne collecte ou rayonne l'énergie électromagnétique dans l'espace. Cette représentation peut se faire soit en trois dimensions soit en deux dimensions sur des diagrammes polaires présentant différents plans.

Le diagramme de rayonnement permet de localiser les zones de l'espace entourant l'antenne et les directions où le rayonnement est intense ou faible. Même si chaque diagramme de rayonnement est différent en fonction des antennes, il est possible de différencier trois formes typiques de diagramme de rayonnement : isotrope, omnidirectionnel et directif.

Une antenne isotrope est une antenne qui rayonne son énergie uniformément dans toutes les directions de l'espace. Même si différents travaux tentent de s'approcher de cette propriété [63] [26],

cette antenne reste purement théorique est sert de référence pour établir la directivité ou le gain d'une antenne réelle.

Une antenne omnidirectionnelle se caractérise par la faculté à rayonner de manière égale dans toutes les directions contenues dans un plan. L'antenne dipôle que nous présenterons par la suite est un exemple d'antenne omnidirectionnelle.

A l'inverse, une antenne directive est une antenne qui va concentrer l'énergie qu'elle rayonne dans une direction de l'espace. La figure II.15 ci-dessous présente une représentation en trois dimensions des formes de diagrammes de rayonnement que nous venons de présenter.

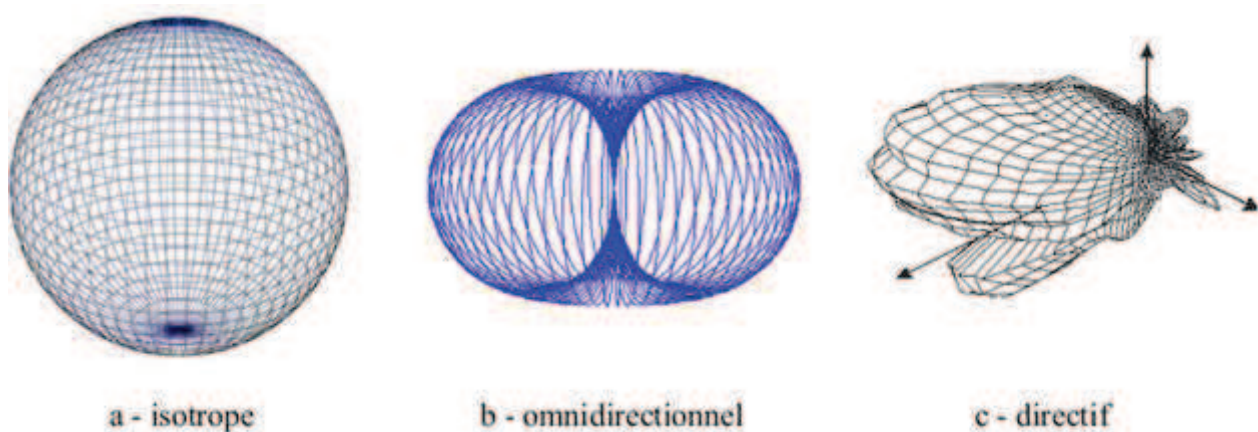


Figure II.15: Exemple de diagramme de rayonnement d'antenne [23].

II.8.3. Modèle de la cavité

C'est une méthode qui consiste à modéliser la région intérieure du substrat diélectrique par une cavité limitée par deux plaques électriques horizontales (l'élément rayonnant et le plan de masse) et quatre murs magnétiques transversaux à pertes (Figure II.16). Le champ électrique dans la cavité admet une composante longitudinale suivant l'axe (Oz) et le champ magnétique comporte deux composantes transversales suivant (Oy) et (Ox), cela est vrai pour le ca où $h \ll \lambda$ [71].

En alimentant l'antenne, une distribution de charge apparaît sur la surface supérieure et intérieure du Patch et sur la surface supérieure du plan de masse (Figure II. 17).

Cette distribution de charge est contrôlée par deux mécanismes : un mécanisme attractif entre les charges opposées sur le côté inférieur du Patch et le côté supérieur du plan de masse et un mécanisme répulsif entre les charges de même nature sur la surface inférieure du patch provoquant ainsi un déplacement de charges vers la surface supérieure du Patch. En raison de ce mouvement de charges, les courants circulent sur les deux faces du patch. L'hypothèse $L > h$ fait que le mécanisme attractif est le mécanisme dominant et par conséquent, moins de courant circulera sur la surface supérieure du Patch.

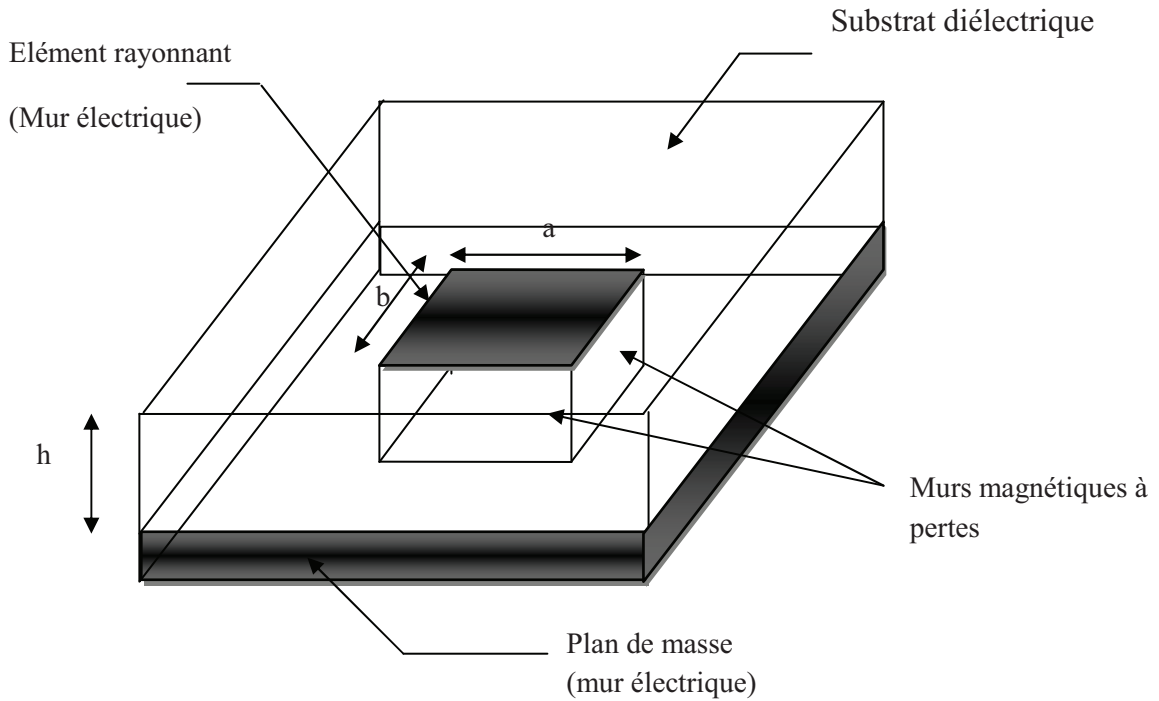


Figure II .16 : Modèle de la cavité à perte.

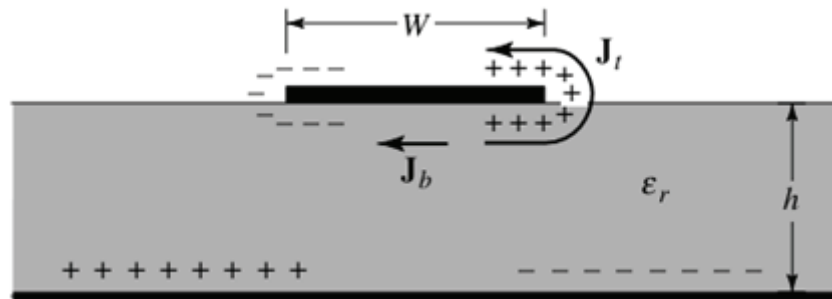


Figure II.17: Distribution des charges et création de courant dans une antenne patch [16].

La cavité présente des fréquences de résonance données par la formule générale suivante:

$$f_{r(mnp)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (II.15)$$

Où :

- L, W, h sont les dimensions de la cavité
- μ , ϵ sont la perméabilité et la permittivité du diélectrique respectivement.
- m, n et p sont des entiers qui définissent le mode.

Les conditions aux limites de la structure permettent de définir des modes de propagation de

type TM_{mnp} (avec $p=0$, dans le cas du substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement λ_0) [29] [71].

La figure II.18 représente la distribution tangentielle des champs électriques sur les faces de la cavité (sous l'hypothèse d'absence des champs marginaux) [16].

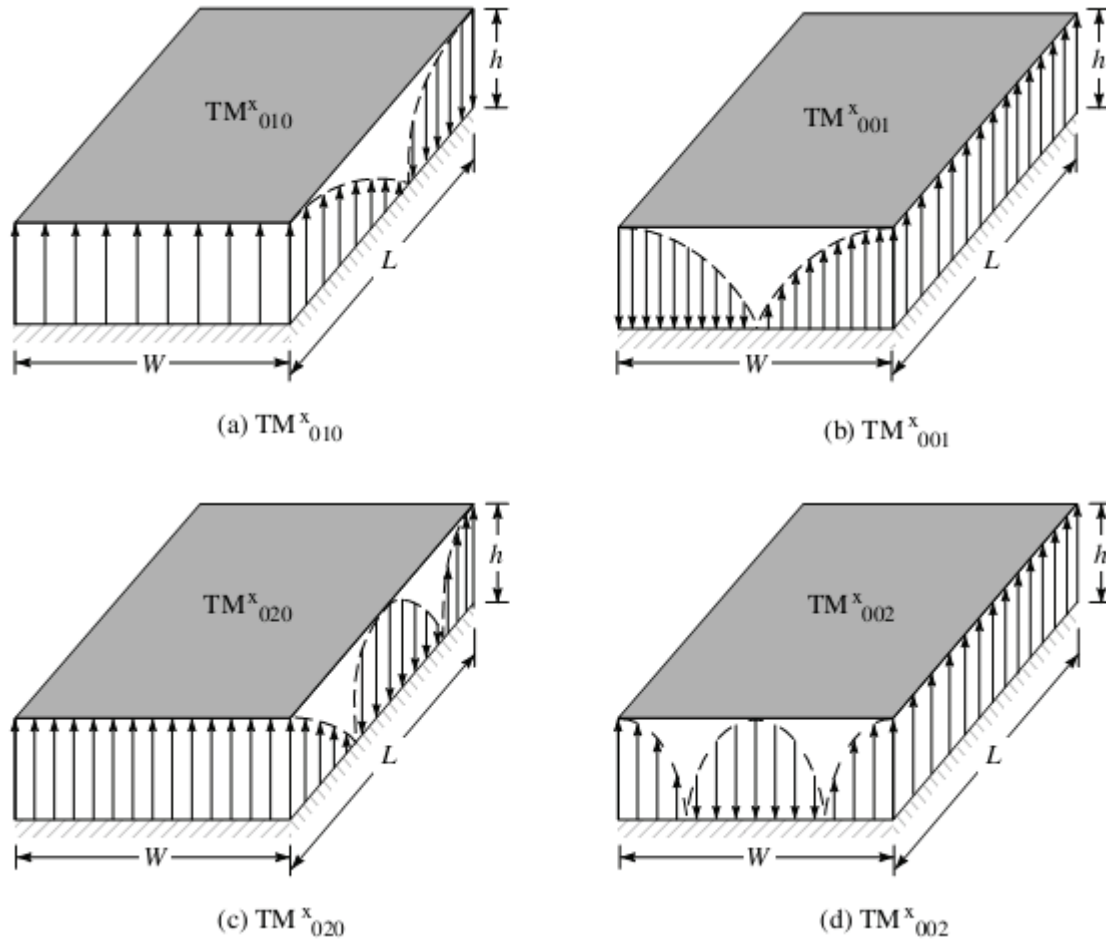


Figure II.18: Configuration des champs (modes) d'une antenne patch rectangulaire [16].

Les pertes dans les parois transversales reflètent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Ce phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des arêtes de l'élément rayonnant.

Une cavité à pertes peut représenter une antenne caractérisée par sa tangente de pertes effective donnée par la relation suivante :

$$\tan \delta_{eff} = \frac{1}{Q_T} \quad (II.16)$$

Où Q_T est le facteur de qualité total de la cavité donnée par :

$$\frac{1}{Q_T} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_r} \quad (II.17)$$

- Q_d représente le facteur de qualité du diélectrique, il se calcule comme suit :

$$Q_d = \frac{\omega_0 W_T}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (II. 18)$$

- ω_0 : Fréquence de résonance angulaire.
- W_T : Energie emmagasinée à la résonance.
- P_d : Pertes dans le diélectrique.
- $\text{Tang}(\delta)$: Tangente des pertes dans le diélectrique.

- Q_c est le facteur de qualité du conducteur.

$$Q_c = \frac{\omega_0 W_T}{P_c} = \frac{h}{\Delta} \quad (II. 19)$$

- P_c : Pertes dans le conducteur.
- Δ : Epaisseur de peau du conducteur.
- H : Epaisseur du substrat.

- Q_r est le facteur de qualité du rayonnement.

$$Q_r = \frac{\omega_0 W_T}{P_r} \quad (II. 20)$$

- P_r : Puissance rayonnée du patch.

On définit aussi l'angle de pertes effective comme suit:

$$\delta_{eff} = \tan \delta + \frac{\Delta}{h} + \frac{P_r}{\omega_0 W_T} \quad (II. 21)$$

Commentaire

Il est évident, du développement précédent, que le modèle de la cavité tient compte de la globalité des phénomènes physiques qui se produisent dans la structure d'une antenne patch, ce qui donne lieu à une bonne précision d'approximation. Cependant, ce modèle reste trop complexe et nécessite un soin bien particulier pour le calcul de toutes les grandeurs mises en jeu.

II.8.4. Autres méthodes

D'autres méthodes d'analyse des antennes imprimée sont largement utilisées récemment, il s'agit bien des méthodes de calcul numérique. Le principe de ces méthodes repose sur la résolution numérique des équations de maxwell et la détermination de la répartition des champs et courants sur la surface du patch. Parmi ces méthodes, on cite (*voire chapitre III*):

- Méthode des éléments finis,
- Système d'équations intégrales couplées, discrétisées par la Méthode des Moments (MOM),
- Méthode spectrale reposant sur la transformée de Fourier.

II.8.4.1. La méthode des moments (MOM)

C'est une technique très efficace pour la résolution des équations différentielles. Elle opère dans le domaine spectrale et consiste à trouver le zéro du déterminant de la matrice impédance [80]. La caractéristique de cette méthode est son indépendance de la source d'excitation qui est un avantage majeur [73]. Néanmoins, la méthode MOM souffre de quelques inconvénients à savoir :

- Gourmande en temps de calcul.
- La précision exigée pour déterminer les éléments de la matrice impédance.
- L'existence des solutions parasites.

II.8.4.2. Méthode d'analyse spectrale

Ce modèle prend en considération l'équation intégrale du champ électrique (EFIE) [73] [44] [82], dans le domaine spectral. Elle permet de résoudre efficacement le système d'équations intégrales dans le domaine spatial. Son principe se base sur la connaissance des champs électromagnétiques dans chaque région. Ainsi, le système d'équations intégrales à résoudre peut s'écrire sous une forme matricielle. Le choix de la condition de continuité surfacique et le vecteur de courant sur le patch permet de déduire une relation entre les composantes tangentielles des champs électromagnétiques et les courants surfaciques. L'approche de l'équation intégrale dans le domaine spectral est largement utilisée dans l'analyse et la conception de structures imprimées [80].

II.9. Avantages et inconvénients des antennes micro rubans

L'explosion technologique actuelle a montré un besoin accru envers la miniaturisation des composants électroniques dans une optique qui ne cesse de s'orienter vers la portabilité, l'autonomie et l'efficacité des systèmes, notamment le cas des systèmes embarqués.

Les télécommunications mobiles est un secteur dont l'importance est évidente et remarquable. Ce secteur est un champ d'application très adéquat aux systèmes miniatures en l'occurrence, le téléphone portable, les systèmes de localisation et de détection etc. Toutes ces fonctionnalités nécessitent la présence d'un élément émetteur- récepteur (antenne) de taille la plus petite possible. A cet effet, les patches trouvent leur importance irremplaçable pour les avantages suivants :

- faible poids et volume.
- limitation du risque de panne,
- faible coût de fabrication, production en masse possible,
- possibilité de prendre place dans plusieurs endroits critiques. Ainsi, l'antenne peut être placée sur les missiles, les fusées et les satellites sans modifications importantes ;
- polarisation linéaire et circulaire,

- antennes multi bandes et multi polarisations possibles (plusieurs applications dans la large gamme de fréquences allant de 100MHz à 50GHz sont réalisables.)
- simples et robustes,
- flexibilité envers les formes géométriques,

Comme tout composant fabriqué, l'antenne patch n'est plus un élément idéal, elle présente par conséquent quelques inconvénients qui peuvent être résumés comme suit :

- bande passante étroite, souvent associée à des problèmes de tolérance (géométriques et physiques),
- généralement gain faible dû essentiellement aux pertes importantes et aux limitations pratiques.
- la plupart des antennes rayonnent uniquement dans le demi-plan.
- supportent uniquement des faibles puissances (quelques dizaines de watts).
- le circuit d'alimentation est parfois complexe et il génère des rayonnements parasites qui peuvent compromettre les performances de l'antenne et des équipements voisins.

Il s'avère donc que la conception des antennes doit répondre aux compromis entre la performance et la complexité de réalisation. Ainsi, il existe des remèdes à quelques inconvénients, à titre d'exemple, l'insertion d'un trou métallisé [37] entre la plaque rayonnante et le plan de masse permet d'élargir la bande passante et de remédier aux problèmes des décharges électrostatiques et d'écoulement thermique.

II.10. Applications

Remplacer les antennes classiques par des antennes patches avec des performances équivalentes est le souci principal des concepteurs des systèmes de télécommunications, vu le besoin et les exigences du marché industriel. Il existe différentes applications réussies démontrant la possibilité de cette transition [3] :

- télécommunication satellitaires.
- commande et contrôle.
- télémétrie (télémesure) par missile.
- équipements portatifs.
- éléments d'alimentation dans les antennes complexes.
- antenne d'émission utilisée en médecine.
- récepteur satellite de navigation.

II.11. Conclusion

Ce chapitre a constitué, dans son ensemble, une présentation des antennes patchs. On a mis en évidence l'importance de ces éléments dans les défis technologiques actuels ainsi que leur utilisation dans des secteurs très divers. Les caractéristiques des antennes micro-ruban sont également présentées ainsi que quelques méthodes d'analyse.

Selon l'application et la précision visée, une des méthodes est choisie. Il est à noter aussi, que la disponibilité de la puissance de calcul actuel a poussé les chercheurs à mettre l'accent sur les méthodes numériques qui ne cessent de s'imposer à cause de leur précision, flexibilité et pertinence du point de vue clarté des résultats obtenus.

Pour illustrer ce constat, le chapitre suivant va porter sur la présentation d'un simulateur électromagnétique hyperfréquence dont le principe de fonctionnement est basé sur la méthode numérique « éléments finis ». Il s'agit bien du logiciel « HFSS » qui est très populaire dans le monde des hyperfréquences.

DEUXIÈME PARTIE

Caractérisation numérique et expérimentale

Chapitre III.

Mise en équations des antennes patchs et caractérisation à base du logiciel HFSS

III.1.Introduction

Les méthodes de simulation numériques sont de plus en plus en expansion continue due au développement des calculateurs dont la puissance de calcul ne cesse d'augmenter. Ces méthodes permettent de modéliser des structures complexes simplifiant ainsi le calcul des grandeurs électriques et magnétiques. L'outil numérique est devenu donc indispensable pour la conception et la simulation des circuits électriques.

Une variété de logiciels de simulation est actuellement disponible. Le choix de ces logiciels dépend principalement du type d'application, de la précision recherchée, la puissance de calcul nécessaire et de la nature des paramètres à simuler.

HFSS est un logiciel de simulation très développée. Il est basé sur la méthode des éléments finis « FEM » dont on parlera durant ce chapitre.

Le choix de ce logiciel pour notre application est très judicieuse, en effet c'est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes, ce qui convient à la simulation des antennes patch. En outre, ce logiciel permet de visualiser les détails de tous les paramètres qui peuvent nous être intéressants, en l'occurrence, évolution des paramètres « S » en fonction de la fréquence, répartition des champs électromagnétiques dans le patch, diagramme de rayonnement de l'antenne, fréquence de résonance, bande passante etc.

Ce chapitre sera donc dédié à :

- la mise en équation du phénomène de propagation des ondes électromagnétiques par le formalisme de MAXWELL,
- la présentation de l'outil de simulation (HFSS),
- méthode des éléments finis qui constitue le principe de fonctionnement de HFSS et on clôture ce chapitre par deux exemples de simulation des antennes patches rectangulaires alimentées par deux procédés différents : micro-ruban et sonde coaxiale.

III.2. Généralités sur les ondes électromagnétiques

III.2.1. Equations de MAXWELL

La propagation d'une onde électromagnétique dans un milieu caractérisé par ses paramètres électriques ϵ et magnétiques μ est gérée par les équations de MAXWELL. Il s'agit bien d'un système d'équations reliant le champ électrique \vec{E} , le champ magnétique \vec{H} et les caractéristiques du milieu de propagation. Ce système d'équation peut être formulé comme suit [1] :

- **Equation de MAXWELL - Faraday :**

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{III.1})$$

- **Equation de MAXWELL - Ampère :**

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{B} = \mu\frac{\partial\vec{D}}{\partial t} + \mu\vec{J} \quad (\text{III.2})$$

- **Loi de Gauss:**

$$\text{div}\vec{D} = \rho \quad (\text{III.3})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{III.4})$$

Pour le cas particulier du régime harmonique, les équations de MAXWELL prennent la forme suivante :

$$\overrightarrow{\text{rot}}\vec{E} = -j\omega\vec{B} \quad (\text{III.5})$$

$$\vec{B} = j\omega\mu\vec{D} + \mu\vec{J} \quad (\text{III.6})$$

Où :

- \vec{E} et \vec{H} sont respectivement les champs électrique et magnétique au point M de l'espace,
- \vec{D} et \vec{B} sont respectivement les champs d'inductions électrique et magnétique au point M,
- ρ et \vec{J} sont respectivement la densité de charge et le vecteur densité du courant au point M,

➤ **Equations du milieu**

Au système d'équations de *MAXWELL*, on associe les relations du milieu, elles mettent en évidence l'interaction entre les grandeurs électromagnétiques (E, H et J) et les propriétés intrinsèques du milieu. Ces équations sont données par [5]:

$$\begin{cases} \vec{D} = \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} = \mu \vec{H} \\ \vec{J} = \sigma \vec{E} \end{cases} \quad (III.9)$$

Avec :

- ε : Permittivité du milieu (F/m),
- μ : Perméabilité magnétique du milieu (H/m),
- σ : Conductivité électrique du milieu (S/m).

$$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0 \quad \text{et} \quad \mu = \mu_r \mu_0 \quad (III.10)$$

- $\varepsilon_0 = 10^{-9} / 36. \pi$ F/m Permittivité du vide,
- $\mu_0 = 4. \pi. 10^{-7}$ H/m Perméabilité du vide.
- ε_r : Permittivité relative du milieu considéré.
- μ_r : Perméabilité relative du milieu considéré.

La combinaison des équations de *MAXWELL*, permet d'aboutir à une équation découplée appelée équation d'onde (Equation de *D'Alembert*). Elle est formulée comme suit :

$$\Delta \vec{E} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (III.11)$$

$$\Delta \vec{H} - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (III.12)$$

En régime harmonique et pour une onde plane, la solution de ces équations est donnée par :

$$E = A e^{-\vec{k}\vec{r}} + B e^{+\vec{k}\vec{r}} \quad (III.13a)$$

$$H = C e^{-\vec{k}\vec{r}} + D e^{+\vec{k}\vec{r}} \quad (III.13b)$$

Où :

- Les constantes A, B, C et D dépendent des conditions aux limites du problème.
- \vec{r} est le vecteur de position.
- \vec{k} est le vecteur d'onde donné par :

$$k^2 = \mu \varepsilon \omega^2 = \frac{\omega^2}{v^2} \quad (III.13c)$$

Et la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu est donnée par :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu \varepsilon}} \quad (III.13d)$$

Dans le cas du vide, la vitesse de propagation devient égale à la célérité de la lumière c :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (III.13e)$$

Le symbole Δ indique l'opérateur Laplacien vectoriel.

La résolution de ces équations, en tenant compte des conditions aux limites du problème, permet de spécifier la répartition des champs \vec{E} et \vec{H} dans le milieu en question.

III.2.2. Conditions aux frontières entre deux milieux

Considérons deux milieux adjacents caractérisés par $(\varepsilon_1, \mu_1, \sigma_1)$ et $(\varepsilon_2, \mu_2, \sigma_2)$. En absence de source de charges sur l'interface, les conditions aux frontières se résument à :

- la continuité des composantes tangentielles du champ (\vec{E}).
- la continuité des composantes normales de l'induction (\vec{B}).

Pour le cas particulier d'un conducteur parfait caractérisé par une conductivité infinie ($\sigma = \infty$), les champs \vec{E} et \vec{H} sont nuls à l'intérieur de ce conducteur. Sur l'interface des deux milieux, il y aura apparition de courants et de charges superficiels \vec{I}_s (A/m^2) et Q_s (C/m^2)

respectivement.

Les relations de continuité à l'interface deviennent donc:

- la composante tangentielle du champ \vec{E} est nulle.
- la composante normale du champ \vec{B} est nulle

Sous forme d'équations, ces conditions s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \vec{n} \wedge \vec{E}_1 = 0 \\ \vec{n} \wedge \vec{H}_1 = \vec{I}_s \\ \vec{n} \cdot \vec{D}_1 = Q_s \\ \vec{n} \cdot \vec{B}_1 = 0 \end{cases} \quad (III.14)$$

Où \vec{n} : Vecteur normal à la surface, orienté du milieu 2 vers le milieu 1 (Figure III.1).

De manière générale, le modèle limite des distributions surfaciques de charges et de courants entraîne des discontinuités des champs \vec{E} et \vec{H} à la traversée de telles distributions. Les équations de *MAXWELL* permettent de déterminer ces discontinuités qui se résument à:

$$\begin{cases} \vec{E}_2 - \vec{E}_1 = \frac{\sigma}{\epsilon_0} \vec{n}_{12} \\ \vec{B}_2 - \vec{B}_1 = \mu_0 \vec{J}_s \times \vec{n}_{12} \end{cases} \quad (III.15)$$

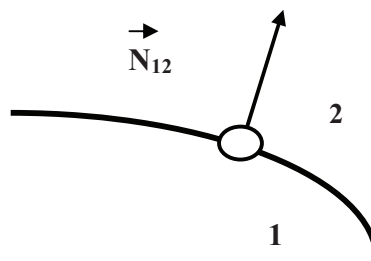


Figure III.1: Interface entre deux milieux différents.

Ces relations font apparaître la possibilité d'une discontinuité de la composante normale de \vec{E} et la continuité de sa composante tangentielle. Elles font également apparaître la possibilité d'une discontinuité des composantes tangentielles de \vec{B} et la continuité de sa composante normale.

III.3. Principe de fonctionnement de HFSS

Toutes les simulations sont réalisées à base du logiciel HFSS v14.0. Il s'agit d'un logiciel puissant de simulation qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres S_{ij} des structures hyperfréquences passives.

La technique de simulation utilisée afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure (Résolution des équations de *MAXWELL*) est basée sur la méthode des éléments finis (FEM).

III.3.1. Bref aperçu de la Méthode des éléments finis

FEM (Finite Element Method) est une méthode numérique pour solutionner des problèmes dont la structure est suffisamment complexe. Son principe consiste à diviser l'espace d'étude (structure) en un grand nombre de petites régions (tétraèdres) appelé « élément » (Figure III.2), puis à calculer localement le champ électromagnétique dans chacun de ces éléments. Cette approche réduit considérablement la complexité de la structure. Elle permet ainsi de transformer le système d'équations de *MAXWELL* en un système d'équations matricielles dont la solution est évidente par les méthodes numériques traditionnelles [80].

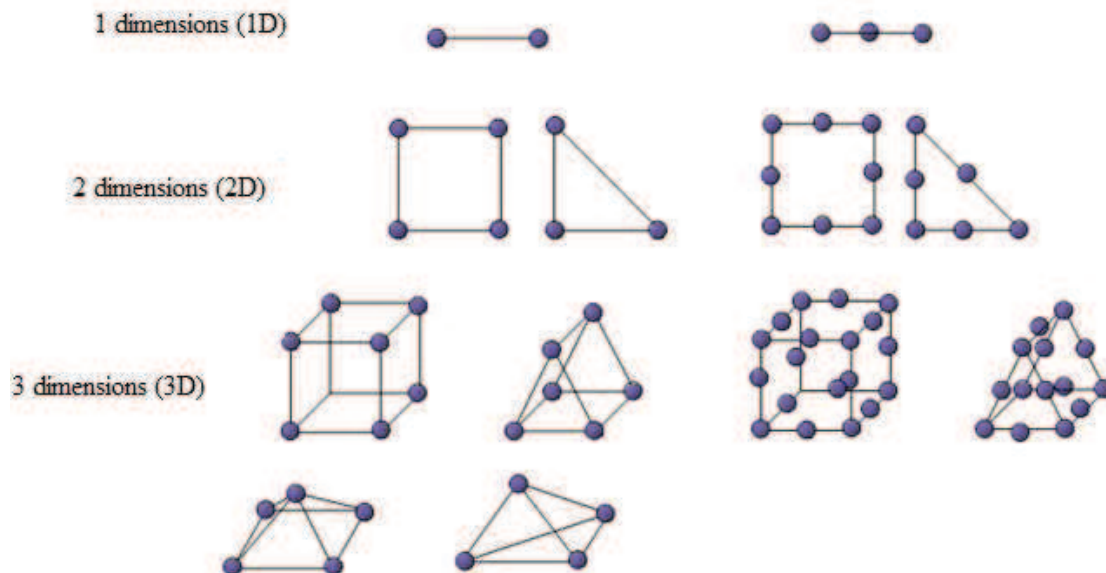


Figure III.2 : Quelques types d'éléments [31].

HFSS utilise une méthode d'interpolation combinée avec un processus itératif dans lequel un maillage est initialement créé ensuite automatiquement redéfini dans les régions critiques. Le simulateur génère une solution basée sur le maillage initial prédéfini, ensuite, il affine ce maillage dans les régions où il existe une haute densité d'erreurs, et génère une nouvelle solution.

La figure III.3 est un exemple d'un maillage d'une antenne cornée. Dans chaque sommet du tétraèdre, l'algorithme sauvegarde les composantes du champ tangentielles aux trois cotés interconnectés à ce sommet. De même, d'autres composantes du champ se trouvant au milieu des cotés et qui sont tangentielles aux faces du tétraèdre sont calculées [81]. Basé sur ces résultats, le champ total (\vec{E} ou \vec{H}) est évalué sur toute la structure.

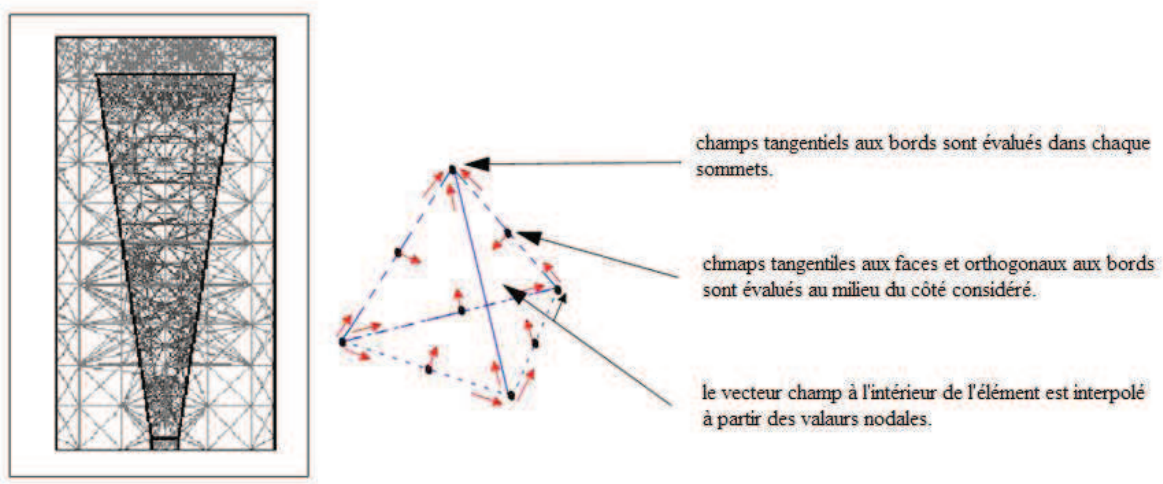


Figure III.3: (a) Maillage éléments finis d'une antenne cornée. (b) Élément du maillage [58]
[81].

III.3.2. Algorithme de résolution FEM

De manière générale, applicable à toutes sortes de problèmes d'équations différentielles, la résolution par la méthode des éléments finis suit les étapes clés suivantes :

➤ **Etape 1: Formulation variationnelle**

Application de l'équation d'onde (III.11) dans le domaine d'étude (Figure III.3).

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}) - k_0^2 \epsilon_r \vec{E}(\vec{r}) = \vec{0} \quad (III.16)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = -\frac{1}{j\omega\mu_r} \vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}) \quad (III.17)$$

➤ **Etape 2 : Découpage et formulation éléments finis**

Dans chaque élément du domaine considéré, les valeurs des champs continus \vec{E} et \vec{H} sont approchées par des valeurs discrètes dont les inconnues nodales sont notés E_i et H_i (Figure III.3).

Le résultat de cette étape sera donc un système d'équations linéaires correspondant aux vecteurs champs électrique \vec{E} et magnétique \vec{H} .

➤ **Etape 3 : résolution**

Après avoir construit un système d'équations linéaires (matriciel), l'étape suivante consiste à résoudre ce système d'équations. A cet effet, diverses méthodes de résolution des systèmes linéaires sont susceptibles d'être appliquées, les contraintes de choix sont souvent [79]:

- le temps de calcul nécessaire,
- le degré de précision des résultats obtenus,
- convergence et stabilité du calcul numérique.

Les méthodes de résolution les plus répandues sont :

- méthodes itératives : *Gauss-Seidel*, *Jacobi*, algorithme du gradient conjugué etc.
- méthode directe de décomposition LU.

III.3.3. Importance de la méthode

La méthode FEM trouve son application non seulement dans le domaine

électromagnétique mais également dans beaucoup d'autres branches en l'occurrence, mécanique, acoustique, aérodynamique, hydraulique, transfert de chaleur etc.

III.3.4. Organigramme d'un logiciel éléments finis

Tout logiciel de calcul par la méthode des éléments finis contient des étapes caractéristiques ou des blocs fonctionnels décrits par la figure III.4.

III.4. Solution numérique par HFSS

III.4.1. Champs \vec{E} et \vec{H}

Le simulateur HFSS stipule que chaque porte de la structure est excitée par une onde dont l'équation est donnée par [81] :

$$E(x, y, z, t) = \text{Re} [E(x, y) e^{j\omega t - \gamma z}] \quad (\text{III.18})$$

Où :

- Re : indique la partie réelle du nombre complexe.
- $E(x, y, z, t)$: amplitude du champ électrique d'excitation.
- $\omega = 2\pi f$: avec f est la fréquence de travail.
- La constante de propagation complexe γ s'écrit : $\gamma = \alpha + j\beta$
 - α : Constante d'atténuation de l'onde.
 - β : Constante de phase.

Dans cette représentation, les axes x , y déterminent le plan transversal et l'axe z représente la direction de propagation de l'onde (longitudinale).

La solution des équations d'onde (III.11, III.12) permet de visualiser la répartition des champs \vec{E} et \vec{H} en surface et en volume dans la structure en question.

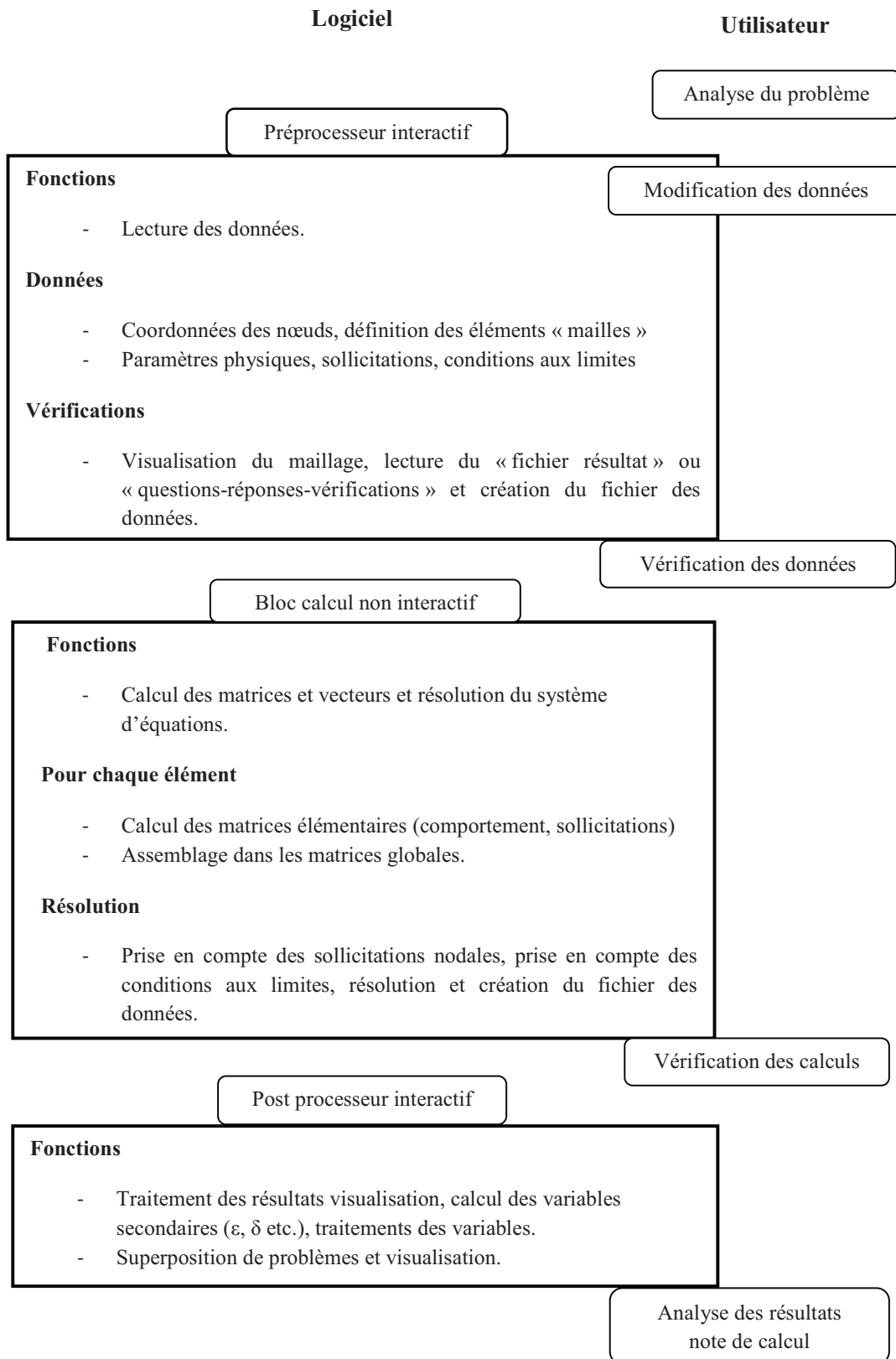


Figure III.4 : Organigramme d'un logiciel éléments finis [38].

III.4.2. Calcul des paramètres « S »

La matrice des paramètres « S » décrit les fractions de puissances transmise ou réfléchie sur chaque porte pour une excitation donnée [81].

A titre d'illustration et pour une structure à 3 portes, la matrice « S » s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Avec les précisions suivantes :

- Toutes les quantités sont complexes.
- Les magnitudes de « a_i » et « b_i » sont normalisées par rapport à une puissance de «1 watt ».
 - $|a_i|^2 =$ puissance d'excitation à l'accès "i".
 - $|b_i|^2 =$ puissance transmise ou réfléchie à l'accès "i".
- « S_{ij} » est un paramètre qui décrit la réflexion ou la transmission de la puissance d'excitation de la porte « j » vers la porte « i ». Ainsi le paramètre « S_{31} » est utilisé pour calculer la quantité de puissance transmise de la porte d'excitation « 1 » vers la porte « 3 » et la phase de « S_{31} » spécifie le décalage de phase induit par le passage de l'onde de la porte « 1 » à la porte « 3 ».

Le calcul des paramètres « S_{ij} » de la structure hyperfréquence suit les étapes suivantes :

- Division de la structure en un nombre fini d'éléments,
- Excitation de chaque porte de la structure par une onde dont l'équation est donnée III.18.
- Calcul de la configuration totale du champ électromagnétique à l'intérieur de la structure en résolvant les équations d'onde III.11 et III.12.
- Calcul des paramètres « S_{ij} » généralisées à partir des puissances réfléchie et transmise à l'aide de l'équation générale :

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \quad \text{avec} \quad a_k = 0, k \neq j \quad (III.20)$$

Le résumé du processus de calcul est présenté sous forme d'organigramme comme suit :

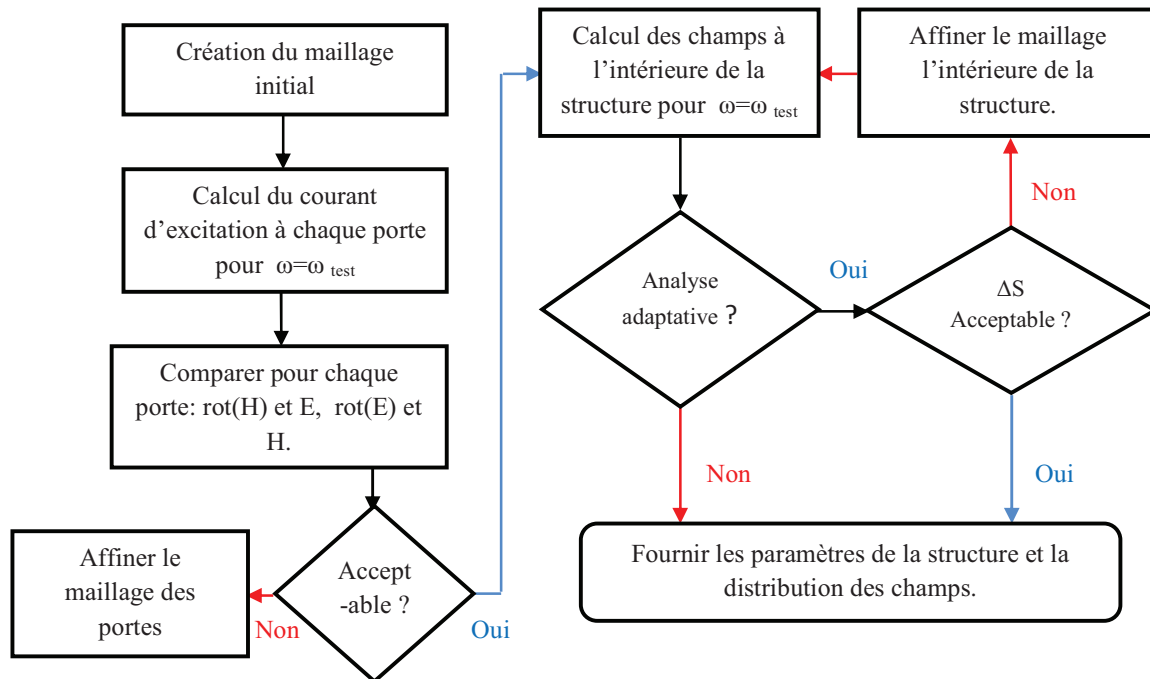


Figure III. 5: Organigramme de calcul des paramètres « S » et la répartition des champs [81].

III.4.3. Etapes de simulation par HFSS

Pour simuler une antenne patch en utilisant le simulateur HFSS, il faut passer par un certain nombre d'étapes résumées comme suit :

1-Réalisation de la structure patch

Cette étape consiste à schématiser la structure réelle qu'on souhaite simuler. Pour cet objectif on procède comme suit:

- Le choix du diélectrique selon le besoin et l'application envisagée. Ce choix va permettre de fixer une valeur de la permittivité du diélectrique.

- Dimensionner la structure (calcul des dimensions) en se basant sur les équations théoriques (Chapitre II). Selon le cas, on pourra calculer la longueur, la largeur du patch et la hauteur du substrat et aussi la fréquence de résonance.
- **Choix des conditions aux frontières:** Dans le cas des antennes patch, les conditions aux frontières sont des conditions de radiation. L'onde émise est complètement absorbée par le milieu de propagation entourant l'antenne, par conséquent, l'antenne ne reçoit aucune puissance réfléchie. Cette approche est la plus convenable pour, notre application du fait que, d'une part, elle facilite l'analyse et le calcul des grandeurs électriques et magnétiques du patch et d'autre part, elle reflète le principe de déploiement des antennes utilisée pour émettre de la puissance ainsi que de la recevoir.
- **Choix du type d'alimentation de l'antenne :** Le type d'alimentation dépend de l'application envisagée et du matériel disponible pour réaliser la structure recommandée (Chapitre II).

2-Excitation

Cette étape consiste à injecter la puissance dans le patch sous forme d'onde électromagnétique à travers la porte d'alimentation déjà définie.

3-Conditions aux frontières

La résolution des équations d'ondes dans une structure quelconque exige la spécification des conditions aux frontières. En effet, le comportement des champs électromagnétiques dans le milieu en question dépend étroitement des frontières de la structure utilisée.

Dans le cas des antennes patch, un volume fictif est défini autour de l'antenne (pour limiter le maillage à base d'éléments finis). Le volume est conditionné par des frontières absorbantes, ce qui reflète mieux la réalité, du fait que l'antenne est conçue principalement pour rayonner et émettre de la puissance dans l'espace, par conséquent, la réflexion des ondes émises est supposée absente. Les conditions absorbantes qu'on a fixées pour les simulations s'avèrent donc les plus judicieuses.

4-Bande de fréquence d'intérêt

Vu que le comportement de l'antenne dépend étroitement de la bande de fréquence considérée, il est donc primordial de se fixer une bande de travail.

Pour espérer avoir des résultats valides, la fréquence de résonance de l'antenne doit être spécifiée, ensuite, on se fixe une bande de travail de part et d'autre de cette fréquence de résonance selon le besoin et l'application dont l'objectif est de caractériser l'antenne sur une bande fréquentielle bien définie.

5-Simulations et Résultats

Après avoir vérifié la conformité de la structure aux exigences du HFSS, les conditions aux frontières et l'excitation, la simulation sera prête à être lancée.

La durée de cette simulation dépend essentiellement de :

- La vitesse du calculateur (ordinateur) utilisé.
- La complexité de la structure (volume, dimensions etc.)
- La bande de fréquence de l'analyse.

Une fois la simulation achevée, on pourra accéder à tous les paramètres caractérisant l'antenne alimentée. On pourra donc visualiser :

- La forme du maillage de la structure généré afin de résoudre les équations de Maxwell par la méthode des éléments finis.
- L'évolution des paramètres « S » en fonction de la fréquence. La valeur minimale de « S_{11} » correspond à la fréquence de résonance, en effet, à cette fréquence la quasi-totalité de la puissance est transmise à l'antenne (adaptation) et la réflexion sera donc minimale.
- Le diagramme de rayonnement dans les plans E et H.
- La répartition des champs E et H sur le Patch en surface et en volume.
- La distribution des courants sur la surface du patch.
- La bande de fréquence de l'antenne est calculée à partir des relations II.12, II. 14.

Où :

VSWR est calculé (en utilisant HFSS) par la relation suivante [81]:

$$VSWR = \frac{1 + |S_{ij}|}{1 - |S_{ij}|} \quad (III.21)$$

En résumé, la procédure de simulation sous forme d'organigramme est comme suit :

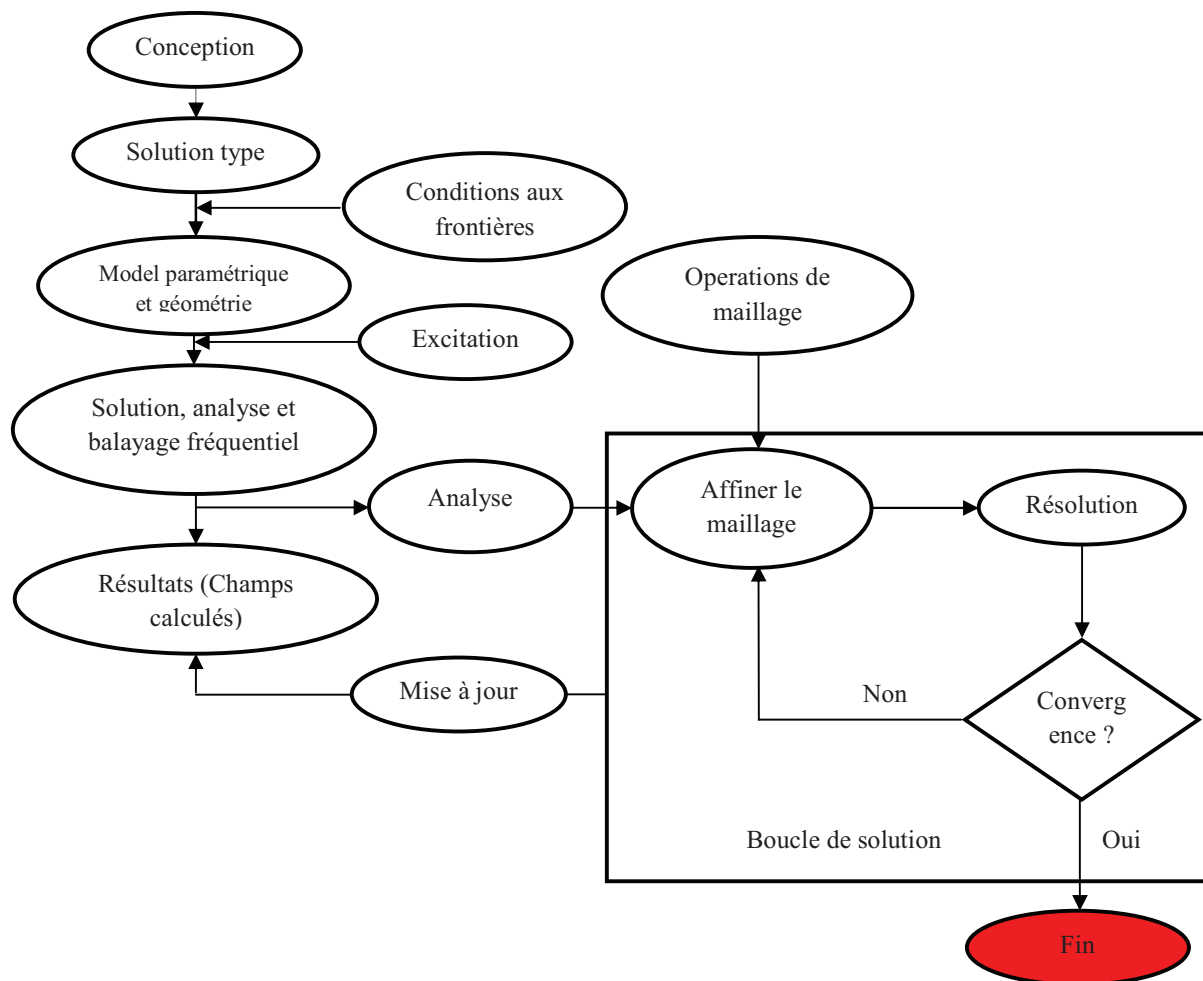


Figure III.6 : Processus de simulation par HFSS [67].

III.5. Application aux antennes patches

Pour une meilleure pratique, on a envisagé d'illustrer la procédure de caractérisation des antennes à l'aide de l'outil numérique HFSS. Ainsi deux exemples de caractérisation des antennes patches sont mis en évidence.

Le calcul des paramètres de chacune des antennes est basé sur les formules et équations présentées dans le chapitre II.

III.5.1. Application 1

Antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban dont la fréquence de résonance est de 7.5GHz.

Cette première application est dédiée à la caractérisation hyperfréquence de l'antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban. Le cahier des charges de cette antenne est résumé par le tableau III.1.

Fréquence de résonance (GHz)	Dimensions du patch		Substrat				
	Longueur (mm)	Largeur (mm)	type	Hauteur (mm)	Permittivité relative	Perméabilité relative	Tangente des pertes
$F_r=7.5$	L=12.45	W=16	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	H=0.794	$\epsilon_r=2.2$	$\mu_r=1$	$\tan(\delta) = 0.0009$

Tableau III.1 : Paramètres de l'antenne patch alimentée par une ligne micro-ruban.

Résultats de simulations

Les résultats obtenus par simulation HFSS sur la bande de fréquence 5-10 GHz sont comme suit :

➤ Structure simulée (3D)

La figure III.7 explicite de près la structure patch simulée. La visualisation 3D permet de bien cerner les différents composants, à savoir, l'antenne patch, le ruban d'alimentation, la porte d'excitation, le substrat et le volume reflétant les conditions aux frontières absorbantes.

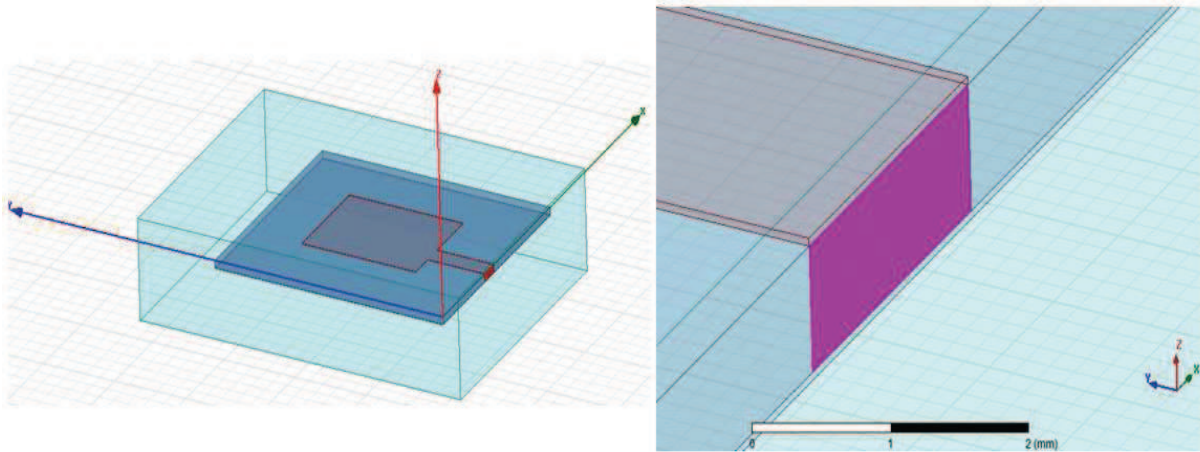


Figure III.7: (a) Structure 3D complète, (b) Ruban d'alimentation et porte d'excitation.

➤ Schéma du maillage de la structure

La figure III.8 montre la structure du maillage généré et qui sera le domaine d'application de la méthode des éléments finis pour la résolution des équations de *MAXWELL*.

➤ Coefficient de réflexion (paramètre S_{11}) en fonction de la fréquence

La figure III.9, présente la variation du coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence f . Il est remarquable que la valeur minimale de S_{11} corresponde bien à la fréquence de résonance supposée théoriquement ($f_r=7.5$ GHz).

➤ **Bande passante**

La bande passante peut être déduite à partir de S_{11} en considérant un certain seuil, généralement (-10dB) (Chapitre II). A partir de la figure III.10, on peut conclure que la bande passante de l'antenne est :

$$B_p = \Delta f = 7.555\text{GHz} - 7.5\text{GHz} = 55\text{MHz}$$

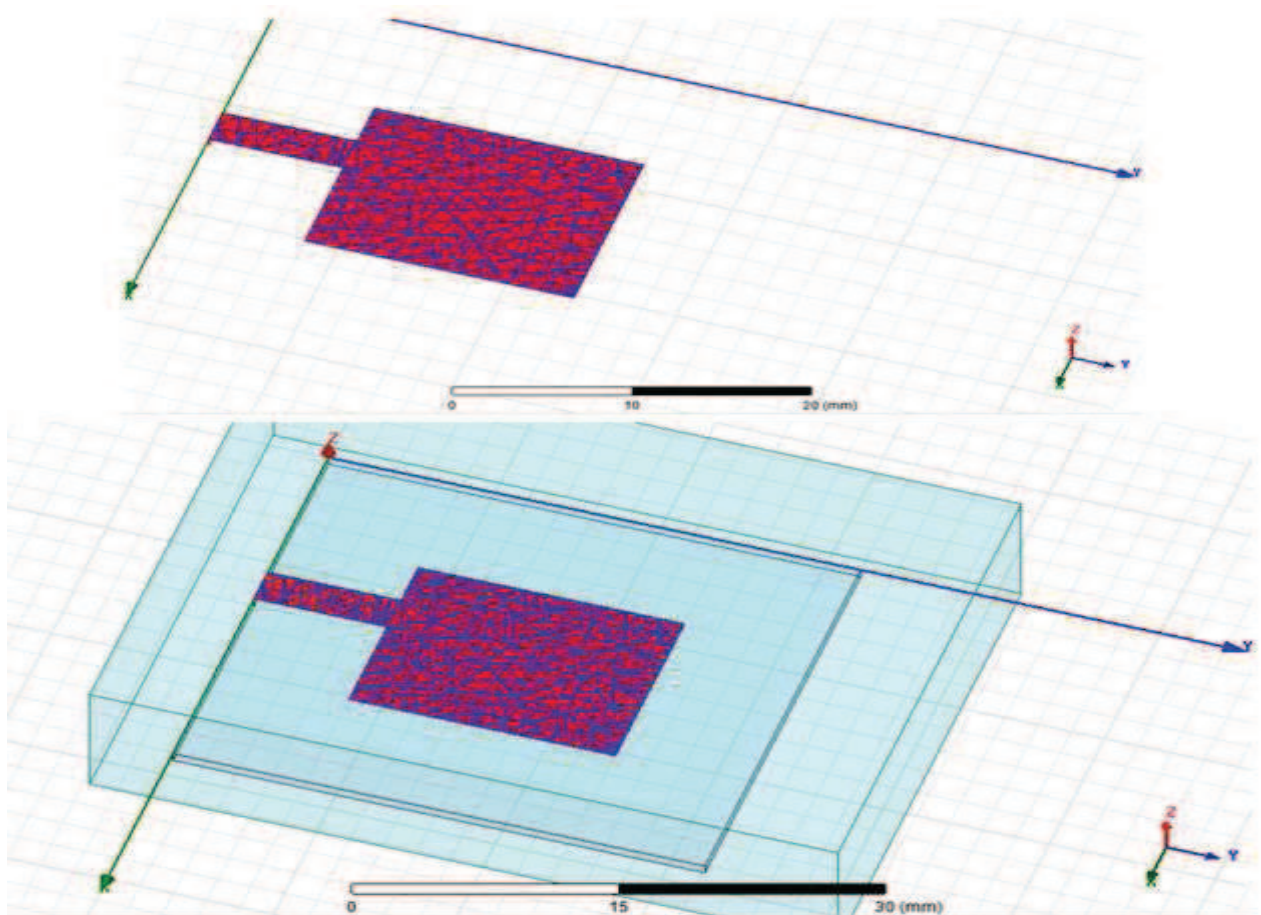


Figure III.8 : Maillage généré par HFSS.

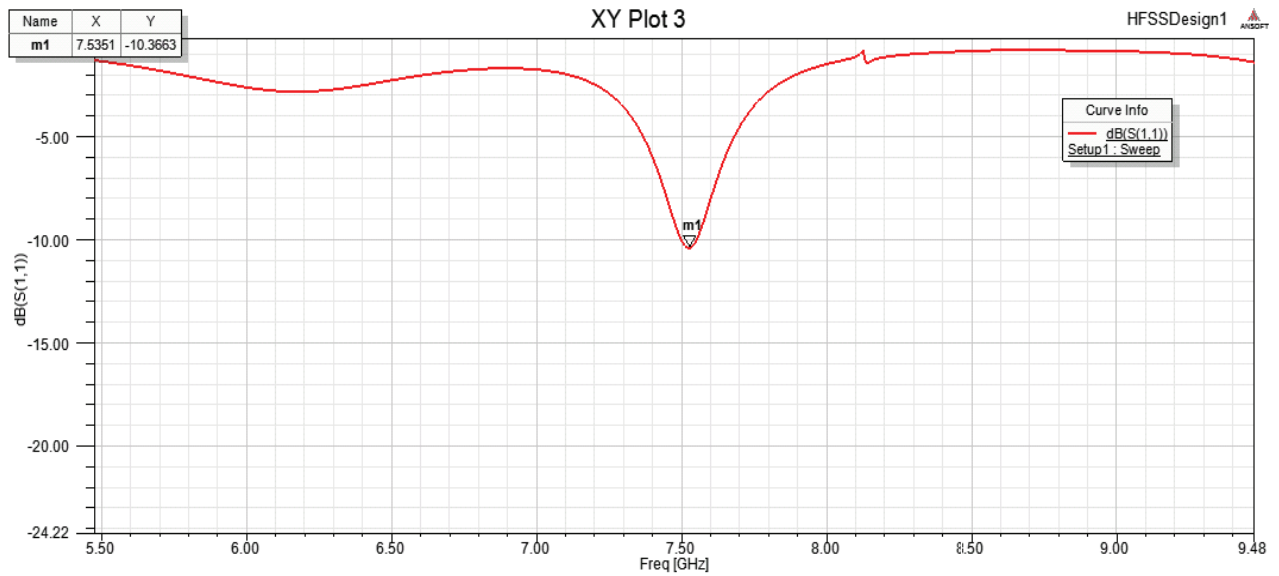


Figure III.9: Evolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.

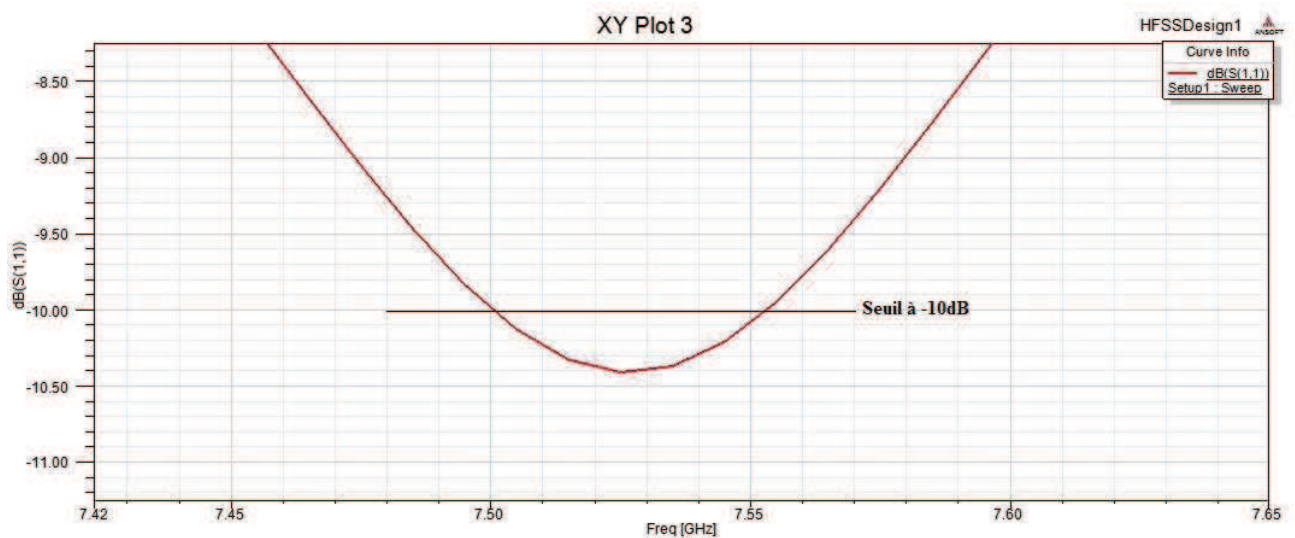


Figure III.10: Figure élargie de S_{11} à la fréquence de résonance.

L'expression de la bande passante en pourcentage peut être également estimée à partir de VSWR. La figure III.11 donne :

$$\Delta f = 0.0802\text{GHz} ; f_1 = 7.4850\text{GHz} ; f_2 = 7.5651\text{GHz}$$

$$Bp\% = 1.06\%$$

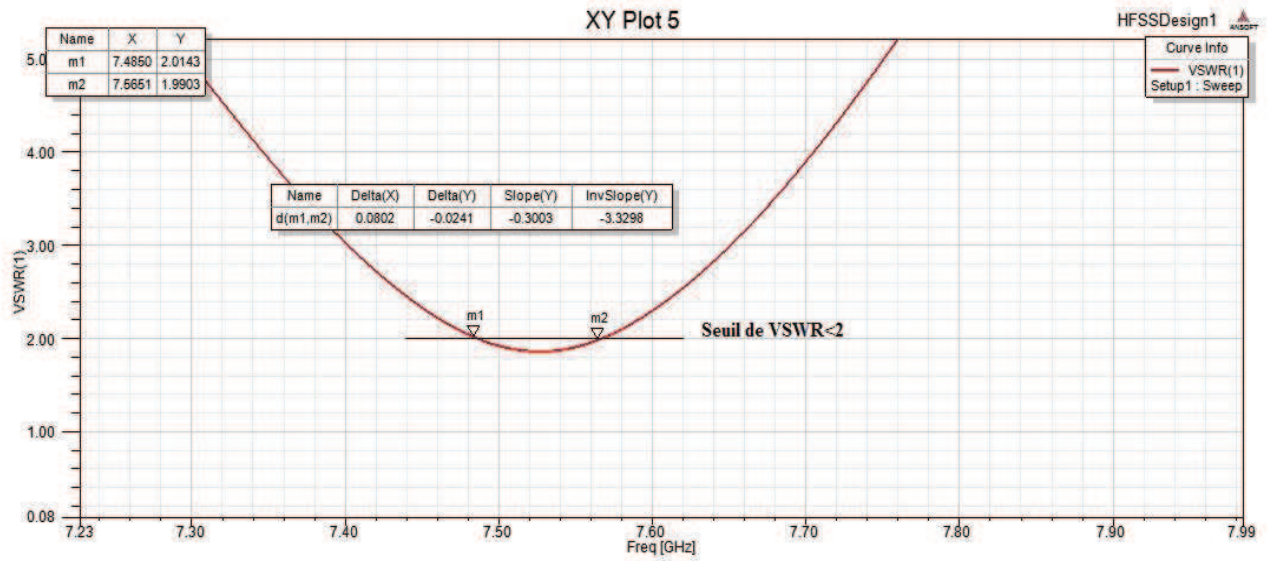


Figure III.11: VSWR à la fréquence de résonance.

➤ Diagramme de rayonnement

Les figures III.12 et III.13 présentent, respectivement, les diagrammes de rayonnement 3D et 2D dans les plans E et H.

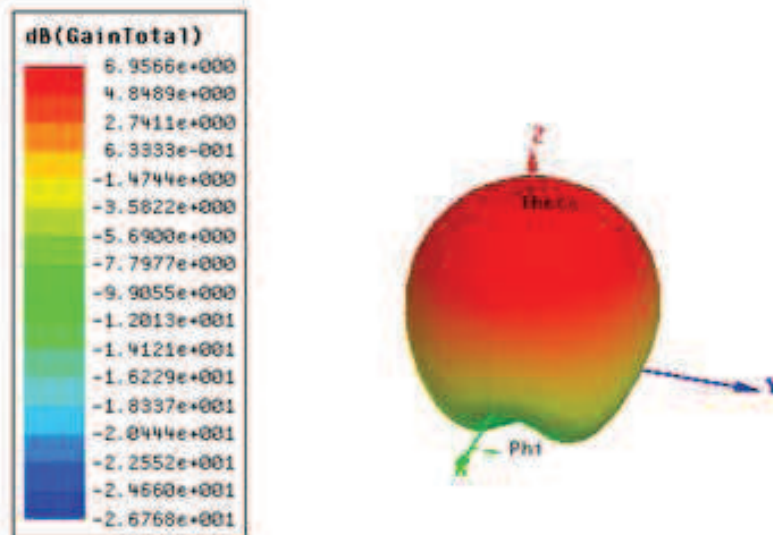


Figure III.12: Diagramme de rayonnement 3D

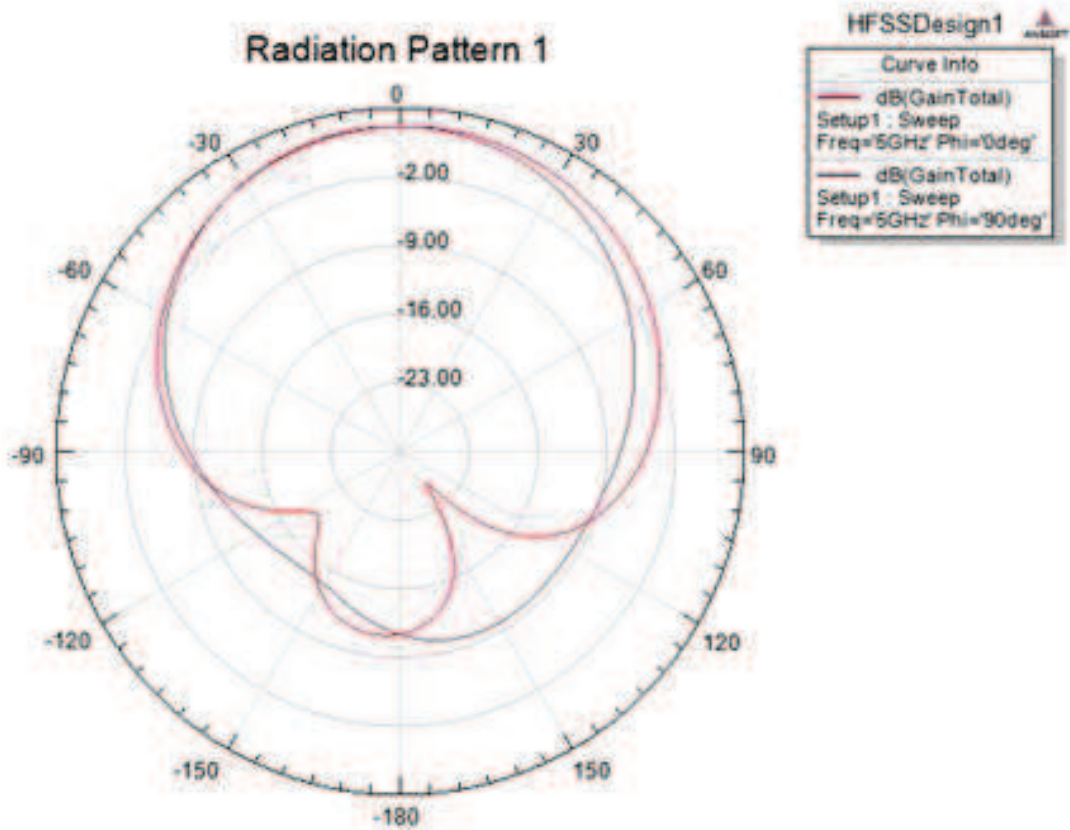


Figure III.13: Diagramme de rayonnement (2D) suivant le plan H ($\phi=0^\circ$) et le plan E ($\phi=90^\circ$).

➤ **Répartition du champ électrique E**

Les figures III.14 (a) et (b) présentent, respectivement, le champ électrique en surface (III.14(a)) et en volume (III.14(b)) de la structure simulée. Il est notable que le maximum de champ « E » se trouve concentré aux extrémités du patch, ce qui explique le fait que le rayonnement de ce type d'antenne s'effectue principalement par ses bords.

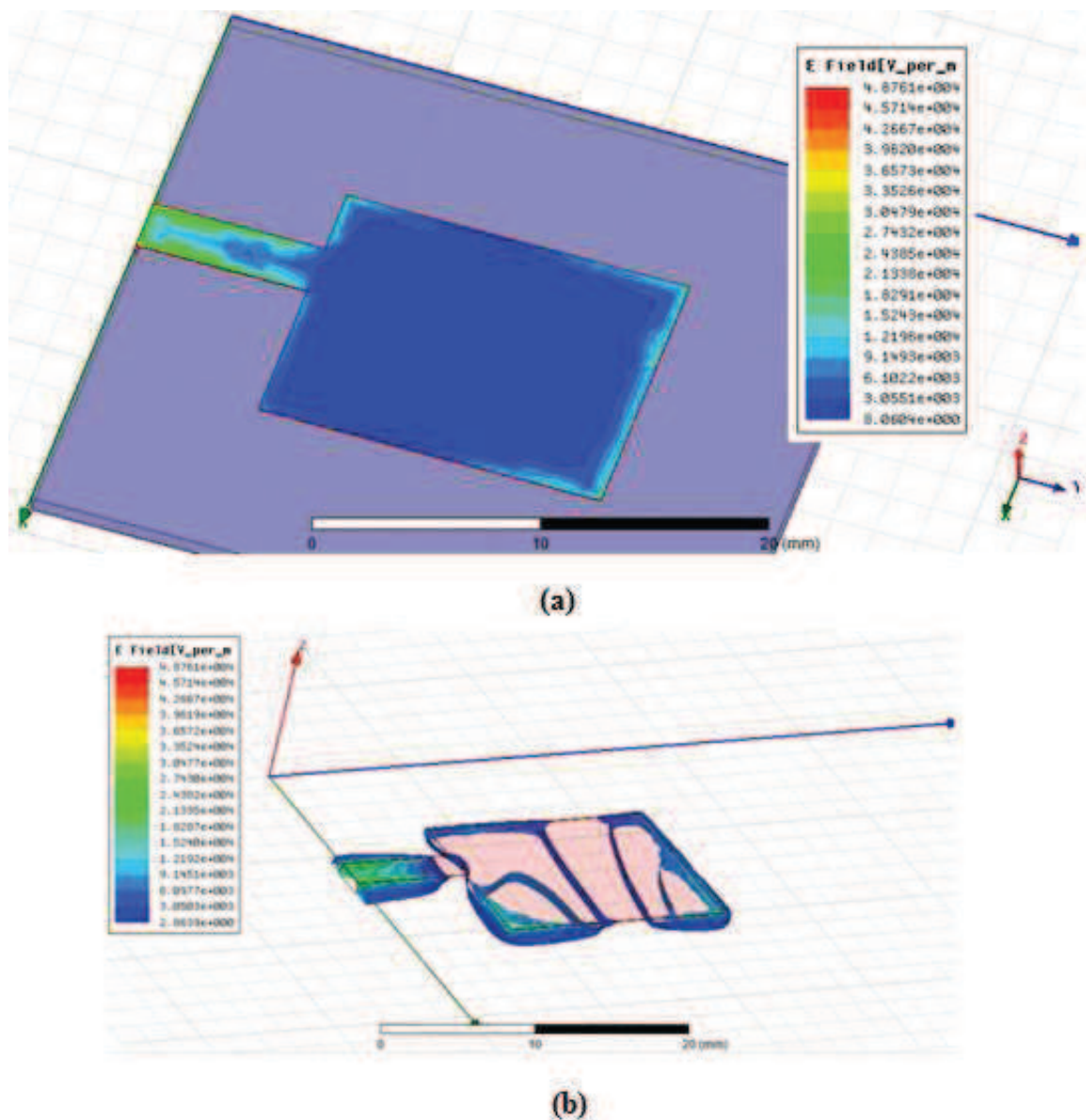


Figure III.14: (a) Répartition du champ électrique E en surface (2D). (b) Répartition du champ électrique E en volume (3D).

➤ Répartition du champ H

De même que précédemment, les figures III.15 (a) et (b) présentent, respectivement, le champ magnétique en surface et en volume de la structure simulée. Le maximum du champ H se trouve concentré sur les bords du patch.

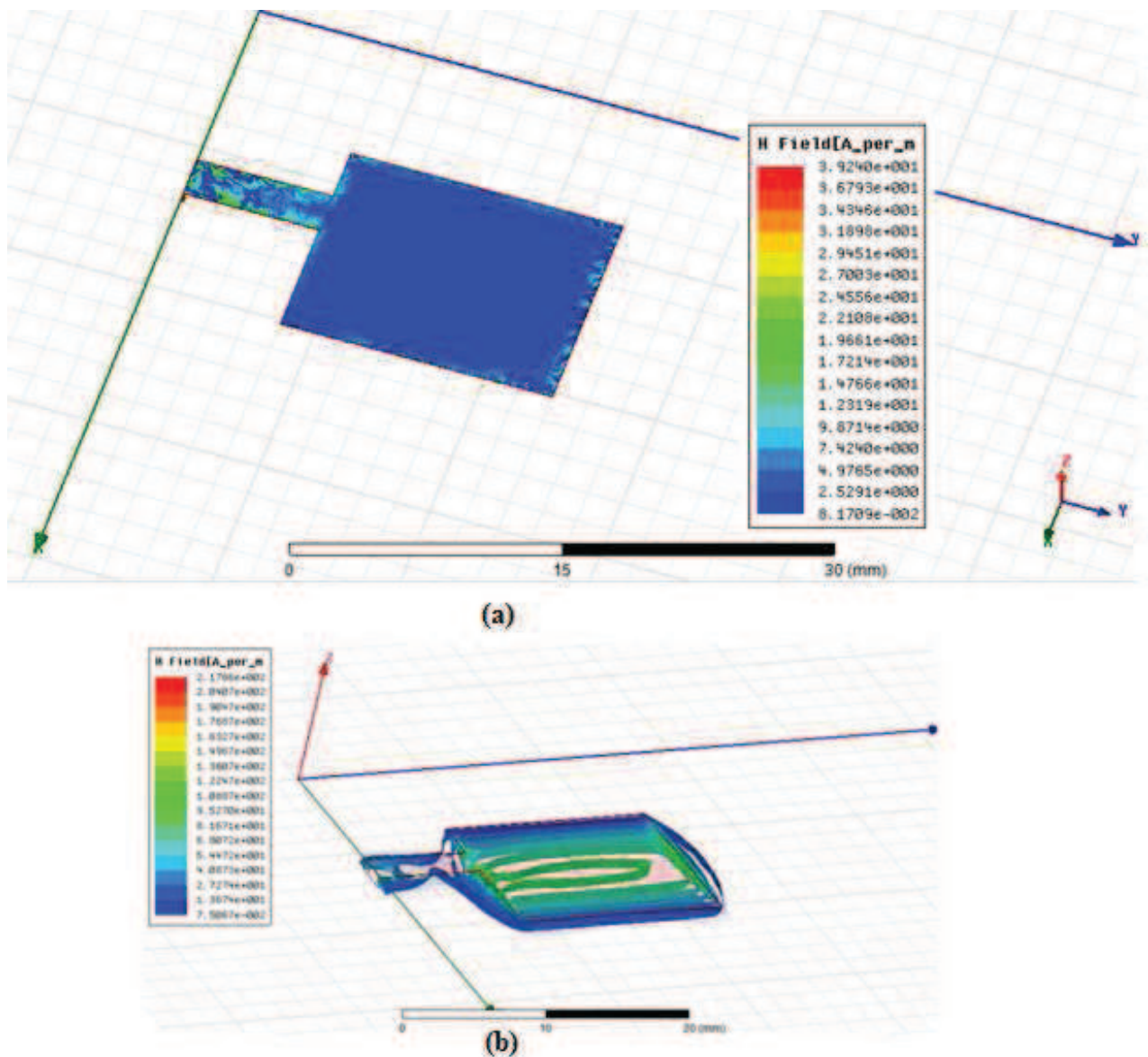


Figure III.15: (a) Répartition du champ H en surface (2D). (b) Répartition du champ H en volume (3D).

➤ **Répartition de la densité de courant surfacique**

La densité de courant surfacique J_s à la fréquence de résonance sur la surface du patch est présentée dans la figure III.16. Cette figure montre une densité J_s maximale concentrée aux voisinages des bords du patch, ce qui renforce le résultat théorique stipulant que le rayonnement s'effectue sur les bords du patch.

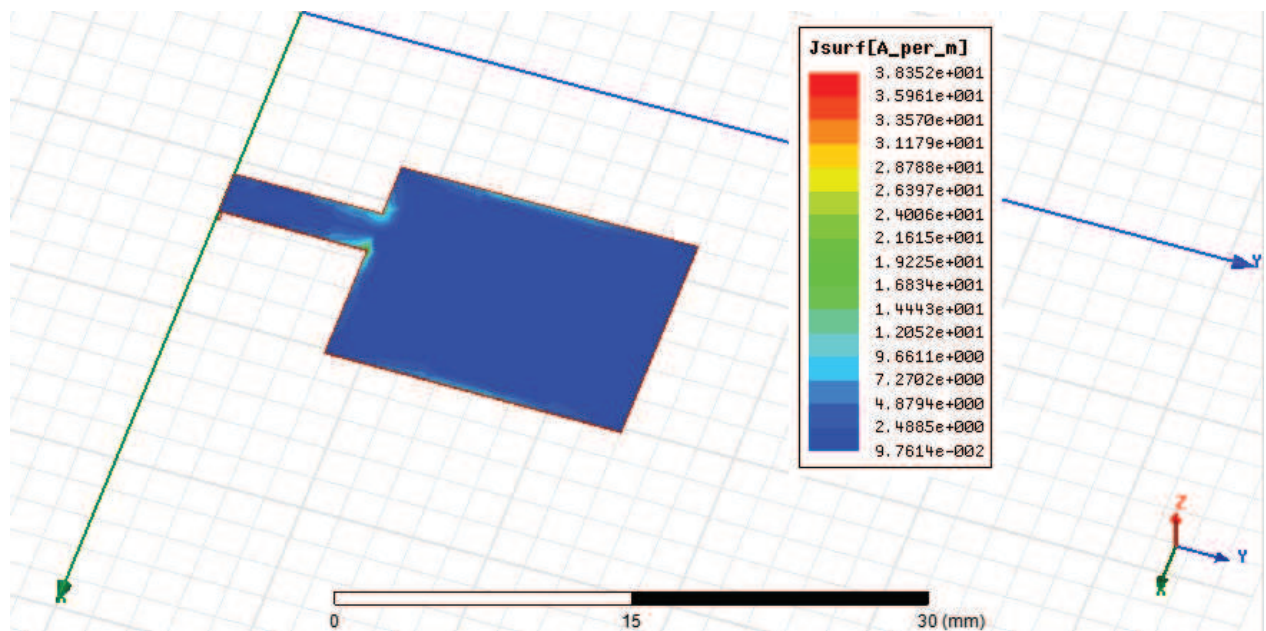


Figure III.16 : Densité surfacique du courant.

III.5.2. Application 2

Antenne patch alimenté par une sonde coaxiale fonctionnant à 2.25 GHz.

Cette deuxième application est dédiée à la caractérisation hyperfréquence de l'antenne patch alimentée par une sonde coaxiale. Le cahier des charges de l'antenne est résumé dans le tableau III.2:

Fréquence de résonance (GHz)	Dimensions du patch		Substrat				
	Longueur (mm)	Largeur (mm)	type	Hauteur (mm)	Permittivité relative	Perméabilité relative	Tangente des pertes
$F_r=2.25$	L=3	W=4	Rogers RT/duroid 5880 (tm)	H=0.32	$\epsilon_r=2.2$	$\mu_r=1$	$\tan(\delta)=0.0009$

Tableau III.2: Paramètres de l'antenne patch alimentée par une sonde coaxiale.

Résultats de simulation

Les résultats obtenus sur la bande de fréquence 1 à 3.5 GHz sont comme suit :

➤ Structure simulée 3D

La figure III.17 explicite de près la structure de l'antenne simulée.

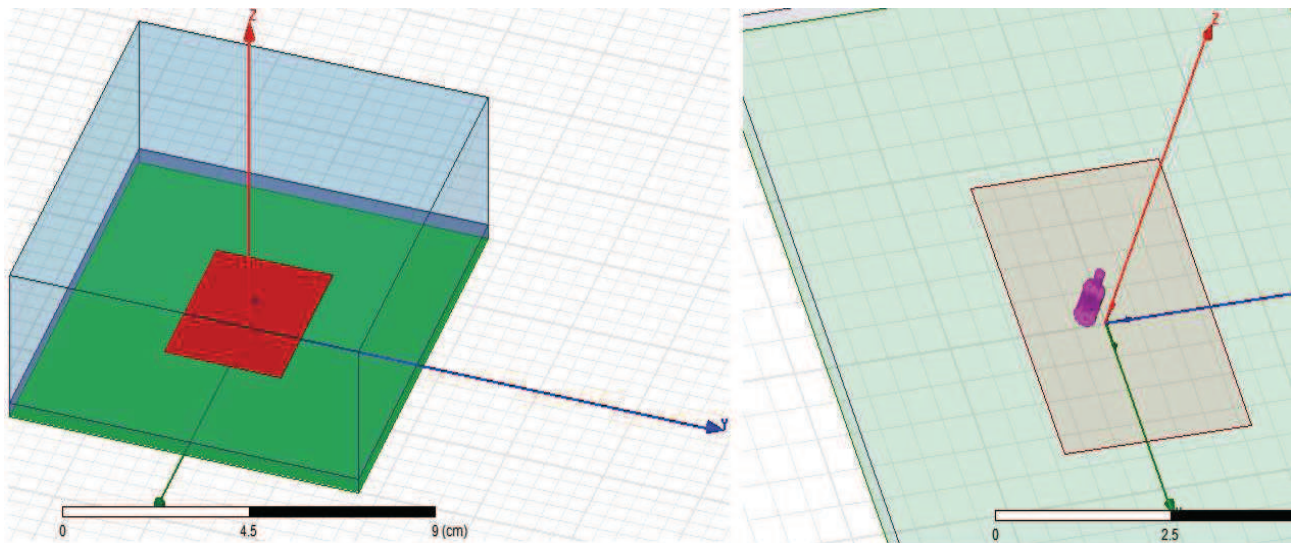


Figure III.17: Structure de l'antenne simulée (3D).

➤ Schéma du maillage de la structure

La figure III.18 est une illustration du maillage généré par le simulateur numérique sur la surface du patch.

➤ Coefficient de réflexion (paramètre S_{11}) en fonction de la fréquence

L'évolution du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne est visualisée sur la figure III.19. On remarque une légère différence entre la fréquence de résonance théorique ($f_r=2.25$ GHz) et la fréquence calculée numériquement ($f_r=2.36$ GHz). Cette différence peut être expliquée par les incertitudes de calculs et aussi par l'effet de l'alimentation sur la configuration des champs au sein de la structure.

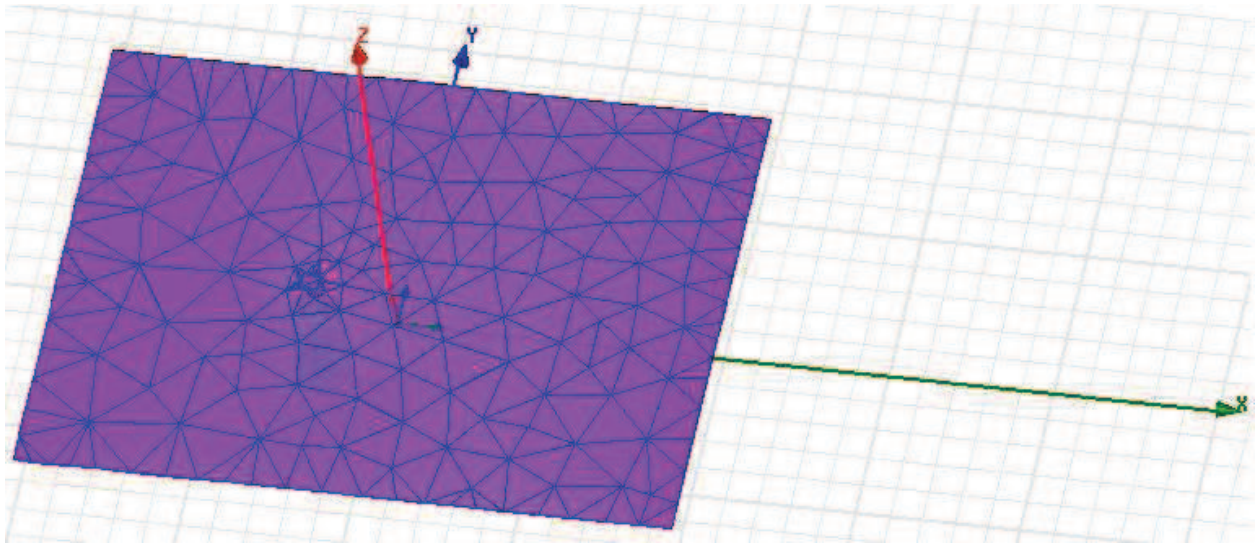


Figure III.18 : Maillage de l'antenne généré par HFSS.

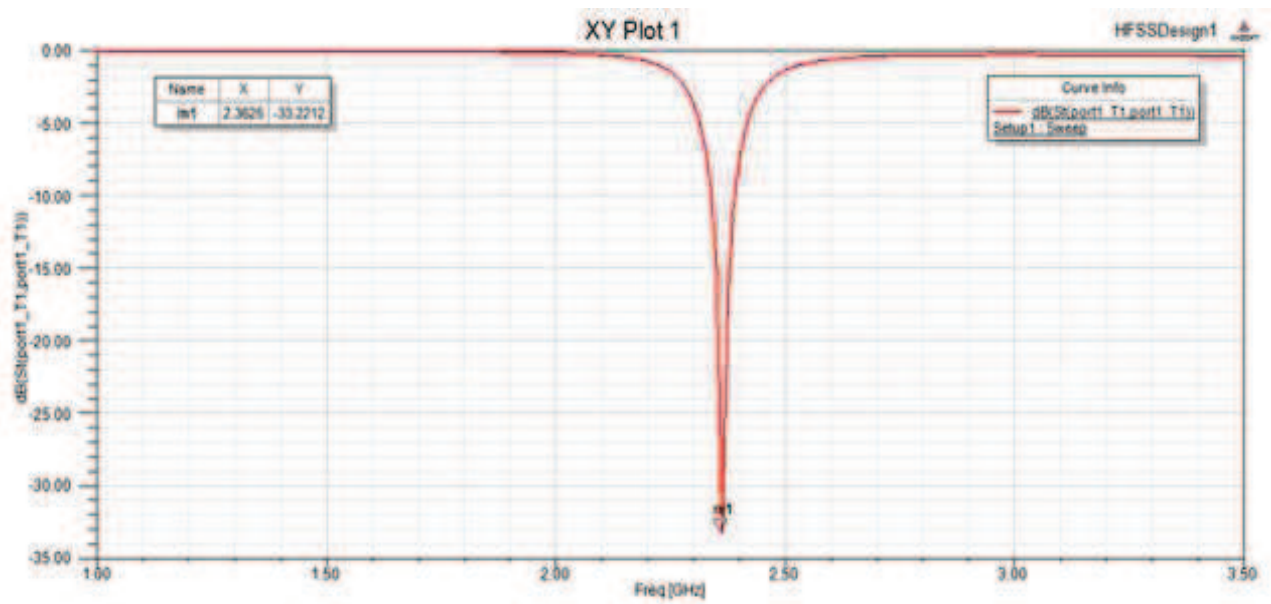


Figure III.19: Evolution du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence.

➤ **Bande passante**

La bande passante à -10dB est de (Figure III.20):

$$Bp = \Delta f = 50\text{MHz}$$

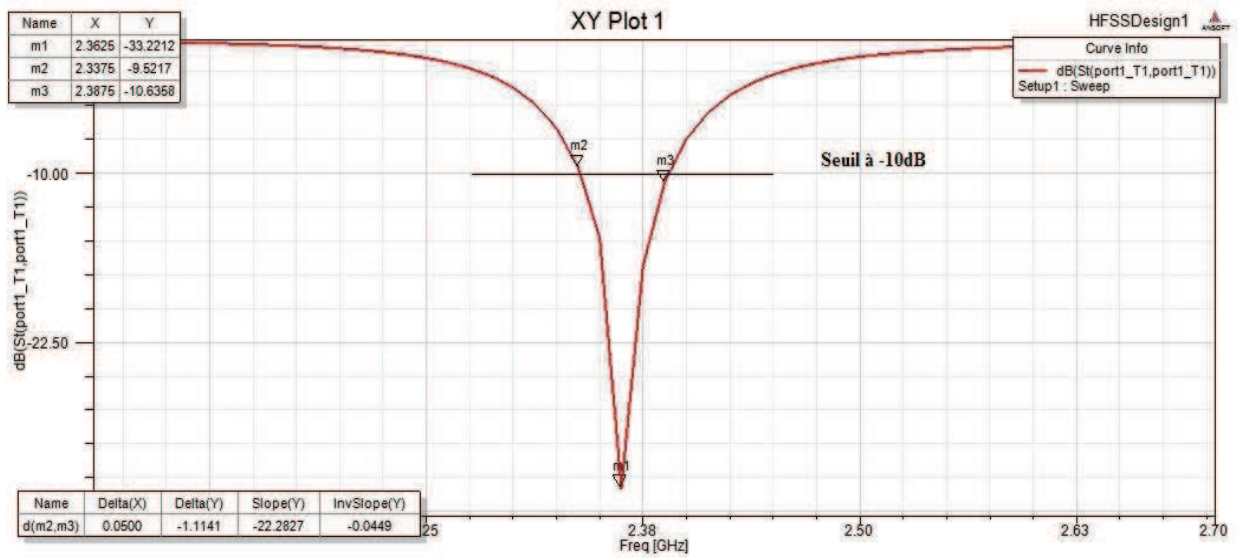


Figure III.20: Figure éclatée du paramètre S_{11} autour de la fréquence de résonance.

En pourcentage, la bande passante peut être calculée à partir de VSWR, ainsi la figure III.21 permet d'écrire:

$$\Delta f = 0.0625\text{GHz} ; f_1 = 2.3375\text{GHz} ; f_2 = 2.4\text{GHz}$$

$$Bp\% = 2.64\%$$

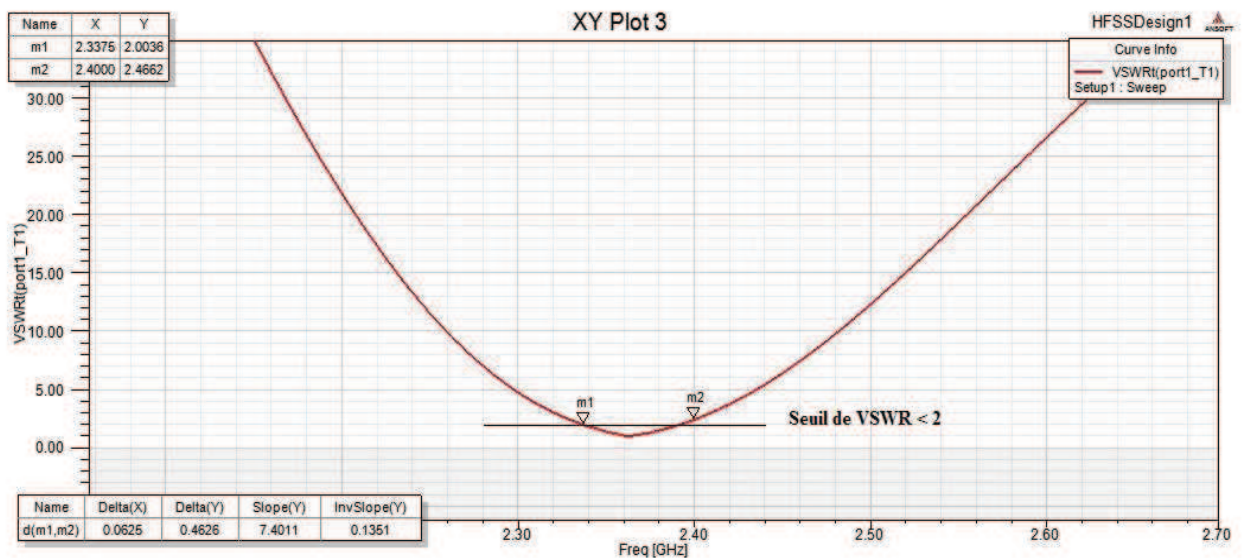


Figure III.21: VSWR autour de la fréquence de résonance.

➤ **Diagramme de rayonnement**

Les figures III.22 et III.23 montrent le diagramme de rayonnement 3D et 2D respectivement.

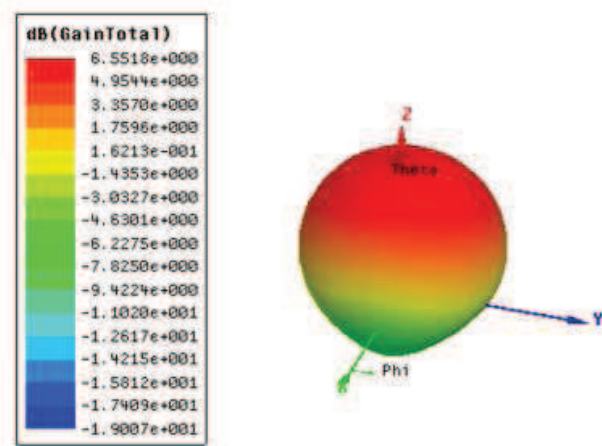


Figure III.22: Diagramme de rayonnement 3D.

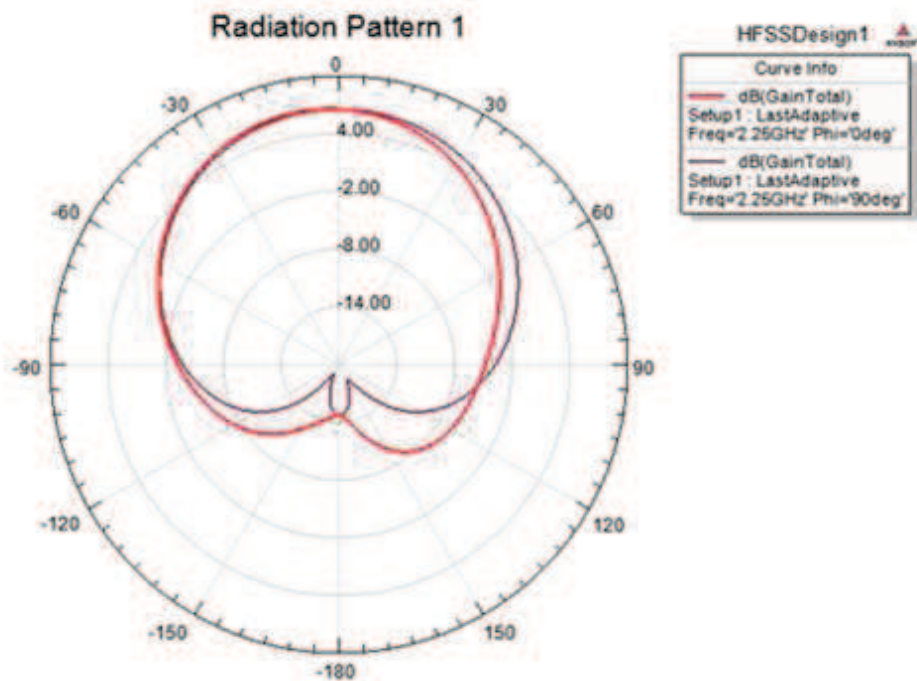
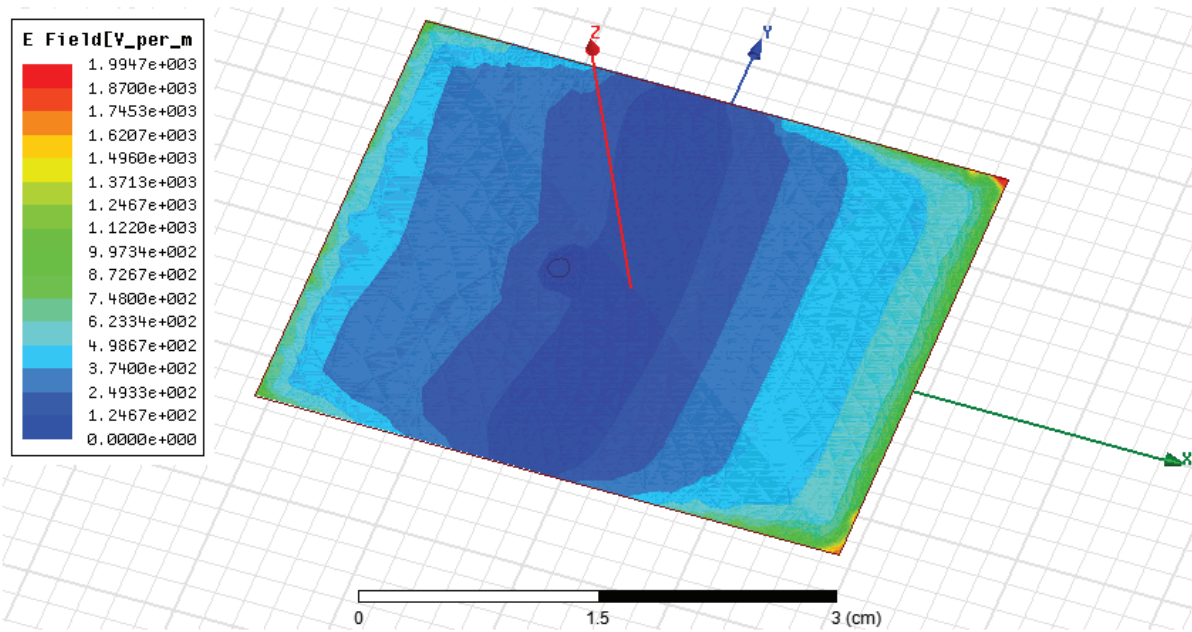


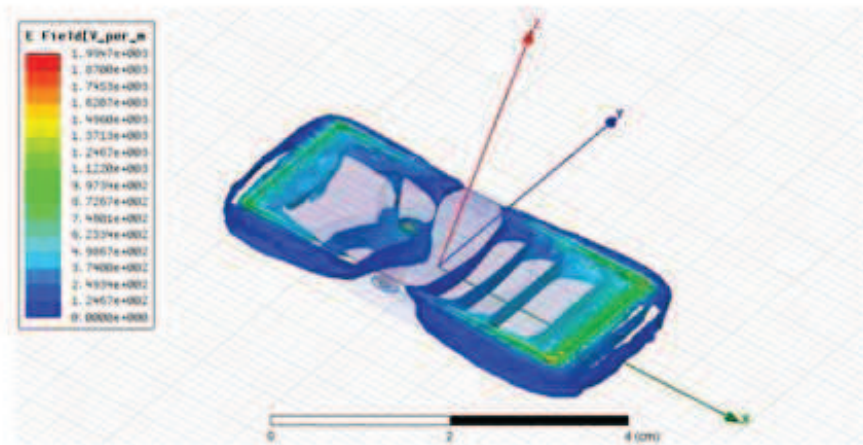
Figure III.23: Diagramme de rayonnement (2D) suivant le plan H ($\phi=0^\circ$) et le plan E ($\phi=90^\circ$).

➤ Répartition du champ E

Les figures III.24 (a) et (b) sont respectivement une répartition du champ E en surface et en volume.



(a)

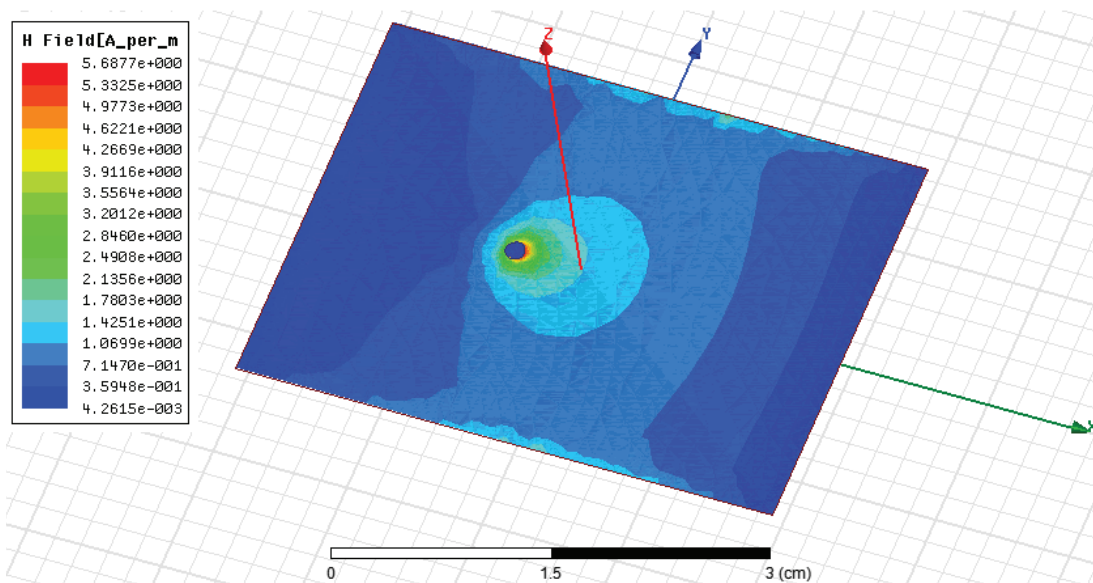


(b)

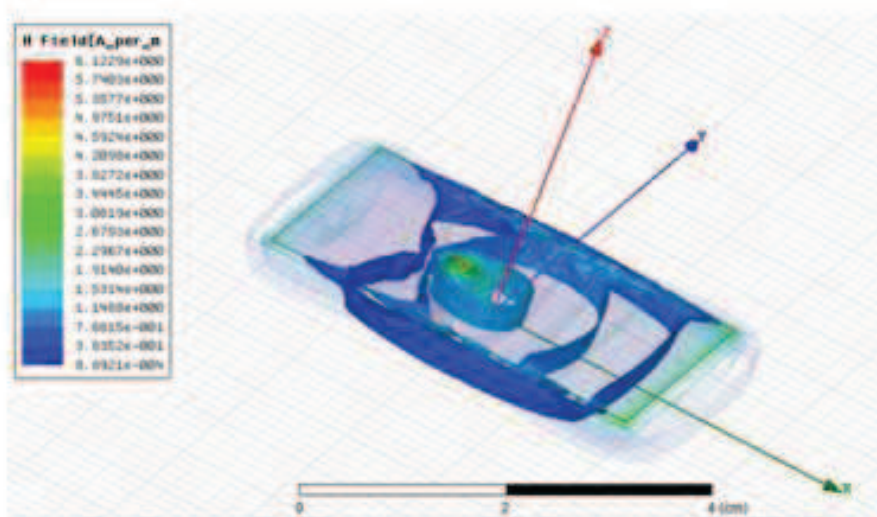
Figure III.24 : (a) Répartition du champ E en surface (2D). (b) Répartition du champ E en volume (3D).

➤ Répartition du champ H

Les figures III.25 (a) et (b) sont respectivement une répartition du champ H en surface et en volume.



(a)



(b)

Figure III.25: (a) Répartition du champ H en surface (2D). (b) Répartition du champ H en volume (3D).

➤ **Densité de courant surfacique**

Le courant surfacique du patch est visualisé sur la figure III.26

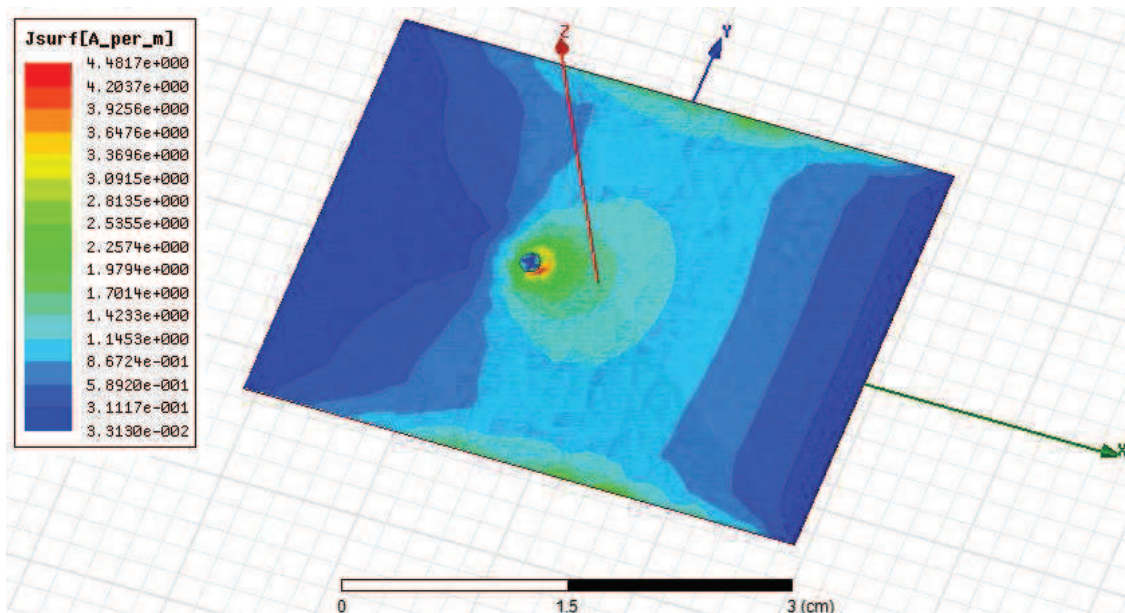


Figure III.26: Densité de courant surfacique du patch.

Commentaire

Suite à cette illustration, on peut conclure que les résultats numériques obtenus sont en étroite conformité avec les attentes théoriques. Ainsi les fréquences de résonance sont bien estimées, aussi la répartition des champs électromagnétiques valide les conclusions théoriques concernant le rayonnement des antennes patches.

III.6.Conclusion

Ce chapitre peut être subdivisé en trois grands volets complémentaires. Un premier volet dans lequel les principes de propagation des ondes électromagnétiques sont mis en évidence à l'aide du formalisme de *MAXWELL*. Ainsi les formes des champs électromagnétiques E et H sont déduites suite à la résolution des équations d'onde.

Le deuxième volet quand à lui, a été consacré pour l'élaboration de la résolution numérique des équations de *Maxwell* appliquée aux antennes patches. Dans cette optique, l'outil numérique de simulation électromagnétique hyperfréquence HFSS a été présenté. Un bref aperçu de la méthode des éléments finis constituant le principe de base du simulateur a été également exposé.

Ce chapitre a été clôturé par un troisième volet dédié à une application de caractérisation hyperfréquence des antennes, illustrée à l'aide de deux patches alimentées par deux procédés différents et fonctionnant à des fréquences de résonance distinctes.

Les résultats obtenus montrent une étroite conformité entre les conclusions théoriques et les observations visualisées par simulations HFSS.

En conclusion, il est primordial de signaler l'importance et l'efficacité de cet outil numérique permettant de caractériser des antennes patch fonctionnant à des bandes de fréquences élevées avec une précision très satisfaisante.

Chapitre IV.

Caractérisation expérimentale et numérique du matériau FR-4 et d'une antenne patch planaire quasi-Yagi

IV.1.Introduction

Après avoir présenté l'ensemble des points théoriques relatifs à la caractérisation des matériaux et antennes imprimées, on passera à la mise en œuvre pratique de ce développement théorique.

Le présent chapitre sera donc dédié à la présentation des détails de la caractérisation expérimentale du matériau et de l'antenne imprimée. A cet effet, un ensemble de mesures sera effectué en utilisant des dispositifs micro-ondes. Les paramètres mesurés vont permettre, d'un côté, de caractériser l'antenne et de l'autre côté, de vérifier son utilité pour une application donnée. Les mesures concernent précisément :

- les paramètres S permettant de remonter aux caractéristiques du substrat diélectriques (permittivité et tangente des pertes).
- les différents paramètres de l'antenne : gain, diagramme de rayonnement, fréquence de résonance et bande passante.

Le matériel utilisé consiste en une chambre an-échoïque (annexe-C-), guides d'ondes rectangulaires, analyseur de réseau vectoriel (annexe-B-) et un échantillon du substrat FR-4 (annexe-A-).

Finalement, une comparaison entre les résultats théoriques et expérimentaux sera présentée et évaluée.

IV.2. Formulation du problème

Étant donnée une antenne patch dont les caractéristiques sont inconnues. L'objectif sera donc de remonter à ces caractéristiques à partir d'une série de mesures adéquates.

Vu qu'on ne dispose plus d'une antenne, le problème sera posé comme suit : Premièrement on fabrique une antenne patch à base d'un substrat quelconque qui sera l'objectif d'un test de caractérisation. Le patch est une plaque mince de cuivre. On effectue ensuite des mesures sur le substrat pour retrouver sa permittivité. De même, on procède à la mesure des paramètres S permettant de trouver la fréquence de résonance et la bande passante de l'antenne sous test.

Il est à noter que la résolution du problème de la permittivité du substrat peut être effectuée par une mesure de la fréquence de résonance. En effet, les dimensions de l'antenne sont connues et à partir de la mesure de f_r en utilisant l'équation (II.6) on peut retrouver la permittivité relative du substrat. Bien que cette procédure paraisse simple, elle présente un inconvénient qui se résume au fait qu'à partir de la mesure de f_r , on ne peut connaître que la partie réelle de la permittivité ϵ .

De manière générale, la procédure de dimensionnement de l'antenne est basée sur les équations II.2, II.3 et II.6 permettant un bon rayonnement.

La procédure de fabrication suit les étapes suivantes :

1. Calcul des dimensions de l'antenne selon l'application envisagée (dans notre cas, l'antenne est réalisée à titre illustratif).
2. Simulation et vérification des paramètres de l'antenne par le simulateur HFSS.
3. Concevoir un schéma complet sous format d'un circuit susceptible d'être imprimé.
4. Passage à l'étape de réalisation finale (impression du patch sur le substrat et soudage de la porte d'alimentation).

L'organigramme suivant (Figure IV.1) explicite le cheminement de la caractérisation du substrat et de l'antenne patch.

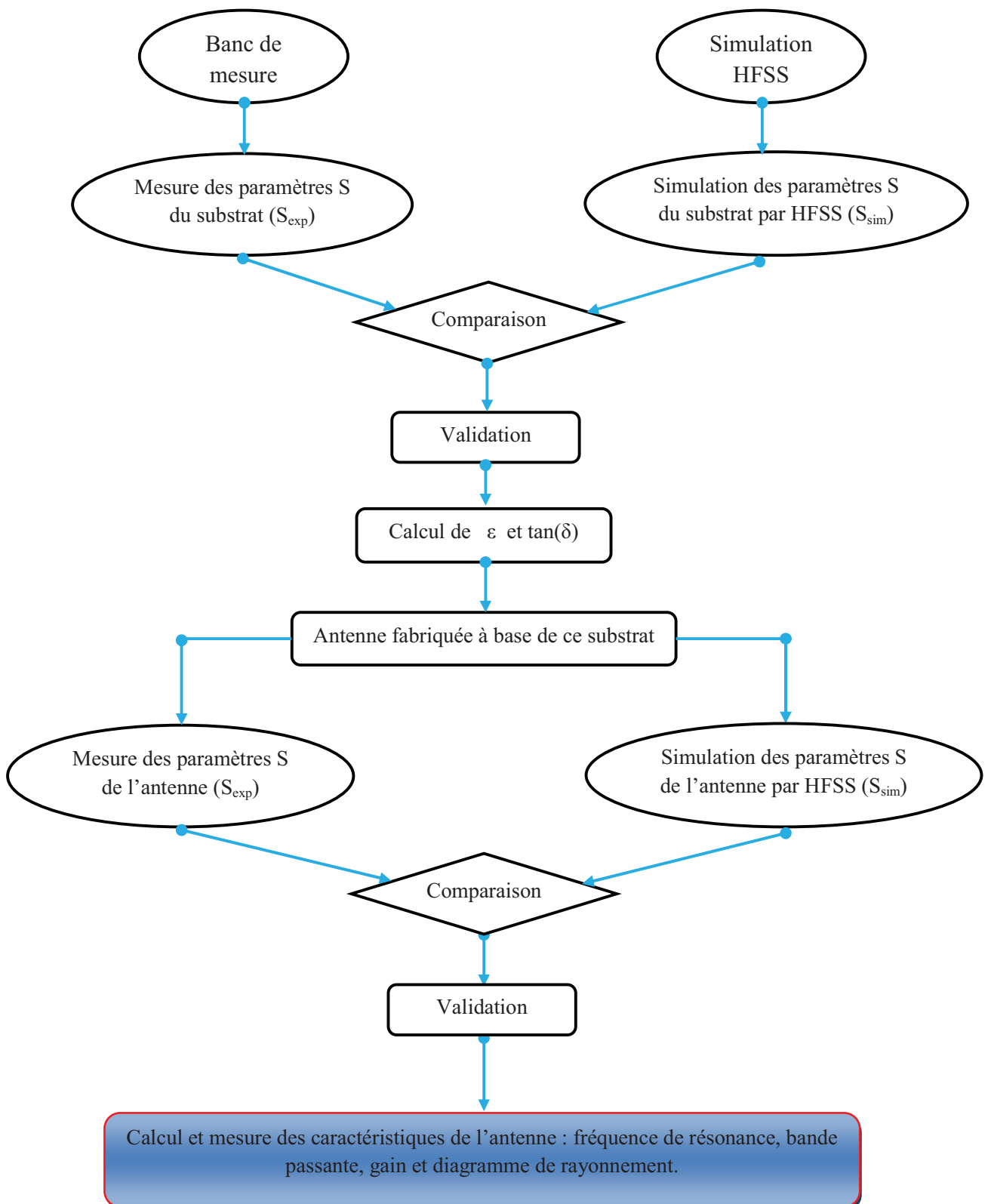


Figure IV.1 : Caractérisation et conception de l'antenne patch.

Pour notre application, on a choisi une antenne patch planaire quasi-Yagi dont les caractéristiques géométriques sont illustrées dans la section (IV.4.1).

Remarque : Toutes les simulations et les mesures sont réalisées au sein du laboratoire des micro-ondes de l'école polytechnique de Montréal. A cet effet, tous les résultats numériques sont obtenus en exploitant le logiciel de calcul (HFSS v.14) et les résultats expérimentaux sont également obtenus en utilisant le matériel de mesure micro-ondes disponible dans le laboratoire.

IV.3.Première étape : Caractérisation du substrat diélectrique

Cette première étape consiste à la mise en évidence des caractéristiques du substrat choisi, à savoir, sa permittivité diélectrique et sa tangente des pertes. La caractérisation suivra deux procédures : simulations et mesures expérimentales.

IV.3.1.Simulation par HFSS

Cette section est une présentation des résultats de simulations réalisées par HFSS pour caractériser le substrat FR-4. La figure IV.2 présente le dispositif simulé. Il s'agit d'un guide d'onde dont les dimensions sont égales à celles du guide d'onde WR-75 qu'on a exploité pour la mesure (Section IV.3.2) et dont la fréquence de coupure est de 7.874 GHz. Dans ce guide est introduit un échantillon du FR-4 remplissant la section droite du guide (Figure IV.3). L'épaisseur de l'échantillon est de 1.524mm.

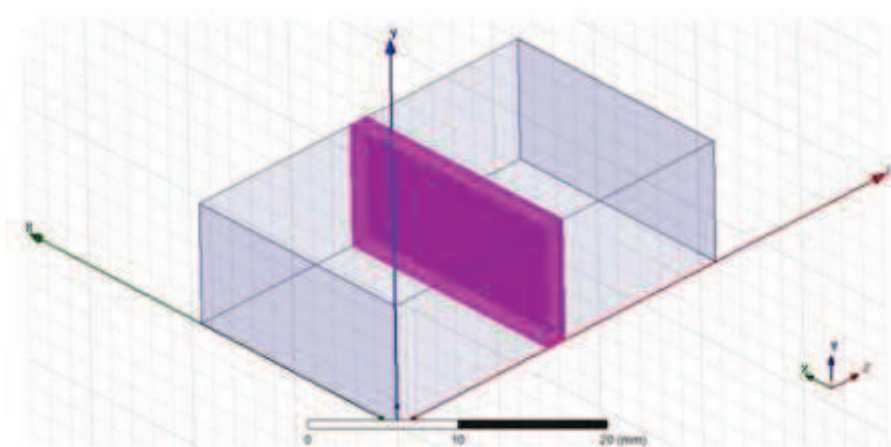


Figure IV.2: Guide d'onde contenant un échantillon du FR-4.

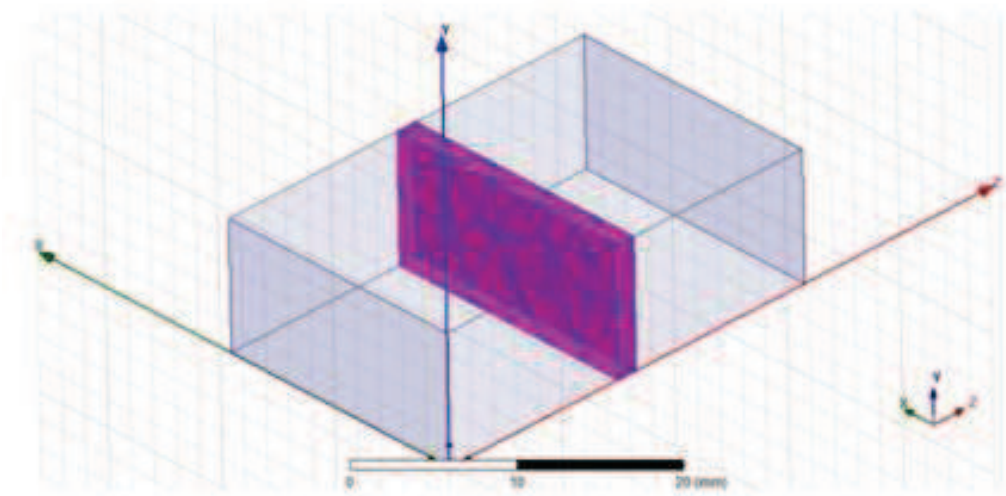


Figure IV.3: Maillage de l'échantillon généré par HFSS.

Le guide d'onde est excité par deux portes sur ses deux côtés (Figure IV.4), permettant ainsi la détermination des paramètres S_{11} et S_{21} .

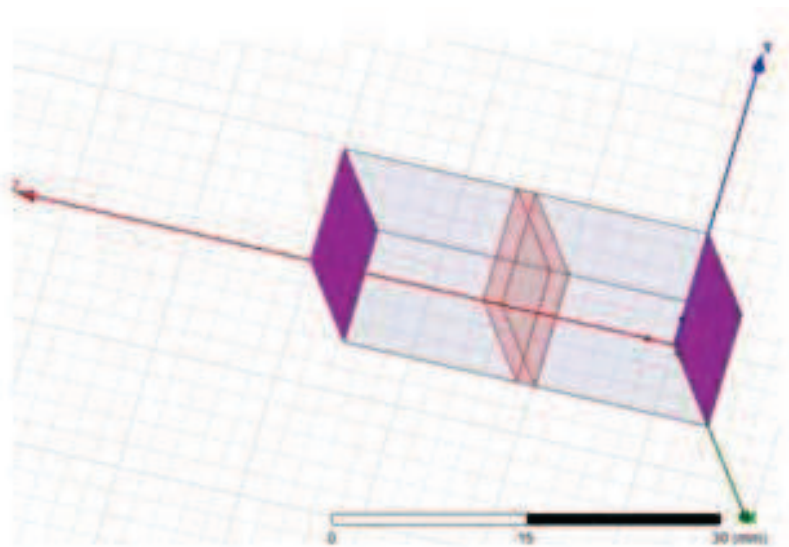


Figure IV.4: Portes d'excitation du guide d'onde.

Les résultats obtenus sont explicités par les figures IV.5 et IV.6 :

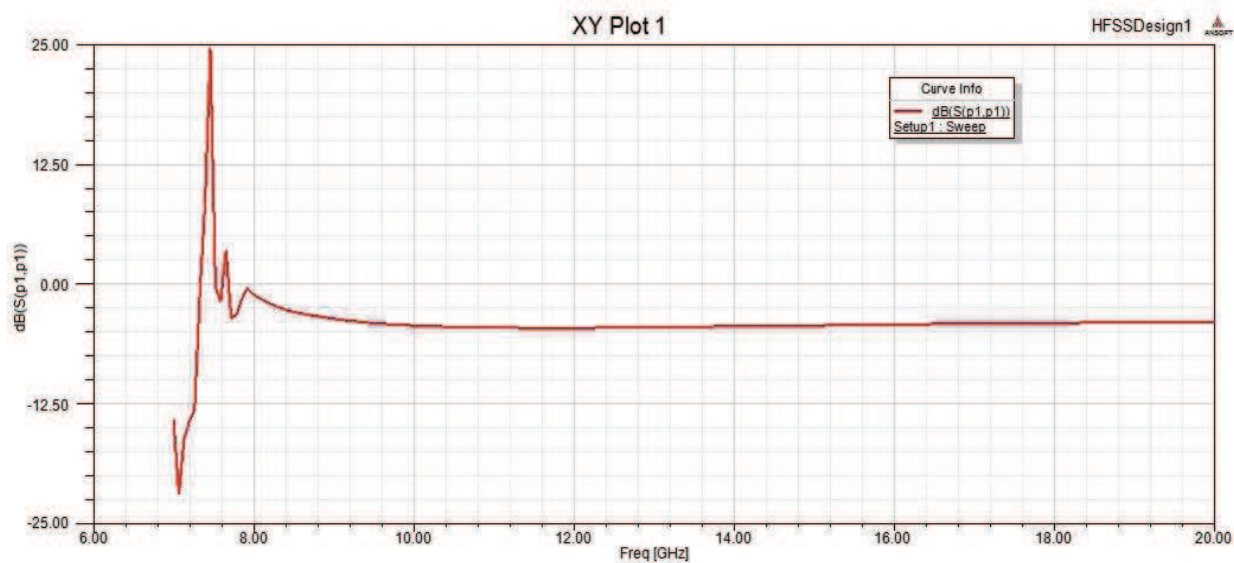


Figure IV.5: Paramètre S_{11} simulé en fonction de la fréquence.

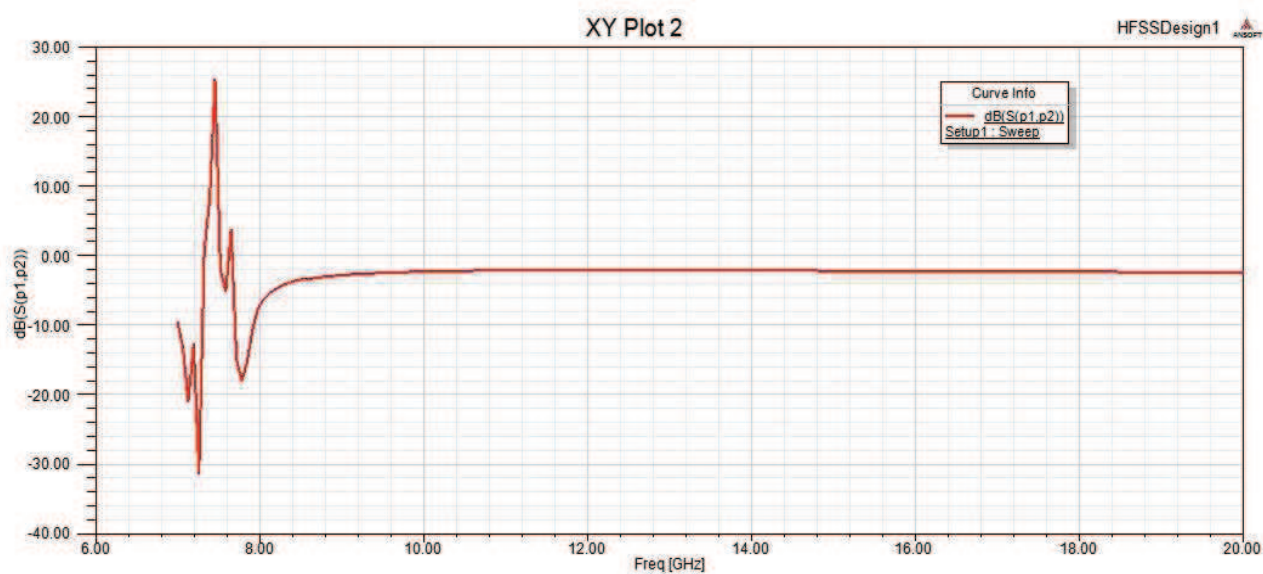


Figure IV.6 : Paramètre S_{21} simulé en fonction de la fréquence.

Commentaire

On remarque bien que les modules de S_{11} et S_{21} sont relativement constants sur toute la bande de fréquence.

D'autre part, une forte fluctuation des résultats est observée à proximité de la fréquence de coupure ($\approx 8\text{GHz}$), cela s'explique par les pertes induites par le guide autour de cette fréquence critique et le temps nécessaire pour stabiliser les calculs.

Les résultats de simulation obtenus seront comparés aux résultats de mesures et seront également exploités dans la détermination des caractéristiques du FR-4 en question.

IV.3.2. Mesures expérimentales

Mesure en réflexion-transmission dans la bande (8 –12 GHz)

Nous avons déterminé les propriétés électriques du substrat à l'aide des mesures en réflexion/transmission.

Le principe de la méthode consiste à mesurer les coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} d'un échantillon du matériau qui remplit complètement la section droite d'un guide d'onde rectangulaire (Figures IV.7, IV.8). A partir de ces mesures nous déduisons à l'aide d'un calcul (inversion) numérique l'ensemble des caractéristiques du matériau en question.

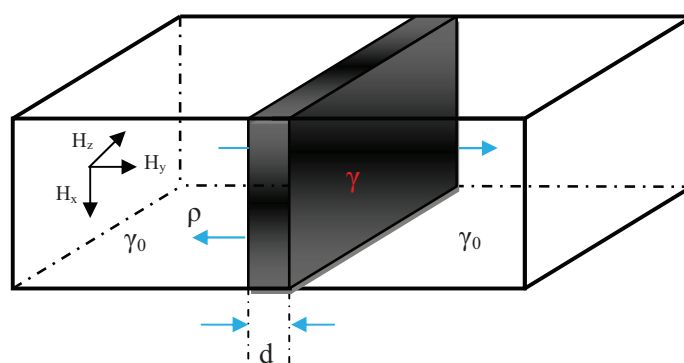


Figure IV.7 : Placement de l'échantillon dans le guide d'onde.

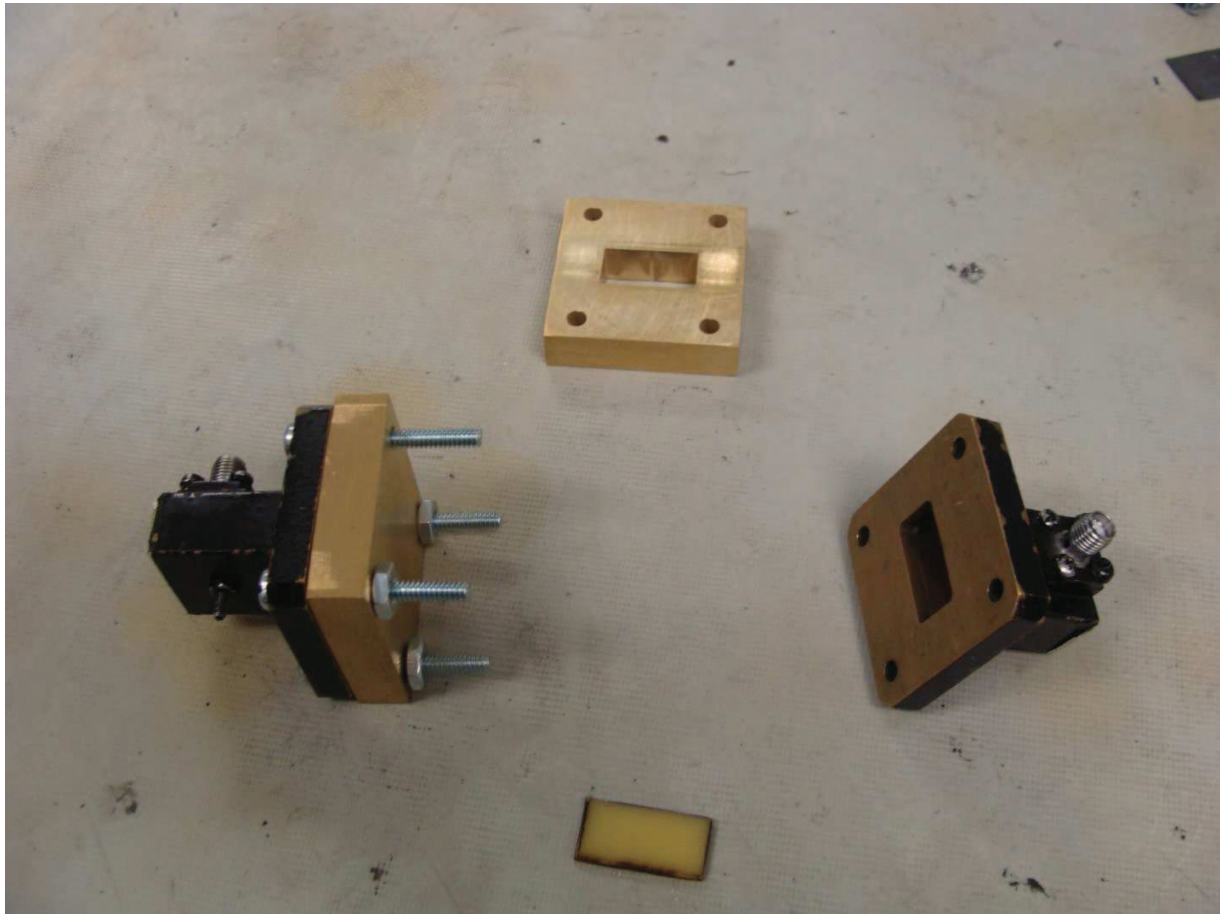


Figure IV.8: Photo du guide d'onde exploité pour la mesure.

Le coefficient de réflexion S_{11} de la structure est défini comme étant le rapport du champ réfléchi E_r sur le champ incident E_i . S_{11} est défini par la relation suivante [35] [59] :

$$S_{11} = \frac{\rho(1 - e^{-2\gamma d})}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma d}} \quad (\text{IV. 1})$$

Avec :

- ρ : Coefficient de réflexion à l'interface air/matériau,
- γ : Constante de propagation dans le matériau,
- d : Epaisseur du substrat.

De la même manière, on définit le coefficient de transmission S_{21} comme étant le rapport du champ transmis E_t sur le champ incident E_i .

En tenant compte des réflexions multiples dans le matériau, S_{21} est donné par la relation suivante :

$$S_{21} = \frac{(1 - \rho^2)e^{-\gamma d}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma d}} \quad (IV.2)$$

D'autre part, le coefficient de réflexion « ρ » est calculé suivant la relation :

$$\rho = \frac{\gamma_0 - \gamma}{\gamma_0 + \gamma} \quad (IV.3)$$

γ_0 est la constante de propagation dans l'air.

Il a été déjà souligné que les mesures seront effectuées à l'aide d'un guide d'onde rectangulaire. Avec un tel dispositif rempli d'air, γ_0 est donnée par la relation suivante [15]:

$$\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{1 - \left(\lambda_0/\lambda_c\right)^2} \quad (IV.4)$$

Où :

- λ_0 : Longueur d'onde dans le vide : $\lambda_0=c/f$.
- λ_c : Longueur d'onde de coupure du guide.

Pour le mode de propagation TE_{mn} , λ_c est donnée par :

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{(mb)^2 + (na)^2}} \quad (IV.5)$$

Avec :

- a : est la largeur du guide (grand coté du guide).
- b : est la hauteur du guide.

L'introduction d'un matériau dans le guide aura comme effet la modification des paramètres de propagation dans ce guide, en l'occurrence la longueur d'onde et la constante de propagation ainsi que la vitesse de propagation.

La permittivité complexe peut être écrite comme suit [59] :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon' - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} \quad (IV.6)$$

Où :

- σ est la conductivité du matériau
- ε_0 est la permittivité du vide. $\varepsilon_0 = 8,85418782 \times 10^{-12} \text{ m}^{-3} \text{ kg}^{-1} \text{ s}^4$

La constante de propagation sera alors amenée à la relation suivante :

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\lambda_g} = j \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon' - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} - \left(\lambda_0/\lambda_c\right)^2} \quad (IV.7)$$

λ_g est la longueur d'onde dans le guide chargé par le matériau.

Dispositif expérimental utilisé

Le substrat à caractériser est placé à l'intérieur du guide rectangulaire de manière à ce qu'il remplisse complètement la section droite de celui-ci. Le guide d'onde utilisé a les caractéristiques suivantes (Figure IV.8):

- Type : WR-75
- Largeur : $a = 19.05 \text{ mm}$
- Hauteur : $b = 9.525 \text{ mm}$
- Mode de propagation : TE_{10}
- Longueur d'onde de coupure : λ_c

$$\lambda_c = \frac{2ab}{\sqrt{(1b)^2 + (0a)^2}} = 2a$$

$$\lambda_c = 38.1 \text{ mm}$$

- La fréquence de coupure f_c :

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c} = 7.874\text{GHz}$$

- L'épaisseur du substrat (FR-4) est $h=1.524$ mm.

Le guide d'onde étant relié à l'analyseur de réseau vectoriel « ANRITSU37397c » qui peut fonctionner dans la bande 40MHz-65GHz à travers deux câbles coaxiaux d'impédances 50Ω . Deux adaptateurs sont utilisés pour assurer la transition guide/câble (Figures IV.9, IV.10).

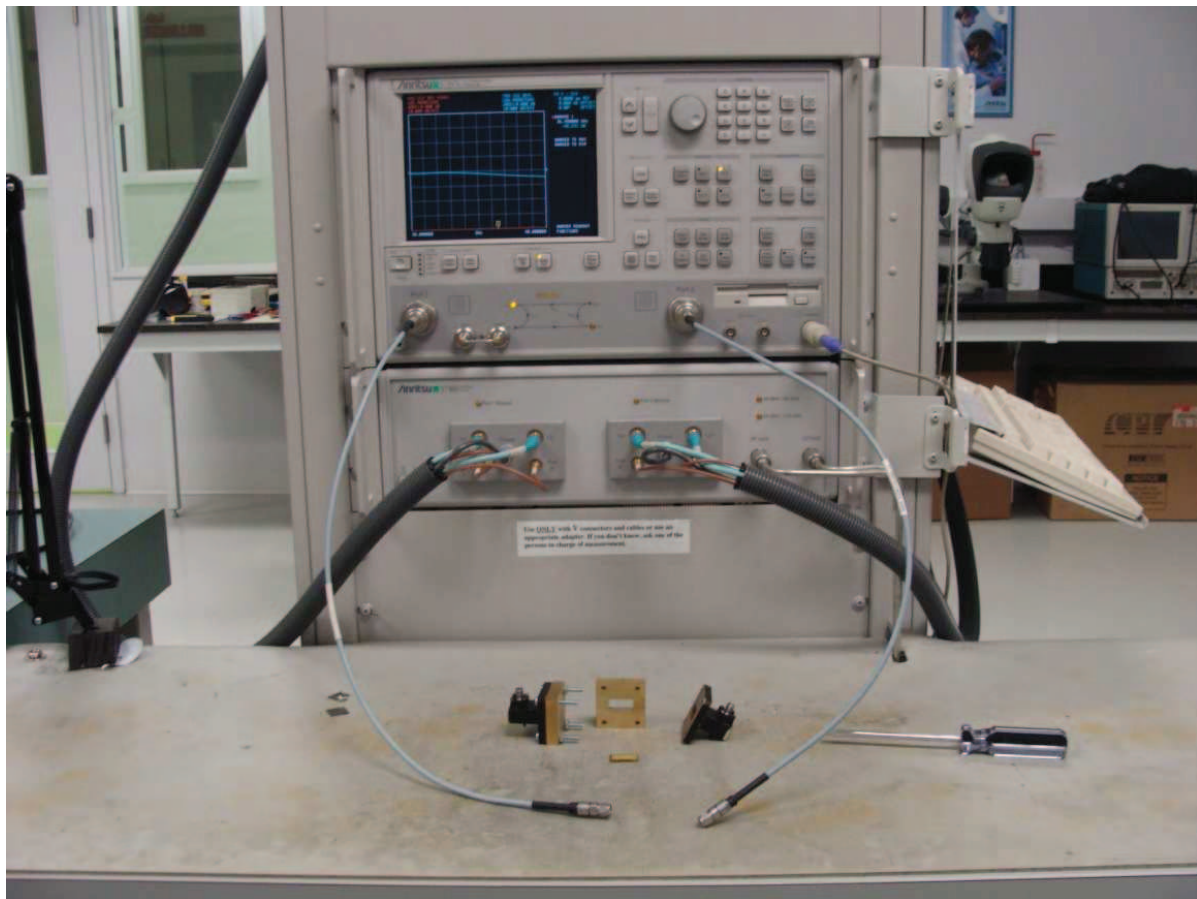


Figure IV.9: Photo de l'analyseur de réseau exploité pour la mesure.

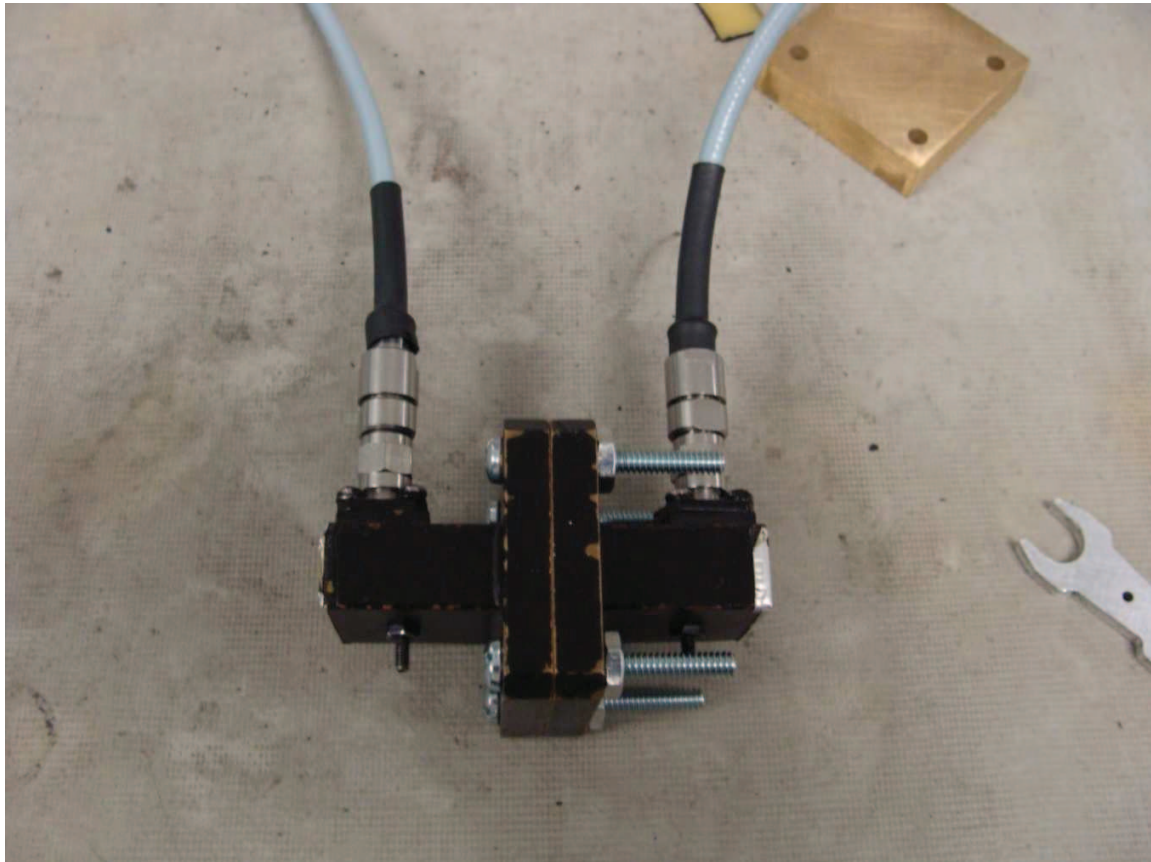


Figure IV.10: *Dispositif de mesure utilisé.*

La procédure de mesure comporte deux étapes :

1-Etape de calibration (Kit de calibration TRL -Thru, Reflect, section of Line- du guide d'onde) [46]

Calibrer l'analyseur de réseau sur la bande 8 –12 GHz par l'utilisation de :

- deux adaptateurs coaxiaux du guide d'onde.
- un court circuit.
- une section contenant une fente.

La figure IV.11 montre les pièces fabriquées pour la calibration, il s'agit d'un court circuit et d'une pièce (Thru) de largeur égale à la longueur d'onde guidée divisée par 4 ($\frac{\lambda_g}{4}$) contenant une fente de dimensions égales aux dimensions du guide d'onde. Cette pièce permet la mesure à vide (sans échantillon). Le calcul s'effectue comme suit [15]:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (IV.8)$$

Nous avons choisi une fréquence centrale $f=10\text{GHz}$ (bande 8-12GHz).

$$\lambda = \frac{c}{f} = 3 \text{ cm}$$

$$\lambda_g = 3.81 \text{ cm}$$

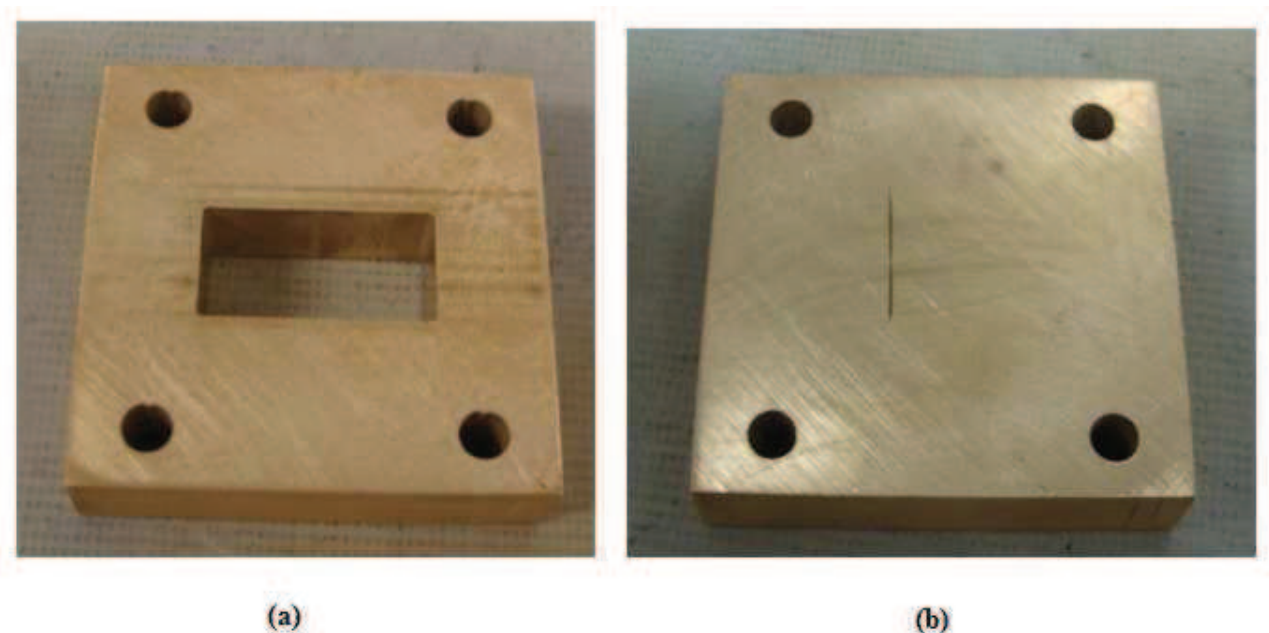


Figure IV.11 : Pièces de calibration (a) Pièce avec fente (b) Court circuit.

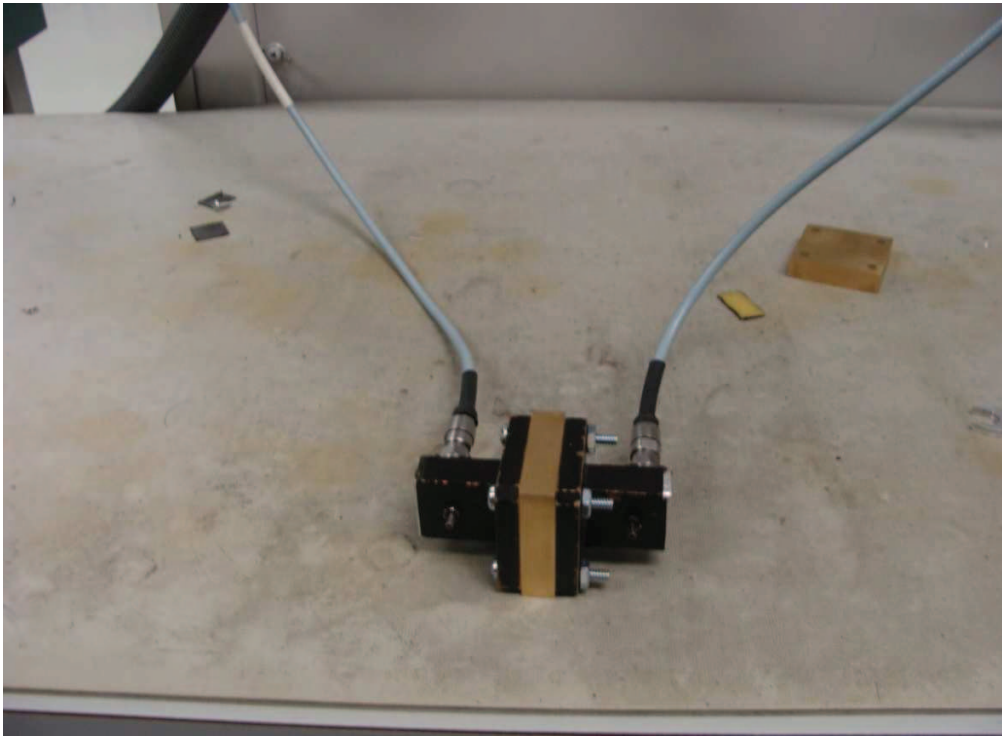


Figure IV.12 : Dispositif de calibration.

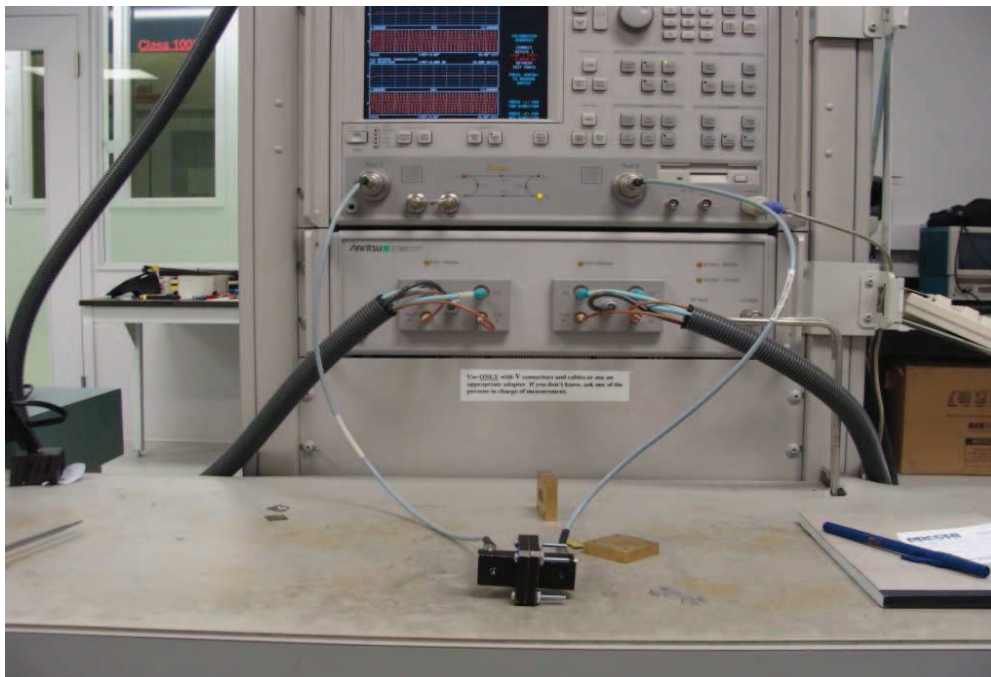


Figure IV.13: Mesures pour calibration.

2-Etape de mesure en présence du substrat

L'analyseur de réseau vectoriel permet à la fois de mesurer le module et la phase de chaque paramètre S.

$$S_{11dB} = 20\log|S_{11}| \text{ (dB)} \quad (IV.9a)$$

$$S_{21dB} = 20\log|S_{21}| \text{ (dB)} \quad (IV.9b)$$

$$\varphi_{11} = \arg(S_{11}) \text{ (degrès)} \quad (IV.9c)$$

$$\varphi_{21} = \arg(S_{21}) \text{ (degrès)} \quad (IV.9d)$$

Les valeurs mesurées de S_{11} et S_{21} (module) avec un pas fréquentiel de 5MHz sont présentées par les figures IV.14 et IV.15.

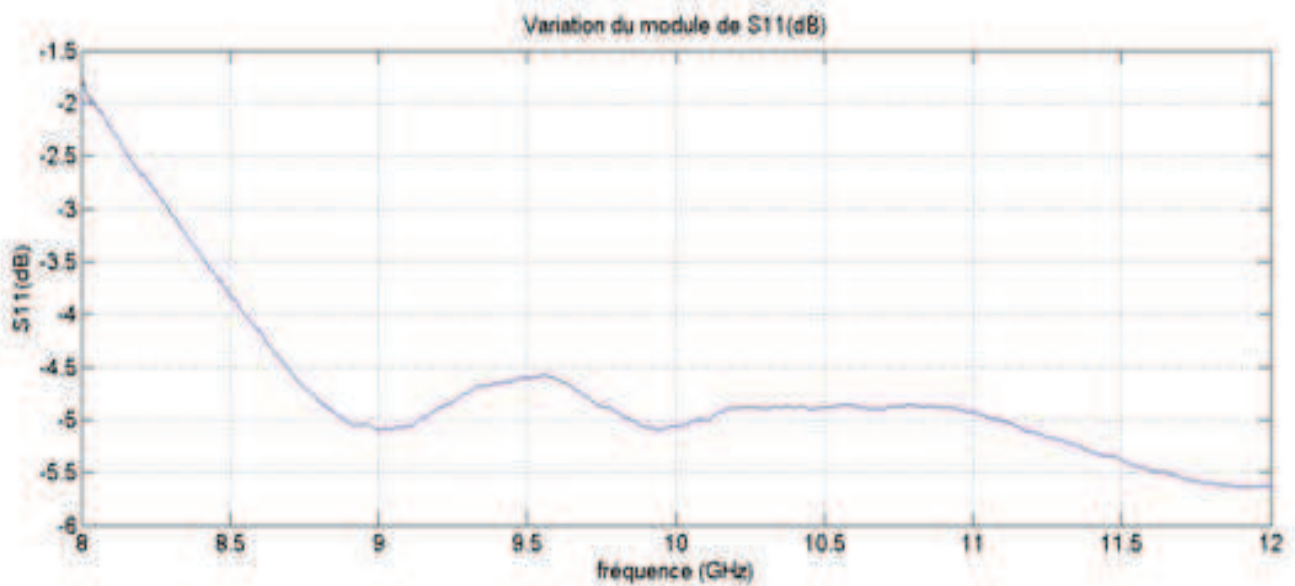


Figure IV.14: Module du paramètre S_{11} mesuré en fonction de la fréquence.

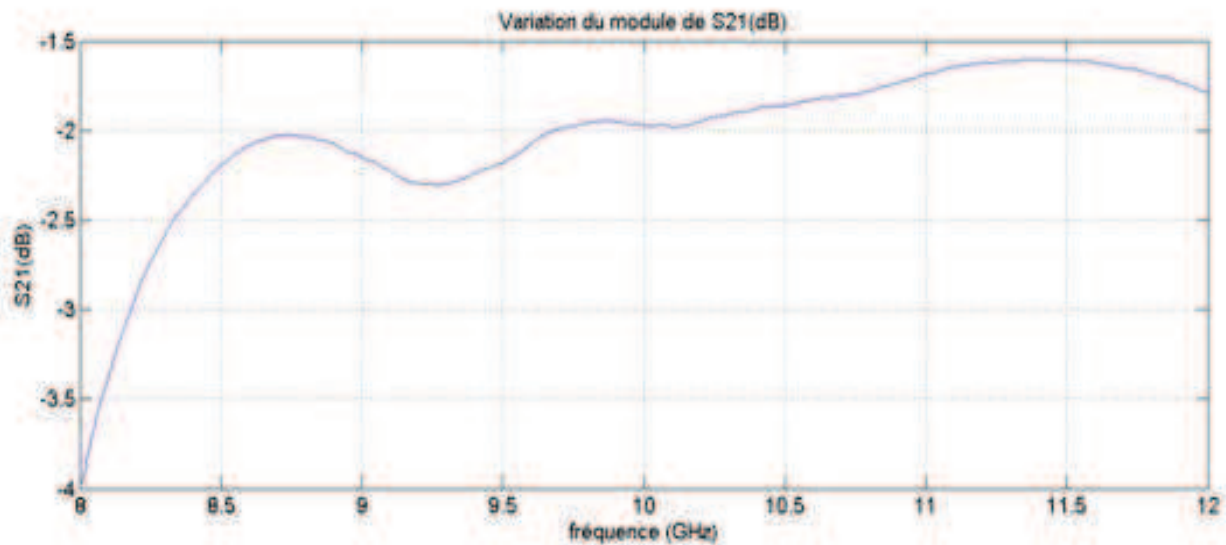


Figure IV.15: Module du paramètre S_{21} mesuré en fonction de la fréquence.

Nous avons remarqué une légère fluctuation de ces valeurs mesurées ce qui nous a poussé à considérer des valeurs moyennes sur la bande de fréquence d'intérêt.

En se basant sur les figures de simulations (Figures IV.5 et IV.6) et de mesures (Figures IV.14 et IV.15) sur la bande de fréquence 8-12GHz, les valeurs moyennes des coefficients S_{11} et S_{21} mesurés et simulés sont rapportées dans le tableau IV.1.

	Simulations	Mesures
S_{11} (dB)	-4.9	-4.6
S_{21} (dB)	-2	-1.9

Tableau IV.1 : Valeurs moyennes mesurées et simulées de S_{11} (dB) et S_{21} (dB).

On remarque qu'il y a une bonne correspondance entre les résultats de simulation et de mesures, ce qui renforce d'avantage la procédure de caractérisation.

Les valeurs de ϵ' et de ϵ'' seront donc déduites de ces mesures par inversion numérique.

Comparaison et commentaires

En comparant les résultats de simulation et de mesures (Figure IV.16), on remarque quelques différences. Ces petits écarts sont dus essentiellement aux imperfections de mesures et aux différents types de bruits électromagnétiques qui se présentent au sein du dispositif de mesure. En outre, le HFSS suppose une structure parfaite, ainsi la section droite du guide d'onde est parfaitement remplie par le substrat, ce qui n'est pas le cas en réalité, du fait qu'il existe toujours une couche d'air qui s'installe entre les parois du guide et l'échantillon sous test. Ces imperfections sont à l'origine des écarts remarquables entre les simulations et les mesures.

De l'autre côté, le même constat des perturbations observées autour de la fréquence de coupure ($\approx 8\text{GHz}$) est également remarqué dans les mesures. Cela est dû aux pertes importantes induites par le comportement de filtrage des fréquences inférieures à cette fréquence critique de coupure par le guide d'onde.

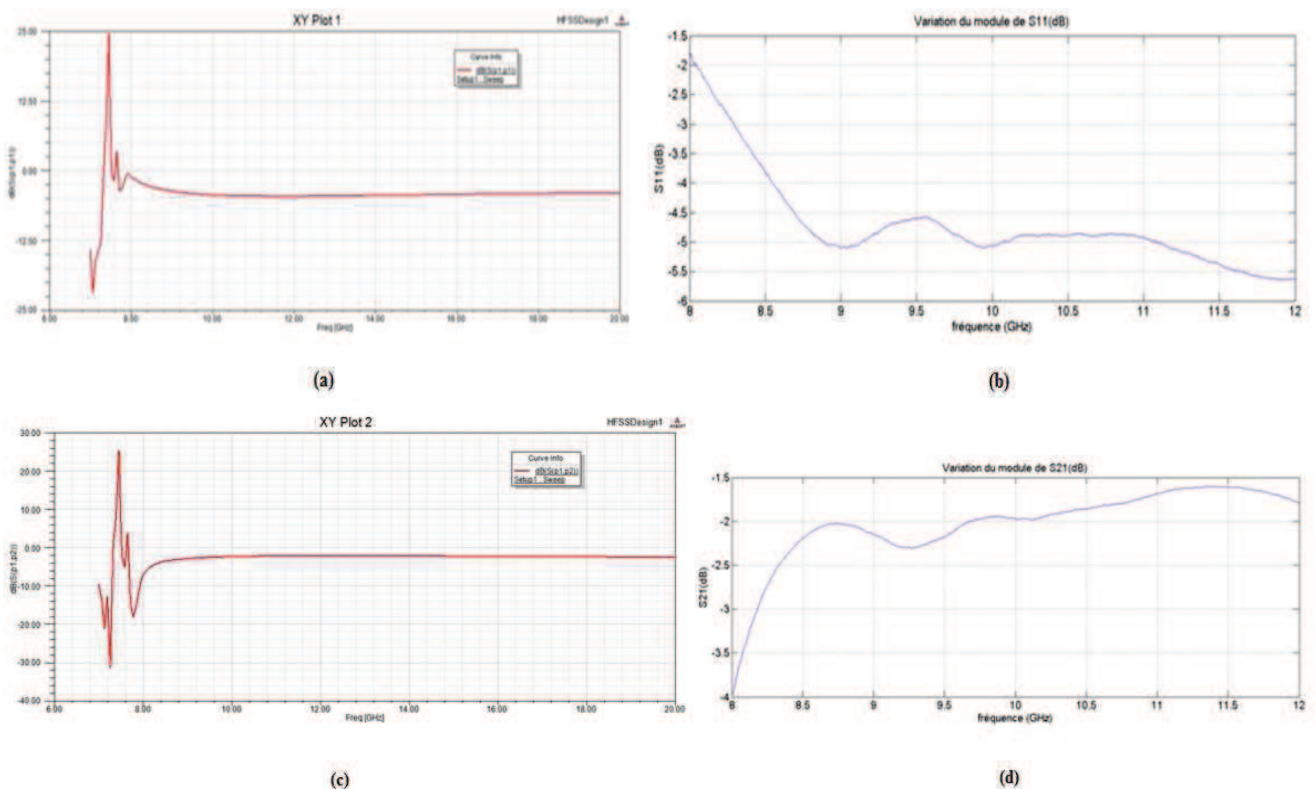


Figure IV.16: Comparaison entre les simulations et les mesures des paramètres S du substrat, (a) S_{11} simulé, (b) S_{11} mesuré, (c) S_{21} simulé, (d) S_{21} mesuré.

Caractérisation

Afin de déterminer les valeurs de ϵ' et ϵ'' , on utilise la technique de l'abaque (S_{11} , S_{21}) = $f(\epsilon', \epsilon'')$ (Figure IV.17) sur la bande de fréquence d'intérêt. L'épaisseur du substrat étant $d=1.524\text{mm}$.

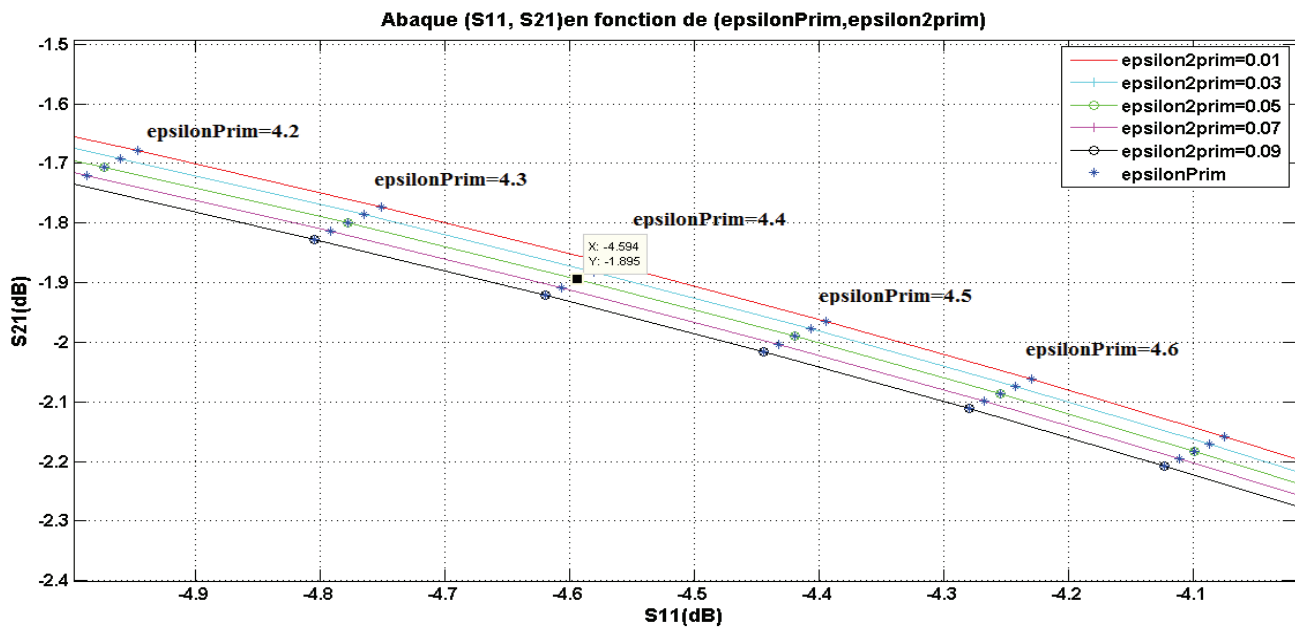


Figure IV.17: Abaque (S_{11} , S_{21}) (dB) = $f(\epsilon', \epsilon'')$.

Les calculs ont été effectués en prenant des valeurs discrètes de ϵ' et ϵ'' dans la gamme de valeurs (1-10) et (0.01 – 0.09) respectivement. Pour chaque couple (ϵ' , ϵ''), les quantités $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ sont calculées à partir des équations IV.1, IV.2, IV.3, IV.4 et IV.7. L'outil de simulation utilisé étant *MATLAB. R.2008a*.

Pour déterminer les valeurs de ϵ' et ϵ'' du matériau, il suffit de placer dans l'abaque les valeurs de S_{11} et S_{21} mesurées en présence du substrat et remonter au couple (ϵ' , ϵ'') correspondant.

En rapportant les valeurs mesurées de S_{11} et S_{21} sur l'abaque (S_{11} , S_{21}) (dB) = $f(\epsilon', \epsilon'')$, il est possible de déduire les valeurs de ϵ' et ϵ'' de l'échantillon, soient :

$$\epsilon' \approx 4.4 \text{ et } \epsilon'' \approx 0.06$$

La tangente des pertes peut être évaluée comme suit :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \approx 0.0136$$

Comme le montrent les équations IV.1, IV.2, IV.3 et IV.7, la précision sur les valeurs de ε' et ε'' dépend des erreurs de mesure sur S_{11} et S_{21} .

Commentaire

Les valeurs obtenues semblent être acceptables du fait qu'ils soient dans la gamme des valeurs des caractéristiques connues des substrats diélectriques.

Comparaison et commentaire

A titre comparatif, le tableau ci-après (Tableau IV.2) montre une comparaison entre les différentes techniques utilisées pour caractériser le FR-4. Les valeurs obtenues sont relativement similaires, cependant, pour notre mesure, la bande de fréquence est différente du fait qu'on ne dispose pas d'un guide d'onde fonctionnel à la fréquence de 1.02GHz.

	Paramètres électrique du FR-4	
	ε'	$\tan(\delta)$
Cavité rectangulaire 9.1x4x10.8 cm³ (f=1.02GHz) (M. Moukanda. <i>F et al</i> , 2006)	4.47	0.01646
Micro-ruban (f=1.02GHz) (Franck Moukanda M, 2008)	4.39	0.01887
Notre mesure (8-12GHz)	4.4	0.0136

Tableau IV.2: Tableau comparatif des résultats de mesures des paramètres du FR-4.

Etant donné que les valeurs exactes de la permittivité et de la tangente des pertes du FR-4 à la fréquence 1GHz sont (Annexe-A-) :

$$\varepsilon' \approx 4.34$$

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = 0.01$$

On peut conclure que la technique de la cavité résonante fournit une meilleure précision.

Discussion

Certes, cette méthode est plus ou moins simple, néanmoins, elle n'est pas suffisamment précise, en effet, elle nécessite un large balayage des valeurs ε' et ε'' pour tomber sur des valeurs correspondantes aux mesures S_{11} et S_{21} .

Dans des applications de caractérisation hyperfréquences, on peut se satisfaire des résultats de cette technique, en effet, la mesure de la fréquence de résonance (déduite de l'évolution de S_{11} en fonction de la fréquence) de l'antenne patch fabriquée à base de ce substrat permet de remonter à la valeur approximative de ε_r . A partir de cette combinaison, il est possible de valider la valeur de ε_r mesurée avec une précision acceptable.

IV.4. Deuxième étape : Caractérisation de l'antenne imprimée

IV.4.1. Présentation de l'antenne

L'antenne en question est une antenne quasi-Yagi planaire fabriquée à base du matériau FR-4 dont les caractéristiques diélectriques sont identifiées précédemment (Section IV.3). Sa fréquence de résonance est située dans la bande 8-12GHz. Les dimensions de l'antenne sont mises en évidence sur la figure IV.19.

Avec (en mm) : $W_1 = W_3 = W_4 = W_5 = W_{\text{dri}} = W_{\text{dir}} = 0.6$, $W_2 = 1.2$, $W_6 = S_5 = S_6 = 0.3$, $L_1 = 3.3$, $L_2 = L_5 = 1, 5$, $L_3 = 4.8$, $L_4 = 1.8$, $S_{\text{ref}} = 3.9$, $S_{\text{dir}} = 3.0$, $S_{\text{sub}} = 1.5$, $L_{\text{dri}} = 8.7$, $L_{\text{dir}} = 3.3$ et l'épaisseur du substrat = 1.5.

Ce type d'antenne trouve un domaine d'application très vaste dans les systèmes de communication sans fil [68].

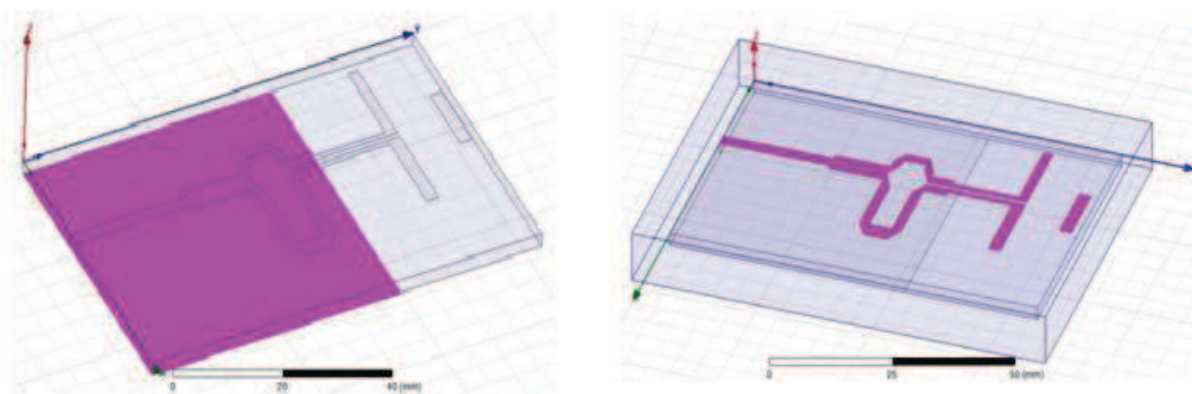


Figure IV.19: Antenne quasi-Yagi planaire.

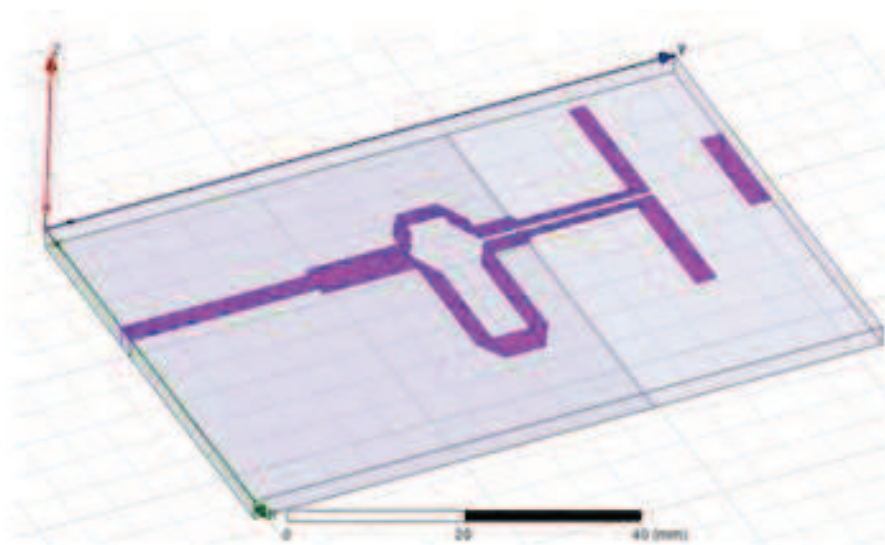


Figure IV.20: Maillage de l'antenne généré par HFSS.

Résultats de simulation

Les résultats de simulation sont résumés comme suit :

- Le paramètre S_{11} : illustré par la figure IV.21

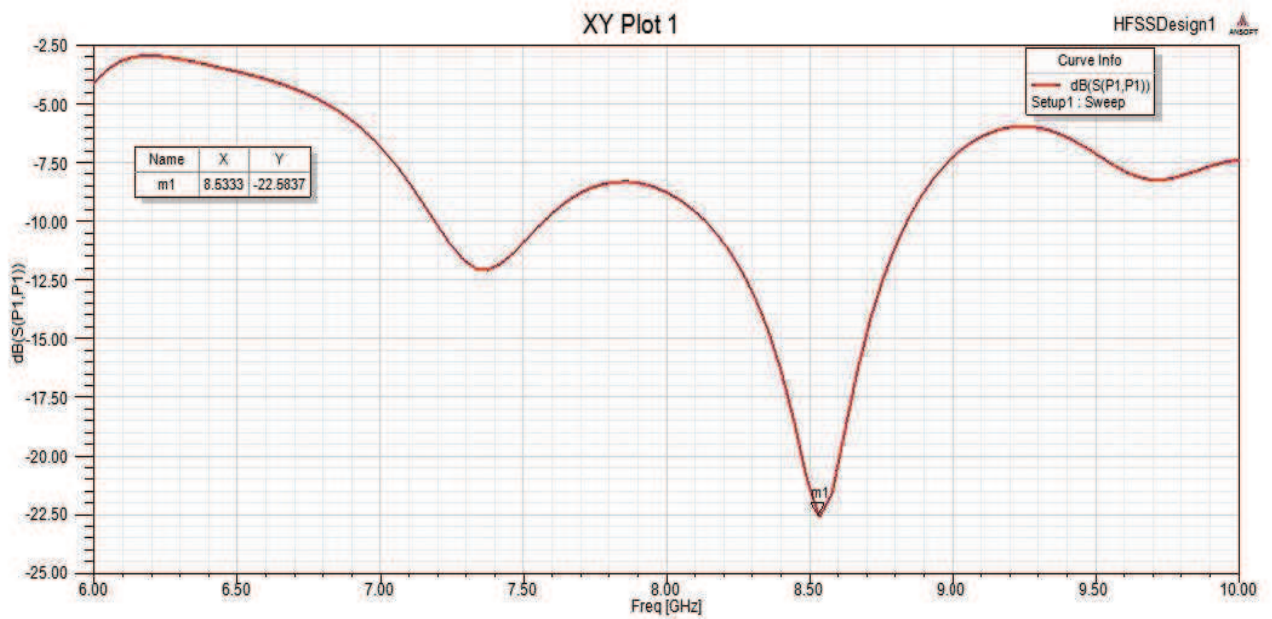


Figure IV.21: Simulation du paramètre S_{11} en fonction de la fréquence ($f_r=8.53\text{GHz}$).

A partir de ce résultat, on peut tirer les caractéristiques suivantes :

- **Fréquence de résonance (correspondant au minimum de S_{11} soit -22.5 dB)** (Figure IV.21) :

$$f_r = 8.53 \text{ GHz}$$

- **Bande passante à -10dB** (Figure IV.22) :

$$B_p = 711 \text{ MHz}$$

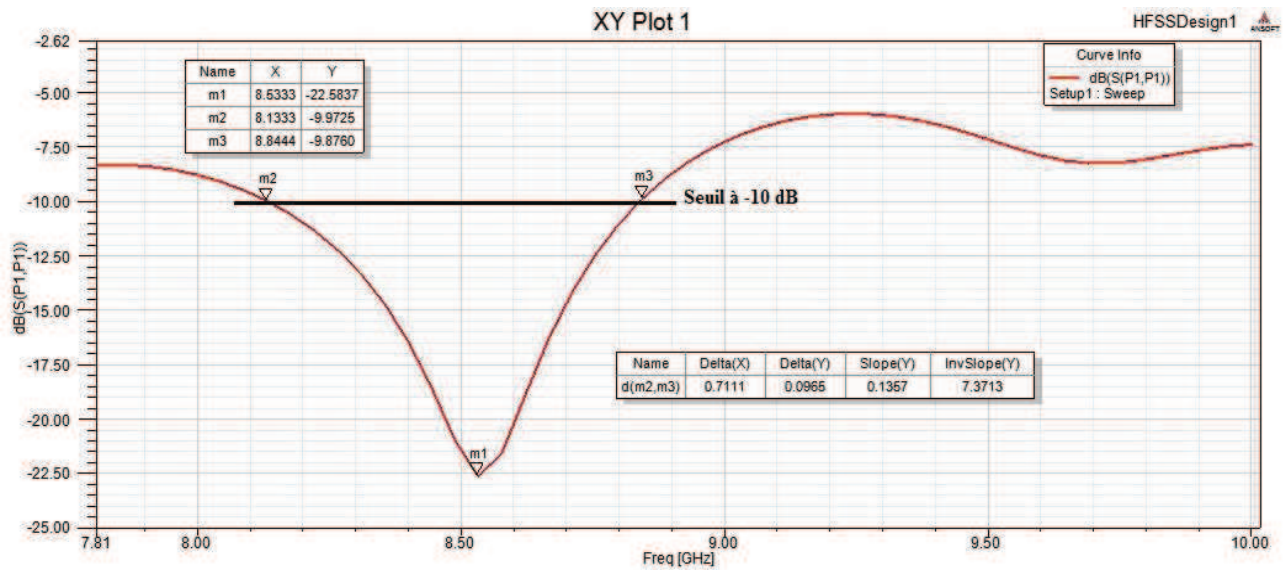


Figure IV.22: Bande passante de l'antenne $B_p=711$ MHz.

- Gain de l'antenne

Le gain est obtenu également par simulation HFSS dans les plans E et H. Le résultat est présenté par la figure IV.23, à partir de laquelle on tire le gain maximum qui est de :

$$\text{Gain maximum simulé} = 4.05 \text{ dB}$$

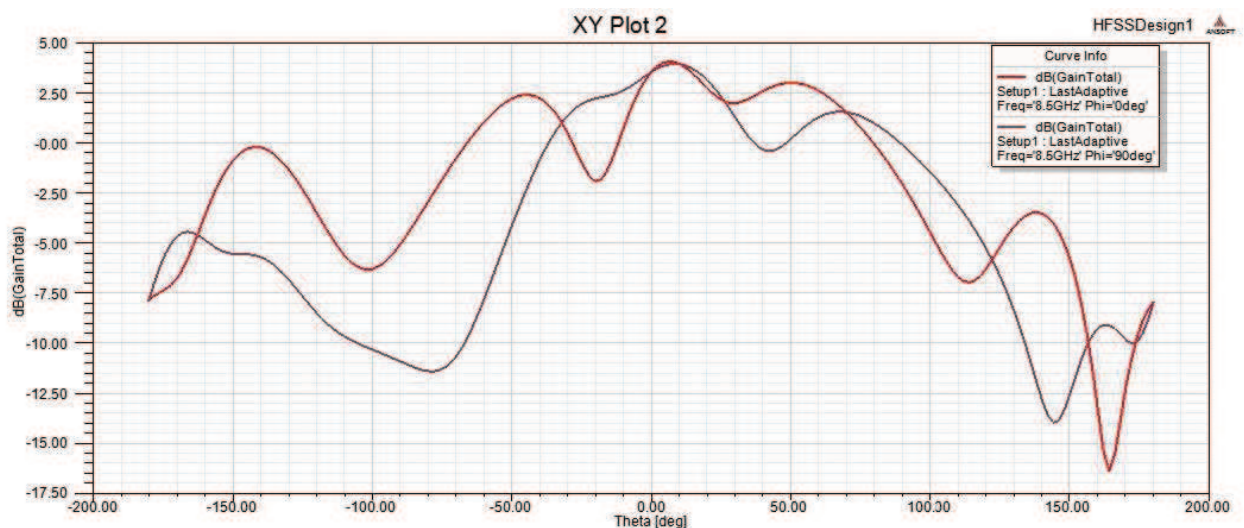


Figure IV.23: Evolution du gain de l'antenne en fonction de l'angle Θ dans les plans E (bleu) et H (rouge).

- **Diagramme de rayonnement 2D**

Le diagramme de rayonnement 2D dans les plans E et H est comme illustré par la figure IV.24.

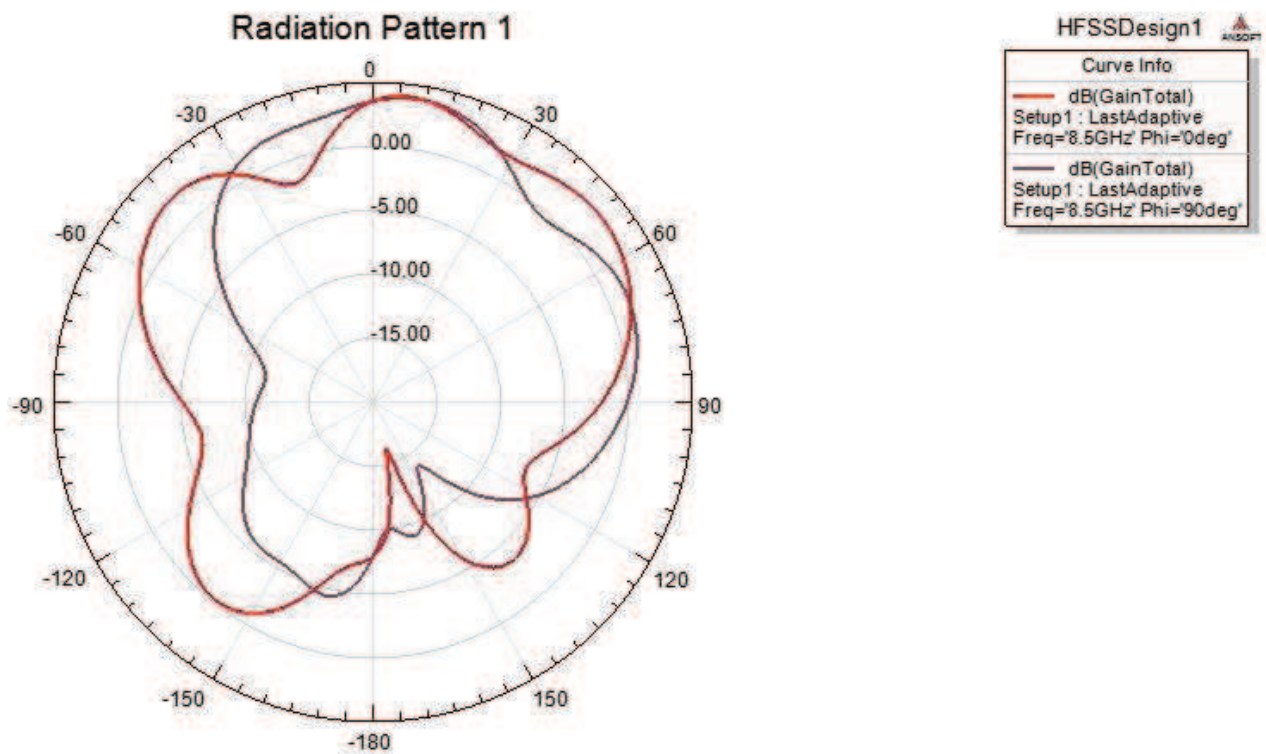


Figure IV.24: Diagramme de rayonnement 2D dans les plans E (bleu) et H (rouge).

- **Diagramme de rayonnement 3D**

Le diagramme de rayonnement peut être également visualisé en 3D comme illustré sur la figure IV.25.

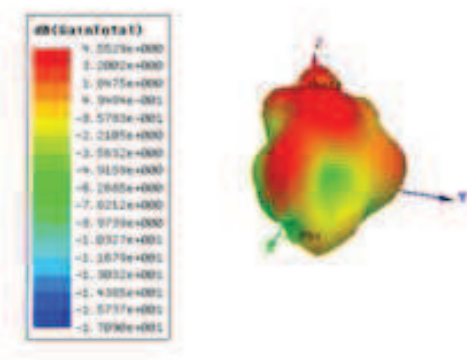


Figure IV.25: Diagramme de rayonnement 3D.

IV.4.4. Caractérisation expérimentale de l'antenne

Cette section est réservée à la présentation des résultats de mesures expérimentales de l'antenne quasi-Yagi planaire en question (Figure IV.26).

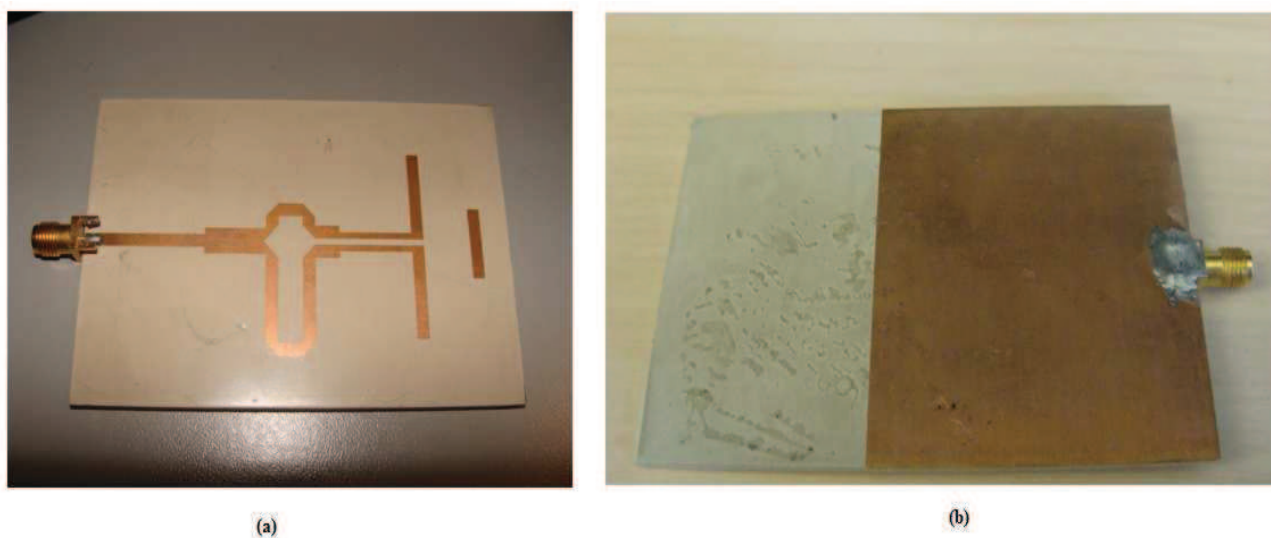


Figure IV.26: (a) Antenne quasi-Yagi planaire (b) Plan de masse.

Résultats de mesures

Les résultats de mesures sont comme suit :

- **Paramètres S_{11} et fréquence de résonance**

La mesure de S_{11} est effectuée par l'analyseur de réseaux vectoriel *ANRITSU37397c* (disponible au sein du laboratoire des micro-ondes de l'école polytechnique de Montréal) après calibration par un court-circuit, un circuit ouvert et une charge de 50Ω (Figure IV.27). Le pas fréquentiel de mesure est de $5MHz$.



Figure IV.27: (a) Calibration de l'analyseur de réseau (b) Charges utilisées pour la calibration de l'analyseur de réseau.

Le dispositif de mesure est représenté par la figure IV.28.

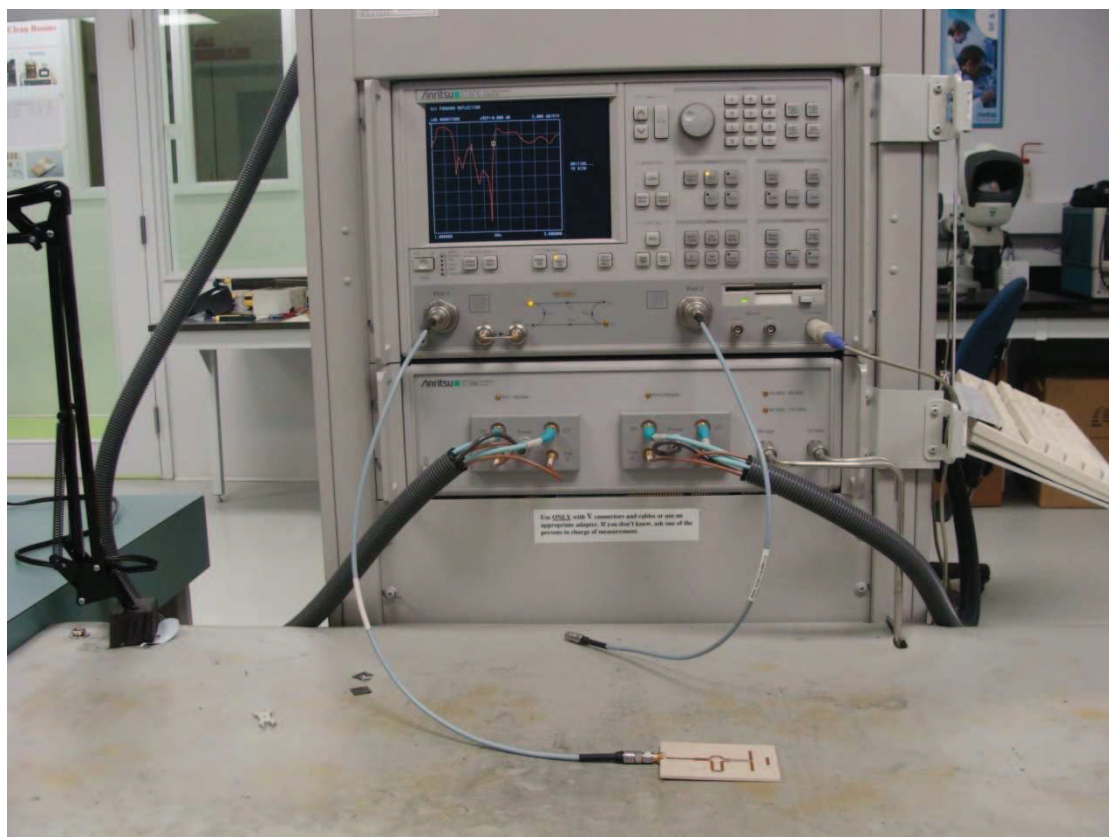


Figure IV.28: Dispositif de mesure du paramètre S_{11} de l'antenne patch.

Les résultats de mesures sont mis en évidence par la figure IV.29.

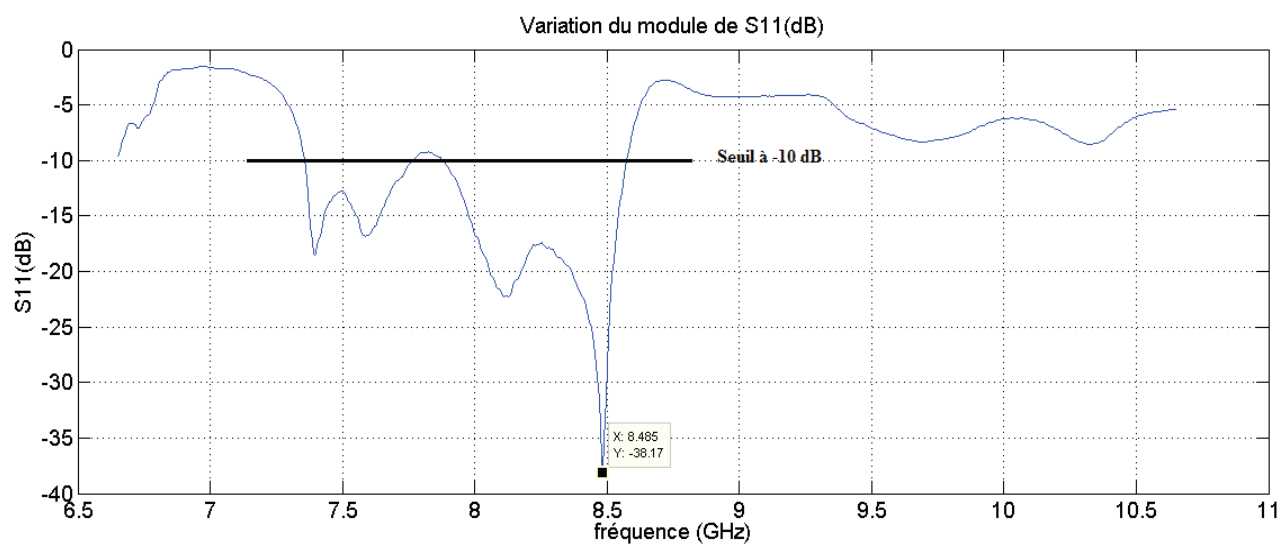


Figure IV.29: Evolution du paramètre S_{11} mesuré en fonction de la fréquence.

- **La fréquence de résonance**

Elle correspond bien au minimum de S_{11} (-38.17dB). A partir de la figure IV.29, la fréquence de résonance mesurée est de :

$$f_r = 8.485 \text{ GHz}$$

- **La bande passante à -10 dB**

De la figure IV.29, la bande passante à « -10 dB » est évaluée à :

$$Bp = 8.575 \text{ GHz} - 7.875 \text{ GHz} = 700 \text{ MHz}$$

- **Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement est mesuré dans une chambre an-échoïque *STARLAB* de *SATIMO* (Annexe-C-) disponible au sein du laboratoire des micro-ondes de l'école polytechnique de Montréal (Figure IV.30). Le principe de mesure consiste à placer l'antenne sur un moteur pas à pas. La chambre est équipée d'une série de capteurs disposés sur un cercle en face de l'antenne sous test. Le moteur fait tourner l'antenne avec un pas angulaire de 3° et les capteurs mesurent la puissance émise sur la totalité de la rotation de 360° . Cette procédure permet de retrouver le profil du diagramme de rayonnement de l'antenne.

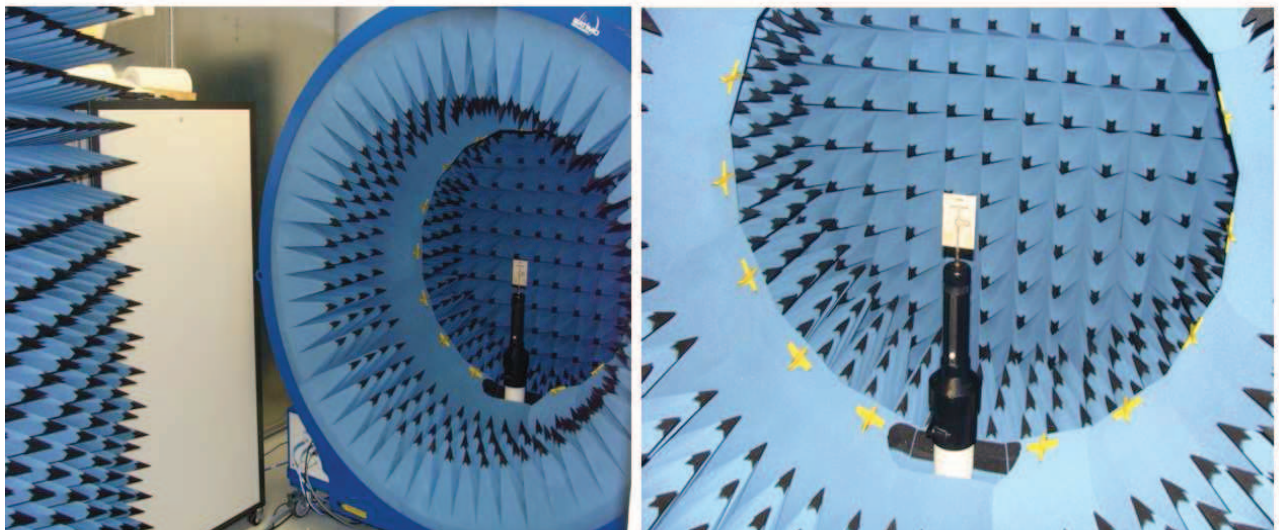


Figure IV.30: *Chambre an-échoïque pour mesurer le diagramme de rayonnement.*

La figure IV.31 montre le diagramme de rayonnement mesuré dans les plans E et H.

Diagramme de rayonnement mesuré dans les plans E et H

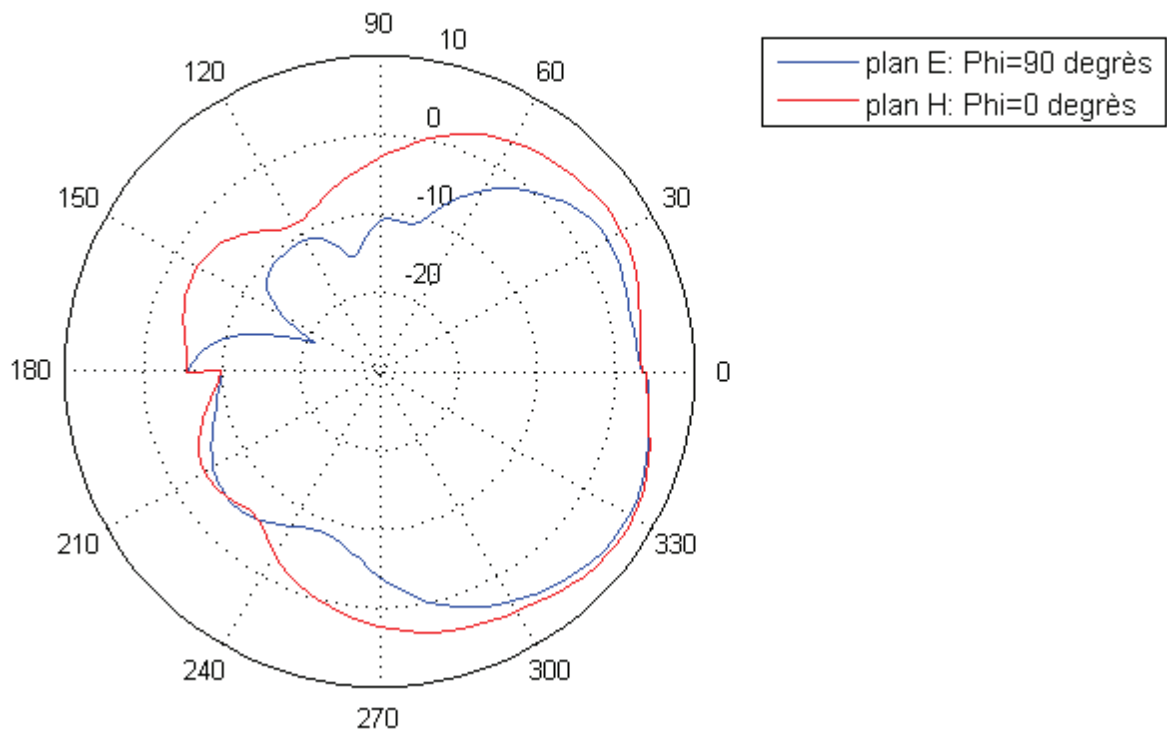


Figure IV.31: Diagramme de rayonnement mesuré dans les plans E (bleu) et H (rouge).

- **Gain de l'antenne**

Le dispositif expérimental présenté par la figure IV.31 permet également la mesure du gain de l'antenne dans les plans E et H. Le résultat de mesure est représenté par la figure IV.32. On peut voir aisément que le gain maximum mesuré est de :

$$\text{Gain maximum mesuré} = 4\text{dB}$$

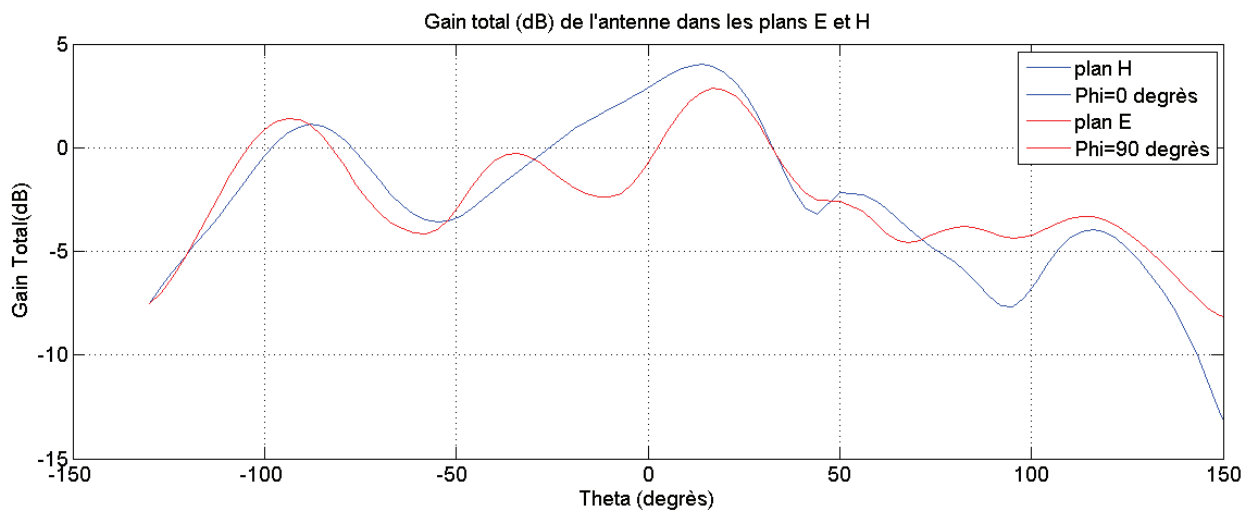


Figure IV.32: Gain de l'antenne mesuré dans les plans E (bleu) et H (rouge).

Comparaison et commentaire

La caractérisation de l'antenne par les deux procédures montre une bonne concordance entre la simulation et la mesure avec quelques légères différences (Figure IV.33).

La fréquence de résonance mesurée (8.485 GHz) est légèrement différente de celle simulée (8.53GHz). Le même constat s'applique à la bande passante mesurée (700MHz) et la bande simulée (711MHz). Ces différences s'expliquent par les conditions pratiques qui font que les dimensions théoriques de l'antenne ne sont jamais exactement égales aux dimensions de l'antenne fabriquée, ce qui induit des petites différences de caractéristiques de l'antenne vu la sensibilité des patchs à leurs dimensions (Chapitre II).

Le gain maximum quand à lui présente une étroite correspondance entre la mesure (4.05dB) et la simulation (4dB). Les deux diagrammes de rayonnement obtenus sont également étroitement semblables.

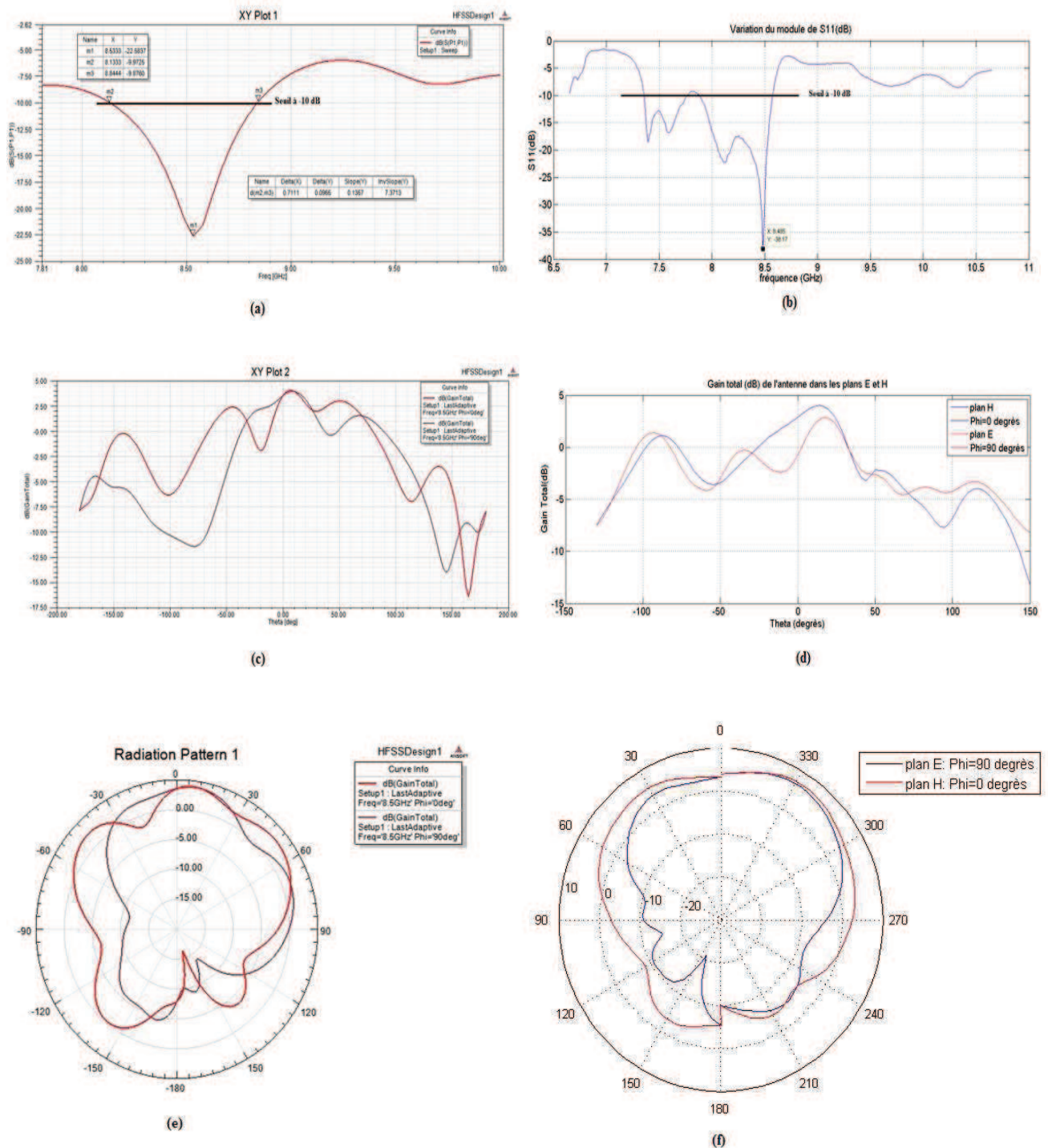


Figure IV.33: Comparaison entre les simulations et les mesures de l'antenne patch, (a) S_{11} simulé, (b) S_{11} mesuré, (c) Gain simulé, (d) Gain mesuré, (e) Diagramme de rayonnement simulé, (f) Diagramme de rayonnement mesuré.

IV.5.Conclusion

Ce dernier chapitre est une application du développement théorique présenté dans les chapitres antérieurs. Il s'agit bien d'une illustration pratique de la procédure de caractérisation des matériaux et des antennes patches appliquées à un cas particulier d'une antenne quasi-Yagi planaire fabriquée à base du substrat diélectrique FR-4.

Ce chapitre peut être résumé sous forme de deux grands blocs complémentaires : Le premier consiste à la caractérisation hyperfréquence du substrat FR-4. Le deuxième bloc, quant à lui, consiste à la caractérisation de l'antenne quasi-Yagi planaire.

Dans chacun des blocs, deux étapes sont mises en évidence : une étape de caractérisation par simulations HFSS et une deuxième étape de caractérisation par mesures expérimentales.

Les résultats obtenus montrent une bonne concordance entre la simulation et la mesure. Ainsi, les différentes caractéristiques ont été obtenues, à savoir, les caractéristiques diélectriques du substrat (permittivité et tangentes des pertes) et les caractéristiques hyperfréquences de l'antenne (fréquence de résonance, bande passante, gain et diagramme de rayonnement).

Conclusion générale et perspectives.

Dans ce travail, nous avons présenté une procédure de caractérisation des matériaux (paramètres diélectriques) et des antennes patches. Cette caractérisation est réalisée principalement par des simulations hyperfréquences et validée ensuite par des mesures expérimentales.

Tout d'abord, une présentation des méthodes hyperfréquences de caractérisation des matériaux a fait l'objet du premier chapitre. Au deuxième chapitre, nous avons présenté, les antennes à travers les équations régissant leur fonctionnement, la conception et les paramètres permettant de définir le domaine d'application d'une telle antenne. A partir de ce chapitre, il s'est avéré que la caractérisation des antennes imprimées est essentielle dans le domaine des télécommunications. En effet, la mise en œuvre de n'importe quel système de communications sans fil exige la présence de l'élément de base du système qui est l'antenne.

Le troisième chapitre, quant à lui, a été consacré à la présentation d'un outil de simulation hyperfréquence. Cet outil logiciel, le HFSS, a été exploité pour caractériser numériquement le matériau et l'antenne avant de passer aux mesures expérimentales. Deux exemples d'illustration ont été réalisés durant ce chapitre.

Le dernier chapitre est un travail expérimental dans lequel on a couplé les résultats de simulation numérique par HFSS et les mesures expérimentales pour atteindre les objectifs de caractérisation du matériau, d'une part et ceux de l'antenne d'autre part. Le matériau choisi est le FR-4 alors que l'antenne est l'antenne planaire quasi-Yagi. La caractérisation a mis en évidence les paramètres:

- diélectriques du matériau: la permittivité diélectrique et la tangente des pertes,
- hyperfréquences de l'antenne: la fréquence de résonance, la bande passante, le diagramme de rayonnement et le gain.

L'ensemble des résultats obtenus montre une bonne concordance entre les simulations numériques et les mesures expérimentales. Ainsi nous avons pu valider nos résultats par cette comparaison qui semble

être un chemin acceptable à suivre dans le domaine de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées.

Finalement et comme perspectives, nous proposons de:

- interpoler les résultats pour le cas d'un réseau d'antennes imprimées afin de tenir compte de l'effet de couplage entre les éléments rayonnants,
- utiliser d'autres nouveaux dispositifs de mesures [66] [42] et effectuer une comparaison supplémentaire entre les méthodes expérimentales,
- élaborer un autre code de calcul numérique plus adéquat en faisant intervenir des méthodes d'inversion adaptatives (algorithmes génétiques),
- étendre l'étude aux fréquences 30 GHz, voire 60 GHz, vu que cette bande est actuellement sous investigation intense du fait de sa caractéristique d'évanouissement sur une distance courte et qui fournit une très bonne opportunité pour éliminer l'effet des interférences dans un réseau de communications sans fil,
- reformuler des recommandations à l'intention des concepteurs d'antennes patches pour le choix du diélectrique convenable selon l'application et la bande de fréquence utilisée.

Références bibliographiques.

- [1] A. Bondeson, T. Rylander, and P. Ingelström, “*Computational Electromagnetics*”. Springer 2005.
- [2] A. R. Von Hippel, “*Dielectric Materials And Applications*,” New-York: Wiley, pp.134-135, 310-332, 1954.
- [3] Abla. B, “*Contribution à l'étude des antennes microstrip Supraconducteur de forme triangulaire*”, Mémoire de Magistère en Micro-Ondes. Universite Mentouri. Constantine 2010.
- [4] Afsar, M. U. Birch, J. R. Clarke, R. N. and Chantry, G. W. (1986). “*The measurement of the properties of materials*”, Proceedings of the IEEE, 74, 183-199.
- [5] Akira Ishimaru, “*Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*”, Prentice Hall. 1991.
- [6] Antonije R. Djordjević et al, “*Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality*”, IEEE transactions on electromagnetic compatibility, vol. 43, no. 4, november 2001.
- [7] Atef Z. Elsherbeni and Veysel Demir. “*The finite-difference time-domain method for electromagnetics with MATLAB simulations*”. Scitech. 2008.
- [8] Azrar. A, “*Full wave analysis of microstrip antennas employing coplanar parasitic elements based on moment method solution in spectral domain*”. University of boumerdes. June 1998.
- [9] B. J. Wolfson & S. M. Wentworth, “*Complex Permittivity and Permeability Measurement using a Rectangular Waveguide*,” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 27, n°. 3, pp. 180-182, September 2000.
- [10] Baker-Jarvis, J. Janezic, M. D. Grosvenor, J. H. Jr. and Geyer, R. G. (1993). “*Transmission/Reflection and Short-circuit Line Methods for Measuring Permittivity and Permeability*”, NIST Technical Note 1355 (revised), U. S. Department of Commerce.

- [11] Brian C. Wadell, “*Transmission Line Design Handbook*”, Boston, Massachusetts, Artech House, 1991.
- [12] Chen Wang, “*Determining Dielectric Constant and Loss Tangent in FR-4*,” UMR EMC Laboratory Technical Report: TR00-1-041, March 2000.
- [13] Chouti Leila, “*Contribution à l'étude d'antennes imprimées rectangulaires double bande et multi bandes tenant compte de l'effet de couplage*”, Mémoire de Magister en Micro-Ondes, Université de Constantine. 2009.
- [14] Cohn, S. B. and Kelly, K. C. (1966). “*Microwave measurement of high dielectric constant materials*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 14, 406-410.
- [15] Combes, P.F. « *Micro-ondes, lignes, guides et cavités* ». Dunod, 2006.
- [16] Constantine A. Balanis, “*Antenna theory analysis and design*”, A John Wiley & Sons, INC Publication, Third Edition. Hoboken, New Jersey 2005.
- [17] D. H. Schaubert, D. M. Pozar, and A. Adrian, “*Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories and Experiment*,” IEEE Trans. Antennas Propagat. , Vol. AP-37, No. 6, pp. 677–682, June 1989.
- [18] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan & V. K. Varadan, “*A Free-Space Method for Measurement of Dielectric Constants and Loss Tangents at Microwave Frequencies*,” IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 38, pp. 789-793, 1989.
- [19] D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan & V. K. Varadan, “*Free-Space Measurement of Complex Permittivity and Complex Permeability of Magnetic Materials at Microwave Frequencies*,” IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 39, n° 2, pp. 387-394, April 1990.
- [20] Dakin, T. W. and Works, C. N. “*Microwave Dielectric Measurements*,” J. Appl. Phys., vol. 18, pp. 789-796, September 1947.
- [21] David M. Pozar “*Microstrip Antennas*”, Proceedings Of The IEEE, VOL. 80, NO 1, January 1992.
- [22] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*,” Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1988.

- [23] Dreina Emmanuel, “ *Conception, optimisation et intégration RF d'un système d'antennes miniatures multicapteurs utilisant la diversité en vue d'augmenter les performances radio d'un terminal mobile 4G* ”, Thèse de Doctorat en Optique et Radiofréquence. Institut Polytechnique de Grenoble. 2010.
- [24] E. H. Van Lil and A. R. Van de Capelle, “*Transmission-Line Model for Mutual Coupling Between Microstrip Antennas,*” IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No. 8, pp. 816–821, August 1984.
- [25] F. Gardiol, “*Hyperfréquences,*” Ed. Dunod, Presses Polytechniques Romandes, 1987.
- [26] F. Roudet, S. Tedjini, and V. Tan-Phu, “*Design of compact size excitation device for antenna pattern using fractal architectures,*” in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, 2005, pp. 223-226 vol. 1B
- [27] Florence Sagnard, Faroudja Bentabet & Christophe Vignat, “*In situ Measurements of the Complex Permittivity of Materials Using Reflection Ellipsometry in th Microwave Band: Experiments (Part II),*” IEEE Trans. On Instrument. & Meas, vol. 54, N°. 3, pp. 1274-1282, June 2005.
- [28] Franck M. Mbango, “*Contribution à la Caractérisation Electrique des Matériaux Utilisés en Microélectronique Radiofréquence*”. Thèse de Doctorat en Optique et Radio Fréquences, Université Joseph FOURIER de Grenoble, 2008.
- [29] Géraldine Trouillard, “*Contnubution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles, Conception, réalisation et tests des antennes correspondantes*”. Thèse de Doctorat en Micro-ondeson. Université de Limoges. 2003.
- [30] Gerhard L. Friedsam & Erwin M. Biebl, “*A Broadband Free-Space Dielectric Properties Measurement System at Millimeter Wavelengths,*” IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 46, n° 2, pp. 515-518, April 1997.
- [31] Golay Frédéric, “*Modélisation et calcul scientifique*”, ANAM/MNC, Université de Toulon 2010.
- [32] Guillon, P. (1995). “*Microwave techniques for measuring complex permittivity and permeability of materials*”, in Materials and Processes for Wireless Communications, T. Negas and H. Lings, Eds., The American Ceramic Society, Westerville, 65-71.
- [33] H.Suzuki, “*Microwave measurement of complex permittivity of thick plate by placing the material undertest on a microstripline resonator*”. Eu Mc 21-4, 2006, Manchester, K.

- [34] Hamid Meghdadi et Jean Charles Poux, “*Simulation 3D HFSS de filtres*”, rapport de projet, Université de Limoges. Novembre 2005–Mai 2006.
- [35] Hatem. R, “*Etude, Réalisation et Caractérisation d’une Antenne Plaquée en Polyaniline Fonctionnant à 10 Ghz*”. Thèse de Doctorat électronique, Université Bordeaux I, 2004.
- [36] Helmut E.SCHRANK, “*Dielectric Resonator Antennas*”, The Artech House Antenn Library.1988.
- [37] Hervé Legay, Raphael Gillard, Jacques citern e, Gerard “*Effet d’un trou métallisé sur les caractéristiques de rayonnement d’une antenne plaque microruban alimentée par une ligne coaxiale à travers le plan de masse* ” Ann. Télécommum. 46 N°7-8, 1991.
- [38] Hervé Oudin, “*Méthode des éléments finis*” . ECN, 2008.
- [39] I. J. Bahl and P. E. Bhartia, “*Microstrip antenna*”. Dedham, MA : Artech House, 1980.
- [40] Ismail. I. Eldumiaty et George. I. Haddad, “*Cavity Perturbation Techniques for Measurement of the Microwave Conductivity and Dielectric Constant of the Bulk Semiconductor Material*”. IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. MTT-20, No.2, February 1972.
- [41] J. G. Linhar, I. M. Templet and R. Dunsmu, “*A Microwave Resonant Cavity Method for Measuring the Resistivity of Semi-Conducting Materials*”, British J. Appl. Phys. 7, 36, 1956.
- [42] J. Hinojosa, “*S-Parameter Broad-Band Measurements On-Microstrip and Fast Extraction of the Substrate Intrinsic Properties*”. IEEE microwave and wireless components letters, vol. 11, no. 7, july 2001.
- [43] J. Krupka, A. I. Nosich et al., “*Whispering Gallery Modes in Rutile Resonators at Millimeter Wave Frequencies,*” in 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON-2000, 2000.
- [44] J. P. Damino & A. Papiernik, “*Survey of analytical & numerical models for probfed microstrip antenna* ”. IEEE prose microwave antenna propagation. Vol 141, N°1, 15-22, Février 1994.
- [45] James Baker-Jarvis et al., “*Dielectric Characterization of Low-loss Materials: A Comparison of Techniques,*” IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation., vol. 5, n°. 4, pp. 571-577, August 1998.

- [46] James Baker-Jarvis, “*Transmission/Reflection And Short-Circuit Line Permittivity Measurements*,” National Institute Of Standards And Technology (NIST), John W. Lyons, pp. 68-76, July 1990.
- [47] Janezic M. D., & William D. F., “*Permittivity Characterization from Transmission-line Measurement*,” IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech., vol. 3, n°. 8, pp. 1343–1346, June 1997.
- [48] Janezic M. D., Dylan F. William, Volker Blaschke, Arun Karamcheti & Chi Shih Chang, “*Permittivity Characterization of Low-k Thin Films from Transmission-line Measurements*,” IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech., vol. 51, n°. 1, pp. 132–136, January 2003.
- [49] Janezic M. D., Jargon J. A., “*Complex Permittivity Determination from Propagation Constant Measurements*,” IEEE Microwave & Guided Wave Letters, vol. 9, n°. 2, pp. 76–79, February 1999.
- [50] John. R. Brews, “*Transmission line Models for Lossy Waveguide Interconnections in V.L.S.I.*,” IEEE Trans. On Electron Devices, vol. 33, pp.1356-1365, N° 9, September 1986.
- [51] K. Hirasawa and M. Haneishi, “*Analysis, design, and measurement of small and low-profile antennas*”. Artech House, 1992.
- [52] K. R. Carver and J. W. Mink, “*Microstrip Antenna Technology*,” IEEE Trans. Antennas Propagat. , Vol. AP-29, No. 1, pp. 2–24, January 1981.
- [53] Karl J. Bois et al, “*Dielectric Plug-loaded Two-Port Transmission Line Measurement Technique for Dielectric Property Characterization of Granular and Liquid Materials*,” IEEE Trans. On Instrumentation & Measurement, vol. 48, n°. 6, pp. 1141-1148, December 1999.
- [54] Kern, D.J., Werner, D.H. and Lisovich, M. (2005) “*Metaferrites: using electromagnetic bandgap structures to synthesize metamaterial ferrites*”, IEEE Trans. On Anten. Propag., 53 (4), 1382–1389.
- [55] Kobayashi, Y. and Tanaka, S. (1980). “*Resonant modes of a dielectric rod resonator short-circuited at both ends by parallel conducting plates*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 28, 1077- 1085.
- [56] Krupka, J. and Weil, C. (1998). “*Recent advances in metrology for the electromagnetic characterization of materials at microwave frequencies*”, 12th International Conference on Microwaves and Radar, 4, 243 - 253.

- [57] Krupka, J. Geyer, R. G. Kuhn, M. and Hinden, J. H. (1994). “*Dielectric properties of Al₂O₃, LaAlO₃, SrTiO₃, and MgO at cryogenic temperature*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 42, 1886- 1890.
- [58] Kunal Parikh, “*Simulation of rectangular, single-layer, coax-fed patch antennas using Agilent High Frequency Structure Simulator (HFSS)*”. Thesis of Master of Science in Electrical Engineering. Virginia Polytechnic, 2003.
- [59] L. F. Chen, C. K. Ong ,C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, “*Microwave Electronics Measurement and Materials Characterization*”. John Wiley & Sons, Lt. 2004.
- [60] L. I. Basilio, M. A. Khayat, J. Williams , S. A. Long, “*The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line fed patch antennas*”, IEEE transactions Antennas Propagat, Vol. 49, pp. 45-47, Janvier 2001.
- [61] M. E. Brodwin and M. K. Parsons, “*New Approach to the Perturbation of Cavity Resonators by Homogeneous, Isotropic Spheres*. Journal of Applied Physics, volume 36. number 2, february 1965.
- [62] M. E. Tobar, J. Krupka et al., “*Measurements of Low-Loss Crystalline Materials for High-Q temperature Stable Resonator Applications,*” in Proceedings of the 1999 Joint Meeting of the European Frequency and Time Forum, pp. 573-576, 1999.
- [63] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, “*Miniature Antenna for Circularly Polarized Quasi Isotropic Coverage,*” in Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on, 2007, pp. 1-5.
- [64] M. Moukanda, F. Ndagijimana, J. Chilo & P. Saguet, “*Complex Permittivity using Two Transmission Line S-Parameter Measurements,*” International Conference On Micro and NanoTechnologies (I.C.M.N.T), Tizi-Ouzou, Algeria, November 2006.
- [65] Michael D. Janezic, James Baker-Jarvis, B. Riddle, C. L. Holloway, N. G. Paulter & J. E. Blendell, “*Dielectric and Conductor-Loss Characterization & Measurements on Electronic Packaging Materials,*” NIST Technical note 1520, boulder, Colorado, USA, July 2001.
- [66] Mossaab. O, Sébastien. D, François. V, Mohamed. C and Ke Wu, “*Microwave Characterization of Ferroelectric Thin-Film Materials*”. IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 53, no. 4, april 2005.

- [67] Mouhouche. Faiza, “*Analysis of small microstrip patch antennas for mobile communication*”.Mémoire de Magistère en telecommunication. Université de M’hamed Bougara, Boumerdes, 2010.
- [68] Noriaki Kaneda, W. R. Deal, Yongxi Qian, Rod Waterhouse, and Tatsuo Itoh, “*A Broad-Band Planar Quasi-Yagi Antenna*”. IEEE transactions on antennas and propagation, vol. 50, no. 8, August 2002.
- [69] Oleg Rybin et Tahir Abbas, “*Broadband Microwave Measurements of Relative Permittivity and Permeability of Materials*”, Journal of Research (Science), Bahauddin Zakariya University, Multan, Pakistan. Vol. 18, No. 3, July 2007, pp. 197-210.
- [70] P. K. Kadaba, “*Simultaneous Measurement of Complex Permittivity and Permeability in the Millimeter region by a Frequency-Domain technique,*” IEEE Trans. Instrument. Meas., vol. 33, pp. 336-340, 1984.
- [71] Punit. S. NA, “*Design of a Compact Microstrip Patch Antenna for Use in Wireless Cellular Devtces*”, Mémoire de Master de science: Université de Florida, 2004.
- [72] R. B. Marks & D. F. Williams, “*Characteristic Impedance Determination using Propagation Constant Measurement,*” IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 1, n°. 6, pp. 141-143, June 1991.
- [73] R. C. Boutout, JR, “*Computational methods for electromagnetic and microwaves*”, Awiley-Interscience publication, New York, Wiley 1990.
- [74] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, “*Microstrip Antenna Design Handbook*”, Artech House, Inc., Norwood, 2001.
- [75] Rafik Addaci, “*Evaluation de la fréquence de résonance complexe et de la bande passante d’une antenne microbande rectangulaire par la méthode neurospectrale*”, Thèse de Magister en Micro-Ondes, Université de Constantine.2006.
- [76] S. Biju Kumar et al., “*A Simple Free-Space Method For Measuring The Complex Permittivity of Single and Compound Dielectric Materials,*” Microwave and Optical Technology Letters, vol. 26, No. 2, pp. 117–119, July 2000.

- [77] Schinsuke.M, « *KEYCOM Characteristic Technologies* ». IMS 2012, Montréal, Canada.
- [78] Sheng-Gen Pan, “*Characteristic Impedances of Coaxial System Consisting of Circular and Noncircular Conductors*,” IEEE Trans. on Microwave Theory & Tech., vol. 36, n°. 5, pp. 917–921, August 1988.
- [79] Silvester, P.P et Ferrari, R.L. “*Finite elements for electrical engineers*”. 3rd edition. Cambridge University Press, 1996.
- [80] Tatsuo Itoh. “*Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*”. John Wiley and Sons. 1989.
- [81] “*User’s guide HFSS*”, Ansoft Corporation. 2008.
- [82] W. C. Chew , Z. Nie, Q. H. Lui & Y. T. Lo “*Analysis of prodoe-fied microstrip disk antenna*”, IEEE transactions antennas Propagation.Vol 43, pp. 1331, Novembre 1995.
- [83] W. F. Richards, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, “*An Improved Theory of Microstrip Antennas with Applications*,” IEEE Trans. Antennas Propagat. , Vol. AP-29, No. 1, pp. 38–46, January 1981.
- [84] Weil, C. W. (1995). “*The NIST metrology program on electromagnetic characterisation of materials*”, in Materials and Processes for Wireless Communications, T. Negas and H. Lings, Eds., The American Ceramic Society, Westerville.
- [85] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, “*Theory and Experiment on Microstrip Antennas*”, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-27, No. 2, pp. 137–145, March 1979.
- [86] Zaki, K. A. and Wang, C. (1995). “*Accurate measurements of electrical properties of dielectric resonators and substrate materials*”, in Materials and Processes for Wireless Communications, T. Negas and H. Lings, Eds., The American Ceramic Society, Westerville, 49-63.

Annexe -A-

Matériau FR-4

FR-4 est un composite de résine époxy renforcé de fibre de verre. Ses propriétés peuvent varier selon les directions de sa structure (parallèle ou perpendiculaire aux fibres) [6]

Propriétés	Valeurs
Constante diélectrique (Permittivité)	4,70 max, 4,35 à 500 MHz, 4,34 à 1 GHz
Facteur de pertes	0,02 à 1 MHz, 0,01 à 1 GHz
Rigidité diélectrique	20 kV/mm
Résistivité de surface (min)	$2 \times 10^5 \text{ M}\Omega \cdot \text{cm}^{-2}$
Résistivité volumique (min)	$8 \times 10^7 \text{ M}\Omega \cdot \text{cm}^{-3}$
Épaisseur typique	1,25 à 2,54 mm
Rigidité (module de Young)	17 GPa
Coefficient de dilatation thermique	11 ppm/K (dans la direction des fibres)
Coefficient de dilatation thermique	15 ppm/K (dans la direction perpendiculaire aux fibres)
Conductivité thermique	0,3 W/m.K (dans la direction des fibres)
Capacité calorifique	1 400 J/kg.K
Densité	$1,12 \text{ kg} \cdot \text{l}^{-1}$

Annexe -B- Analyseur de réseau vectoriel (ANRITSU37397c)

B.1. Description du système

L'analyseur de réseau vectoriel ANRITSU37397c (VNA) est un outil de haute performance conçu pour faire des mesures rapides et précises des paramètres S pour des dispositifs actifs et passifs dans la bande 40 MHz à 65 GHz. Cet analyseur de réseau intègre une source synthétisée, un jeu de test des paramètres S et un récepteur accordé dans un seul module compact.

Ce VNA offre une très grande flexibilité pour satisfaire la plupart des mesures tout en conservant la capacité de mesurer les quatre paramètres S avec l'adjonction d'un réflectomètre à l'extrémité avant du récepteur. Toutes les mesures sont affichées sur un écran LCD couleur ou sur un moniteur externe VGA.

Pour une productivité maximale, le VNA inclut des fonctionnalités standards:

- Balayage rapide de la source synthétisée.
- Quatre canaux d'affichage indépendants.
- Contrôle du code source multiple de deux sources externes.
- Quatre canaux récepteurs.
- Disques durs internes et lecteur de disquettes.
- Etalonnage adapté.
- Débit de mesure rapide.

B.2. Capacités de mesure

- **Nombre de canaux:** Quatre canaux indépendants.
- **Paramètres:** S11, S21, S22, S12, ou des combinaisons définies par l'utilisateur de a1, a2, b1, b2. Toutes les mesures sont prises sans la nécessité d'inverser manuellement le dispositif de test.
- **Gamme des fréquences de mesure:** Elle peut être réduite dans la gamme d'étalonnage sans recalibrage. Le mode CW permet des mesures à fréquence unique aussi sans recalibrage.
- **Plan de référence:** Peut être entré dans le temps ou en distance (lorsque la constante diélectrique est indiquée). Le plan de référence automatique ajoute la bonne longueur électrique (retard) de compensation en appuyant sur un bouton. Le logiciel de compensation de la différence de longueur

électrique entre la référence et le test est toujours exact et stable depuis que la fréquence de mesure est synthétisée.

En outre, le système compense le retard de phase de référence pour des supports de transmission dispersifs comme les guides d'onde et les lignes micro-rubans.

- **Niveau de puissance Source:** La source d'alimentation (dBm) peut être réglée à partir du menu de l'interface en avant.

En outre, le port d'alimentation « 1 » peut être atténué de 10 dB, en utilisant l'atténuateur interne à gradins 60 dB. De même, les signaux d'entrée élevés dans le port 2, inférieurs à 1 watt, peut être atténué jusqu'à 40 dB.

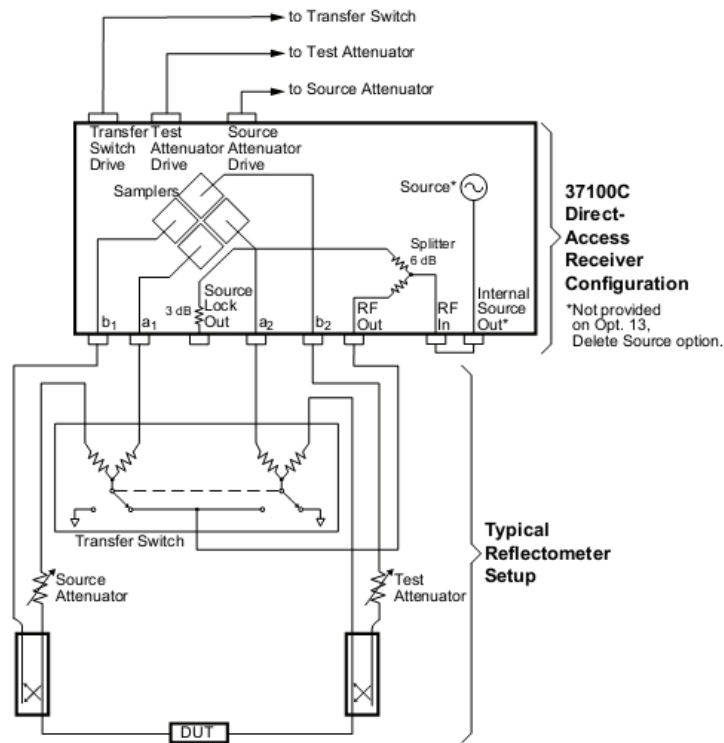


Figure B.1: Schéma synoptique du VNA ANRITSU37397c.

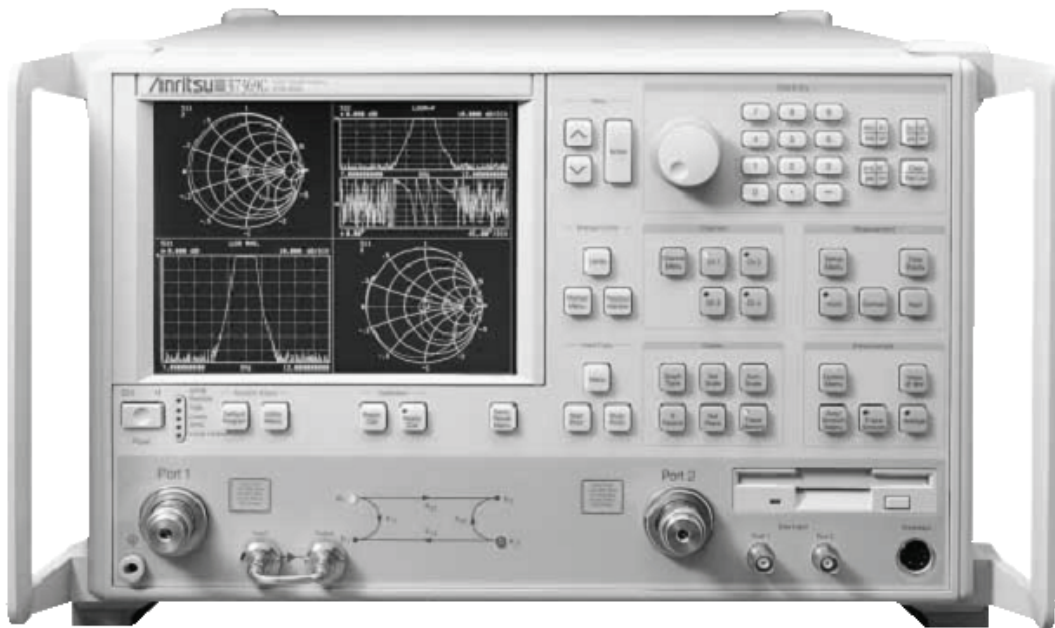


Figure B.2 : Vue de face du VNA ANRITSU37397c.

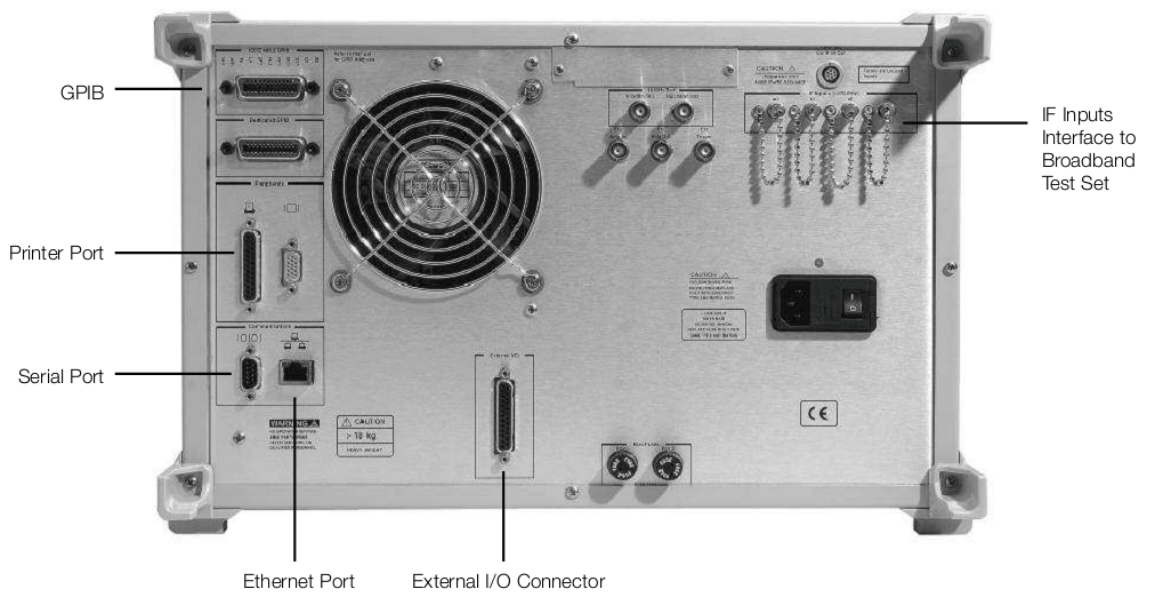


Figure B.3 : Vue de la face arrière du VNA ANRITSU37397c.

Annexe-C-

Chambre an-échoïque STARLAB de SATIMO

C.1. Description du système

Depuis quelques années, SATIMO a mis sur le marché un équipement de test compact multi-capteurs pour l'analyse en temps réel en 3D des rayonnements électromagnétiques. Cet appareil, appelé STARLAB (Figure C.1), fonctionne sur la gamme de fréquences 800 MHz – 18 GHz et dispose d'une capacité d'échantillonnage non limitée grâce à la combinaison d'un balayage électronique et mécanique. La possibilité de configurer la STARLAB de façon à pouvoir contrôler les sondes tant à l'émission qu'à la réception pourrait lui conférer en plus une fonction d'imagerie hyperfréquence.



Figure C.1: Appareil de mesure STARLAB.

C.2.Capacité de mesure

L'appareil permet la mesure de :

- Gain
- Directivité
- Bande passante
- Niveau des lobes secondaires
- Diagramme de rayonnement 3D
- Efficacité de l'antenne

« StarLab » utilise une unité de commutation pour commuter entre la mesure passive et active. Pour les mesures passives, un analyseur de réseau vectoriel est utilisé comme source RF / récepteur pour mesures d'antennes. L'unité de commande entraîne le positionnement de deux moteurs et le balayage électronique de la sonde. Pour les mesures actives, le test est réalisé grâce à trois communications radio différentes entre testeurs. Des amplificateurs sont ajoutés à la fois sur les chaînes TX et RX.

C.2.1.Visualisation du champ proche

La rétroprojection de la mesure en champ proche peut être utilisée pour déterminer l'amplitude réelle et la distribution de phase à proximité de l'ouverture de l'antenne et de détecter les points chauds et les fuites. Le module de rétroprojection « SatMap » permet une haute résolution de moins d'un cm pour le champ rétro-projeté à une distance spécifiée par l'utilisateur entre le réseau de sondes et l'antenne. Pour une puissance d'entrée déterminée, « SatMap » calculera également la densité de puissance rayonnée avec la distance à n'importe quelle direction pour déterminer la distance de sécurité.

C.2.2.Etapes de traitement

Les données en champ proche cylindrique sont développées en fonctions cylindriques et ensuite projetées sur des fonctions d'onde plane. A ce stade, le champ électromagnétique peut être évalué sur une surface plane à n'importe quelle distance extérieure du cylindre minimal entourant l'objet rayonnant.

Grâce à son interface assistant de mesure, les utilisateurs inexpérimentés sont guidés à travers les différentes étapes de mesure. Les utilisateurs expérimentés peuvent accéder à une gamme complète de paramètres par un logiciel expert.

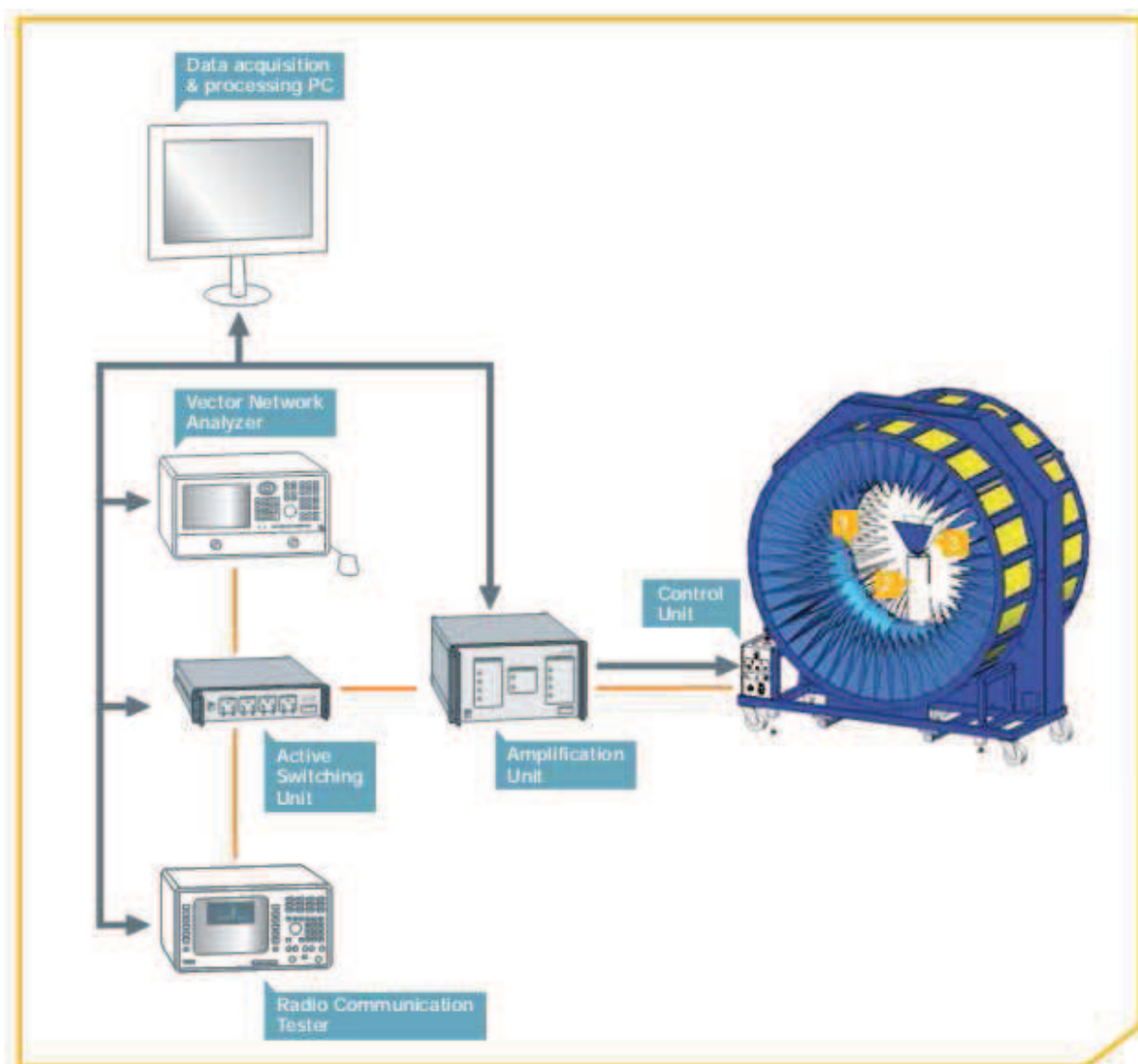


Figure C.2: Système de mesure complet.

Résumé

La technologie des antennes imprimées a connu une large expansion à cause des exigences du marché industriel. Ce type d'antennes présente des performances intéressantes : faible poids, facilité de miniaturisation, portabilité, simplicité d'installation et coût de fabrication réduit, permettant une grande souplesse dans la réalisation des systèmes de communications.

Dans ce travail, on s'est intéressé à la caractérisation hyperfréquence d'un exemple de matériau (FR-4) et d'une antenne imprimée planaire quasi-Yagi par deux procédures complémentaires : procédure numérique à l'aide du logiciel HFSS qui se base sur la méthode des éléments finis et la procédure expérimentale. La caractérisation est résumée par la détermination de la permittivité et de la tangente des pertes du FR-4 ainsi que la fréquence de résonance, le gain, le diagramme de rayonnement et la bande passante de l'antenne. Les résultats numériques et expérimentaux obtenus sont en concordance.

Mots clés : Antennes imprimées, patch, caractérisation hyperfréquence, matériaux, HFSS.

Abstract

Printed antenna technology has experienced a large expansion due to the requirements of the industrial market. This type of antenna has interesting performances: low weight, ease of miniaturization, portability, ease of installation and reduced manufacturing cost, allowing flexibility in the implementation of communication systems.

In this work, we became interested in the microwave characterization of FR-4 material and a planar printed quasi-Yagi antenna by two complementary procedures: numerical procedure using the HFSS software which is based on the finite element method and the experimental procedure. The characterization is summarized by the determination of the permittivity and the loss tangent of the FR-4 and the resonance frequency, gain, radiation pattern and bandwidth of the antenna. The numerical and experimental results obtained are in agreement.

Key words: Printed antennas, patch, microwave characterization, materials, HFSS.

المخلص

في هذا البحث اهتمنا بتشخيص مادة (FR-4) و هوائي مطبوع (YAGI) في ميدان الميكروويف , و هذا بطريقتين متكاملتين : طريقة عددية باستعمال (HFSS) الذي يعتمد على العناصر المحدودة و طريقة تجريبية . نتائج التشخيص تتخلص في تحديد سماحية و خسائر مادة FR-4 و تردد الرنين, زيادة, نمط الإشعاع و النطاق الترددي للهوائي المطبوع. النتائج العددية و التجريبية التي تم الحصول عليها في اتفاق متقارب .

الكلمات المفتاحية: الهوائيات المطبوعة , تشخيص في ميدان الميكروويف , HFSS.