

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE

Laboratoire de Communication et de Conversion Photovoltaïque
Projet de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme

d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème :

**MESURES DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES
DES MATERIAUX (LIQUIDES EN PARTICULIER)**

BEN TERKI Abdennour

Sous la direction de : M. TRABELSI Professeur

M. ADNANE Docteur

Présenté(e) et soutenu publiquement le (22/06/2016)

Président :	R. AKSAS	Professeur	ENP
Rapporteurs :	M. TRABELSI	Professeur	ENP
	M. ADNANE	Docteur	ENP
Examineur :	A. CHEMBAZI	Magistère	USTHB

ENP 2016

Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, AVENUE des Frères Oudek, Hassen Badi, BP.182, 16200 EL Harrach, Alger, Algérie
www.enp.edu.dz

Dédicace

الحمد لله الهادي المعين
ثم خالص الشكر لصاحبي الفضل المبين

REMERCIEMENTS

Je tiens une profonde gratitude, pour ce modeste travail, envers monsieur M. TRABELSI, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, et monsieur M. ADNANE, Docteur à l'École Nationale Polytechnique pour avoir encadré et dirigé ce travail ainsi que pour leurs patiences et leurs disponibilités. Veuillez trouver ici l'expression de mes respectueuses considérations et ma profonde admiration pour toutes vos qualités scientifiques et humaines.

Je tiens à exprimer nos profonds remerciements à monsieur R. AKSAS, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je tiens également à exprimer mes plus vifs remerciements à Monsieur A. CHEMBAZ, pour l'honneur qu'il nous fait d'examiner et de critiquer ce mémoire.

Je remercie chaleureusement le chef de département d'électronique le Professeur M.S. AIT CHEIKH pour son soutien et son encouragement pour l'aboutissement de ce mémoire.

Enfin, je tiens à remercier tous les gens ayant participé de près ou de loin qui m'ont aidé et soutenu tout au long de mes études.

ملخص

يهدف هذا العمل لتقديم طرق وبنى توصيف المواد. ويقدم أيضا خطوط الشرائط المصغرة وتحليل الدوائر المغطاة بمواد ذات خسارة صغيرة بالطريقة التغيرية. بعد حساب المقومة المميزة وثابت العزل المفترض تم طرح عبارة مقربة لحساب الخسارة وكذلك امتداد للمواد ذات الخسارة الكبير. وبعد ذلك قمنا باختبار الطريقة التجاوبية والمتجاوب ذو نصف طول الموجة قصد الحصول على الخصائص الكهربائية للمواد عن طريق ذبذبة التجاوب ومعامل النوعية. للتحقق من النتائج الحسابية تم توظيف المحاكاة وأيضا نمذجة البنية على شكل دائرة بعناصر متمركزة. كما أسفرت المقارنة بين هاته النتائج الحساب وتلك النظرية عن وجود توافق بينهما

الكلمات المفتاحية: توصيف، السماحية، الطريقة التجاوبية، الطريقة التغيرية، المتجاوب ذو نصف طول الموجة، الخسارة، ثابت العزل المفترض، ذبذبة التجاوب.

Abstract

In this work, First, the material characterization methods were presented. Then, microstrip line and the variational method for the analysis of a microstrip structure covered with a low loss sheet materials has been described. Numerical results for the characteristic impedance and the effective dielectric constant are shown. A closed-form expression for the dielectric loss of multilayer structure has been derived. An extension of the variational method to high-loss materials has also been discussed. Furthermore, the resonant method and a half wave length resonator are chosen to extract material properties from the structure resonant frequency and the quality factor. To verify the numerical values, simulation and modelization of the structure to lumped element circuit have been carried out. A comparison between theoretical values and simulation results shows good agreement.

Key Words : characterization, permittivity, resonant method, variational method, half wave-length resonator, loss, dielectric effective constant, resonant frequency.

Résumé

Ce travail qui concerne la caractérisation des matériaux, présente les méthodes et les structures de caractérisation. La ligne micro ruban et l'analyse d'une structure couverte par un matériau à faible perte avec la méthode variationnelle ont été décrites. L'impédance caractéristique et la constante de diélectrique effective ont été calculées. Une expression approchée pour les structures à faibles pertes a été établie et l'extension de la méthode variationnelle pour les structures à fortes pertes a été discutée. La méthode résonante et le résonateur demi-onde ont été choisis afin d'obtenir les propriétés électriques du matériau à partir de la fréquence de résonance et le facteur de qualité. Pour vérifier les valeurs numériques, une simulation et une modélisation de la structure avec un circuit à éléments localisés ont été effectuées. Une comparaison entre les valeurs théoriques et les résultats de simulation a montré un bon accord.

Mots clés : Caractérisation, permittivité, méthode résonante, méthode variationnelle, résonateur demi-onde, perte, constante diélectrique effective, fréquence de résonance.

SOMMAIRE :

Liste des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles

<i>Introduction générale</i>	12
<i>Chapitre 1 : Généralités sur la caractérisation des matériaux</i>	15
1.1. Introduction	15
1.2. propriétés caractéristiques d'un matériau	16
1.3. Les méthodes de mesure	18
1.3.1. Méthodes non résonantes	18
1.3.1.1 Les méthodes de réflexion :	19
1.3.1.2 Les méthodes de transmission/réflexion	19
1.3.2. Les méthodes résonantes	20
1.3.1.3 La méthode du résonateur	20
1.3.1.4 La méthode de la cavité résonante :	21
1.4. Développements récents DES RÉSONATEURS Micro-ondes pour la Caractérisation des Matériaux :	21
1.5. Conclusion.....	23
<i>Chapitre 2 : Analyse d'une ligne micro ruban couverte par un diélectrique</i>	26
2.1. Introduction :	26
2.2. La ligne micro ruban.....	27
2.2.1. Description de la ligne micro ruban.....	27
2.2.2. Mode de propagation quasi-TEM.....	27
2.2.3. Les discontinuités dans les lignes micro rubans	28
1.3.1.5 Extrémités ouvertes	28
1.3.1.6 Le trou de couplage.....	29
2.3. Analyse d'une ligne micro ruban couverte par un diélectrique.....	31
2.3.1. Les pertes du conducteur et du diélectrique.....	33
2.3.2. Matériau d'épaisseur finie	35
2.3.3. Résultats de simulation :	36
2.4. Limitations des relations theoriques	40
2.5. Conclusion.....	41
<i>Chapitre 3 : Résonateur demi-longueur d'onde</i>	43

3.1	Introduction	43
3.2	Le résonateur demi-longueur d'onde	43
3.3	Modélisation du résonateur demi-longueur d'onde.....	45
3.3.1	le résonateur parallèle	45
3.3.2	La fréquence de résonance :	46
3.3.2.1	Le cas d'un résonateur à faible perte :	46
3.3.3	Le facteur de qualité.....	47
3.4	Conclusion.....	50
Chapitre 4 : Conception et simulation		52
4.1	Introduction	52
4.3	Conception.....	53
4.2.1.	Caractéristiques du substrat	53
4.2.2.	L'épaisseur de l'échantillon optimale	53
4.2.3.	Ligne d'alimentation	53
1.3.1.7	Longueur de la ligne d'alimentation	53
1.3.1.8	Largeur de la ligne d'alimentation	53
4.2.4.	Ligne du résonateur	54
1.3.1.9	Largeur de la ligne du résonateur	54
1.3.1.10	Longueur de la ligne du résonateur	55
4.2.5.	Longueur extensive	56
1.3.1.11	La longueur due à l'extrémité ouverte.....	56
1.3.1.12	Longueur due au trou de couplage	57
4.2	simulation.....	59
4.3.1	Simulation électromagnétique	60
1.3.1.13	L'échantillon air $\epsilon r_1 = 1$	61
1.3.1.14	L'échantillon l'alumina $\epsilon r_1 = 9.9$	62
1.3.1.15	L'échantillon la glycérine $\epsilon r_1 = 50$	63
1.3.1.16	L'échantillon l'eau $\epsilon r_1 = 78$	64
4.3	CONCLUSION.....	68
CONCLUSION GENERALE.....		69
Bibliographie.....		71
Annexe A :.....		74
Annexe B :.....		75
Annexe C :.....		76

LISTE DES FIGURES

Figure 1. 1 : Principe de la caractérisation des matériaux en utilisant les méthodes non résonantes [1].	18
Figure 1. 2 Méthodes de réflexion ; (a) réflexion à terminaison ouverte et (b) réflexion à terminaison court-circuitée [1].	19
Figure 1. 3 Méthodes de transmission/réflexion en utilisant : (a) guide d'onde rectangulaire (b) câble coaxial [2].	20
Figure 1. 4 Résonateur micro ruban [1].	21
Figure 1. 5 Cavité résonante micro ruban [1].	21
Figure 2. 1 : Vue d'une ligne micro ruban [17].	27
Figure 2. 2 : Configuration des champs électrique et magnétique dans une ligne micro ruban [17].	28
Figure 2. 3 : Les discontinuités dans les lignes micro rubans [18].	28
Figure 2. 4 : La longueur équivalente due à l'extrémité ouvert [18].	29
Figure 2. 5 : Le trou de couplage et son circuit équivalent [18].	30
Figure 2. 6 : La configuration d'une ligne micro ruban couverte par un matériau diélectrique [16].	32
Figure 2. 7 Variations des capacités C_0 et C de la ligne en fonction de W/h.	37
Figure 2. 8 : Variation de l'impédance caractéristique en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1}= 78$ et $\epsilon_{r2}= 4.3$ (FR-4).	38
Figure 2. 9 Variation de la constante diélectrique effective en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1}= 78$, $\epsilon_{r2}= 4.3$ (FR-4).	38
Figure 2. 10 : Variation des pertes dues au conducteur en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1}= 78$, $\epsilon_{r2}= 4.3$ (FR-4).	39
Figure 2. 11 : Variation des pertes dues au diélectrique en fonction de W/h et d/h pour (FR-4), $\epsilon_{r1}= 78$$\epsilon_{r2}= 4.3$.	40
Figure 3. 1 : Paire de résonateurs demi-onde couplée avec un trou série [1].	44
Figure 3. 2 : Une ligne micro ruban à terminaison ouverte [6].	45
Figure 3. 3: Circuit résonant parallèle [6].	46
Figure 3. 4 : Détermination de la bande passante pour (a) Puissance, (b) Amplitude,	48

<i>(c) Phase [1].</i>	48
<i>Figure 3. 5 : Mesure de facteur de qualité Q_L à partir de S_{11} [1].</i>	49
<i>Figure 3.6: Mesure du facteur de couplage β [1].</i>	50
<i>Figure 4. 1: La structure du résonateur micro ruban à concevoir.</i>	52
<i>Figure 4. 2 : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation en fonction de WAh.</i>	54
<i>Figure 4. 3 : Variation de ϵ_{eff} en fonction de WRh et de ϵ_{r1}.</i>	55
<i>Figure 4.4 : Variation de ϵ_{eff} en fonction de WRh et $\epsilon_{r1} = 1$.</i>	56
<i>Figure 4.5 : La variation de l_{eo} en fonction du rapport WRh.</i>	57
<i>Figure 4.6 : Variations de C_g et C_p en fonction de (gWR) avec un rapport $WRh = 0.5$ et $\epsilon_{r1} = 1$,</i>	58
<i>Figure 4. 7: La variation de l_{eg} en fonction de (gWR) avec un rapport $WRh = 0.5$ et $\epsilon_{r1} = 1$.</i> ..	59
<i>Figure 4. 8: Schéma de la structure du résonateur micro ruban</i>	60
<i>Figure 4.9a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur $n_1 = 1$.couvert par l'air en fonction de la fréquence.</i>	61
<i>Figure 4.9b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du deuxième résonateur</i> <i>couvert par l'air en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.</i>	62
<i>Figure 4.10a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur ...</i> <i>couvert par l'alumina en fonction de la fréquence $n_1 = 1$.</i>	62
<i>Figure 4.10b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur</i> <i>couvert par de l'alumina en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.</i>	63
<i>Figure 4.11a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur ...</i> <i>couvert par la glycérine en fonction de la fréquence $n_1 = 1$.</i>	63
<i>Figure 4.11b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur.....</i> <i>couvert par l'alumina en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.</i>	64
<i>Figure 4.12a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur</i> <i>couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_1 = 1$.</i>	64
<i>Figure 4.12b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur.....</i> <i>couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.</i>	65
<i>Figure 4.13 : Permittivité relative de l'échantillon en fonction</i>	65
<i>de la permittivité effective.</i>	65
<i>Figure 4. 14 : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur.....</i>	66

couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_2 = 2$ 66

Figure 4. 15 : Coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, du résonateur avec un diélectrique à faible perte..... 67

Figure 4. 16 : Coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, du résonateur. 68

LISTE DES TABLEAUX

<i>Tableau 1. 1 Différents résonateurs micro-ondes [2].</i>	<i>22</i>
<i>Tableau 1. 2 Méthodes de mesure et les caractérisations d'échantillons [2].</i>	<i>23</i>
<i>Tableau 1. 3 Comparaison des méthodes de mesure [2].</i>	<i>23</i>
<i>Tableau 4. 1 : Les paramètres du circuit de résonateur micro ruban.</i>	<i>60</i>
<i>Comme nous l'avons annoncé dans l'introduction de ce chapitre, la valeur de ϵ_{r1} doit être déduite graphiquement à partir de ϵ_{eff}. La courbe, que nous avons tracée, est illustrée par la figure 4.13 qui est valable quel que soit l'échantillon. Les quatre points, sur la courbe, représentent le couple (ϵ_{eff}, ϵ_{r1}) pour l'air, l'alumine, glycérine et l'eau</i>	<i>65</i>
<i>Tableau 4.2 : Valeurs simulées et théoriques de la permittivité relative des différents échantillons pour $n_2 = n_1$.</i>	<i>66</i>
<i>Tableau 4. 2: Valeurs simulées et théoriques de la permittivité relative de l'eau pour $n_2 = 2n_1$.</i>	<i>66</i>

Liste des symboles

γ_0 : constante de propagation dans l'air

γ : constante de propagation dans le matériau

\vec{E} : champ électrique

\vec{E}_T : champ électrique transversal

\vec{H} : champ magnétique

\vec{H}_T : champ magnétique transversal

λ_g : longueur d'onde guidée

λ_c : longueur d'onde de coupure

λ : longueur d'onde dans un milieu indéfini

Δ : Laplacien

μ : perméabilité réelle

ε : permittivité réelle

f : fréquence de travail

f_r : fréquence de résonance

$\tilde{\varepsilon}_r$: permittivité relative complexe

ε'_r : partie réelle de la permittivité relative complexe

ε''_r : partie imaginaire de la permittivité relative complexe

$\tilde{\mu}_r$: perméabilité relative complexe

μ'_r : partie réelle de la perméabilité relative complexe

μ''_r : partie imaginaire de la perméabilité relative complexe

α : l'atténuation

β : constante de phase

$\tan\delta$: constante de perte

Z_0 : l'impédance caractéristique

η : l'impédance d'onde du mode TEM dans le vide

Γ : coefficient de réflexion

T : coefficient de transmission

TEM : transverse electric magnetic ((champ électrique-magnétique transversal))

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La connaissance des propriétés des matériaux devient une nécessité dans plusieurs domaines, afin d'obtenir des produits de haute qualité avec des caractéristiques bien déterminées. En outre, la technologie des micro-ondes donne une connaissance précise sur les propriétés électromagnétiques des matériaux aux fréquences micro-ondes [1]. Généralement, la caractérisation des matériaux se base sur certaines méthodes reliées aux différentes structures de mesure

La caractérisation se rapporte à la connaissance des propriétés électriques des matériaux. Ces propriétés électriques sont généralement exprimées par la permittivité complexe et la perméabilité complexe du matériau, dont la sensibilité aux très hautes fréquences est très perceptible, ce qui justifie l'utilisation des ondes très courtes pour caractériser un matériau. La permittivité complexe et la perméabilité complexe du matériau ne se mesurent pas directement mais à partir de la mesure du coefficient de réflexion par la méthode résonante ou des coefficients de réflexion/transmission par la méthode non résonante.

Nous choisissons la méthode résonante, et ce en raison de certains de ses avantages. Le circuit afférent est une ligne micro ruban demi onde (appelée aussi résonateur) couverte par un échantillon d'un matériau à caractériser. Cette ligne couverte est analysée par la méthode variationnelle pour la détermination de son impédance caractéristique et de sa vitesse de phase. De cette analyse, nous déduisons certains critères qui nous permettent d'aboutir à une bonne conception du résonateur.

La simulation des performances est effectuée grâce à un simulateur électromagnétique commercial et à différents programmes que nous développons sous Matlab.

Nous organisons le mémoire du projet de fin d'étude selon le plan suivant.

Le premier chapitre traite de la caractérisation des matériaux et de leurs propriétés électriques, des méthodes de caractérisation, des structures de mesure afférentes à ces méthodes et des procédures de calcul.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la ligne micro ruban couverte par un matériau. A cela, nous ajoutons aussi l'étude des discontinuités, des résonateurs micro-rubans ainsi que la méthode variationnelle.

Dans le troisième chapitre, nous décrivons les résonateurs demi-onde et également les relations entre leurs dimensions et leurs paramètres électriques à la fréquence de résonance. La modélisation de ce type de résonateurs avec les éléments à constantes localisées est prise en compte pour un échantillon à faible perte.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception et à la simulation de la ligne micro ruban couverte séparément par des matériaux avec différents pertes. De plus, nous y trouvons l'étude du modèle à constante localisée.

Nous clôturons par une conclusion générale.

Chapitre 1

Généralités sur la caractérisation des matériaux

CHAPITRE 1 :

GENERALITES SUR LA CARACTERISATION DES MATERIAUX

1.1.INTRODUCTION

Plusieurs méthodes de caractérisation des matériaux ont été développées pour mesurer la permittivité complexe [1]. Cependant, chacune de ces méthodes est utile pour certains types de matériaux et certaines gammes de fréquence. La méthode de la cavité résonante et les méthodes de transmission/réflexion sont les deux méthodes les plus utilisées [2] pour mesurer les propriétés des matériaux en hyperfréquences. La technique de la cavité implique la modélisation d'une cavité en certaines formes géométriques avec des parois à conductivité finie, remplie avec le matériau sous test. Cette méthode est utilisée pour relier les ondes transmises et réfléchies, dans la cavité, aux matériaux sous test, remplissant cette cavité. Par contre, la méthode du résonateur utilise un modèle, basé sur la réponse des matériaux diélectriques, introduits à l'intérieur de ces lignes de transmission.

La permittivité complexe est considérée comme une caractéristique importante d'un matériau. Elle affecte les réponses de ce dernier aux ondes électromagnétiques. Par conséquent, la caractérisation des matériaux ou la détection des changements dans leurs propriétés électriques impliquent des applications dans différents domaines, comme l'industrie alimentaire [3], le contrôle de qualité [4] et le biomédical [5].

Plusieurs méthodes ont été proposées [1] afin de caractériser les matériaux. Ces méthodes peuvent être classées comme :

- Méthodes non résonantes ;
- Méthodes résonantes ;

Les méthodes non résonantes sont utilisées pour obtenir une connaissance générale des propriétés électromagnétiques sur une gamme de fréquence, tandis que les méthodes résonantes donnent des informations précises sur les propriétés diélectriques dans une seule fréquence ou plusieurs fréquences discrètes.

1.2.PROPRIÉTÉS CARACTÉRISTIQUES D'UN MATÉRIAU

Les propriétés caractéristiques d'un matériau sont décrites par des équations [6] qui montrent son comportement sous l'influence du champ électromagnétique :

$$\vec{J} = \sigma(\omega, E, T, P, \dots)\vec{E} \quad (1.1)$$

$$\vec{D} = \varepsilon(\omega, E, T, P, \dots)\vec{E} \quad (1.2)$$

$$\vec{B} = \mu(\omega, H, T, P, \dots)\vec{H} \quad (1.3)$$

Où \vec{J} [A/m^2], \vec{D} [C/m^2] et \vec{B} [Wb/m^2] sont respectivement la densité du courant électrique, la densité de flux électrique et la densité de flux magnétique. \vec{E} [V/m] est le champ électrique et \vec{H} [A/m] le champ magnétique, σ [S/m], ε [F/m] et μ [H/m] sont respectivement la conductivité, la permittivité et la perméabilité du matériau dans lequel se propage l'onde électromagnétique et dépendent en particulier de la fréquence f de l'onde électromagnétique, de l'intensité du champ \vec{E} ou \vec{H} , de la température T , de la pression P , ainsi que d'autres paramètres de moindre importance. Si l'on fait l'hypothèse que le matériau se trouve dans un environnement sans variation de T , P , etc., et que l'effet de \vec{E} ou de \vec{H} est négligeable, on peut noter $\sigma(\omega)$, $\varepsilon(\omega)$, $\mu(\omega)$.

Pour un diélectrique isolant parfait, $\sigma(\omega) = 0$ ce qui implique que les propriétés électrique et magnétique sont déterminées par $\varepsilon(\omega)$ et $\mu(\omega)$. Pour un matériau non magnétique, $\mu(\omega)$ est indépendante de la fréquence et est égale à la perméabilité du vide μ_0 .

Dans ce qui suit, le cas d'un matériau non magnétique uniquement est considéré ($\mu(\omega) = \mu_0$), et n'est pas un isolant parfait ($\sigma(\omega) \neq 0$).

Selon les équations de Maxwell [6], le champ magnétique et la densité de flux électrique sont reliés par la relation :

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \sigma \vec{E} \quad (1.4)$$

A partir de (1.1) et (1.2), on a :

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\varepsilon\vec{E} + \sigma\vec{E} = j\omega\left(\varepsilon + \frac{\sigma}{j\omega}\right)\vec{E} = j\omega\tilde{\varepsilon}\vec{E} \quad (1.5)$$

Où $\tilde{\varepsilon}$ [F/m] est la permittivité complexe du matériau diélectrique.

L'équation (1.5) est applicable à des matériaux homogènes et isotropes. $\tilde{\epsilon}$ peut se diviser en deux composantes, ϵ_r et $\tan \delta$:

$$\tilde{\epsilon} = \epsilon_0 \epsilon_r (1 - j \tan \delta) \quad (1.6)$$

Où $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ est la permittivité de l'espace libre, et ϵ_r et $\tan \delta$ sont appelés respectivement la constante de diélectrique et la tangente qui représente la perte du matériau.

La vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dépend du milieu, v_p et s'écrit :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.7)$$

Où $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ est la vitesse de lumière dans le vide.

Dans un milieu homogène, si une onde plane se propage le long de l'axe z , le champ électrique se trouve dans le plan xy et sa composante suivant Ox est donnée par :

$$E_x(z) = E^+ e^{-\gamma z} + E^- e^{+\gamma z} \quad (1.8)$$

Où $E^+ e^{-\gamma z}$ et $E^- e^{+\gamma z}$ sont respectivement l'onde incidente et l'onde qui se propage dans le sens contraire, et γ la constante de propagation définie par :

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r (1 - j \tan \delta)} \quad (1.9)$$

Où $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ est la perméabilité de l'espace libre.

L'impédance caractéristique η du milieu est :

$$\eta = \frac{j\omega\mu}{\gamma} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \quad (1.10)$$

Lorsqu'une onde se propage dans un milieu 1, représenté par son impédance caractéristique η_1 et rencontre un milieu 2, caractérisé par son impédance η_2 , il se produit au niveau de leur interface une onde réfléchie et une onde transmise. A ces deux ondes, on associe un coefficient de réflexion Γ et un coefficient de transmission T , donnés, pour une incidence normale d'une onde plane, selon la polarisation, par les relations suivantes :

$$\Gamma = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (1.11)$$

$$T = \frac{2\eta_2}{\eta_2 + \eta_1} \quad (1.12)$$

Par conséquent, les propriétés électriques d'un milieu ou d'un matériau jouent un rôle important dans la propagation de l'onde électromagnétique. Mesurer les propriétés électriques d'un matériau revient donc à mesurer sa permittivité complexe et sa perméabilité. Pour cela, il existe quelques méthodes de mesure.

1.3.LES MÉTHODES DE MESURE

1.3.1. Méthodes non résonantes

Les propriétés des matériaux sont déduites, dans ces méthodes, à partir de leurs impédances et vitesses de phase, lesquelles découlent des ondes incidente, réfléchie et transmise (Fig. 1.1).

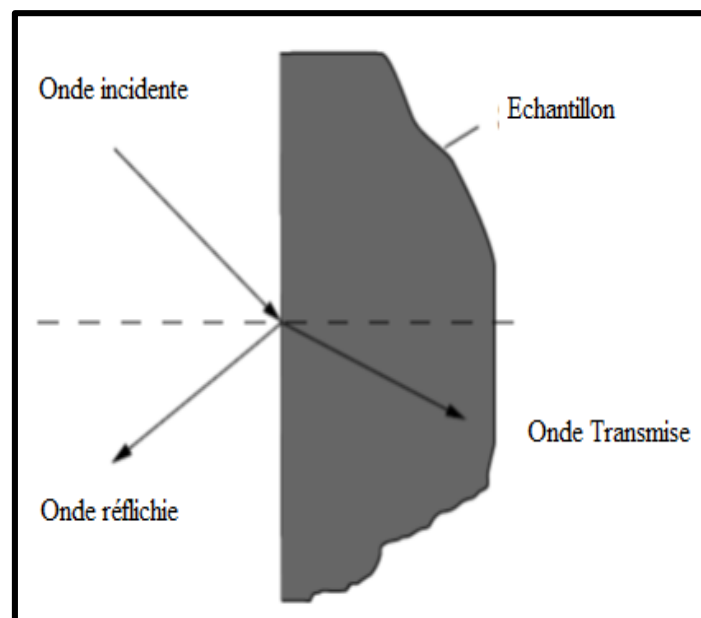


Figure 1. 1 : Principe de la caractérisation des matériaux en utilisant les méthodes non résonantes [1].

Les méthodes non résonantes se composent principalement de méthodes de réflexion, à terminaison ouverte ou court-circuitée, et les méthodes de transmission /réflexion. Dans les méthodes de réflexion, les propriétés électriques sont calculées à partir de la réflexion de l'échantillon, et dans la méthode de transmission /réflexion, à partir de la réflexion et aussi de la transmission à travers l'échantillon. Les méthodes non résonantes nécessitent une moyenne de guidage des ondes électromagnétiques incidentes vers le matériau, et celles réfléchies et/ou transmises. Dans les méthodes non résonantes, tous les types de lignes de transmission peuvent être utilisés pour guider les ondes électromagnétiques, comme les lignes coaxiales et les guides d'onde.

1.3.1.1 Les méthodes de réflexion :

Dans les méthodes de réflexion, les propriétés électriques de l'échantillon sont déduites à partir du coefficient de réflexion dans un plan déterminé. Il y a deux méthodes de réflexion : méthode de réflexion à terminaison ouverte qui permet de déduire la permittivité d'un échantillon diélectrique, placé sur la terminaison ouverte, et qui possède un diamètre supérieur à celui de la ligne coaxiale pour diminuer les pertes par rayonnement, et la méthode de réflexion à terminaison court-circuitée qui permet de déduire la perméabilité d'un échantillon électriquement court-circuité avec une permittivité ϵ_0 . La figure 1.2 montre les méthodes de réflexion.

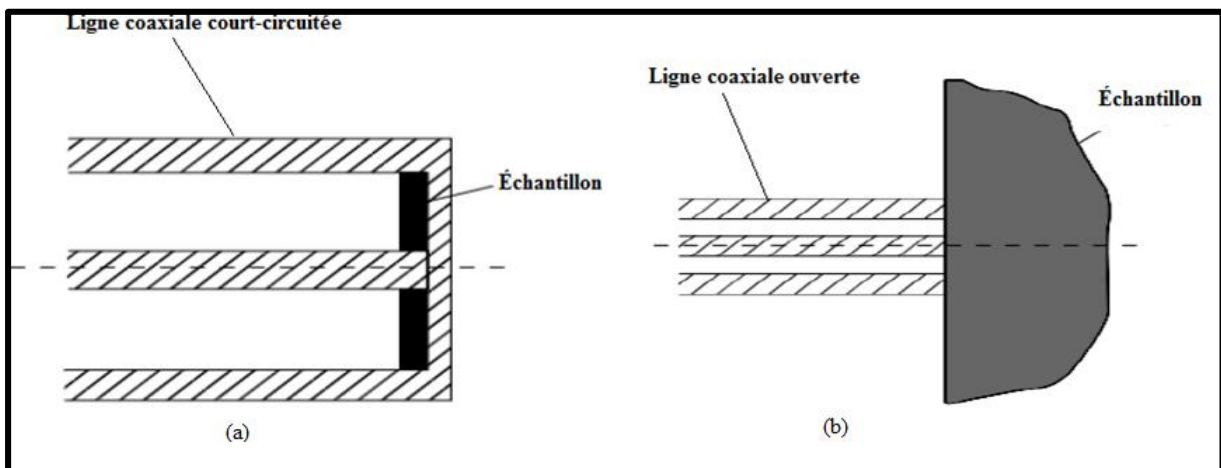


Figure 1. 2 Méthodes de réflexion ; (a) réflexion à terminaison court-circuitée et (b) réflexion à terminaison ouverte [1].

1.3.1.2 Les méthodes de transmission/réflexion

L'avantage de la méthode de transmission/réflexion est que la permittivité et la perméabilité peuvent être déterminées à la fois, à partir des coefficients de transmission et de réflexion, pour des échantillons possédant de moyennes et fortes pertes. Les supports utilisés sont les guides d'onde et les lignes coaxiales comme le montre la figure 1.3.

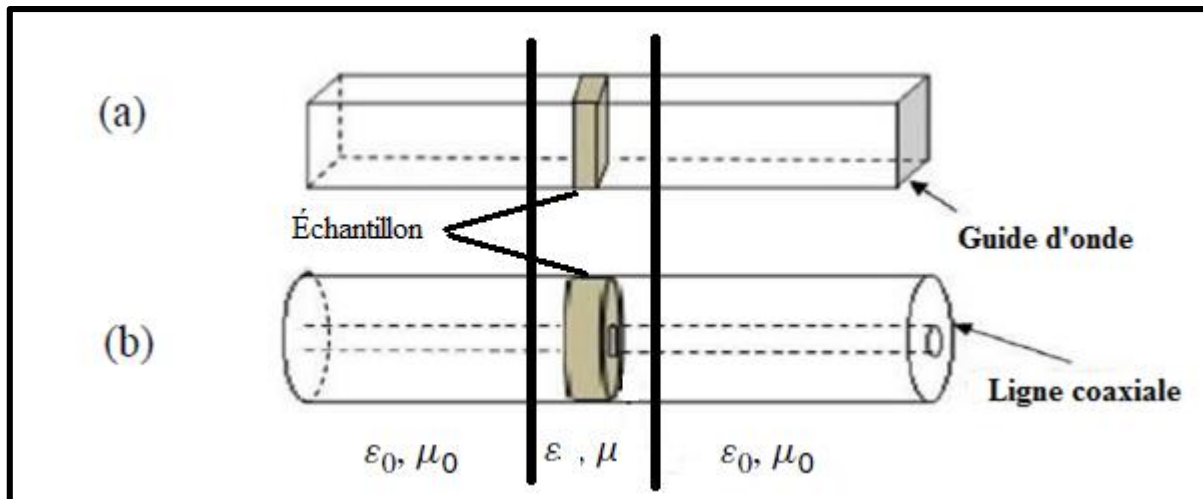


Figure 1. 3 Méthodes de transmission/réflexion en utilisant : (a) guide d'onde rectangulaire (b) câble coaxial [2].

1.3.2. Les méthodes résonantes

Les méthodes résonantes possèdent une sensibilité et une précision plus élevées par rapport aux méthodes non résonantes, et elles sont plus convenables pour les échantillons à faibles pertes. Les méthodes non résonantes comprennent la méthode du résonateur et la méthode de la cavité résonante. La méthode du résonateur est basée sur le fait que la fréquence de résonance et le facteur de qualité, d'un résonateur avec des dimensions données, sont dépendants de sa permittivité et perméabilité. Cette méthode est généralement utilisée pour des échantillons à faible perte avec une perméabilité μ_0 . La méthode de cavité résonante est basée sur la technique de perturbation de résonance. Lorsqu'un échantillon est introduit dans la cavité, sa fréquence de résonance et son facteur de qualité vont changer. À partir de ces changements, les propriétés électriques de l'échantillon peuvent être déduites.

1.3.1.3 La méthode du résonateur

Dans cette méthode, en plaçant l'échantillon sur le résonateur, la constante diélectrique de l'échantillon et la tangente de perte sont calculées à partir de la fréquence de résonance et du facteur de qualité du résonateur. La figure 1.4 représente un résonateur micro ruban de longueur l , alimenté à travers un trou. La fréquence de résonance mesurée dépend de la longueur l du résonateur et des capacités dues aux extrémités ouvertes de ce dernier et la capacité introduite par le trou.

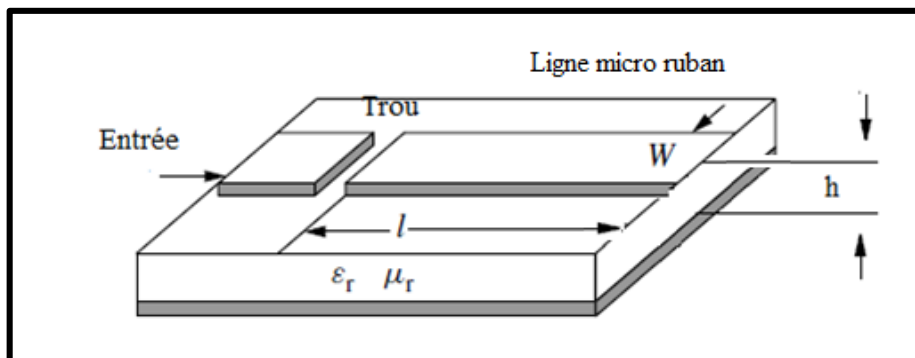


Figure 1. 4 Résonateur micro ruban [1].

1.3.1.4 La méthode de la cavité résonante :

Cette méthode consiste à remplacer une partie du substrat d'une ligne micro ruban par l'échantillon, comme le montre la figure 1.5. Ceci va entraîner un changement de la fréquence de résonance et du facteur de qualité. Les propriétés électriques de l'échantillon peuvent être alors calculées après la calibration avec un échantillon d'étalonnage.

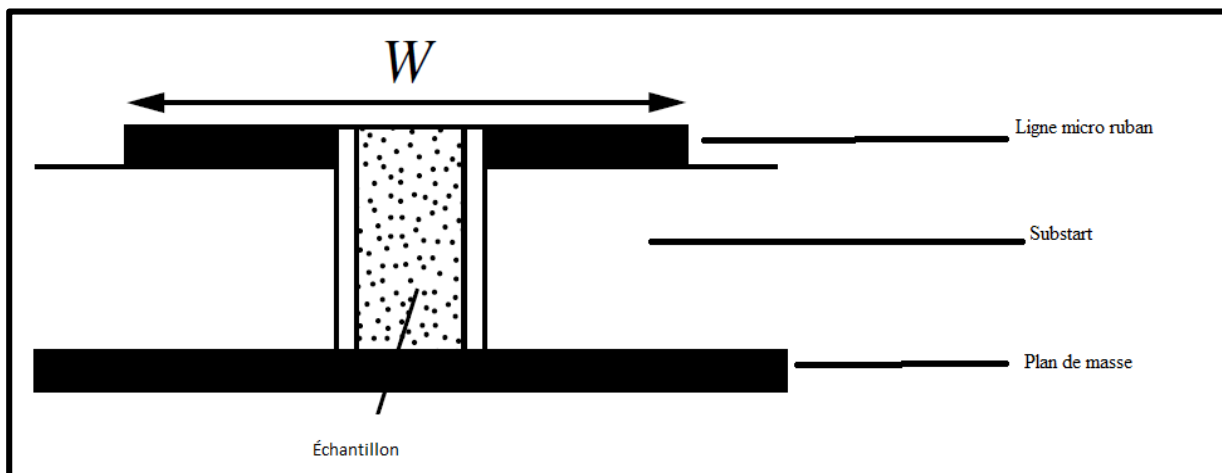


Figure 1. 5 Cavité résonante micro ruban [1].

1.4.DÉVELOPPEMENTS RÉCENTS DES RÉSONATEURS MICRO-ONDES POUR LA CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX :

Des recherches et des études ont été faites pour trouver la meilleure méthode de caractérisation des matériaux. Par conséquent, nombreuses conceptions ont été bien développées pour différentes applications de caractérisation. Le tableau 1.1 présente un résumé des conceptions et des méthodes utilisées entièrement par les chercheurs.

Les auteurs [8] ont montré l'efficacité et la précision de la méthode de la cavité. La gamme de fréquence utilisée s'étend de 2 GHz jusqu'à 20 GHz. Le résonateur micro ruban en anneau fut introduit dans les articles [9] et [10] où la gamme de fréquence débute à 2 GHz et se termine à 40 GHz. Leurs auteurs ont utilisé ce résonateur pour des matériaux planaires à cause de sa facilité de fabrication, de son coût bas, de la précision élevée des mesures, et de son affranchissement des difficultés de préparation demandées dans les méthodes non résonantes. Les auteurs [11] ont utilisé un résonateur rectangulaire pour une caractérisation non invasive des matériaux biologiques, et plus particulièrement les liquides, dans la gamme de fréquence de 40 MHz à 65 GHz. Et les auteurs [7] ont introduit la caractérisation des liquides.

Tableau 1. 1 Différents résonateurs micro-ondes [2].

Année	Type de Résonateur Micro-Onde	Application	Référence
2011	Résonateur patch circulaire	Mesure de permittivité des liquides	[7]
2011	Cavité résonante	Caractérisation de la constante diélectrique et la tangente de perte	[8]
2012	Résonateur micro ruban en anneau	Caractérisation des matériaux	[9]
2012	Résonateur micro ruban en anneau modifié	Caractérisation diélectrique	[10]
2014	Résonateur rectangulaire patch	Caractérisation des matériaux biologiques	[11]

Les tableaux 1.2 et 1.3 illustrent comparativement des méthodes de mesure en citant les avantages et les inconvénients de chaque méthode. Les méthodes non résonantes peuvent fonctionner sur une large gamme de fréquences et être utilisée pour des échantillons à forte perte. Cependant, les trous d'air peuvent introduire des erreurs d'où la nécessité de calibrations répétitives [1]. Les méthodes de transmission/réflexion sont utilisées pour des gammes de hautes fréquences pour mesurer les propriétés électriques et magnétiques. En plus, elles peuvent être utilisées pour des échantillons liquides ou solides, mais, en revanche, il est un peu difficile de préparer ces échantillons en comparaison avec les autres méthodes. La méthode de la cavité résonante est la méthode la plus précise soit pour les échantillons solides ou liquides et convient à la mesure d'une seule fréquence ou un ensemble de fréquences. Par contre, cette méthode est seulement limitée à des échantillons de faible taille et de faible perte et n'exige pas des calibrations répétitives.

Tableau 1. 2 Méthodes de mesure et les caractérisations d'échantillons [2].

Méthodes de Mesure	échantillon	Propriétés Diélectriques	Paramètres S
Méthodes de transmission/réflexion	-Liquide dans un tube -Solides avec la forme du guide.	μ et ε	S_{11} et S_{21}
Méthode de réflexion à terminaison ouverte	-Liquides -Solution biologiques - Poudres	ε	S_{11}
Cavité résonante	-Liquides -Solides de forme cylindrique.	μ et ε	La fréquence et le facteur de qualité

Tableau 1. 3 Comparaison des méthodes de mesure [2].

Méthodes de Mesure	Avantages	Inconvénients
Méthodes de transmission/réflexion	-Échantillons à perte faible et moyenne -Déterminer la permittivité et la perméabilité	- Effets de trous d'air limite la précision -Précision basse pour les échantillons de $n \frac{\lambda}{2}$ de longueur
Méthode de réflexion à terminaison ouverte	-Préparation facile des échantillons -Mesure rapide de nombreux échantillons après la calibration	-Mesures de réflexion seulement - Mesures sont affectées par les trous d'air dans l'échantillon
Cavité résonante	-Convenable pour mesurer des petits échantillons	-Besoin d'un analyseur de réseau vectoriel avec une grande résolution en fréquence

Plusieurs chercheurs tendent à préférer les structures de résonateur en anneau car cette structure est facile à simuler et à fabriquer, et donne des mesures précises pour la caractérisation des matériaux [2].

De plus, aux fréquences les plus élevées, les méthodes d'espace libre, la ligne de transmission, le câble coaxial et la cavité résonante sont généralement utilisés.

1.5.CONCLUSION

La caractérisation des matériaux est une opération importante et est exigée dans plusieurs domaines. C'est pour cela que des recherches, dans la caractérisation des matériaux, connaissent un grand essor, en proposant différentes mises en œuvre des méthodes de mesure en travaillant surtout dans la gamme centimétrique, voire millimétriques. Les méthodes non résonantes ont présenté une bonne performance pour les matériaux à forte perte, tandis que les méthodes résonantes possèdent une précision plus élevée pour les matériaux à permittivité relativement petite. Il est nécessaire de considérer plusieurs facteurs, comme la fréquence de

travail, les matériaux à tester, les pertes et la température de mesure. La méthode de mesure ou de caractérisation doit être précise, pas chère, et permet une préparation facile des échantillons ainsi que des mesures rapides.

Chapitre 2

Analyse d'une ligne micro ruban couverte par un diélectrique

CHAPITRE 2 :

ANALYSE D'UNE LIGNE MICRO RUBAN COUVERTE PAR UN DIELECTRIQUE

2.1.INTRODUCTION :

Lorsqu'une ligne micro ruban est couverte par un matériau, ses caractéristiques comme l'impédance caractéristique, la vitesse de phase, les pertes et le facteur de qualité Q changent. Ce changement est dû à la constante de diélectrique, aux pertes (tangente de perte) et aussi à l'épaisseur du matériau [1]. Ce phénomène peut être mis à profit pour la caractérisation des matériaux. Il est donc important d'analyser les caractéristiques de la ligne micro-ruban couverte par un matériau.

De nombreuses méthodes peuvent être utilisées pour analyser les caractéristiques d'une telle structure, qui se présente, en vérité, comme un problème aux valeurs limites à deux dimensions. Parmi ces méthodes, on peut citer la méthode de transformation conforme [12], la méthode d'équation d'intégrale [13], la méthode de relaxation [14] et la méthode variationnelle [15]. Cependant, le traitement analytique de ce type de problème est beaucoup plus facile avec la méthode variationnelle qu'avec les autres méthodes [16]. Dans la méthode variationnelle, une distribution approximative de charge est supposée et les formules résultantes pour la capacité linéique de la ligne peuvent s'exprimer sous des formes approchées qui conviennent pour les calculs par ordinateur.

Dans ce chapitre, nous abordons d'abord la ligne micro ruban avec ses discontinuités et les résonateurs micro-rubans brièvement. Ensuite, nous appliquons la méthode variationnelle à une ligne micro ruban couverte d'un matériau (diélectrique), d'abord à faibles pertes puis à un matériau à fortes pertes. Une expression approchée pour les pertes de diélectrique d'une structure à multicouche sera aussi établie. Finalement, nous présentons des résultats numériques de l'impédance caractéristique et de la vitesse de phase d'une ligne micro ruban couverte d'un matériau à pertes, en fonction du rapport de la largeur de la ligne W à l'épaisseur h du substrat de cette dernière. Ces résultats vont nous permettre d'en tirer des conclusions très intéressantes quant à la conception de la ligne micro ruban qui servira de support à l'échantillon du matériau en question.

2.2.LA LIGNE MICRO RUBAN

2.2.1. Description de la ligne micro ruban

La ligne micro ruban est une ligne de transmission planaire qui possède un ruban conducteur (généralement en cuivre) déposé sur un substrat diélectrique (ex : téflon, verre, époxy, etc...) muni d'un plan de masse (Fig. 2.1). L'exemple le plus connu analogue à la ligne micro ruban est le circuit imprimé double face dont l'une des faces est entièrement cuivrée [17].

Une ligne micro ruban, couverte par l'air de permittivité ϵ_0 ou par un matériau de permittivité relative ϵ_{r1} , est caractérisée par sa largeur (W), son épaisseur (h), sa longueur (L), l'épaisseur du conducteur (t) et la permittivité relative du substrat (ϵ_r).

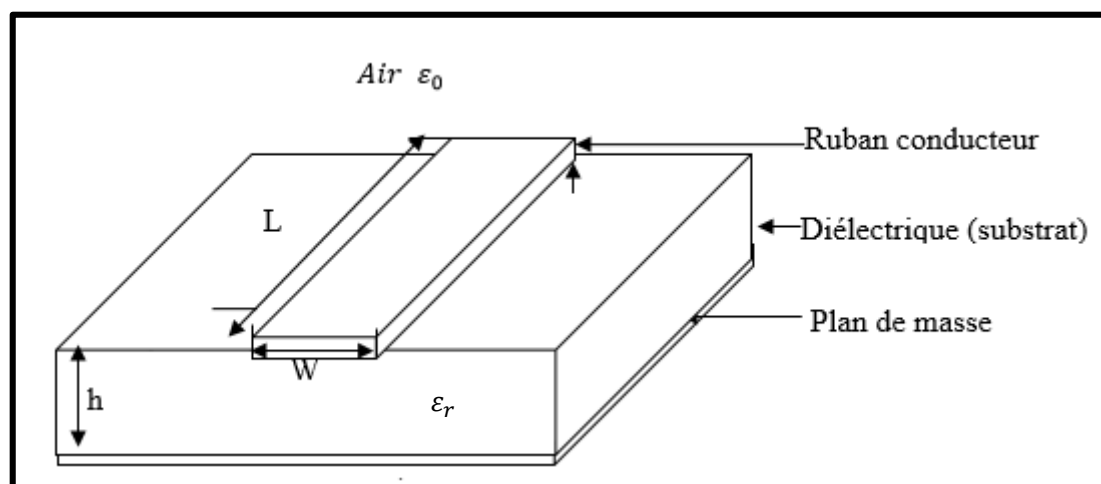


Figure 2. 1 : Vue d'une ligne micro ruban [17].

2.2.2. Mode de propagation quasi-TEM

Une ligne de transmission peut supporter un mode de propagation bien défini, au moins dans un intervalle de fréquence précis, si elle est remplie par un diélectrique uniforme (mode TEM ou Transverse Electric Magnetic pour les lignes coaxiales). Une ligne micro ruban avec une interface importante entre le substrat de permittivité ϵ_{r2} et le diélectrique (l'air de permittivité ϵ_0 ou un matériau de permittivité ϵ_{r1}), comme le montre la figure 2.1, ne peut pas admettre un seul mode de propagation. Puisque la plus grosse part du champ est transmise le long de la micro ruban [18], comme le montre la figure 2.2, la composante suivant la direction de propagation (E_z et H_z) est négligeable devant les composantes transverses (E_t et H_t). Compte tenu de la faible amplitude des composantes longitudinales par rapport aux

composantes transverses, comme une première approximation, le mode dominant sur une ligne micro ruban est considéré comme un mode quasi-TEM [17].

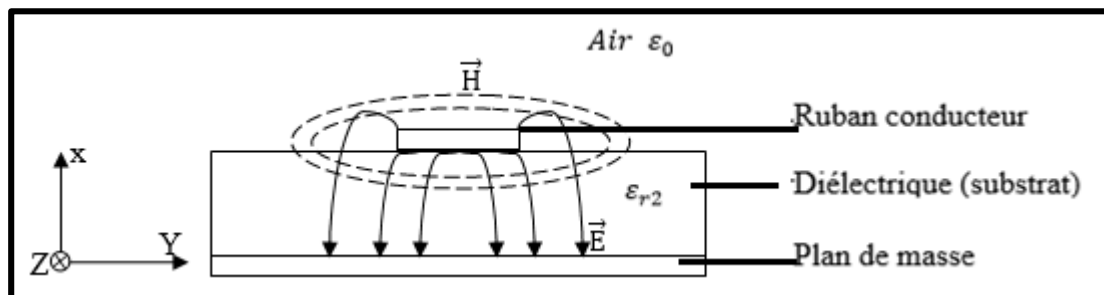


Figure 2. 2 : Configuration des champs électrique et magnétique dans une ligne micro ruban [17].

2.2.3. Les discontinuités dans les lignes micro rubans

Une discontinuité dans une ligne micro-ruban est provoquée par un changement brusque de la géométrie du conducteur du micro ruban, et les distributions des champs électrique et magnétique sont modifiées à proximité de la discontinuité. La modification de la distribution du champ électrique donne lieu à un changement de la capacité, et celle du champ magnétique à un changement de l'inductance. Les discontinuités, couramment rencontrées dans les circuits micro rubans, sont : variation de largeur, coudes, jonctions, extrémités ouvertes, et trous (Fig. 2.3).

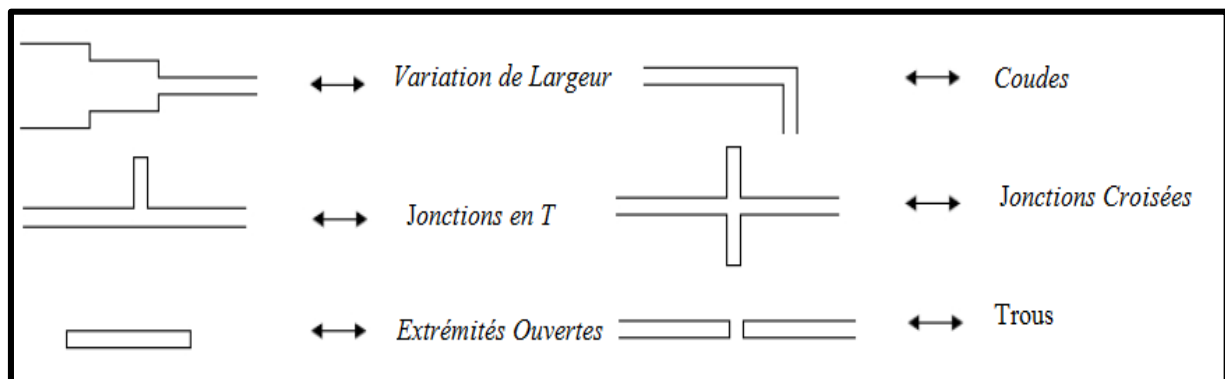


Figure 2. 3 : Les discontinuités dans les lignes micro rubans [18].

1.3.1.5 Extrémités ouvertes

À l'extrémité ouverte d'une ligne microruban, les champs ne cessent pas brusquement, mais s'étendent, un peu plus, en raison de l'effet du champ marginal. Cet effet peut être modélisé, soit par une capacité parallèle équivalente C_p , ou par une longueur l_{eo} rallongeant la

ligne de transmission, comme il est montré dans la figure 2.4. La façon la plus simple pour compenser cette augmentation de la longueur de la ligne est de réduire la longueur de la ligne par la valeur l_{eo} . Il faut remarquer que la "ligne" de longueur l_{eo} doit être un prolongement exacte de la ligne de transmission principale et ayant les mêmes caractéristiques ($Z_c, \frac{W}{h}, \epsilon_{eff}$) que cette dernière.

La longueur due à l'effet de l'extrémité ouverte, pour une ligne micro ruban de largeur W et d'épaisseur h , peut être calculée analytiquement par la relation (2.1) ou par l'expression empirique (2.2) données par [18] :

$$l_{eo} = \frac{c Z_c C_f}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

$$l_{eo} = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W}{h} + 0.262}{\frac{W}{h} + 0.813} \right) \quad (2.2)$$

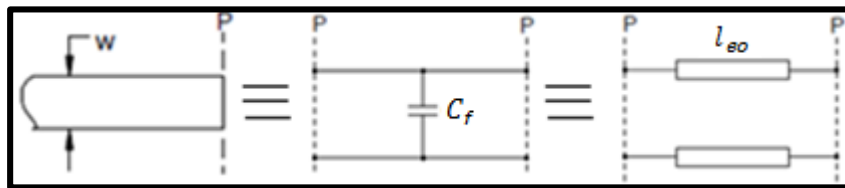


Figure 2. 4 : La longueur équivalente due à l'extrémité ouvert [18].

1.3.1.6 Le trou de couplage

L'aspect physique du trou d'une ligne micro ruban et son circuit en π équivalent, constitué de condensateurs équivalent sont donnés par la figure 2.5. Cette discontinuité est importante dans le couplage des résonateurs avec les lignes d'alimentations.

Pour que l'énergie puisse être transférée à travers le trou, les extrémités de la ligne micro ruban, en circuit ouvert, doivent avoir des charges égales et opposées en signe. Une capacité importante existe par conséquent à travers le trou et on la note C_g . Les condensateurs C_p représentent les champs parasites de chaque extrémité ouverte des lignes.

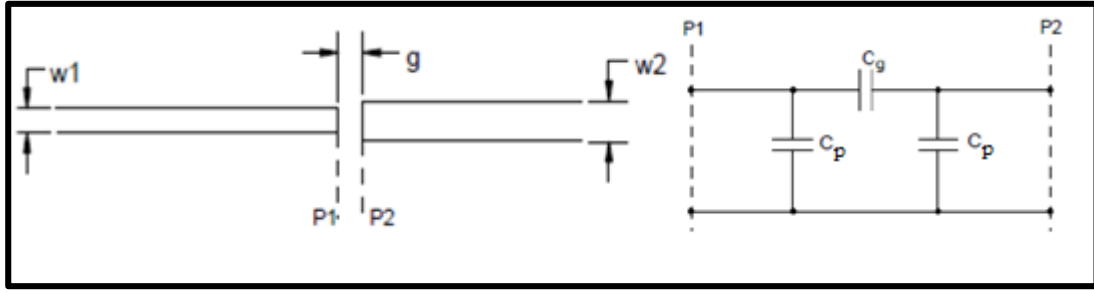


Figure 2. 5 : Le trou de couplage et son circuit équivalent [18].

Pour calculer les capacités C_g et C_p , il faut d'abord calculer les capacités paire C_e et impaire C_o en utilisant les expressions données dans [18] pour une ligne micro ruban de largeur W , d'épaisseur h et pour un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 9.6$ [18] :

$$\frac{C_e(\epsilon_r = 9.6)}{W} = 12 \left(\frac{g}{W}\right)^{m_e} e^{k_e} \text{ (pF/m)} \quad (2.3)$$

$$\frac{C_o(\epsilon_r = 9.6)}{W} = \left(\frac{g}{W}\right)^{m_o} e^{k_o} \text{ (pF/m)} \quad (2.4)$$

Où

$$m_e = 0.8675 ; k_e = 2.043 \left(\frac{W}{h}\right)^{0.12}, \quad 0.1 \leq g/W \leq 0.5 \quad (2.5)$$

$$m_e = \frac{1.565}{\left(\frac{W}{h}\right)^{0.16}} - 1; k_e = 1.97 - \frac{0.03}{\left(\frac{W}{h}\right)}, \quad 0.5 \leq g/W \leq 1.0 \quad (2.6)$$

$$m_o = \left(\frac{W}{h}\right) \left(0.619 \log_{10} \left(\frac{W}{h}\right) - 0.3853\right), \quad 0.1 \leq g/W \leq 1.0 \quad (2.7)$$

$$k_o = 4.26 - \left(1.453 \log_{10} \left(\frac{W}{h}\right)\right), \quad 0.1 \leq g/W \leq 1.0 \quad (2.8)$$

Et pour un autre substrat avec une permittivité différente :

$$C_e(\epsilon_r) = 1.167 C_e(\epsilon_r = 9.6) (\epsilon_r / 9.6)^{0.9} \quad (2.9)$$

$$C_o(\epsilon_r) = 1.1 C_o(\epsilon_r = 9.6) (\epsilon_r / 9.6)^{0.8} \quad (2.10)$$

Finalement les capacités C_p et C_g sont données par :

$$C_p = \frac{C_e}{2} \quad (2.11)$$

$$C_g = \frac{2C_o - C_e}{4} \quad (2.12)$$

Afin d'obtenir la largeur du trou g le plus appropriée, on se réfère à une méthode itérative qui consiste d'abord à calculer g à partir des équations (2.3) et (2.4) puis les comparer. S'il y a une différence significative entre les deux valeurs, on passe à une autre valeur jusqu'à ce qu'on arrive à une valeur qui satisfera le mieux pour les des équations (2.3) et (2.4) [18].

Finalement, la longueur de l'extension de la ligne, due à l'effet du trou, peut être calculée par l'expression suivante :

$$l_{eg} = \frac{c Z_c (C_p + C_g)}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.13)$$

2.3.ANALYSE D'UNE LIGNE MICRO RUBAN COUVERTE PAR UN DIELECTRIQUE

Dans l'analyse des lignes micro rubans, le mode de propagation de l'onde est supposé quasi-TEM. Les caractéristiques de transmission sont calculées à partir des valeurs de deux capacités linéiques de la ligne micro ruban. La première, notée C_0 , est calculée dans le cas où l'échantillon couvrant la ligne micro-ruban est de l'air, et la seconde C dans le cas où l'échantillon est le matériau à tester. L'impédance caractéristique Z_0 et la longueur d'onde λ peuvent être écrites, en termes de ces capacités, [16] comme :

$$Z_0 = \frac{Z}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.14)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.15)$$

Où

$$Z = \frac{1}{cC_0} \quad (2.16)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (2.17)$$

Avec λ_0 est la longueur d'ondes dans l'espace libre, c la vitesse de la lumière libre et ϵ_e la constante de diélectrique effective qui prend en compte l'effet des champs marginaux dans le substrat, le matériau, et l'air.

Le choix de la méthode variationnelle pour calculer les capacités C_0 et C est que le traitement analytique de plusieurs limites est beaucoup plus facile avec cette méthode qu'avec les autres méthodes d'analyse [16].

Les conditions aux limites et la condition de continuité de la structure, en fonction de $\varphi(x, y)$ la distribution du potentiel et $f(x, y)$ celle de la charge (Fig. 2.6), en transformée de Fourier, sont données [15] comme suit :

$$\tilde{\varphi}(\beta, 0) = 0 \quad (2.18)$$

$$\tilde{\varphi}(\beta, \infty) = 0 \quad (2.19)$$

$$\tilde{\varphi}(\beta, h + 0) = \tilde{\varphi}(\beta, h - 0) \quad (2.20)$$

$$\varepsilon_{r1} \frac{d}{dy} \tilde{\varphi}(\beta, h + d + 0) = \varepsilon_{r2} \frac{d}{dy} \tilde{\varphi}(\beta, h + d - 0) - \frac{\tilde{f}(\beta)}{\varepsilon_0} \quad (2.21)$$

$$\tilde{\varphi}(\beta, h + d + 0) = \tilde{\varphi}(\beta, h + d - 0) \quad (2.22)$$

$$\frac{d}{dy} \tilde{\varphi}(\beta, h + d + 0) = \varepsilon_{r1} \frac{d}{dy} \tilde{\varphi}(\beta, h + d - 0) \quad (2.23)$$

où $\tilde{\varphi}$ et \tilde{f} sont respectivement les transformées de Fourier de la distribution du potentiel et de la charge, β la variable de la transformée de Fourier, h l'épaisseur du substrat, d l'épaisseur du matériau couvrant le micro ruban, ε_{r1} , ε_{r2} et ε_0 , sont respectivement la permittivité relative de l'échantillon sous test, la permittivité relative du substrat et la permittivité de l'espace libre. En substituant les conditions précédentes dans la solution générale de l'équation de Poisson, on obtient la distribution du potentiel sur le ruban en fonction de $\tilde{f}(\beta)$.

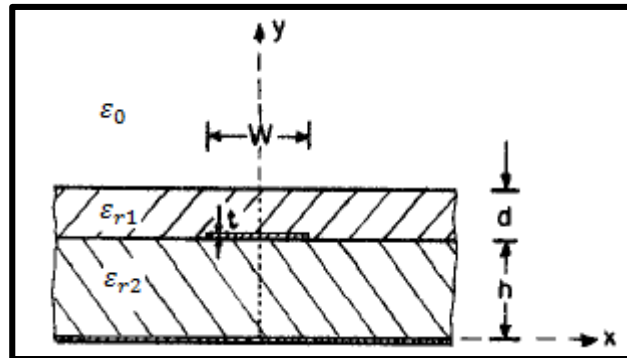


Figure 2. 6 : La configuration d'une ligne micro ruban couverte par un matériau diélectrique [16].

L'expression variationnelle de la capacité linéique de la ligne peut s'écrire [16], d'une manière générale, comme :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{2\pi Q^2} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(\beta) \tilde{\varphi}(\beta, h) d\beta \quad (2.24)$$

Avec
$$\tilde{f}(\beta) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{j\beta x} dx \quad (2.25)$$

La fonction $f(x)$ est la distribution de la charge sur le conducteur micro ruban. Dans la méthode variationnelle, on peut utiliser une fonction empirique approximée pour $f(x)$ avec une erreur de deuxième ordre seulement dans (2.25). Par conséquent, le critère du choix de la fonction $f(x)$ est celle qui permet une grande capacité linéique [15]. Dans ce cas, la distribution de charge sur le conducteur micro ruban [16] est :

$$f(x) = \begin{cases} 1 + \left| \frac{2x}{W} \right|^3 - \frac{W}{2} \leq x \leq \frac{W}{2} \\ 0 \text{ ailleurs} \end{cases} \quad (2.26)$$

Et Q représente la charge totale sur le conducteur micro ruban et est donnée par :

$$Q = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) dx \quad (2.27)$$

A partir de (2.26)-(2.27), on obtient :

$$\frac{\tilde{f}(\beta)}{Q} = 1.6 \left\{ \frac{\sin\left(\frac{\beta W}{2}\right)}{\left(\frac{\beta W}{2}\right)} \right\} + \frac{2.4}{\left(\frac{\beta W}{2}\right)^2} \left\{ \cos\left(\frac{\beta W}{2}\right) - \frac{2 \sin\left(\frac{\beta W}{2}\right)}{\left(\frac{\beta W}{2}\right)} + \frac{\sin^2\left(\frac{\beta W}{4}\right)}{\left(\frac{\beta W}{4}\right)^2} \right\} \quad (2.28)$$

Et dans le cas présent :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \varepsilon_0 Q^2} \int_0^{\infty} \frac{[\tilde{f}(\beta)]^2 d(\beta h)}{\left[\varepsilon_{r1} \frac{\varepsilon_{r1} \tanh \beta d + 1}{\tanh \beta d + \varepsilon_{r1}} + \varepsilon_{r2} \coth(\beta h) \right] (\beta h)} \quad (2.29)$$

En substituant (2.28) dans (2.29), l'intégrale peut être calculée en utilisant des techniques numériques sur un ordinateur.

2.3.1. Les pertes du conducteur et du diélectrique

Afin d'estimer l'atténuation dans la ligne micro ruban couverte avec un matériau, l'expression de l'atténuation totale, qui résulte de la somme des pertes de conducteur et de diélectrique, doit être développée.

Pour le conducteur, une expression qui représente les pertes de conducteur (α_c dB / unité de longueur) est donnée [16] par :

$$\alpha_c = \begin{cases} 1.38 \frac{R_s}{hZ_0} \frac{32 - \left(\frac{W'}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{W'}{h}\right)^2} A & \frac{W}{h} \leq 1 \\ 6.1 \times 10^{-5} \frac{R_s Z_0 \epsilon_e}{h} \left[\frac{W'}{h} + \frac{0.667 \frac{W'}{h}}{\frac{W'}{h} + 1.444} \right] A & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec :

$$W' = W + \frac{1.25t}{\pi} \left[1 + \ln\left(\frac{2B}{t}\right) \right]$$

$$A = 1.0 + \frac{h}{W} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \ln\left(\frac{2B}{t}\right) \right]$$

$$B = \begin{cases} h & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \\ 2\pi W & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$$

Où f est la fréquence, μ_0 la perméabilité de l'espace libre et σ la conductivité du conducteur.

Les pertes du diélectrique, dans la structure, sont dues à la conductivité finie des couches de diélectrique. La méthode variationnelle, déjà décrite, convient bien aux matériaux diélectriques à faibles pertes seulement. Les pertes de diélectrique (α_d dB / unité de longueur) dans un milieu homogène sont données [16] par :

$$\alpha_d = \frac{54.6}{\lambda_0} \left[\frac{\epsilon'}{2} \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1 \right\} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2.31)$$

Où ϵ' et ϵ'' sont respectivement les parties réelle et imaginaire de la permittivité d'un milieu homogène.

Si $\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \leq 0.3$, alors :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon'} \tan \delta \quad (2.32)$$

Ou bien :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3}{\lambda_0} \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon'}} \quad (2.33)$$

Où $\tan \delta$ est la tangente qui représente la perte et ω la fréquence angulaire.

Dans le cas d'une ligne micro ruban, couverte par un matériau, le milieu sera inhomogène. D'abord, on suppose que le matériau de couverture est d'épaisseur infinie, i.e. $\frac{d}{h} = \infty$. Si σ et ϵ' sont remplacées par les valeurs effectives de la conductivité et de la constante diélectrique, l'effet de l'inhomogénéité du milieu peut être pris en considération. L'équation (2.33) s'écrira [16] comme :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3}{\lambda_0} \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_e}} \quad (2.34)$$

La conductivité effective σ_e est donnée [16] par :

$$\sigma_e = \sigma_2 q + (1 - q) \sigma_1 \quad (2.35)$$

Où σ_1 et σ_2 sont respectivement les conductivités du matériau couvrant la ligne et le substrat de diélectrique, et q la fraction de remplissage du diélectrique, donnée par l'équation suivante :

$$\epsilon_e = \epsilon_{r2} q + (1 - q) \epsilon_{r1} \quad (2.36)$$

A partir de (2.34)-(2.35), on obtient :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_e}} \left[\epsilon_{r1} \tan \delta_1 + (\epsilon_{r2} \tan \delta_2 - \epsilon_{r1} \tan \delta_1) \left(\frac{\epsilon_{r1} - \epsilon_e}{\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}} \right) \right] \quad (2.37)$$

Où $\tan \delta_1$ et $\tan \delta_2$ sont respectivement les tangentes de pertes du matériau couvrant la ligne et du substrat.

2.3.2. Matériau d'épaisseur finie

Quand le matériau a une épaisseur finie, l'énergie est distribuée sur trois régions différentes. L'expression de pertes de diélectrique prendra une autre forme.

Si ϵ_{e1} est la constante de diélectrique effective de la ligne micro ruban, la fraction de remplissage du diélectrique q_2 est donnée [16] par :

$$q_2 = \frac{\epsilon_{e1} - 1}{\epsilon_{r2} - 1} \quad (2.38)$$

L'expression de la conductivité effective et la constante de diélectrique effective d'une structure de trois couches peut s'écrire [16] comme :

$$\sigma_e = q_1 \sigma_1 + q_2 \sigma_2 + (1 - q_1 - q_2) \sigma_0 \quad (2.39)$$

$$\epsilon_e = q_1 \epsilon_{r1} + q_2 \epsilon_{r2} + (1 - q_1 - q_2) \quad (2.40)$$

Où q_1 est la fraction de remplissage du diélectrique due au matériau et σ_0 la conductivité de l'espace libre. Lorsque $\sigma_0 \ll \sigma_1$ ou $\sigma_0 \ll \sigma_2$:

$$\sigma_e = q_1 \sigma_1 + q_2 \sigma_2 \quad (2.41)$$

A partir de (2.38) et (2.32), on a :

$$q_1 = \frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \quad (2.42)$$

En substituant (2.38), (2.41) et (2.42) dans (2.36), on aboutit à :

$$\alpha_d \cong \frac{27.3}{\lambda_0 \sqrt{\varepsilon_e}} \left[\left(\frac{\varepsilon_{e1} - 1}{\varepsilon_{r2} - 1} \right) \varepsilon_{r2} \tan \delta_2 + \left(\frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \right) \varepsilon_{r1} \tan \delta_1 \right] \quad (2.43)$$

Les diélectriques à faibles pertes vérifient la condition suivante :

$$\frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}{\sigma} \gg 1$$

Cette condition, pour une configuration de trois couches, s'écrit :

$$\frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_e}{\sigma_e} \gg 1$$

En utilisant (2.41), on peut écrire :

$$\varepsilon_e \left[\left(\frac{\varepsilon_{e1} - 1}{\varepsilon_{r2} - 1} \right) \varepsilon_{r2} \tan \delta_2 + \left(\frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \right) \varepsilon_{r1} \tan \delta_1 \right]^{-1} \gg 1 \quad (2.44)$$

Dans le cas des matériaux à pertes, $\varepsilon_{r1} \tan \delta_1 \gg \varepsilon_{r2} \tan \delta_2$, la relation (2.44) peut être simplifiée comme suit :

$$\varepsilon_e \left[\left(\frac{\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}}{\varepsilon_{r1} - 1} \right) \varepsilon_{r1} \tan \delta_1 \right]^{-1} \gg 1 \quad (2.45)$$

qui devient, pour $\varepsilon_{r1} \gg 1$:

$$\frac{\varepsilon_e}{(\varepsilon_e - \varepsilon_{e1}) \tan \delta_1} \gg 1 \quad (2.46)$$

Quand la condition exprimée par (2.45) est remplie, l'analyse présentée dans le paragraphe (2.3.1) peut être utilisée aussi pour des matériaux à pertes [16].

2.3.3. Résultats de simulation :

Les résultats de simulation sont très importants pour deux raisons essentielles. La première raison, c'est pour être renseigné sur l'évolution des paramètres caractéristiques en fonction de grandeurs physiques et électriques. La deuxième raison, c'est pour pouvoir dimensionner, selon des critères précis, la ligne micro-ruban qui servira de support au matériau à caractériser.

Pour cela, nous avons développé, sous Matlab, un programme (Annexe A) qui permet de calculer les capacités linéiques C_0 et C en évaluant l'intégrale (2.29), par la méthode de Simpson pour les intégrations numériques. En choisissant le FR-4 comme substrat dont la

permissivité relative est $\epsilon_{r2} = 4.3$ et un matériau caractérisé par une permissivité relative $\epsilon_{r1} = 78$, nous obtenons les courbes de la figure 2.7 qui représentent les capacités linéiques C_0 et C en fonction de $\frac{W}{h}$ pour différentes valeurs de $\frac{d}{h}$.

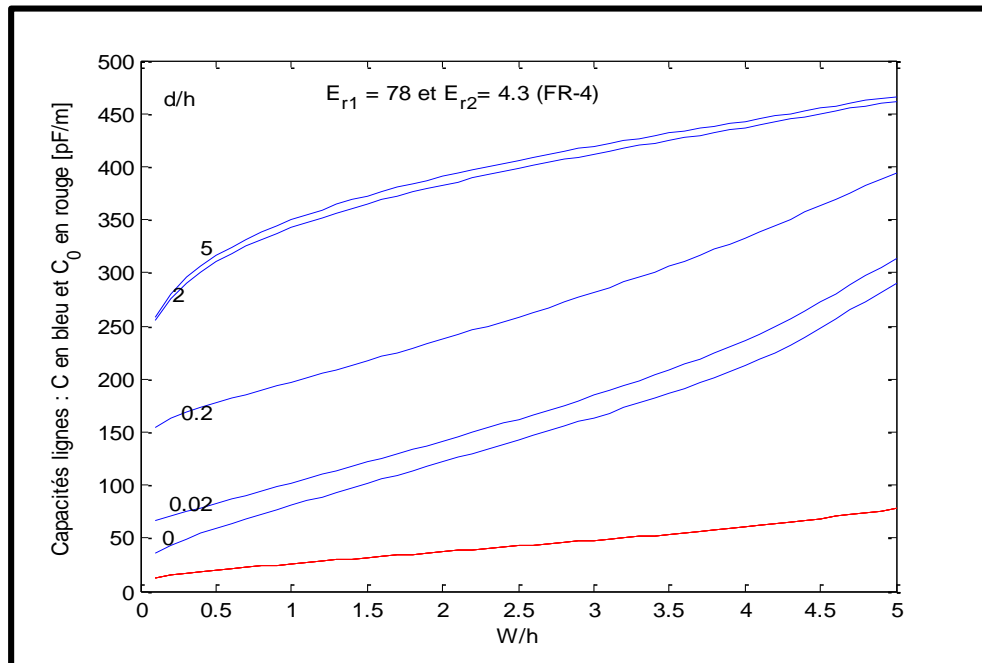


Figure 2.7 Variations des capacités C_0 et C de la ligne en fonction de $\frac{W}{h}$.

Ces courbes indiquent que les valeurs de ces capacités augmentent avec $\frac{W}{h}$ et $\frac{d}{h}$. L'explication est qu'avec l'augmentation de $\frac{W}{h}$, les lignes de force du champ électrique s'accroissent dans le substrat, ce qui entraînera donc une élévation de la valeur de la capacité d'une part, et qu'avec celle de $\frac{d}{h}$, les lignes de force du champ électrique augmentent aussi mais, cette fois-ci, dans le matériau qui est de permissivité plus forte, de beaucoup, par rapport à celle du substrat, ce qui impliquera également un accroissement de la valeur de la capacité d'autre part.

L'impédance caractéristique et la constante de diélectrique effective sont calculées (Annexe A) en utilisant les relations (2.14) et (2.17). Leurs variations respectives, en fonction de $\frac{W}{h}$ et pour plusieurs valeurs de $\frac{d}{h}$, sont représentées par les courbes des figures 2.8 et 2.9. Ces deux paramètres diminuent lorsque $\frac{W}{h}$ augmentent comme Z_0 est inversement proportionnel à la racine carrée du produit des capacités C_0 et C .

Les renseignements que nous tirons de ces courbes est que l'impact du matériau sous test est d'autant plus grand que $\frac{W}{h}$ est petit. Pour plus de précision, nous dimensionnerons la ligne micro ruban, supportant l'échantillon, de sorte qu'elle possède $\frac{W}{h}$ faible

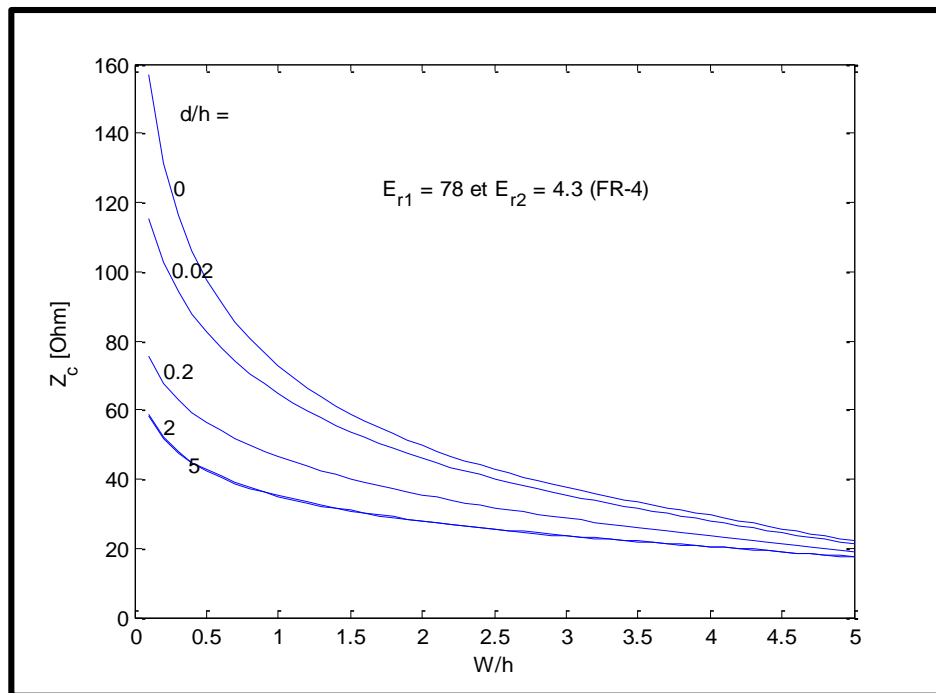


Figure 2. 8 : Variation de l'impédance caractéristique en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1} = 78$ et $\epsilon_{r2} = 4.3$ (FR-4).

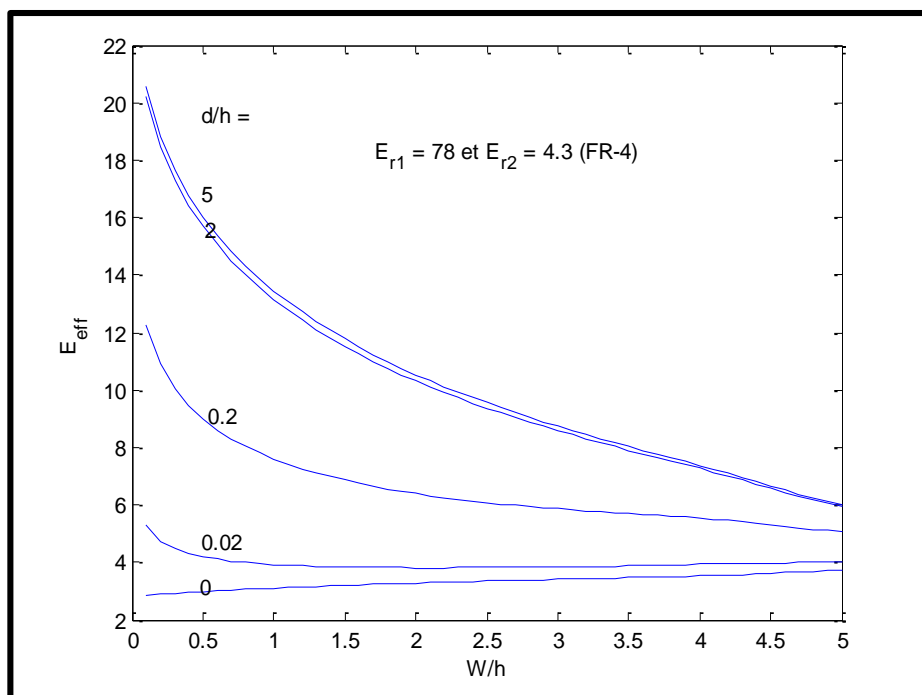


Figure 2. 9 Variation de la constante diélectrique effective en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1} = 78$, $\epsilon_{r2} = 4.3$ (FR-4).

La sensibilité des paramètres caractéristiques de la ligne aux propriétés électriques du matériau est grande pour $\frac{W}{h}$ faible s'explique par le fait que les lignes du champ marginal qui interagissent avec le matériau couvert augmentent. Par contre, l'impact du matériau diminue au fur et à mesure qu'augmente $\frac{W}{h}$, ce qui fait que les courbes vont rejoindre celle pour laquelle l'échantillon n'existerait pas (courbe $\frac{d}{h} = 0$), et de ce fait la structure tend à se comporter comme une ligne micro ruban sans matériau.

Les valeurs des pertes dues au conducteur de la ligne micro ruban, couverte avec un matériau diélectrique, sont calculées à l'aide de la relation (2.30). La figure 2.10 montre les variations des pertes dues au conducteur, en fonction de $\frac{W}{h}$ pour différentes valeurs de $\frac{d}{h}$. Les pertes augmentent avec $\frac{d}{h}$.

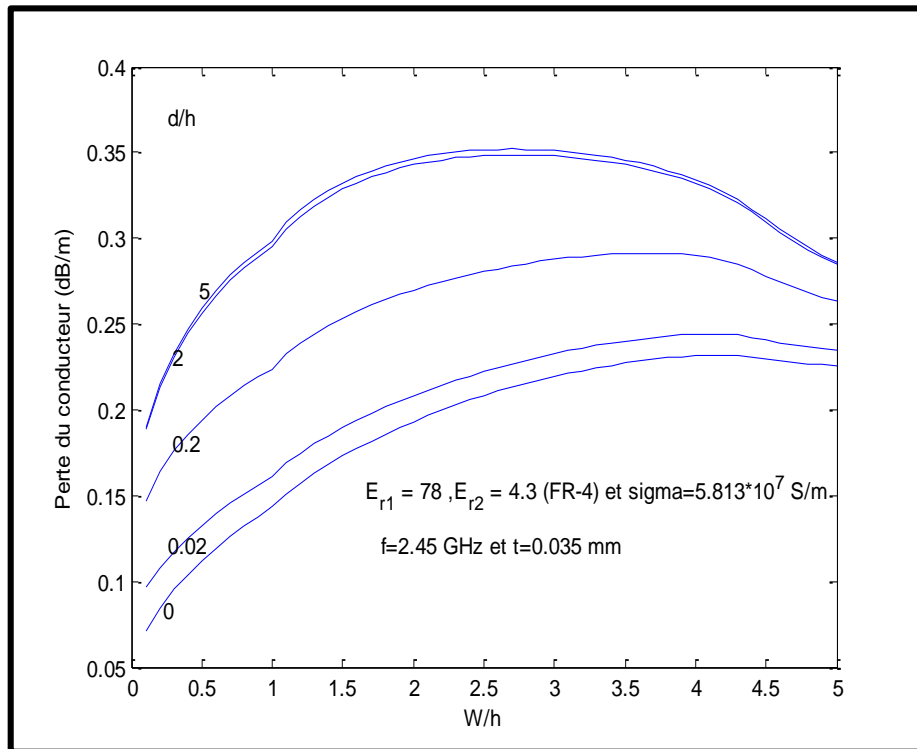


Figure 2. 10 : Variation des pertes dues au conducteur en fonction de W/h et d/h pour $\epsilon_{r1} = 78$, $\epsilon_{r2} = 4.3$ (FR-4).

Les variations des pertes dues au diélectrique, en fonction de $\frac{W}{h}$ pour $\epsilon_{r1} = 78$, $\epsilon_{r2} = 4.3$, $\tan \delta_1 = 0.13$, $\tan \delta_2 = 0.002$, $f = 2.45$ GHz et pour différentes valeurs de $\frac{d}{h}$ sont montrées dans la figure 2.11. Ces pertes diminuent avec l'augmentation de $\frac{W}{h}$ et de $\frac{d}{h}$.

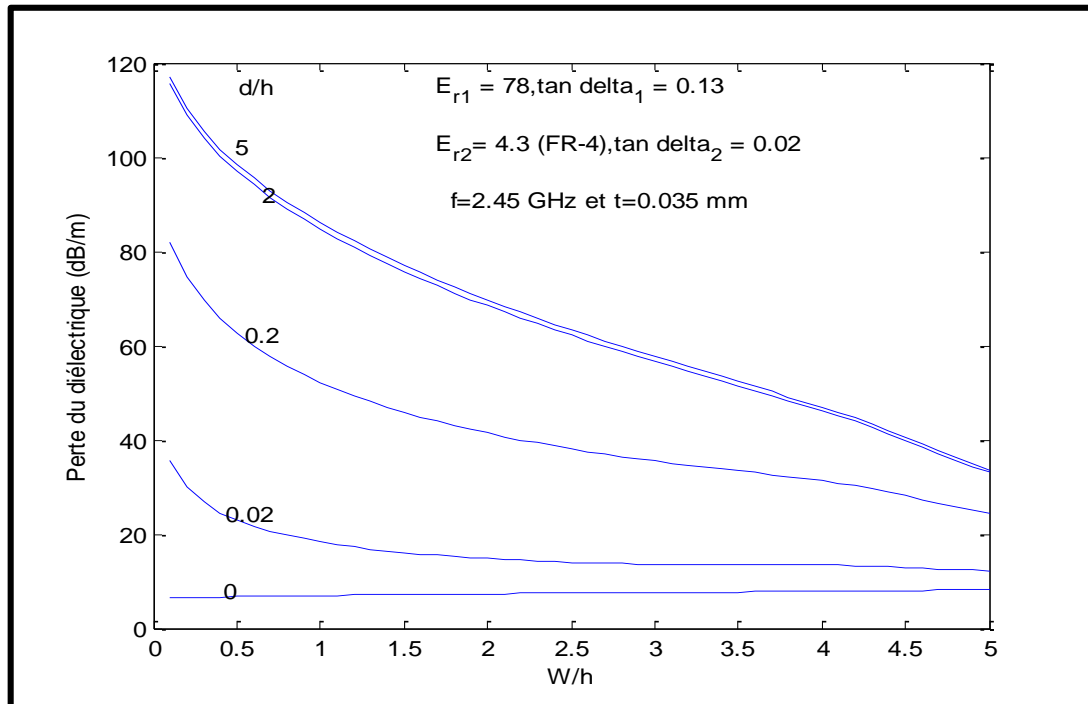


Figure 2. 11 : Variation des pertes dues au diélectrique en fonction de W/h et d/h pour (FR-4), $\epsilon_{r1} = 78\epsilon_{r2} = 4.3$.

2.4.LIMITATIONS DES RELATIONS THEORIQUES

Il existe quelques limitations théoriques de la méthode variationnelle [16], qui doivent être considérées avant son application :

- le matériau diélectrique doit être à faibles pertes. Cette limitation est exprimée par la condition :

$$\omega \epsilon R_d \gg 1 \quad (2.47)$$

Où R_d est la résistivité du matériau diélectrique.

- Cette méthode suppose un mode TEM pur et néglige les effets de radiation. Cette supposition est imposée par :

$$\lambda_0 \gg h \quad (2.48)$$

- Le ruban est supposé fin. Par conséquent, $t \ll h$ et $t \leq W$ doivent être satisfaits.

A cause de la forme variationnelle de la solution, l'expression de la capacité de la ligne donne une limite supérieure. En d'autres termes, la fonction empirique qui donne une grande valeur de la capacité donne une valeur plus précise.

2.5.CONCLUSION

Dans ce chapitre, la structure micro ruban a été analysée par l'application de la méthode variationnelle et la technique de transformée de Fourier. L'expression de la capacité de la ligne a été donnée, dans une forme approché qui fournit une limite supérieure de la solution. Les résultats de la simulation nous ont conduits à tirer des conclusions quant au dimensionnement de la structure servant à la caractérisation d'un matériau.

Chapitre 3 :

Résonateur demi-longueur d'onde

CHAPITRE 3 :

RÉSONATEUR DEMI-LONGUEUR D'ONDE

3.1 INTRODUCTION

Les méthodes non résonantes comprennent les méthodes de réflexion et de transmissions/réflexion. Pour les méthodes résonantes, qui possèdent une précision et une sensibilité plus élevées [1], elles emploient deux types de structure : la cavité résonante et le résonateur.

Dans ce dernier, l'échantillon est utilisé comme un substrat de la ligne micro ruban ou le placé comme une couche pour les structures multicouches. La permittivité effective de l'échantillon est déterminée à partir de la fréquence de résonance et la longueur du résonateur micro ruban [18].

Parmi les résonateurs micros rubans, le résonateur micro ruban à demi-onde a été choisi pour sa fabrication simple d'une part, et pour la facilité de préparation de l'échantillon à tester d'autre part [2].

3.2 LE RÉSONATEUR DEMI-LONGUEUR D'ONDE

Le résonateur micro-ruban à demi-onde est, par essence, une ligne de longueur $= \frac{\lambda}{2}$. En déposant sur son micro-ruban un échantillon d'un matériau (Fig. 2.6), les caractéristiques électriques initiales de la ligne changent. Ce changement peut, par des mesures appropriées, nous renseigner indirectement sur les propriétés électriques du matériau. Pour accéder à ces informations, la structure particulière de la figure 1.4 doit être utilisée et où le résonateur a une longueur physique avoisinant $\frac{\lambda}{2}$, λ étant la longueur d'onde à la première fréquence de résonance. Les propriétés diélectriques de l'échantillon sont alors déterminées à partir de sa fréquence de résonance et des paramètres de la structure. Si la longueur de la ligne est $l = \frac{\lambda}{2}$, la relation, entre la fréquence de résonance f et la permittivité effective ε_{eff} du résonateur couvert de l'échantillon, est :

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{nc}{2lf} \right)^2 \quad (3.1)$$

Où n est l'ordre de la résonance.

Nous avons vu dans le chapitre 2 que le trou de couplage entre la ligne d'alimentation et les extrémités ouvertes du résonateur provoquent une extension de la longueur physique du résonateur. Donc cette nouvelle longueur, longueur effective, qui est un peu plus grande que la longueur physique du résonateur modifie la relation (3.1) qui devient :

$$\varepsilon_{eff} = \left(\frac{nc}{2(l+l_c)f} \right)^2 \quad (3.2)$$

Où l_c représente la contribution des capacités du trou de couplage et des extrémités ouverte du résonateur dans la longueur effective.

Comme cette extension est indépendante de la longueur physique de la ligne, son effet peut donc être éliminé par la mesure de fréquences de résonance de deux résonateurs avec différentes longueurs l_1 et l_2 (Fig. 3.1), ou plus [18] telles que :

$$l_2 \cong 2 \times l_1 \quad (3.3)$$

Chaque ligne demi-onde est couplée au même circuit externe avec les mêmes trous. La fréquence de résonance est mesurée pour une longueur de la ligne, approximativement égale à un nombre entier de demi-longueur d'onde.

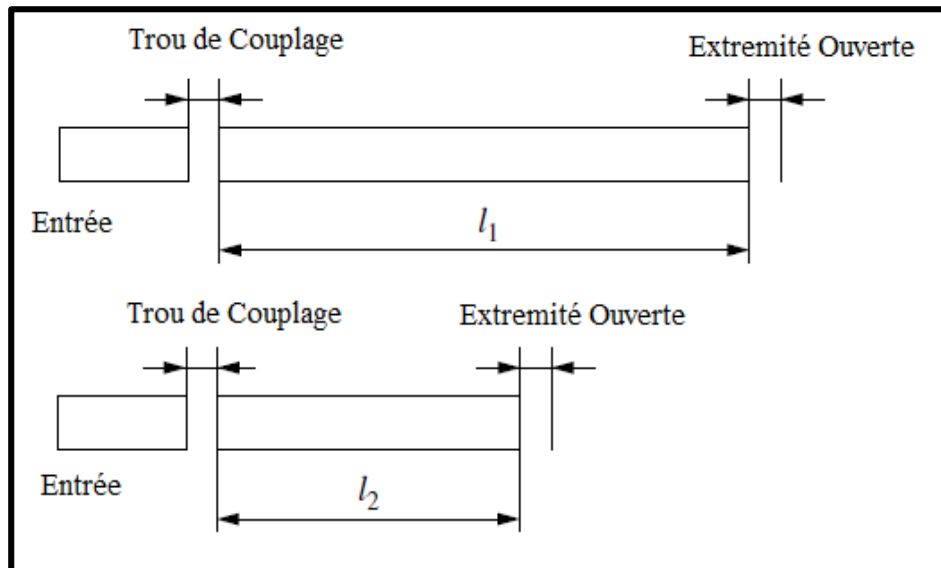


Figure 3. 1 : Paire de résonateurs demi-onde couplée avec un trou série

Les conditions de résonance [18] sont données par:

$$l_1 + l_c = \frac{n_1}{2} \times \frac{c}{f_1 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.4)$$

$$l_2 + l_c = \frac{n_2}{2} \times \frac{c}{f_2 \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (3.5)$$

Où n_1 et n_2 sont respectivement les ordres de résonance des deux résonateurs, f_1 et f_2 les fréquences de résonance. L'élimination du terme l_c est obtenue à partir des relations (3.4) et (3.5) :

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c(n_2 f_1 - n_1 f_2)}{2 f_1 f_2 (l_2 - l_1)} \right)^2 \quad (3.6)$$

Comme l_c possède une faible dépendance par rapport à la fréquence, il est impératif que f_1 et f_2 soient proches. Il est conseillé que les longueurs des résonateurs soient des multiples entiers comme, par exemple (3.3). Il est clair que pour obtenir une valeur précise de ϵ_{eff} , l'effet de l_c doit être pris en considération. Donc, il est nécessaire d'évaluer la longueur l_c . Pour cela, on divise l'équation (3.4) par l'équation (3.5) et après un petit réarrangement et en supposant que ϵ_{eff} est le même pour f_1 et f_2 , on obtient [18] :

$$l_c = \frac{n_1 f_2 l_2 - n_2 f_1 l_1}{n_2 f_1 - n_1 f_2} \quad (3.7)$$

3.3 MODÉLISATION DU RÉSONATEUR DEMI-LONGUEUR D'ONDE

3.3.1 le résonateur parallèle

Une ligne micro ruban à terminaison ouverte avec une impédance caractéristique Z_0 et une constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$, comme montre la figure 3.2, se comporte comme un résonateur parallèle autour de sa fréquence de résonance où sa longueur est égale à $\frac{\lambda_g}{2}$ ou un multiple de $\frac{\lambda_g}{2}$, avec λ_g la longueur d'onde guidée.

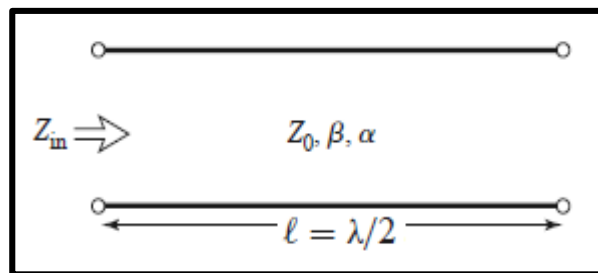


Figure 3. 2 : Une ligne micro ruban à terminaison ouverte [6].

L'impédance d'entrée d'une ligne avec pertes à terminaison ouverte d'une longueur l est [6]:

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\gamma l) = Z_0 \coth(\alpha + j\beta) l = Z_0 \frac{1 + j \tan \beta l \tanh \alpha l}{\tanh \alpha l + j \tan \beta l} \quad (3.8)$$

Si on décompose Z_{in} en une partie réelle R_{in} et en une partie imaginaire X_{in} , on obtient :

$$R_{in} = Z_0 \frac{\tanh \alpha l (1 + \tan^2 \beta l)}{\tanh^2 \alpha l + \tan^2 \beta l} \quad (3.9)$$

$$X_{in} = Z_0 \frac{\tan \beta l (\tanh^2 \alpha l - 1)}{\tanh^2 \alpha l + \tan^2 \beta l} \quad (3.10)$$

La ligne demi-onde peut être modélisée comme le résonateur parallèle représenté dans la figure 3.3 :

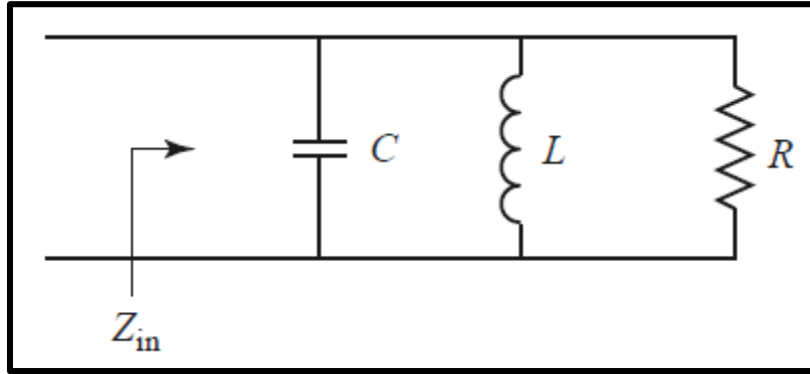


Figure 3. 3: Circuit résonant parallèle [6].

3.3.2 La fréquence de résonance :

A la fréquence de résonance, on a $X_{in} = 0$ et pour déterminer cette fréquence, il faut d'abord connaître le comportement du résonateur à la résonance. Lorsque la longueur est telle que $l = n \frac{\lambda_g}{2}$ pour une fréquence f_r , la longueur électrique s'écrit :

$$\beta l = \frac{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}{c} \times n \frac{c}{2f_0 \sqrt{\epsilon_{eff0}}} = n\pi \frac{f_r}{f_0} \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \quad (3.11)$$

Où f_0 et ϵ_{eff0} sont respectivement la fréquence de résonance et la permittivité effective du résonateur sans matériau, et ϵ_{eff} la permittivité effective du résonateur avec matériau.

3.3.2.1 Le cas d'un résonateur à faible perte :

Si la ligne du résonateur est à faible perte tel que $\alpha l \ll 1$, ou bien $\tanh \alpha l \cong \alpha l$, les expressions (3.8), (3.9) et (3.10) deviennent :

$$Z_{in} = Z_c \coth(\alpha + j\beta) l = Z_c \frac{1 + j\alpha \tan \beta l}{\alpha l + j \tan \beta l} \quad (3.12)$$

$$R_{in} = Z_c \frac{\alpha l (1 + \tan^2 \beta l)}{(\alpha l)^2 + \tan^2 \beta l} \quad (3.13)$$

$$X_{in} = Z_c \frac{\tan \beta l ((\alpha l)^2 - 1)}{(\alpha l)^2 + \tan^2 \beta l} \quad (3.14)$$

Et si la fréquence de travail est autour de la fréquence de résonance telle que, $f_r = f_0 \pm \Delta f$ la longueur électrique s'écrira :

$$\beta l = n\pi \pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \quad (3.15)$$

Et, par conséquent :

$$\begin{aligned} \tan \beta l &= \tan \left(n\pi \pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right) = \tan \left(n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right) \\ &\cong \pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Finalement, l'impédance d'entrée Z_{in} aura pour expression suivante :

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 \pm j\alpha l \left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)}{\alpha l \pm j \left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)} \quad (3.17)$$

Cette expression donnera :

$$R_{in} = Z_c \frac{\alpha l \left(1 + \left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)^2 \right)}{(\alpha l)^2 + \left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)^2} \quad (3.18)$$

$$X_{in} = Z_c \frac{\left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)^2 ((\alpha l)^2 - 1)}{(\alpha l)^2 + \left(\pm n \frac{\pi \Delta f}{f_0} \times \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}}}{\sqrt{\epsilon_{eff0}}} \right)^2} \quad (3.19)$$

À la résonance : $f \approx f_0$ et $\Delta f = 0$:

$$Z_{in} = R_{in} = \frac{Z_c}{\alpha l} \quad (3.20)$$

$$X_{in} = 0 \quad (3.21)$$

3.3.3 Le facteur de qualité

En plus de la permittivité et la perméabilité, un autre paramètre qui caractérise un matériau électromagnétique est le facteur de qualité. Le facteur de qualité ou dénoté Q, exprime l'énergie totale emmagasinée dans le circuit sur celle dissipée, ou autrement c'est l'inverse de la tangente de perte [1].

Pour un matériau non magnétique, le facteur de qualité est donné par [1] :

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} \quad (3.22)$$

Avec $\tan \delta$ est la tangente de perte. Lorsque le circuit est couplé à un circuit d'excitation externe, son facteur de qualité propre ou non couplé, appelé Q_0 , est exprimé en fonction du facteur de qualité du circuit couplé Q_L et du facteur de couplage β , comme suit [1] :

$$Q_0 = (1 + \beta)Q_L \quad (3.23)$$

Q_L est calculé en fonction de la fréquence de résonance f_0 :

$$Q_L = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (3.24)$$

Où Δf est la bande passante à demi-puissance qui peut être déterminée avec différentes méthodes [1], comme montre la figure 3.4.

L'expression (3.25) donne le S_{11} correspondant au Δf de la bande passante à demi-puissance.

$$S_{11,\Delta f} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{10^{S_{11,b}/10} + 10^{S_{11,f_0}/10}}{2} \right) (dB) \quad (3.25)$$

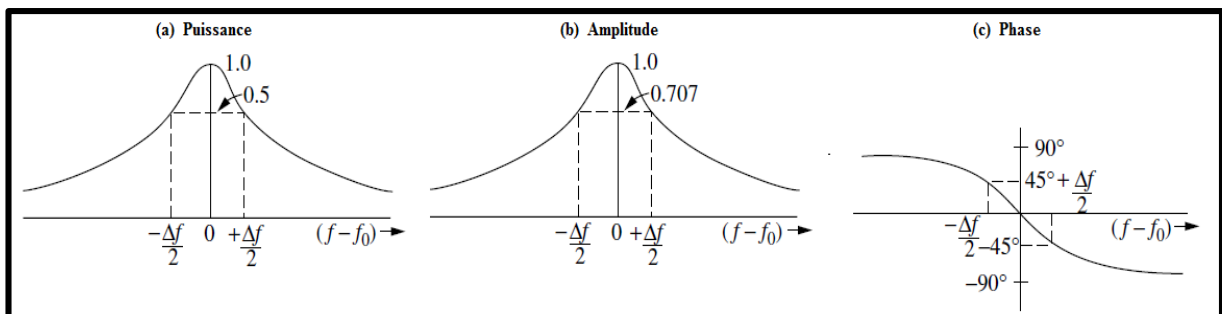


Figure 3. 4 : Détermination de la bande passante pour (a) Puissance, (b) Amplitude, (c) Phase [1].

Comme montre la figure 3.5 S_{11,f_0} est la valeur du coefficient de réflexion à la fréquence de résonance de la structure.

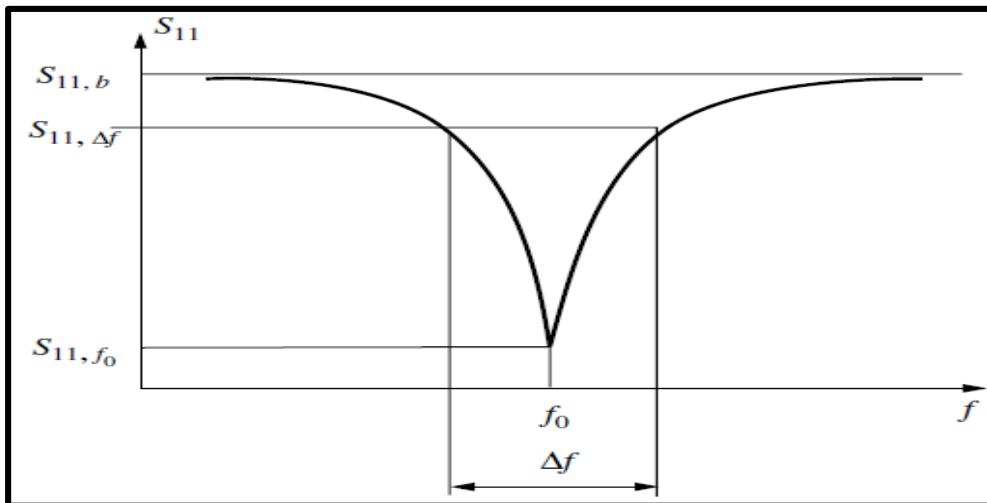


Figure 3. 5 : Mesure de facteur de qualité Q_L à partir de S_{11} [1].

Le coefficient de couplage β peut être déterminé comme suit [1] :

$$\beta = \frac{1}{\left(\frac{d_2}{d}\right)^{-1}} \quad (3.26)$$

Où d et d_2 sont respectivement les diamètres du cercle de résonance et le cercle de perte, tracés sur l'abaque de Smith (Fig. 3.6).

Le facteur de qualité propre Q_0 peut s'écrire, aussi comme [1] :

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \quad (3.27)$$

Où Q_c et Q_d sont respectivement les facteurs de qualité du conducteur, donné généralement par le constructeur, et de l'échantillon.

Après la détermination du facteur de qualité propre Q_0 des équations (3.23) et (3.26), la tangente de perte de l'échantillon $\tan \delta_1$ peut être calculée [1] :

$$\tan \delta_1 = \frac{1}{Q_d} = \frac{1}{Q_c} - \frac{1}{Q_0} \quad (3.28)$$

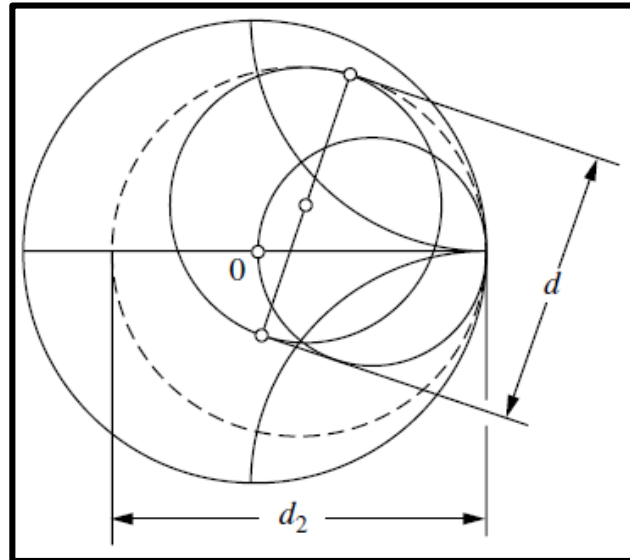


Figure 3.6: Mesure du facteur de couplage β [1].

3.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a vu que grâce aux propriétés du résonateur demi longueur d'onde, on peut mesurer la permittivité d'un matériau. Pour s'affranchir des effets capacitifs, provoqués par les extrémités ouvertes du résonateur et par le trou, on doit utiliser deux lignes de longueurs différentes en supposant que ces effets sont indépendants de la fréquence. La mesure de la permittivité est une mesure indirecte puisqu'elle est déduite de la mesure de deux fréquences de résonance, l'une se rapportant au premier résonateur et l'autre au deuxième résonateur.

De plus, on peut représenter la structure par un schéma électrique équivalent à un circuit résonant au voisinage de la fréquence de résonance.

Chapitre 4 :

Conception et simulation

CHAPITRE 4 : CONCEPTION ET SIMULATION

4.1 INTRODUCTION

La structure du résonateur que nous allons concevoir est en technologie micro ruban (Fig. 4.1). Cette structure se compose d'un connecteur du type SMA ou RIM, qui sert d'interface entre le câble coaxial véhiculant le signal hyperfréquence depuis la source et la ligne micro ruban, appelée ligne d'alimentation. Cette dernière est couplée au résonateur demi-longueur d'onde par l'intermédiaire d'un trou. Sur le ruban du résonateur sera déposé le matériau à caractériser.

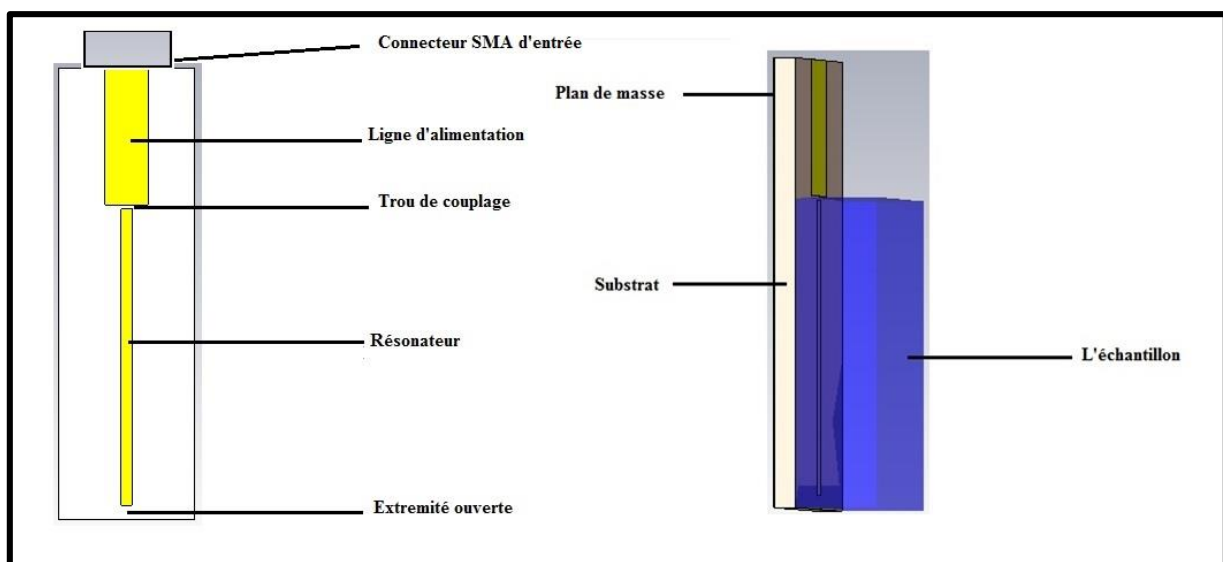


Figure 4. 1: La structure du résonateur micro ruban à concevoir.

Le résonateur micro ruban demi onde est caractérisé par les paramètres physiques suivants : l'épaisseur (h) du substrat, l'épaisseur du ruban de conducteur (t), l'épaisseur (d) de l'échantillon, la largeur (W_A) et la longueur (l_A) de de la ligne d'alimentation, la largeur (W_R) et la longueur (l_R) de la ligne du résonateur et la longueur extensive (l_C) qui est la somme de (l_{e0}) et (l_{eg}).

La conception consiste, donc, à dimensionner la structure du résonateur, en se basant sur certains critères établis suite à l'analyse des paramètres électriques les plus importants que sont l'impédance caractéristique et la permittivité de diélectrique. Par conséquent, il est impératif, après avoir choisi le type de substrat, de commencer par cette analyse.

La simulation va porter sur le calcul du coefficient de réflexion à l'entrée de la structure en utilisant un simulateur électromagnétique et un programme que nous avons développé sous Matlab (Annexe C).

4.3 CONCEPTION

4.2.1. Caractéristiques du substrat

Le substrat, choisi, est le (FR-4) avec une permittivité relative $\epsilon_{r2} = 4.3$, $\tan \delta = 0.025$ et une épaisseur (h) de 1.6 mm. L'épaisseur (t) du conducteur de cuivre est 0.035 mm et sa conductivité est $\sigma = 3.56 \times 10^7$ S/m.

4.2.2. L'épaisseur de l'échantillon optimale

Les relations précédentes ne tiennent pas compte de l'impact de l'air, qui est au-dessus de l'échantillon (troisième couche), et pour rendre nul cet impact, il faut utiliser un échantillon ayant une épaisseur d de valeur infinie, ce qui est irréalisable pratiquement. Or, l'étude que nous avons menée au chapitre 2 nous a montré, d'après la figure 2.9, que ϵ_{eff} reste constant pour $\frac{d}{h}$ supérieur ou égal à 5. L'épaisseur d de l'échantillon doit donc être au moins égale $d_{min} = 5h$, ce qui vaut $d_{min} = 8$ mm dans notre cas.

4.2.3. Ligne d'alimentation

1.3.1.7 Longueur de la ligne d'alimentation

On doit choisir une longueur minimale, pour avoir moins de pertes et un coût relativement bas, sans pour autant engendrer des problèmes d'ordre pratique.

1.3.1.8 Largeur de la ligne d'alimentation

L'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation Z_{0A} est choisie égale à 50Ω pour qu'elle soit une extension du câble coaxiale d'entrée. Ceci a pour avantage de maintenir le module du coefficient de réflexion quel que soit la longueur de la ligne d'alimentation, pour peu que les pertes soient faibles. L'impédance caractéristique est calculée à l'aide des relations (2.14) et (2.29) du chapitre 2 pour $\epsilon_{r1}=1$, puisque la ligne d'alimentation n'est pas couverte par l'échantillon, Nous obtenons la courbe (Fig. 4.2) qui nous donne, pour $Z_{0A} = 50 \Omega$, un rapport $\frac{W_A}{h} = 1,976$ ce qui donne $W_A = 3.16$ mm. Une autre façon de faire pour calculer Z_{0A} est d'utiliser un programme de synthèse d'un logiciel commercial. En utilisant un certain programme de synthèse, nous trouvons $W_A = 3.06$ mm ce qui représente une erreur de 3%.

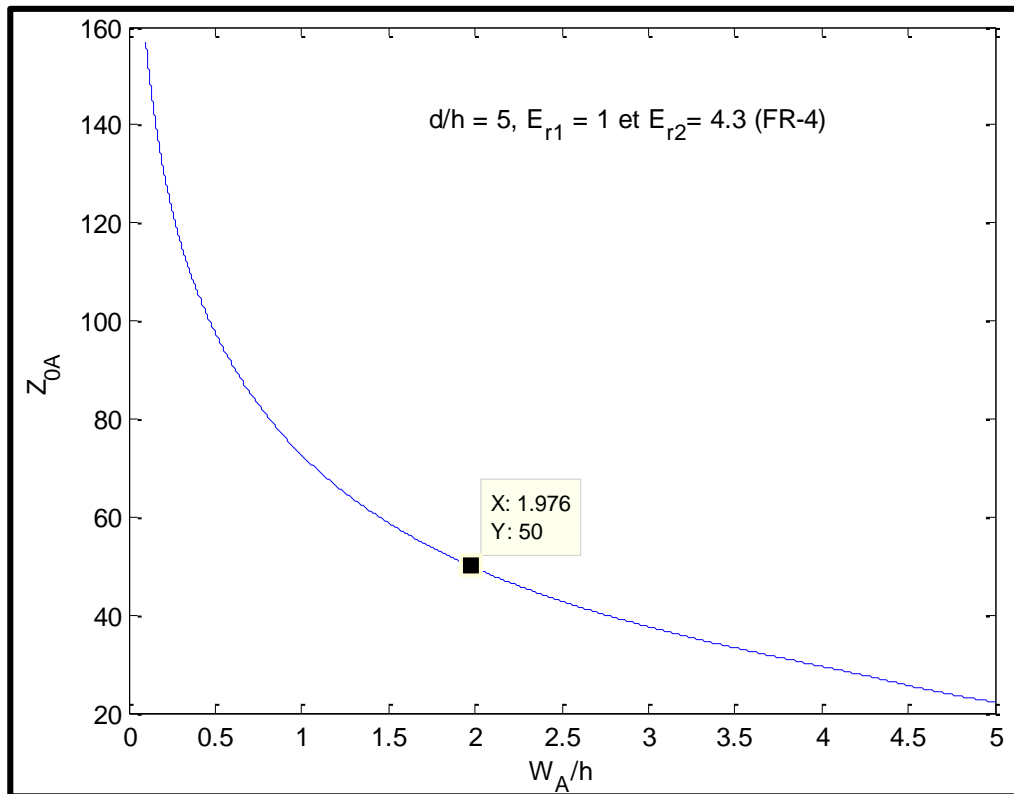


Figure 4. 2 : Impédance caractéristique de la ligne d'alimentation en fonction de $\frac{W_A}{h}$.

4.2.4. Ligne du résonateur

1.3.1.9 Largeur de la ligne du résonateur

La largeur W_R du résonateur ou le rapport largeur sur hauteur $\frac{W_R}{h}$ est un paramètre important pour la sensibilité des mesures. Pour déterminer le rapport engendrant la meilleure précision, nous avons, grâce aux relations (2.17) et (2.29) du chapitre 2, calculé ε_{eff} et tracé en fonction de $\frac{W_R}{h}$ pour différentes valeurs de ε_{r1} (Fig. 4.3). Cette courbe montre que la sensibilité est d'autant plus grande que $\frac{W_R}{h}$ diminue. Mais, en choisissant des valeurs très faible de $\frac{W_R}{h}$, nous risquerons de voir apparaître au moins deux problèmes. Le premier se rapporterait à un couplage faible par le trou, et le second serait lié à l'impossibilité de réaliser des rubans très étroits. Finalement, notre choix se porte sur $\frac{W_R}{h} = 0.5$.

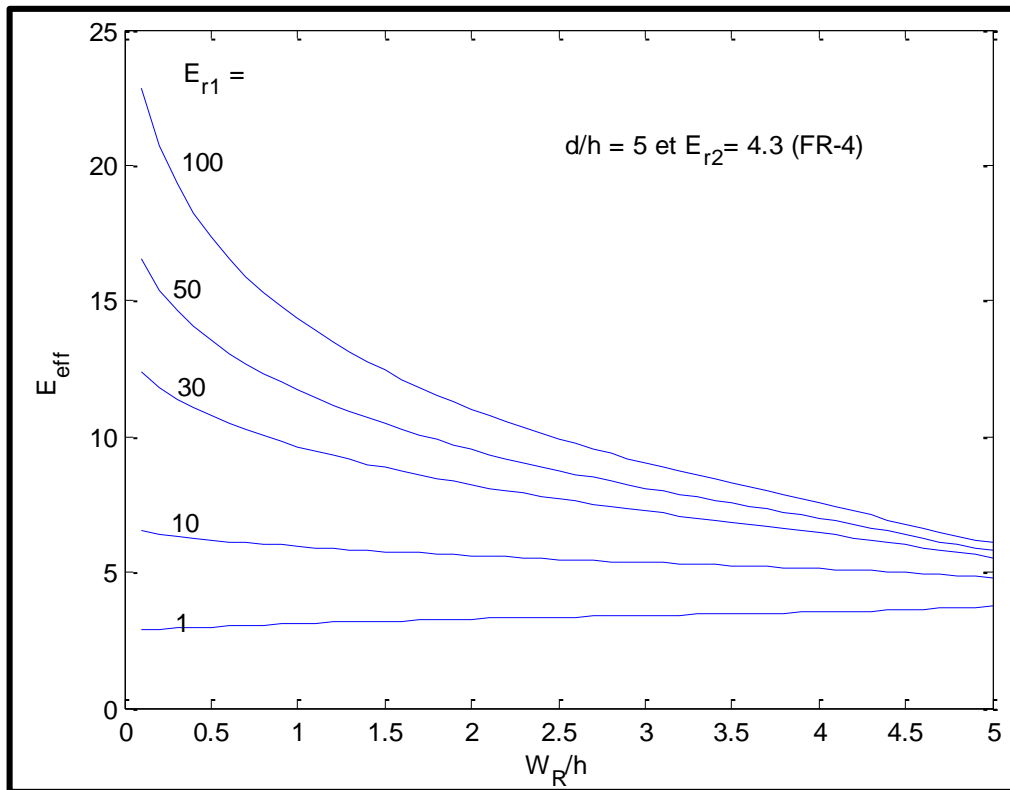


Figure 4. 3 : Variation de ϵ_{eff} en fonction de $\frac{W_R}{h}$ et de ϵ_{r1} .

1.3.1.10 Longueur de la ligne du résonateur

En choisissant $f_1 = f_{01} = 4$ GHz et $n_1 = n_2 = 1$, l'application des relations précédentes nous permet de déterminer la longueur du premier résonateur comme suit :

$$l_1 + l_c = \frac{n_1}{2} \times \frac{c}{f_{01} \sqrt{\epsilon_{eff}}} = 21.69 \text{ mm} \quad (4.1)$$

Et celle un deuxième résonateur :

$$l_2 + l_c = 2 \times (l_1 + l_c) = 43.37 \text{ mm} \quad (4.2)$$

La courbe 4.4 indique que ϵ_{eff} , pour une structure sans échantillon, augmente avec $\frac{W_R}{h}$. Ceci est normal puisqu'avec cette augmentation de $\frac{W_R}{h}$, le nombre des lignes de force du champ électrique, à l'intérieur de la ligne, augmentent aussi, ce qui fait, par conséquent, accroître ϵ_{eff} .

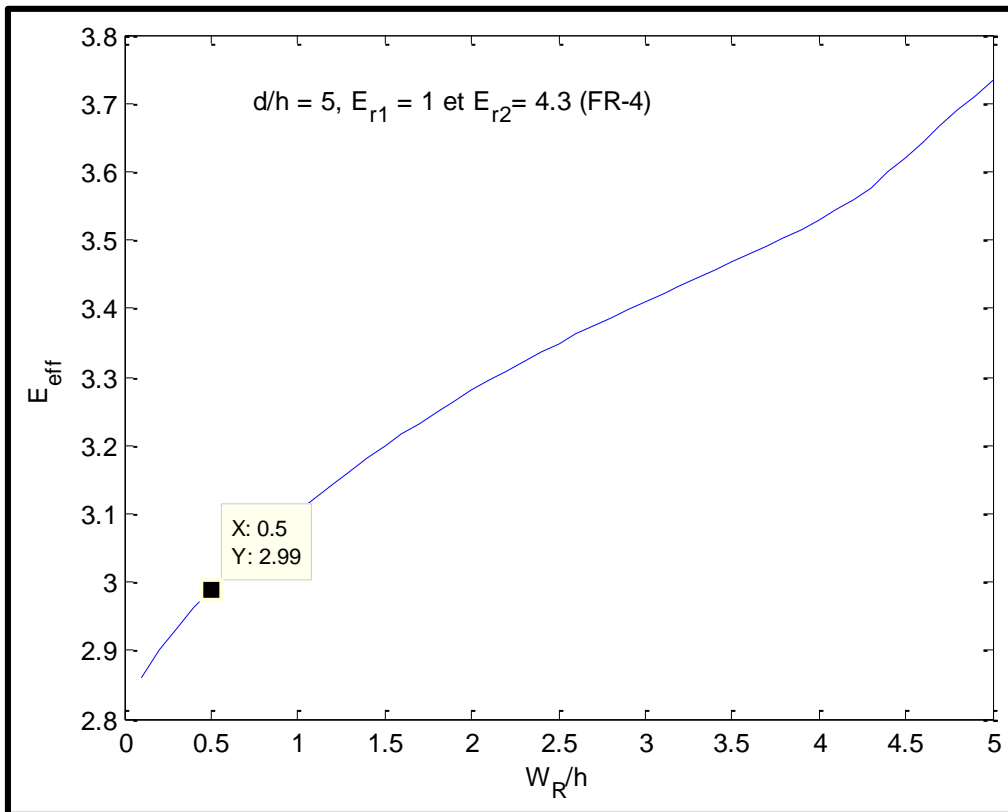


Figure 4.4 : Variation de ϵ_{eff} en fonction de $\frac{W_R}{h}$ et $\epsilon_{r1} = 1$.

4.2.5. Longueur extensive

1.3.1.11 La longueur due à l'extrémité ouverte

À cause de l'effet du champ marginal, comme il a été abordé au paragraphe (2.2.3.1) du chapitre 2, la ligne du résonateur est électriquement un peu plus longue que sa longueur physique. Cette prolongation peut être calculée [18] ainsi :

$$l_{eo} = 0.412h \left(\frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left(\frac{\frac{W_R}{h} + 0.262}{\frac{W_R}{h} + 0.813} \right) \quad (4.3)$$

La figure 4.5 montre que cette longueur, avec $h = 1.6$ mm, $\frac{W_R}{h} = 0.5$ et $\epsilon_{r1} = 1$, est égale à $l_{eo} = 0.69$ mm .

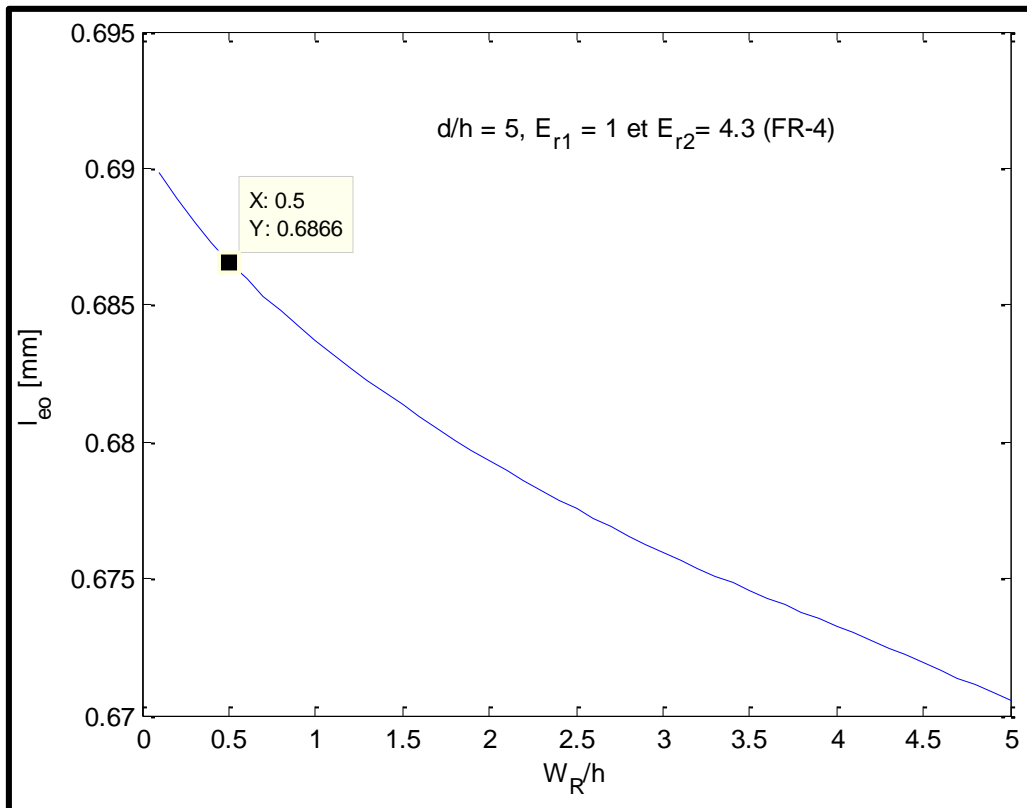


Figure 4.5 : La variation de l_{eo} en fonction du rapport $\frac{W_R}{h}$.

1.3.1.12 Longueur due au trou de couplage

La contribution du trou de couplage dans la longueur extensive est due aux capacités série et parallèle C_g et C_p qui changent avec la largeur du trou (g). Les expressions de calcul de C_g et C_p sont données dans le paragraphe (2.2.3.2) du chapitre 2. La figure 4.6 montre les variations de ces capacités en fonction de $(\frac{g}{W_R})$.

La capacité parallèle C_p augmente avec l'augmentation $\frac{g}{W_R}$ ceci est dû à l'augmentation du nombre des lignes du champ marginal, qui s'orientent du conducteur vers le plan de masse au lieu d'aller vers l'autre extrémité. Par contre, la capacité C_g diminue avec l'augmentation de $\frac{g}{W_R}$, puisque les extrémités de la ligne d'alimentation et du résonateur se comportent comme deux plaques d'un condensateur, ce qui fait que sa capacité diminue avec l'augmentation de la distance qui les sépare. Pour un trou très important, les valeurs de la capacité C_g s'approchent de zéro et cette discontinuité devient équivalente à un circuit d'extrémité ouverte.

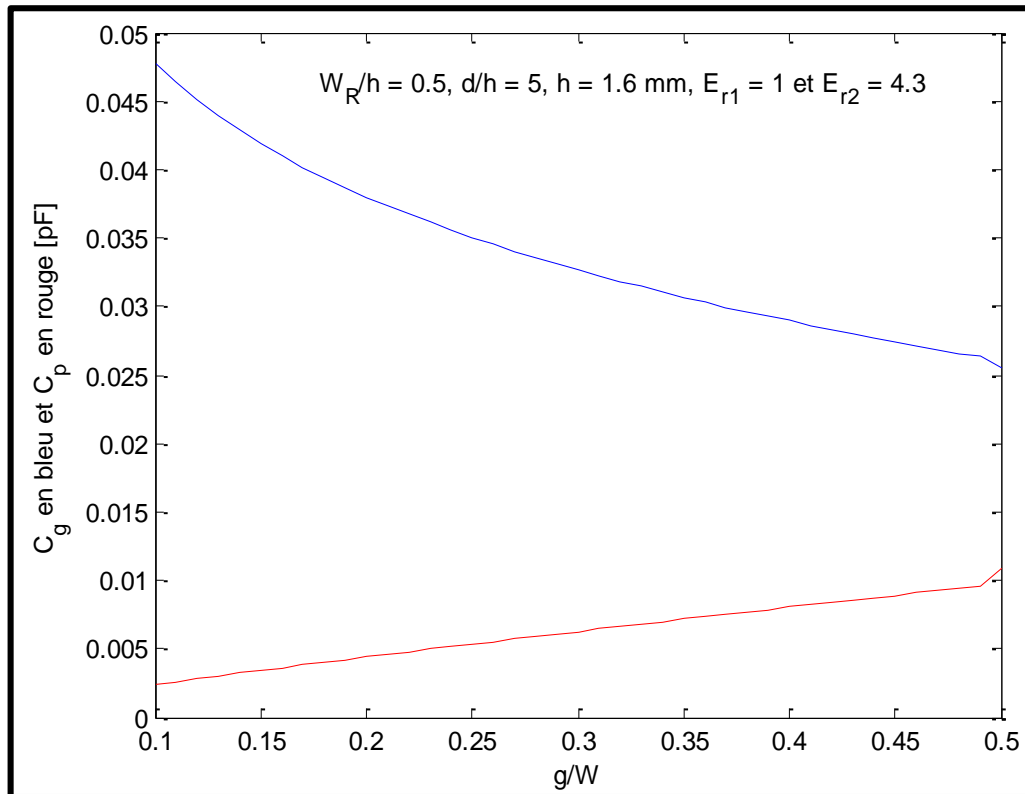


Figure 4.6 : Variations de C_g et C_p en fonction de $(\frac{g}{W_R})$ avec un rapport $\frac{W_R}{h} = 0.5$ et $\epsilon_{r1} = 1$,

La figure 4.7 illustre la variation de la longueur extensive l_{eg} due au trou en fonction de $\frac{g}{W_R}$. Cette longueur diminue avec l'augmentation de $\frac{g}{W_R}$, à cause du fait que l'effet du trou s'efface progressivement.

On peut calculer la largeur du trou g en ayant recours à une méthode itérative qui utilise les relations (2.3) et (2.4) du chapitre 2. Pour cela, nous avons développé un programme sous Matlab présenté dans l'Annexe B. La largeur la plus appropriée est : $\frac{g}{W_R} = 0.24$.

Donc $g = 0.192$ mm, et à partir de la figure 3.13, la longueur extensive due au trou est : $l_{eg} = 0.69$ mm. Et finalement la longueur extensive, ou la réduction de la longueur de ligne, est : $l_c = l_{e0} + l_{eg} = 1.38$ mm.

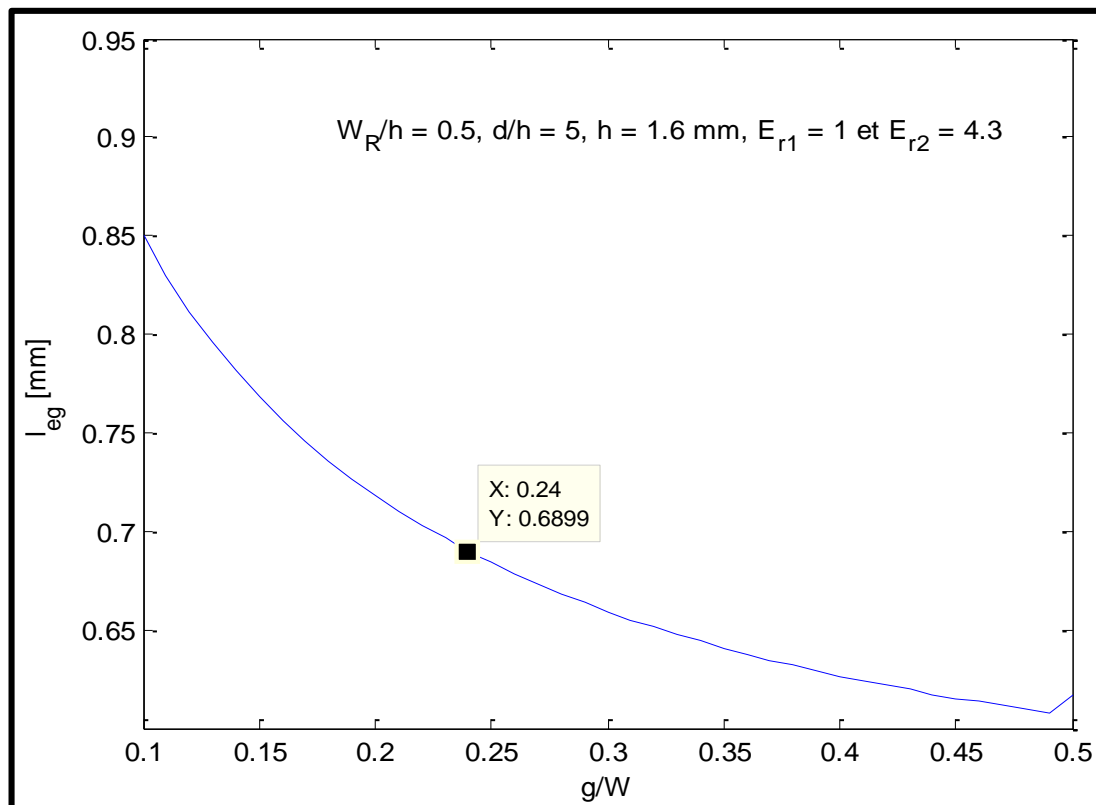


Figure 4. 7: La variation de l_{eg} en fonction de $(\frac{g}{W_R})$ avec un rapport $\frac{W_R}{h} = 0.5$ et $\epsilon_{r1} = 1$

4.2 SIMULATION

Notre objectif, dans ce paragraphe, est d'obtenir, après analyse, la valeur de la permittivité relative de quelques échantillons. Ces échantillons sont choisis de sorte que nous puissions avoir un large intervalle des valeurs de la permittivité. Ainsi, nous pourrions définir le domaine de validité de la méthode. Vu que la structure n'est pas modélisée par un circuit électrique exact, seule donc l'analyse électromagnétique convient. Néanmoins, en représentant la structure par un modèle électrique équivalent au voisinage de la résonance, nous sommes amenés à l'analyser par le truchement d'un programme, développé sous Matlab (Annexe C). Ce programme offre une simulation linéaire.

L'objet de l'analyse est de calculer le coefficient de réflexion, à l'entrée des deux structures (structures de longueurs l_1 et l_2), en fonction de la fréquence. Les valeurs des fréquences de résonance f_1 et f_2 , qui correspondent à des valeurs minimales des coefficients de réflexion, sont d'abord relevées à partir des résultats de l'analyse. En usant de la relation (3.6), nous déterminerons ensuite la valeur de ϵ_{eff} qui nous donnera finalement celle de ϵ_{r1} , la permittivité relative du matériau à caractériser, en utilisant l'équation générale (2.17). Seulement, cette

équation n'est pas explicite, donc sa résolution en ϵ_{r1} ne peut se faire analytiquement, elle doit se faire plutôt graphiquement. C'est ce que nous a amenés à tracer le graphe de ϵ_{r1} en fonction de ϵ_{eff} en permutant les axes abscisse-ordonnée.

4.3.1 Simulation électromagnétique

Nous donnons dans le tableau 4.1 les paramètres physiques et électriques, déterminés précédemment. Ces paramètres sont utiles pour l'analyse électromagnétique des performances de la structure.

En respectant les règles de dessin, exigées par le logiciel électromagnétique, nous arrivons au schéma de la figure 4.8.

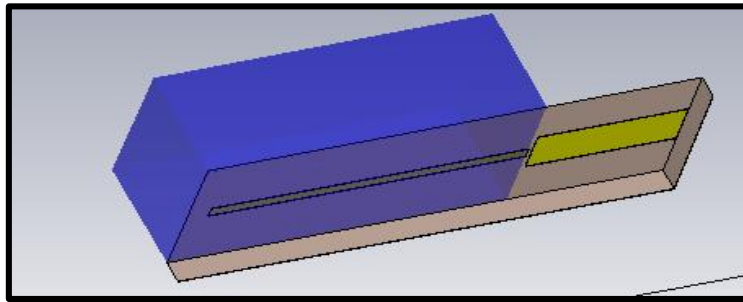


Figure 4. 8: Schéma de la structure du résonateur micro ruban

Après avoir implémenté ce schéma dans le logiciel, nous démarrons l'analyse pour différents échantillons, avec comme objectif, l'évaluation du coefficient de réflexion S11 à l'entrée de la structure, en fonction de la fréquence. Les échantillons choisis sont : l'air, l'alumina, la glycérine et l'eau. Ces échantillons sont choisis par le fait que leurs permittivités respectives sont connues, ce qui nous permettra de procéder ensuite à une comparaison avec les résultats obtenus avec notre méthode.

Tableau 4. 1 : Les paramètres du circuit de résonateur micro ruban

Paramètres physiques et électriques de la structure du résonateur micro ruban	Valeurs
Longueur du premier résonateur (l_{R1})	21.69 mm
Fréquence de résonance avec l'air (f_{01})	4 GHz
Longueur du deuxième résonateur (l_{R2})	43.37 mm
Fréquence de résonance avec l'air (f_{02})	2 GHz
Largeur du résonateur (W_R)	0.8 mm
Longueur de la ligne d'alimentation (l_A)	20 mm
Largeur de la ligne d'alimentation (W_A)	3.16 mm
Largeur du trou (g)	0.192 mm
Epaisseur du substrat (h)	1.6 mm
Largeur du substrat (W)	10 mm
Longueur du substrat (L)	33 mm
Permittivité relative du substrat (ϵ_{r2})	4.3
Tangente de perte du substrat ($\tan \delta_2$)	0.02
La permittivité relative de l'échantillon (ϵ_{r1})	78
L'épaisseur de l'échantillon (d)	8 mm
L'épaisseur du conducteur (t)	0.035 mm
La conductivité du conducteur (σ)	$5.813 \cdot 10^7$ S/m

1.3.1.13 L'échantillon air $\epsilon_{r1} = 1$

Les résultats de l'analyse sont donnés respectivement par les figure 4.9a et 4.9b pour les premier et second résonateurs.

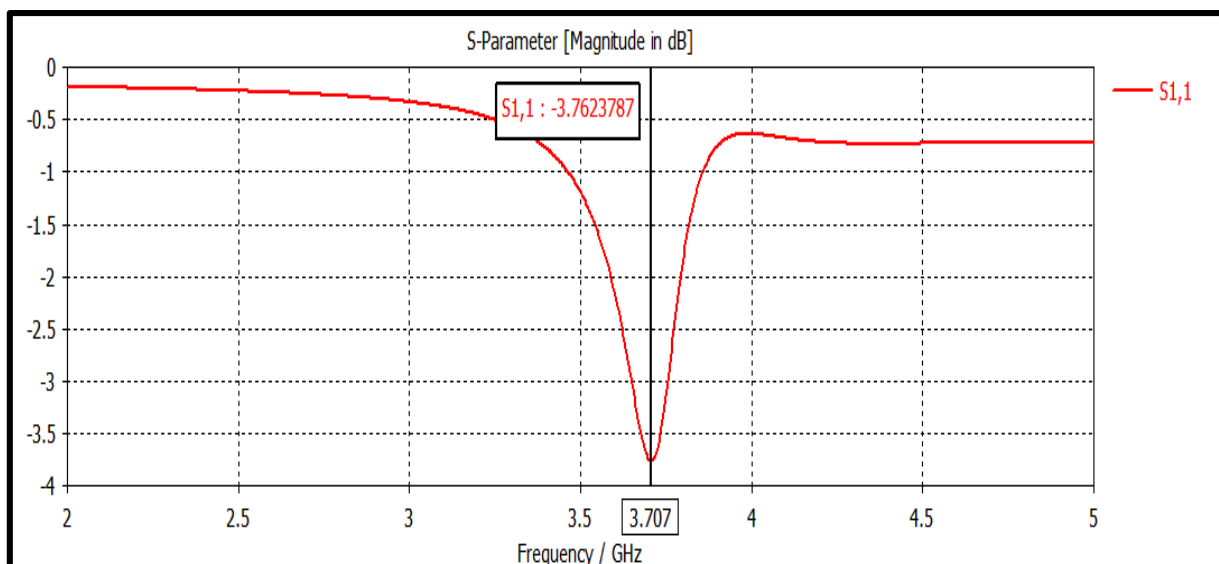


Figure 4.9a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur $n_1 = 1$ couvert par l'air en fonction de la fréquence.

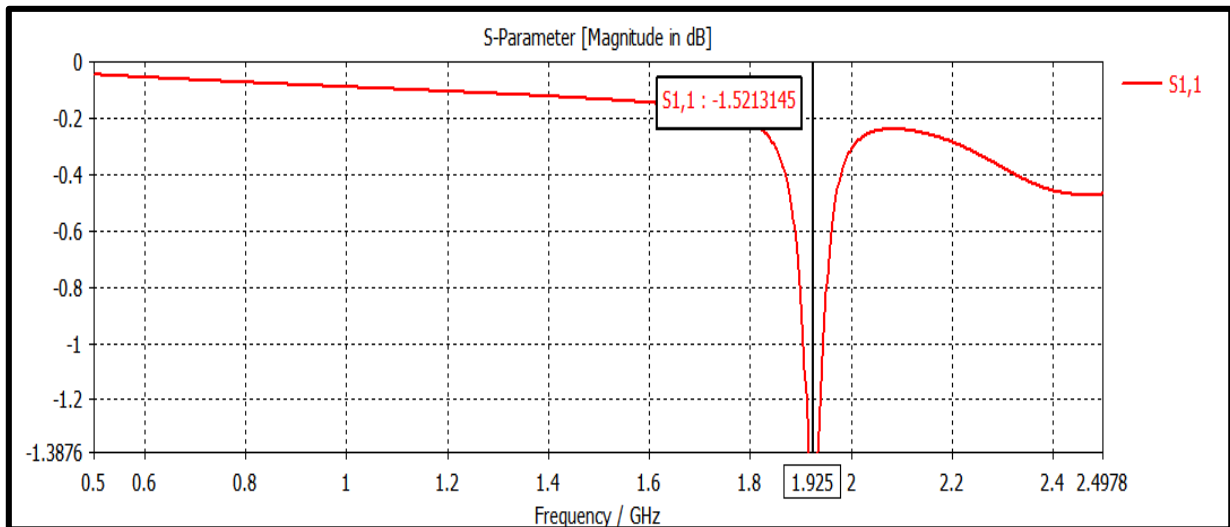


Figure 4.9b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du deuxième résonateur couvert par l'air en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.

1.3.1.14 L'échantillon l'alumina $\epsilon_{r1} = 9.9$

Les résultats de l'analyse sont donnés respectivement par les figure 4.10a et 4.10b pour les premier et second résonateurs.

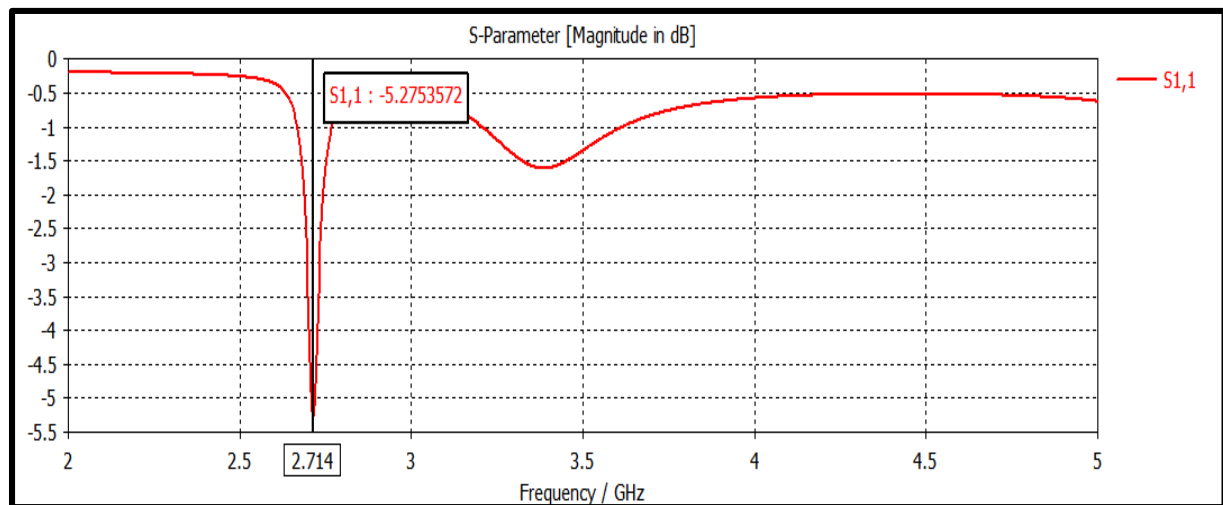


Figure 4.10a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur couvert par l'alumina en fonction de la fréquence $n_1 = 1$.

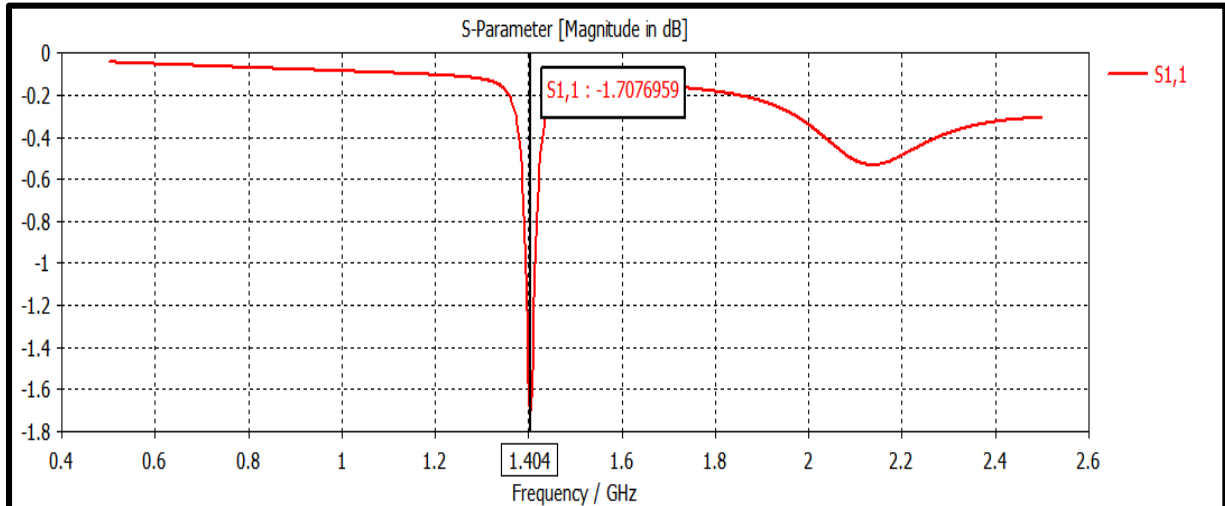


Figure 4.10b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur couvert par de l'alumina en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.

1.3.1.15 L'échantillon la glycérine $\epsilon_{r1} = 50$

Les résultats de l'analyse sont donnés respectivement par les figure 4.11a et 4.11b pour les premier et second résonateurs.

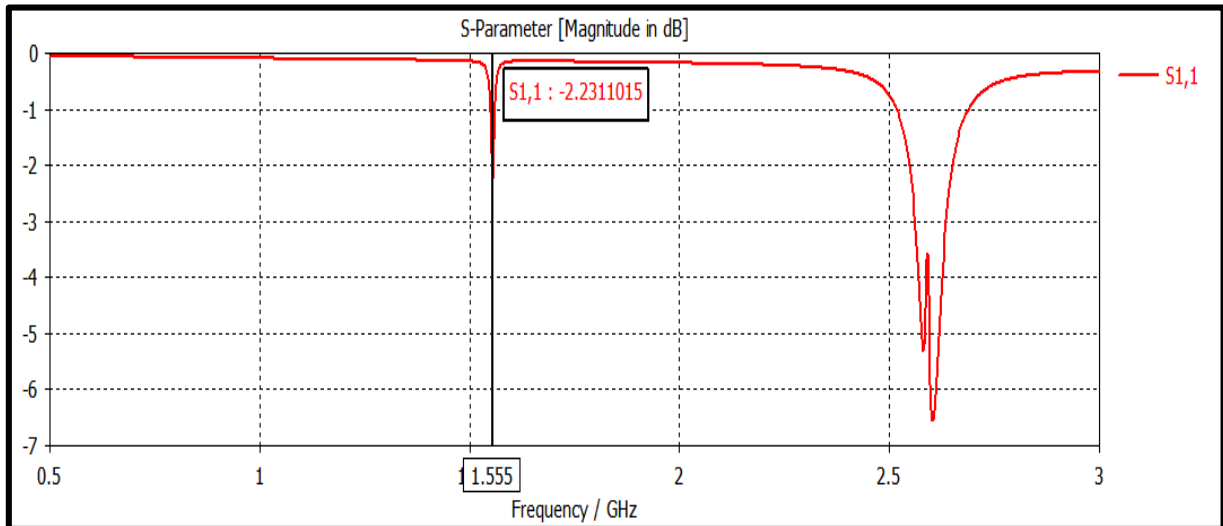


Figure 4.11a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur couvert par la glycérine en fonction de la fréquence $n1 = 1$.

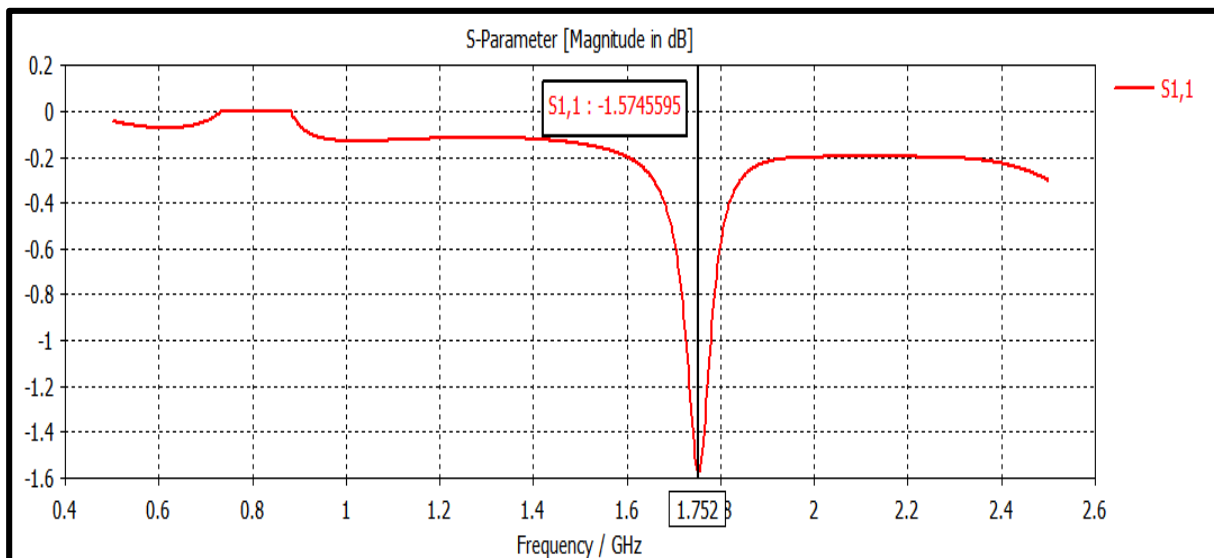


Figure 4.11b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur couvert par l'alumina en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.

1.3.1.16 L'échantillon l'eau $\epsilon_{r1} = 78$

Les résultats de l'analyse sont donnés respectivement par les figure 4.12a et 4.12b pour les premier et second résonateurs.

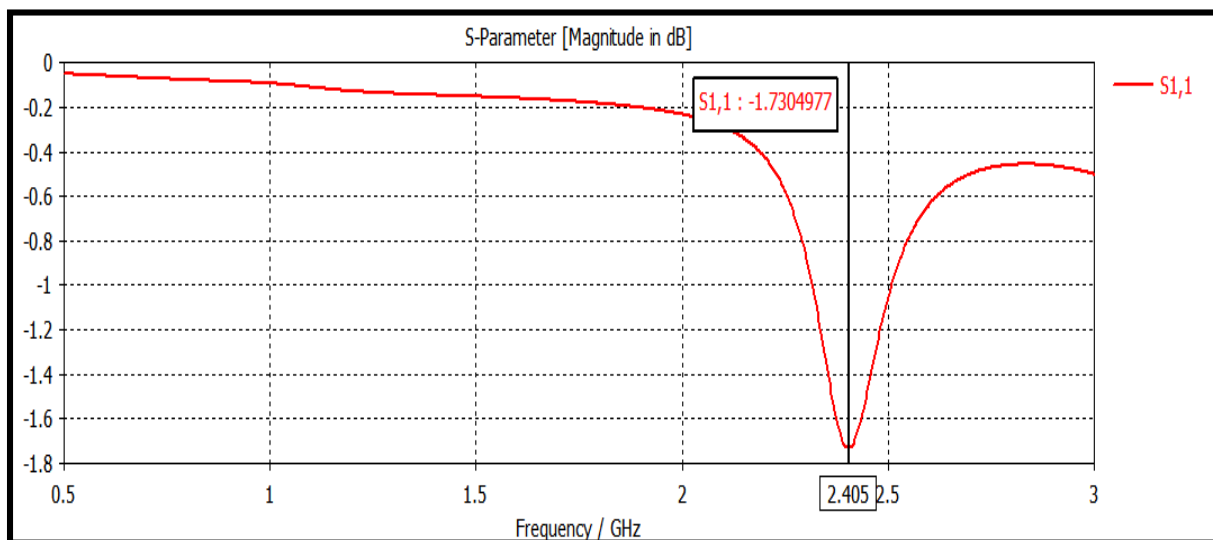


Figure 4.12a : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du premier résonateur couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_1 = 1$.

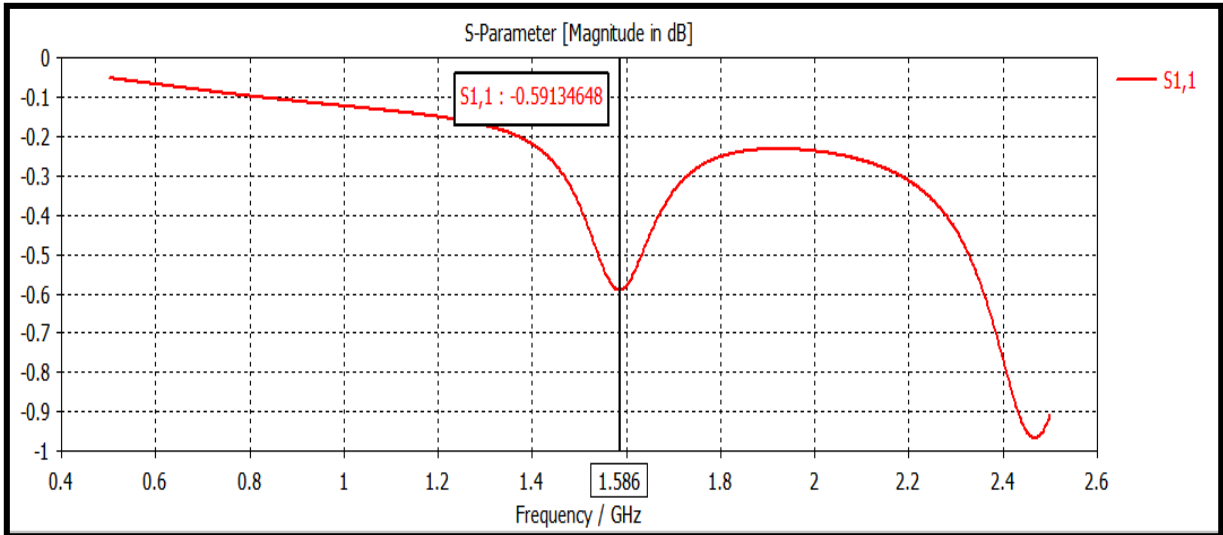
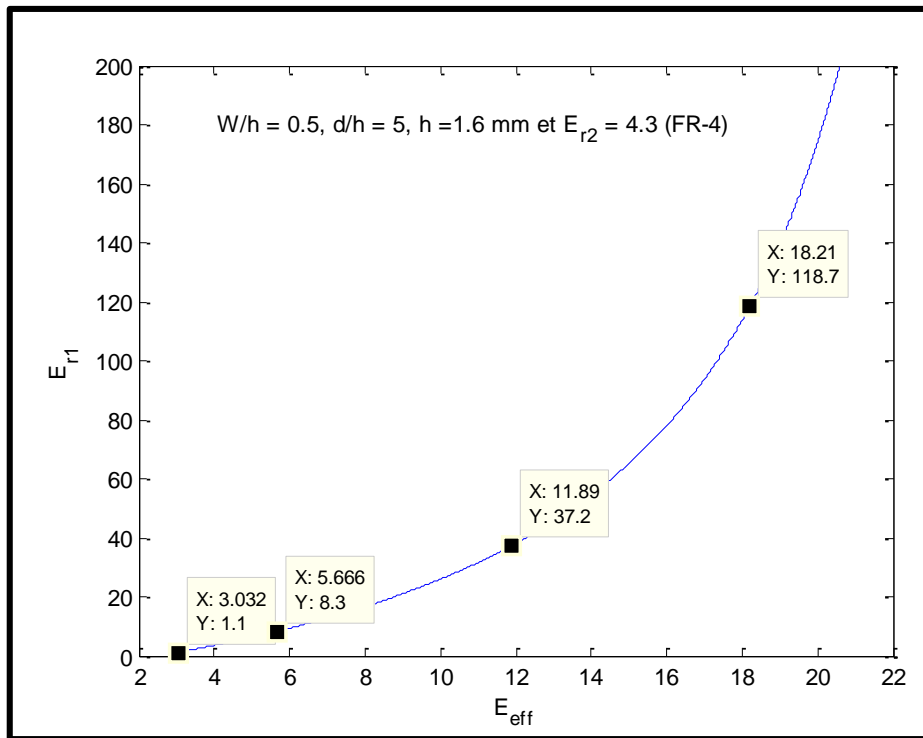


Figure 4.12b : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_2 = 1$.

Figure 4.13 : Permittivité relative de l'échantillon en fonction



de la permittivité effective.

Comme nous l'avons annoncé dans l'introduction de ce chapitre, la valeur de ϵ_{r1} doit être déduite graphiquement à partir de ϵ_{eff} . La courbe, que nous avons tracée, est illustrée par la figure 4.13 qui est valable quel que soit l'échantillon. Les quatre points, sur la courbe, représentent le couple $(\epsilon_{eff}, \epsilon_{r1})$ pour l'air, l'alumine, glycérine et l'eau.

Le tableau 4.2 illustre tous les résultats obtenus ainsi que les valeurs théoriques des différents échantillons. Il en découle que plus la permittivité relative du substrat augmente plus l'erreur augmente. Ceci peut s'expliquer, par le fait que l'on ait pris le même ordre de résonance ($n_1 = n_2$), auquel cas les fréquences de résonance des deux résonateurs sont différentes, ce qui engendre des longueurs extensives différentes aussi. Or, l'expression donnant ϵ_{eff} considère ces longueurs comme des grandeurs invariantes. La solution sera donc, de prendre les fréquences de résonance des deux résonateurs voisines, autrement dit $n_2 = 2n_1$. En choisissant de tels ordres, La figure 4.14 et le tableau 4.3 indiquent effectivement qu'il y a une amélioration puisque l'erreur passe de 52.05% à 11.15% pour l'eau.

Tableau 4.2 : Valeurs simulées et théoriques de la permittivité relative des différents échantillons pour $n_2 = n_1$.

échantillon	f_1 (GHz)	n_1	f_2 (GHz)	n_2	ϵ_{eff} simulée	ϵ_{r1} simulée	ϵ_{r1}	Erreur relative
Air	3.707	1	1.925	1	3.02	1.1	1	0.10%
Alumina	2.714	1	1.404	1	5.65	8.3	9.9	16.16 %
Glycérine	1.555	1	1.752	1	11.89	37.2	50	25.60%
Eau	2.405	1	1.586	1	18.21	118.6	78	52.05%

Tableau 4. 2: Valeurs simulées et théoriques de la permittivité relative de l'eau pour $n_2 = 2n_1$.

échantillon	f_1 (GHz)	n_1	f_2 (GHz)	n_2	ϵ_{eff} simulée	ϵ_{r1} Correspondante	ϵ_{r1}	Erreur relative
Eau	2.405	1	2.861	2	15.36	69.3	78	11.15%

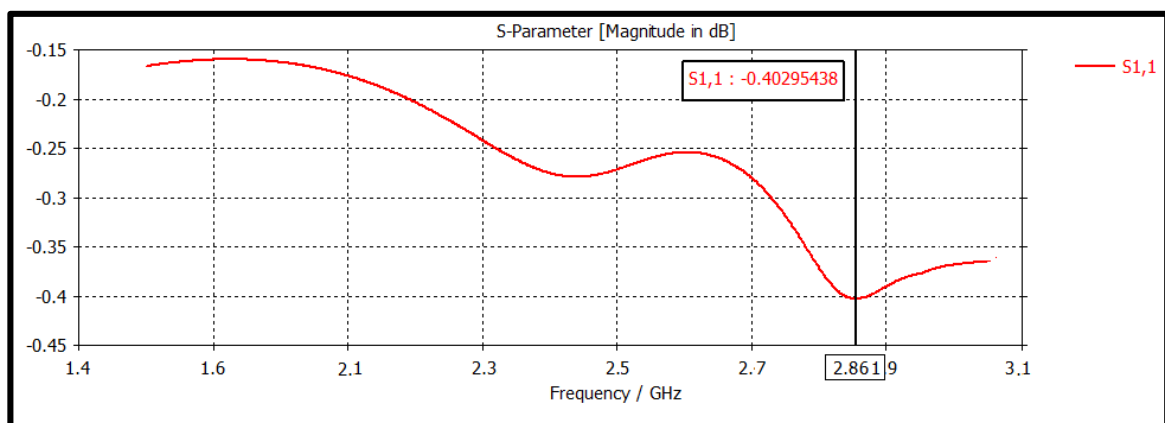


Figure 4. 14 : Coefficient de réflexion S_{11} à l'entrée de la structure du second résonateur couvert par l'eau en fonction de la fréquence $n_2 = 2$.

4.3.2 Simulation linéaire

Le programme, que nous avons développé sous Matlab, nous donne dans ce cas la courbe illustrée par la figure 4.15 qui représente le coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, des deux résonateurs. . Il est normal que cette courbe présente une seule fréquence de résonance, au lieu de plusieurs comme l'indique la figure 4.16, puisque la structure est modélisée par un circuit électrique à constantes localisées valable uniquement au voisinage de la fréquence de résonance. Alors que la courbe de la figure 4.16 est obtenue par un circuit à constantes distribuées, donc elle est périodique.

La diminution du module du coefficient de réflexion lorsque la fréquence augmente s'explique par l'accroissement de l'effet de peau qui a tendance à augmenter les pertes.

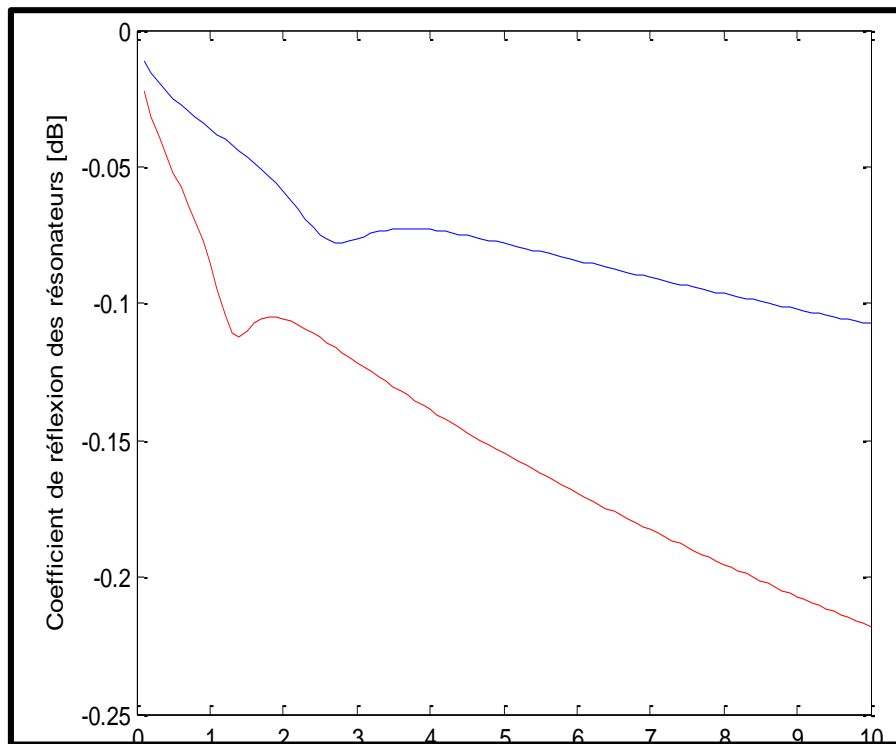


Figure 4. 15 : Coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, du résonateur avec un diélectrique à faible perte.

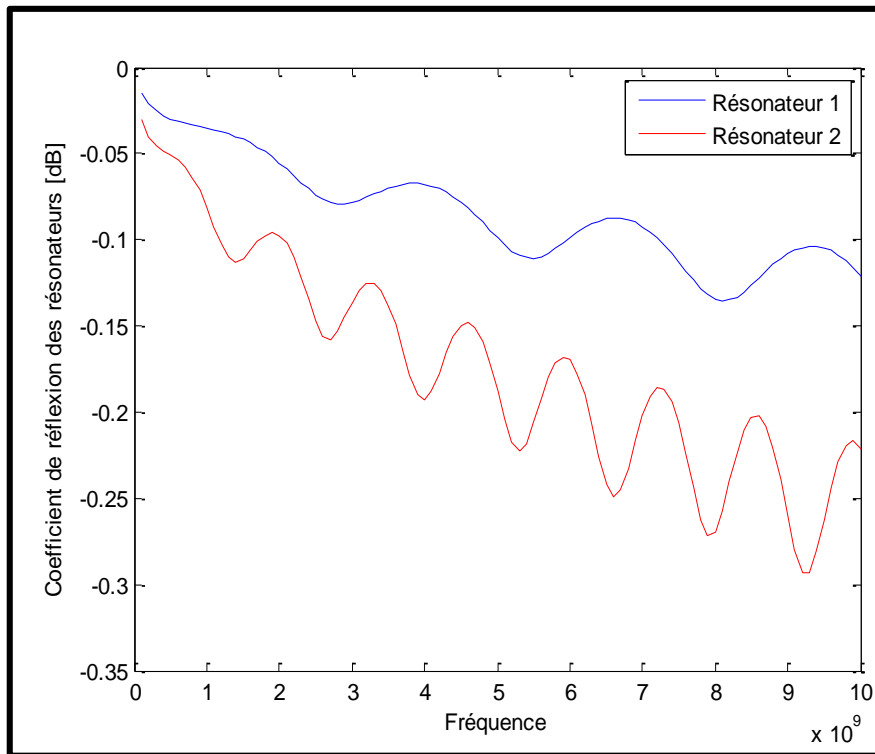


Figure 4. 16 : Coefficient de réflexion, en fonction de la fréquence, du résonateur.

4.3 CONCLUSION

Nous avons, dans ce chapitre, décrit la procédure de conception d'une structure, basée sur des critères de sensibilité, de faisabilité. De plus, nous avons déterminé la hauteur optimale pour laquelle l'effet de la troisième couche, qui est l'air, est pratiquement nul.

Nous avons également indiqué la manière de procéder pour arriver à la valeur de ϵ_{r1} . Pour les permittivités relativement faibles, les résultats obtenus par notre méthode corroborent les données théoriques. Par contre, ceux dans le cas d'une permittivité relativement élevée sont différents des données théoriques, pour y remédier nous avons pris $n2 = 2$.

CONCLUSION GENERALE

Ce travail nous a permis d'abord de mettre en œuvre la méthode variationnelle pour analyser une ligne micro ruban (substrat d'épaisseur h) couverte d'un échantillon de matériau, d'épaisseur d . Les résultats obtenus ont montré que les paramètres électriques (impédance caractéristique et permittivité électrique) d'une telle ligne, qui est constituée en réalité de trois couches (substrat-matériau-air), dépendent plus ou moins des propriétés électriques du matériau selon que sa permittivité soit élevée ou faible. Ce phénomène a été exploité pour la caractérisation électrique d'un matériau, en occurrence sa permittivité et sa conductivité.

Pour la caractérisation électrique d'un matériau, nous avons choisi la méthode résonante, qui, contrairement, à la méthode non résonante est plus simple à développer mais surtout ne crée pas le problème d'ambiguïté. Pour la concrétisation de cette méthode, nous avons utilisé un résonateur qui est une ligne micro ruban demi-longueur d'onde sur laquelle nous avons déposé l'échantillon du matériau à caractériser. Ce résonateur est couplé, par l'intermédiaire d'un trou, à une ligne micro ruban à travers laquelle se propage le signal hyperfréquence de la source vers le résonateur.

Pour s'affranchir des effets capacitifs, provoqués par les extrémités ouvertes du résonateur et par le trou, nous avons utilisé deux résonateurs de longueurs différentes.

L'étude, que nous avons menée, nous a dévoilé que les effets, que génère le matériau sur les propriétés électriques de cette ligne ou résonateur, sont très prononcés pour de faibles valeurs de W/h (W : largeur du ruban de la ligne). Par contre, les effets de l'air de la troisième couche sont réduits à néant pour un rapport d/h supérieur à la valeur 5. Ce qui veut dire que pour avoir une meilleure sensibilité dans l'analyse ou la mesure des propriétés électriques du matériau, on doit choisir W/h de faible valeur, et pour annihiler les effets de l'air, prendre d/h supérieur à 5. C'est sur ces deux caractéristiques que nous avons bâti une méthode de conception du résonateur.

Cette méthode de conception nous a permis de dimensionner deux résonateurs, l'un de longueur l_1 et l'autre de longueur $l_2=2 l_1$, et utilisant le substrat FR-4.

Faute de mesure, nous avons simulé le coefficient de réflexion à l'entrée de chaque résonateur pour en tirer les fréquences de résonance du premier ordre. De ces dernières, nous avons déduit la permittivité effective. Nous avons également indiqué la manière de procéder pour arriver à la valeur de la permittivité relative du matériau.

Pour valider les résultats, nous avons choisi quatre matériaux différents, de la plus faible valeur de la permittivité relative jusqu'à la permittivité relative de l'ordre de 80. Les résultats ont montré que l'erreur augmentait avec la valeur de la permittivité relative. Pour réduire cette erreur, nous avons pris la fréquence de résonance du premier mode pour le résonateur de longueur l_1 et la fréquence de résonance du second mode pour le résonateur de longueur l_2 .

Comme perspective, nous devons citer la réalisation des deux résonateurs et la mesure de la permittivité relative et de la conductivité d'un matériau.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Chen, L.F. Ong, C.K., Neo, C.P. Varadan, V.V. and Varadan, V.K. 2004. Microwave electronics: Measurement and materials characterization, Chichester: John Wiley and Sons Ltd.
- [2] Rammah, A.A. Zakaria, Z. Ruslan, E. Isa, A.A.M. Comparative Study of Materials Characterization using Microwave Resonators, AENSI Journals, 2015, vol. 9, n° 1, p. 76-85.
- [3] Nelson, S.O. Guo, W.C. Trabelsi, S and Kays, S.J. 10-1800-mhz dielectric properties of fresh apples during storage, J. Food Eng., 2007, vol.83, n°4, p. 562-569.
- [4] Guo, W.C. Nelson, S.O. Trabelsi, S. and Kays, S.J. Dielectric spectroscopy of watermelons for quality sensing, Meas. Sci. Technol., 2007, vol.18, n°7, p.1887-1892.
- [5] Kim, J. Babajanyan, A. Hovsepyan, K. Friedman, B. Microwave dielectric resonator biosensor for aqueous glucose solution, Rev. Sci. Instrum., 2008, vol.79, n°8.
- [6] Pozar, D. M., 1990. *Microwave Engineering*. Reading, MA: Addison-Wesley.
- [7] Dominic, E.S. and Derek, R.O. A Circular Patch Resonator for the Measurement of Microwave Permittivity of Nematic Liquid Crystal, 2011. IEEE TRANS ON MICROW. THEORY AND TECHNIQUES, vol.59, n°7.
- [8] Pasunoori, P. and Ege Engin, A. Automated Dielectric Constant and Loss Tangent Characterization Using Cavity Resonators, 2011, IEEE, San Diego State University, San Diego, CA, 92182, USA.
- [9] Boybay, M.S. and Ramahi, Omar M. Material Characterization Using Complementary Split-Ring Resonators, 2012, IEEE Trans on Instrum. And MEAS., vol.61, n°11.
- [10] Atabak, R. Mohammadreza, T.A. and. Klymyshyn, David M. Dielectric Characterization of Materials using a Modified Microstrip Ring Resonator Technique., 2012, IEEE, Saskatoon, SK S7N 5A9.
- [11] Nabila, A., Nour Eddine Belhadj-Tahar and Georges Alquie. Rectangular Patch Resonator Sensors for Characterization of Biological Materials, 2014 IEEE TRANS ON MICROW. THEORY AND TECHNIQUES, vol 14.
- [12] Wheeler, H. A. Transmission-line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet, 1965, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.13, p.172-185.
- [13] Yamaahita, E. and Atsuki, K. Analysis of thick-strip transmission lines, 1971, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 19, p.120-122.

- [14] Hornsby, J. S. and Gopinath, A. Numerical analysis of a dielectric-loaded waveguide with a microstrip line-finite-difference method, 1969, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 17, p. 684-690.
- [15] Yamashita, E. and Mittra, R. Variational method for the analysis of microstrip lines, 1968 *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 16, p. 251-256.
- [16] BAHL, I.J. and STIJCCHLY, S.S. Analysis of a Microstrip Covered with a Lossy Dielectric, 1980, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. 28, n° 2, p. 104-109.
- [17] Pr. Trabelsi, M. 2015. *Cours hyperfréquence*, École Nationale Polytechnique, Alger.
- [18] Edwardes, T.C. 1984, *Conception des circuits micro-ondes*, Masson.
- [19] Kajfez, D. and Hwan, E. J. Q-factor measurement with network analyzer, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1984, vol. MTT-32, pp. 666-670.

Annexe

ANNEXE A :

PROGRAMME MATLAB POUR LE CALCUL DE LA CAPACITE
LINEIQUE

L'intégral de Simpson

```
function [I]=invC(b,a,n,haut,WByh,dByh,er_s,er_d)
```

```
h=(b-a)/n;
s1=0;s2=0;
```

```
for i=1:2:n-1
```

```
s1=s1+invC_Variational(a+i*h,haut,WByh,dByh,er_s,er_d);
end
```

```
for i=2:2:n-2
```

```
s2=s2+invC_Variational(a+i*h,haut,WByh,dByh,er_s,er_d);
end
```

```
I=(h/3)*(invC_Variational(a,haut,WByh,dByh,er_s,er_d)+invC_Variational(b,ha
ut,WByh,dByh,er_s,er_d)+4*s1+2*s2);
```

```
end
```

La fonction (2.29) :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{\pi \epsilon_0 Q^2} \int_0^\infty \frac{[\tilde{f}(\beta)]^2 d(\beta h)}{\left[\epsilon_{r1} \frac{\epsilon_{r1} \tanh \beta d + 1}{\tanh \beta d + \epsilon_{r1}} + \epsilon_{r2} \coth(\beta h) \right] (\beta h)}$$

```
function [ R ] = invC_Variational(Beta,h,WByh,dByh,er_s,er_d)
```

```
e0 = 10^-9/(36*pi);
Beta_h =Beta;
Beta_W = Beta_h*WByh;
Beta_d=Beta_h*dByh;
```

```
phi_Beta = 1/((er_d*((er_d*tanh(Beta_d)+1)/(er_d + tanh(Beta_d))) +
er_s*coth(Beta_h))*Beta_h);
```

```
fByQ_Beta = 1.6*(sin(Beta_W/2))/(Beta_W/2) +
(2.47*(Beta_W/2)^2)*(cos(Beta_W/2)-
2*sin(Beta_W/2)/(Beta_W/2)+(sin(Beta_W/4)/(Beta_W/4))^2);
```

```
R = ((fByQ_Beta)^2)*(phi_Beta)/(pi*e0) ;
```

```
end
```

ANNEXE B :**PROGRAMME MATLAB POUR CALCULER LA LARGEUR DU TROU
LA PLUS APPROPRIÉE**

```
function [R1] = gByW_OPT (WByh,h) % Introduire du rapport largeur sur
hauteur et l'hauteur
```

```
me1 = 1.565/((WByh)^0.16) - 1 ;
ke1 = 1.97 - 0.03/WByh ;
mo1 = WByh * (0.619*log10(WByh) - 0.3853);
ko1 = 4.26 - 1.453*log10(WByh);
me1_05 = 0.8675 ;
ke1_05 = 2.043*WByh^0.12 ;

Ce1_ByW1_96_05 = 10^-12*12*((0.5)^me1_05)*exp(ke1_05);
```

```
W=WByh * h;
```

```
CeX_05 = 0.01*10^-12 : 0.01*10^-12 : Ce1_ByW1_96_05 ;
for i = 1: length(CeX_05)
    ge1(i) = (exp(log(CeX_05(i)/(12*W1*exp(ke1_05)))/me1_05))*W1;
end
CeX = 0.01*10^-12 : 0.01*10^-12 : 200*10^-12;
for i = length(CeX_05): length(CeX)
    ge1(i) = (exp(log(CeX(i)/(12*W1*exp(ke1)))/me1))*W1;
end
CoX = 200*10^-12:-0.01*10^-12:0.01*10^-12;
for k =1:length(CoX)
    go1(k) = (exp(log(CoX(k)/(12*W1*exp(ko1)))/mo1))*W1;
end
```

```
for j =1:length(CeX)
    m= 20001-j;
    diff(j) = abs(ge1(j)-go1(m));
```

```
end
```

```
R1 = ge1(find(diff==min(diff)))/W1 ;
```

```
end
```

ANNEXE C :

PROGRAMME MATLAB DE SIMULATION LINÉAIRE DU
RÉSONATEUR

```

c_Light = 3*10^8;
t=0.035*10^-3;
tan_delta1=0.13;
tan_delta2=0.02;
sigma=5.813*10^7;
dByh = 5;
h = 1.6*10^-3;
er_s = 4.3;
er_d = 78;
f01 = 4*10^9;
f02 = 2*10^9;

WByh_Res = 0.5;
WByh_Feed = 1.976;
W_Res = WByh_Res*h;
W_Feed = WByh_Feed*h;
[gByW_Res,gByW_Feed] = gByW_OPT (WByh_Res,WByh_Feed,h);

Eeff_Feed = Eeff( WByh_Feed,dByh,h,er_s,1 );
Eeff_Res = Eeff( WByh_Res,dByh,h,er_s,1 );
Eeff_SUT = Eeff( WByh_Res,dByh,h,er_s,er_d );

Zc_Res = Zc( WByh_Res,dByh,h,er_s,er_d );
Zc_Res0 = Zc( WByh_Res,dByh,h,er_s,1 );
Zc_Feed = Zc( WByh_Feed,dByh,h,er_s,1 );
Cp_Res = Cp( gByW_Res,WByh_Res,W_Res,er_s );
Cp_Feed = Cp( gByW_Feed,WByh_Res,W_Feed,er_s );
Cg_Feed = Cg( gByW_Feed,WByh_Feed,W_Feed,er_s );
Cg_Res = Cg( gByW_Res,WByh_Res,W_Res,er_s );
Cg_Tot = 1/(1/(2*Cg_Feed)+1/(2*Cg_Res));

leo_Res = leo(WByh_Res,h,Eeff_SUT);
leg_Res = leg(Zc_Res,Eeff_SUT,Cp_Res,Cg_Res);
l_Res1 = c_Light/(2*f01*sqrt(Eeff_Res))- (leo_Res+leg_Res);
l_Res2 = c_Light/(2*f02*sqrt(Eeff_Res))- (leo_Res+leg_Res);

f = 0.1*10^9:0.1*10^9:10*10^9;
W = 2*pi*f;

for i = 1:length(f)

alpha_Res(i)=alpha(f(i),WByh_Res,dByh,h,er_s,er_d,t,tan_delta1,tan_delta2,sigma);
Beta(i) = W(i)*sqrt(Eeff_SUT)/c_Light ;

Zin_Res1_Lossy(i) =
Zc_Res*(1+li*alpha_Res(i))*l_Res1*(pi*(f(i))*sqrt(Eeff_SUT))-

```

```

f01*sqrt(Eeff_Res))/(f01*sqrt(Eeff_Res)))/(alpha_Res(i)*l_Res1+li*(pi*(f(i)
)*sqrt(Eeff_SUT)-f01*sqrt(Eeff_Res))/(f01*sqrt(Eeff_Res))));
Zin_Res2_Lossy(i) =
Zc_Res*(1+li*alpha_Res(i)*l_Res2*(pi*(f(i)*sqrt(Eeff_SUT)-
f02*sqrt(Eeff_Res))/(f02*sqrt(Eeff_Res)))/(alpha_Res(i)*l_Res2+li*(pi*(f(i)
)*sqrt(Eeff_SUT)-f02*sqrt(Eeff_Res))/(f02*sqrt(Eeff_Res))));
Z_Tot1_Lossy(i)= 1/(1/(1/(1/(Zin_Res1_Lossy(i))+li*Cp_Res*W(i))+
1/(li*Cg_Tot*W(i)))+li*Cp_Feed*W(i));
Z_Tot2_Lossy(i)= 1/(1/(1/(1/(Zin_Res2_Lossy(i))+li*Cp_Res*W(i))+
1/(li*Cg_Tot*W(i)))+li*Cp_Feed*W(i));

Zin_Res1(i) = Zc_Res*coth((alpha_Res(i)+li*Beta(i))*l_Res1) ;
Zin_Res2(i) = Zc_Res*coth((alpha_Res(i)+li*Beta(i))*l_Res2) ;
Z_Tot1(i)= 1/(1/(1/(1/(Zin_Res1(i))+li*Cp_Res*W(i))+
1/(li*Cg_Tot*W(i)))+li*Cp_Feed*W(i));
Z_Tot2(i)= 1/(1/(1/(1/(Zin_Res2(i))+li*Cp_Res*W(i))+
1/(li*Cg_Tot*W(i)))+li*Cp_Feed*W(i));

gama_L1_Lossy(i)= mag2db(abs((Z_Tot1_Lossy(i)-50)/(Z_Tot1_Lossy(i)+50)));
gama_Res1_Lossy(i)=mag2db( abs((Zin_Res1_Lossy(i)-
50)/(Zin_Res1_Lossy(i)+50)));
gama_L2_Lossy(i)= mag2db(abs((Z_Tot2_Lossy(i)-50)/(Z_Tot2_Lossy(i)+50)));
gama_Res2_Lossy(i)=mag2db( abs((Zin_Res2_Lossy(i)-
50)/(Zin_Res2_Lossy(i)+50)));

gama_L1(i)= mag2db(abs((Z_Tot1(i)-50)/(Z_Tot1(i)+50)));
gama_Res1(i)=mag2db( abs((Zin_Res1(i)-50)/(Zin_Res1(i)+50)));
gama_L2(i)= mag2db(abs((Z_Tot2(i)-50)/(Z_Tot2(i)+50)));
gama_Res2(i)=mag2db( abs((Zin_Res2(i)-50)/(Zin_Res2(i)+50)));

```

end