

# HAUTES PERFORMANCES DES LIGNES PLANAIRES MICRO-USINEES SUR MEMBRANE : APPLICATION A LA CONCEPTION DES FILTRES MILLIMETRIQUES

S. DALI, M. FEHAM, N. BENAHMED, M. MELIANI, K. NOURI

Département d'Electronique, Faculté de Sciences de l'Ingénieur  
Université Abou-Bakr Belkaid-Tlemcen, BP 230, Chetouane, 13000 Tlemcen, Algérie  
e-mail: m\_Feham@mail.univ-tlemcen.dz

**Résumé :** L'objectif de cet article est la conception des circuits planaires passifs millimétriques de hautes performances, réalisés par la technique de micro-usinage de silicium. Dans une première partie, nous caractérisons deux types de lignes planaires micro-usinées sur membrane : ligne CMM (Coplanaire Micro-usinée sur Membrane) et ligne SMM (Shielded Micromachined Microstrip), en déterminant leurs constantes effectives et leurs affaiblissements en fonction de la fréquence. La deuxième partie, concerne la conception des filtres millimétriques à large bande avec des réjections abruptes des fréquences indésirables tout en maintenant un niveau de pertes très faible pour les fréquences situées dans la bande passante. Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux publiés [1], [2], [3] et montrent les potentialités des circuits planaires sur membrane pour des applications millimétriques et submillimétriques à hautes performances.

**Mots clés :** fréquences millimétriques, micro-usinage, lignes planaires, filtres millimétriques.

## I. INTRODUCTION

Ces dernières années, les télécommunications sans fil ont connu un développement spectaculaire. La téléphonie mobile capable de gérer les différents standards, les réseaux haut débit ainsi que les communications mondiales via les satellites prennent actuellement une importance sans précédent avec un nombre d'opérateurs et de services de plus en plus important.

Toutes ces applications sont appelées à monter en fréquence et demandent des circuits en nombre important et à faible coût. En effet, du point de vue coût, poids et encombrement, les circuits planaires classiques réalisés à partir de la technique des circuits intégrés sont les plus attractifs. Malheureusement, ces structures souffrent de plusieurs problèmes aux longueurs d'ondes millimétriques, principalement les pertes diélectriques qui augmentent avec la fréquence, la dispersion, les modes de substrat et le rayonnement vers l'extérieur des discontinuités. Pour obtenir des circuits de performances optimales à de très hautes fréquences, une nouvelle technique de micro-usinage du silicium a été mise au point, à l'institut de technologie en Californie (USA) [4]. Cette technique qui consiste à supprimer le substrat par une attaque chimique pour ne laisser qu'une fine membrane

diélectrique sur laquelle repose le circuit a été appliquée la première fois en 1991 sur la ligne coplanaire micro-usinée sur membrane (CMM) (figure 1). Cette configuration connue sous le nom « Microshield » a été développée comme un milieu alternatif de transmission pour des applications à ondes millimétriques et submillimétriques [5], [6].

Récemment plusieurs filtres planaires millimétriques ont été réalisés par la technique de micro-usinage, présentant ainsi d'excellentes performances. Des filtres passe-bande d'ondes submillimétriques (jusqu'à 250 GHz) [7], des coupleurs [8], [9], des cavités résonantes [10], [11], des diviseurs de puissance [12] et des antennes [13] ont été réalisés par la technique de micro-usinage.

Dans cet article, nous présentons tout d'abord les résultats de caractérisation électromagnétique de la ligne CMM dans la bande de fréquence (10-60)GHz et de la ligne micro-ruban micro-usinée sur membrane SMM. Cette étude est effectuée par le biais d'un logiciel développé permettant la résolution numérique des équations intégrales des charges libres sur les conducteurs et les charges aux limites par la méthode des moments.

Les résultats numériques présentés démontrent l'intérêt majeur des lignes sur membrane en terme de faibles pertes et de

propagation monomodale sans dispersion jusqu'à des fréquences très élevées.

Le prolongement direct de cette analyse sera concrètement l'application de ces lignes sur membrane pour la conception des composants passifs offrant de très grandes performances. Nous nous intéressons d'une part aux filtres passe-bas de fréquences de coupure 29.9 GHz et 100 GHz, réalisés par la mise en cascade de tronçons de lignes CMM, et d'autre part au filtre passe-bande interdigité conçu autour de 15 GHz en exploitant le couplage électromagnétique entre des lignes SMM.

## II. HAUTES PERFORMANCES DES LIGNES SUR MEMBRANE

### A. LIGNE CMM

La ligne CMM est décrite comme un guide d'onde coplanaire, partiellement blindé, quasi-planaire dans lequel le conducteur central et les plans de masse supérieurs sont entourés par l'air et soutenus par une fine membrane diélectrique en  $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$  d'épaisseur  $1.5\mu\text{m}$  et de permittivité relative 4.5 (figure 1).

Cette configuration permet une propagation monomodale (mode TEM) sur une très large bande de fréquence avec une dispersion minimale et des pertes diélectriques négligeables. En outre, la cavité inférieure métallisée réduit au minimum l'interférence du signal entre les lignes adjacentes, et élimine la propagation des modes parasites du substrat. Un autre avantage de la ligne CMM concerne les effets parasites associés aux discontinuités du circuit qui diminuent avec la constante diélectrique du substrat. Ainsi la géométrie suspendue sur membrane offre des conditions optimales pour rendre la conception du circuit moins susceptible des phénomènes dépendants de la fréquence [1].

Afin de mettre en évidence l'intérêt de la ligne CMM en bande millimétrique, nous avons analysé la structure représentée sur la figure 1.

Les résultats numériques de cette étude, dans la bande de fréquence (10-60)GHz sont présentés sur les figures 2 et 3.

On constate de la figure 2 que les constantes diélectriques  $\epsilon_{eff}$  qui traduit l'aspect inhomogène de la ligne, sont très proches de l'unité et restent presque constantes sur la bande de fréquence étudiée. Cette indépendance entre

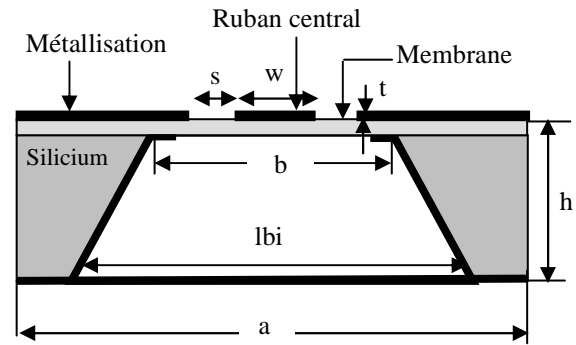


Figure 1 : Section transversale de la ligne CMM

$\epsilon_{eff}$  et la fréquence montre l'absence de dispersion de ces circuits propageant le mode TEM jusqu'à des fréquences élevées.

On constate également de cette figure, que  $\epsilon_{eff}$  augmente de 1.09 à 1.12 lorsque la largeur de fente varie de  $55\mu\text{m}$  à  $25\mu\text{m}$ . Cette augmentation est la conséquence d'un important confinement du champ dans les fentes et dans la membrane. De plus, la dépendance de la permittivité effective de la ligne en fonction de la largeur  $s$  des fentes, a la même allure que celle des lignes coplanaires (LCP) traditionnelles sur GaAs ou Quartz [14].

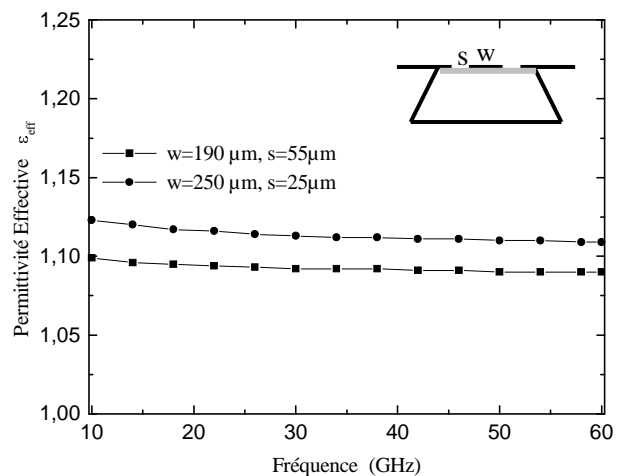
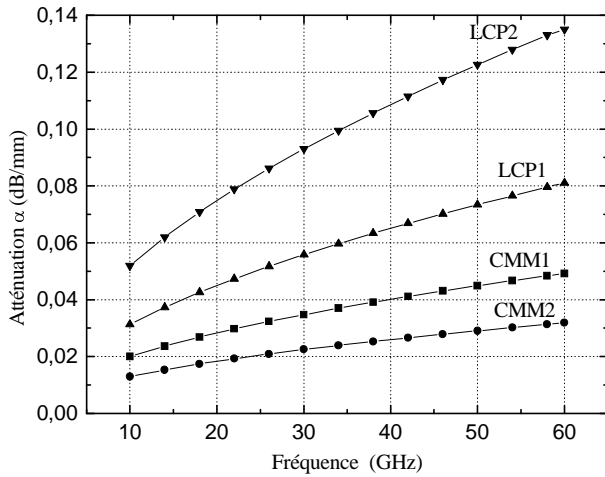


Figure 2 : Constante diélectrique effective de la ligne CMM avec  $h=355\mu\text{m}$  ;  $t=1\mu\text{m}$  ;  $a=1800\mu\text{m}$  ;  $lbi=1500\mu\text{m}$  ;  $b=1300\mu\text{m}$

La figure 3 illustre l'influence de la fréquence sur le coefficient d'atténuation  $\alpha$  de la CMM et de la ligne LCP de dimensions géométriques définies sur la même figure ; ce qui constitue un élément de comparaison entre les performances de ces deux lignes.



Ligne	$\epsilon_r$	Subst.	w	s	h	$Z_c$ ( $\Omega$ )	$\epsilon_{eff}$
CMM1	1.0	Air	250	25	355	71.6	1.12
CMM2	1.0	Air	190	55	355	95.4	1.09
LCP1	4.0	Quartz	250	25	355	49.7	2.46
LCP2	12.8	GaAs	250	25	355	30.1	6.74

Figure 3 : Atténuation de la ligne CMM et ligne LCP. Les dimensions sont en  $\mu\text{m}$

Nous constatons de cette figure que les pertes des lignes CMM sont dominées par les pertes métalliques car elles suivent une évolution en  $\sqrt{f}$ . En comparaison avec des lignes (LCP) conventionnelles sur substrat épais, et à une fréquence de 60GHz, les pertes sont au minimum trois fois inférieures. L'utilisation de membrane s'avère donc judicieuse car elle permet d'éviter les problèmes de rayonnement dans le substrat (pertes diélectriques) et la propagation de modes parasites de substrat.

La figure 3 montre également que les pertes dans les lignes CMM ont les mêmes variations en fonction du rapport de forme  $w/(w+2s)$  que celles des lignes coplanaires traditionnelles décrites par R.W. Jackson [15]. Pour un rapport de

$$\text{forme } RF = \frac{w}{w+2s} = 0.83, \text{ la courbe relative}$$

à la ligne CMM1 présente des pertes beaucoup

plus élevées que celles de la courbe CMM2 ayant pour  $RF = 0.63$ .

## B. LIGNE SMM

La géométrie de la ligne SMM ressemble à une ligne triplaque (stripline), mais le ruban de conduction n'est pas placé symétriquement entre les deux plans de masse (figure 4)

La ligne SMM est essentiellement une ligne micro-ruban micro-blindée avec un diélectrique d'air, qui tire également bénéfice de faible dispersion, de faible perte diélectrique et d'une propagation en mode TEM sur une très large bande de fréquence.

Les caractéristiques de propagation de la ligne SMM dans la bande de fréquence (2-120) GHz, obtenues par la méthode des moments sont présentées sur la figure 5. La ligne SMM est suspendue sur une membrane diélectrique en  $\text{SiO}_2/\text{Si}_3\text{N}_4/\text{SiO}_2$  d'épaisseur  $1.5\mu\text{m}$  et de permittivité relative 4.5, supportée par une cavité en silicium de hauteur  $h_u$  de  $500\mu\text{m}$ . le ruban central de largeur  $w$  de  $98\mu\text{m}$  et d'épaisseur  $1\mu\text{m}$  avec une hauteur du blindage supérieur  $h_b$  de  $50\mu\text{m}$  réalisent une impédance caractéristique de  $86\Omega$ .

La figure 5 montre clairement que :

la permittivité diélectrique effective (figure 5.a) de la structure, est proche de celle de l'air (dû au substrat d'air de la ligne). Elle est également constante sur la bande de fréquence étudiée, ce qui montre l'absence de dispersion de ces circuits. Il est à noter, que l'augmentation légère de  $\epsilon_{eff}$  à 1.05 est un résultat du confinement d'une fraction du champ dans les couches diélectriques minces de la membrane.

La constante d'affaiblissement  $\alpha$  (figure 5.b) qui traduit les pertes totales dans la structure reste inférieure à 0.062 dB/mm jusqu'à 120 GHz, ce qui traduit de faibles pertes dans le circuit. En outre, l'augmentation de  $\alpha$  est proportionnelle à la racine carrée de la fréquence ( $\sqrt{f}$ ), ce qui prouve que les pertes sont dominées par des pertes métalliques.

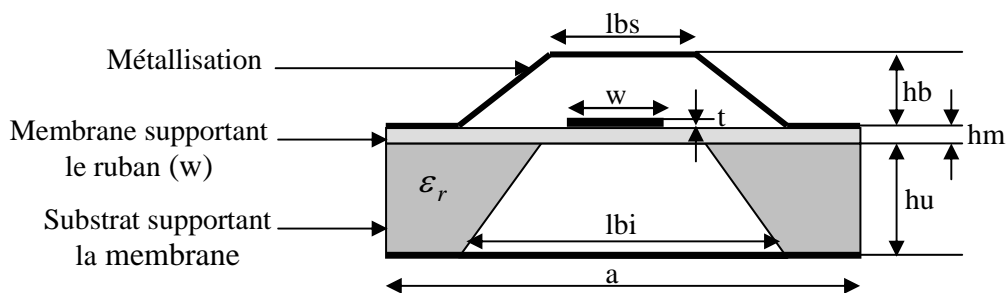


Figure 4 : Section transversale de la ligne SMM lbs =  $800\mu\text{m}$  ; lbi =  $1000\mu\text{m}$  ; a =  $1800\mu\text{m}$

Ces résultats trouvés par le logiciel développé sont en très bon accord avec ceux expérimentaux présentés dans la référence [8].

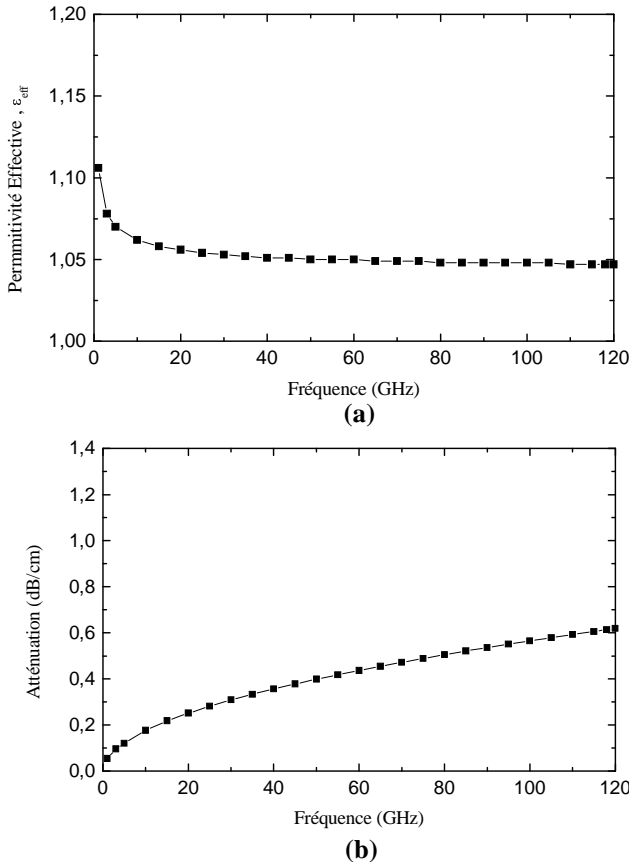


Figure 5 : Caractéristiques de propagation de la ligne SMM  
(a) Permittivité effective. (b) Atténuation

28GHz, en raison de l'absence des pertes diélectriques et rayonnées dans la ligne CMM.

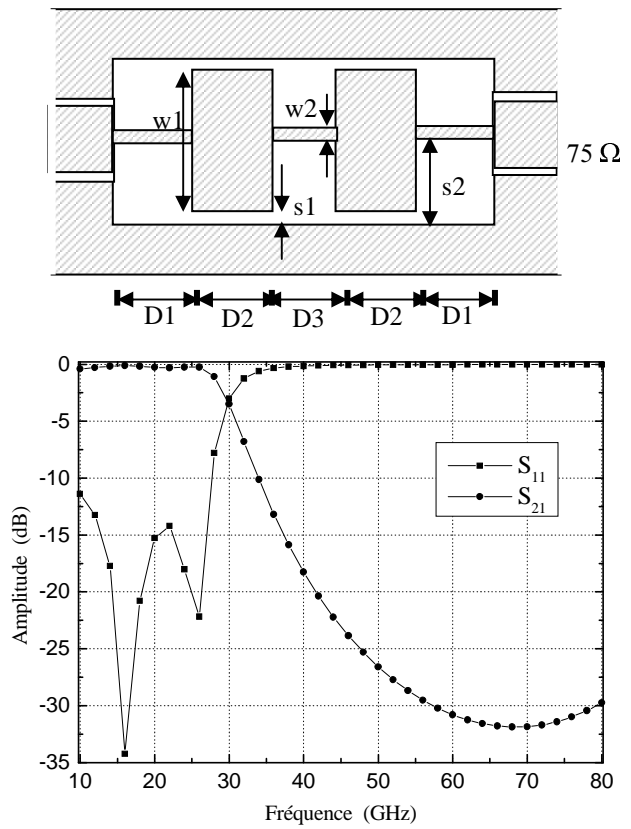


Figure 6 : Réponse fréquentielle du filtre passe-bas à 5 éléments CMM avec  $w_1 = 1320 \mu\text{m}$  ;  $w_2 = 40 \mu\text{m}$  ;  $s_1 = 40 \mu\text{m}$  ;  $D_1 = 745 \mu\text{m}$  ;  $D_2 = 1200 \mu\text{m}$  ;  $D_3 = 1189 \mu\text{m}$  ;  $l_{bi} = 1800 \mu\text{m}$  ;  $a = 2000 \mu\text{m}$ .

### III. CONCEPTION DES FILTRES MILLIMÉTRIQUES

#### A. FILTRES PASSE-BAS

Les filtres passe-bas sont conçus par la mise en cascade de tronçons de lignes micro bandes, de largeur variable, comme le montre les figures 6 et 7.

Dans cet article, nous exposons les résultats de conception de deux filtres passe-bas à 5 éléments et 7 éléments réalisés à base de la ligne CMM présentés dans la littérature [1], [2] et validés dans [16].

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas à 5 éléments, alimenté à travers une impédance de  $75 \Omega$  est illustrée sur la figure 6.

Le filtre présente une fréquence de coupure approximativement égale à 29.9 GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 0.6 dB jusqu'à

La réponse fréquentielle du filtre passe-bas à 7 sections de ligne CMM (figure 7), alimenté à travers une impédance de  $90 \Omega$  dans la bande (40-140)GHz est illustrée sur la figure 8.

Le filtre présente une fréquence de coupure de 100GHz avec des pertes d'insertion inférieures à 1 dB jusqu'à 96 GHz et une réjection supérieure à 20 dB pour des fréquences supérieures à 125 GHz.

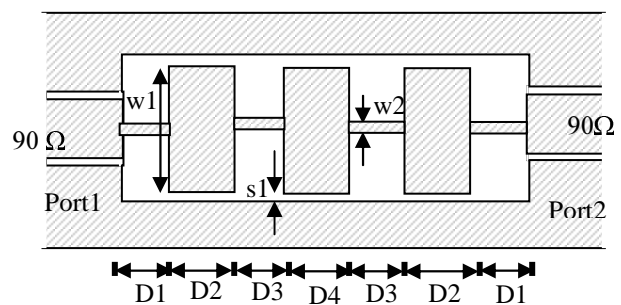


Figure 7. Filtre passe-bas micro-usiné à 7 sections CMM

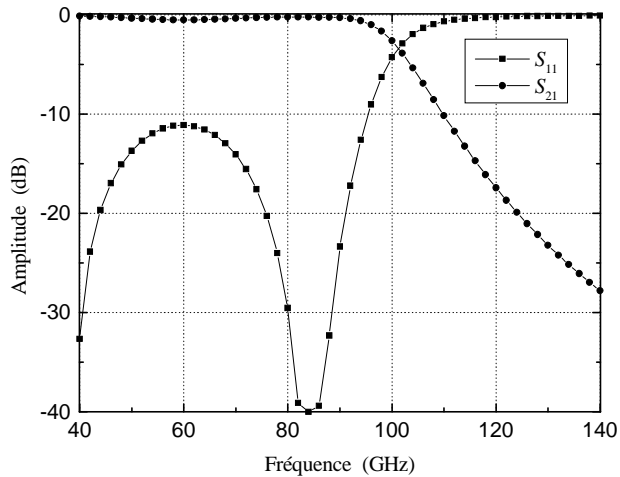


Figure 8 : Réponse fréquentielle du filtre passe-bas micro-usiné à 7 sections CMM  
 $w_1 = 540 \mu\text{m}$  ;  $s_1 = 20 \mu\text{m}$  ;  $w_2 = 20 \mu\text{m}$  ;  
 $D_1 = 220 \mu\text{m}$  ;  $D_2 = 340 \mu\text{m}$  ;  $D_3 = 360 \mu\text{m}$  ;  
 $D_4 = 420 \mu\text{m}$

### B. FILTRE PASSE-BANDE INTERDIGITE

Le filtre passe-bande interdigité (figure 9) est conçu en exploitant le couplage électromagnétique entre des lignes SMM. Pour ce type de filtre, les lignes d'entrée et de sortie sont en circuit ouvert à leurs extrémités tandis que les lignes intermédiaires sont en court-circuit à une extrémité et en circuit ouvert à l'autre ; les cotés des courts-circuits et des circuits ouverts étant alternativement inversés.

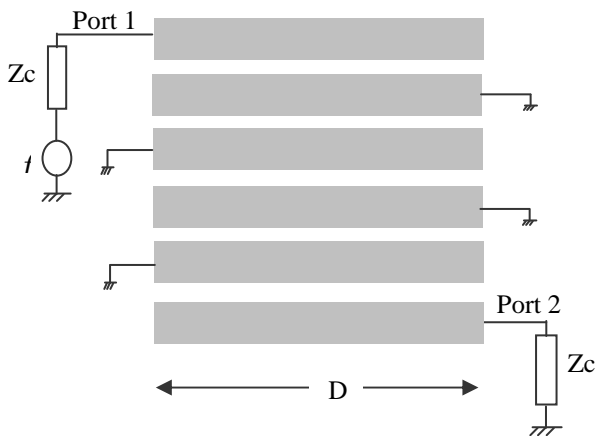


Figure 9 : Filtre SMM interdigité à 6 éléments

Le filtre interdigité micro-usiné présenté dans la référence [3] est réalisé à base d'une ligne SMM à six rubans couplés en parallèle (figure 10).

La réponse fréquentielle du filtre interdigité ainsi conçu est présentée sur la figure 11. Cette figure montre que la bande passante du filtre à 3 dB est de 7%, avec une perte d'insertion de 0.39 dB à la fréquence centrale (15.7 GHz).

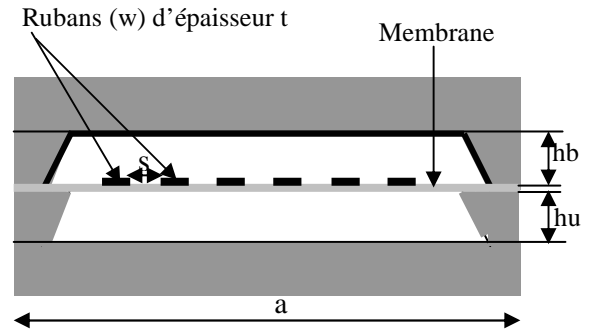
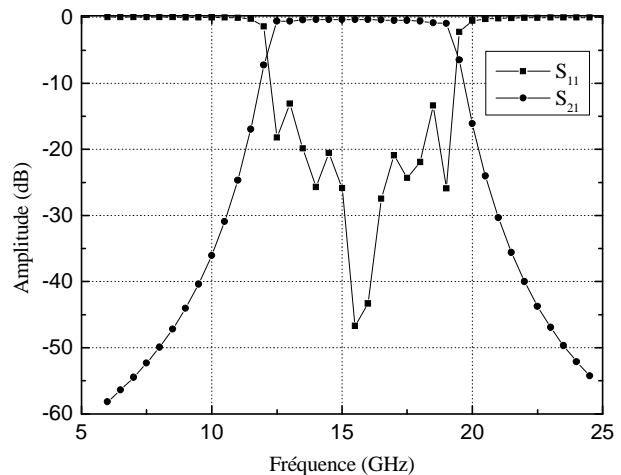


Figure 10 : Section transversale de la ligne SMM à six rubans utilisée pour la réalisation du filtre interdigité



K	Largeur ( $w_K$ )	K	Séparation ( $s_K$ )
1,6	122 $\mu\text{m}$	1,5	115 $\mu\text{m}$
2,5	317 $\mu\text{m}$	2,4	141 $\mu\text{m}$
3,4	304 $\mu\text{m}$	3	149 $\mu\text{m}$

$h_u = h_b = 355 \mu\text{m}$  ; longueur du filtre  $D = 4.75 \text{ mm}$   
 $a = 2347 \mu\text{m}$  ; K : index des sections de filtre

Figure 11 : Réponse fréquentielle du filtre interdigité

### IV. CONCLUSION

Dans cet article, nous avons mis en évidence un grand nombre de points positifs qui confirment tout à fait les idées qui ont motivées le développement des membranes diélectriques. En particulier, nous avons pu montrer l'absence de dispersion de mode, avec la propagation d'un

mode fondamental de type TEM jusqu'à des fréquences très élevées. L'absence de pertes diélectriques est également confirmée.

L'ensemble des filtres réalisés présentent des pertes d'insertion un peu supérieures à celles obtenues par des composants en guide d'ondes, mais les performances que nous avons obtenues sont très nettement supérieures à celles des techniques planaires classiques. Ceci confirme donc l'intérêt de la technologie de micro-usinage sur membrane pour la réalisation de composants millimétriques et submillimétriques.

## V. REFERENCE

- [1] T. M. Weller, G. M. Rebeiz, L. P. B. Katehi « High performance microshield line components » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.43, N°3, pp.534- 543, March 1995.
- [2] S. V. Robertson, L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz « Micromachined W-band filters » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.44, N°4, pp.598- 606, April 1996.
- [3] Chen Yu Chi, Gabriel M. Rebeiz « Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled- line filters using micromachining techniques » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.43, N°4, pp.730- 738, April 1995.
- [4] Gabriel G. Rebeiz « Millimeter wave and terahertz integrated circuit antennas » *IEEE*, Vol. 80, pp 1748-1770, 1993
- [5] A. R. Brown, Gabriel M. Rebeiz « Micromachined micropackaging filter banks » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.8, N°4, pp.158- 160, April 1998.
- [6] N. I. Dib, W. P. Harocopus, L. P. B. Katehi, C. C. Ling, G. M. Rebeiz « Study of a novel planar transmission line » *IEEE MTT-S Digest*, Boston, pp. 623-626, 1991.
- [7] T. M. Weller, G. M. Rebeiz, L. P. B. Katehi « A 250 GHz Microshield bandpass filter » *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol 5, N° 5, pp 153-155, May 1995.
- [8] S. V. Robertson, A. R. Brown, L. P. B. Katehi, G. M. Rebeiz « A 10-60 GHz micromachined directional coupler » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.46, N°11, pp.1845- 1849, November 1998
- [9] Chen Yu Chi, Gabriel M. Rebeiz « Design of lange couplers and single sideband mixers using micromachining techniques » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.45, N°2, pp.291- 294, February 1995
- [10] 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, N° 6, pp 168-170, June 1997
- [11] A. R. Brown, Pierre Blondy, G. M. Rebeiz « Microwave and millimeter wave high-Q micromachined resonators » *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 1998
- [12] T. M. Weller, L. P. B. Katehi, M. I. Herman, P. D. Wamhof « Membrane technology (MIST-T) applied to microstrip : A 33 GHz Wilkinson power divider » *IEEE MTT-S Digest*, pp 911-914, 1994
- [13] P. R. Acharya, H. Ekstrom, S. S. Gearhart, S. Jacobsson, J. F. Johansson, E. L. Kollberg, G. M. Rebeiz « Tapered slotline antennas at 802 GHz » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.41, N°10, pp.1715- 1719, October 1993
- [14] W. H. Hoydl, J. Braunstein, T. Kitazawa, M. Sohlehtweg, P. Tasker, L. F. Eastman « Attenuation of millimeter-wave coplanar lines on gallium arsenide and indium phosphide over the range 1-60GHz » *IEEE MTT-s Digest*, pp 349- 352, 1992
- [15] R. W. Jackson « Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter-wave integrated circuits » *IEEE. Microwave Theory, Tech.* , Vol. MTT-34, N° 12, pp 1450- 1456, Dec. 1986
- [16] S. Dali « Conception et modélisation des circuits planaires millimétriques » *Thèse de Magister en Electronique, Université de Tlemcen*, 2002