

Microsystème résonant, simulation et micro fabrication

Nour Eddine BOURZGUI (Nour.Bourzgui@IEMN.univ-lille1.fr)

Anthony TREIZEBRE (anthony.treizebre@iemn.univ-lille1.fr)

Université des Sciences et Technologies de Lille

Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologies – DHS

IEMN UMR CNRS 8520, Avenue Poincaré - B.P. 60069 - 59652 Villeneuve d'Ascq cedex

Résumé :

Nous présentons l'étude d'une microcavité résonante que nous dimensionnons dans la bande X, nous cherchons ensuite à optimiser les paramètres géométriques du couplage pour avoir un coefficient de qualité Q élevé. La microcavité est gravée dans un premier substrat et couplée à deux lignes de type microruban d'un deuxième substrat collé au premier. Nous réduisons ensuite les dimensions de la structure résonante pour la faire fonctionner dans la bande 140-220 GHz. Pour les accès de mesures dans ces gammes de fréquence, nous avons été amenés à développer également une transition coplanaire-microruban avec couplage électromagnétique. Le couplage entre la ligne et la cavité est étudié et optimisé à l'aide de simulations sous le Logiciel CST MICROWAVE STUDIO.

Nous présentons enfin une application permettant des mesures diélectriques sur des liquides.

1. Introduction :

Ce sujet de stage est proposé au Master 2 recherche. La première partie concerne la simulation électromagnétique 3D à l'aide du logiciel CST MICROWAVE STUDIO, la deuxième partie est consacrée à la microfabrication et assemblage du dispositif simulé en utilisant la technologie microélectronique classique et dans la troisième partie les mesures hyperfréquences sont effectuées puis analysées et comparées aux simulations.

Cette étude porte sur la conception et réalisation d'une microcavité résonante.

2. Structure générale de la cavité

Une cavité électromagnétique métallique est un volume vide ou rempli de diélectrique, délimité par des murs de type électrique (interface avec un conducteur). Les cavités peuvent, en principe, avoir des formes géométriques quelconques mais, en pratique, elles ont une forme cylindrique à section rectangulaire ou circulaire. Dans notre cas la cavité a une forme rectangulaire. On est amené à exciter la cavité à l'aide d'un champ électromagnétique, il peut alors s'y produire à l'intérieur des ondes stationnaires lorsque les conditions de résonance sont vérifiées. La cavité emmagasine alors une certaine quantité d'énergie électromagnétique (Fig.2).

La structure de propagation guidée des accès doit permettre un bon couplage avec la cavité pour avoir une quantité d'énergie électromagnétique maximale pénétrant dans celle-ci. La solution proposée est d'utiliser un premier substrat sur lequel est déposé deux lignes de type microruban placées vis-à-vis avec leur masse. Ensuite, deux fentes gravées dans le plan de masse et placées sous l'extrémité des lignes afin de coupler le champ électrique dans la cavité gravée dans un deuxième substrat complètement métallisé.

La cavité présentée sur la figure 1 est dimensionnée et calculée pour résonner dans la bande X autour de 10GHz avec un coefficient de qualité Q le plus élevé possible. Les paramètres géométriques et électriques de la cavité sont : deux substrats de silicium de permittivité égale

à 11,7 et d'angle de pertes ($\tan\delta$) égale à 0,001 et d'épaisseur 500 μm chacune. La cavité est gravée sur un premier substrat jusqu'à une profondeur d'environ 465 μm . Les métallisations en or ont une épaisseur de 2 μm . L'impédance caractéristique des lignes microruban est de 50 Ω . Leur métallisation à une épaisseur de 7,5 μm pour réduire au minimum les pertes métalliques. La distance entre les deux lignes microruban vis à vis est de 16mm. Les dimensions de la cavité sous le plan de masse sont : 32.354mm \times 16.354mm \times 0.465mm.

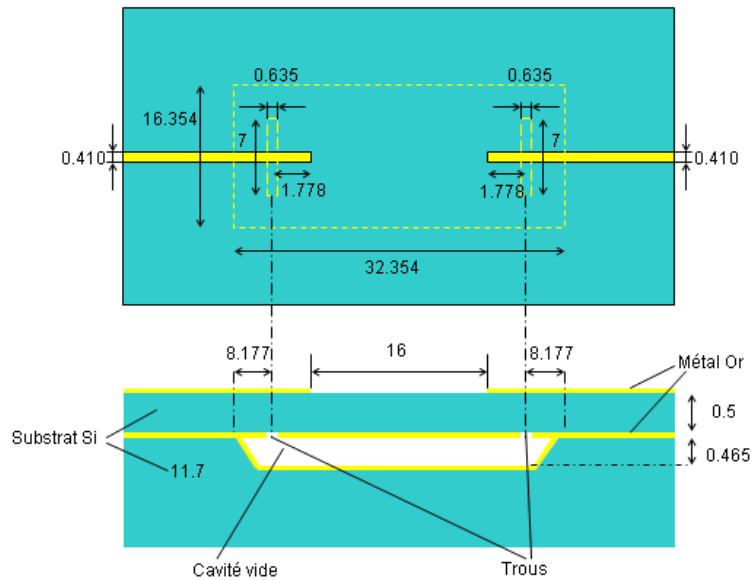


Figure 1 : paramètres géométriques de la cavité avec les lignes d'accès.

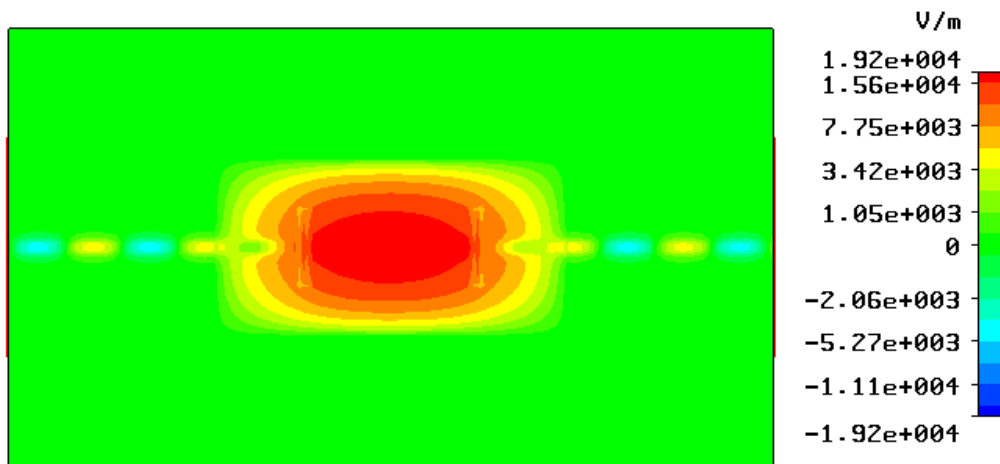


Figure 2 : simulation de la répartition du champ électrique dans la cavité

3. Calcul des modes résonants dans la cavité :

Les fréquences propres des modes résonants sont données par :

$$f_{mnp} = v \left[\left(\frac{m}{2a} \right)^2 + \left(\frac{n}{2b} \right)^2 + \left(\frac{p}{2l} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}$$

Où $a=16.354\text{mm}$, $b=0.465\text{mm}$, $l=32.354\text{mm}$, pour le mode fondamental TE(1,0,1) 'a>b' la fréquence de résonance $f_{101}=10.277\text{GHz}$, le calcul pour les autres modes résonants est donné sur le tableau 1.

modes TEMnp	
m,n,p	f_{mnp} (GHz) [simulation]
1 0 1	10.277 [10.18]
2 0 1	18.92 [18.94]
2 0 2	20.56
1 1 1	322.7
0 1 1	322.6

Tableau 1 : fréquence de résonance du mode fondamental et supérieur

Les résultats de simulation sous CST de la cavité pour les deux premières fréquences 10.18 et 18.94GHz sont en bon accord avec les calculs.

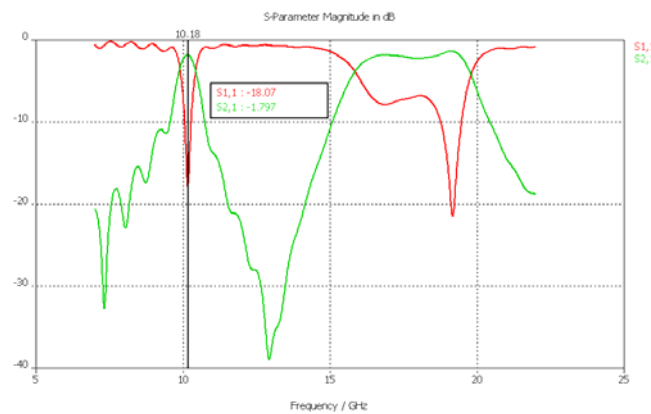


Figure 3 : les paramètres S_{11} et S_{21} simulés sous CST de la cavité

Le coefficient de qualité chargé est donné par : $Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}}$

Où $f_0= 10.192\text{GHz}$ est la fréquence de résonance du mode fondamental et $\Delta f_{-3dB} = 0.073\text{GHz}$ est la bande passante à -3dB.

Le coefficient de qualité extérieur Q_e , qui tient compte des couplages d'entrée et de sortie peut s'écrire en fonction de Q_l et S_{21} à la résonance comme suit :

$$S_{21}(dB) = 20 \log_{10} \left(\frac{Q_l}{Q_e} \right)$$

Par contre le coefficient de qualité à vide (Q_0) peut être déduit par la relation suivante :

$$\frac{1}{Q_l} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_e}$$

Le tableau 2 donne les différentes valeurs caractéristiques de la cavité.

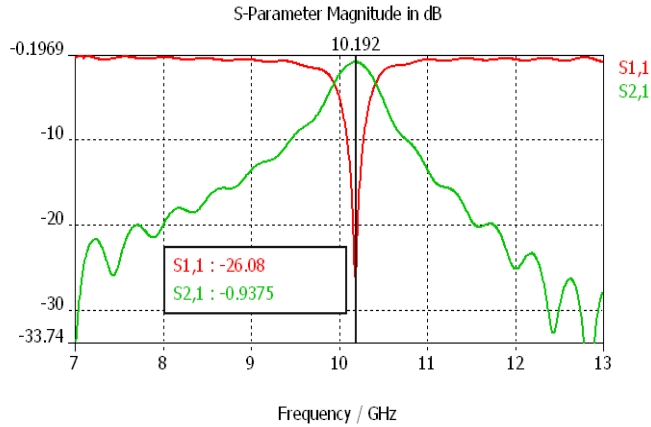


Figure 4 : résonance du mode fondamental

$f_0=10.192 \text{ GHz}$	$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} = 19.6$
$\Delta f_{-3dB} = 0.073 \text{ GHz}$	
$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - S_{21} } = 191.8$	

Tableau 2 : coefficient de qualité de la cavité simulée sous CST

4. transposition de la fréquence de résonance de la bande X à la bande G (140 – 220GHz)

Pour faire fonctionner la cavité à une fréquence de résonance dans la gamme 140-220GHz, nous avons réduit sa taille (figure 5). Notre objectif est d'atteindre la fréquence de résonance de 180GHz. Par contre, pour avoir des lignes microruban de 50Ω à cette fréquence, le substrat doit être mince d'épaisseur d'environ 20μm. Ceci n'est pas facile à réaliser avec un substrat en quartz à cause de sa fragilité, ni avec un substrat en silicium à cause des pertes diélectriques, par conséquent, nous avons choisi d'utiliser le BCB, en effet, le BCB présente l'avantage d'avoir des faibles pertes diélectriques et permet d'avoir des épaisseurs relativement faibles.

Les résultats de simulation électromagnétique 3D sont donnés sur la figure 6, le calcul des coefficients de qualité est présenté sur le tableau 3.

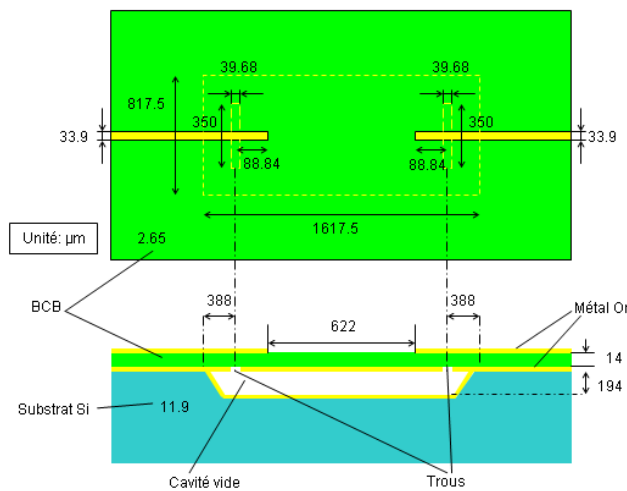


Figure 5 : microcavité résonante dans la bande G

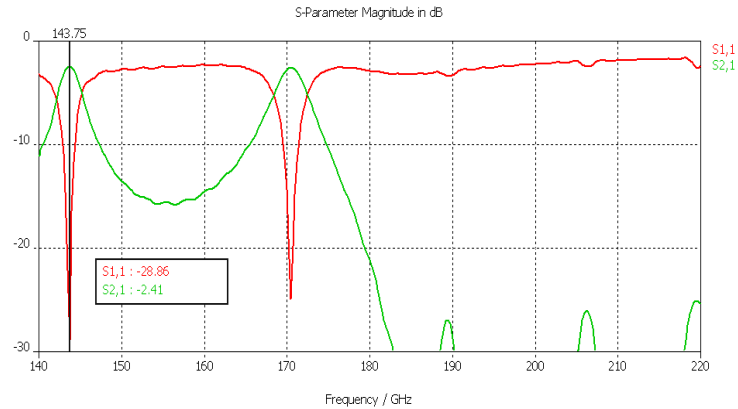


Figure 6 : paramètres [S] de la microcavité résonante dans la bande X

$f_0 = 143.75 \text{ GHz}$	$f_0 = 170.5 \text{ GHz}$
$\Delta f_{-3dB} = 3.1274 \text{ GHz}$	$\Delta f_{-3dB} = 4.4661 \text{ GHz}$
$s_{21dB} = -2.423 \text{ dB}$	$s_{21dB} = -2.73 \text{ dB}$
$ s_{21} = 0.759$	$ s_{21} = 0.7484$
$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} = 45.96$	$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} = 38.176$
$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - S_{21} } = 190.7$	$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - S_{21} } = 151.73$

Tab. 3 : coefficient de qualité à vide pour les deux fréquences de résonance dans la bande G

5. Transition coplanaire-microruban avec couplage capacitif

Malheureusement, l'utilisation des pointes hyperfréquences n'est pas compatible de manière directe avec la technologie microruban. Nous avons été amenés à concevoir une transition coplanaire-microruban avec couplage électromagnétique pour pouvoir procéder aux mesures hyperfréquence à l'aide d'un analyseur de réseau dans la bande 140-220 GHz disponible à l'IEMN. Bien qu'il existe de nombreux types de transitions coplanaire-microruban, la plupart d'entre elles utilisent des vias qui connectent les plans de masse de la ligne coplanaire au plan de masse de la ligne microruban. Nous évitons l'utilisation des vias à cause de leurs petites tailles et des inductances parasites engendrés, nous utilisons une transition basée sur le couplage électromagnétique (figure 7). Les simulations des paramètres [S] de cette transition est données sur la figure 8.

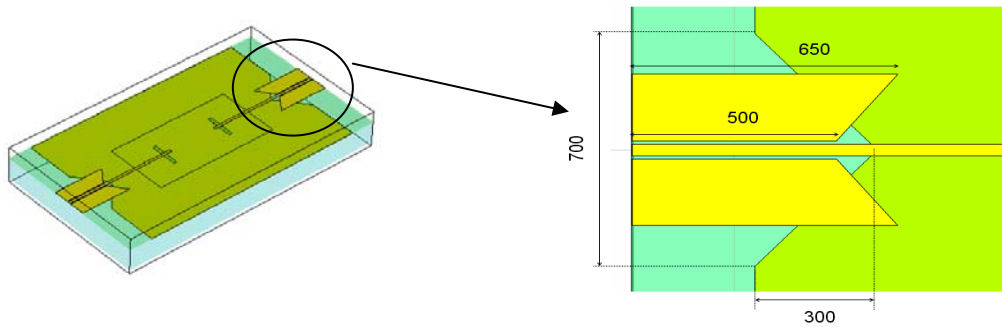


Figure 7 : transition coplanaire – microruban (dimensions en μm)

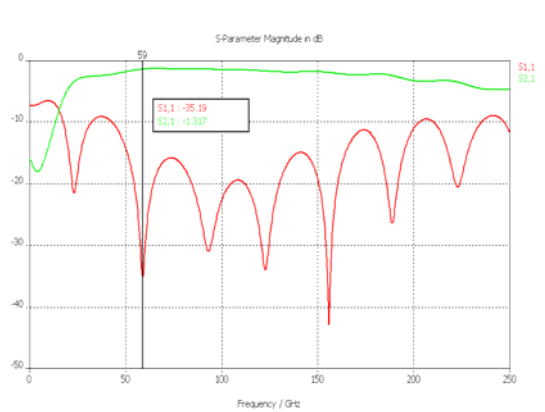


Figure 8 : paramètres [S] de la transition coplanaire microruban

6. conclusion

Le stagiaire Mr Qing SUN a pu réaliser les simulations de la microcavité résonante autour de 10GHz puis une transposition de la résonance dans la bande G autour de 180GHz. Il a aussi optimisé la transition coplanaire microruban nécessaire pour les mesures sous pointes en hyperfréquence. Nous avons montré la possibilité d'effectuer des mesures diélectriques sur des solutions. La réalisation technologique de cette cavité est en cours.

Bibliographie :

- J.Papapolymerou, J.C.Cheng, J.East, L.P.B.Katehi, " A micromachined high-Q X-band Resonator ", IEEE Microwave and guided wave letters, vol. 7, NO. 6, Juin 1997
 « Micro-ondes » P.F.COMBES, Edition Dunod, Volume 1, avril 1997
 The effects of slot positioning on the bandwidth of a micromachined resonator, Lee Harle; Papapolymerou, John; East, Jack; Katehi, Linda P.B. European Microwave Conference, 1998. 28th, Volume 2, Oct. 1998 Page(s):664
 J.KIM, T.ITOH, « A novel microstrip to coplanar waveguide transition for flip-chip interconnection using electromagnetic coupling », 28th European Microwave Conference Proceeding », Volume 1, Page 236-237, 6 october 1998.