
Soumis le : 18 Août 2010

Forme révisée acceptée le : 25 Février 2011

Email de l'auteur correspondant :

s_mekerta@yahoo.fr

Modélisation électromagnétique de structures microondes planaires à résonateurs diélectriques, application au filtrage microonde

Samih Mekerta

Université des Sciences et de la Technologie ,département d'électronique,USTO , Bp 1505,Oran El Mnaouar,Algérie

Resumé

Aux fréquences microondes, en tant que résonateurs des pastilles diélectriques sont utilisées et les guides d'ondes métalliques classiques ont été remplacés par des lignes microrubans. Nous procédons dans cet article à l'étude complète d'un filtre, en éléments localisés puis en éléments repartis associé à des résonateurs diélectriques cylindriques fonctionnant en mode TE_{018} . Une première partie théorique nécessitant un certain nombre de calculs est suivie d'une modélisation par éléments finis validant les résultats de l'analyse théorique. Ces résultats sont utilisés pour dimensionner un dispositif expérimental en technologie microruban. Des mesures ont permis de valider la conception théorique pour la réalisation d'un filtre coupe-bande en bande X.

Mots clés: Eléments répartis ; filtre microonde ; résonateur diélectrique ; microruban ; méthode des éléments finis ;modélisation.

1. Introduction

Un résonateur diélectrique est caractérisé par une permittivité diélectrique élevée, des pertes diélectriques assez faibles ou un facteur de qualité élevé, et une stabilité thermique autour de la fréquence de résonance.

Des compositions de type $Ba_2Ti_9O_{20}$ (BT-9) sont actuellement toujours utilisées pour fabriquer des résonateurs diélectriques. La permittivité relative est de l'ordre de 40, le coefficient de température τ_f de 2 (ppm/deg) pour des fréquences de la bande X ; Pour des fréquences plus élevées entre 15 et 25 GHz des compositions de type MCT $Mg_{9,95}Ca_{0,05}TiO_3$ ayant une permittivité relative comprise entre 20 et 23 sont plus appropriées [1][2].

2. Le résonateur

Les résonateurs diélectriques sont des pastilles céramiques polycristallines nues ou métallisées, utilisées comme circuits résonants de base pour la réalisation de filtres et oscillateurs aux fréquences micro-ondes.

Utilisés comme filtres, ils permettent la sélection d'une bande de fréquence et peuvent servir au multiplexage des fréquences comme dans les stations de base de radiotéléphonie ou la séparation des voies

d'émission et réception des téléphones portables. Ces dispositifs sont utilisés dans les applications GSM (Global System Mobile) UMTS (Universal Module Telecommunication System) et GPS (Global Positioning System) [2].

La représentation électrique d'un résonateur diélectrique fonctionnant sur un mode donné à une fréquence donnée, est un circuit R, L, C série ou parallèle. En effet, même si un résonateur électromagnétique présente dans ses conditions normales d'utilisation différentes fréquences de résonance correspondant à autant de modes propres une première approximation consiste à négliger l'effet d'une résonance sur l'autre en considérant les fréquences de résonance suffisamment éloignées. De cette manière un résonateur peut être caractérisé au voisinage d'une fréquence par un seul circuit résonnant. Nous choisissons une représentation série. Les résonateurs diélectriques non métallisés sont logés dans des boîtiers métalliques ; différentes voies de propagation de l'onde peuvent être envisagées, mais celles qui concentrent l'énergie dans le volume du résonateur seront privilégiées. Dans le cas d'un filtre coupe-bande c'est une ligne microruban qui achemine l'onde quasi TEM à proximité du résonateur diélectrique. Les dimensions d'un résonateur sont également liées au matériau utilisé par le biais de la permittivité relative et à son utilisation par celui de la fréquence. Il est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde dans le résonateur.

Aux fréquences inférieures à 20 GHz, des modes à bas degré comme $TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$ ont trouvé leurs applications comme éléments oscillants, filtres et jonctions à grande puissance. A 30 GHz, le diamètre d'un résonateur de permittivité relative 9 comme le saphir est d'environ 3mm. On utilise alors, avec des résonateurs cylindriques, des modes d'ordre supérieur au mode fondamental $TE_{01\delta}$, dits de galerie, parce que l'énergie est confinée à la périphérie du résonateur. Ils sont notés WGM_{nml} (whispering gallery mode) ; les indices n, m, l représentent des longueurs d'onde (et non des demi longueurs d'onde comme pour les modes $TE_{01\delta}$ et $TM_{01\delta}$ [2].

Ainsi un résonateur diélectrique cylindrique de mode $TE_{01\delta}$ de fréquence de résonance 6 GHz de permittivité relative 36 est de diamètre 10 mm et de hauteur 5,1mm.

Rappelons que la permittivité est liée à la fréquence de résonance et aux dimensions géométriques du résonateur par l'équation approximative suivante:

$$f_0 \approx \frac{c}{D\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

Où c désigne la vitesse de la lumière dans le vide, D diamètre du résonateur, ϵ_r la permittivité relative du résonateur. Par conséquent, plus la permittivité est élevée plus les dimensions du résonateur sont réduites pour une fréquence de résonance déterminée. L'épaisseur $h = 1/3 D$ [2].

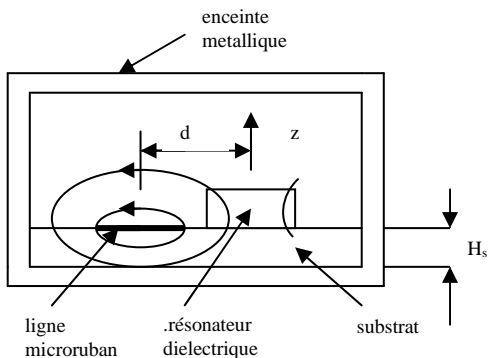


Fig. 1. Le résonateur diélectrique couplé à une ligne microruban

Le résonateur diélectrique et son blindage métallique dans lequel il est disposé constituent une cavité qui peut être utilisée pour agir sur une ligne de

transmission en filtrant une fréquence ou une bande de fréquences en filtre coupe-bande. Le résonateur diélectrique fonctionnant sur le mode $TE_{01\delta}$ est déposé sur le substrat et couplé à une ligne microruban de telle façon que ses lignes de champs magnétiques entourent celles de la ligne (Fig.1) , [3][4].

La fréquence de résonance est déterminée par les dimensions du résonateur et sa permittivité mais également son environnement, dans la mesure où les champs ne sont pas limités au matériau. Ce couplage se fait par champs magnétiques. les lignes de champ magnétiques du résonateur déposé sur le plan du substrat entourent celles de la ligne microruban.

3. Filtre en éléments localisés

Nous déterminons dans une première partie le filtre en éléments localisés [5]. Le résonateur diélectrique est représenté par un circuit résonant série L_r, C_r, R_r . La ligne est représentée en basse fréquence par un circuit R_l, L_l, C_l série.

Le circuit équivalent du résonateur couplé à la ligne est analysé en éléments localisés comme le montre la figure 2. Le couplage entre le résonateur diélectrique de mode $TE_{01\delta}$ et la ligne microruban est représenté dans le schéma équivalent en éléments localisés par une inductance mutuelle L_m .

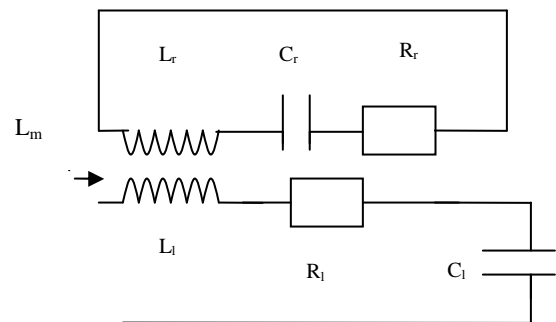


Fig. 2. Le résonateur avec son couplage par un circuit basse fréquence

Après quelques transformations le circuit de la figure 2 peut être mis sous la forme du circuit équivalent de la figure 3 [6].

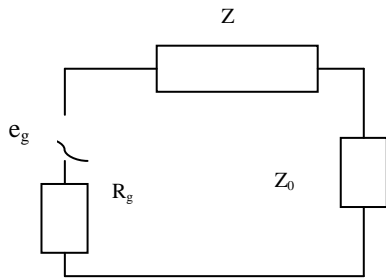


Fig. 3. Circuit en éléments localisés du résonateur couplé à la ligne microruban

W et M sont l'énergie stockée et le moment magnétique dipolaire du mode TE_{018} du résonateur diélectrique. H le champ magnétique calculé en n'importe quel point de l'enceinte métallique produit par le courant I de la ligne microruban et des plans de masse supérieur et inférieur.

Dans cette nouvelle représentation Z vérifie l'équation suivante :

$$Z = \frac{\omega_0 L_m^2}{L_r \left(\frac{1}{Q_0} + j \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \right)} \quad (2)$$

Avec

$$L_m^2 = (\mu_0 M)^2 \frac{L_r}{2W} K^2 \quad (3)$$

K est le rapport du champ magnétique H au courant I calculé à une distance d de la ligne.

$$K = \left(\frac{H}{I} \right) \quad (4)$$

Q_0 est le facteur de qualité à vide du résonateur diélectrique placé sur le substrat.

On peut noter que lorsque $\Delta\omega = 0$ ($\omega = \omega_0$) le couplage caractérisé par le facteur de qualité extérieur Q_e est :

$$Q_e = \frac{R_{ext} L_r}{\omega_0 L_m^2} \quad (5)$$

R_{ext} symbolise la résistance interne du générateur et l'impédance de charge de la ligne (figure 4).

$$R_{ext} = (R_g + Z_0) = 2Z_0 \quad (6)$$

Z_0 , impédance caractéristique.

Tenant compte de cette dernière équation en considérant les équations (2), (3), (4) et (5), nous obtenons :

$$Q_e = \frac{4Z_0 W}{\omega_0 \mu_0^2 M^2 K^2} \quad (7)$$

4. Calcul du coefficient de qualité extérieur

Le champ électrique est calculé en n'importe quel point de la structure en résolvant l'équation de propagation exprimée en coordonnées cylindriques par la méthode des éléments finis, en tenant compte des conditions de continuité aux interfaces diélectriques air et des conditions aux limites sur les blindages métalliques. La résolution du système linéaire obtenu permet de déterminer la fréquence de résonance et les champs électromagnétiques en tout point de la structure [6].

$$W = \frac{1}{2} \epsilon_0 \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{E}^* dV \quad (8)$$

$$M = j\omega \epsilon_0 \epsilon_i \int_V \mathbf{R} \wedge \mathbf{E} dV \quad (9)$$

ϵ_i est la constante diélectrique relative du milieu, $\epsilon_i = \epsilon_r, \epsilon_a, \epsilon_s$, respectivement résonateur, air et substrat. \mathbf{R} est le vecteur reliant l'axe de symétrie de la structure (le milieu de la ligne) au point où l'on détermine les champs à l'intérieur de l'enceinte métallique.

Après avoir calculé par la méthode des éléments finis les champs électromagnétiques au centre du résonateur en fonction de la distance ligne-résonateur et les valeurs du moment dipolaire M et de l'énergie emmagasinée W , nous obtenons le coefficient de qualité extérieur Q_e [6].

5. Filtre coupe-bande à éléments répartis

Le résonateur diélectrique couplé à la ligne microruban est donc équivalent à un circuit résonant placé en série avec la ligne. C'est un élément localisé d'impédance normalisée Z_n . θ est la longueur électrique de la ligne de part et d'autre de Z_n (fig.4).

Les paramètres S_{ij} de la matrice de dispersion de ce système sont donnés par les équations (10) et (11).

$$S_{11} = \frac{Z_n}{Z_n + 2} e^{-2j\theta} \quad (10)$$

$$S_{12} = \frac{2}{Z_n + 2} e^{-2j\theta} \quad (11)$$

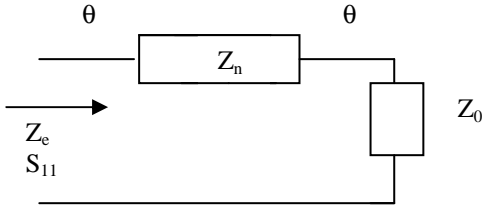


Fig.4.Circuit equivalent

Par application de la transformation de fréquence de P. I. Richard [6] dans laquelle ω_0 est la pulsation de résonance du résonateur, pulsation à laquelle la longueur de la ligne est égale au quart de longueur d'onde, ω la pulsation réelle dans le domaine microonde et Ω la pulsation du filtre à constantes localisées passe-bas correspondant nous obtenons le prototype passe-bas du filtre coupe-bande que nous voulons réaliser.

$$P = j\Omega = jtg \frac{\pi\omega}{2\omega_0} \quad (12)$$

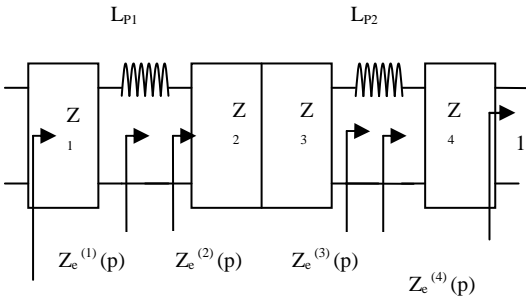
Z_e (p)

Fig.5. Schéma de synthèse du filtre

Le prototype passe-bas contient six éléments (figure 5), quatre éléments unitaires de longueur $\lambda/4$ et deux inductances L_{p1} et L_{p2} données par les équations (13) et (14).

$$L_{p1} = \frac{\pi}{4} \frac{\mu_0^2 \omega_0 M^2}{2\bar{W}} K_1^2 \quad (13)$$

Avec

$$L_{p1} = \frac{\pi}{4} L_1 \omega_0 \quad \text{Et} \quad L_1 = \frac{\mu_0^2 M^2}{2\bar{W}} K_1^2$$

De la même manière :

$$L_{p2} = \frac{\pi}{4} \frac{\mu_0^2 \omega_0 M^2}{2\bar{W}} K_2^2 \quad (14)$$

Avec

$$L_{p2} = \frac{\pi}{4} L_2 \omega_0 \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{\mu_0^2 M^2}{2\bar{W}} K_2^2$$

La fonction de transfert du filtre coupe-bande que nous voulons réaliser présente une amplitude du type Tchebyscheff de la forme de l'équation (15) [7] [5]:

$$|t(p)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 H^2(p)} \quad (15)$$

Sachant que la fonction de transfert d'un quadripôle est donnée d'une manière général par l'équation (16), il reste à déterminer le rapport $|S_{11}|^2 / |S_{21}|^2$.

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + (|S_{11}|^2 / |S_{21}|^2)} \quad (16)$$

La matrice d'onde reliant les ondes incidentes et réfléchies à l'entrée d'un quadripôle à celles de la sortie, l'équation (16) peut se mettre sous la forme de l'équation (17).

$$|S_{21}|^2 = \frac{1}{1 + |C_{12}|^2} \quad (17)$$

Si l'on dispose en cascade m résonateurs et n éléments unitaires et en faisant apparaître la fréquence du filtre en tant que donnée, $|C_{12}(p)|^2$ prend la forme suivante :

$$|C_{12}(p)|^2 = \left(\frac{-p^2}{-p_c^2} \right)^{m+n} \left(\frac{1-p_c^2}{1-p^2} \right)^n R'_{m+n} \left(\frac{p_c^2}{-p^2} \right) \sum_{i=0}^{m+n} \frac{(-p_c^2)^{m+n-i}}{(1-p_c^2)^n} q_i \quad (18)$$

Avec $p_c = j\Omega_c$ Où R'_{m+n} est un nouveau polynôme de degré $(m+n)$ dela variable $\left(\frac{p_c^2}{p^2} \right)$.

$$R'_{m+n} \left(\frac{-p_c^2}{-p^2} \right) = \sum_{i=0}^{m+n} q_i \left(\frac{-p_c^2}{-p^2} \right)^i \quad (19)$$

Le coefficient $q_i \left(\frac{-p_c^2}{-p^2} \right)$ vérifie :

$$q_i = \frac{(-p_c^2)^{m+n-i}}{(1-p_c^2)^n} q_i \quad (20)$$

 q_i sont les termes du polynôme R'_{m+n} de degré $(m+n)$

$$R'_{m+n} \left(-\frac{1}{p^2} \right) = \sum_{i=0}^{m+n} q_i \left(-\frac{1}{p^2} \right)^i$$

En identifiant les équations (15) et (17) et en considérant l'équation (18) on conclut qu'il faut trouver les polynômes $R_{m+n}'(\frac{p^2}{p^2})$ qui puissent donner au carré de

la fonction de transfert $|t(p)|^2$ l'ondulation $\frac{\epsilon^2}{1+\epsilon^2}$.

On impose comme condition que les pôles de $H^2(p)$ soient identiques à ceux de $|C_{12}^2|$ pour un filtre passe-bas composé de (m+n) éléments dont m résonateurs diélectriques et n éléments unitaires (Fig.5). Nous introduisons les polynômes de Tchebyscheff de degrés m = 2 et n = 4 de première et deuxième espèce.

6. Paramètres du filtre coupe-bande

Pour déterminer les paramètres du filtre coupe-bande de Tchebyscheff il est nécessaire de calculer les valeurs des éléments du schéma équivalent qui satisfont à une fonction de transfert de bande passante à 0.2 dB de 20 MHz à une fréquence centrale de 6 GHz. Nous déterminons à partir des équations (21) et (23) la fréquence de coupure du prototype passe-bas Ω_c , et le paramètre ϵ .

$$\Omega_c = \frac{2\omega_0}{\pi(\omega_0 - \omega)} = \frac{4}{B\pi} \quad (21)$$

$$B = \frac{\Delta\omega_c}{\omega_0} \quad (22)$$

$$10 \log_{10}(1 + \epsilon^2) = 0,2dB \quad (23)$$

$$\Omega_c = 381,19 \text{ et } \epsilon = 0,2171 \quad (24)$$

A partir des équations (15), (21), (23), (25) et (26) nous déduisons $H(p)$:

$$H(p) = \frac{p^2}{(1-p^2)^2} (0,1208810^3 p^4 + 4p^2 + 4) \quad (25)$$

L'amplitude correspondante est donnée par l'équation (26).

$$|t(p)|^2 = \frac{(1-p^2)^4}{D} \quad (26)$$

Avec

$$D = (1-p^2)^4 + p^4(0,0262410^3 p^4 + 0,8684p^2 + 0,8684)^2$$

Par application de la méthode de Newton Raphson [6], on détermine $\rho(p)$ donné par l'équation (27), et on déduit l'expression de l'impédance à l'entrée du quadripôle $Z_e(p)$ déduite de l'équation (28).

$$|\rho(p)|^2 = |S_{11}(p)|^2 = 1 - |S_{21}(p)|^2 \quad (27)$$

$$Z_e(p) = \frac{1 + \rho(p)}{1 - \rho(p)} \quad (28)$$

A partir de l'impédance d'entrée $Z_e(p)$ nous pouvons déduire les différents éléments du prototype passe-bas par application du théorème de P.I.Richards [6] on évalue successivement Z_e , $Z_e^{(1)}$, $Z_e^{(2)}$, $Z_e^{(3)}$, $Z_e^{(4)}$.

Nous obtenons :

$$Z_e^{(1)}(p) = L_{p1}p + Z_e^{(2)}(p) \quad (29)$$

$$Z_{1n} = Z_{4n} = 0,81 \quad (30)$$

$$Z_e^{(3)}(p) = L_{p2}p + Z_e^{(4)}(p) \quad (31)$$

$$Z_{2n} = Z_{3n} = 1,198 \quad (32)$$

Après avoir déterminé les inductances L_{p1} et L_{p2} , nous déduisons tenant compte des équations (33), (34) et (37) le facteur de qualité extérieur à réaliser pour obtenir les caractéristiques du filtre coupe-bande.

$$L_{p1} = 0,71 \cdot 10^{-2} \text{ et } L_{p2} = 0,49 \cdot 10^{-2} \quad (33)$$

$$Z_1 = 41 \Omega \text{ et } Z_2 = 60 \Omega \quad (34)$$

$$L_{p1} = \frac{Z_e^1(p) - Z_e^2(p)}{p} = \frac{\mu_0^2 M^2 \pi \omega_0^2}{8W} K_1^2 \quad (35)$$

$$L_{p2} = \frac{Z_e^3(p) - Z_e^4(p)}{p} = \frac{\mu_0^2 M^2 \pi \omega_0^2}{8W} K_2^2 \quad (36)$$

$$Q_e = \frac{\pi}{(L_{p1} + L_{p2})} \quad (37)$$

La valeur de $Q_e = 262$.

Un tel filtre est alors réalisé. Les éléments unitaires sont représentés par des lignes quart d'onde, les résonateurs diélectriques sont placés entre deux éléments unitaires à des distances d_1 et d_2 telles que le coefficient de couplage avec la ligne vérifie :

$$Q_{e1} = 442 (d_1 = 5.2mm).$$

$$Q_{e2} = 641 (d_2 = 5,8\text{mm}).$$

7. Ligne en regard du résonateur diélectrique

Le couplage est supposé ponctuel, pour la réalisation du filtre il faut qu'il y ait en regard du résonateur diélectrique une ligne 50Ω dont on choisira la longueur égale à L_r .

$$L_r = \frac{2\delta Z_1 \left(\frac{Z_0^2}{Z_1^2} - 1 \right)}{Z_c \left(\frac{Z_c^2}{Z_1^2} - \frac{Z_1^2}{Z_c^2} \right)} \quad (38)$$

Pour éviter tout couplage entre les résonateurs il est indispensable de les séparer d'une distance au moins égale à $3\lambda/4$. Pour cela nous insérons entre les éléments unitaires 2 et 3 un tronçon de ligne quart d'onde d'impédance caractéristique 50Ω de longueur égale à $8,5 \text{ mm}$ (Fig. 6).

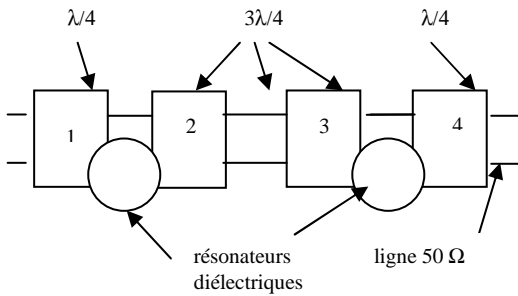


Fig.6. Filtre coupe-bande à éléments répartis

La longueur des éléments unitaires n'est pas exactement $\lambda/4$ mais $l = (\lambda/4) - \delta$

$$l = \frac{c}{4f_0\sqrt{\epsilon_{eff}}} - \delta \quad (39)$$

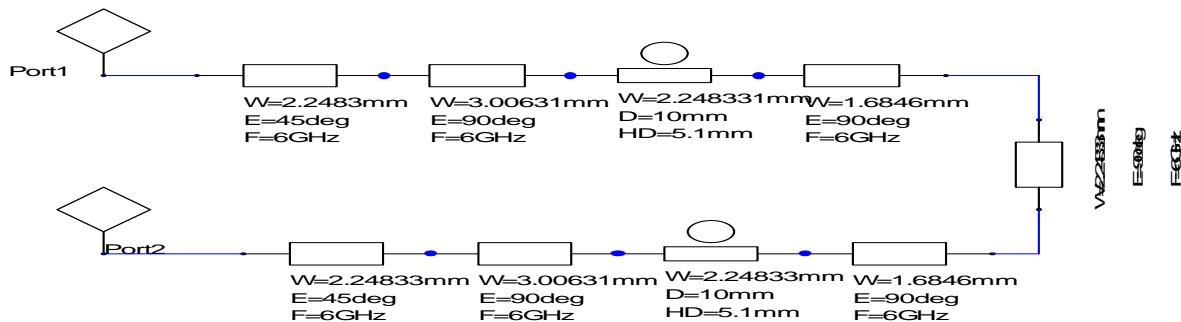


Fig.7. Schéma du filtre à éléments répartis sans tenir compte des discontinuités

ϵ_{eff} est la permittivité effective de la ligne en absence du résonateur diélectrique.

δ est choisi arbitrairement $\delta = 2 \text{ mm}$ sur un substrat rexolite. A partir de l'équation (38) :

$$L_{r1} = 1,961 \text{ mm}, L_{r2} = 1,967 \text{ mm}.$$

Pour terminer l'étude théorique, on dimensionne le filtre au moyen du calculateur TRL (Transmission Line) du Logiciel de calcul Ansoft [8][9] qui utilise la méthode des éléments finis.

Pour une hauteur de boîtier de 16 mm , substrat compris ($h_s = 0,8 \text{ mm}$), et un substrat de constante diélectrique relative $\epsilon_s = 2,54$ de tangente de l'angle de pertes de $3 \cdot 10^{-4}$ à une fréquence de 6 GHz on obtient les valeurs du tableau suivant :

Table 1

Dimensionnement du circuit

$Z(\Omega)$	ϵ_{eff}	W(mm)	$\lambda(\text{mm})$	l(mm)
50	2,1367	2,2483	34	1,96
41	2,1823	3,0063	34	6,5
60	2,0939	1,6846	34,4	6,6

8. Simulation

8.1. Schéma simulé sous Ansoft en ne tenant pas compte des discontinuités

Nous réalisons une simulation du filtre coupe-bande à éléments repartis en reprenant les mêmes valeurs d'impédances que celles utilisées pour le calcul théorique au moyen du logiciel de simulation Ansoft [8][9].

C'est un modèle théorique, les courbes des paramètres S_{11} et S_{21} du système modélisé dans le schéma de la figure 7 sont représentées sur la figure 8, on voit donc bien apparaître un comportement adéquat dans la bande de fréquence que l'on souhaite et des niveaux faibles aux différentes autres fréquences.

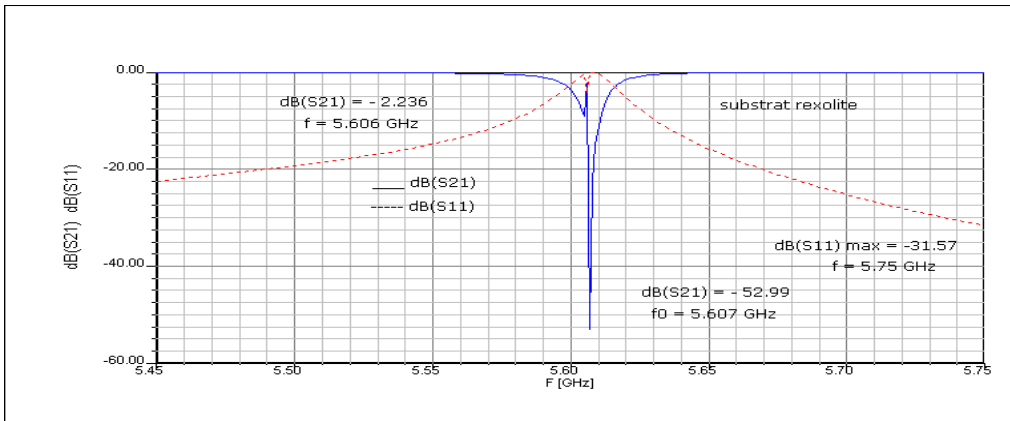


Fig.8. Caractéristiques S21et S11 du filtre coupe-bande sur substrat rexolite avec discontinuités

8.2. Schéma simulé sous Ansoft en tenant compte des discontinuités.

A un changement de largeur du ruban, il est en toute rigueur nécessaire d'introduire un composant de type MSTAPZ-Zlin (micro- strip tapered line, Z specified) du logiciel de simulation Ansoft modélisant les pertes dues à ces écarts de dimensions (figure 9).

On s'aperçoit que les discontinuités résonateurs-éléments quart d'ondes sont prépondérantes et doivent absolument être prises en compte. Les courbes du paramètre S₂₁, sans tenir compte des discontinuités et en tenant compte des discontinuités sont représentées sur la figure 10. Il est à noter que l'ensemble de ces discontinuités a une influence notable sur les résultats finaux.

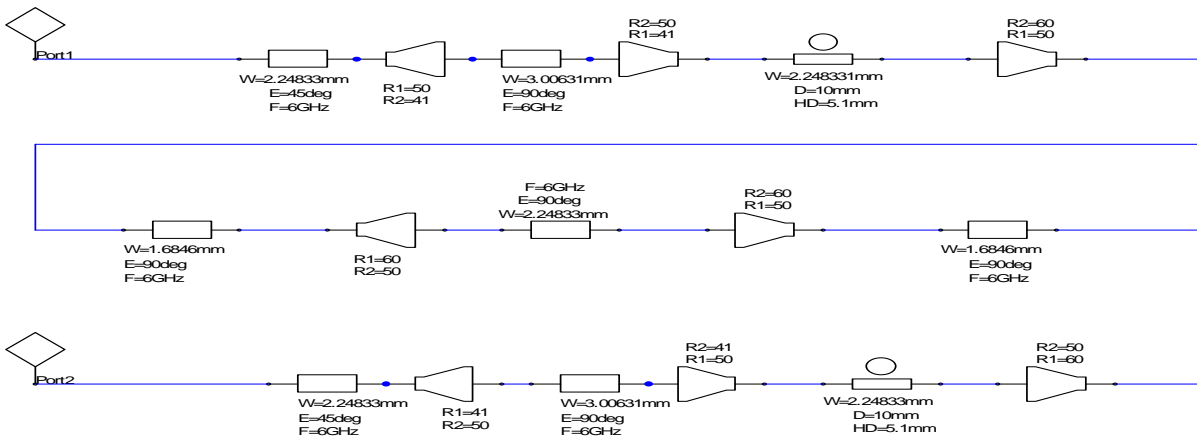


Fig.9. Schéma du filtre à éléments répartis en tenant compte des discontinuités

Les résultats de simulation nous donnent les paramètres S suivants :

Nous voyons que le S₂₁ = 0 sur toute la bande (5,5 GHz – 7,5 GHz) sauf autour de 6 GHz.

Notre essai est concluant : la transmission entre le port 1 et le port 2 s'effectue correctement avec un coefficient de transmission très faible en dehors de la bande d'arrêt.

Le diélectrique utilisé est de constante diélectrique ε_s = 2,54 (rexolite) de tangente de pertes diélectriques égale à 3 10⁻⁴, le conducteur est du cuivre de conductivité 5,8 10⁷ S/m.

La simulation du filtre a donné un facteur de qualité Q_{ex} = 280 pour une fréquence de résonance de 5,607 GHz et une atténuation maximale de 45,38 dB. Les pertes d'insertion sont de 0,2 dB (fig.11).

Le rapport d'onde stationnaire (ROS) à l'entrée du filtre est au maximum égal à 1,4 en dehors de la bande d'arrêt après avoir éliminé les discontinuités. Ce rapport est plus faible de l'ordre de 1,2 avec les discontinuités cependant il apparaît une distorsion importante aux alentours de 5,606 GHz qui est corrigée avec le schéma de la figure 9.

Afin de voir l'influence du substrat sur la fréquence de résonance du filtre nous avons fait

une simulation en modifiant la constante diélectrique relative.

Pour un substrat alumine de constante diélectrique $\epsilon_r = 9,8$ et une tangente de l'angle de pertes $2 \cdot 10^{-4}$ la simulation a donnée un facteur de qualité $Q_{ex} = 332$ pour une fréquence de résonance de 5,653 GHz et une atténuation maximale de 52,15 dB (Fig.12).

La hauteur du substrat a une grande influence sur la fréquence de résonance, elle est de 5,495 GHz pour une hauteur $H_s = 1,27$ mm sur un substrat réxolite, avec une atténuation maximale de 28,27 dB et un facteur de qualité $Q_{ex} = 219$, (Fig. 13).

L'atténuation maximale est fortement atténuée lorsque la hauteur du substrat augmente. Connaissant la tangente des pertes des matériaux, nous voyons bien l'influence sur le facteur de qualité et sur la fréquence de résonance.

Les caractéristiques de la simulation, théorique et expérimentale du filtre sont tracées sur la figure 14.

Sur la courbe expérimentale l'atténuation maximale obtenue à 5.61 GHz est de 41,85 dB. Elle est de 46 dB sur la courbe théorique autour de la même fréquence et de 45,38 dB sur la courbe simulée.

On peut noter une excellente corrélation entre les trois caractéristiques de plus la bande d'arrêt à 0,2 dB est respectée, elle est de 25 MHz, le niveau de la réflexion en dehors de la bande ne dépasse pas 21,23 dB. Le ROS en dehors de la bande d'arrêt de l'ordre de 1,4.

8.3. Amélioration de la réponse du filtre avec les résonateurs déposés sur une cale

Afin d'augmenter l'atténuation à la fréquence centrale du filtre, les résonateurs diélectriques seront placés sur une cale diélectrique de hauteur $H_c = 1,5$ mm, de permittivité relative $\epsilon_c = 2.2$. La fréquence de résonance est de 5,368 GHz et l'atténuation maximale de 122,78 dB. Le filtre est plus sélectif, son facteur de qualité est $Q_e = 420$ (Fig.15).

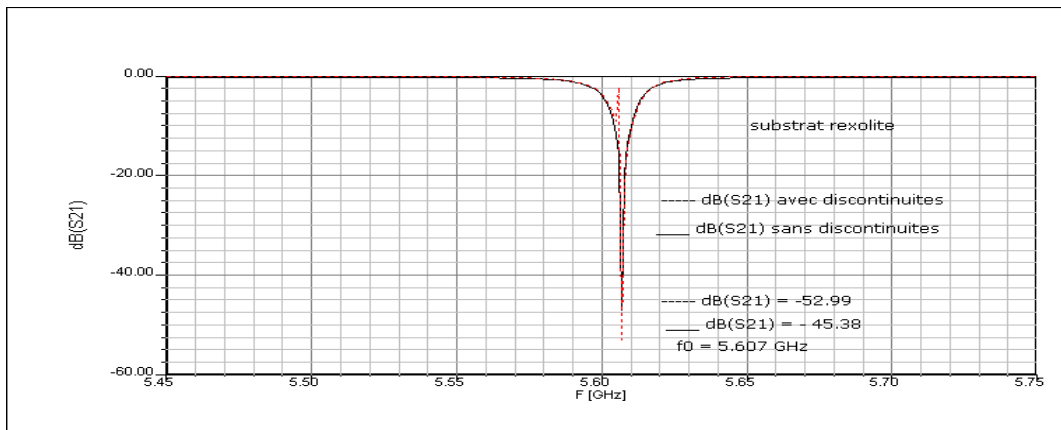


Fig. 10. Caractéristiques S21 du filtre coupe-bande sur substrat réxolite avec et sans discontinuités

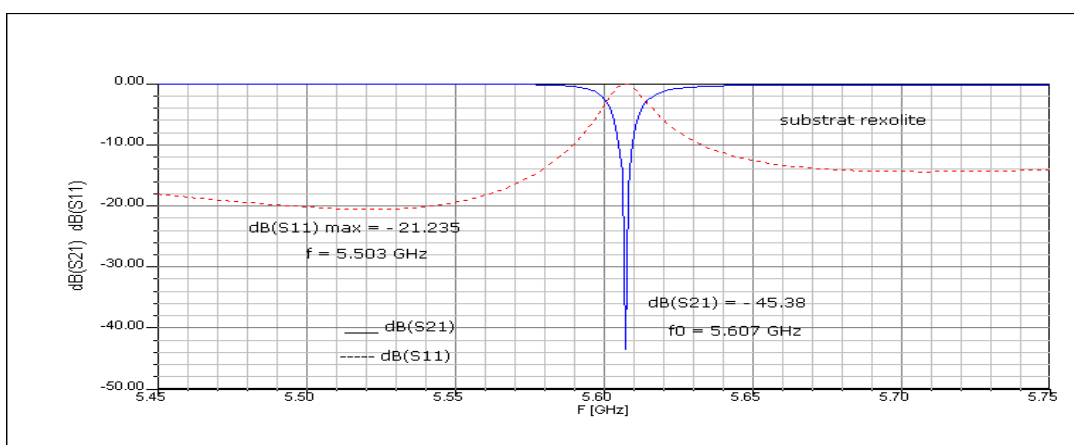


Fig. 11. Caractéristiques S21 et S11 du filtre coupe-bande simulé sur substrat réxolite sans discontinuités

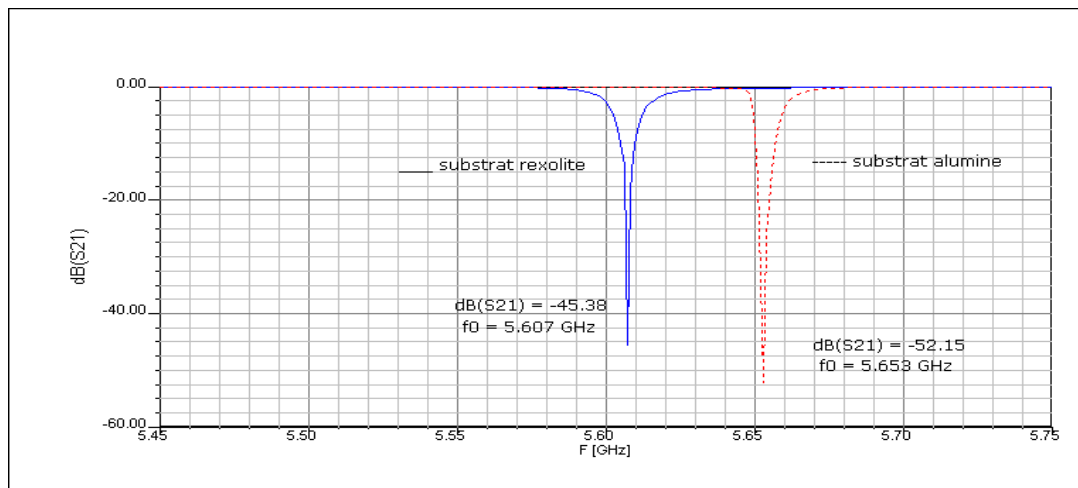


Fig. 12. Caractéristiques S21 du filtre coupe-bande sur substrats réxolite et alumine.

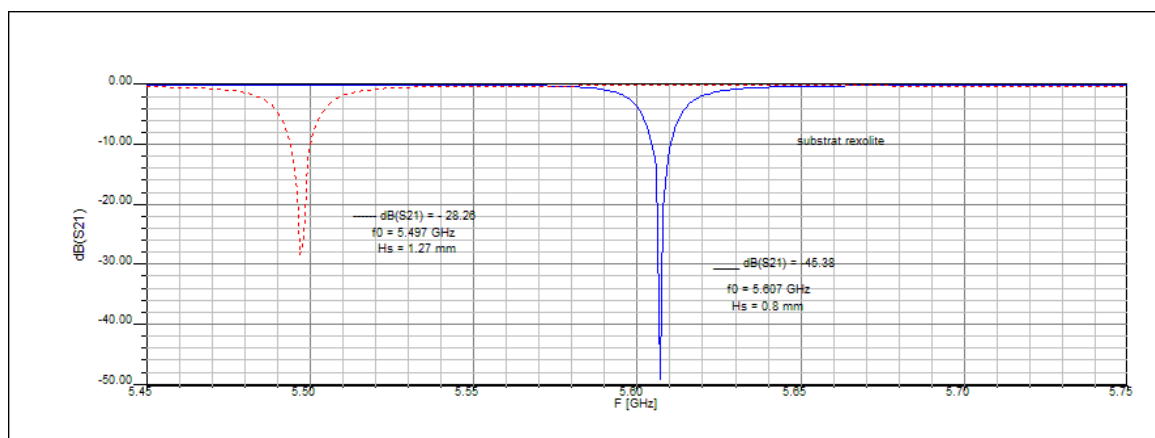


Fig. 13. Caractéristiques S21 du filtre coupe-bande sur substrat rexolite pour différentes hauteurs H_s du substrat

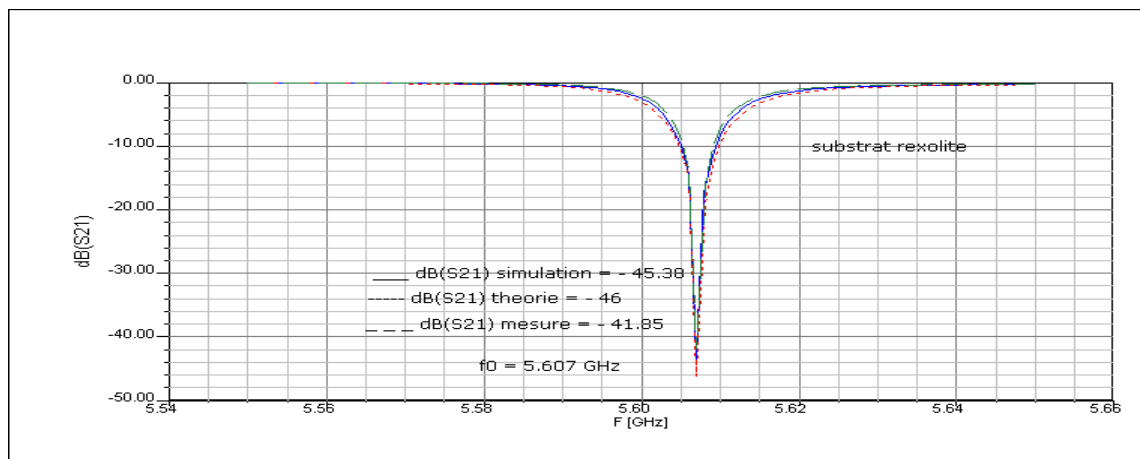


Fig. 14. Caractéristiques S21 théorique simulée et expérimentale du filtre

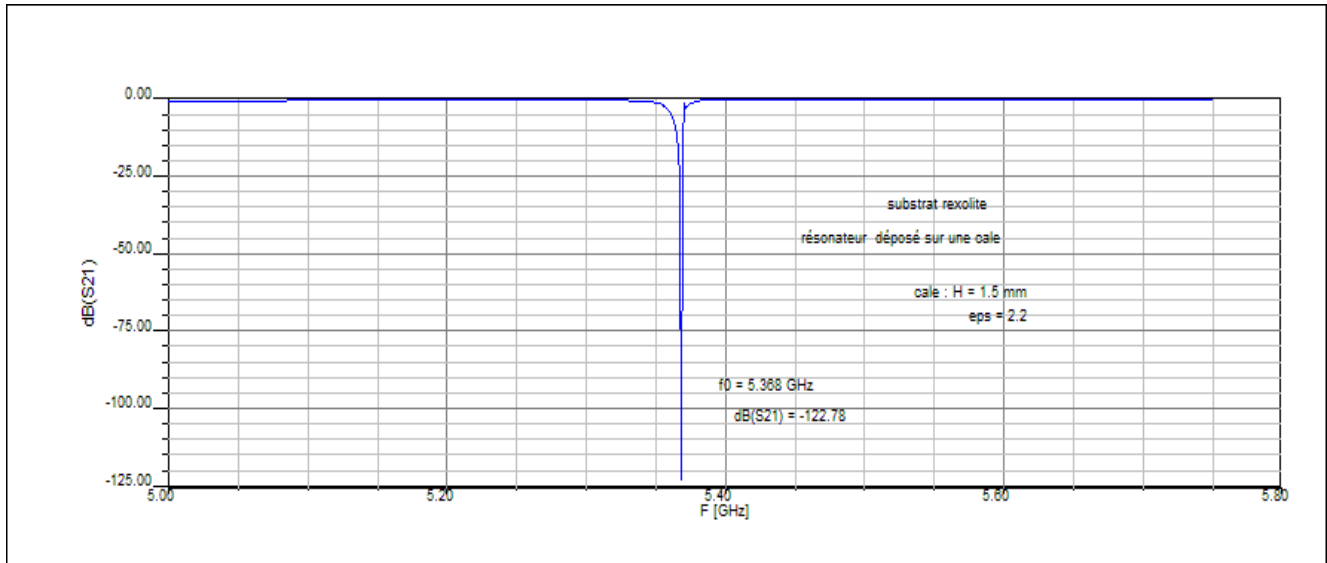


Fig.15. Caractéristique S21 du filtre avec résonateurs sur cale

9. Dispositif expérimental

La structure définitive du filtre est présentée sur la figure 16. Elle est réalisée sur une plaque diélectrique (rexolite ou alumine) cuivrée sur une face. Sur l'autre face a été tracé le conducteur permettant l'entrée de l'énergie. Cette plaque est placée dans un boîtier métallique (laiton) dont les plans supérieur et inférieur constituent les plans de masse. Les transitions avec l'extérieur sont assurées par des connecteurs RIM permettant la liaison de la structure vers les dispositifs d'excitation (générateur microonde) et de détection (analyseur de réseaux).

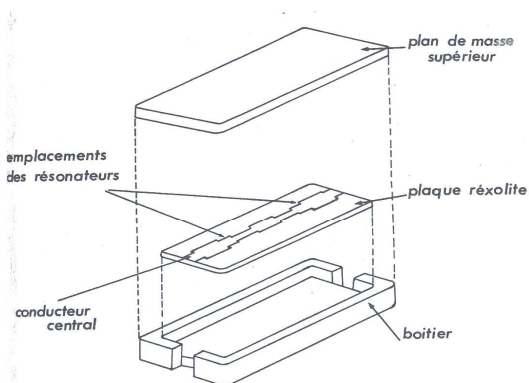
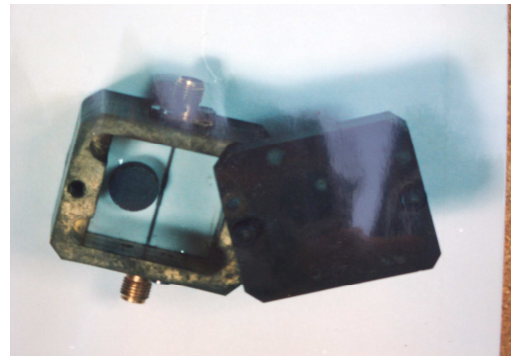


Fig.16. Schéma du boîtier du filtre à deux résonateurs

La figure 17 montre le boîtier sur lequel ont été effectuées les mesures du coefficient de qualité extérieur pour chaque résonateur pris séparément, en fonction de la distance ligne- résonateur.

Fig.17. Dispositif expérimental permettant de déterminer Q_e pour chaque résonateur en fonction de la distance ligne résonateur

10. Résultats et discussion

A l'issue de l'ensemble des simulations sur Ansoft, nous pouvons mettre en évidence trois points fondamentaux :

- L'importance du domaine de validité des approximations faites à partir des schémas équivalents entre éléments localisés et éléments répartis.
- Les difficultés à respecter en répartis le cahier des charges, sachant que les réponses idéales seront obtenues avec les résonateurs déposés sur une cale avec substrat de plus grande permittivité et de plus petite hauteur.
- Le problème des réponses harmoniques avec l'apparition des remontées parasites parfois gênantes pour un filtre coupe-bande en éléments répartis, dues aux sauts d'impédances non pris en compte par la théorie.

Finalement, il s'agit de trouver le meilleur compromis possible entre le respect du cahier des charges et les contraintes de réalisation.

Conclusion

Nous avons calculé le coefficient de qualité entre une micro-bande et un résonateur diélectrique. Nous avons réalisé une synthèse complète d'un filtre coupe-bande à deux résonateurs diélectriques.

La modélisation sous Ansoft a permis de prendre en compte les discontinuités dans la simulation. Cette analyse nous a permis de vérifier que la méthode de conception théorique qui ne prend pas en compte les discontinuités est suffisamment précise. La modélisation du filtre avec les résonateurs diélectriques déposés sur une cale donne une réponse idéale avec un coefficient de qualité plus élevé, une atténuation à la fréquence de résonance très grande, un ROS en dehors de la bande d'arrêt de 1,1 et des pertes d'insertion très faibles de l'ordre de 0,2 dB .

References

- [1] D.Kajfez and P.Guillon , 1986, Cds. Dielectric Resonators, Artech House Books .
- [2] Badev Alexandre , Nov. 2008, "Matériaux diélectriques à faibles Pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes". Thèse de doctorat université de Toulouse (France).
- [3] T.Battacharjee and X.Tu , July 1989, " Investigations on the EM Field coupling in dielectric resonators,IEEE Transactions on Magnetics,Vol. 25 , N°4, July 1989 pp. 2935-2937.
- [4] T.Itoh and R.S. Rukodas, "New Method for computing the resonant frequencies of dielectric resonators", IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol , MTT-31 Janv. 1977, pp. 52-54.
- [5] Jia – Shen G. Hong , M. J. Lancaster 2001, Microstrip Filters for RF/ Microwave Applications John Wiley.
- [6] P. Guillon , S. Mekerta , Y. Garault " Microstrip bandstop filter using a dielectric resonator". June 1981, IEE PROC Microwaves , Optics and Antennas, VOL.128, pt. H, N°3,pages 151-154.
- [7] D. M. Pozar , 2005, Microwave Engineering 3rded. John Wiley.
- [8] Ansoft Designer with Nexxim, version 2.2, 2005, Ansoft USA.
- [9] <http://www.ansoft.com/ansoftdesignersv/>