

N° d'ordre : 3491

## **THÈSE**

**Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille**

Pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ**

**Spécialité : MICROONDES ET MICROTECHNOLOGIES**

par

Gonzague SIX

Optimisation d'une technologie 3D pour la réalisation de  
circuits intégrés millimétriques sur substrat de silicium

Soutenue le 06 Octobre 2004 devant la commission d'examen.

<b>Membres du Jury :</b>	<b>Mr. A. CAPPY</b>	<b>Président du jury</b>
	<b>Mr H. HAPPY</b>	<b>Directeur de Thèse</b>
	<b>Mr D. BAILLARGEAT</b>	<b>Rapporteur</b>
	<b>Mr R. PLANA</b>	<b>Rapporteur</b>
	<b>Mr P. ANCEY</b>	<b>Examineur</b>
	<b>Mr E. RIUS</b>	<b>Examineur</b>
	<b>Mr G. DAMBRINE</b>	<b>Examineur</b>

## ***Remerciements***

Je remercie Monsieur Alain CAPPY, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille et directeur de l'IEMN, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire et de me faire l'honneur de présider le jury.

Je remercie Monsieur le professeur Henri HAPPY pour avoir accepté de diriger cette thèse.

Je remercie Monsieur le professeur Gilles DAMBRINE, responsable du groupe ANODE, pour le soutien permanent qu'il a pu m'apporter.

Je remercie sincèrement Monsieur Robert PLANA, Professeur à l'Université de Toulouse III, et Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Maître de conférences habilité à l'Université de Limoges, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur Eric RIUS, Maître de conférences habilité à l'Université de Bretagne Occidentale, et Monsieur Pascal ANCEY, Ingénieur chez ST Microelectronics, d'avoir bien voulu juger ce travail.

Si ce travail a pu être mené à son terme, c'est aussi grâce à l'amitié et à la bonne humeur que m'ont témoignée tous les membres du groupe ANODE. A ce titre je tiens à remercier ainsi que tous les membres de l'équipe que j'ai pu côtoyer au cours de ces trois années : Sylvain, François, Laurence, Yannick, Mohammed, Isabelle, Vincent, Thierry, Virginie, Samuel, Beaudouin, Matthieu, Alexandre, Amanda, Guillaume P., Guillaume W., Sébastien P., Sébastien D., Jean Sébastien, Nicolas, Christophe, Samir, Emmanuelle, Zéphirin, Cyril, Raphaël et tous ceux que j'oublie involontairement.

Je tiens également à remercier les membres de la centrale de Technologie : Christophe BOYAVAL, Annie FATTORINI, Marc FRANCOIS, Bertrand GRIMBERT, Christiane LEGRAND, André LEROY, Michel MULLER, Pascal TILMANT et Didier VANDERMOERE.

Un grand merci également aux membres de la centrale de caractérisation, Elisabeth DELOS, Damien DUCATEAU et Sylvie LEPILLET.

Je tiens à remercier également Pierre ARMANT et Jean François DEMEYER pour leur disponibilité.

Je remercie également Madame Jocelyne LOUCHARD pour avoir assuré la reproduction de ce manuscrit.

Enfin un grand merci à tous ceux qui par leur amitié m'ont permis de mener à bien ce travail : Tahsin, Auxence, Richard, Sophie G., Sophie F., Karine, Christophe, Denis, Farid, Michel, Pascal, Xavier, Thibaut...

# TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

## CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DES STRUCTURES DE PROPAGATION SUR SILICIUM POUR APPLICATIONS MILLIMETRIQUES

<b>1. INTRODUCTION .....</b>	<b>11</b>
<b>2. Les structures de propagation microondes .....</b>	<b>11</b>
2.1. La ligne coplanaire.....	11
2.1.1. Structure de la ligne coplanaire.....	11
2.1.2. Modes de propagation .....	12
2.2. La ligne microruban .....	14
2.2.1. Structure de la ligne .....	14
2.2.2. Mode de propagation .....	14
2.3. Caractéristique des lignes .....	16
2.3.1. Schéma distribué équivalent .....	16
2.3.2. Atténuation des lignes.....	16
<b>3. Lignes sur substrat silicium .....</b>	<b>17</b>
3.1. Caractéristiques des lignes sur silicium .....	17
3.1.1. Influence de la résistivité du silicium sur les pertes .....	18
3.1.2. Influence de la résistivité du substrat sur la permittivité ( $\epsilon_{\text{reff}}$ ) des lignes .....	20
3.1.3. Influence de la résistivité du substrat sur l'impédance caractéristique .....	20
3.2. Validation expérimentale .....	21
3.3. Etat de l'art .....	22
<b>4. Conclusion .....</b>	<b>24</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>25</b>

## CHAPITRE II : LA TECHNOLOGIE 3D : APPLICATION AUX STRUCTURES DE PROPAGATION SUR SILICIUM.

<b>1. INTRODUCTION .....</b>	<b>29</b>
<b>2. Mise au point des procédés technologiques pour la réalisation des structures en 3D.....</b>	<b>30</b>
2.1. Le BCB.....	30

2.1.1.	Utilisation du BCB dans la microélectronique .....	30
2.1.2.	Les différentes formes de BCB et leurs dépôts .....	30
2.1.3.	Optimisation des paramètres technologiques pour le dépôt du BCB .....	32
2.1.4.	Conclusion .....	35
<b>2.2.</b>	<b>Dépôt des métallisations .....</b>	<b>35</b>
2.2.1.	Le dépôt électrolytique .....	35
2.2.2.	La lithographie mise en œuvre autour du dépôt électrolytique .....	37
<b>2.3.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>38</b>
<b>3.</b>	<b>Les structures de propagation 3D.....</b>	<b>39</b>
3.1.	Introduction.....	39
3.2.	Les lignes coplanaires sur BCB .....	39
3.2.1.	Influence des paramètres h et d sur les caractéristiques de la ligne .....	40
3.2.2.	Influence de la résistivité du substrat de silicium .....	43
3.2.3.	Evolution des paramètres avec la largeur de ruban W .....	45
3.2.4.	Validation expérimentale .....	46
3.2.5.	Conclusion .....	51
3.3.	Les lignes coplanaires blindées .....	51
3.3.1.	Propagation des champs électromagnétiques.....	52
3.3.2.	Influence des paramètres h et W sur les caractéristiques de la ligne.....	53
3.3.3.	Validation expérimentale .....	54
3.3.4.	Conclusion sur les coplanaires blindées.....	55
3.4.	Les lignes TFMS (Thin Film Micro Strip).....	56
3.4.1.	Structure des lignes .....	56
3.4.2.	Mode de propagation .....	57
3.4.3.	Influence des paramètres h et W sur les caractéristiques de la ligne.....	58
3.4.4.	Validation expérimentale .....	61
3.4.5.	Conclusion sur les TFMS .....	65
3.5.	Etat de l'art .....	65
<b>4.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>67</b>
	<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>68</b>

## CHAPITRE III : APPLICATIONS DE LA TECHNOLOGIE 3D

<b>1.</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>73</b>
<b>2.</b>	<b>Réalisations de filtres sélectifs en gamme d'onde millimétrique .....</b>	<b>73</b>
2.1.	Introduction.....	73
2.2.	Intérêt de la technologie TFMS pour la réalisation des filtres à bandes étroites.....	74
2.3.	Les différents filtres étudiés .....	74
2.3.1.	Le filtre DBR (Dual Behavior Resonator).....	74
2.3.2.	Les filtres à lignes couplées quart d'onde.....	76
2.4.	Conception des filtres. ....	76
2.5.	Réalisation des filtres.....	77

2.5.1.	Masque utilisé .....	77
2.5.2.	Les différents champs du masque.....	79
2.5.3.	Les différents niveaux de masquage.....	79
<b>2.6.</b>	<b>Caractérisation des dispositifs .....</b>	<b>81</b>
2.6.1.	Filtres DBR à 50 GHz.....	81
2.6.2.	Filtres DBR à 94 GHz.....	84
2.6.3.	Etude des filtres à lignes couplées .....	85
<b>2.7.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>87</b>
<b>3.</b>	<b>Réalisations d'amplificateurs à 10 et 20 GHz .....</b>	<b>88</b>
<b>3.1.</b>	<b>Introduction.....</b>	<b>88</b>
<b>3.2.</b>	<b>Modélisation des éléments passifs.....</b>	<b>89</b>
3.2.1.	Description du modèle .....	89
3.2.2.	Validation du modèle.....	92
<b>3.3.</b>	<b>Choix du transistor .....</b>	<b>96</b>
3.3.1.	Le transistor MOSFET totalement déserté .....	96
3.3.2.	Performances hyperfréquences des transistors .....	97
<b>3.4.</b>	<b>Conception des amplificateurs.....</b>	<b>98</b>
3.4.1.	Stabilisation des transistors.....	99
3.4.2.	Architecture des circuits .....	99
3.4.3.	Simulation linéaire des circuits .....	100
<b>3.5.</b>	<b>Réalisation des amplificateurs .....</b>	<b>103</b>
<b>3.6.</b>	<b>Caractérisation des dispositifs .....</b>	<b>105</b>
3.6.1.	Caractérisation des réseaux d'adaptations.....	106
3.6.2.	Caractérisation des amplificateurs. ....	108
<b>3.7.</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>110</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>.....</b>	<b>111</b>
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>.....</b>	<b>113</b>

Introduction générale

## Introduction générale

## Introduction générale

En 1930 L. Lilienfeld, de l'université de Leipzig, dépose un brevet dans lequel il décrit un élément proche du transistor MOS actuel. Il faut cependant attendre 1960 et l'amélioration des moyens technologiques, notamment sur les interfaces métal oxyde, pour qu'un tel composant puisse être réalisé avec succès. De nos jours, le transistor MOS constitue l'élément de base des circuits intégrés électroniques. En effet plus de 95 % des circuits sont réalisés à base de silicium.

Dans le domaine des hyperfréquences, les composants III-V à base d'arséniure de gallium (AsGa) ou de phosphure d'indium (InP) sont utilisés de préférence car ils présentent de meilleures performances. Il a ainsi été montré dans la littérature des fréquences de coupure du gain en courant de 562 GHz et des fréquences maximales d'oscillation proches de 330 GHz pour des transistors HEMTs [1].

Cependant ces dernières années, avec le développement du transistor MOS à longueur de grille submicronique, on observe un regain d'intérêt pour la technologie silicium en gamme d'ondes millimétriques. En effet de récents travaux montrent des fréquences de coupures de l'ordre de 200 GHz (Figure 1) pour cette technologie. Cette progression des performances des transistors MOS ouvre de nouvelles perspectives pour des applications en gamme d'ondes millimétriques.

Cependant, la réalisation de transistors performants n'est pas la seule clé pour la réalisation de circuits en gammes d'ondes millimétriques. Pour réaliser un circuit intégré, en plus des bonnes performances du composant actif, il faut réaliser des éléments passifs à faibles pertes. Les valeurs des résistivités ( $1 - 100 \Omega.cm$ ) des substrats de silicium généralement utilisés en technologie MOS constituent de ce point de vue un handicap majeur. En effet les faibles valeurs de résistivité entraînent de fortes pertes diélectriques dégradant ainsi les performances des circuits hyperfréquences.

C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de thèse. L'objectif principal de cette étude est de définir une nouvelle technologie d'éléments passifs sur silicium afin d'en limiter les pertes. Dans cette optique, une technologie en trois dimensions (3D) sera adoptée. Elle présente de nombreux avantages :

- Elle permet d'éloigner les éléments passifs des substrats faibles résistivités et donc d'en diminuer leur influence.

## Introduction générale

- Elle permet une plus grande densité d'intégration ce qui entraîne une réduction de la taille des circuits.

Ce manuscrit s'articule autour de trois chapitres.

Le premier chapitre dresse un état de l'art des structures de propagation en microondes sur substrat de silicium. Nous y étudierons en particulier l'influence de la faible résistivité des substrats standards de silicium sur les performances hyperfréquences des structures de propagation.

Le deuxième chapitre traite de l'optimisation d'une technologie 3D pour la réalisation de structures de propagation à faibles pertes. Au cours de la première partie nous traiterons du développement d'une technologie permettant la réalisation de ces structures tant en technologie coplanaire que micro ruban. Cette technologie nécessite une optimisation de chaque étape afin d'en tirer un procédé fiable et reproductible. Le procédé de dépôt du diélectrique, le BCB, sera notamment étudié et optimisé. Les procédés complets de réalisation des structures passives seront donnés en annexe. Dans une deuxième partie, à partir de ces réalisations technologiques, nous avons optimisé les différents paramètres géométriques de chaque structure de propagation afin d'en obtenir les meilleures performances hyperfréquences. Cette optimisation a été faite avec le simulateur électromagnétique Ansoft HFSS et validée par des mesures.

Dans le troisième chapitre nous montrons l'intérêt qu'apporte la technologie 3D pour la réalisation de filtres sélectifs, ainsi que pour la fabrication d'amplificateurs utilisant des composants MOS en gamme millimétrique.

Des filtres performants à 50 GHz et 94 GHz ont été conçus et réalisés dans le cadre d'une collaboration entre l'IEMN et le LEST à partir des structures de propagation micro ruban développés au chapitre précédent.

Des amplificateurs à 10 GHz et 20 GHz ont été conçus et réalisés, en utilisant une reprise de process technologique sur la filière CMOS SOI 0.25  $\mu\text{m}$  de ST Microelectronics.

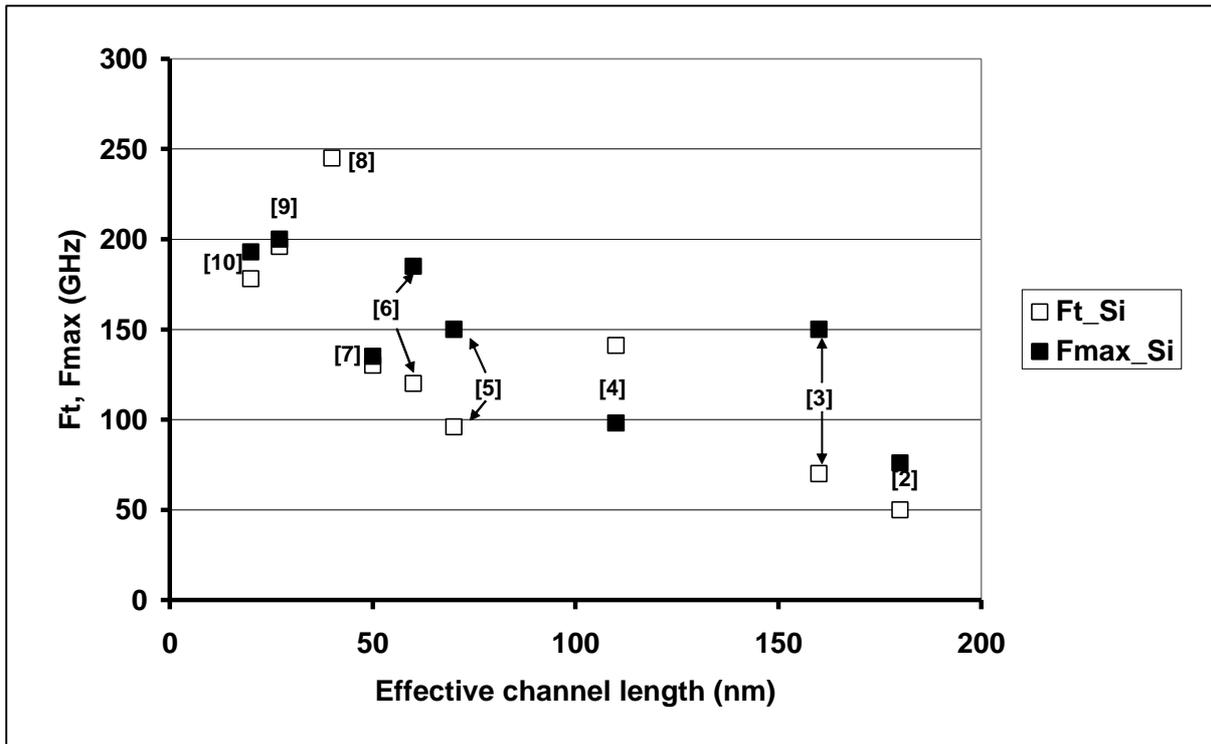


Figure 1 : Etat de l'art des transistors MOS [2-10]

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Y. Yamashita, A. Endoh, K. Shinohara, K. Hikosaka, T. Matsui, S. Hiyamizu, and T. Mimura, « Pseudomorphic In<sub>0.52</sub>Al<sub>0.48</sub>As/In<sub>0.7</sub>Ga<sub>0.3</sub>As HEMTs with an ultrahigh  $f_t$  of 562GHz », IEEE Electron Device Letters, vol. 23, n°10, Oct 2002, pp. 573-575
- [2] C. L. Chen, S. J. Spector, R. M. Blumgold, N. A. Neidhard, W. T. Beard, R. D. Yost, J. M. Knecht, C. K. Chen, M. Fritze, C. L. Cerny, J. A. Cook, P. W. Wyatt, C. L. Keast « High-performance fully-depleted SOI RF CMOS », IEEE Electron Device Letters, vol. 23, n° 1, Jan. 2002, pp. 52-54.
- [3] L. F. Tiemeijer, H. M. J. Boots, R. J. Havens, A. J. Scholten, P. H. W. De Vreede, P. H. Woerlee, A. Heringa, D. B. M. Klaassen, « A record high 150 GHz  $f_{max}$  realized at 0.18  $\mu$ m gate length in an industrial RF-CMOS technology », IEDM 2001 Technical Digest, 2-5 Dec 2001, pp. 223-226.
- [4] N. Zamdmer, A. Ray, J. O. Plouchart, L. Wagner, N. Fong, K. A. Jenkins, W. Jin, P. Srneys, I. Yang, G. Shahidi, F. Assaderghi, « A 0.13- $\mu$ m SOI CMOS Technology for low-power Digital and RF Applications », 2001 Symposium on VLSI Technology Digest, June 2001, pp. 85-86.
- [5] M. Vanmackelberg, S. Boret, D. Gloria, O. Rozeau, R. Gwoziecki, C. raynaud, S. Lepilliet, G. Dambrine, « 90 nm SOI-CMOS of 150 GHz  $f_{max}$  and 0.8 dB NFmin @ 6 GHz for SOC », Proc. of IEEE International SOI Conference, 7-10 Oct 2002, pp. 153-154.
- [6] Compound Semiconductor Magazine, janvier/fevrier 2002 pp. 31-33
- [7] T. Matsumoto, S. Maeda, K. Ota, Y. Hirano, K. Eikyu, H. Sayama, T. Iwamatsu, K. Yamamoto, T. Katoh, Y. Yamaguchi, T. Ipposhi, H. Oda, S. Maegawa, Y. Inoue, M. Inuishi, « 70 nm SOI CMOS of 135 GHz  $f_{max}$  with dual offset-implanted source-drain extension structure for RF/analog and logic applications », IEDM 2001 Technical Digest, 2-5 Dec 2001, pp. 219–222.
- [8] H. S. Momose, E. Morifuji, T. Yoshitomi, T. Ohguro, M. Saito, H. Iwai, « Cutoff frequency and propagation delay time of 1.5-nm gate oxide CMOS » IEEE Transaction on Electron Devices, vol. 48, n° 6, Juin 2001, pp. 1165-1174.
- [9] N. Zamdmer, J. O. Plouchart, J. Kim, L. H. Lu, S. Narasimha, P. A. Oneil, A. Ray, M. Sherony, L. Wagner, « Suitability of scaled SOI CMOS for high-frequency analog circuits », ESSDERC 2002.
- [10] S. Narashima, A. Ajmera, H. Park, D. Schepis, N. Zamdmer, K. A. Jenkins, J. O. Plouchart, H. W. Lee, J. Mezzapelle, J. Bruley, B. Doris, J. W. Sleight, S. K. Fung, S. H.

## Introduction générale

Ku, A. C. Mocuta, I. Yang, P. V. Gilbert, K. P. Muller, P. Agnello, J. Welser, « High performance sub-40 nm CMOS devices on SOI for the 70 nm technology node », IEDM 2001 Technical Digest, 2-5 Dec. 2001, pp. 625–627.

## **CHAPITRE I :**

# **Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques**

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

## **1. Introduction**

La plupart des circuits microondes sont réalisés avec des composés III-V tels que l'arséniure de gallium (AsGa), le phosphore d'indium (InP)... Cette prédominance des composés III-V est due aux bonnes performances des éléments actifs ainsi qu'aux faibles pertes que présentent les structures de transmission sur ces substrats. Au cours de ces dernières années, on assiste au développement des transistors submicroniques sur silicium qui permettent d'obtenir des fréquences de coupure de plus en plus élevées, donnant la possibilité d'envisager la fabrication de circuits hyperfréquences sur silicium. Cependant les composants passifs réalisés sur substrat silicium standard présentent des pertes élevées, incompatibles avec la réalisation de circuits intégrés microondes performants.

Dans une première partie nous étudierons les structures de propagation utilisées en III-V pour la réalisation de circuits intégrés. Nous verrons en particulier les structures de propagation coplanaires et micro rubans.

Dans une deuxième partie, nous montrerons les limitations de ces structures de propagation sur substrat silicium.

## **2. Les structures de propagation micro ondes.**

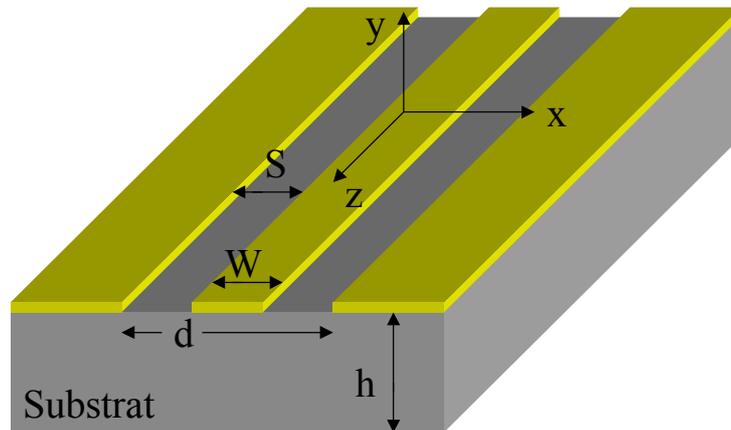
Un circuit intégré consiste en la réalisation sur un même support des éléments actifs (transistors, diodes) et des éléments passifs (lignes de propagation, résistances, capacités, inductances). Plusieurs structures de propagation sont possibles pour la réalisation de MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuits). Dans cette première partie nous décrivons les deux principales structures utilisées pour la réalisation de circuit la ligne coplanaire et la ligne microruban. Pour chaque structure nous décrivons les différents modes de propagation.

### **2.1. La ligne coplanaire**

#### **2.1.1. Structure de la ligne coplanaire**

## Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

La structure de la ligne coplanaire est représentée sur la Figure I. 1. Elle se compose de trois rubans métalliques déposés sur un substrat semi-isolant. Les rubans extérieurs représentent les plans de masse et ont une largeur supposée infinie. Le ruban central est le ruban conducteur qui transporte le signal hyperfréquence. La ligne se caractérise par la hauteur du substrat  $h$ , la distance intermasse  $d$ , et la largeur du ruban central  $W$ .



*Figure I. 1 : Structure de la ligne coplanaire*

### 2.1.2. Modes de propagation

Par définition un mode transverse électromagnétique (TEM) est non dispersif et n'a pas de fréquence de coupure. C'est un mode de transmission où les champs magnétiques et électriques ne possèdent pas de composantes longitudinales ( $E_z = H_z = 0$ ). Il se produit en présence de deux conducteurs métalliques baignant dans un milieu homogène.

La ligne coplanaire ne baigne pas dans un substrat homogène puisqu'il existe une interface entre le substrat et l'air. La ligne coplanaire ne peut donc pas supporter de mode de propagation TEM.

De part sa géométrie symétrique la ligne coplanaire peut supporter deux modes de transmission :

Un mode de propagation pair ( $E(x,y) = E(-x,y)$ ), appelé mode fente. Il correspond à un mode de propagation Transverse Electromagnétique (TE). Le champ électrique se propage alors entre les deux rubans constituant le plan de masse. C'est un mode que l'on souhaite éviter, il se produit généralement en présence de discontinuité dans la structure de la ligne (jonction, coude...). Ce mode de propagation peut être évité en appliquant les conditions suivantes [1,2] :

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

$$h < 0.12 \lambda_d, \text{ avec } \lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (1.1)$$

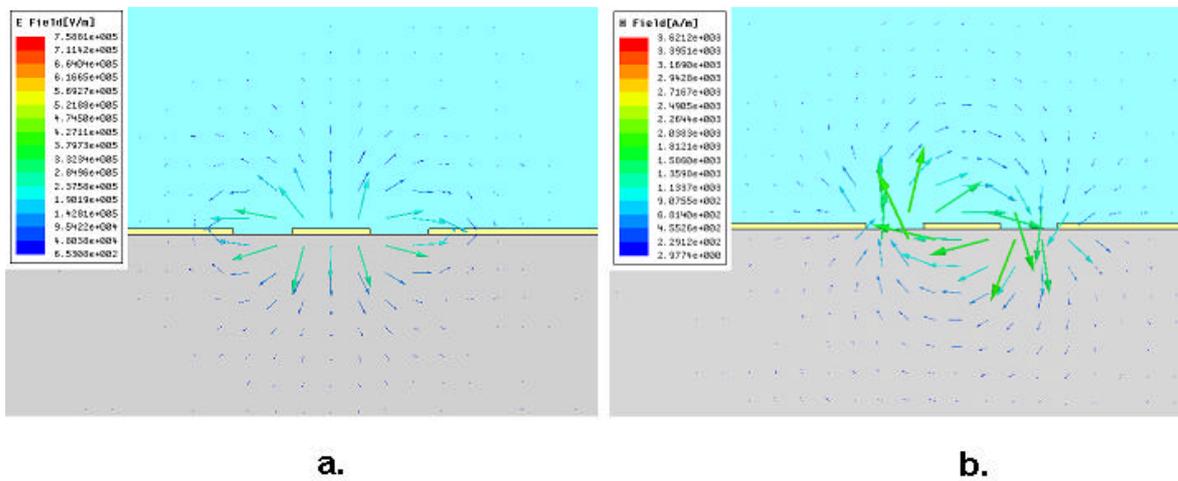
$\lambda_d$  est la longueur d'onde dans le substrat

$\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide

$$d < \lambda_d / 10 \quad (1.2)$$

$$d \ll h \quad (1.3)$$

- Un mode de propagation impair ( $E(x,y) = -E(x,-y)$ ), appelé mode coplanaire. Les champs se propagent alors entre le ruban conducteur et les plans de masse comme le montre la Figure I. 2.



**Figure I. 2 : Champs électriques (a) et magnétiques (b) du mode coplanaire**

Ce mode de propagation ne correspond pas à un mode TEM. Cependant un choix judicieux des dimensions de la structure permet de diminuer considérablement les composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques  $E_z$  et  $H_z$ . On parle alors de mode quasi-TEM.

L'approximation quasi-TEM permet de définir une permittivité relative effective notée  $\epsilon_{\text{reff}}$ . Elle se définit comme la permittivité d'une ligne équivalente qui se trouverait dans un milieu homogène. Pour une ligne coplanaire la permittivité relative effective est donnée par l'expression [3]

$$\mathbf{e}_{\text{reff}} = \frac{\mathbf{e}_r + 1}{2} \left[ \tanh \left\{ 1.785 \cdot \log \left( \frac{h}{S} \right) + 1.75 \right\} + \frac{k \cdot S}{h} \{ 0.04 - 0.7 \cdot k + 0.01(1 - 0.1 \mathbf{e}_r) \cdot (0.25 + k) \} \right] \quad (1.4)$$

$$\text{avec } k = \frac{W}{W + 2S}$$

## Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

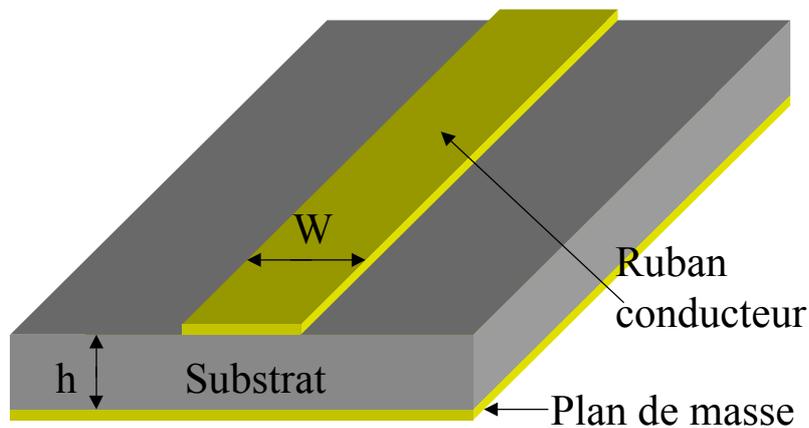
Cette structure présente de nombreux avantages pour la réalisation de MMICs :

- La compatibilité avec la technologie planaire des transistors
- La facilité de connexion des éléments passifs (capacité MIM, résistance...), que ce soit en série ou en parallèle.

### **2.2. La ligne micro ruban**

#### 2.2.1. Structure de la ligne

La structure de la ligne microruban est représentée sur la *Figure I. 3*. Elle se compose d'un plan de masse ou métallisation face arrière, d'un substrat semi-isolant de hauteur  $h$ , et d'un ruban métallique de largeur  $W$ . La propagation du signal hyperfréquence se fait entre la métallisation arrière et le ruban métallique.



*Figure I. 3. : Structure de la ligne microruban*

Cette structure présente un principal inconvénient par rapport à la structure coplanaire. La structure de propagation n'est pas planaire ce qui nécessite un traitement de la face arrière du substrat et la présence de via pour la connexion d'éléments passifs. Cependant, cette technologie est la plus utilisée industriellement du fait de l'existence de modèles de simulations précis qui permettent une bonne conception des circuits.

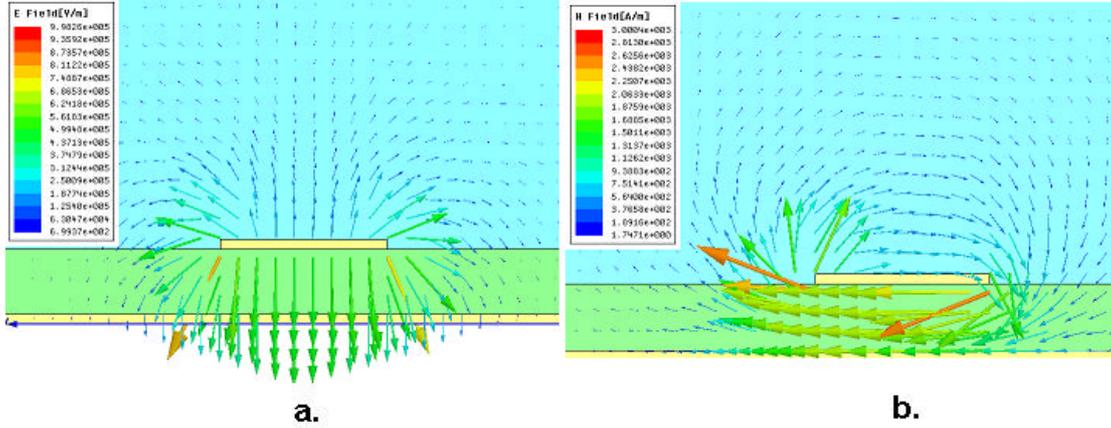
#### 2.2.2. Mode de propagation

La Figure I. 4 représente une carte de champs électromagnétiques pour la ligne microruban

La structure microruban étant elle aussi une structure non homogène, la propagation des champs électromagnétiques se fait aussi bien dans le substrat que dans l'air. Le mode de

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

propagation ne peut donc pas être TEM. Cependant la propagation étant peu dispersive et les champs longitudinaux quasiment nuls, l'approximation quasi-TEM peut aussi être faite pour la ligne microruban. Pour cette structure de ligne un seul mode de propagation est possible puisque la ligne ne présente que deux conducteurs métalliques.



**Figure I. 4 : Configuration des champs électriques (a) et magnétiques (b) dans le cas de la ligne microruban**

L'approximation quasi-TEM nous permet, comme dans le cas de la ligne coplanaire, de définir une permittivité relative effective [3].

Pour les lignes de faibles largeurs de rubans ( $\frac{W}{h} < 2$ ) :

$$\epsilon_{\text{reff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * \frac{\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi}}{\ln \frac{8h}{W}} \quad (1.5)$$

et pour les lignes de grande largeur de ruban ( $\frac{W}{h} > 2$ ) :

$$\epsilon_{\text{reff}} = (1-q) + q\epsilon_r \quad (1.6)$$

avec :

$$q = 1 - \frac{1}{d} \ln \frac{d+c}{d-c} + \frac{0.732}{d \cdot \epsilon_r} \left[ \ln \frac{d+c}{d-c} - \cosh^{-1}(0.358 \cdot d + 0.595) \right] + \frac{\epsilon_r - 1}{d \cdot \epsilon_r} \left[ 0.386 - \frac{1}{2(d-1)} \right]$$

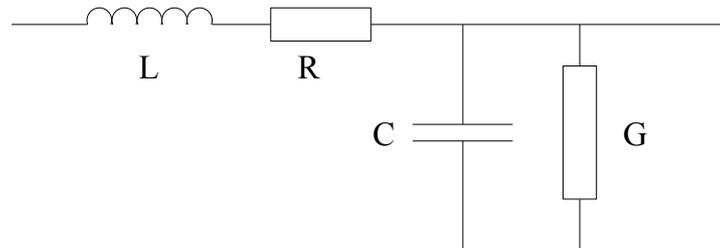
$$d = 1 + \sqrt{1 + c^2}$$

$$\frac{\pi W}{2 h} = c - \sinh^{-1} c$$

### 2.3. Caractéristique des lignes

#### 2.3.1. Schéma distribué équivalent

Les lignes de transmission, tant coplanaire que microruban présentant des modes de propagation quasi TEM, elles peuvent être modélisées par le schéma équivalent distribué suivant (Figure I. 5) :



**Figure I. 5: Schéma électrique équivalent**

Les principales caractéristiques des lignes sont :

- L'impédance caractéristique :

$$Z_c = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (\Omega) \quad (1.7)$$

- La constante de propagation

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (1.8)$$

$\alpha$  représente les pertes de la ligne (Np/m)

$\beta$  la constante de phase (rad/m).

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}, \lambda \text{ étant la longueur d'onde guidée dans la ligne}$$

- Sa vitesse de phase  $v_\varphi$

$$v_\varphi = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{en m.s}^{-1} \quad (1.9)$$

#### 2.3.2. Atténuation des lignes

Les pertes des lignes sont essentiellement dues aux pertes métalliques et aux pertes diélectriques.

## Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

Les pertes métalliques sont dues à la conductivité finie des métaux constituant les lignes de transmission. Ces pertes dépendent de l'épaisseur de métallisation et des paramètres géométriques de la ligne.

On montre dans la littérature qu'une épaisseur de métallisation de trois fois l'épaisseur de peau est nécessaire pour minimiser les pertes métalliques [4]. L'épaisseur de peau pour un conducteur est donnée par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_0 \sigma f}} \text{ en m} \quad (1.10)$$

Si l'on considère une métallisation avec de l'or ( $\sigma = 4.1e7 \text{ S/m}$ ), l'épaisseur de peau se situe donc aux alentours de  $0.4 \mu\text{m}$  pour une fréquence de 50 GHz. Pour notre étude nous travaillerons avec des épaisseurs de  $3\mu\text{m}$  afin de minimiser ces pertes.

Les pertes diélectriques dépendent principalement des caractéristiques du substrat telles que l'angle de pertes ( $\tan \delta$ ) et la permittivité relative ( $\epsilon_r$ ). Les pertes sont approximées par les expressions suivantes :

$$\alpha_d = 27,3 \cdot \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \cdot \frac{\epsilon_{\text{reff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_0} \text{ (dB/mm)} \quad (1.11)$$

$$\text{avec } \tan \delta = \frac{\sigma}{\omega \epsilon} + \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad \text{et} \quad \epsilon = \epsilon' + j \epsilon'' \quad (1.12)$$

L'angle de pertes ( $\tan \delta$ ) est un paramètre essentiel pour la définition des pertes diélectriques. Il dépend de deux phénomènes :

- Le premier terme de la formule 1.12 traduit une dépendance vis à vis de la résistivité du substrat.
- Le second terme est un paramètre intrinsèque au matériau et indépendant de la fréquence.

### **3. Lignes sur substrat silicium**

#### **3.1. Caractéristique des lignes sur silicium**

La plupart des substrats de silicium utilisés pour la réalisation de circuits intégrés ont une faible résistivité (généralement comprise entre  $1 \Omega\text{.cm}$  et  $100 \Omega\text{.cm}$ ). Pour évaluer les pertes de lignes de transmission coplanaires sur ce type de substrat, nous avons utilisé le

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

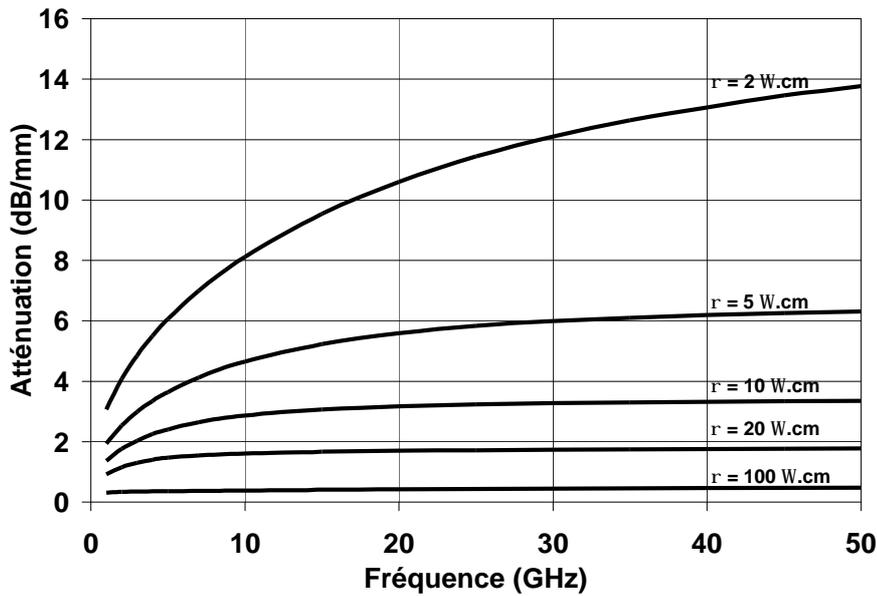
logiciel de simulation électromagnétique Ansoft HFSS. Nous avons considéré ici une ligne coplanaire avec les caractéristiques suivantes :

$$d = 100 \mu\text{m}, h = 400 \mu\text{m}, W = 38 \mu\text{m}, S = 31 \mu\text{m}.$$

Ces dimensions respectent les critères définis par les équations 1.1, 1.2 et 1.3.

### 3.1.1. Influence de la Résistivité du silicium sur les pertes

La Figure I. 6 représente l'évolution de l'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes résistivités de substrat dans la bande 0-50 GHz.



**Figure I. 6 : Atténuation en fonction de la fréquence pour des résistivités variant de 2 à 100 W.cm**

La courbe présentée ci dessus montre la difficulté de réaliser des lignes faibles pertes sur des substrats de faible résistivité. En effet nous voyons que les pertes sont de l'ordre de 14 dB/mm pour des substrats de 2  $\Omega$ .cm à 0.5 dB/mm pour des résistivités de 100  $\Omega$ .cm à 50 GHz.

Ces résultats peuvent s'expliquer par la prédominance des pertes diélectriques. L'expression de ces pertes est donnée de manière analytique par l'équation (1.13). Cette équation est obtenue en combinant l'expression (1.11) avec celle de l'angle de pertes (1.12). Nous obtenons pour le silicium la formule suivante en fonction de la résistivité du substrat et de la fréquence :

$$\alpha_d (\text{dB/mm}) = \frac{\epsilon_{\text{reff}} - 1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left( 1.7905 \cdot 10^{-4} * f + \frac{15.309}{\rho} \right) \quad (1.13)$$

## Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

En prenant  $\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = 0.0018$  pour le silicium [5]

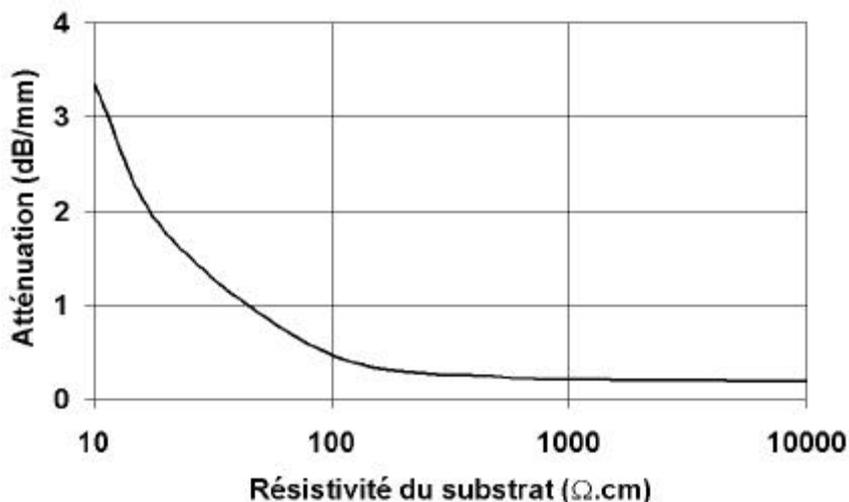
$f$  représente la fréquence exprimée en GHz et  $\rho$  la résistivité exprimée en  $\Omega.cm$ .

Pour les substrats étudiés ici et des fréquences de travail inférieures à 50 GHz, le second terme de la formule 1.13 prédomine sur le premier. Les pertes diélectriques dépendent donc directement de la résistivité du substrat utilisé. Plus la résistivité du substrat sera faible et plus les pertes diélectriques seront importantes. Si nous considérons une permittivité relative effective indépendante de la fréquence ( $\epsilon_{\text{reff}} = (\epsilon_r + 1)/2 = 6.35$ ), les pertes diélectriques s'échelonnent de 0.32 dB/mm pour un substrat de 100  $\Omega.cm$  à 16 dB/mm pour une résistivité de 2  $\Omega.cm$ . Ces pertes sont très élevées par rapport aux pertes métalliques et ne conviennent pas à la réalisation de circuits intégrés microondes sur silicium.

Considérons maintenant le cas des résistivités supérieures à 1 k $\Omega$ . Le second terme de l'angle de pertes (formule 1.12) de ces substrats devient petit et négligeable par rapport au premier. Ainsi les pertes diélectriques ne sont plus dépendantes de la résistivité du substrat.

En considérant une permittivité relative effective  $\epsilon_{\text{reff}} = 6.35$  ces pertes sont de 0,019 dB/mm à 50 GHz.

En résumé nous présentons sur la *Figure I. 7* l'évolution des pertes diélectriques en fonction de la résistivité du substrat à 50 GHz.



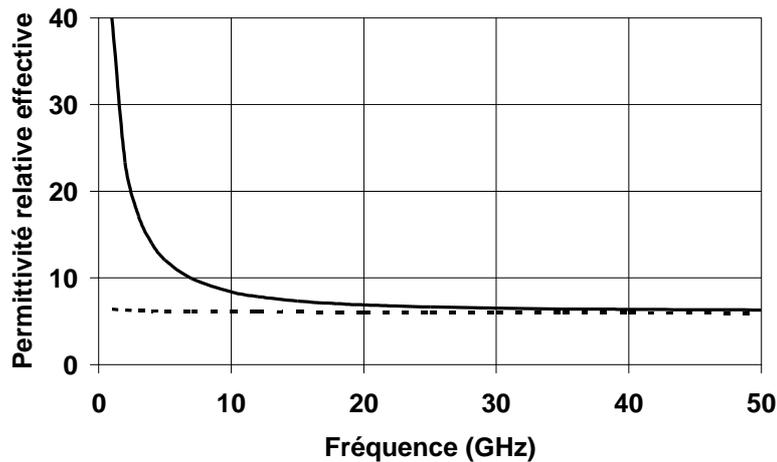
**Figure I. 7 : Pertes diélectriques en fonction de la résistivité du substrat à 50 GHz.**

Cette courbe nous montre qu'il faut une résistivité de substrat supérieure à 500  $\Omega.cm$  pour minimiser l'influence de la résistivité du substrat sur les pertes diélectriques.

### 3.1.2. Influence de la résistivité du substrat sur la permittivité ( $\epsilon_{\text{eff}}$ ) des lignes

La ligne coplanaire supporte un mode de propagation quasi TEM. Pour ce mode de propagation, la constante de phase évolue linéairement avec la fréquence. Ce qui se traduit par une permittivité relative effective constante.

La Figure I.8 représente l'évolution de la permittivité relative effective en fonction de la fréquence pour la structure décrite précédemment en considérant les résistivités de  $10 \Omega \cdot \text{cm}$  et  $10 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ .



*Figure I. 8 : Evolution de la permittivité relative effective en fonction de la fréquence pour différentes résistivités de substrat*

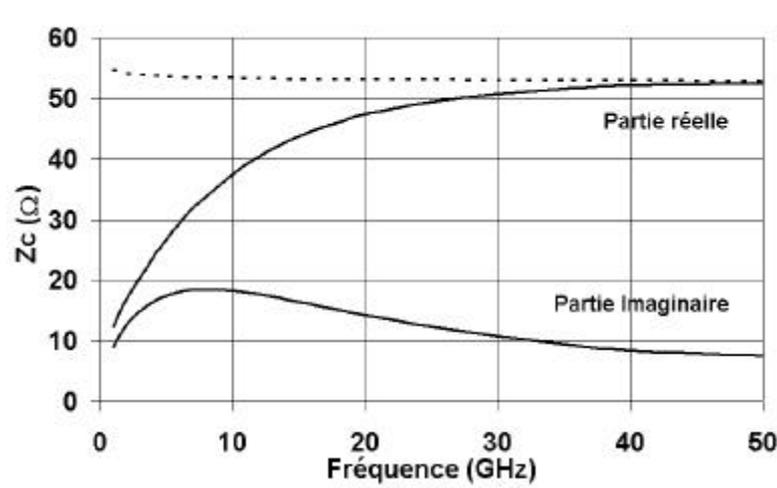
$\cdots r = 10 \text{ W.cm}$ ,  $\text{—} r = 10 \text{ kW.cm}$

Pour le substrat de résistivité  $10 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ , la permittivité reste constante sur toute la bande de fréquence. On a donc un mode de propagation quasi TEM.

Si l'on regarde la courbe concernant le substrat de résistivité  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ , nous observons d'abord une forte variation de la permittivité pour des fréquences inférieures à 20 GHz. Ceci traduit une vitesse de propagation de l'onde très faible. Le mode de propagation correspond à un mode d'onde lente, caractéristique des substrats faible résistivité. Il a été étudié par Hasegawa [6].

### 3.1.3. Influence de la résistivité du substrat sur l'impédance caractéristique

La Figure I.9 représente l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence pour une ligne sur des substrats de résistivité  $10 \Omega \cdot \text{cm}$  et  $10 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$ .



**Figure I. 9 : Evolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence**

$r = 10 \text{ W.cm}$ , -----  $r = 10 \text{ kW.cm}$

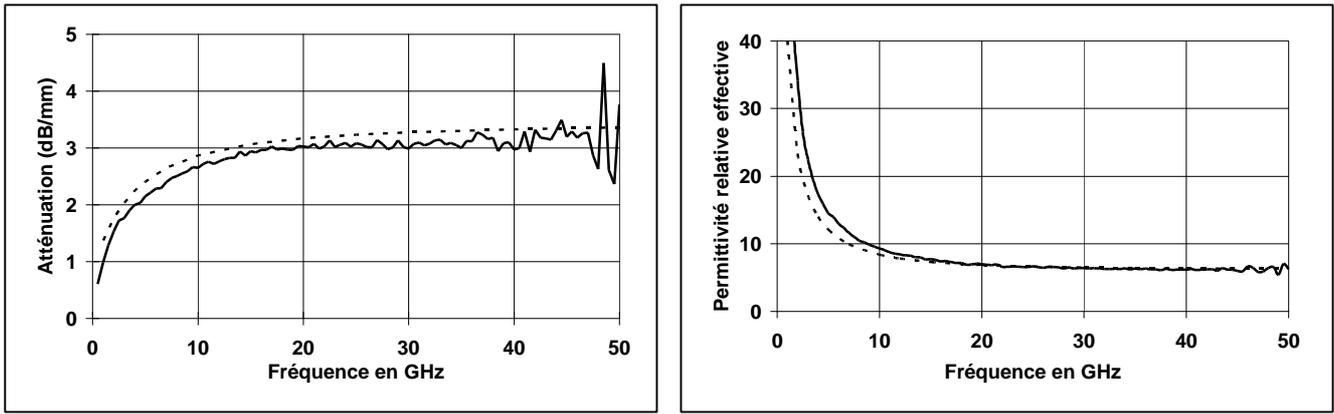
Pour la ligne réalisée sur le substrat de résistivité 10 kΩ.cm, l'impédance caractéristique reste constante sur toute la bande de fréquence. De plus la partie imaginaire est négligeable par rapport à la partie réelle. Pour la structure sur le substrat de résistivité 10 Ω.cm, nous observons une forte variation avec la fréquence et la présence d'une partie imaginaire non négligeable par rapport à la partie réelle. Cette évolution se traduit surtout en basse fréquence jusque 20 GHz.

Cet effet est lié à l'évolution du  $\epsilon_{\text{reff}}$ . L'impédance caractéristique est fonction de la capacité linéique de la ligne (Formule 1.7), elle-même fonction de la permittivité relative effective  $\epsilon_{\text{reff}}$ . L'évolution de cette dernière se répercute donc sur l'impédance caractéristique.

### 3.2. Validation expérimentale

Afin de confirmer nos simulations nous présentons ici les résultats expérimentaux de lignes coplanaires réalisées au laboratoire. Le procédé de réalisation des lignes ainsi que le procédé de caractérisation est identique à celui décrit en [7].

La Figure I.10 présente l'évolution de l'atténuation ainsi que de la permittivité pour une ligne coplaire de distance inter masse 100 μm et d'impédance caractéristique 50 Ω. La résistivité du substrat de silicium est de 10 Ω.cm.



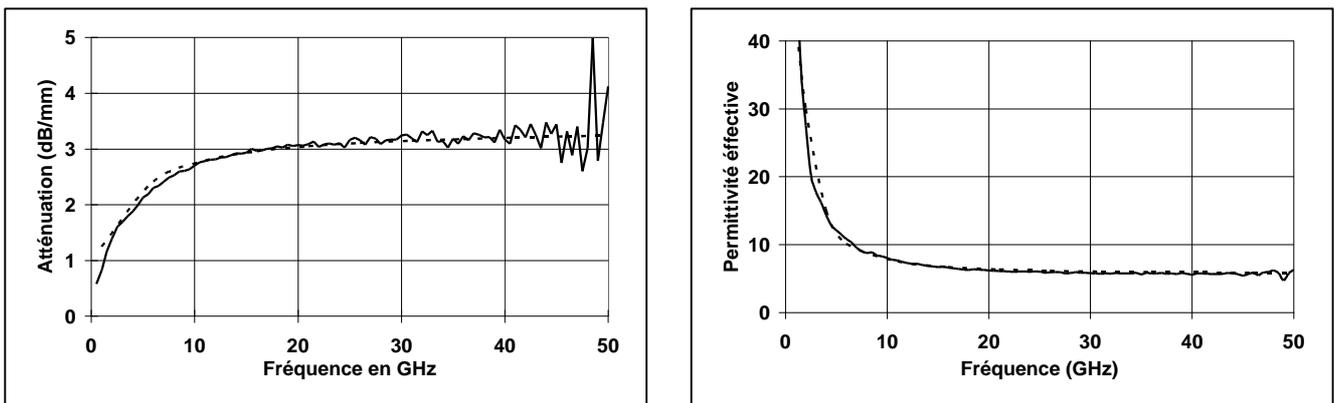
(a)

(b)

**Figure I. 10 : Atténuation (a) et permittivité (b) effective pour une ligne coplanaire sur silicium ;  $d = 100 \mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50 \text{ W}$ ,  $r = 10 \text{ W.cm}$**

————— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Simulation HFSS

De la même manière nous présentons sur la Figure I.11, la mesure pour une même ligne mais d'inter masse  $50 \mu\text{m}$ .



(a)

(b)

**Figure I. 11 : Atténuation (a) et permittivité (b) effective pour une ligne coplanaire sur silicium ;  $d = 50 \mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50 \text{ W}$ ,  $r = 10 \text{ W.cm}$**

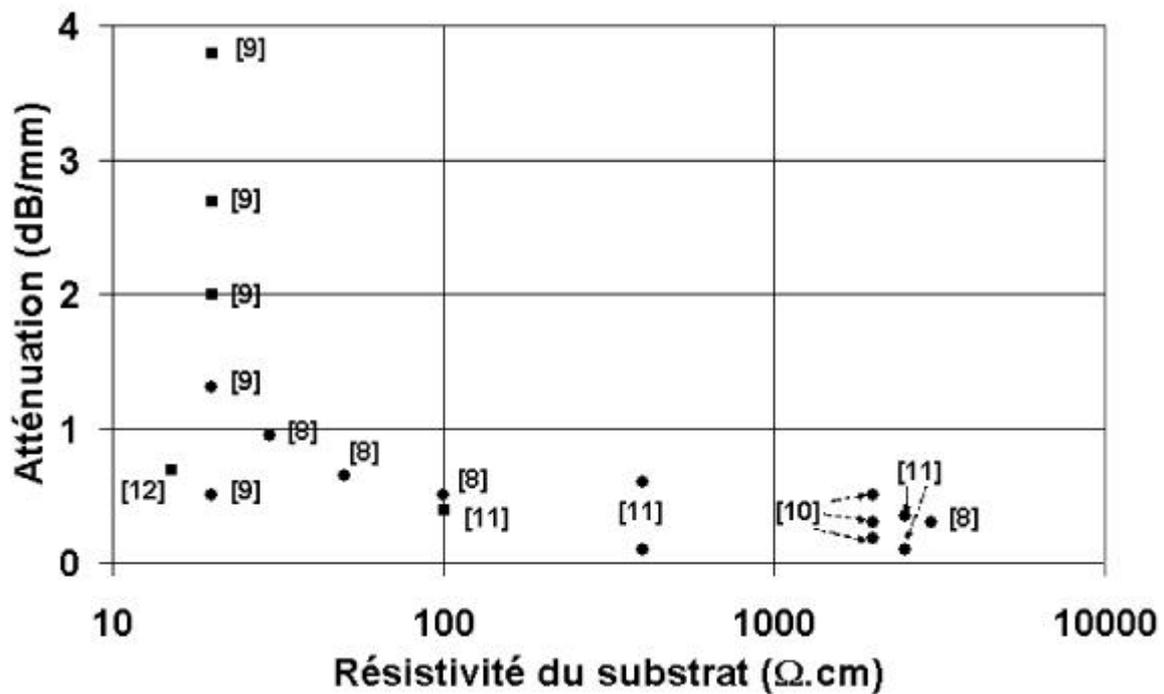
————— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Simulation HFSS

Nous observons un bon accord entre la mesure et les simulations.

### 3.3. Etat de l'art

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

La Figure I. 12 présente un état de l'art des structures de propagation sur silicium en termes de pertes que ce soit pour des structures microrubans (MSL) ou coplanaire (CPW). Afin de pouvoir comparer les différentes structures, la fréquence est ici fixés à 20 GHz.



Fréquence GHz	Résistivité du substrat (Ω.cm)	Zc (Ω)	Type de ligne	Atténuation (dB/mm)	d (μm)	W (μm)	Référence
20	15	42	MSL	0.7			[12]
20	20	53	MSL	3.8		18.5	[9]
20	20	75	MSL	2.7		9.1	[9]
20	20	100	MSL	2.0		4.2	[9]
20	20	42	CPW	1.3	50.3		[9]
20	20	68	CPW	0.5	12.6		[9]
20	30	50	CPW	0.95	50	20	[8]
20	50	50	CPW	0.65	50	20	[8]
20	100	50	CPW	0.5	50	20	[8]
20	100	50	MSL	0.4		80	[11]
20	400	50	CPW	0.6	29	9	[11]
20	400	50	CPW	0.1	211	51	[11]
20	2000	50	CPW	0.5	50		[10]
20	2000	50	CPW	0.3	100		[10]
20	2000	50	CPW	0.18	200		[10]
20	2500	50	CPW	0.35	211	51	[11]
20	2500	50	CPW	0.1	29	9	[11]
20	3000	50	CPW	0.3	50	20	[8]

**Figure I. 12. : Etat de l'art des lignes sur silicium d'impédance caractéristique 50 W en fonction de la résistivité du substrat à 20 GHz [8-12]**

Nous pouvons noter la difficulté d'avoir de bonnes performances en basse résistivité (jusque  $100 \Omega \cdot \text{cm}$ ). A ce niveau les structures coplanaires présentent de meilleures pertes que les microrubans. Pour obtenir des atténuations convenables ( $< 0.3\text{dB/mm}$ ) pour les deux structures une résistivité de plus de  $2 \text{ k}\Omega \cdot \text{cm}$  est nécessaire.

#### **4. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à l'étude des lignes de propagation microondes sur silicium. L'étude de ces lignes nous montre qu'il faut une résistivité du substrat supérieure à  $500 \Omega \cdot \text{cm}$  pour minimiser les pertes diélectriques. En dessous de cette résistivité, les pertes de ces lignes sont incompatibles avec la conception de circuit intégré. Pour des substrats standard silicium ( $10 \Omega \cdot \text{cm}$ ), ces pertes sont de l'ordre de  $3.2\text{dB/mm}$ . La réalisation de lignes de transmission performantes sur ce type de substrat s'avère donc difficile. La suite du travail consistera donc à développer une nouvelle technologie pour obtenir des structures de propagation à faibles pertes sur ce type de substrat.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] M.Riazat, I.J. Feng, R. Majidi-Ahy, B. A. Auld « Single-Mode operation of coplanar waveguides », Electronics letters, vol. 23, n° 24, November 1987
- [2] W.Heinrich « Quasi TEM description of MMIC coplanar lines including conductor loss effects », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 41, n°1, January 1993, pp. 45-52
- [3] K.C. Gupta « Microstrip lines and slotlines », Artech house Inc, Dedham, Massachusetts USA, 1979
- [4] Haydl, W.H.; Braunstein, J.; Kitazawa, T.; Schlechtweg, M.; Tasker, P.; Eastman, L.F. « Attenuation of millimetre wave coplanar lines on gallium arsenide and indium phosphide over the range 1-60 GHz », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, 1-5 June 1992, pp. 349 -352.
- [5] M. N. Afsar, and K. J. Button « precise millimeter-wave measurements of complex refractive index, complex dielectric permittivity and loss tangent of GaAs, Si, SiO<sub>2</sub>, Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>, BeO, Macor, and glass » IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 31 n°2, 1983, pp. 217-223
- [6] H.Hasegawa, M.Furukawa,H.Yanai« Properties of Microstrip Line on Si-SiO<sub>2</sub> System » IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 19, November 1971, pp. 869 -881.
- [7] S.Boret« Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz » Thèse de doctorat, Université de lille1, Sept 1999, n° d'ordre 2601.
- [8] Heinrich W., Gerdes J., Schmuckle F.J., Rheinfelder C., Strohm K. « Coplanar passive elements on Si substrate for frequencies up to 110 GHz » IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 46 ,n° 5, may 1998, pp. 709-712.
- [9] Durr W., Erben U., Schuppen A, Dietrich H., Schumacher, H.« Investigation of microstrip and coplanar transmission lines on lossy silicon substrates without backside metallization » IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 46, n°5, May 1998, pp. 712-715.
- [10] Warns C., Menzel W., Schumacher H. « Transmission lines and passive elements for multilayer coplanar circuits on silicon » IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. 46, n° 5, may 1998, pp. 612 – 622.
- [11] Ponchak G.E. « RF Transmission lines on silicon substrates » 29<sup>th</sup> Eur. Microwave Conf., Munich 1999, pp. 158- 161.

Chapitre I : Etat de l'art des structures de propagation sur silicium pour applications millimétriques

- [12] G. Six, M. Vanmackelberg, H. Happy, G. Dambrine, S.Boret, D. Gloria, « Transmission lines on low resistivity silicon substrates for MMIC's applications », 31<sup>th</sup> Eur. Microwave Conf., Londres, 2001, pp. 193 – 196.

## **Chapitre II :**

### **La technologie 3D :** **Application aux structures de** **propagation sur silicium**



## **1. INTRODUCTION**

Afin de réduire les pertes induites par la faible résistivité du silicium, plusieurs solutions ont été proposées dans la littérature. La plus courante étant l'utilisation des structures de propagation micro usinées telles que les membranes [1-3]. Bien que ces structures présentent de bonnes performances hyperfréquences, leur réalisation technologique s'avère délicate à mettre en oeuvre. De plus leur fragilité représente un frein majeur pour la réalisation de circuits intégrés.

Nous proposons donc ici une solution alternative pour la réalisation de lignes à faibles pertes : les structures en trois dimensions (3D). La finalité de ces structures est de séparer physiquement les rubans conducteurs du substrat en introduisant une couche de diélectrique. Ceci permet de réduire l'influence du substrat sur les pertes totales des lignes de propagation. De plus ces structures présentent l'avantage de réduire la dimension des éléments passifs ce qui permet une plus grande densité d'intégration [4].

Ce deuxième chapitre traite de la conception, de la réalisation et de l'optimisation de structures de propagation 3D. Les objectifs de cette étude sont :

- De développer une technologie reproductible pour la réalisation de structures de propagation en trois dimensions.
- D'obtenir des structures de propagation à faible pertes par rapport à l'état de l'art.

La première partie de ce chapitre sera consacrée à la description et à l'optimisation des différents procédés technologiques mis en oeuvre pour la réalisation des structures en 3D. Nous utilisons comme matériau diélectrique le Benzocyclobutene (BCB). Une étude complète des différents paramètres de dépôt nous permettra d'en dégager les conditions optimales pour nos applications. Dans une deuxième partie nous étudierons le système de dépôt électrolytique nécessaire pour nos applications. Le choix de la couche d'accrochage ainsi que la lithographie optique développée autour de ce système seront abordés. Enfin nous détaillerons le procédé technologique complet de réalisation de ces éléments passifs.

Dans une seconde partie nous optimiserons les paramètres géométriques des lignes de propagation tant en technologie coplanaire que micro ruban. Ces simulations ont été ensuite validées par des mesures sur des dispositifs réalisés au laboratoire.

## **2. Mise au point des procédés technologiques pour la réalisation des structures en 3D**

### **2.1. Le BCB**

Le Benzo Cyclo Butene (BCB) est un polymère développé entre autre par la société DOW chemical sous le nom de Cyclotene pour des applications en microélectronique. Ses principales caractéristiques sont les suivantes [5] :

- Une faible permittivité :  $\epsilon_r = 2.65$  constante en fonction de la fréquence
- Un angle de pertes faible :  $\tan \delta = 0.0008 - 0.002$  (10 MHz – 10 GHz)
- Des faibles températures de polymérisation :  $< 250$  °C
- Une bonne clarté optique
- Une bonne stabilité thermique

#### **2.1.1. Utilisation du BCB dans la microélectronique**

Ces caractéristiques font du BCB un polymère très intéressant pour de nombreuses applications en microélectronique. Nous présentons ici ses différents domaines d'applications.

Dans le domaine des circuits intégrés en AsGa il est utilisé pour former des interconnexions multicouches [4] et pour protéger des éléments tels que les ponts à air. Sa faible température de recuit en fait un matériau de choix pour des applications de ce type.

De récents travaux à l'IEMN [6] ont démontré son efficacité pour la réalisation de transistor HEMT double grille où le BCB est utilisé pour effectuer un report de substrat

Le BCB est un matériau de choix dans le domaine de la passivation des circuits [7].

Dans le domaine des composants optiques, il est utilisé comme matériau pour la réalisation du cœur ou de la gaine de guide d'onde optique [8].

#### **2.1.2. Les différentes formes de BCB et leurs dépôts**

Il existe deux types de BCB commercialisé par la société DOW chemical :

- Le BCB à gravure sèche (série 3000)
- La BCB photosensible (série 4000)

De part sa gravure sèche, le BCB série 3000 présente un inconvénient majeur. La gravure se fait au plasma ce qui entraîne un niveau de masquage supplémentaire pour la réalisation de motifs. De plus elle induit une pollution importante des bâtis de gravure.

Le BCB photosensible, série 4000, se traite comme une résine optique. Ceci évite la gravure au plasma ce qui rend son procédé de dépôt moins contraignant que celui de la série 3000.

Trois viscosités différentes sont disponibles pour ce type de BCB. Notre objectif étant de travailler avec des épaisseurs importantes de diélectrique, nous avons choisi d'utiliser le BCB 4026-46 pour nos applications.

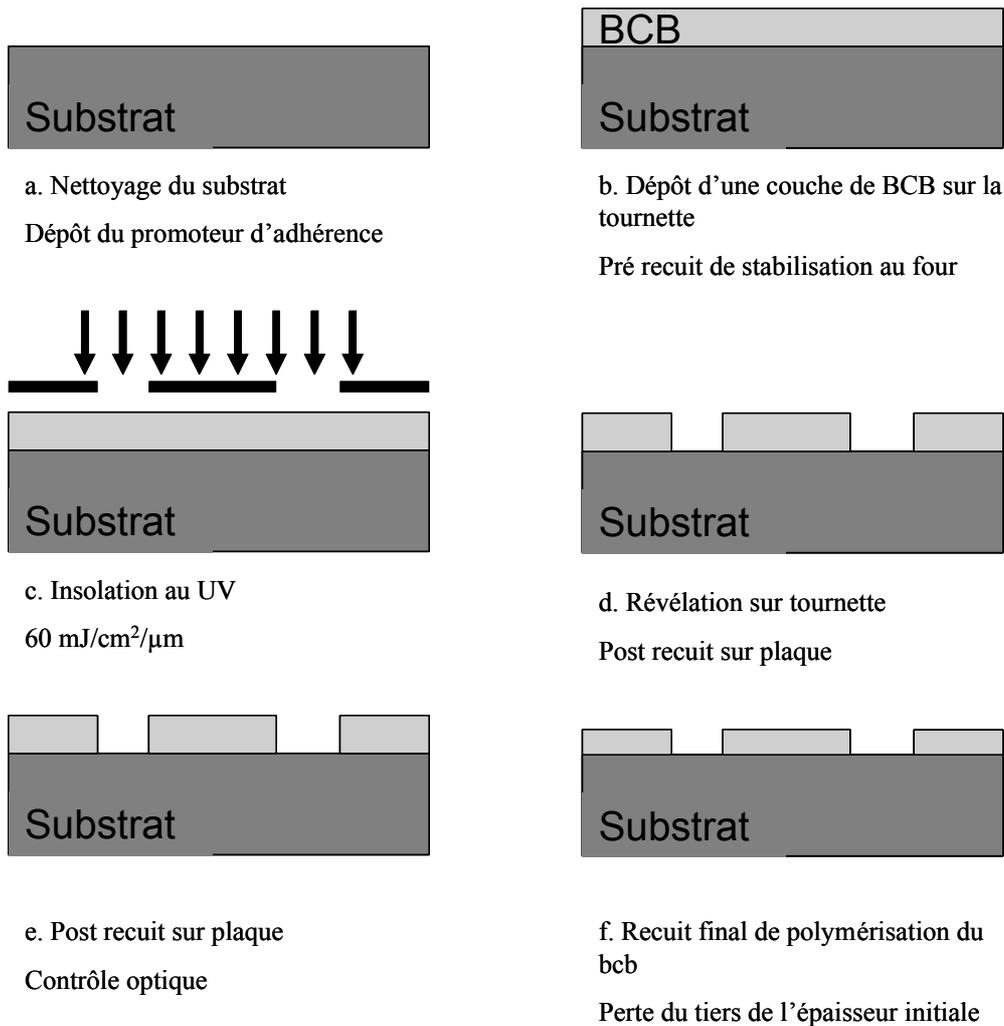
La *Figure II. 1* représente le procédé de dépôt du BCB.

La première étape du procédé consiste à déposer un promoteur d'adhérence après nettoyage du substrat. Ce promoteur a pour but d'assurer une bonne adhésion du diélectrique sur le substrat (Figure II.1.a.).

Le dépôt du diélectrique se fait sur la tournette (Figure II.1.b.). L'épaisseur déposée dépend de la viscosité du BCB et de la vitesse de rotation. Après le dépôt de la résine un pré recuit est nécessaire pour éliminer les solvants résiduels. La température et la durée de ce recuit dépendent de la nature du substrat aussi bien que de l'épaisseur du film. Ce recuit peut être effectué aussi bien au four que sur plaque chauffante.

Le diélectrique est ensuite insolé. Il faut noter ici que le BCB photosensible agit comme une résine négative, ce qui signifie que les zones non insolées seront éliminées à la révélation. L'énergie d'insolation (Figure II.1.c.) du polymère dépend de l'épaisseur et de la viscosité de ce dernier.

La révélation (Figure II.1.d.) se fait sur la tournette en déposant du révélateur sur la toute la surface du substrat insolé. Le temps de révélation est déterminé visuellement par l'apparition d'irisation sur le substrat. Un temps d'attaque supplémentaire est ensuite nécessaire pour bien révéler les motifs. Enfin un rinçage du substrat est effectué en déposant du développeur sur le substrat en rotation pendant 20s.



**Figure II. 1: Schéma de dépôt du BCB 4026-46**

Un post recuit sur plaque est indispensable ensuite afin de stabiliser les flancs du BCB et de sécher le substrat (Figure II.1.e.).

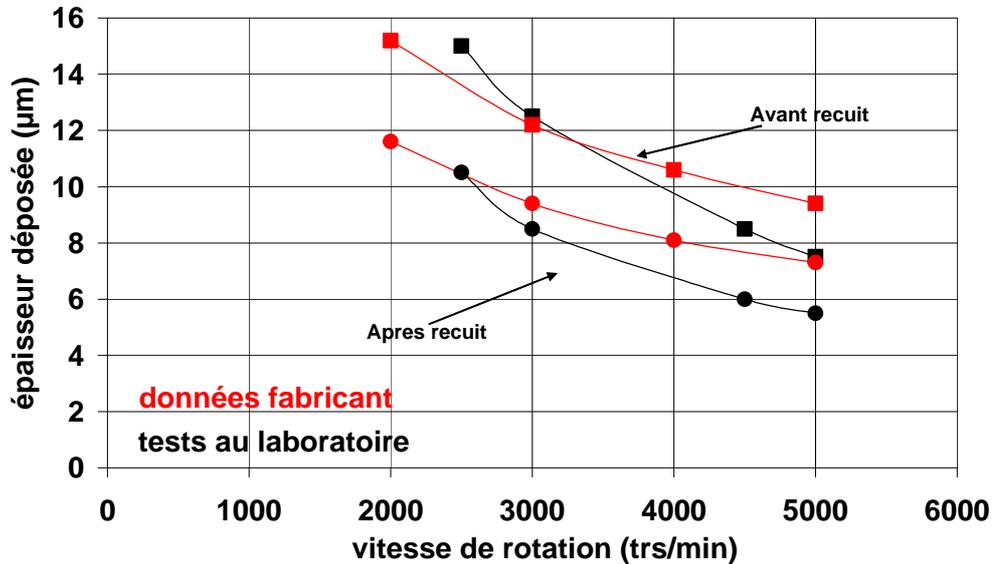
Le recuit final sert à polymériser le BCB (Figure II.1.f.). Ce recuit se fait dans les mêmes conditions que pour le BCB à gravure sèche soit à une température de  $250 \text{ }^\circ\text{C}$

### 2.1.3. Optimisation des paramètres technologiques pour le dépôt du BCB

Le dépôt du BCB dépend fortement de nombreux paramètres environnementaux que nous ne maîtrisons pas : la température de la pièce, le type de tournette utilisée. Il nous a donc fallu recalibrer les données du fabricant avec le matériel à notre disposition au laboratoire. Nous en présentons ici les principaux résultats.

*- Influence de la vitesse de rotation sur l'épaisseur du BCB.*

Nous étudions ici l'influence de la vitesse de rotation de la tournette sur l'épaisseur de BCB déposée. Il est à noter que la tournette utilisée ici est une tournette à capot ouvert. La *Figure II. 2* représente la comparaison entre les données du fabricant et les tests effectués au laboratoire pour des vitesses de rotations allant de 2500tr/min jusque 5000tr/min.



*Figure II. 2 : Influence de la vitesse de rotation sur l'épaisseur de BCB*

Le graphique nous montre qu'avec nos paramètres de dépôt il est possible d'obtenir des épaisseurs variant de 10.5 µm pour une vitesse de rotation de 2500 tr/min jusque 5.5 µm pour une vitesse de 5000 trs/min. Ces données sont en dessous des valeurs fournies par le constructeur (entre 7µm et 12 µm pour des vitesses de rotation comprises entre 2000 tr/min et 5000 tr/min). Ces valeurs sont néanmoins adaptées pour nos applications, une épaisseur de BCB de 10µm peut être obtenue avec une vitesse de 2500tr/min. pour des applications à 20 µm de diélectrique, deux couches de 10µm peuvent être superposées.

- *Température et types de recuit*

L'un des problèmes auquel nous avons été confronté consiste en la définition des conditions de recuit du diélectrique. Au cours du procédé de dépôt du BCB trois recuits sont nécessaires :

- Le premier recuit qui suit le dépôt du diélectrique sert à éliminer les solvants résiduels. Les conditions de durée et de température de ce recuit dépendent aussi bien de

l'épaisseur de diélectrique déposée que de la nature du substrat. Une température trop faible ou un temps de recuit trop court peuvent entraîner des décollements du diélectrique lors de la révélation. Une température de recuit trop importante peut entraîner une dégradation du plan de masse due aux contraintes appliquées sur ce dernier lors du recuit.

Après de nombreux essais nous sommes parvenu aux conclusions suivantes :

⇒ Un recuit en étuve est préférable à un recuit sur plaque. Une meilleure adhérence du BCB y est obtenue.

⇒ Une température de 80 °C et un temps de recuit de 30 min sont nécessaires pour une épaisseur de 10 µm au final. Si l'épaisseur est de 6µm 20 min à 70 °C sont suffisantes.

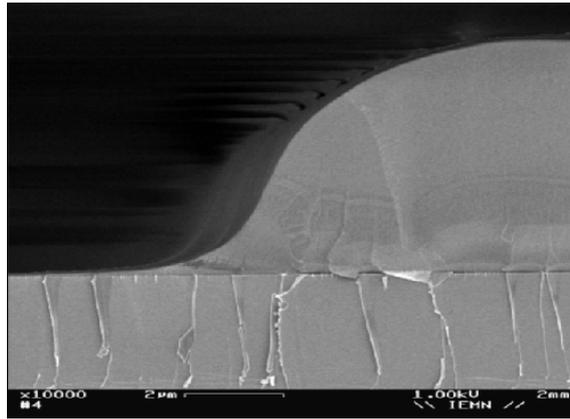
- Après la révélation un second recuit doit être effectuer pour sécher le film déposé et stabiliser les flancs des plots du diélectrique. Si ce recuit est omis les contours des plots de BCB peuvent être dégradés. Ce recuit se fait sur plaque chauffante à une température de 90 °C, pendant une durée de 90s.

- Enfin un recuit final doit être effectué à la fin du procédé. Le but de ce recuit est de polymériser le BCB afin de le rendre insensible aux différentes étapes de réalisations technologiques effectuées sur le substrat, tels que les attaques chimiques, les étapes de métallisation ou les cycles thermiques. Ce recuit se fait sous flux d'azote afin de ne pas oxyder le diélectrique. Deux types de recuit sont possibles à ce niveau.

Le premier est un recuit « hard ». Il s'effectue à une température de 230 °C pendant 80 minutes. Avec ce recuit nous obtenons un taux de polymérisation du BCB de 95 %. Il est utilisé pour des applications monocouches.

Le second est un recuit « soft ». Il s'effectue à une température de 210 °C pendant 40 minutes. Avec ce recuit nous obtenons un taux de polymérisation du BCB d'environ 70 %. Ce recuit est utilisé lorsque l'on veut superposer deux couches de BCB afin d'éviter les contraintes mécaniques.

Ces paramètres technologiques nous ont permis d'obtenir les profils de BCB suivants (*Figure II. 3*)



*Figure II. 3: profil du BCB obtenu*

Ce profil correspond à une pente moyenne d'environ 45 %.

#### 2.1.4. Conclusion

Nous avons étudié dans cette partie l'optimisation des paramètres technologiques pour le dépôt du BCB. Cette étude nous a montré que le BCB photosensible 4026-46 est le plus adapté pour nos applications. L'étude des paramètres de dépôt de ce diélectrique nous a ensuite montré qu'il était possible d'obtenir des épaisseurs comprises entre 5.5  $\mu\text{m}$  et 10.5  $\mu\text{m}$ . Nous allons dans une deuxième partie étudier le dépôt des métallisations.

## 2.2. Dépôt des métallisations

Le procédé de fabrication des éléments passifs a été mis au point par S. Boret lors de sa thèse [9]. La technique utilisée ici est celle du dépôt électrolytique. Cette solution est motivée par le fait que des épaisseurs de 3  $\mu\text{m}$  peuvent être déposées.

### 2.2.1. Le dépôt électrolytique

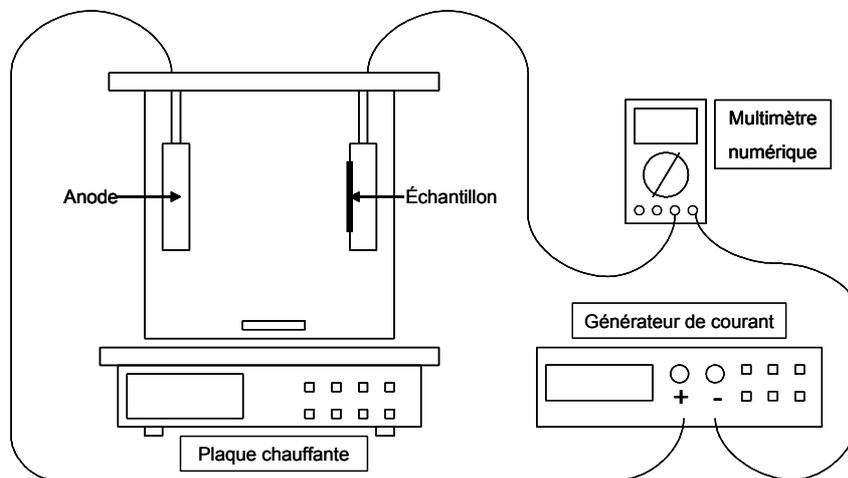
Lorsque l'on fait passer un courant dans un bain d'électrolyte, il y a une migration des ions positifs vers la cathode et des ions négatifs vers l'anode. Cet effet accompagné de phénomène d'électrodéposition au voisinage du substrat constitue le principe de base de l'électrolyse. Les ions  $\text{Au}^+$  étant positifs, le substrat à métalliser doit être placé au niveau de la cathode. Afin d'assurer une continuité du courant, un film conducteur doit être préalablement déposé sur l'échantillon.

## Chapitre II : La technologie 3D : Application aux structures de propagation sur silicium

Le schéma de principe du système de dépôt électrolytique dont nous disposons au laboratoire est représenté sur la Figure II. 4. Le système est composé de:

- une solution contenant l'électrolyte de type PUR-A-GOLD 402 de la société Enthone OMI.
- une alimentation courant continu
- un multimètre numérique
- une plaque chauffante
- une grille en titane platiné servant d'anode
- un support d'échantillon en Téflon

L'or est introduit dans l'électrolyte sous forme de sels de cyanure double d'or et de potassium ( $\text{KAu}(\text{CN})_2$ )



**Figure II. 4 : Système de dépôt électrolytique**

Malgré une simplicité du système, la qualité et la vitesse de dépôt sont fonction de nombreux paramètres. Ces paramètres sont de nature géométriques (forme et dimension de la cuve, distance entre les électrodes) ou électrochimiques (densité de courant, température du bain, agitation, conductivité du film d'accrochage)

Des travaux précédents [9] ont montrés que les paramètres optimaux sont :

Une densité de courant de  $1.5 \text{ mA/cm}^2$

Une température de bain de  $45^\circ\text{C}$

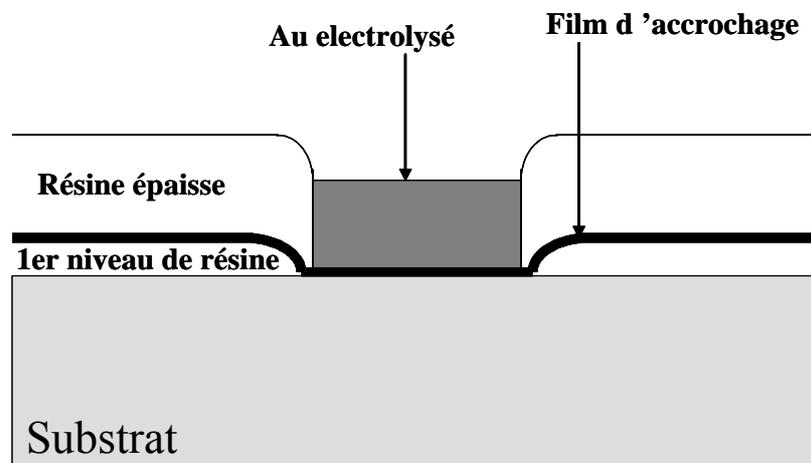
Une agitation de 100 tr/min

Une résistance de contact de 2 à  $6 \Omega$  entre l'électrode et le film d'accrochage

Ces paramètres permettent une vitesse de croissance de l'or de l'ordre de  $0.11 \mu\text{m}/\text{mn}$ , avec une faible rugosité de l'or déposé.

### 2.2.2. La lithographie mise en œuvre autour du dépôt électrolytique

Le procédé photo lithographique mis en œuvre pour le dépôt de métallisations est représenté sur la Figure II.5. C'est un procédé tri couche, résine métal résine. La réalisation de motifs nécessite donc deux niveaux de masquage et deux masques distincts. Le premier niveau de résine sert à protéger les éléments existants sur le substrat. Le métal assure la conductivité sur la plaque pour le bon fonctionnement de l'électrolyse. Le dernier niveau de résine sert à définir les motifs à électrolyser.



**Figure II. 5 : Lithographie optique**

*- Choix de la couche d'accrochage*

La couche d'accrochage doit posséder plusieurs propriétés :

- Elle doit posséder une bonne conductivité et ne pas être oxydable afin d'assurer un passage du courant dans les meilleures conditions possibles
- Pour la réalisation de nos structures 3D, elle doit posséder une bonne adhérence avec le BCB.
- Enfin elle doit pouvoir se graver facilement par voie sèche ou humide

Lors des précédentes études, le métal utilisé pour la couche d'accrochage était du nickel. Il possède l'avantage d'avoir une bonne conductivité et sa gravure par voie humide est bien maîtrisée. Cependant son oxydation à l'air est assez rapide ce qui peut endommager la qualité du dépôt. Nous avons donc cherché une solution plus propice à nos applications.

Après plusieurs essais (W, W/Au, Ti/Au), il s'avère que le titane est le film qui possède la meilleure accroche sur le BCB. Cependant le titane seul ne peut pas être utilisé car son oxydation est instantanée au contact de l'air. Pour éviter ce phénomène nous utilisons une couche mixte composée de titane (200 Å) et d'or (300 Å).

Après avoir réalisé l'électrolyse et éliminé le second niveau de résine, la gravure du film d'accrochage se fait par voie chimique. Une solution d'iodure de potassium est utilisée pour graver le film d'or. Le titane est quant à lui gravé avec une solution de Be7-1. La fin de gravure est détectée visuellement avec l'apparition de bulles. Ceci permet d'éviter les sous gravures et ainsi le décollement des motifs.

### **2.3. Conclusion**

Nous avons étudié au cours de cette partie les procédés technologiques pour la réalisation de structures en 3D. L'étude du BCB nous a permis de montrer qu'il est possible de déposer des épaisseurs variant de 5.5 µm à 10.5 µm. Nous avons ensuite décrit les procédés de dépôt des métallisations. Nous allons maintenant utiliser cette technologie pour réaliser des structures de propagation en 3D.

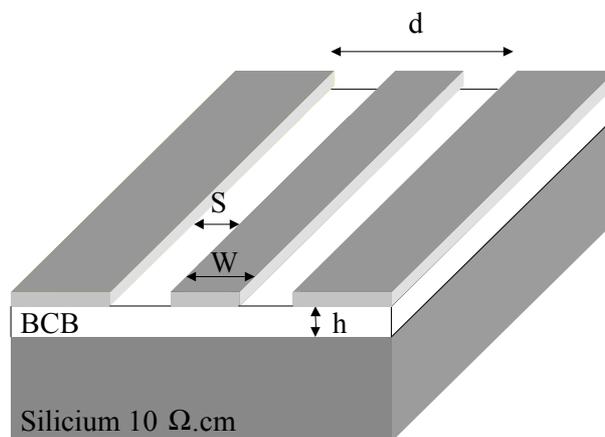
### 3. Les structures de propagation 3D

#### 3.1. Introduction

L'objectif de cette partie est d'obtenir une réduction des pertes des lignes de propagation sur silicium afin de les rendre compatibles avec la conception de circuits intégrés. Pour cela les structures de propagations 3D présente l'avantage de délocaliser les rubans conducteurs du substrat à pertes [10,11]. Différentes structures de propagation satisfaisant à cette condition ont été étudiées : Les lignes coplanaires sur BCB, les lignes coplanaires blindées et les lignes TFMS.

#### 3.2. Les lignes coplanaires sur BCB

La solution la plus simple qui s'offre à nous pour la conception de structures 3D est l'insertion d'une couche de diélectrique entre le substrat et les rubans conducteurs d'une ligne coplanaire classique (*Figure II. 6*).

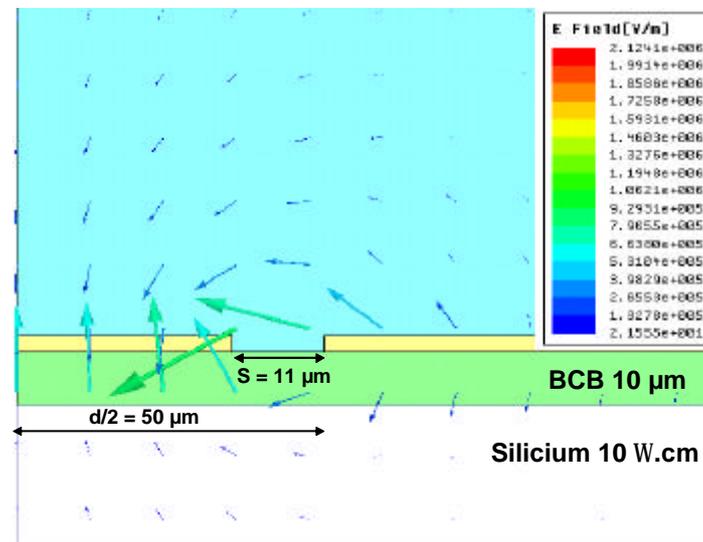


*Figure II. 6 : Structure et photo de la ligne coplanaire sur BCB*

Les différents paramètres qu'il est possible d'optimiser avec cette structure sont ici la distance intermasse  $d$ , la hauteur de diélectrique  $h$  ainsi que la résistivité du substrat.

Dans un premier temps nous étudions l'influence de la couche de diélectrique sur la propagation des champs électromagnétiques. Pour cela nous effectuons une simulation HFSS des champs électromagnétiques se propageant dans la structure. La Figure II. 7 représente la

carte du champ électrique pour une ligne d'inter masse  $100\mu\text{m}$  et d'impédance caractéristique  $50\ \Omega$ . La hauteur du diélectrique est de  $10\mu\text{m}$  et la résistivité du substrat de  $10\ \Omega.\text{cm}$ . Pour des soucis de gain de temps, la simulation n'a été effectuée que sur une demi structure en considérant un plan magnétique parfait en bordure de structure.



**Figure II. 7 : carte du champ électrique ( $d = 100\ \mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50\ \text{W}$ ,  $r = 10\ \text{W.cm}$ )**

La carte du champ électrique nous montre que la propagation se fait essentiellement dans les milieux à faibles pertes diélectriques (air et BCB). En effet il existe un rapport 10 entre les valeurs des champs dans ces deux matériaux et ceux dans le substrat de silicium. La couche de BCB permet donc de limiter la propagation dans le substrat de faible résistivité et donc de réduire son influence.

### 3.2.1. Influence des paramètres $h$ et $d$ sur les caractéristiques de la ligne

Au cours de cette étude, nous avons considéré un substrat de silicium standard possédant une résistivité de  $10\ \Omega.\text{cm}$ .

#### - Influence de l'épaisseur de diélectrique $h$

Afin de voir l'impact de la couche de BCB sur les pertes des lignes nous traçons sur les Figure II. 8 et Figure II. 9 l'évolution de l'atténuation et de la permittivité relative en

fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de diélectrique. Les simulations sont faites pour des lignes ayant des distances inter masse de 50 et 100  $\mu\text{m}$  respectivement et d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ . Des hauteurs de BCB allant de 5  $\mu\text{m}$  à 20  $\mu\text{m}$  sont ici étudiées.

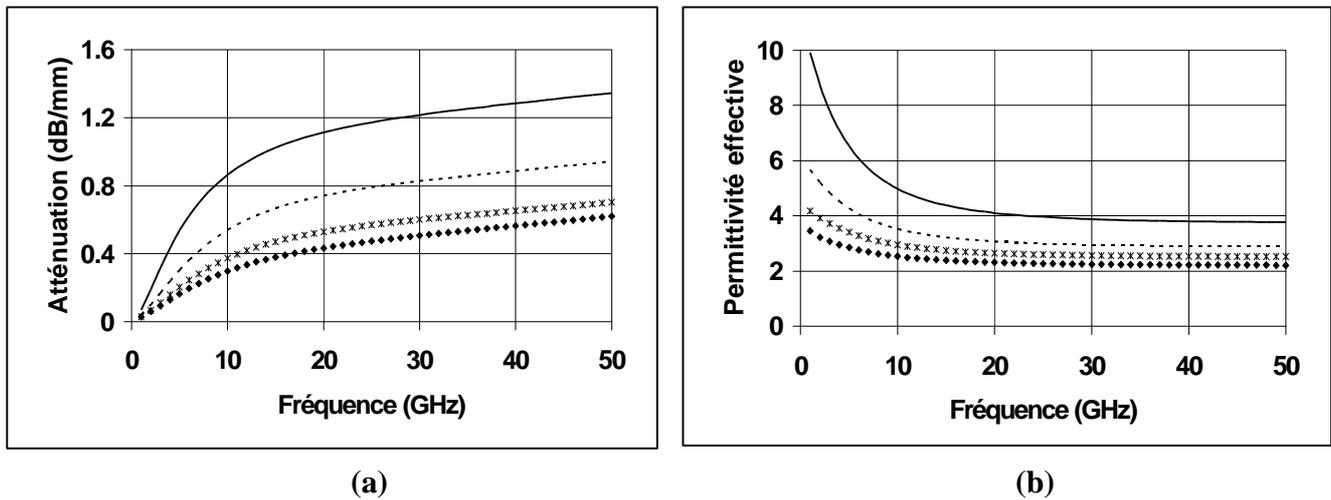


Figure II. 8. : Atténuation (a) et permittivité (b) en fonction de la fréquence pour différentes hauteur de diélectrique ( $d = 100 \mu\text{m}$ ).

$\text{—}$   $h = 5 \mu\text{m}$ ,  $\text{---}$   $h = 10 \mu\text{m}$ ,  $\text{****}$   $h = 15 \mu\text{m}$ ,  $\text{.....}$   $h = 20 \mu\text{m}$

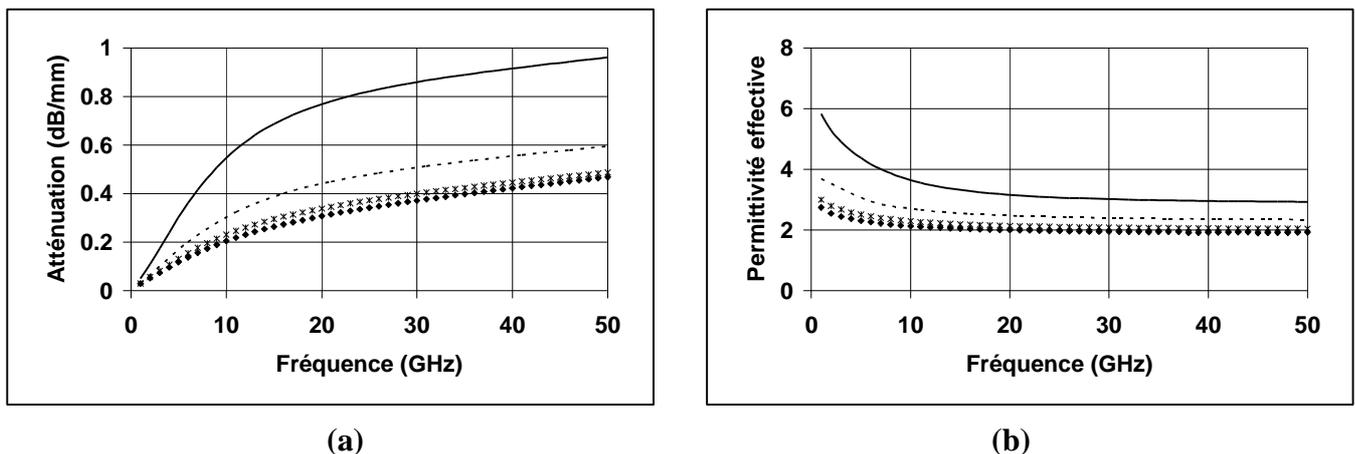


Figure II. 9: Atténuation (a) et permittivité effective (b) en fonction de la fréquence pour différentes hauteur de diélectrique ( $d = 50 \mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50 \Omega$ ).

$\text{—}$   $h = 5 \mu\text{m}$ ,  $\text{---}$   $h = 10 \mu\text{m}$ ,  $\text{****}$   $h = 15 \mu\text{m}$ ,  $\text{.....}$   $h = 20 \mu\text{m}$

L'évolution nous montre une décroissance de l'atténuation au fur et à mesure que la hauteur de diélectrique augmente.

Pour une distance intermasse de 100µm cette évolution est très marquée jusque 15 µm de BCB. Il y a en effet une variation de 0.4 dB/mm entre une hauteur de 15 µm et une hauteur de 10 µm. Au delà de 15 µm la décroissance n'est plus significative. L'écart n'est que de 0.1 dB/mm entre 15 µm et 20 µm de BCB.

Pour  $d = 50 \mu\text{m}$ , nous observons la même évolution. Cependant l'évolution reste prononcée jusqu'à une hauteur de 10 µm. Au delà de cette hauteur l'évolution n'est plus significative. Il n'y a en effet que 0.1 dB/mm d'écart entre 10 µm et 15 µm de hauteur de diélectrique. Ainsi pour cette intermasse une hauteur de BCB de 10 µm est une hauteur suffisante pour une minimisation des pertes.

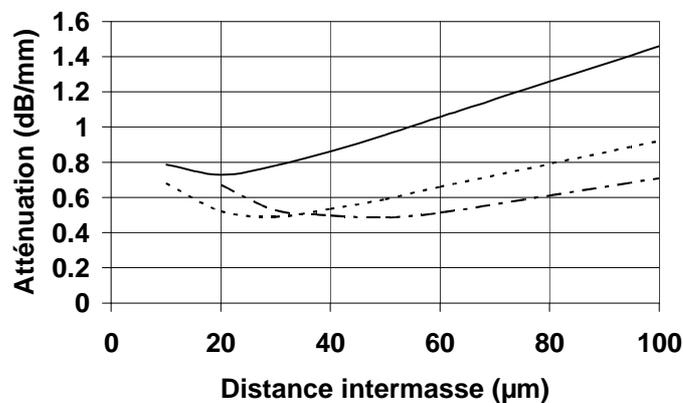
- *Influence de la distance inter masse d*

La distance inter masse représente un des paramètres essentiels dans la conception de lignes coplanaires. Nous avons vu dans le chapitre précédent que cette distance doit rester assez faible devant la longueur d'onde [12] :

$$d < \frac{\lambda_d}{10} = \frac{c}{10 * f * \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.1)$$

Pour des applications en gamme d'ondes millimétriques cela signifie qu'une distance maximale d'environ 200 µm doit être prise en compte.

Afin de déterminer la distance inter masse optimale pour les pertes de la ligne nous traçons sur la Figure II. 10, l'évolution de l'atténuation en fonction de d pour différentes hauteurs de diélectrique. L'impédance caractéristique des lignes est de 50 Ω et la fréquence de 50 GHz.



**Figure II. 10 : Atténuation en fonction de la distance inter masse ( $Z_c=50 \Omega$ ,  $f=50 \text{ GHz}$ )**

$\frac{3}{4}$   $\frac{3}{4}$   $h = 5 \mu\text{m}$ , ----  $h = 10 \mu\text{m}$ , - - - -  $h=15\mu\text{m}$

L'évolution de l'atténuation en fonction de la distance inter masse à hauteur de BCB constante nous montre une distance inter masse optimale ( $50 \mu\text{m}$  pour une hauteur de  $15 \mu\text{m}$  de BCB). Cet optimum est dû aux comportements contraires que présente les pertes diélectriques et les pertes métalliques. Lorsque l'inter masse décroît, on observe un meilleur confinement des champs électromagnétiques dans le diélectrique faible pertes ce qui a tendance à diminuer les pertes diélectriques. Les pertes métalliques évoluent dans le sens contraire. Une réduction de la distance inter masse entraîne une réduction de la taille du ruban conducteur et donc une augmentation des pertes métalliques. Dans le cas présent et pour des distances inter masses supérieures à  $50 \mu\text{m}$ , les pertes diélectriques déterminent l'évolution de l'atténuation. Les pertes métalliques sont elles minimisées. Pour des distances inter masses inférieures à  $50 \mu\text{m}$ , les pertes diélectriques sont minimisées et ce sont les pertes métalliques qui déterminent l'évolution de l'atténuation de la ligne.

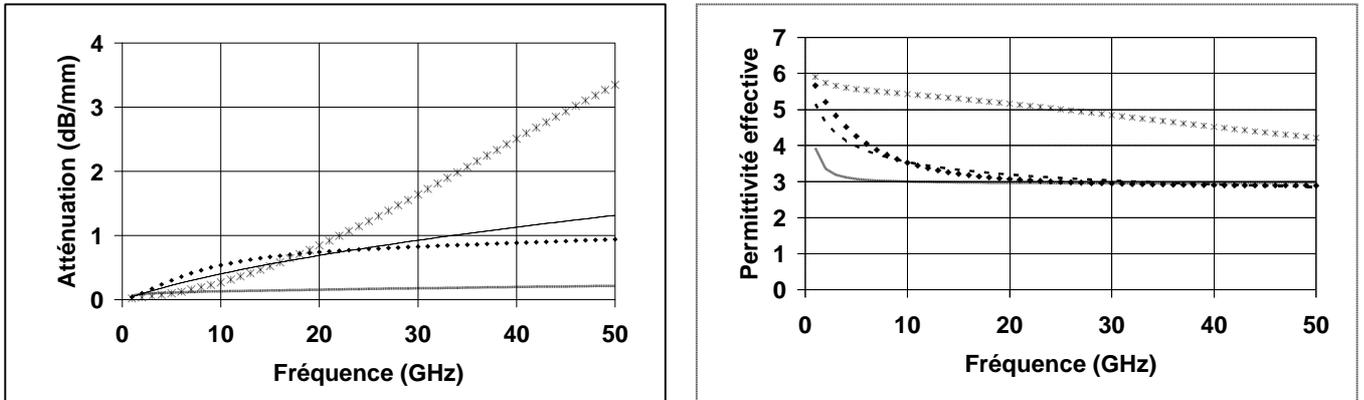
Nous avons vu ici que les paramètres optimaux étaient une hauteur de BCB de  $15 \mu\text{m}$  avec une distance intermasse de  $50 \mu\text{m}$ . Avec ces paramètres l'atténuation de la ligne est de  $0.5\text{dB/mm}$  pour une fréquence de  $50 \text{ GHz}$ . Cependant pour des raisons technologiques nous travaillerons avec une hauteur de  $10 \mu\text{m}$  de diélectrique. En effet elle correspond à la hauteur de diélectrique qu'il est possible de déposer en une seule fois. De plus il est préférable de ne pas avoir des hauteurs trop importantes, le but étant de pouvoir assurer la connexion entre les lignes et les éléments actifs à un niveau inférieur.

Une fois les paramètres géométriques optimisés, nous étudions maintenant l'influence de la résistivité du substrat.

### 3.2.2. Influence de la résistivité du substrat de silicium

Nous traçons sur la Figure II. 11 l'évolution de l'atténuation (a) et de la permittivité relative effective (b) en fonction de la fréquence pour des lignes  $50 \Omega$ , d'inter masse  $100 \mu\text{m}$ ,

de hauteur de diélectrique de 10  $\mu\text{m}$  et ceci pour des substrats ayant des résistivités différentes.



**Figure II. 11 : Atténuation (a) et permittivité effective (b) en fonction de la fréquence pour différentes résistivité de substrat**

$$h = 10\mu\text{m}, d = 100\mu\text{m}, W = 70\mu\text{m}$$

$$\text{---- } r = 0.001 \text{ W.cm}, \text{***} r = 1 \text{ W.cm}, \text{---} r = 10 \text{ W.cm}, \text{---} r = 100 \text{ W.cm}$$

Nous observons que l'évolution de l'atténuation dépend fortement de la résistivité du substrat. A 50 GHz, l'atténuation la plus faible (0.2 dB/mm) est obtenue pour la résistivité de substrat la plus élevée (100  $\Omega\cdot\text{cm}$ ). Pour cette résistivité la constance de la permittivité nous montre la faible dispersion des lignes.

Il faut noter ici que l'atténuation des lignes est maximale (3.4 dB/mm à 50 GHz) pour une résistivité de 1  $\Omega\cdot\text{cm}$ . Si l'on considère des résistivités de substrat plus faibles (0.001  $\Omega\cdot\text{cm}$ ) l'atténuation diminue (1,3 dB/mm à 50 GHz). Cet effet, qui constitue l'effet inverse des lignes réalisées sur silicium peut s'expliquer par la propagation des champs électromagnétiques dans le substrat (*Figure II. 12*). Pour des substrats de résistivité élevée (*Figure II. 12(a)*) le mode de propagation est un mode coplanaire où les champs électromagnétiques pénètrent dans le substrat. Les pertes sont donc fonction de la qualité du substrat employé.

En diminuant sa résistivité (*Figure II. 12(b)*), le substrat a tendance à se comporter comme un plan de masse en empêchant les champs électromagnétiques de s'y propager. Ainsi le mode de propagation tend vers un mode micro ruban limitant du même coup l'influence de la qualité du substrat sur les pertes.

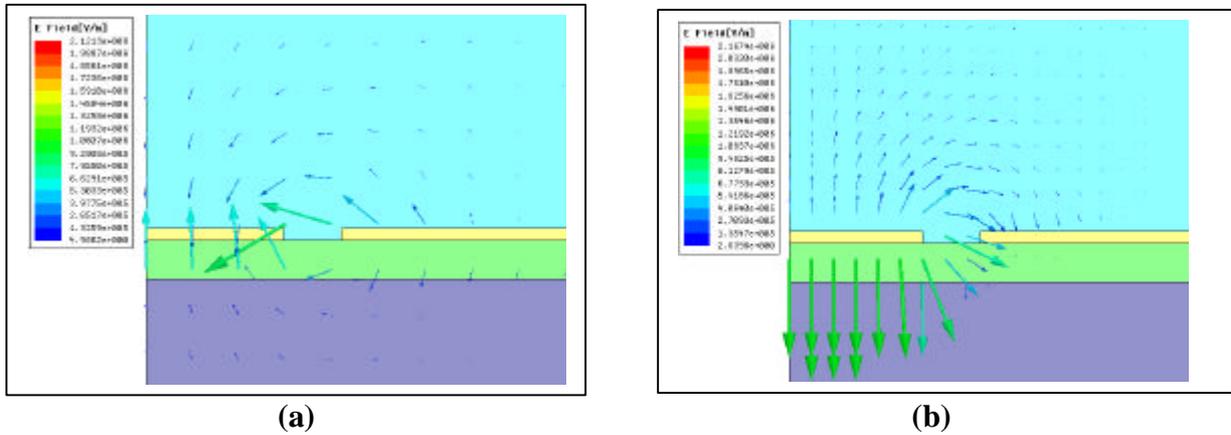
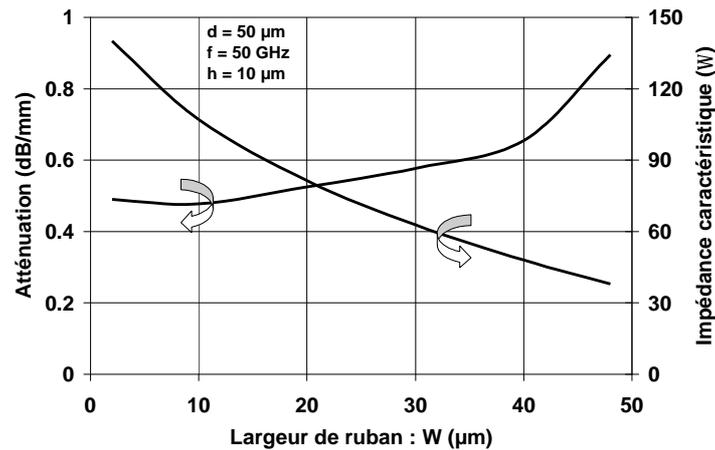


Figure II. 12: Comparaison de la carte du champ électrique ( $d = 100 \mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50 \Omega$ ,  $f = 50 \text{ GHz}$ ),  $r = 100 \text{ W.cm}$  (a),  $r = 0,001 \text{ W.cm}$  (b)

### 3.2.3. Evolution des paramètres avec la largeur de ruban W

La réalisation de circuits intégrés dans le domaine des microondes nécessite des lignes de transmission sur une large gamme d'impédance (entre  $30 \Omega$  et  $70 \Omega$ ). Il est donc nécessaire d'avoir de faibles atténuations sur toute cette gamme. Pour une intermasse donnée, l'impédance caractéristique est définie par la largeur de ruban. Nous traçons donc sur la Figure II. 13 l'évolution de l'atténuation en fonction de la largeur de ruban pour différentes hauteurs de diélectrique. La fréquence est fixée à  $50 \text{ GHz}$ . Nous traçons sur le même graphique l'évolution de la partie réelle de l'impédance caractéristique.



**Figure II. 13 : Atténuation et impédance caractéristique en fonction de la largeur de ruban**

$$(d = 50 \mu\text{m}, h = 10 \mu\text{m}, f = 50 \text{ GHz})$$

Nous observons qu'une variation de la largeur de ruban de 2 μm jusque 48 μm permet d'obtenir une gamme d'impédance caractéristique variant de 140 Ω à 40 Ω. Cette gamme est plus élevée que celle obtenue pour des lignes sur silicium. Cette augmentation est due à la faible permittivité du BCB. L'impédance caractéristique d'une ligne évolue de la manière suivante :

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \quad (2.2)$$

Où  $Z_0$  représente l'impédance caractéristique dans le vide.

La présence de la couche de BCB entraîne une diminution de la permittivité ce qui entraîne une augmentation de l'impédance caractéristique.

L'atténuation est minimale pour une impédance caractéristique de 105 Ω. Cette atténuation varie peu (0.1 dB/mm) pour des largeurs de ruban de 2 μm à 34 μm. Ceci correspond à une gamme d'impédance caractéristique de 140 Ω à 60 Ω. Pour des largeurs de ruban plus importantes, les pertes s'accroissent jusque 0.9 dB/mm à 48 μm (40 Ω).

### 3.2.4. Validation expérimentale

Afin de valider nos simulations, des lignes coplanaires sur BCB ont été réalisées et caractérisées au laboratoire.

- *Lignes étudiées*

Pour la réalisation des lignes coplanaires sur BCB nous avons utilisé un masque déjà existant au laboratoire : le masque « chocolat ». Ce masque comprend des lignes de longueurs 880 $\mu\text{m}$ . Des distances inter masses de 50  $\mu\text{m}$  et 100  $\mu\text{m}$  sont prises en compte. Les dimensions des lignes sont représentées sur la Figure II. 14. Une cartographie du masque est donnée en annexe

<i>Cas</i>	<i>d (<math>\mu\text{m}</math>)</i>	<i>W (<math>\mu\text{m}</math>)</i>	<i>S (<math>\mu\text{m}</math>)</i>
<i>A</i>	100	38	31
<i>B</i>	100	78	11
<i>C</i>	100	15	42.5
<i>D</i>	50	18	16
<i>E</i>	50	34	8
<i>F</i>	50	6	22

**Figure II. 14 : Caractéristiques des lignes du masque « chocolat »**

Ces lignes ont été réalisées avec une hauteur de BCB de 10  $\mu\text{m}$ .

- *Extraction des caractéristiques des lignes*

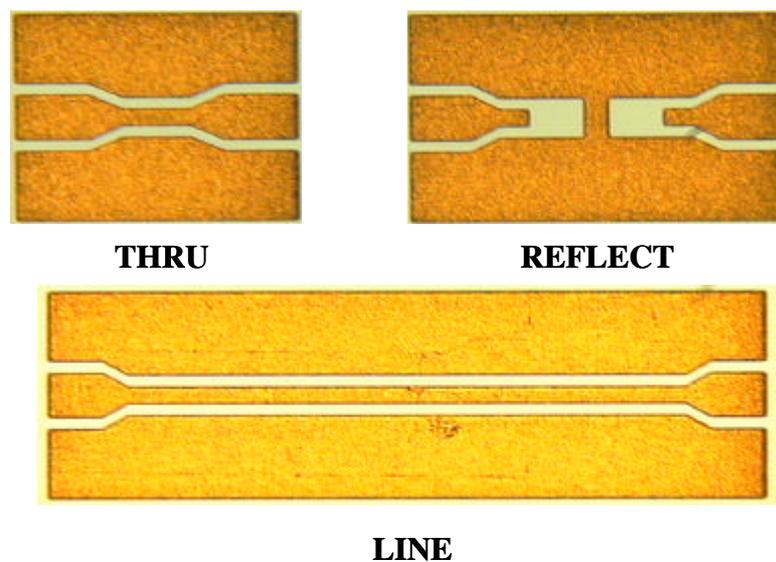
Afin d'extraire les paramètres des lignes réalisées, nous utilisons la méthode de calibrage de type TRL décrite dans la thèse de M.Vanmackelberg [13,14]. L'objectif de cette méthode est d'obtenir les paramètres S des lignes sans leurs accès (plots de mesures). Cette solution consiste à insérer les structures destinées aux mesures hyperfréquence, entre deux tronçons de ligne (Demi Thru). La prise en compte précise de ces tronçons de ligne est effectuée par un calibrage de type « TRL » (« Thru-Reflect-Line ») (Figure II. 15). Pour cela

## Chapitre II : La technologie 3D : Application aux structures de propagation sur silicium

nous utilisons des lignes de longueurs différentes réalisées directement sur la plaquette où se trouvent les structures (calibrage « on-wafer »). Grâce à cette technique de calibrage, nous pouvons calculer précisément les caractéristiques des plots et des tronçons de lignes placés devant et derrière les structures à caractériser (Figure II. 16). La correction s'effectue simplement en transformant les matrices S en matrices de transfert (matrice permettant le calcul des paramètres d'onde de quadripôles en cascade) en utilisant la relation suivante :

$$[T]_{\text{corrigé}} = [G]^{-1} [T]_{\text{lignes}} [H]^{-1} \quad (2.3)$$

Les matrices G et H sont respectivement les matrices de transfert des quadripôles d'entrée et de sortie.



*Figure II. 15 : Kit de calibration TRL*

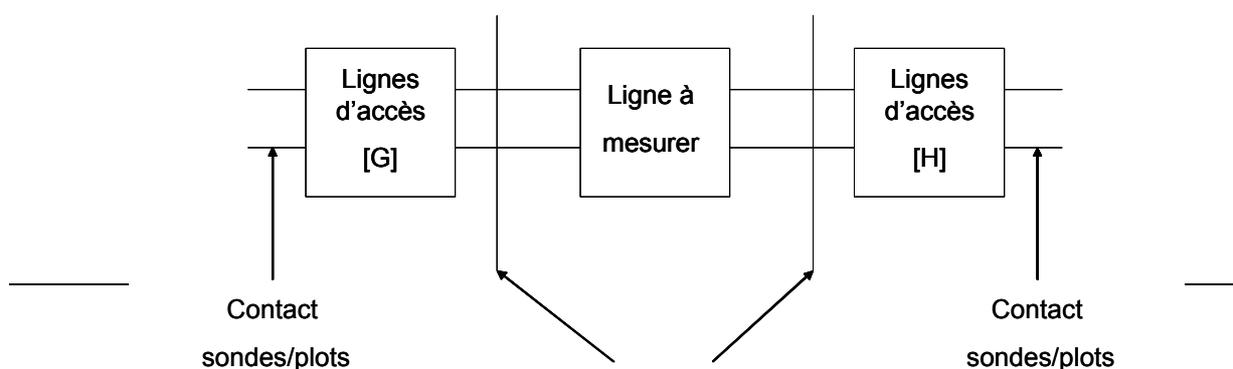


Figure II. 16: Prise en compte des lignes d'accès lors du calibrage TRL

- Résultats expérimentaux

Nous présentons sur la Figure II. 17 et la Figure II. 18 l'évolution en fonction de l'atténuation et de la permittivité en fonction de la fréquence pour les lignes du masque « chocolat ». La hauteur de diélectrique est ici de 10  $\mu\text{m}$ .

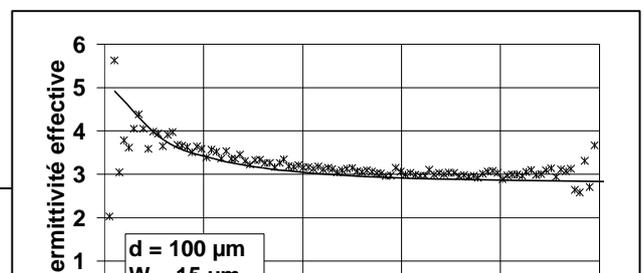
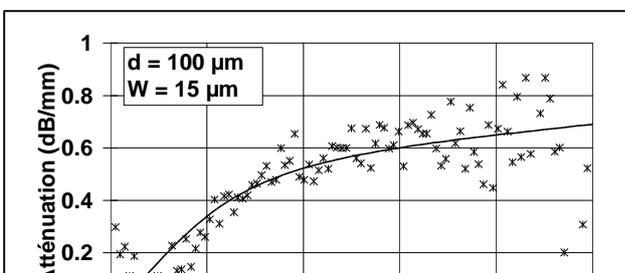
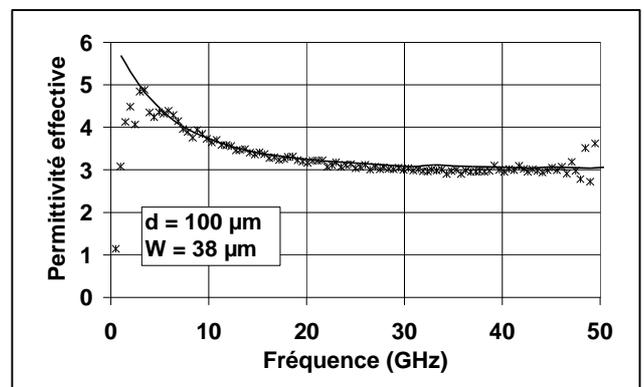
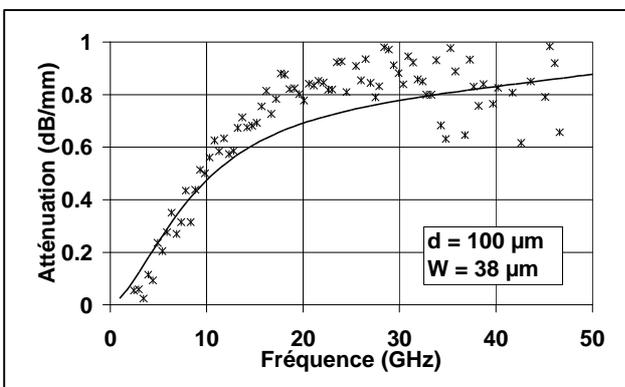
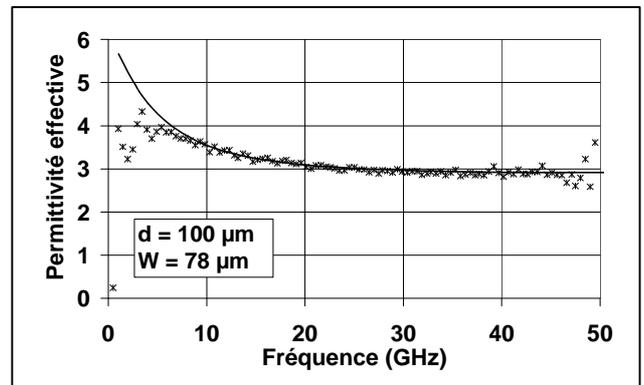
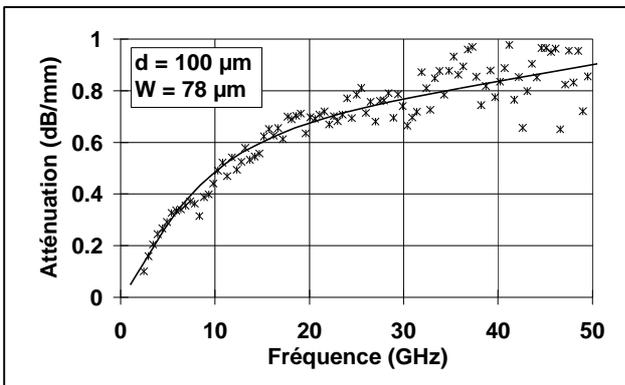
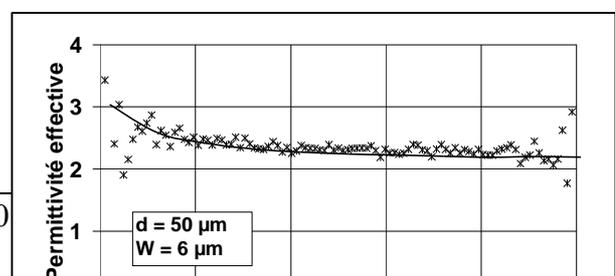
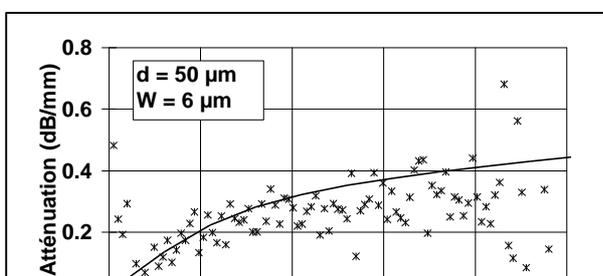
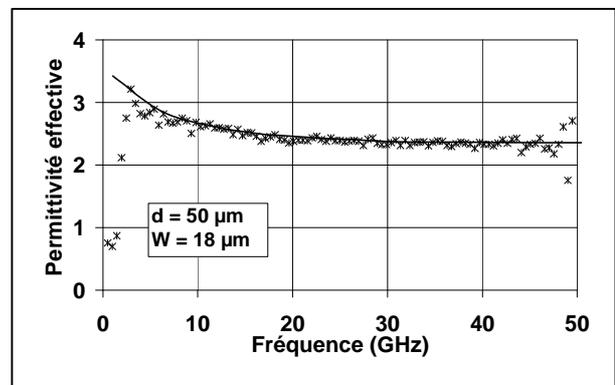
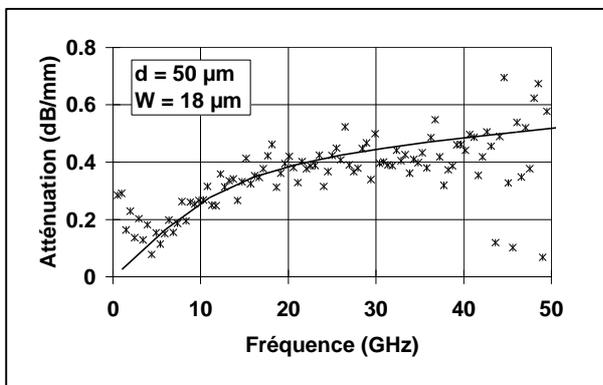
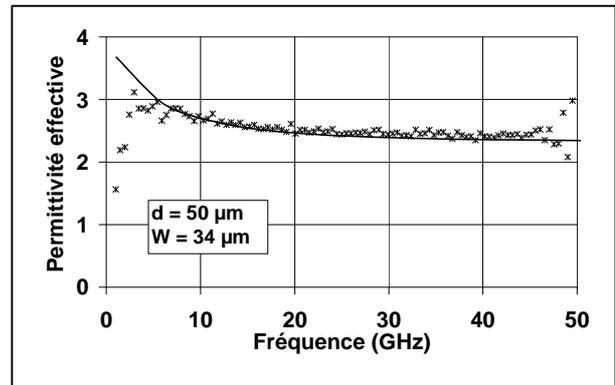
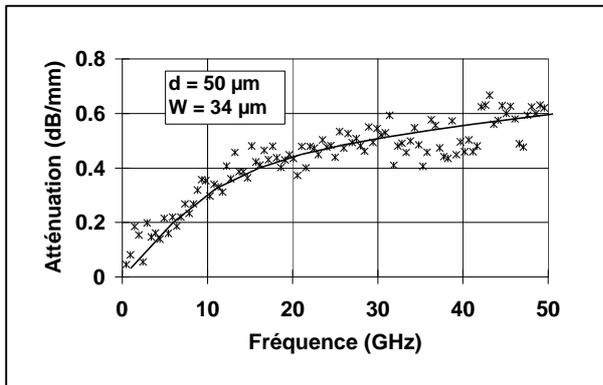


Figure II. 17: Evolution de l'atténuation et de la permittivité effective en fonction de la fréquence pour les lignes du masque « chocolat » ( $d = 100\mu\text{m}$ )

\*\*\*\*\* Mesures hyperfréquences  
—— Simulation HFSS



**Figure II. 18: Evolution de l'atténuation et de la permittivité effective en fonction de la fréquence pour les lignes du masque « chocolat » ( $d = 50\mu\text{m}$ )**

\*\*\*\*\* *Mesures hyperfréquences*  
——— *Simulation HFSS*

Un bon accord entre la simulation et la mesure est obtenu. L'évolution de l'atténuation en fonction de la fréquence pour ces différentes lignes nous confirme nos simulations. Les meilleurs résultats sont obtenus pour des lignes ayant une distance inter masse de  $50\mu\text{m}$  (0,6 dB/mm à 50 GHz contre 0,9 dB/mm pour une distance inter masse de  $100\mu\text{m}$ ). Nous constatons en effet une augmentation de l'atténuation lorsque l'impédance caractéristique diminue (0,6 dB/mm à 50 GHz pour une ligne  $50\Omega$  contre 0,45 dB/mm pour une ligne  $110\Omega$  et pour une distance inter masse de  $50\mu\text{m}$ ).

La permittivité effective, n'évolue pas en fonction de la fréquence, ce qui nous montre la faible dispersion des lignes.

### 3.2.5. Conclusion

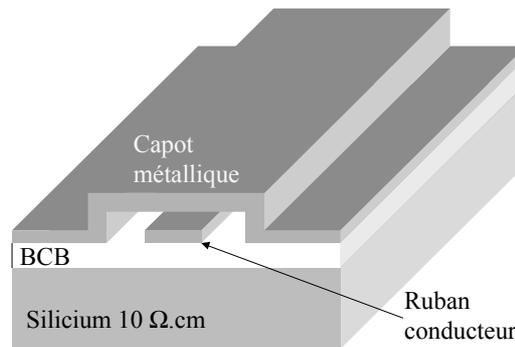
Au cours de cette partie nous avons étudié l'influence des différents paramètres sur les performances des lignes coplanaires sur BCB. Nous avons vu l'influence de la résistivité du substrat sur les performances des lignes. L'étude des paramètres géométriques des lignes nous a permis d'en déduire qu'une épaisseur de  $10\mu\text{m}$  de diélectrique avec une distance inter masse de  $50\mu\text{m}$  permettrait de réduire au maximum les pertes des lignes (atténuation de 0.6 dB/mm à 50 GHz). Avec ces paramètres, une gamme d'impédance caractéristique de  $50\Omega$  à  $120\Omega$  est accessible avec une atténuation constante. Une validation expérimentale a ensuite

confirmée nos simulations. Nous avons donc des difficultés à concevoir des lignes à faible impédance caractéristique avec cette topologie de ligne.

L'idée suivante a été d'utiliser un blindage au dessus des lignes de transmission. Ce blindage a pour objectif d'augmenter la capacité linéique de la ligne et donc de réduire l'impédance caractéristique.

### 3.3. Les lignes coplanaires blindées

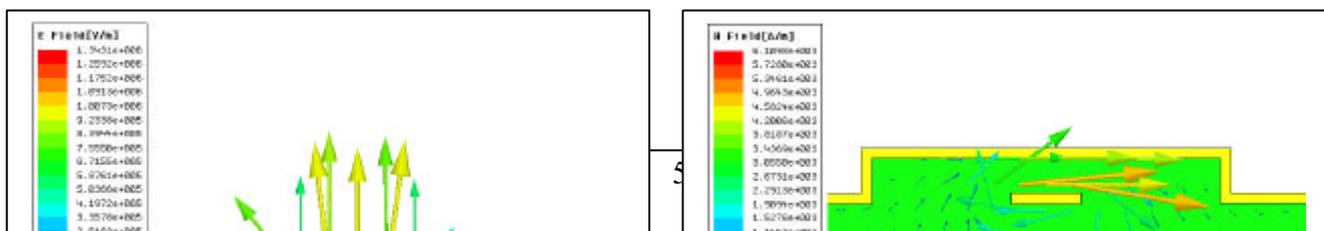
Pour réaliser le capot nous avons le choix entre un pont à air ou un pont sur diélectrique. Nous avons opté pour le capot sur diélectrique qui présente une plus grande rigidité ainsi qu'une plus grande facilité de réalisation.



*Figure II. 19 : Structure de la ligne blindée*

#### 3.3.1. Propagation des champs électromagnétiques

La carte des champs électromagnétiques est représentée sur la Figure II. 20. La structure utilisée ici est une ligne de 50  $\mu\text{m}$  d'inter masse sur 10  $\mu\text{m}$  de BCB avec un capot d'une hauteur de 10  $\mu\text{m}$ . La configuration des champs nous montre que le mode de propagation de cette structure n'est pas un mode coplanaire à cause du fort couplage électromagnétique avec le capot métallique.



(a) (b)

**Figure II. 20 : Carte des champs électrique (a) et magnétique (b) pour une ligne coplanaire blindée**

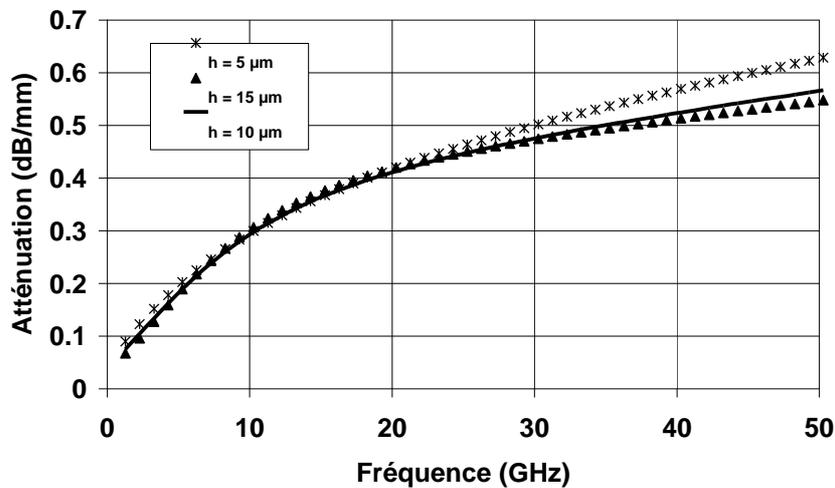
En considérant une distance intermasse ( $d = 50\mu\text{m}$ ) et une hauteur de BCB ( $h_{\text{BCB}} = 10\mu\text{m}$ ), valeurs des structures réalisés au paragraphe précédent, les paramètres à optimiser sont ici : la hauteur du capot ainsi que la largeur de ruban  $W$ .

### 3.3.2. Influence des paramètres $h$ et $W$ sur les caractéristiques de la lignes

- *Influence de la hauteur du capot métallique*

Nous traçons sur la Figure II. 21 la variation de l'atténuation en fonction de la fréquence pour des hauteurs de capot de  $5\mu\text{m}$ ,  $10\mu\text{m}$  et  $15\mu\text{m}$ . L'impédance caractéristique des lignes est ici fixée à  $50\Omega$ .

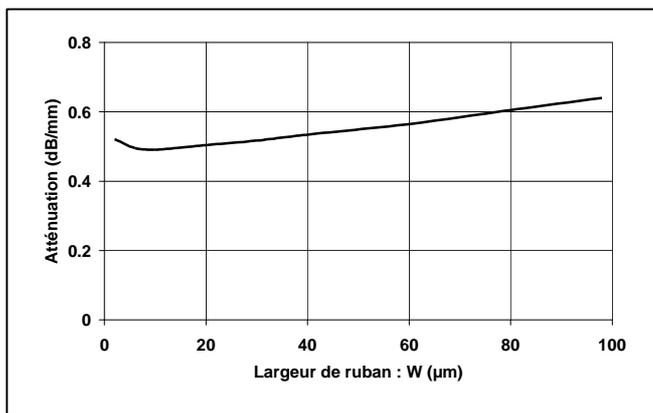
**Figure II. 21 : Variation de l'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de capot**



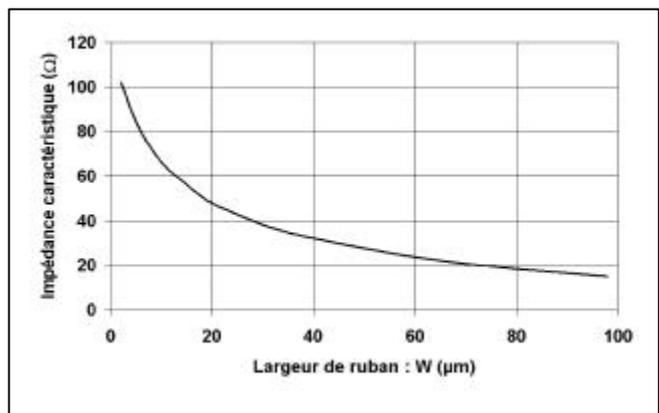
L'évolution de l'atténuation nous montre qu'il n'existe pas de différences significatives entre l'atténuation des trois structures. L'atténuation est ici de 0.55 dB/mm à 50 GHz ce qui est du même ordre de grandeur que celle obtenue pour des structures coplanaires sur BCB.

- *Influence de la largeur de ruban*

La Figure II. 22 représente l'évolution de l'atténuation et de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur de ruban. La hauteur du capot métallique est ici fixée à 10  $\mu\text{m}$ .



(a)



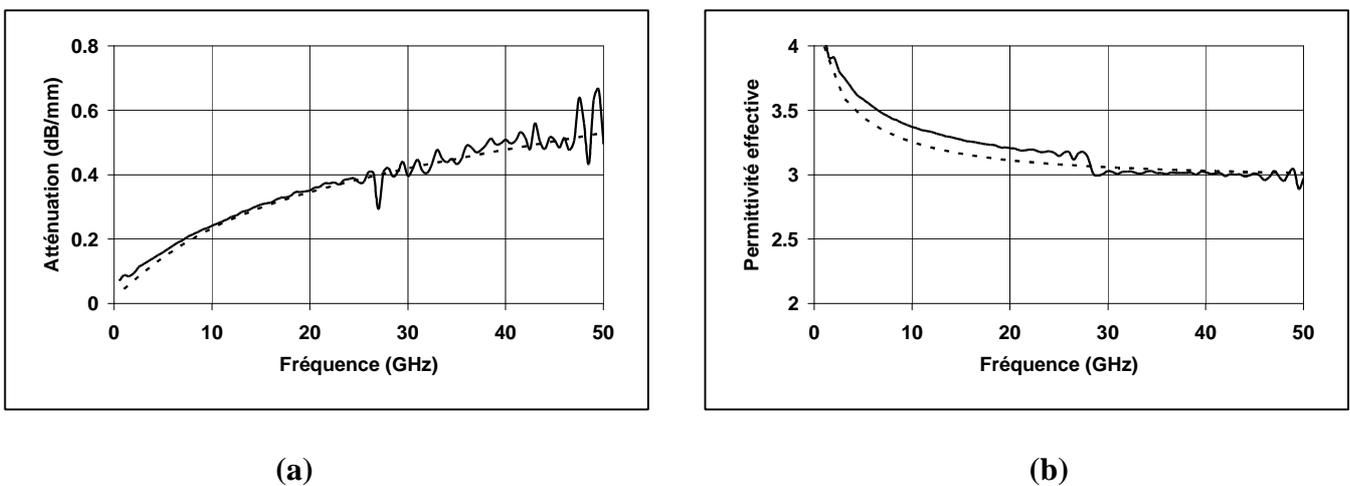
(b)

**Figure II. 22 : Atténuation (a) et impédance caractéristique (b) en fonction de la largeur de ruban  $W$**

La courbe nous montre qu'il est possible d'obtenir une plage d'impédance caractéristique allant de 100  $\Omega$  pour une largeur de ruban de 2  $\mu\text{m}$  jusque 18  $\Omega$  pour une largeur de ruban de 98  $\mu\text{m}$ . Sur cette plage d'impédance caractéristique la variation de l'atténuation n'est que de 0.15 dB/mm. Cette variation n'est que de 0.05 dB/mm pour une plage d'impédance s'étendant de 30  $\Omega$  à 70  $\Omega$ .

### 3.3.3. Validation expérimentale

Afin de valider ces simulations, des structures coplanaires blindées ont été réalisées et caractérisées au laboratoire. Nous présentons sur la Figure II. 23 un exemple de l'évolution de l'atténuation et de la permittivité en fonction de la fréquence pour des lignes réalisées avec une hauteur de capot de 8  $\mu\text{m}$ . L'impédance caractéristique est ici de 50  $\Omega$ .



**Figure II. 23 : Atténuation et permittivité pour une ligne coplanaire blindée**

*3/4 3/4 3/4 3/4 Mesures, ----- Simulation HFSS*

La courbe nous confirme que l'atténuation est du même ordre de grandeur que celle obtenue sur des lignes réalisées sur BCB. On obtient ainsi une atténuation de 0.55 dB/mm à 50 GHz. Au niveau de la permittivité, la faible dépendance fréquentielle dénote une faible dispersion pour ce type de ligne.

### 3.3.4. Conclusion sur les coplanaires blindées

Nous avons vu ici qu'il était possible de réduire la valeur de l'impédance caractéristique des lignes sur diélectrique en y ajoutant un capot métallique. Ce capot a pour effet de modifier le mode de propagation de l'onde. La ligne se comporte alors comme une ligne micro ruban inversé, le capot faisant alors office de plan de masse. L'atténuation de ces

## Chapitre II : La technologie 3D : Application aux structures de propagation sur silicium

structures reste du même ordre de grandeur que celle des coplanaires sur BCB (0.55 dB/mm à 50 GHz).

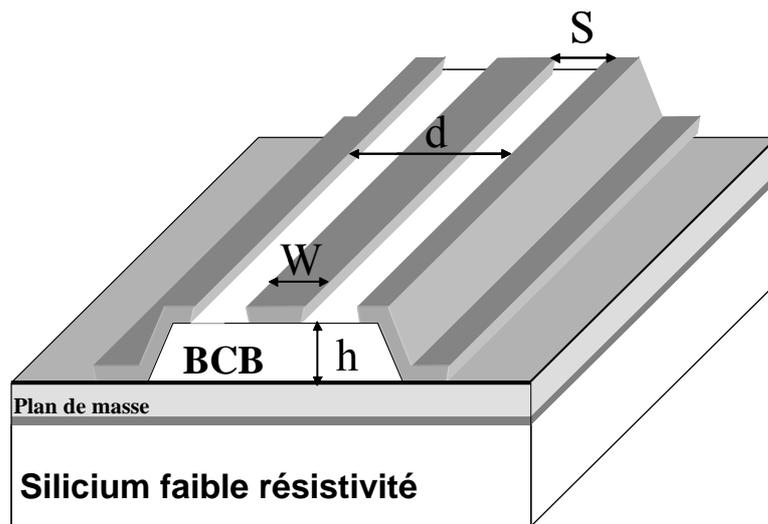
Malgré une réduction sensible du niveau de pertes par rapport aux lignes sur silicium (0.55 dB/mm contre 3.2 dB/mm soit 80% de diminution), le substrat influe encore sur les caractéristiques de la ligne. Afin de s'affranchir totalement de son influence, une solution est de l'écranter totalement par un plan de masse métallique. Les lignes TFMS permettent cette configuration.

### 3.4. Les lignes TFMS (Thin Film Micro Strip)

Au cours de cette partie nous étudierons les caractéristiques de lignes de transmission micro ruban réalisées avec une fine couche de diélectrique. Le plan de masse est ici réalisé au dessus du substrat, il l'isole électriquement de la structure de transmission, annihilant totalement son influence. Ceci est particulièrement intéressant pour notre étude. En effet avec ce type de ligne les pertes diélectriques dues à la mauvaise qualité du substrat sont totalement supprimées.

#### 3.4.1. Structure des lignes

La structure de ligne est représentée sur la Figure II. 24.



*Figure II. 24 : Structure de la ligne TFMS*

La ligne se compose donc d'un plan de masse d'une épaisseur d'environ  $3\mu\text{m}$ . Cette épaisseur est assez importante pour éviter toute pénétration des champs électromagnétiques dans le substrat. Des plots de BCB sont ensuite déposés sur le plan de masses. Enfin les lignes de transmission sont déposées au dessus du BCB. Pour connecter des éléments passifs (capacités, selfs) en parallèle sur ces structures, la formation de trous métallisés est généralement utilisée. Ces trous peuvent entraîner des perturbations lors de la propagation des

champs. Afin d'éviter la présence de ces trous, nous avons imaginé une structure où le plan de masse remonte sur les flancs du diélectrique. En plus de faciliter la connexion des éléments parallèles, cette solution apporte une isolation électrique avec le reste du circuit et permet la mesure de ces éléments grâce à des accès coplanaires.

Le mode micro ruban étant le mode de propagation désiré pour cette structure, certaines conditions doivent être respectées afin d'éviter la propagation du mode coplanaire [15] :

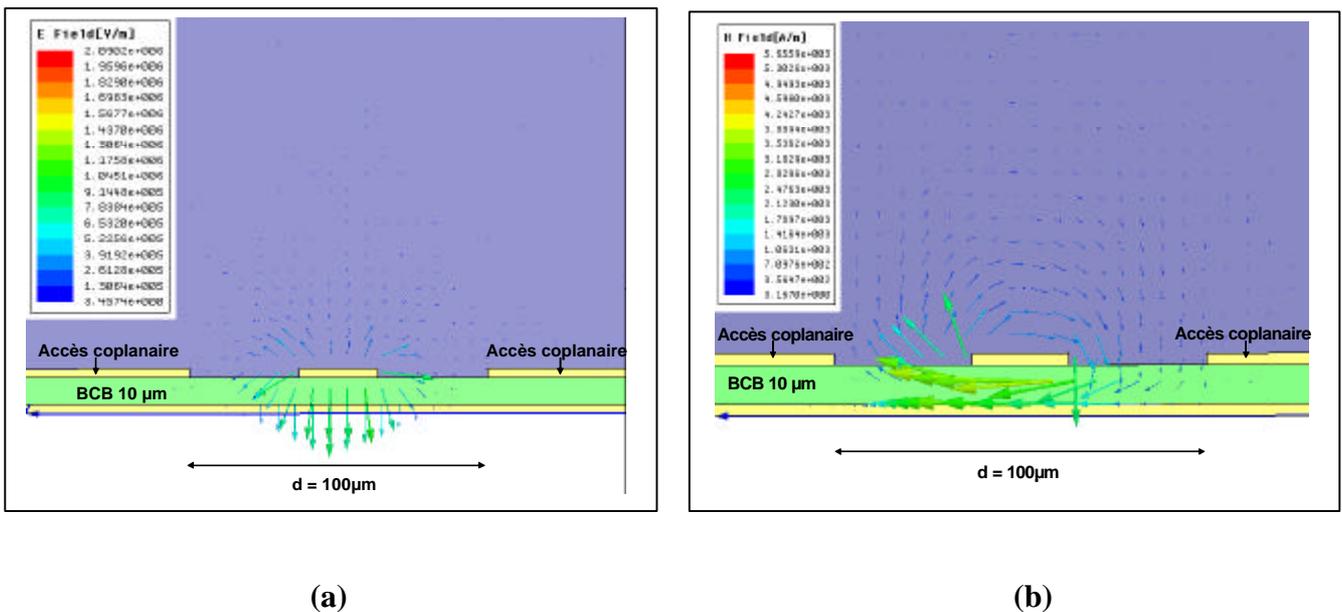
$$h \ll d \quad (2.4)$$

$$W \ll d \quad (2.5)$$

Pour nos application nous choisissons une hauteur de diélectrique dix fois inférieure à la distance inter masse afin de nous affranchir de l'interférence des mode coplanaire.

### 3.4.2. Mode de propagation

Afin de mesurer l'influence des accès coplanaires sur la propagation des champs électromagnétiques, nous présentons sur la Figure II. 25 la carte du champ électrique d'une structure ayant une hauteur de diélectrique de 10  $\mu\text{m}$ . La distance entre les plans de masse est ici 10 fois supérieure soit 100 $\mu\text{m}$ . La largeur du ruban conducteur est de 25 $\mu\text{m}$  afin d'obtenir une impédance caractéristique de 50  $\Omega$ .



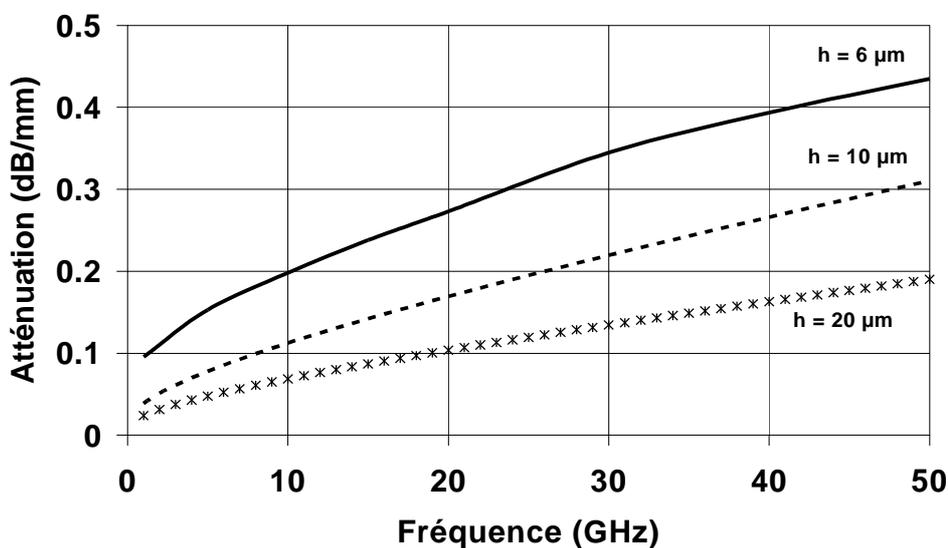
**Figure II. 25 : Carte des champs électrique (a) et magnétique (b) pour une ligne TFMS ( $d = 100\mu\text{m}$ ,  $W = 25\mu\text{m}$ ,  $Z_c = 50 \Omega$ )**

La carte du champ électrique nous montre l'influence négligeable des accès coplanaires sur les champs électromagnétiques. La simulation nous montre aussi que le mode de propagation est un mode microruban

### 3.4.3. Influence des paramètres $h$ et $W$ sur les caractéristiques de la lignes

#### - Influence de la hauteur de substrat $h$

Afin de mesurer l'influence de la hauteur de diélectrique nous représentons sur la Figure II. 26 l'atténuation en fonction de la fréquence pour des lignes d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  et de hauteur de substrat  $6\mu\text{m}$ ,  $10\mu\text{m}$  et  $20\mu\text{m}$ . Les lignes ont une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  soit des largeurs de ruban de  $14\mu\text{m}$ ,  $25\mu\text{m}$  et  $51\mu\text{m}$  respectivement.

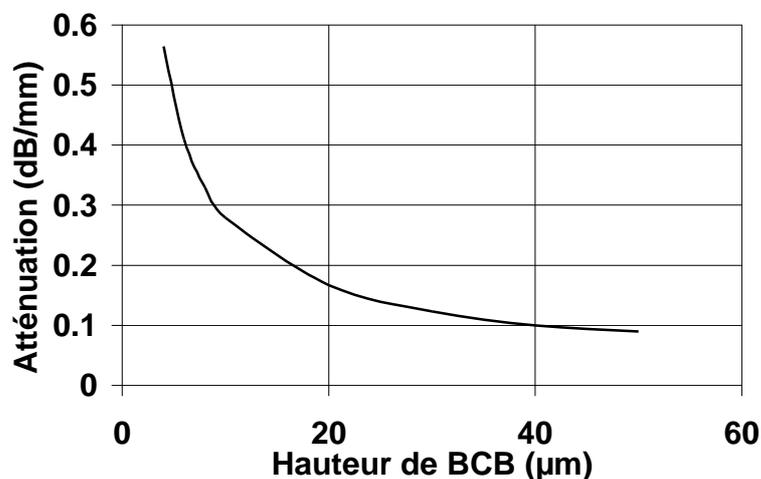


**Figure II. 26 : Atténuation des lignes TFMS pour différentes hauteurs de diélectrique ( $Z_c = 50 \Omega$ ) ;  $\frac{3}{4}$   $h = 6\mu\text{m}$  ; -----  $h = 10 \mu\text{m}$  ; \*\*\*  $h = 20\mu\text{m}$**

L'atténuation des lignes TFMS montre de bonnes performances. Pour une hauteur de diélectrique de  $6\mu\text{m}$  nous obtenons une atténuation de  $0.4 \text{ dB/mm}$  à  $50 \text{ GHz}$ , ce qui représente

une atténuation de 20% plus faible que celle obtenue pour des structures coplanaires sur BCB. L'augmentation de la hauteur du diélectrique entraîne une diminution de l'atténuation des lignes. Pour une hauteur de diélectrique de 20 $\mu\text{m}$  nous obtenons une atténuation de l'ordre de 0.2 dB/mm à 50GHz. Cette performance se situe au niveau de l'état de l'art pour des structures sur substrat de faible résistivité et est comparable à l'atténuation obtenue pour des lignes réalisées sur un substrat semi isolant [16,9].

La Figure II. 27 représente l'évolution de l'atténuation en fonction de la hauteur de diélectrique pour des lignes d'impédances caractéristiques 50  $\Omega$ . La fréquence est ici de 50 GHz.



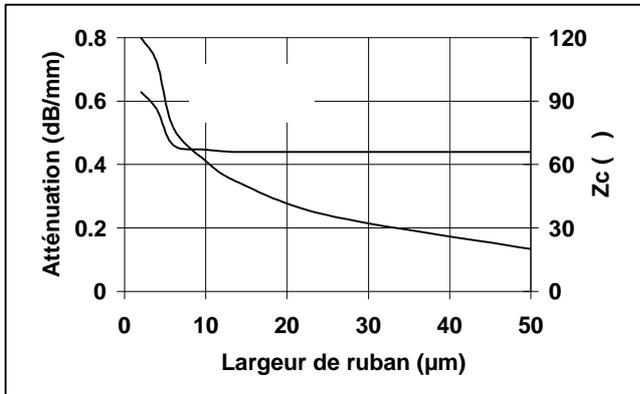
**Figure II. 27 : Atténuation en fonction de la hauteur de BCB ( $Z_c = 50 \Omega$ ,  $f = 50 \text{ GHz}$ )**

La courbe nous montre qu'une hauteur de 20 $\mu\text{m}$  représente un bon compromis pour la réalisation de structure TFMS. En effet au delà de 20  $\mu\text{m}$  de hauteur de diélectrique la diminution de l'atténuation n'est plus significative. Il n'y a en effet que 0.1 dB/mm d'écart entre des lignes de hauteur 20  $\mu\text{m}$  et 50  $\mu\text{m}$ .

- *Influence de la largeur de ruban W*

La Figure II. 28 et la Figure II. 29 représentent l'évolution de l'atténuation et de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de la largeur de ruban ainsi que l'évolution de l'atténuation en fonction de l'impédance caractéristique. Les lignes étudiées ont des

hauteurs de diélectriques de  $6\mu\text{m}$  et  $20\mu\text{m}$  respectivement. La fréquence de travail a été fixée à 50 GHz.



(a)

(b)

**Figure II. 28 : Atténuation et impédance caractéristique en fonction de la largeur de ruban (a) et atténuation en fonction de l'impédance caractéristique (b) ( $h = 6\mu\text{m}$ )**

(a)

(b)

**Figure II. 29 : Atténuation et impédance caractéristique en fonction de la largeur de ruban (a) et atténuation en fonction de l'impédance caractéristique (b) ( $h = 20\mu\text{m}$ )**

Pour une hauteur de BCB de  $6\mu\text{m}$  l'atténuation est constante sur une gamme d'impédance allant de  $20\Omega$  à  $80\Omega$  ce qui correspond à des largeurs de ruban allant de  $6\mu\text{m}$  à  $50\mu\text{m}$ . Pour une impédance supérieure à  $80\Omega$  l'évolution est beaucoup plus importante. Il y a en effet une variation de  $0,2\text{ dB/mm}$  entre  $70\Omega$  et  $120\Omega$ . Ceci est dû aux faibles largeurs de ruban nécessaires ( $2\mu\text{m}$  pour  $110\Omega$ ) pour la réalisation de ces lignes qui augmentent les pertes métalliques.

**Chapitre III :**

**Applications de la technologie 3D**



## **1. Introduction**

Au cours de ce chapitre nous présentons deux applications de la technologie 3D décrite au chapitre précédent :

- La réalisation de filtres sélectifs en gamme d'onde millimétrique
- La conception et la réalisation d'amplificateurs à 10 et 20 GHz

La réalisation des filtres sélectifs intervient dans le cadre d'une collaboration avec le Laboratoire d'Électronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST) à Brest. La conception des filtres a été effectuée par G.Prigent [1] à Brest. Nous nous sommes chargés de la réalisation technologique ainsi que de la mesure des dispositifs.

Pour la partie concernant la conception et la réalisation d'amplificateurs, nous avons utilisé la filière de transistor CMOS sur SOI 0.25  $\mu\text{m}$  (canal totalement déserté) développée par la société ST Microelectronics.

## **2. Réalisations de filtres sélectifs en gamme d'onde millimétrique**

### **2.1. Introduction**

Les récents développements des applications civiles en gamme d'onde millimétrique nécessitent la mise en œuvre de nouvelles technologies dans le but d'améliorer la qualité des systèmes tout en diminuant les coûts de production. Dans cette optique la réalisation de filtres à bande étroite constitue un enjeu majeur. En effet compte tenu des fortes sélectivités requises, ces dispositifs nécessitent la maîtrise de modèle précis d'une part, ainsi que la réduction des pertes d'insertion d'autre part. Au cours d'une première partie nous étudierons l'intérêt que représente la technologie TFMS pour la réalisation de filtres sélectifs. Dans une seconde partie nous verrons les différentes topologies de filtres étudiés au cours de ce travail. Nous nous intéresserons ensuite à la méthode de conception des dispositifs. La quatrième partie sera consacrée à la réalisation des dispositifs. Enfin dans une cinquième partie nous verrons les principaux résultats obtenus.

## **2.2. Intérêt de la technologie TFMS pour la réalisation des filtres à bandes étroites**

De récents travaux [2] ont montrés les limitations de la technologie coplanaire pour la réalisation de filtres à bande étroite. En effet si l'on veut minimiser les pertes, il est nécessaire d'augmenter la taille des dispositifs. Par conséquent, les largeurs de fentes deviennent grandes devant le substrat et le mode de propagation a tendance à s'écarter d'un mode TEM. De plus il faut noter à ces fréquences, l'absence de modèles précis.

La technologie TFMS présente quant à elle deux principaux avantages. Le premier point concerne l'existence de bibliothèques très fournies pour la modélisation de ces structures. De plus, la présence du plan de masse évite un débordement des champs électromagnétiques dans le substrat ce qui permet une minimisation des pertes des lignes.

Si l'on considère une hauteur de diélectrique de 10  $\mu\text{m}$ , nous pouvons obtenir une gamme d'impédance caractéristique variant de 18  $\Omega$  à 78  $\Omega$  pour des largeurs de rubans variant de 10  $\mu\text{m}$  pour des lignes inductives à 100  $\mu\text{m}$  ( $W/h = 10$ ) pour des lignes capacitives. Malgré de faibles pertes (0.3 dB/mm à 50 GHz), cette gamme apparaît limitée pour la conception des filtres. Une augmentation de la hauteur de diélectrique à 20  $\mu\text{m}$  permet non seulement de minimiser les pertes (0.2 dB/mm à 50 GHz), mais aussi une augmentation de la gamme d'impédance caractéristique (18  $\Omega$  à 106  $\Omega$ ). Ces considérations permettent d'espérer la réalisation de filtres sélectifs possédant de faibles pertes en gamme d'onde millimétrique

## **2.3. Les différents filtres étudiés**

### **2.3.1. Le filtre DBR (Dual Behavior Resonator)**

La topologie du filtre DBR est représentée sur la *Figure III. 1*. Un résonateur élémentaire se compose de deux stubs de longueurs différentes. Chaque stub crée son propre zéro de transmission et une recombinaison constructive apparaît entre les deux zéros définissant ainsi la bande passante du filtre. Le filtre ainsi défini est donc caractérisé par un pôle (Bande passante) et par deux zéros de transmissions, il est donc à la fois passe bande et coupe bande.

Une synthèse globale de ce type de filtre a été développée pour des structures cascadiées c'est à dire composées de  $n$  résonateurs élémentaires. Dans ce cas la réponse du filtre se compose de  $n$  zéros dans la bande atténuée inférieure,  $n$  zéros dans la bande atténuée supérieure et de  $n$  pôles dans la bande passante du filtre. Une étude complète de ces structures de filtre a été développée au LEST par C. Quando [3]

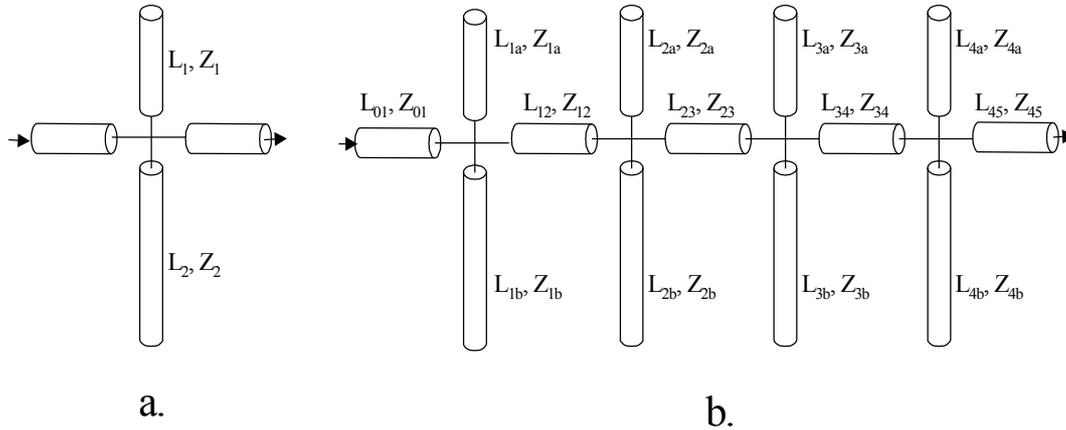


Figure III. 1 : Topologie d'un filtre DBR (a) : Résonateur simple, (b) : Filtre d'ordre 4

Un exemple de réponse idéale d'un filtre DBR est représenté sur la Figure III. 2.

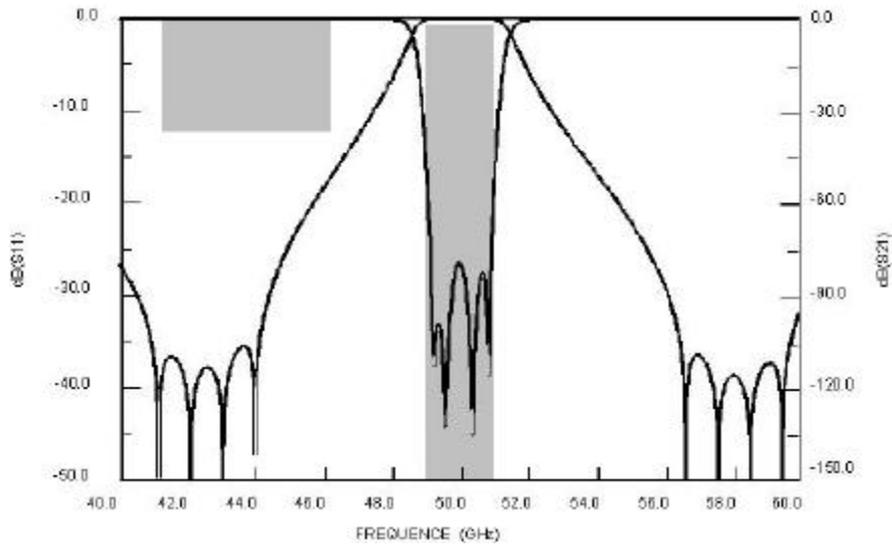


Figure III. 2: exemple de réponse idéale d'un filtre DBR d'ordre 4

2.3.2. Les filtres à lignes couplées quart d'onde.

La topologie des filtres à lignes couplées est représentée sur la Figure III.3. Cette topologie se compose de résonateurs demi-onde à lignes couplées quart d'onde. Pour de telles structures, le niveau de sélectivité dépend des niveaux de couplage. Cette topologie est particulièrement bien adaptée à la réalisation de filtres à bande étroite (inférieures à 20%).

Les synthèses de ces types de filtre ont été développées par Matthaei [4] ou Cohn [5]. Les valeurs des éléments du filtre dépendent des impédances des modes pairs et impairs pour chacune des lignes couplées.

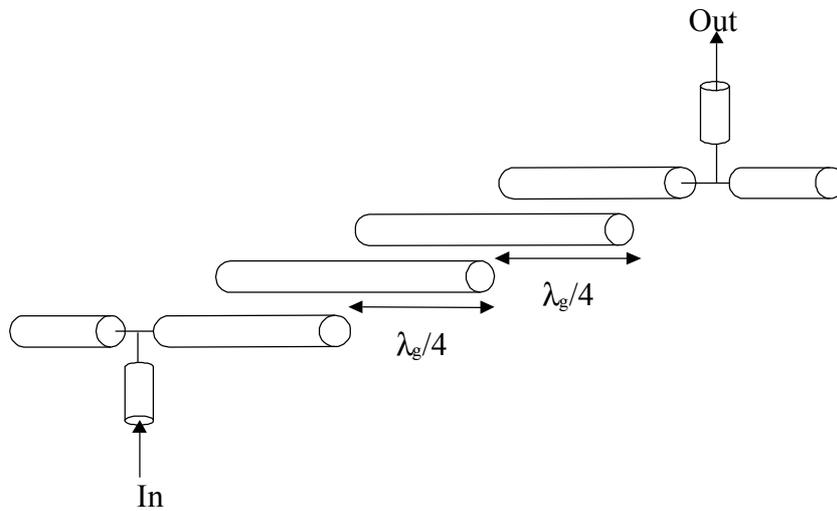


Figure III. 3: Topologie d'un filtre a lignes couplées à accès directs (ordre 4)

2.4. Conception des filtres.

Dans un premier temps, les dimensions des filtres sont calculées à l'aide d'une analyse circuit standard. Cette synthèse permet de contrôler de façon indépendante les différentes caractéristiques du filtre (fréquence centrale, bande passante, zéros de transmissions).

Une fois les dimensions calculées, les filtres sont simulés à l'aide d'un simulateur électromagnétique. Il apparaît alors un décalage entre le gabarit du filtre et la simulation. Ce décalage est dû aux limites des modèles standards utilisés. Une correction des dimensions du filtre est alors nécessaire. Pour ce faire nous utilisons une méthode basée sur une analyse de sensibilité statistique (Design Of Experiment : DOE) [6].

L'analyse DOE a pour but l'optimisation et la maîtrise d'un système où de nombreux facteurs complexes interviennent. Elle détermine l'influence des différents facteurs d'entrées sur le résultat final, et permet ainsi d'en déduire un modèle mathématique. Ceci permet de prévoir un résultat sans faire d'essais expérimentaux supplémentaires. Cette analyse comprend plusieurs étapes :

- Définition des conditions d'analyse
  - o Identification des variables d'entrée et de sortie
  - o Détermination des pondérations et des domaines de variation à attribuer à chacune des variables
- Simulations
- Analyse statistique des résultats et détermination de la loi mathématique

Dans le cas des filtres [7], nous étudions la sensibilité des différents paramètres géométriques (longueurs et largeurs de lignes, largeurs de fente pour les lignes couplées) sur les caractéristiques des structures (bande passante, zéros de transmission et fréquence centrale). Cette analyse permet une correction rapide des dimensions des filtres et ainsi d'obtenir les caractéristiques des filtres préalablement définis

### **2.5. Réalisation des filtres**

#### **2.5.1. Masque utilisé**

Le schéma du masque est représenté sur la *Figure III. 4*.

Le masque comprend deux champs distincts, Un champ consacré à la réalisation de dispositifs sur 10  $\mu\text{m}$  de BCB (à gauche sur le masque). La seconde partie du masque est quand à elle consacrée à la réalisation de motifs sur 20  $\mu\text{m}$  de diélectrique (à droite sur le masque). La cartographie du masque est représentée sur la *Figure III. 5*.

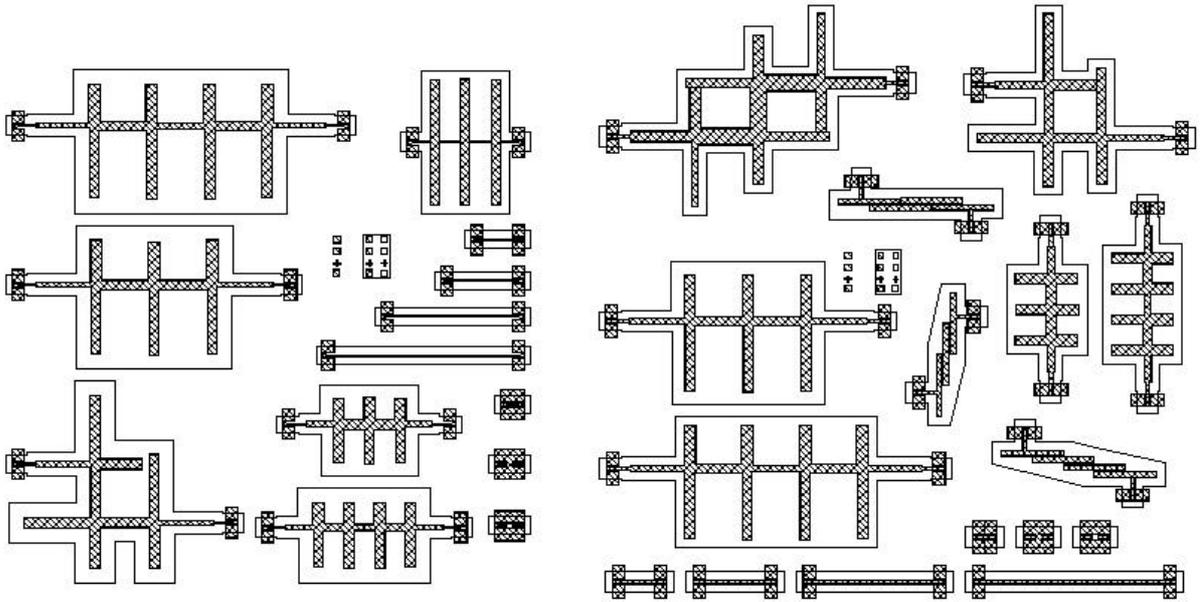


Figure III. 4 : Schéma du masque filtre UBO

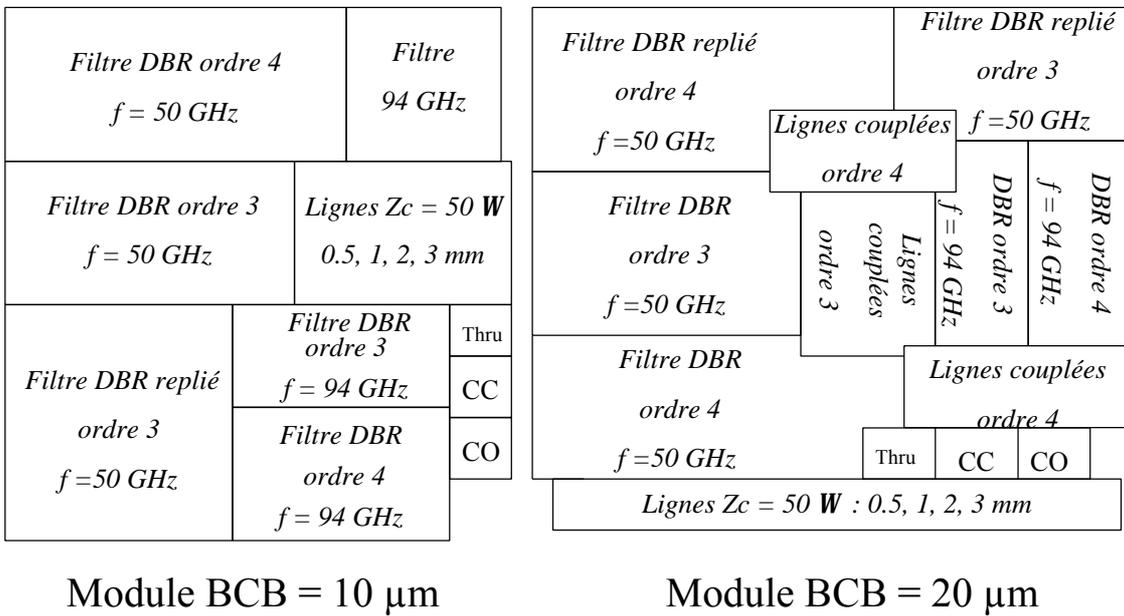


Figure III. 5 : Cartographie du masque filtre UBO

### 2.5.2. Les différents champs du masque

- Le module à 10  $\mu\text{m}$  de BCB.

Ce module se compose de :

- des filtres DBR ayant des fréquences centrales de 50 GHz et de 94 GHz. Des filtres d'ordre 3 et d'ordre 4 ont été dessinés pour chacune de ces fréquences.
- Un filtre DBR replié d'ordre 3 ayant une fréquence centrale de 50 GHz. Cette structure ayant pour but un gain de place ainsi qu'une augmentation des niveaux de couplages entre les différents stubs
- Un kit de calibration TRL . Les longueurs des lignes de transmission ont été calculées afin de pouvoir effectuer les mesures dans la bande de fréquence 0.5 – 110 GHz.

- Le module à 20  $\mu\text{m}$  de BCB

Sur ce module nous avons étudié :

- des filtres DBR d'ordre 3 et 4 ayant des fréquences centrales à 50 GHz et 94 GHz.
- Des filtres DBR repliés d'ordre 3 et 4 à 50 GHz
- Des filtres à lignes couplées d'ordre 3 et 4 ayant une fréquence centrale de 94 GHz.
- Un filtre à lignes couplées retourné d'ordre 4 fonctionnant à 94 GHz
- Un kit de calibration TRL. Les lignes 50  $\Omega$  ont ici une largeur de ruban de 51  $\mu\text{m}$ .

### 2.5.3. Les différents niveaux de masquage

Afin de limiter le nombre de masque, le plan de masse est réalisé sur toute la plaque. Trois niveaux de masquage sont ainsi nécessaires pour la réalisation de nos structures. Nous présentons sur la *Figure III. 6* les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation des filtres

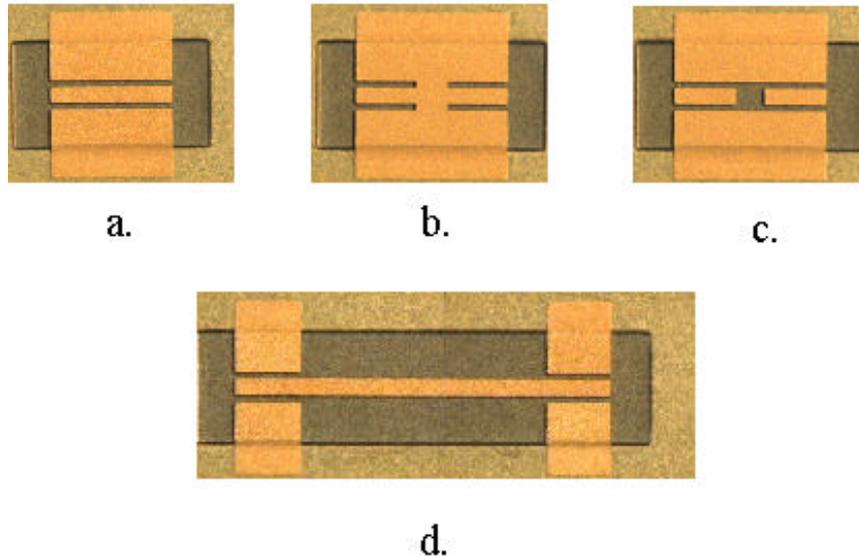
<i>Niveau</i>	<i>Etape</i>	<i>Type de masque</i>	<i>Résine</i>	<i>Description de l'étape</i>
1	BCB	Positif	BCB 4026	Définition des plots de BCB
2	1 <sup>er</sup> niveau de lignes	Positif	AZ 5214	Métallisation Ti/Au
3	2eme niveau de lignes	Positif	AZ 4562	Electrolyse 3 $\mu$ m Au

***Figure III. 6: Les différents niveaux du masque filtre UBO***

Dans le but de limiter les étapes technologiques et d'éviter des problèmes d'alignement de motif, les accès coplanaires des filtres sont réalisés en même temps que les rubans. Ceci nous pose un problème lors de l'étape lithographique. Il est en effet nécessaire d'insoler la résine en même temps sur le haut, en bas et sur les flancs du BCB. Afin de garantir une bonne ouverture des motifs en bas du BCB, il est nécessaire d'augmenter les temps d'insolation et de révélation de la résine optique. Ceci entraîne un agrandissement des motifs réalisés sur le haut du BCB (rubans). Cette augmentation qui est de 3 $\mu$ m environ peut avoir un rôle non négligeable sur les réponses des dispositifs. Ceci est d'autant plus vrai que l'épaisseur du diélectrique est importante (20  $\mu$ m).

## 2.6. Caractérisation des dispositifs

La méthode de caractérisation des dispositifs est la même que celle utilisée dans le chapitre II. Les éléments de calibration (Thru, Reflect et Line) ont été réalisés en même temps que les dispositifs (*Figure III. 7*).



*Figure III. 7: Kit de calibration TRL (a : Thru, b : Court circuit, c : Circuit ouvert, d : line)*

### 2.6.1. Filtres DBR à 50 GHz

Nous présentons ici les résultats obtenus en bande U. Le filtre étudié ici est un filtre DBR d'ordre 4 sur une hauteur du diélectrique est de 10  $\mu\text{m}$  Ses caractéristiques sont les suivantes :

- une fréquence centrale à 50 GHz
- Une bande passante à 3dB comprise entre 49 GHz et 51 GHz
- Une bande atténuée de -35 dB entre 41.15 GHz et 46.15 GHz

La *Figure III. 8* présente les dimensions du filtre une fois la simulation électromagnétique ainsi que les corrections suivant la méthode DOE effectués.

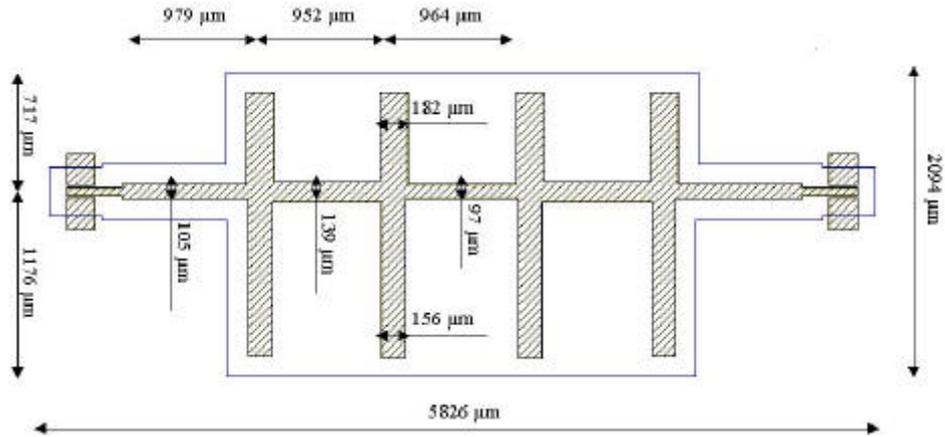
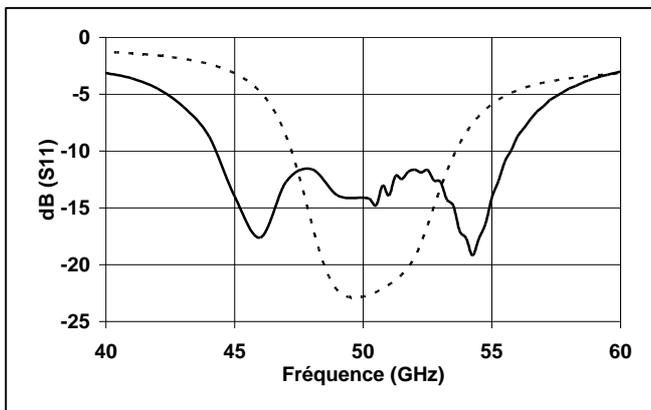
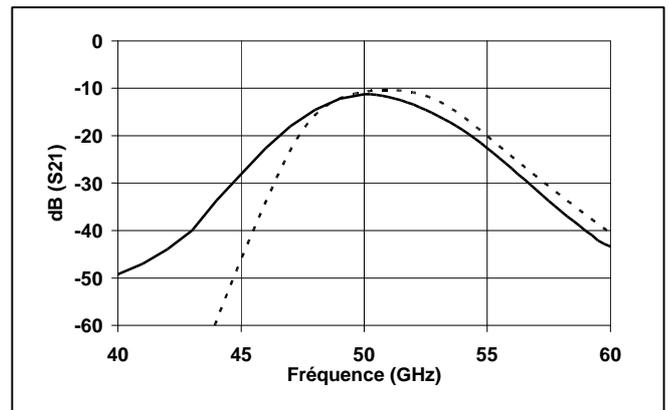


Figure III. 8: Dimensions du filtres DBR d'ordre 4 centré sur 50 GHz

La réponse de ce filtre est représenté sur la Figure III. 9.



(a)



(b)

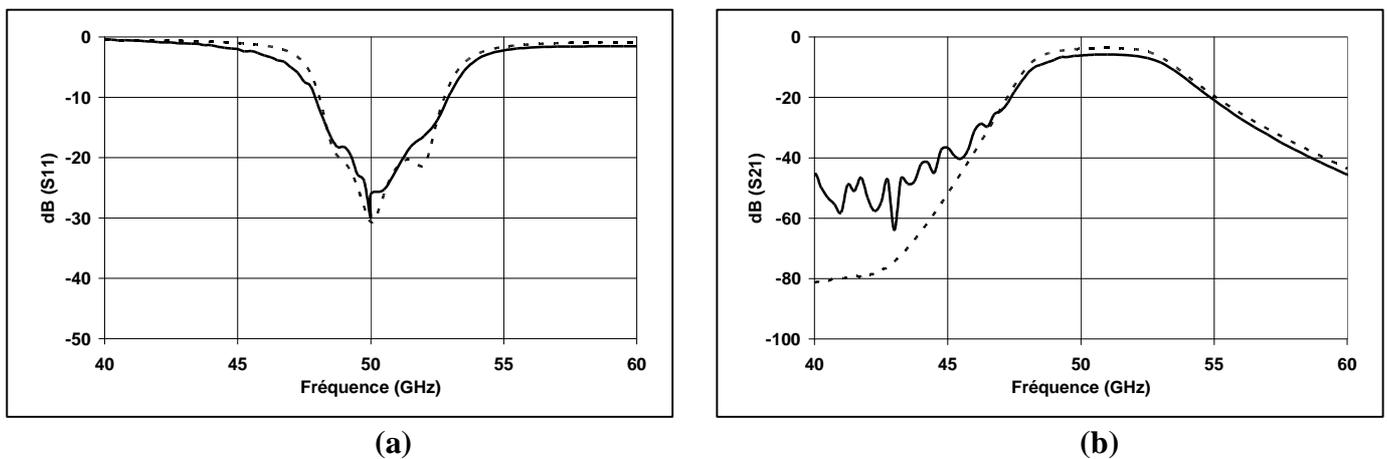
Figure III. 9: Paramètres  $S_{11}$  (a) et  $S_{21}$  (b) du filtre DBR d'ordre 4 et de fréquence centrale 50 GHz,  $h=10\mu\text{m}$

—— Mesures hyperfréquences  
 - - - - Simulation

Nous constatons un bon accord entre la simulation et la mesure malgré un léger décalage en fréquence. Ce décalage est du à un mauvais contrôle de l'épaisseur d'or déposée. Une épaisseur de 12  $\mu\text{m}$  d'or a été déposée au lieu des 3 $\mu\text{m}$  prévue initialement.

Le niveau de sélectivité atteint ici est conforme à l'objectif initial soit une bande passante de 5%. Le niveau des pertes est par contre élevé puisque le paramètre S21 est de -11 dB à la fréquence centrale (50 GHz).

Nous présentons maintenant sur la Figure III.10 les résultats du filtre DBR d'ordre 4 réalisé avec une épaisseur de 20  $\mu\text{m}$  de BCB. L'épaisseur de métallisation est de 3 $\mu\text{m}$ .



**Figure III. 10: Paramètres S11 (a) et S21 (b) du filtre DBR d'ordre 4 et de fréquence centrale 50 GHz,  $h=20\mu\text{m}$**

———— Mesures hyperfréquences  
----- Simulation

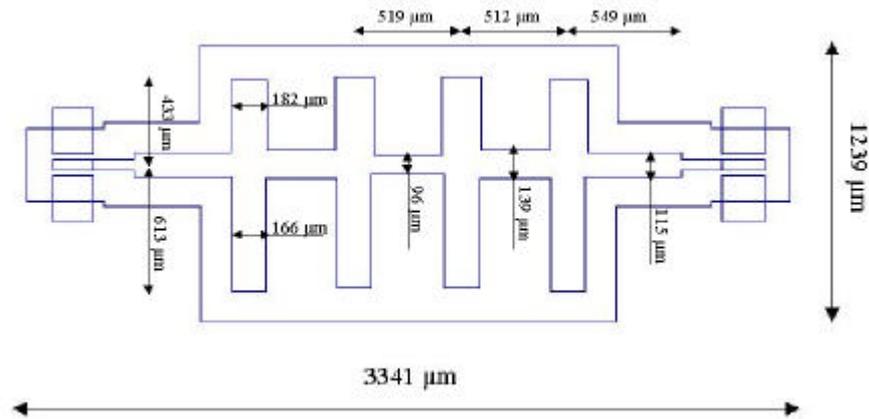
Nous pouvons constater un bon accord entre la mesure et la simulation.

La bande passante à  $-3$  dB atteint ici un niveau de sélectivité de 5% ce qui reste conforme à l'objectif initial. Le niveau des pertes est ici de  $-6$  dB pour le paramètre S21 ce qui représente une amélioration de 5 dB par rapport au filtre sur 10  $\mu\text{m}$  de BCB.

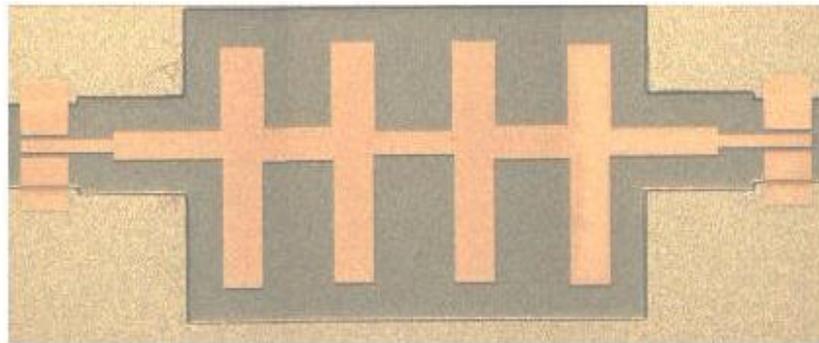
Ainsi grâce un choix judicieux de la hauteur de diélectrique, il est possible d'améliorer considérablement les pertes des structures tout en conservant les niveaux de sélectivité et de bande passante [8,9].

2.6.2. Filtres DBR à 94 GHz

Nous présentons ici les résultats du filtre DBR d'ordre 4 en bande W à 94 GHz [10]. Ce filtre a été conçu et réalisé de manière analogue à celui étudié en bande U. Les dimensions ainsi qu'une photographie du filtre sont représentées sur la *Figure III. 11*. La hauteur de diélectrique est ici de 20  $\mu\text{m}$ .



a.



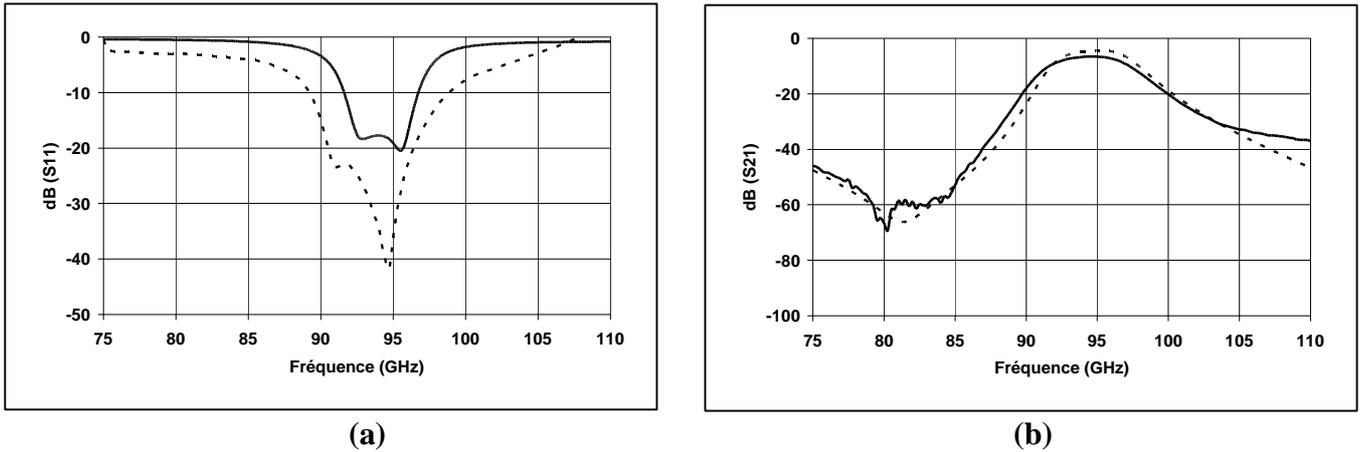
b.

**Figure III. 11: Dimensions (a) et photographie (b) du filtre DBR d'ordre 4 à 94 GHz**

Les dimensions du filtre ont été calculées pour obtenir les caractéristiques suivantes :

- une fréquence centrale de 94 GHz
- une bande passante de 5% autour de la fréquence centrale
- une bande atténuée de -35 dB entre 77.4 GHz et 86.8 GHz

La comparaison entre la simulation et les mesures de ce filtre est représentée sur la *Figure III. 12*.



**Figure III. 12: Paramètres  $S_{11}$  (a) et  $S_{21}$  (b) du filtre DBR d'ordre 4 et de fréquence centrale 94 GHz**

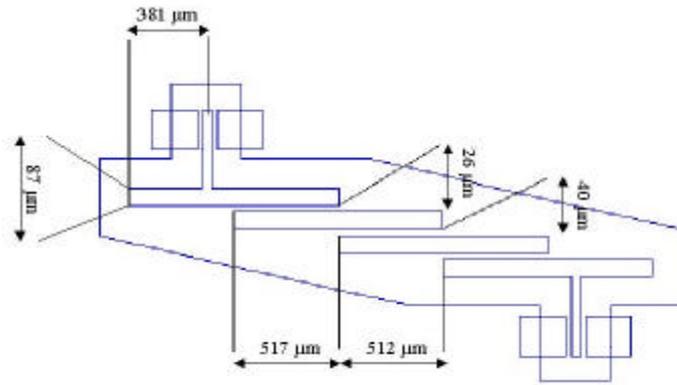
— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Simulation

Nous observons un bon accord entre la simulation et les mesures. La bande passante de 5% à 3dB a pu être conservée. Un bon niveau d'adaptation (-20 dB à la fréquence centrale) peut également être observé. L'atténuation à la fréquence centrale est de 6.5 dB.

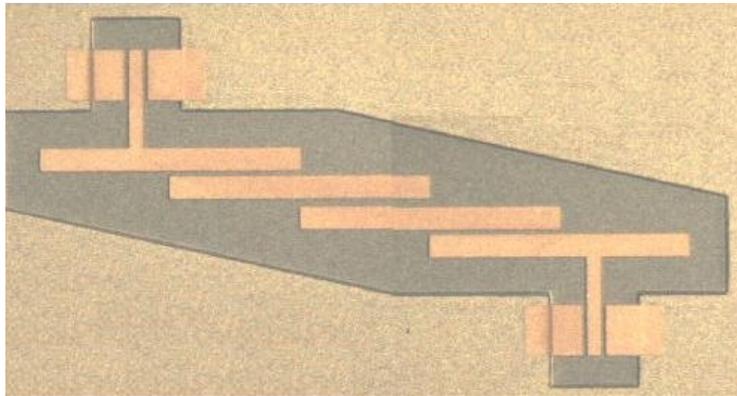
### 2.6.3. Etude des filtres à lignes couplées

Nous présentons ici les résultats du filtre à lignes couplés en bande W. Le cahier des charges de ce filtre est une fréquence centrale de 94 GHz ainsi qu'une bande passante de 5%. La Figure III. 13 représente les dimensions ainsi qu'une photographie du filtre.

Nous présentons sur la Figure III.14, la réponse fréquentielle de ce filtre.

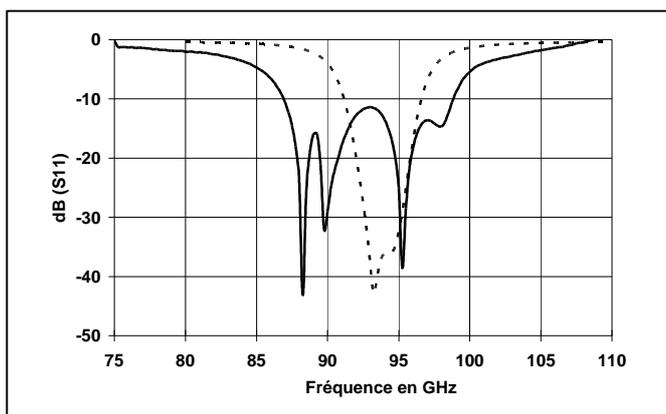


a.

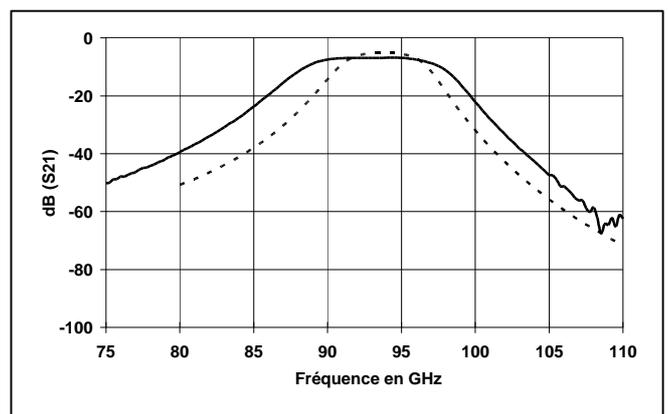


b.

Figure III. 13: Dimensions (a) et photographie (b) du filtre à lignes couplées d'ordre 4 à 94 GHz



(a)



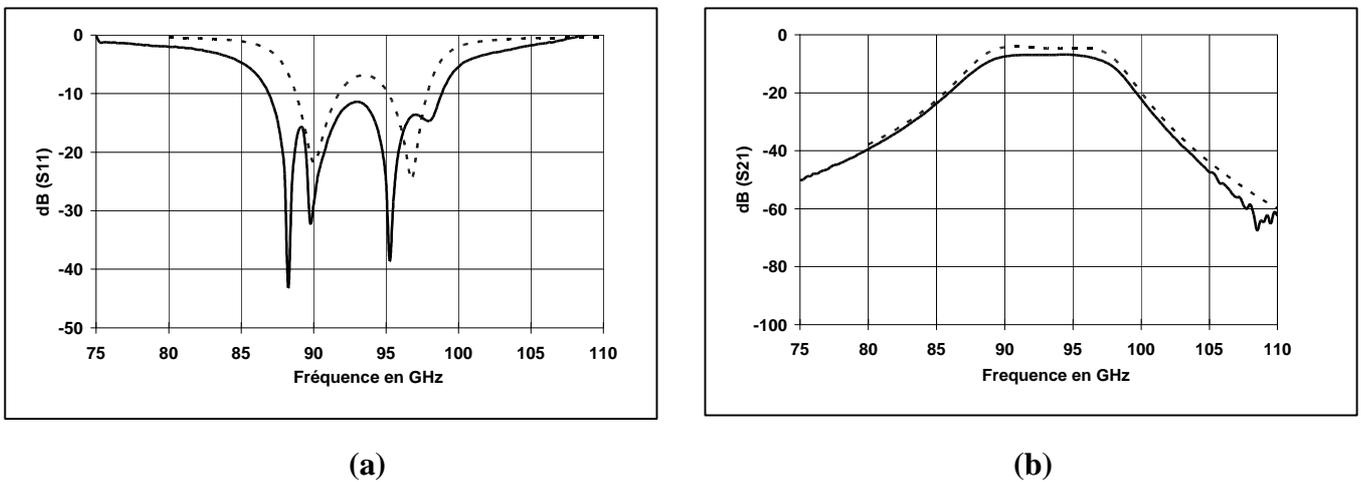
(b)

Figure III. 14 : Paramètres  $S_{11}$  (a) et  $S_{21}$  (b) du filtre à lignes couplées d'ordre 4 centré sur 94 GHz

———— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Simulation

Nous pouvons constater une augmentation sensible de la bande passante par rapport au cahier des charges fixées (10 % au lieu de 5%). Cette augmentation s'explique par la variation des largeurs de rubans lors de la réalisation des dispositifs. La diminution des largeurs de fentes entre les rubans couplées due à la forte insolation des motifs, entraîne une augmentation des niveaux de couplages entre les lignes ce qui contribue à élargir la bande passante du filtre. Une post simulation (Figure III. 15) tenant compte de ce paramètre technologique a été effectuée pour confirmer cet effet.

La rétro simulation nous montre un bon accord avec les mesures hyperfréquences malgré un niveau de pertes légèrement supérieure.



**Figure III. 15 : Paramètres  $S_{11}$  (a) et  $S_{21}$  (b) du filtre à lignes couplées d'ordre 4 centré sur 94 GHz**

———— Mesures hyperfréquences  
----- Rétro Simulation

## 2.7. Conclusion

Cette partie de chapitre a été consacrée à la conception, la réalisation et la caractérisation de filtres sélectifs en technologie TFMS sur BCB pour des fréquences de 50 GHz et 94 GHz. Deux types de filtres ont été étudiés dans le cadre de ce travail.

Premièrement des filtres DBR (Dual behavior resonator) ont été étudiés. La réalisation et la caractérisation de ce type de composants en bande U nous ont montré l'influence de la hauteur du diélectrique. Un écart de 5 dB a pu être observé entre les structures sur 10  $\mu\text{m}$  de

BCB et les structures sur 20 $\mu\text{m}$  de diélectrique. Des niveaux de sélectivité de 5% ont pu être obtenu tant en bande U à 50 GHz qu'en bande W à 94 GHz

Pour les structures à lignes couplées les niveaux de sélectivité espérés n'ont pas pu être atteint du fait d'un problème technologique qui augmente la taille des dispositifs d'environ 3  $\mu\text{m}$ . De ce fait nous avons obtenus des bandes passantes de 10% au lieu des 5% escomptées.

### **3. Réalisations d'amplificateurs à 10 et 20 GHz**

#### **3.1. Introduction**

La deuxième partie de ce chapitre porte sur la conception, la réalisation et la mesure d'amplificateurs réalisés à l'aide des structures de propagation 3D décrites au chapitre précédent. Le principal objectif de cette étude est de réaliser un amplificateur possédant une architecture la plus simple possible afin de démontrer l'intérêt que représente l'utilisation des structures de propagation décrites précédemment. Nous nous sommes fixés comme objectif la réalisation de deux étages amplificateurs fonctionnant respectivement à 10 GHz et à 20 GHz. Ces fréquences de fonctionnement sont celles observées dans la littérature pour les amplificateurs en technologie CMOS [11-14].

Nous proposons ici un procédé de « reprise de process » pour la réalisation de nos composants. Cette technique consiste à venir connecter les éléments passifs (structures TFMS du chapitre II) sur l'élément actif déjà existant (dernier niveau de métallisation des transistors CMOS).

Avant de passer à la conception et à la réalisation des amplificateurs, il est nécessaire de posséder un modèle de simulation pour la partie passive. La première partie sera donc consacrée à la modélisation des éléments passifs nécessaires à la conception des amplificateurs. La seconde étape consiste à effectuer le choix du composant actif: le transistor. Les performances des transistors MOS ont beaucoup évolué ces dernières années, notamment grâce au développement des transistors submicroniques. Parmi les filières existantes nous avons utilisé un transistor CMOS sur SOI totalement déserté possédant une longueur de grille de 0.25  $\mu\text{m}$ . Comparativement au CMOS Bulk, cette filière présente les

meilleures performances hyperfréquences (fréquence de coupure, bruit) pour des applications en gamme d'onde millimétrique.

Nous étudierons dans une seconde partie les performances fréquentielles des transistors MOS utilisés dans le cadre de cette étude. La troisième partie traitera de la conception des amplificateurs. Au cours de la quatrième partie, nous décrirons les différentes étapes technologiques utilisées ici pour la réalisation des amplificateurs. Enfin la dernière partie sera consacrée à la caractérisation des étages amplificateurs réalisés ce qui nous permettra parallèlement de valider notre bibliothèque d'éléments passifs pour des structures plus complexes tels que les réseaux d'adaptation.

### **3.2. Modélisation des éléments passifs**

Pour concevoir un circuit MMIC, il est indispensable de posséder un modèle électrique précis et large bande tant au niveau des passifs qu'au niveau des actifs. Nous nous intéressons ici à la modélisation des éléments passifs utilisés pour la réalisation des amplificateurs c'est à dire les structures TFMS. Comme modèle nous avons utiliser la bibliothèque d'éléments passifs Multilayer du logiciel de CAO Agilent ADS. Dans un premier temps nous décrirons le modèle et le validerons ensuite par la modélisation d'éléments plus complexes tels que des stubs ou des coupleurs.

#### **3.2.1. Description du modèle**

La description d'une ligne de transmission sous ADS Multilayer est représentée sur la Figure III. 16.

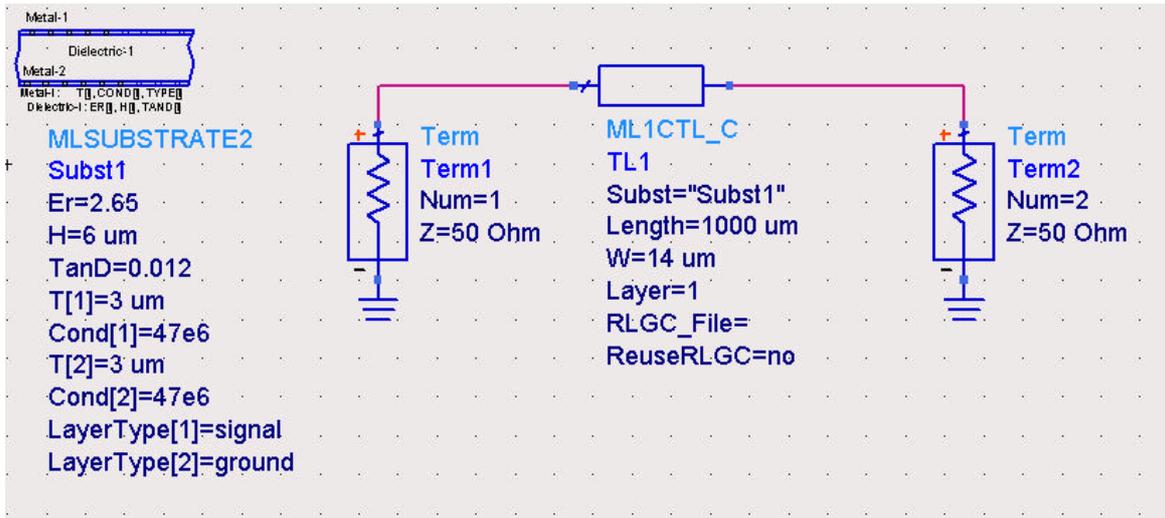


Figure III. 16: description d'une ligne de transmission dans la bibliothèque ADS Multilayer

Ce modèle permet une description des paramètres géométriques (longueur des lignes, largeurs des rubans, épaisseur de métallisation, hauteur de diélectrique) des lignes, ainsi qu'une description des paramètres physiques (permittivité et angle de pertes du diélectrique, conductivité des métallisations) des différents matériaux utilisés.

Nous traçons sur la Figure III. 17 une comparaison de l'évolution de l'atténuation en fonction de la fréquence pour des lignes avec 6  $\mu\text{m}$ , 10  $\mu\text{m}$  et 20  $\mu\text{m}$  de diélectrique.

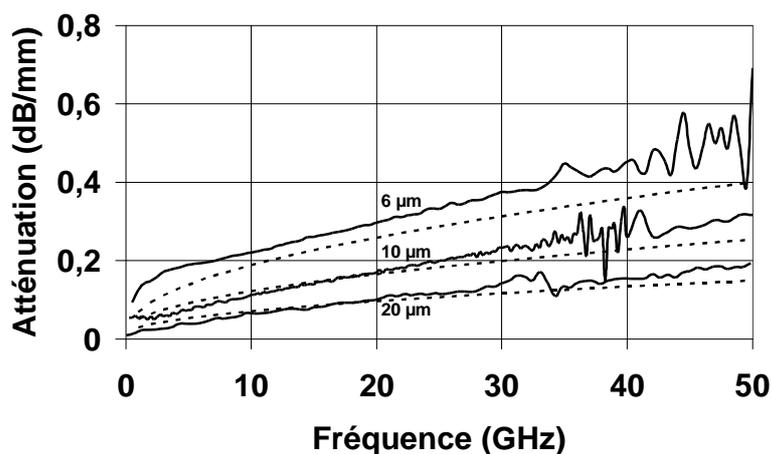
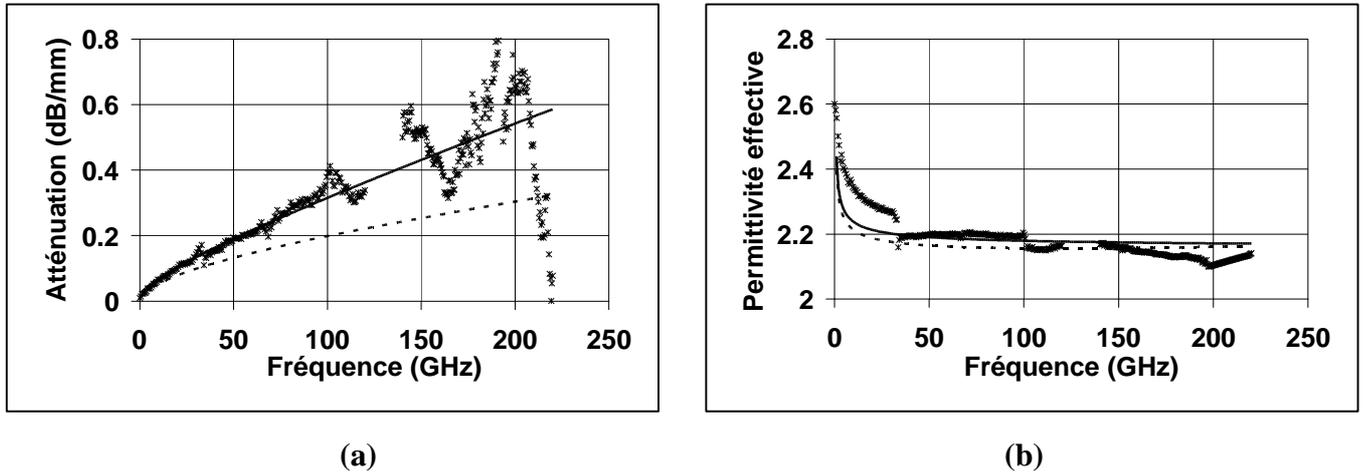


Figure III. 17: Atténuation en fonction de la fréquence pour différente hauteurs de diélectrique ( $Z_c = 50 \text{ W}$ )

—— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Modèle Multilayer ADS

L'évolution de l'atténuation nous montre une bonne concordance entre les mesures et le modèle dans cette bande de fréquence.

Des mesures de lignes ayant une hauteur de BCB de 20  $\mu\text{m}$  jusque 220 GHz ont été effectuées et son représentées sur la *Figure III. 18*.



**Figure III. 18 : Atténuation (a) et permittivité (b) en fonction de la fréquence pour des lignes sur 20  $\mu\text{m}$  de BCB jusque 220 GHz**

\*\*\*\*\* Mesures hyperfréquences, ----- Simulation, - - - - - Simulation avec fit

Les premières simulations (courbe en pointillé) nous montrent une divergence au delà de 80 GHz. Deux raisons peuvent expliquer cette différence :

Une différence dans la longueur effective entre la ligne réalisée et la ligne simulée. Mais dans ce cas nous aurions vu une différence sur la constante de phase de la ligne, ce qui n'est pas le cas ici.

La deuxième possibilité vient des paramètres du BCB. L'évolution de l'atténuation est en effet ici proportionnelle à la fréquence. Ceci dénote l'influence prépondérante des pertes diélectriques de la ligne. Or à ces fréquences, il est très difficile de déterminer avec précision l'angle de pertes de ce diélectrique, les données constructeurs n'étant valable que pour des basses fréquences.

Un ajustement de la valeur de l'angle de pertes du BCB à 0.012 au lieu de 0.002 permet d'obtenir un bon accord entre les mesures et la simulation ADS jusqu'à des fréquences de 220 GHz (*Figure III. 18*).

3.2.2. Validation du modèle

- Etude de stubs en circuit ouvert et en court circuit

Afin de valider notre modèle, nous proposons ici l'étude de stub en circuit ouvert et en circuit fermé. Les stubs constituent des éléments de base pour la réalisation de circuit MMIC. Ils sont utilisés aussi bien pour la réalisation de réseaux d'adaptation que pour la réalisation de réseaux de polarisation.

Les stubs étudiés ici ont été réalisés avec des structures TFMS d'une hauteur de diélectrique de  $6\mu\text{m}$ . La fréquence de travail a été fixée ici à 24 GHz.

La Figure III. 19 représente l'évolution des paramètres S en module et en phase en fonction de la fréquence pour le stub en circuit ouvert.

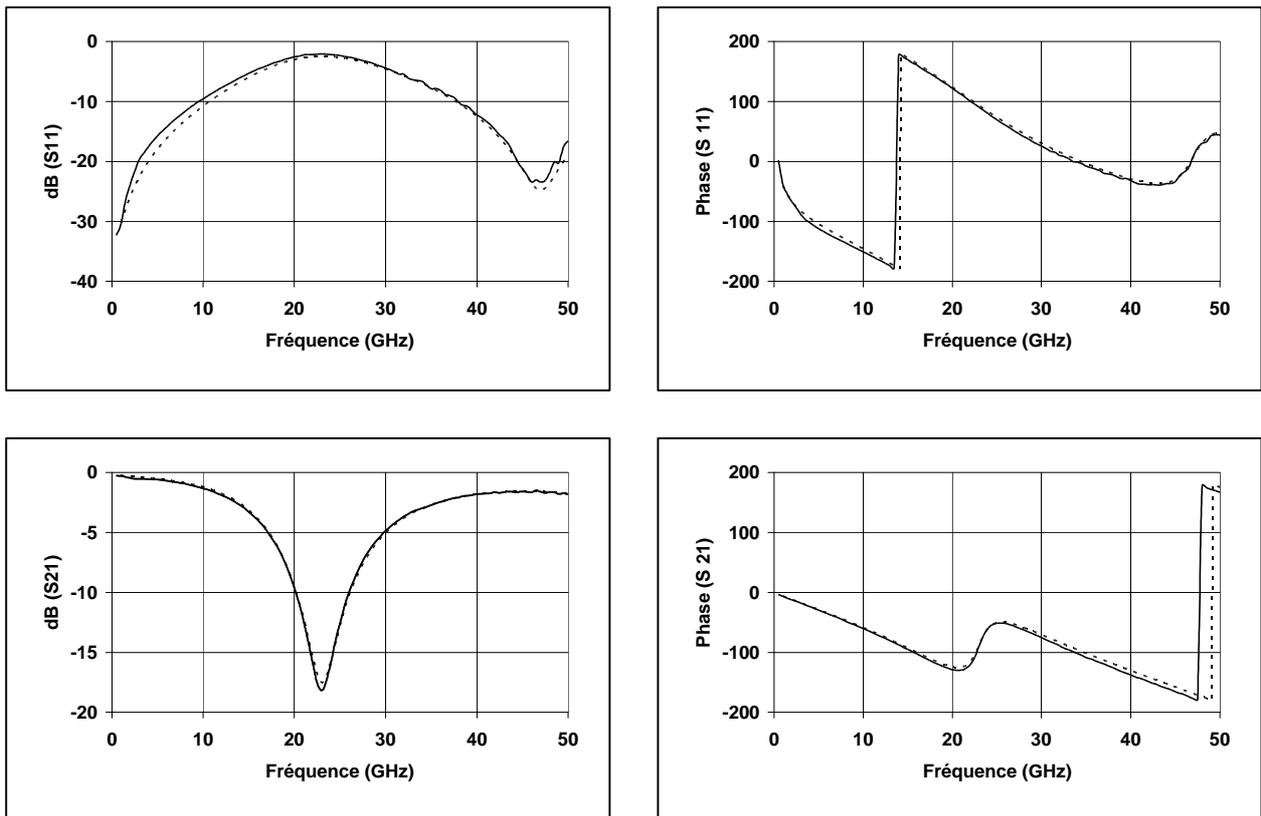
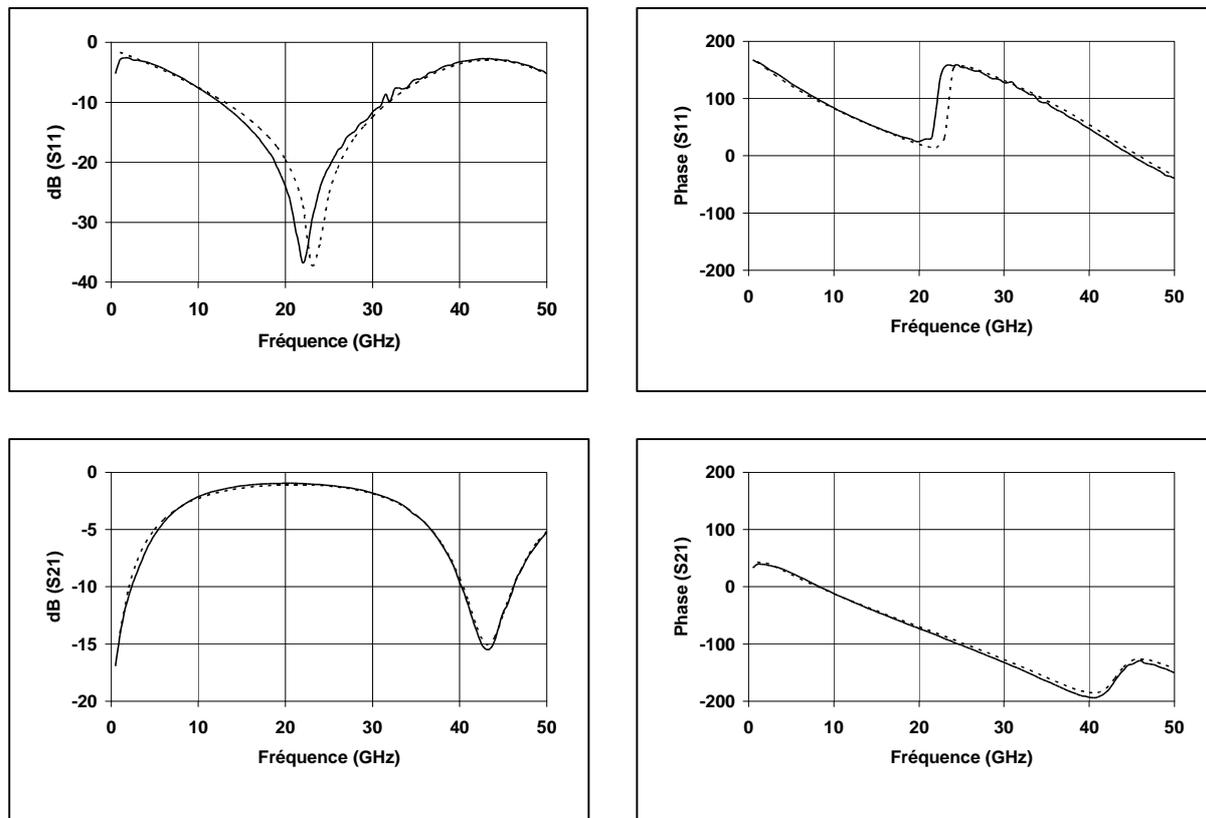


Figure III. 19: Evolution en module et phase des paramètres S11 et S21 du stub en circuit ouvert à 24 GHz

—— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Modèle Multilayer ADS

La Figure III. 20 représente l'évolution des paramètres S en module et en phase en fonction de la fréquence pour le stub en court circuit.



**Figure III. 20 : Evolution en module et phase des paramètres S11 et S21 du stub en court circuit à 24 GHz**

————— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Modèle Multilayer ADS

*- Etude d'un coupleur hybride 3dB*

Afin de valider la modélisation des lignes TFMS sur BCB par ADS Multilayer, nous proposons ici l'étude d'un coupleur hybride 3dB fonctionnant à 36 GHz.

Les coupleurs hybrides sont des composants fondamentaux pour la réalisation de circuits intégrés micro ondes. Ils sont utilisés pour des applications telles que les mélangeurs, les diviseurs de puissance, les modulateurs... Ils sont généralement composés par des lignes de transmission quart d'onde.

La Figure III. 21 représente le schéma d'un coupleur hybride 3dB fonctionnant à 36 GHz. Il se compose de quatre jonctions en T multi impédances. Chaque branche du coupleur mesure 1394  $\mu\text{m}$  soit une distance équivalente au quart d'onde pour une fréquence de 36 GHz. Deux ports sont fermés par des résistances 50  $\Omega$  afin de pouvoir réaliser la mesure dans

la configuration d'un quadripôle. Deux coupleurs ont été réalisés afin de pouvoir mesurer les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{31}$ .

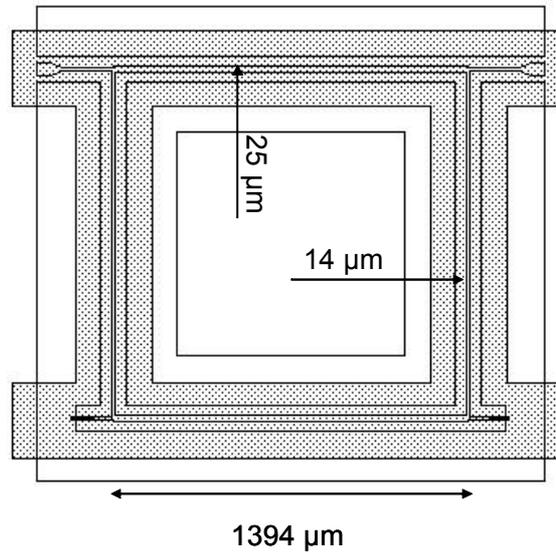


Figure III. 21 : schématique du coupleur 3 dB à 36 GHz

Le schéma équivalent associé au coupleur est représenté sur la Figure III. 22. Les résistances sont ici considérées comme des éléments localisés.

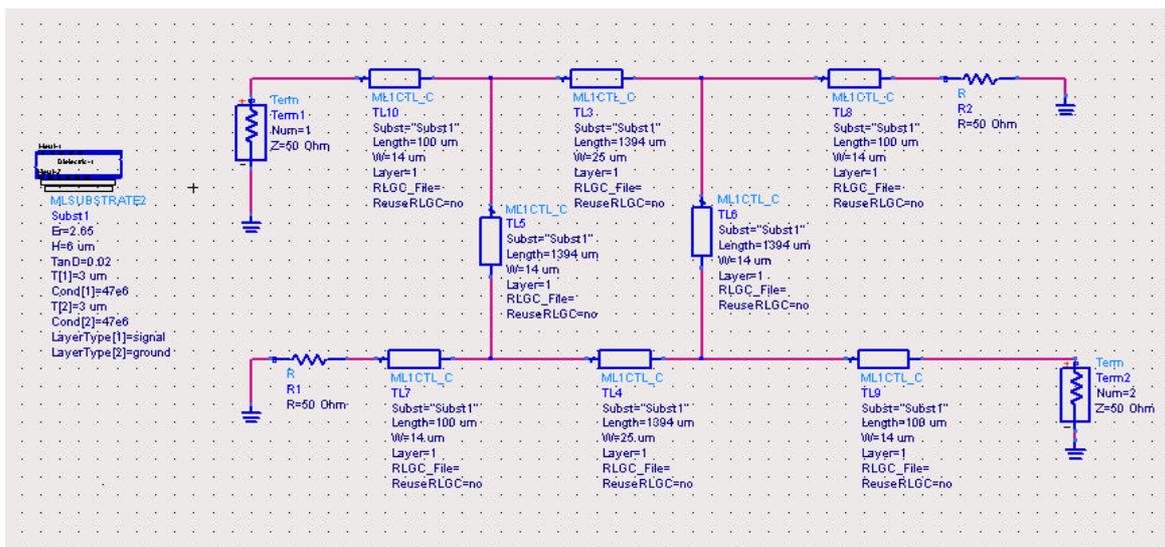
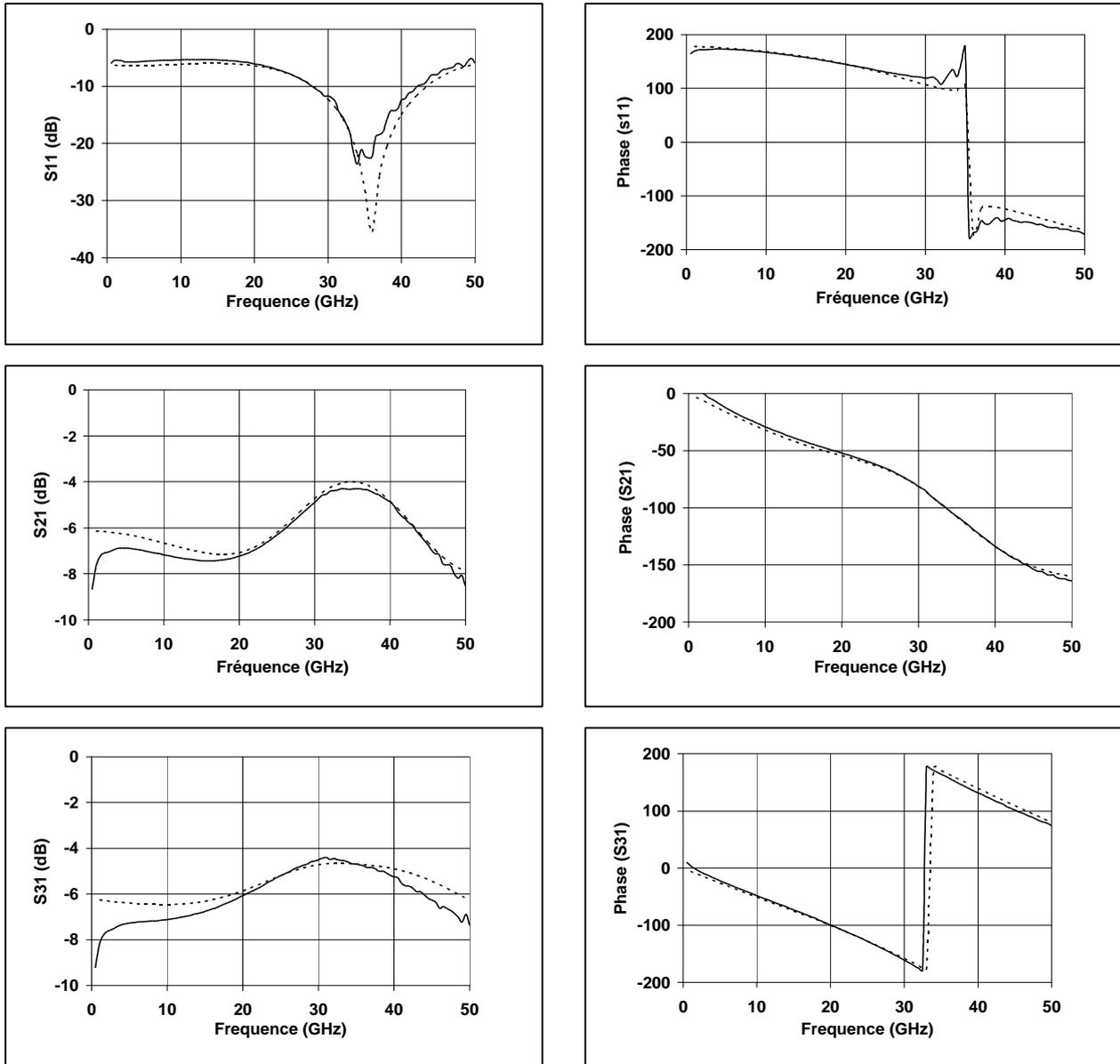


Figure III. 22: schéma équivalent associé au coupleur sous ADS multilayer

Nous présentons sur la Figure III. 23 l'évolution des paramètres S11, S21 et S31 en module et en phase pour la mesure et la simulation. Nous pouvons constater un bon accord sur ces trois paramètres.



**Figure III. 23: Evolution en module et phase des paramètres S11, S21, S31 du coupleur hybride 3 dB à 36 GHz**

——— *Mesures hyperfréquences*  
 - - - - - *Modèle Multilayer ADS*

Le modèle de simulation des éléments passifs ayant été validé, nous pouvons passer maintenant à l'étude de la partie active de l'amplificateur : le transistor.

### 3.3. Choix du transistor

Nous présentons au cours de cette partie les performances des transistors utilisés pour notre étude. Nous avons travaillé ici avec les transistors les plus performants dont nous disposons. Ces transistors sont des CMOS totalement déserté de longueur de grille  $0.25\ \mu\text{m}$  et de développement  $50\ \mu\text{m}$  et  $100\ \mu\text{m}$  respectivement possédants 8 doigts. Après une description de la structure des transistors, nous en présenterons leurs caractéristiques hyperfréquence.

#### 3.3.1. Le transistor MOSFET totalement déserté

La structure de base du transistor totalement déserté sur substrat SOI est représentée sur la Figure III. 24. Dans cette configuration l'épaisseur du film de silicium est plus faible que l'épaisseur maximale désertée. Ceci signifie que la couche de silicium active est totalement désertée pour une polarisation de grille supérieure à la tension de seuil. Ce type de structure présente, du fait de la réduction des effets parasites, les caractéristiques les plus intéressantes parmi les composants sur substrat SOI.

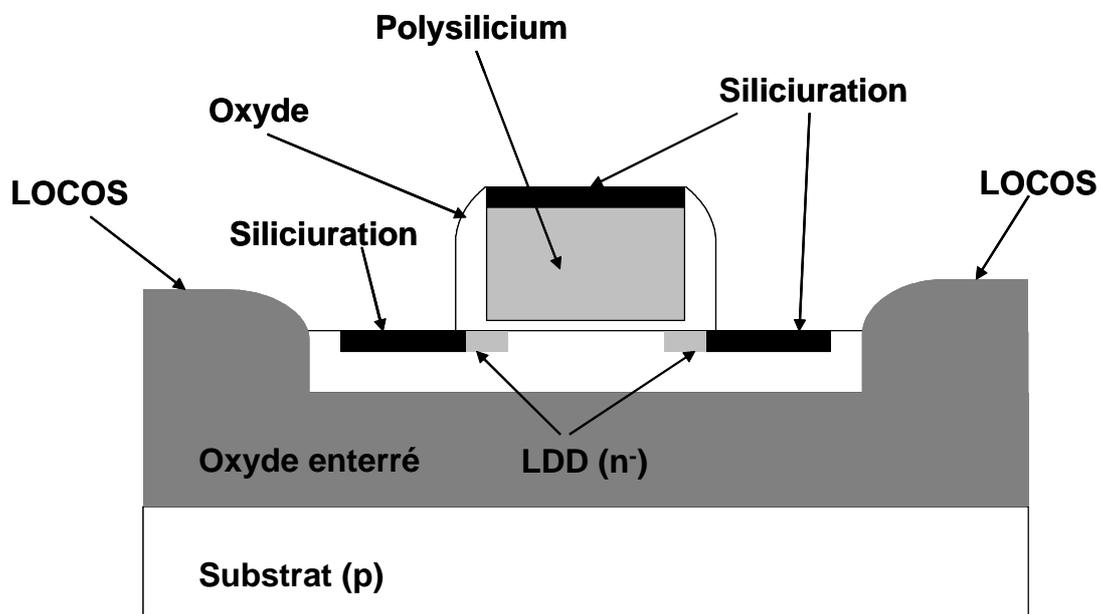


Figure III. 24: Vue en coupe simplifiée d'un MOSFET totalement déserté sur substrat SOI

### 3.3.2. Performances hyperfréquences des transistors

- *Rappel des principaux gains hyperfréquences des transistors*

Le gain en courant de court-circuit peut être calculé à partir des paramètres S en utilisant l'expression suivante :

$$|H_{21}|^2 = \left| \frac{-2.S_{21}}{(1-S_{11}).(1+S_{22}) + S_{12}.S_{21}} \right|^2 \quad (3.1)$$

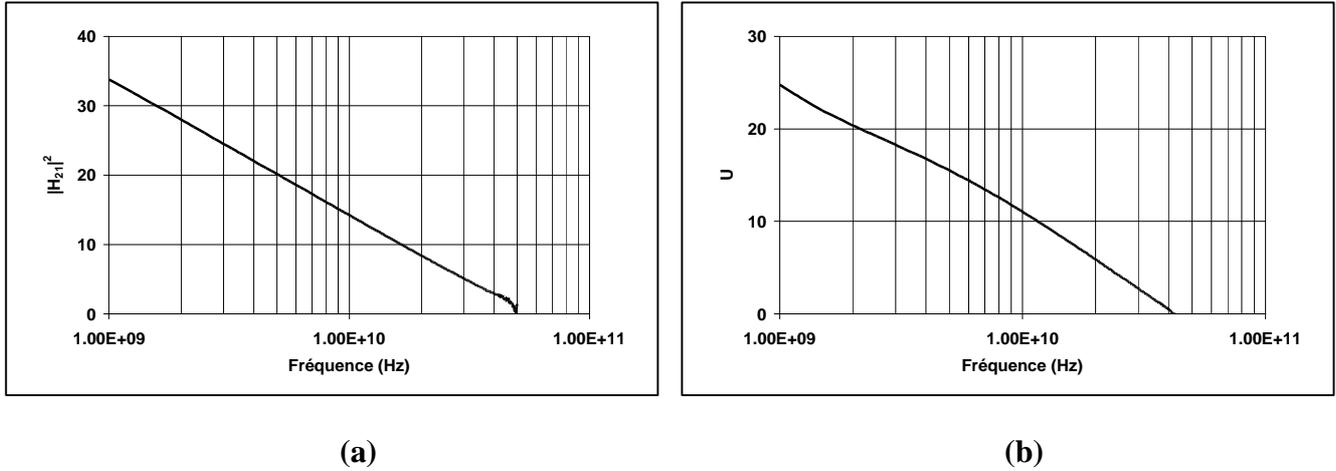
Ce gain suit en principe, une évolution en  $-20$  dB par décade en fonction de la fréquence, ce qui permet son extrapolation jusqu'à la fréquence de transition du gain en courant,  $f_T$ , qui correspond à  $|H_{21}|=1$  (0 dB).

Le gain unilatéral ou gain de Mason, noté U, est le gain en puissance que l'on obtient en adaptant entrée et sortie, et en ajoutant une contre-réaction sans pertes qui permet d'avoir  $S'_{12} = 0$ . Son expression est la suivante :

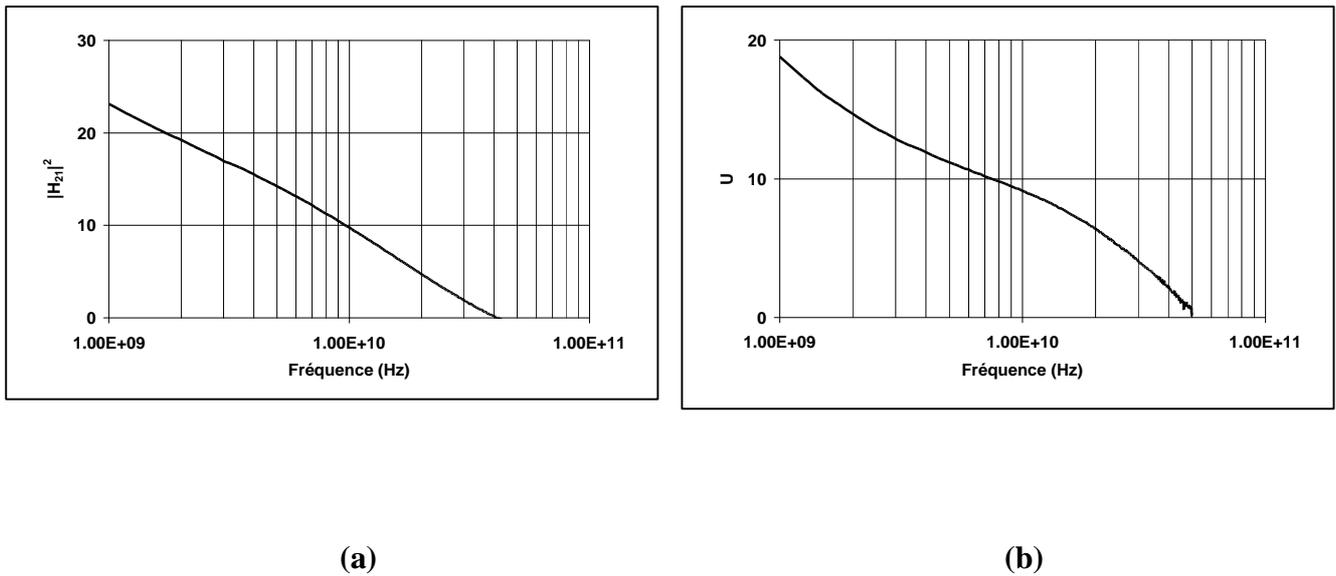
$$U = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2 \left( k \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - \Re e \left( \frac{S_{21}}{S_{12}} \right) \right)} \quad (3.2)$$

A partir de celui-ci, on détermine la fréquence maximale d'oscillation  $f_{max}$ , fréquence de transition où  $U=1$ , et au-delà de laquelle le quadripôle est passif. Lorsqu'elle n'est pas directement mesurable, sa détermination s'appuie sur une évolution théorique de U en  $-20$  dB/décade en fonction de la fréquence.

Nous présentons sur la *Figure III. 25* et la *Figure III. 26* l'évolution fréquentielle des gains en courant et de Mason des transistors utilisés pour notre étude.



**Figure III. 25 : Gains en courant (a) et gain de Mason (b) du transistor 100  $\mu\text{m}$  utilisé pour la réalisation de l'amplificateur à 10 GHz**



**Figure III. 26 : Gains en courant et gain de Mason du transistor 50  $\mu\text{m}$  utilisé pour la réalisation de l'amplificateur à 20 GHz**

Ces transistors nous montrent des fréquences de transition  $f_T$  et des fréquences maximales d'oscillation  $f_{max}$  de 50 GHz et de 40 GHz respectivement pour le transistor 100 $\mu\text{m}$ . Pour le transistor de développement 50  $\mu\text{m}$ , nous obtenons des fréquences de 50 GHz pour le  $f_{max}$  et de 40 GHz pour le  $f_T$ . Ces performances permettent d'envisager la conception des amplificateurs aux fréquences visées (10 GHz et 20 GHz).

### 3.4. Conception des amplificateurs

#### 3.4.1. Stabilisation des transistors

L'étude de la stabilisation d'un transistor est un point essentiel pour la conception d'un amplificateur. En effet le bon fonctionnement d'un circuit peut être perturbé par la présence d'oscillations. Ces oscillations sont d'autant plus gênantes qu'elle peuvent apparaître en dehors de la bande de fonctionnement de l'amplificateur c'est pourquoi il est nécessaire de le rendre stable à toute les fréquences.

La définition du critère de stabilité  $k$  est donnée par la formule ci dessous [15]

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (3.3)$$

Pour qu'un circuit soit stable, il faut qu'il remplisse les conditions suivantes :

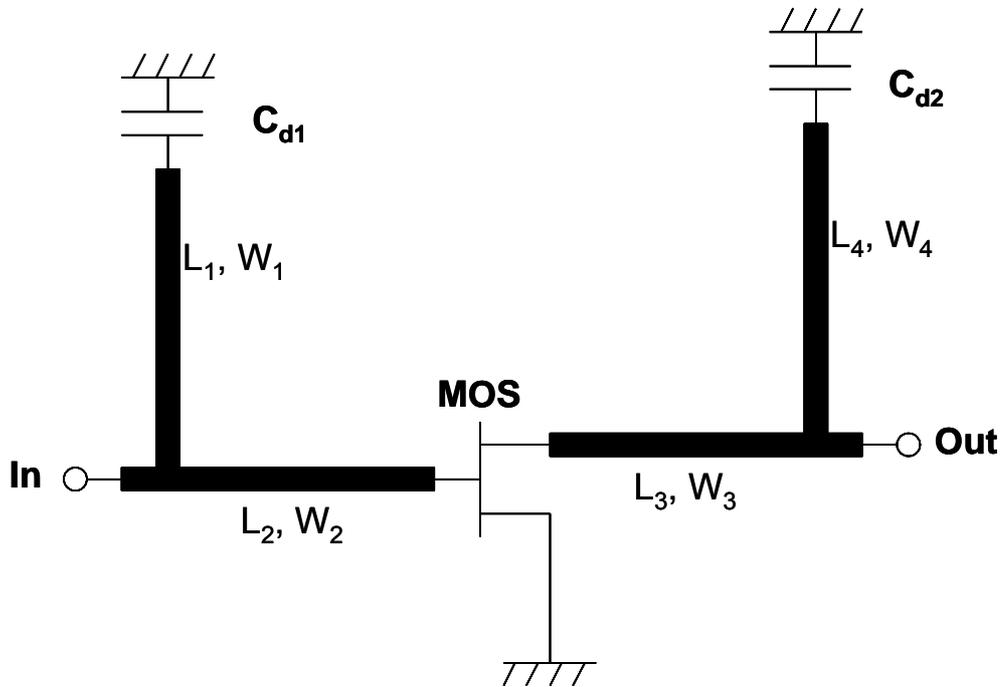
- $k > 1$
- $1 - |S_{11}|^2 - |S_{12} \cdot S_{21}| > 0$
- $1 - |S_{22}|^2 - |S_{12} \cdot S_{21}| > 0$

Il existe plusieurs manières de stabiliser un transistor (contre réaction série, contre réaction parallèle, éléments en parallèle ou en série sur la grille et le drain). Le principal objectif de cette étude étant de démontrer la faisabilité des amplificateurs, nous avons décidé de réduire les circuits au maximum. Pour cela la stabilisation du circuit se fait simplement par un stub fermé par une capacité pour assurer le découplage.

#### 3.4.2. Architecture des circuits

L'architecture des circuits est représentée sur la Figure III. 27. Les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie assurent à la fois l'adaptation, la stabilisation et la polarisation du transistor. Chaque amplificateur est stabilisé dans sa bande de fréquence (0-50 GHz). Afin de simplifier les circuits au maximum les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie se font à l'aide d'un simple stub. Les capacités  $C_{d1}$  et  $C_{d2}$  assurent le découplage des

alimentations de grille et de drain du transistor. La polarisation du transistor se fait par les sondes hyperfréquences aux entrées et sorties de l'amplificateur. Pour simplifier la réalisation des dispositifs, les lignes TFMS ont ici une hauteur de BCB de 10 $\mu$ m

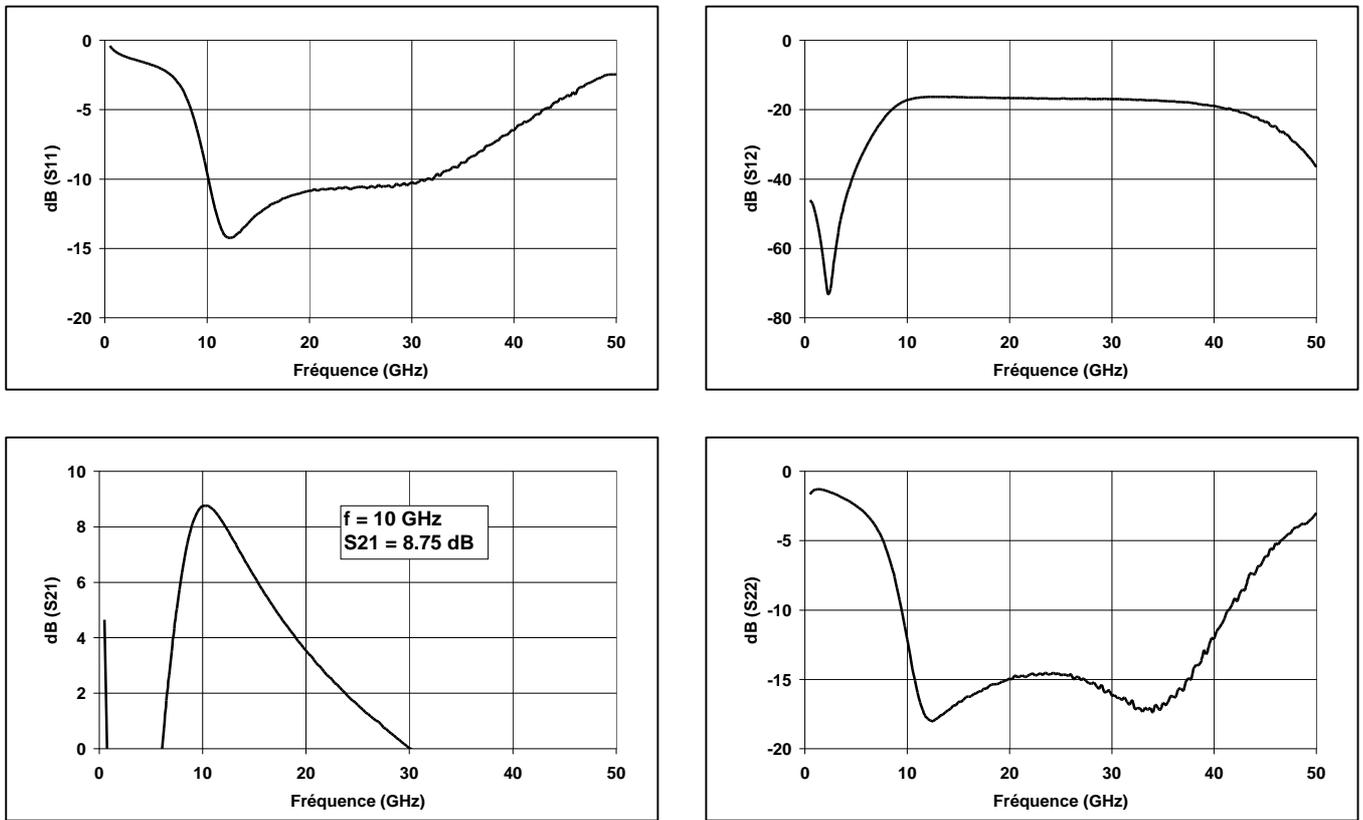


<i>Amplificateur 10 GHz</i>					<i>Amplificateur 20 GHz</i>				
L <sub>1</sub> (μm)	L <sub>2</sub> (μm)	L <sub>3</sub> (μm)	L <sub>4</sub> (μm)	Cd <sub>1</sub> (pF)	L <sub>1</sub> (μm)	L <sub>2</sub> (μm)	L <sub>3</sub> (μm)	L <sub>4</sub> (μm)	Cd <sub>1</sub> (pF)
2000	1500	2000	1500	5	1119	819	965	1236	7
W <sub>1</sub> (μm)	W <sub>2</sub> (μm)	W <sub>3</sub> (μm)	W <sub>4</sub> (μm)	Cd <sub>2</sub> (pF)	W <sub>1</sub> (μm)	W <sub>2</sub> (μm)	W <sub>3</sub> (μm)	W <sub>4</sub> (μm)	Cd <sub>2</sub> (pF)
10	10	15	8	5	30	14	10	20	7

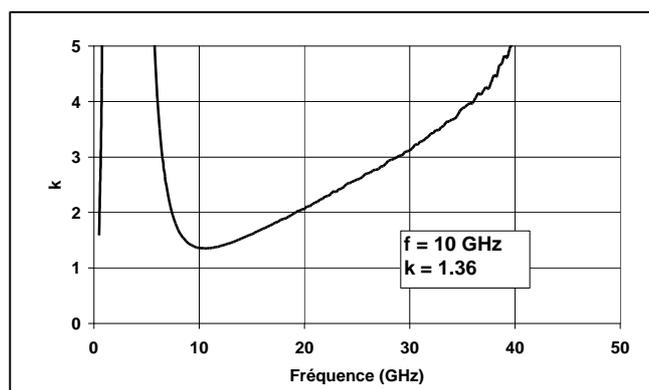
*Figure III. 27: Architecture et dimension des amplificateurs*

### 3.4.3. Simulation linéaire des circuits

Nous présentons sur la *Figure III. 28* et la *Figure III. 29* les résultats des simulations linéaires des amplificateurs à 10 GHz et à 20 GHz. Les performances hyperfréquences sont résumées sur la *Figure III. 30*.

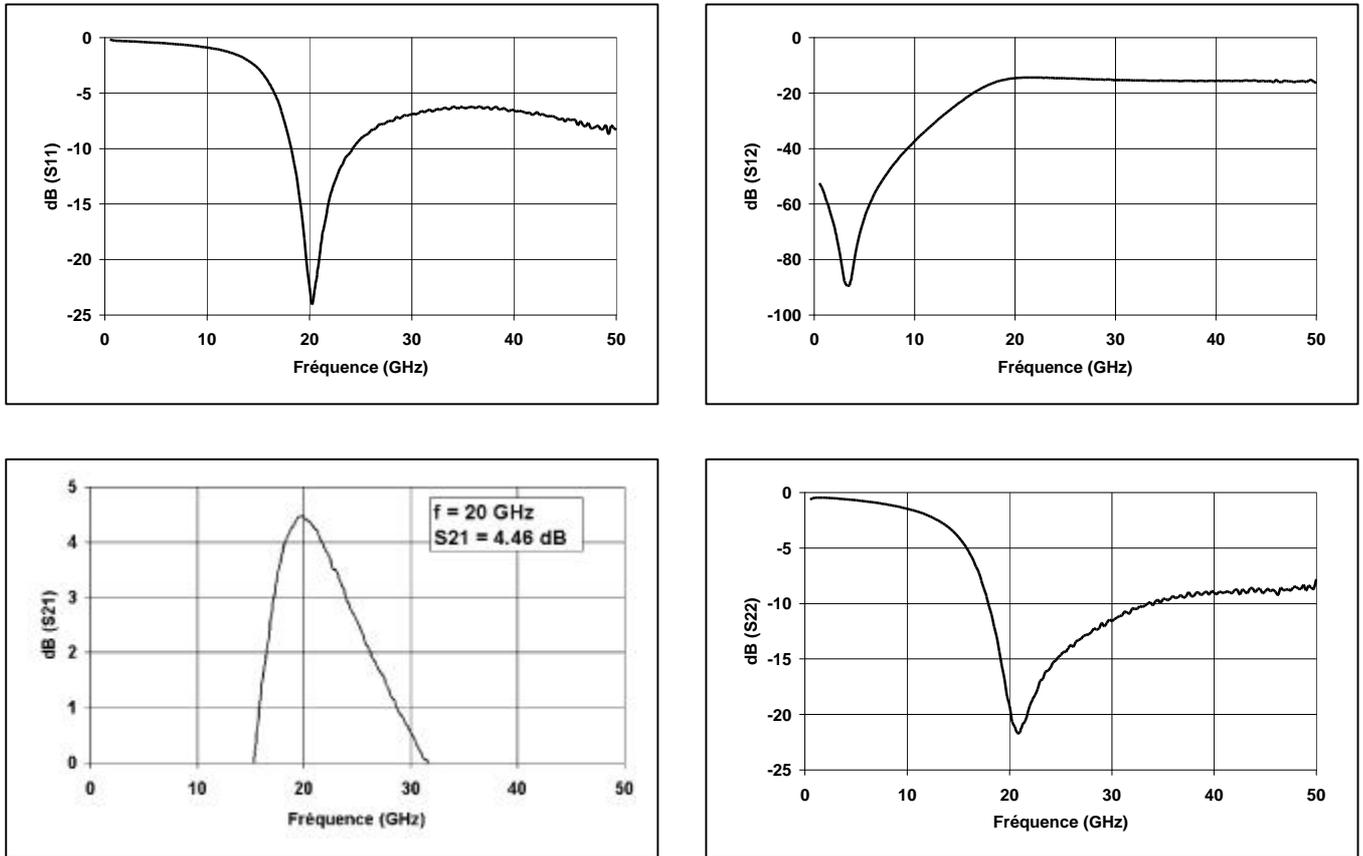


(a)

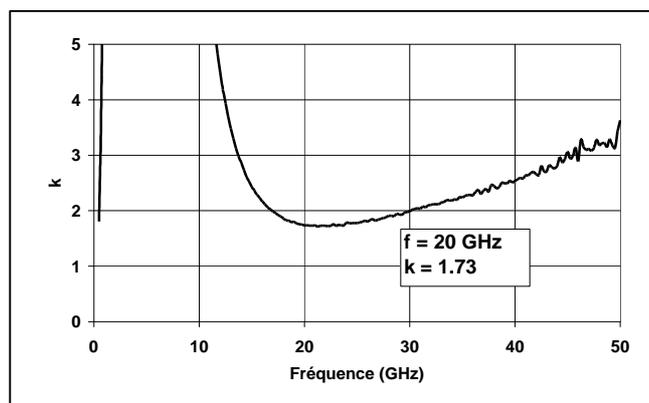


(b)

Figure III. 28: Simulation linéaire (a) et facteur de stabilité (b) de l'amplificateur à 10 GHz



(a)



(b)

Figure III. 29 : Simulation linéaire (a) et facteur de stabilité (b) de l'amplificateur à 20 GHz

Fréquence (GHz)	Adaptation en entrée $ S_{11} $ dB	Adaptation en sortie $ S_{22} $ dB	Gain $ S_{21} $ dB	Facteur de stabilité $k$
10	- 10	-12	8,75	1,36
20	- 24	-22	4,46	1,73

Figure III. 30: Récapitulatif des performances simulées des amplificateurs

### 3.5. Réalisation des amplificateurs

Cette étude nous a ensuite amené à la réalisation technologique de ces amplificateurs. Il faut noter ici que bien la technologie des éléments passifs ait montrée de bons résultats, toute la difficulté consiste à venir adapter ces éléments au dessus des éléments actifs déjà existants. Pour ce faire nous avons conçu un masque dont une représentation est donnée sur la Figure III. 31.

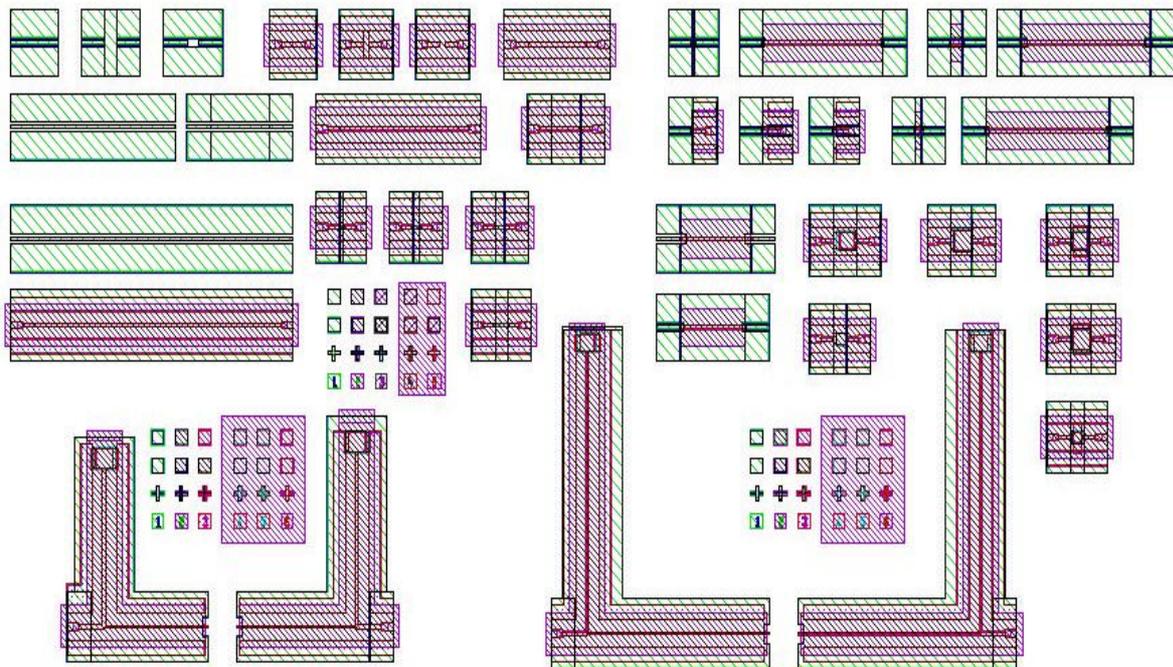


Figure III. 31 : Représentation du champ unitaire du masque « Ampli Silicium »

Ce Champ rassemble les modules suivants :

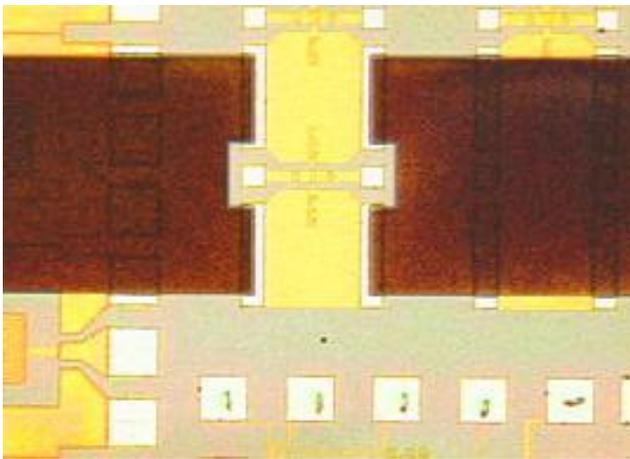
- Un réseau d'adaptation d'entrée et de sortie à 10 GHz
- Un réseau d'adaptation d'entrée et de sortie à 20 GHz
- Un kit de calibration TRL en TFMS
- Un kit de calibration TRL en coplanaire
- Des transitions TFMS – Ligne coplanaire
- Des résistances
- Des capacités

Les différents niveaux de masquage nécessaires à la réalisation des amplificateurs sont représentés sur la *Figure III. 32*.

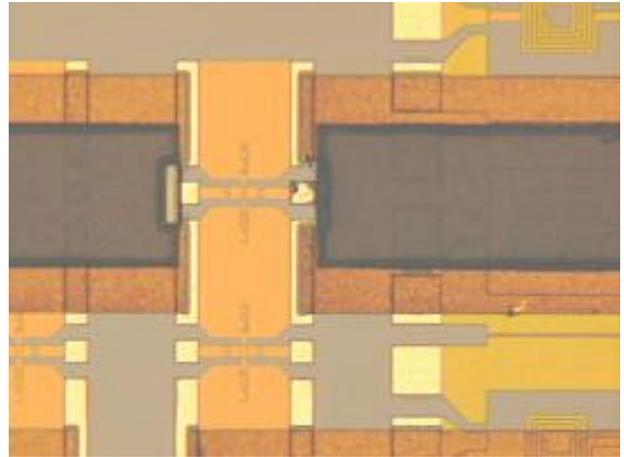
<i>Niveau</i>	<i>Étape</i>	<i>Masque</i>	<i>Commentaire</i>
1	1 <sup>er</sup> niveau du Plan de masse	Positif	Alignement sur les plots du transistor
2	2eme niveau du Plan de masse	Positif	Au 3 µm
3	BCB	Négatif	h = 10 µm
4	Electrodes inférieures de capacité	Positif	Lift Off Ti / Au 200 Å /2500 Å
5	Diélectrique de capacité	Positif	Si <sub>3</sub> N <sub>4</sub> 1000 Å
6	1 <sup>er</sup> niveau de ligne	Positif	Ti/Au 200
7	2eme niveau de ligne	Positif	Au 3 µm

***Figure III. 32 : Différents niveaux de masquage pour la réalisation d'amplificateurs.***

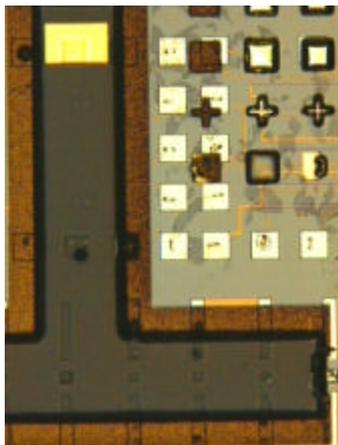
L'écartement des réseaux d'adaptation en entrée et en sortie a été calculé de manière à venir contacter les plans de masse des lignes TFMS sur les plots de source du transistor. Des photographies des différentes étapes technologiques sont représentées sur la *Figure III. 33*.



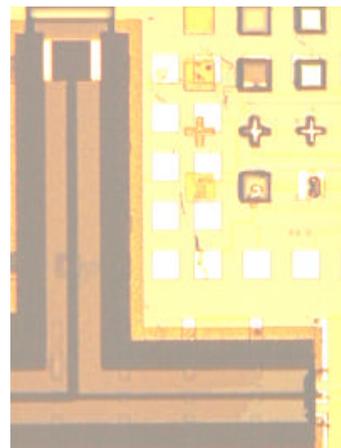
(a)



(b)



(c)



(d)

*Figure III. 33 : Différentes étapes technologiques.*

*(a) Plans de masses alignés sur les plots du transistor*

*(b) Dépôt du BCB*

*(c) Electrode inférieure de capacité*

*(d) Réseau final d'adaptation*

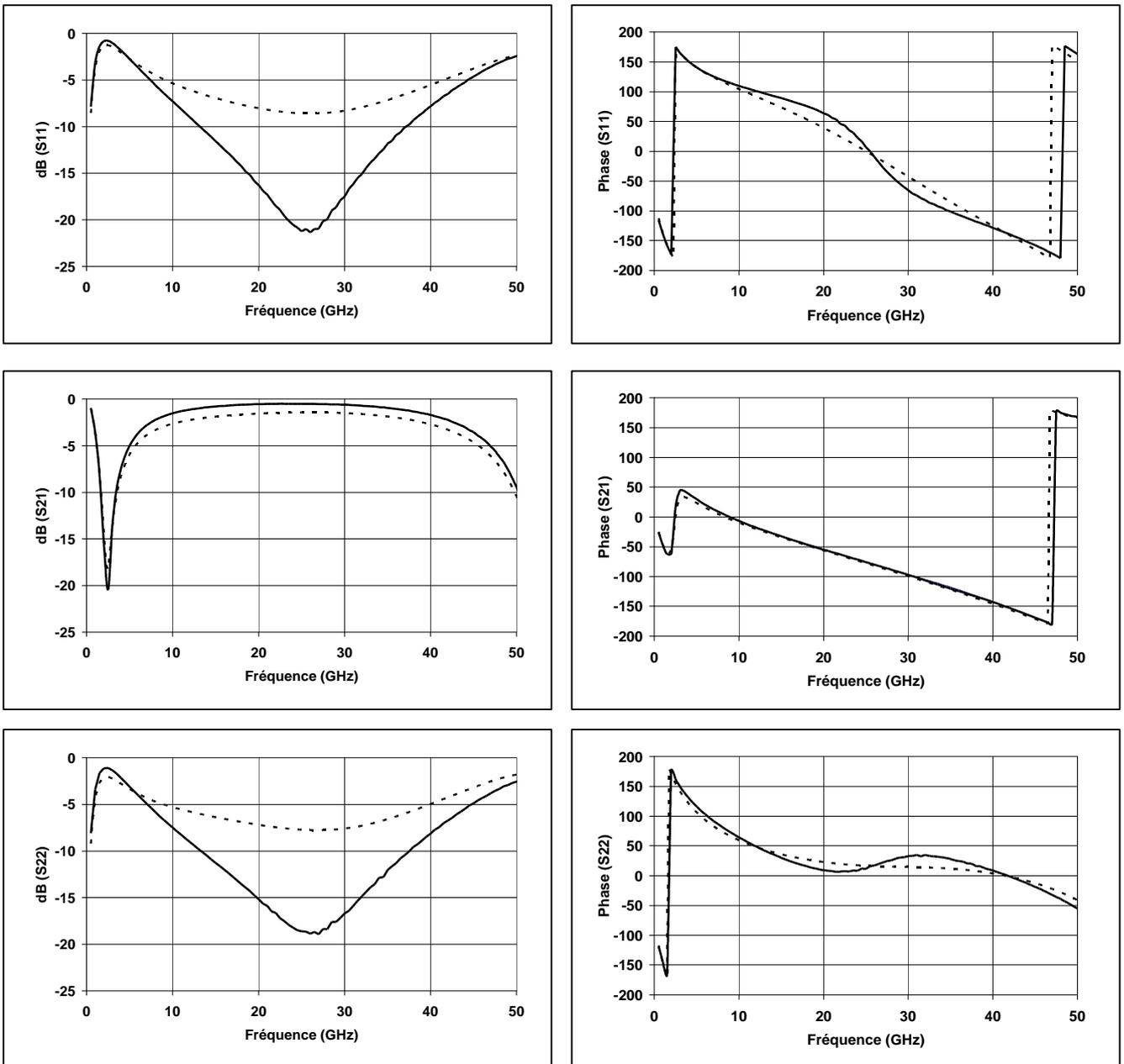
### 3.6. Caractérisation des dispositifs

Toute la difficulté de cette réalisation vient de l'incompatibilité entre la technologie passive développée au laboratoire qui utilise de l'or et la technologie aluminium des éléments actifs. Lors du contact entre ces deux métaux se crée un alliage de couleur pourpre (La

« peste pourpre ») qui dégrade les contacts. Pour cette raison, nous n'avons pas pu obtenir de résultats pour les amplificateurs. Néanmoins nous avons pu caractériser les dispositifs passifs (réseaux d'adaptation) réalisés au dessus des éléments actifs. Nous en présentons ici les principaux résultats.

### 3.6.1. Caractérisation des réseaux d'adaptations

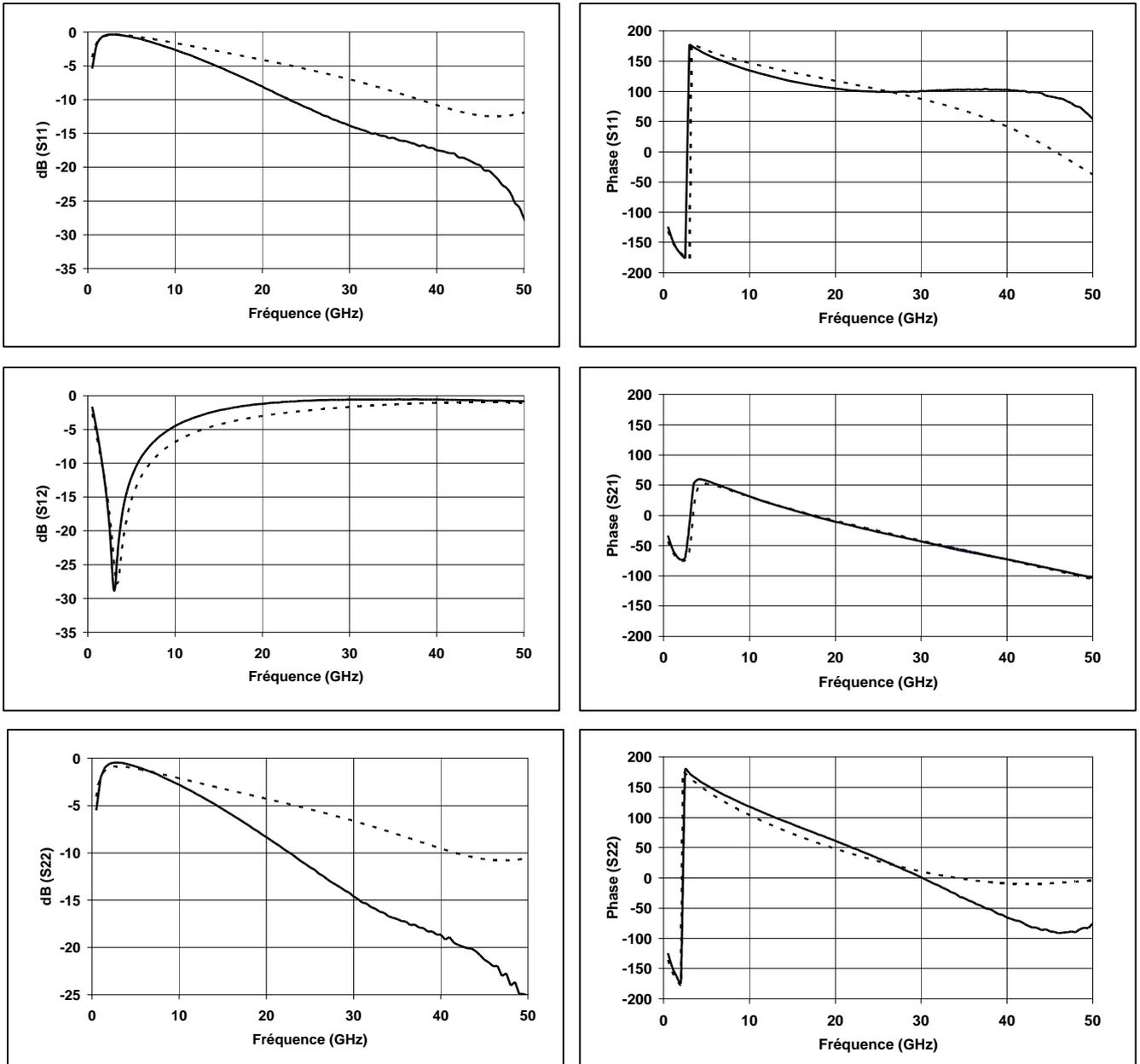
Nous présentons sur les Figures III.34 et III.35 les résultats des caractérisations des étages d'adaptation en entrée pour les amplificateurs à 10 et 20 GHz.



**Figure III. 34: Evolution en module et phase des paramètres  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  et  $S_{22}$  du réseau d'adaptation en entrée à 10 GHz**

—— Mesures hyperfréquences

----- *Modèle Multilayer ADS*



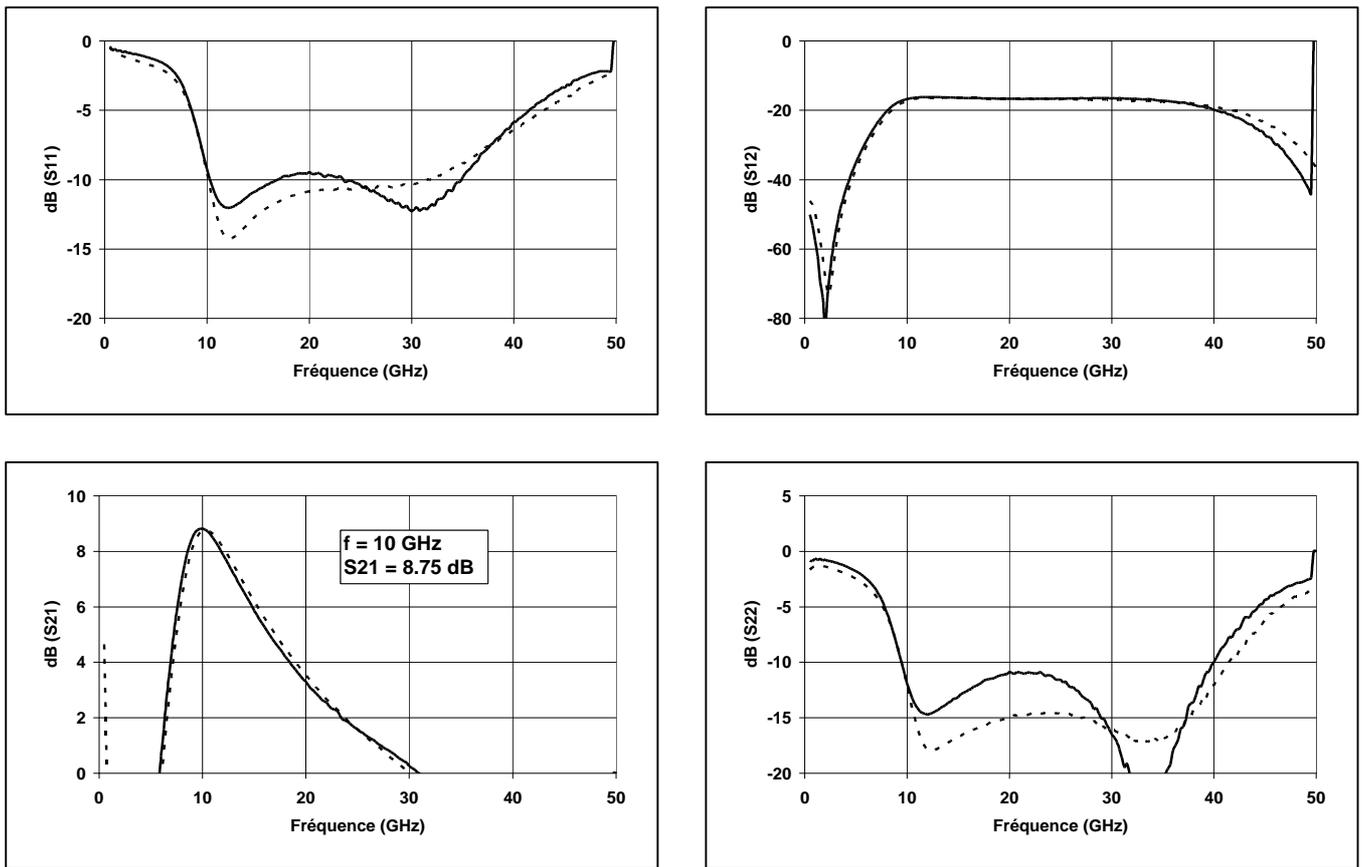
**Figure III. 35: Evolution en module et phase des paramètres S11, S21 et S22 du réseau d'adaptation en entrée à 20 GHz**

———— *Mesures hyperfréquences*  
 ----- *Modèle Multilayer ADS*

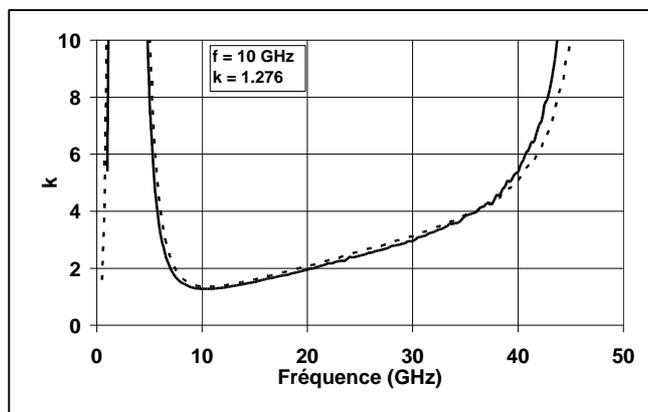
Malgré un décalage en adaptation en entrée et en sortie (paramètres S11 et S22), nous pouvons constater un assez bon accord entre la mesure et la simulation.

3.6.2. Caractérisation des amplificateurs.

Nous présentons sur la figure III.36 et la figure III.37 les résultats obtenus en cascadant les quadripôles mesurés des réseaux d'adaptations et du transistor.



(a)



(b)

Figure III. 36: Paramètres S (a) et facteur de stabilité (b) de l'amplificateur à 10 GHz

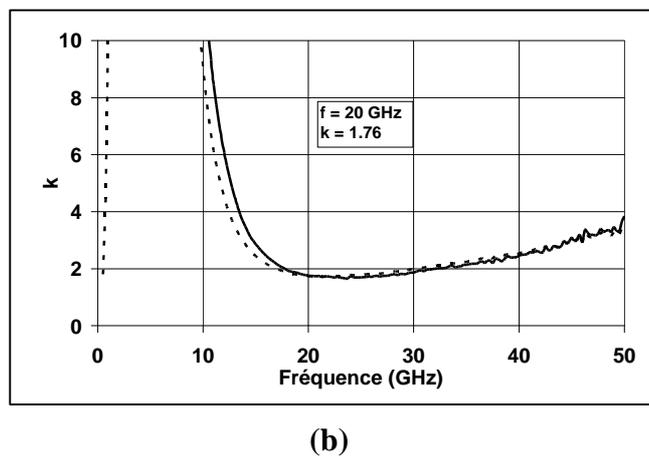
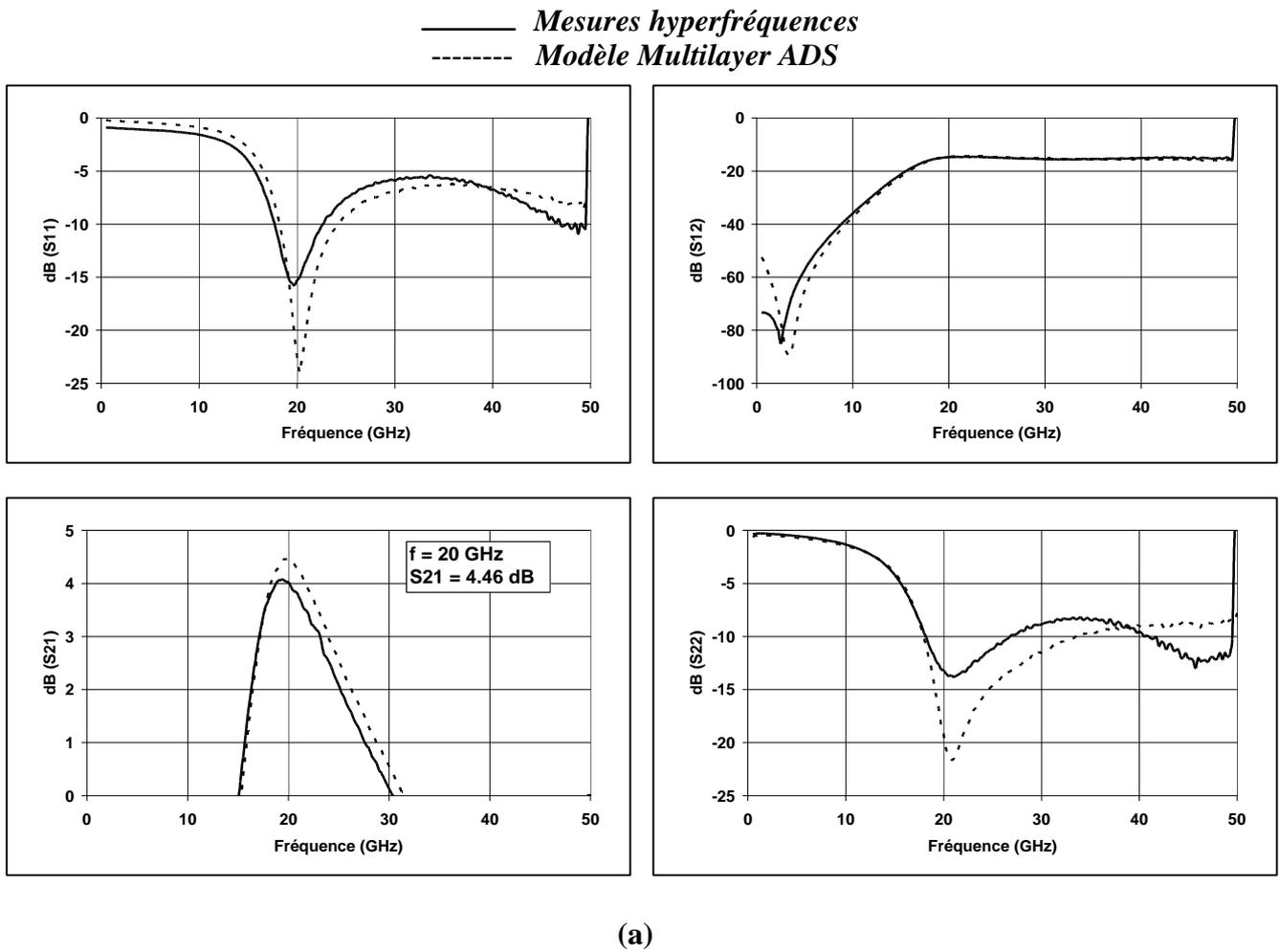


Figure III. 37: Paramètres S (a) et facteur de stabilité (b) de l'amplificateur à 20 GHz

— Mesures hyperfréquences  
 - - - - - Modèle Multilayer ADS

Nous observons une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Ceci confirme les bonnes performances espérées lors de la simulation des dispositifs et démontre l'intérêt que représente l'utilisation des structures TFMS pour la réalisation de tels dispositifs.

#### **3.7. Conclusion**

Cette partie de chapitre a été dédiée à la conception, la réalisation et à la caractérisation d'amplificateurs en technologie 3D. Pour cela nous avons utilisé une technique de « reprise de process » qui consiste à venir réaliser les éléments passifs au dessus du dernier niveau de métallisation du transistor MOS. Il convient de signaler qu'il s'agissait ici des premiers essais de réalisation de ce type de composant au laboratoire. A cause d'un problème de compatibilité entre la technologie or des éléments passifs et celle des éléments actifs en aluminium, il ne nous a pas été possible de faire fonctionner les dispositifs. Néanmoins la conception des amplificateurs nous a montré des résultats encourageants pour ce type de composant avec un gain de 4.46 dB à 20 GHz pour un étage amplificateur. De plus la réalisation des réseaux d'adaptation au dessus des éléments actifs démontre la faisabilité d'une telle technologie. La caractérisation de ces dispositifs nous a permis en outre la validation du modèle de simulation des éléments passifs développés au chapitre précédent.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] G.Prigent « Méthode de conception de filtres planaires à bande étroite dans les domaines centimétriques et millimétriques », Thèse de doctorat en électronique, Université de Brest, n° 908, Décembre 2002.
- [2] E. Rius, G. Prigent, H. Happy, G. Dambrine, S. Boret, A. Cappy « Wide and narrow band pass coplanar filters in W- Frequency band », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, n°3, March 2003, pp. 784-791
- [3] C. Quendo « Contribution à l'amélioration des performances des filtres planaires hyperfréquences. Proposition de nouvelles topologies et synthèses associées. », Thèse de doctorat en électronique, Université de Brest, n° 839, Novembre 2001.
- [4] G.L. Matthaei, L. Young, M.T. Jones « Microwaves filters, Impedance matching networks and coupling structures », Artech House, Dedham MA, 1980
- [5] S.B. Cohn « Dissipation loss in Multiple-coupled resonator filters », Proc IRE, vol. 47, Aout 1959, pp. 1342 – 1348.
- [6] G. Tagushi, System of Experimental Design. White Plains, NY: KRAUS, 1987.
- [7] G. Prigent, E. Rius, F. Le Penne, S. Le Maguer, M. Ney, and M. Le Floch, « DOE based design method for coupled-lines narrow band-pass filter response improvement», 32<sup>nd</sup> Eur. Microwave Conf., vol. 3, 2002, pp. 1129–1132.
- [8] G. Prigent, E.Rius, F.Le Penne, S.Le Maguer, C.Quendo, C.Person, G.Six, H.Happy « Conception de filtres planaires à bande étroite en technologie Si BCB en bande W » XIIIeme journées nationales microondes, Lille Mai 2003, pp 606 - 607.
- [9] L. L. W. Leung, K. J. Chen, X. Huo, P. C. H. Chan, « On chip filters on standard silicon substrate incorporating a low-K BCB dielectric layer. », 32<sup>nd</sup> Eur. Microwave Conf., vol. 1, 2002, pp. 37-40.
- [10]G. Prigent, E.Rius, F.Le Penne, S.Le Maguer, C.Quendo, C.Person, G.Six, H.Happy « Design of narrow DBR planar filters in Si BCB technology for millimeter wave applications » IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,, vol. 52, n°3, Mars 2004, pp. 1045 – 1051.
- [11]X. Guan and A. Hajimiri, « A 24 GHz CMOS front-end », Eur. Solid State Circuit Conference, Septembre 2002, pp. 155–158.

- [12]B. A. Floyd, L. Shi, Y. Taur, I. Lagnado, and K. K. O, « A 23.8-GHz SOI CMOS tuned amplifier », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, September 2002, pp. 2193-2195
- [13]J. Gil, K. Han, and H. Shin, « 13 GHz 4.67 NF CMOS low-noise amplifier », Electronics Letters, vol. 39, n° 14, July 2003, pp. 1056–1058.
- [14]H. Yano, Y. Nakahara, T. Hirayama, N. Matsuno, Y. Suzuki, and A. Furukawa, « Performance of Ku-band on-chip matched Si monolithic amplifiers using 0.18- $\mu$ m-gatelength MOSFETs », IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, June 2001 pp. 1086–1093.
- [15]Rollet, « Stability and power gain invariant of linear two ports », IRE Transactions on circuits theory, volume ct9, mars 1962, pp. 29-32.



# CONCLUSION GÉNÉRALE

## Conclusion générale

## Conclusion générale

L'objectif de ce travail de thèse était l'optimisation d'une technologie en trois dimensions pour la réalisation de circuits intégrés sur substrat silicium à faible résistivité. Pour atteindre cet objectif notre travail s'est décomposé en trois chapitres :

- Etat de l'art des structures de propagation sur silicium
- La technologie 3D : applications aux structures de propagation
- Réalisations et caractérisations de dispositifs en technologie 3D

Au cours du premier chapitre de ce manuscrit, nous avons étudié les structures de propagation microondes réalisées sur un substrat de silicium. Ceci a permis de mettre en évidence l'influence de la faible résistivité des substrats sur les caractéristiques de propagation des lignes. Cette influence se traduit surtout au niveau des pertes diélectriques des lignes qui sont élevées (3.2 dB/mm à 50 GHz pour une résistivité de 10  $\Omega$ .cm) et empêchent la réalisation de circuits intégrés performants.

Cette constatation nous a amené au cours du deuxième chapitre à développer une nouvelle technologie en trois dimensions pour la réalisation de structures de propagation à faibles pertes. Dans un premier temps nous avons cherché à optimiser les paramètres technologiques afin d'atteindre un bon rendement de fabrication. Pour ce faire nous avons optimiser les paramètres de dépôt du diélectrique : le BCB. Puis nous avons cherché à optimiser le procédé de dépôt des métallisations par voie électrolytique. Cette étude a permis la réalisation de structures de propagation 3D tant en technologie coplanaire que microruban.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'optimisation de ces structures de propagation. En comparant les différents dispositifs nous avons montré que les meilleures performances étaient obtenues pour les structures TFMS. Avec une hauteur de BCB de 20 $\mu$ m nous obtenons des lignes avec des atténuations de 0.2 dB/mm à 50 GHz. Ces performances se situent au niveau de l'état de l'art pour des structures de propagation sur diélectrique.

La troisième partie de ce manuscrit a été consacrée à l'étude des applications de la technologie 3D. Dans le cadre d'une collaboration avec l' Université de Bretagne Occidentale, nous avons réalisé et caractérisé avec succès des filtres sélectifs à 50 GHz et 94 GHz en technologie TFMS. La caractérisation de ces dispositifs nous a permis d'obtenir des bandes passantes de 5%.

## Conclusion générale

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à la conception, la réalisation et la caractérisation d'amplificateurs à l'aide des structures de propagation décrites au deuxième chapitre. La conception de ces amplificateurs nous laissait espérer un gain de 8.75 dB à 10 GHz et de 4.46 dB pour le module à 20 GHz. Malgré l'échec de réalisation de ces dispositifs, dû à une incompatibilité entre la technologie des passifs et des actifs, la caractérisation des réseaux d'adaptations nous a permis de valider notre modèle d'éléments passifs.

Ces résultats permettent d'envisager de nombreuses perspectives.

- Au niveau du filtrage, Compte tenu des bons résultats obtenus en bande V et W, une montée en fréquence au delà de 100 GHz, constitue un axe de recherche intéressant. Pour ce faire des dispositifs fonctionnant à 140 GHz et 180 GHz sont en cours de réalisation. Toujours dans cette optique, une augmentation de la hauteur de diélectrique des structures peut être envisagée. Ceci permettrait une réduction encore plus importante du niveau de pertes des dispositifs.

- Concernant la réalisation de circuits, les bonnes performances des lignes permettent d'envisager des applications à très hautes fréquences sur silicium. Ces lignes constituent aussi une alternative de choix pour la réalisation de dispositifs très hautes fréquences en III-V.

## Annexe 1: Procédé de dépôt du BCB

<i>Opération</i>	<i>Produit</i>	<i>Température</i>	<i>Durée</i>	<i>Méthode/Paramètres</i>	
<b>Nettoyage</b>	Acétone IPA	TA	5min 5min	Bain + Ultra son	
<b>Désoxydation</b>	HF	TA	30s	Contrôle visuel de fin d'attaque : le substrat sort sec du bain car le silicium est hydrophobe	
<b>Promoteur d'adhérence</b>	AP 3000	TA	10s	v = 500 tr/min a = 500 tr/min <i>Tournette à capot ouvert</i>	
<b>Séchage du Promoteur d'adhérence</b>		TA	30s	v = 1500 tr/min a = 1500 tr/min <i>Tournette à capot ouvert</i>	
<b>Dépôt du BCB</b>	BCB 4026-46	TA	30s	v = 500tr/min a = 500tr/min <i>Tournette à capot ouvert</i>	
<b>Détermination de l'épaisseur de BCB</b>		TA	30s	v = 2500 tr/min a = 2500 tr/min h = 15 µm avant recuit final, 10 µm après recuit final	
				v = 5000 tr/min a = 5000 tr/min h = 10 µm avant recuit final, 6 µm après recuit final	
<b>pré recuit</b>		80 °C	30 min	$h_{visée} = 10\mu\text{m}$	Etuve
		70 °C	20 min	$h_{visée} = 6\mu\text{m}$	
<b>Insolation</b>	Aligneur MA 750 P = 7 mW/cm <sup>2</sup>		2 min 10s	$h_{visée} = 10\mu\text{m}$	60 mJ/cm <sup>2</sup> /µm
			1 min 30s	$h_{visée} = 6\mu\text{m}$	
<b>Révélation</b>	DS 2100		2xt <sub>irisation</sub>	Dépôt du révélateur sur tout le substrat. tournette à capot ouvert	
<b>Remarque</b>	<i>Le temps <math>t_{irisation}</math> est déterminé par l'utilisateur avec l'apparition d'irisation sur le substrat. Il varie suivant l'épaisseur de BCB et les conditions de dépôt.</i>				
<b>Séchage</b>			20s	v = 2500 tr/min a = 2500 tr/min	
<b>post recuit de stabilisation</b>		90 °C	90s	Plaque chauffante	

Annexes

<b>Recuit final par palier</b>		Rampe TA - 100 °C	40 min	Four tubulaire Flux d'azote 10 l/min
		Pallier	15 min	
		Rampe 100 -150 °C	15 min	
		Pallier	15 min	
		Rampe 150 – 230 °C	80 min	
		Pallier	80 min	
		Descente à TA	4h	
<b>Nettoyage final</b>	Plasma SF <sub>6</sub> /O <sub>2</sub> (40/10)		30s	50 W 100 mT

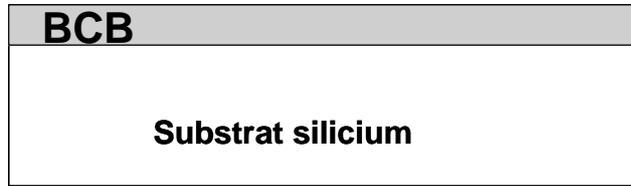
## Annexe 2: Procédé de dépôt des métallisations

<i>Opération</i>	<i>Produit</i>	<i>Température</i>	<i>Durée</i>	<i>Méthode/Paramètres</i>
<b>Nettoyage</b>	Acétone IPA	TA	5min 5min	Bain + Ultra son
<b>Dépôt de résine</b>	AZ 5214	TA	7s	v = 3000 tr/min a = 4000 tr/min Ep = 1.3 μm
<b>Recuit</b>		120°C	5 min	Plaque chauffante
<b>Insolation</b>	Aligneur MA 750 P = 7 mW/cm <sup>2</sup>		30s	210 mJ/cm <sup>2</sup>
<b>Révélation</b>	MIF 726	TA	30s	Bain avec agitation manuelle
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	30s	Bain avec agitation manuelle
<b>Recuit</b>		120 °C	1min	Plaque chauffante
<b>Métallisation</b>	Ti / Au 200 Å/ 300 Å			Evaporation sous vide
<b>Dépôt de résine</b>	AZ 4562	TA	40s	v = 4000 tr/min a = 3000 tr/min Ep = 4.5 μm
<b>Recuit</b>		70 °C	30 min	Plaque chauffante
<b>Insolation</b>	Aligneur MA 750 P = 7 mW/cm <sup>2</sup>		50s	350 mJ/cm <sup>2</sup>
<b>Insolation avec mylar</b>	Aligneur MA 750 P = 7 mW/cm <sup>2</sup>		50s	350 mJ/cm <sup>2</sup> détourage des bords
<b>Révélation</b>	AZ 351B/Eau (1/4)		50s	Bain avec agitation manuelle
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	50s	Bain avec agitation manuelle
<b>Recuit</b>		60 °C	80 min	Etuve

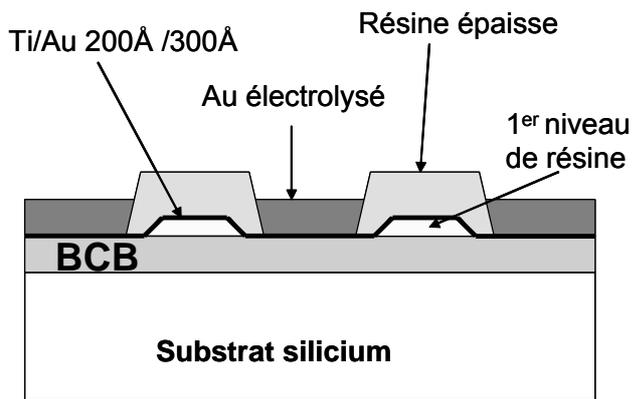
Annexes

<b>Electrolyse</b>		45 °C	30 min	Courant : 1,5 mA/cm <sup>2</sup> Agitation : 100 tr/min Epaisseur : 3 µm
<b>Remarque sur l'électrolyse</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Le niveau du bain (2,5 L) doit être respecté</i></li> <li>- <i>Le contact entre l'électrode et le substrat doit être bon (2 – 6 W)</i></li> <li>- <i>Tenir compte de la surface de la pince (10 cm<sup>2</sup>) pour le calcul du courant</i></li> <li>- <i>Ne pas dépasser 30 min (risque de décollement de résine)</i></li> </ul>			
<b>Insolation pleine plaque</b>	Aligneur MA 750 P = 7 mW/cm <sup>2</sup>		50s	350 mJ/cm <sup>2</sup>
<b>Révélation</b>	AZ 351B/Eau (1/4)		1 min	Bain avec agitation manuelle Dérésinage de l'AZ 4562
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	1 min	Bain avec agitation manuelle
<b>Gravure du film d'or (accrochage)</b>	KI/I <sub>2</sub> /H <sub>2</sub> O (100g/30g/400mL)	TA	10s	Dépôt d'une goutte sur l'échantillon et fin d'attaque visuelle
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	1 min	Pissette
<b>Gravure Ti (accrochage)</b>	BOE_7	TA	20s	Bain Contrôle visuel de fin d'attaque : Ebullition
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	1 min	Bain avec agitation manuelle
<b>Dérésinage</b>	Remover 1165	80°C	2h	Position verticale Agitation : 100tr/min
<b>Rinçage</b>	Eau DI	TA	1 min	Bain avec agitation manuelle

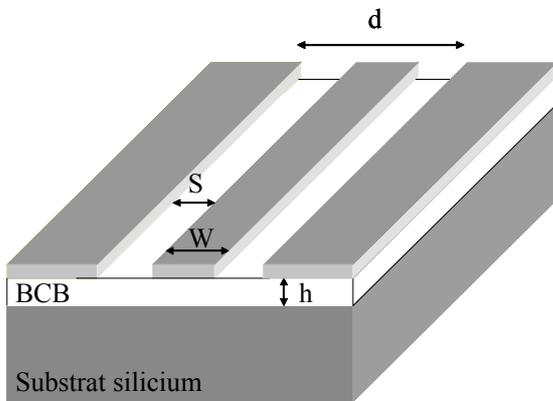
### Annexe 3 : Etapes de réalisation des coplanaires sur BCB



- a. Dépôt du BCB  
(voir annexe 1)

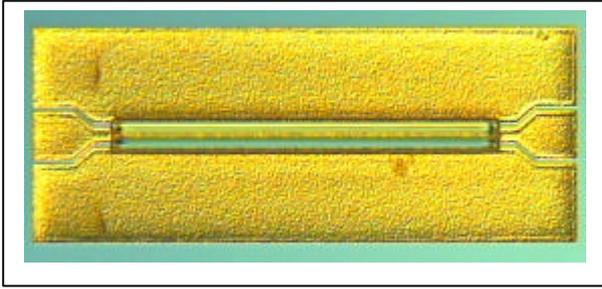


- b. Dépôt de  $3\mu\text{m}$  d'or par électrolyse (annexe 2)

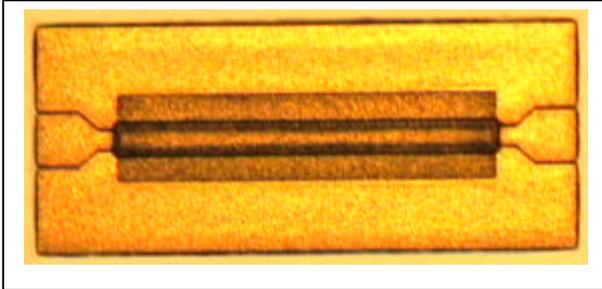


- c. Structure finale

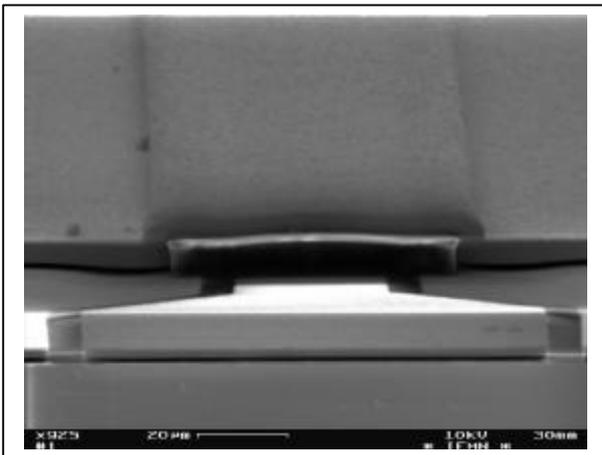
## Annexe 4 : Etapes de réalisation des blindages



a. Dépôt du BCB

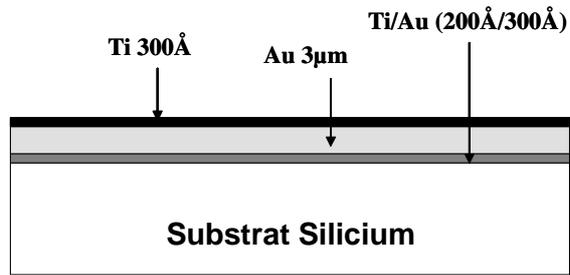


b. Dépôt du capot métallique

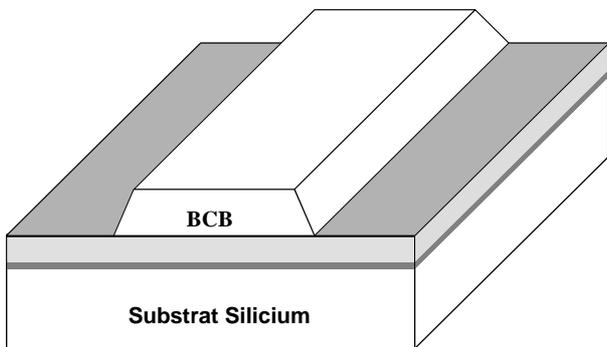


c. Photo MEB de la structure finale

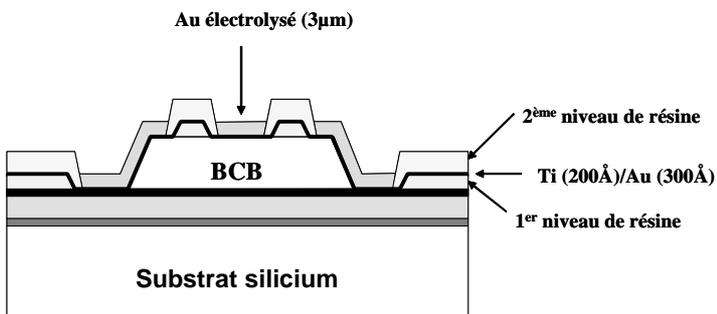
## Annexe 5 : Etapes de réalisation des lignes TFMS



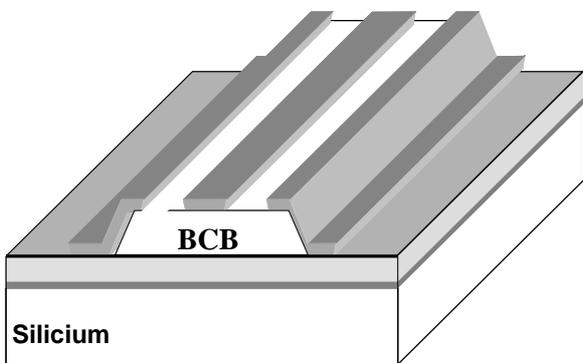
- a. Dépôt du plan de masse  
Dépôt d'une couche de 300Å de Ti



- b. Définition des plots de BCB



- c. Dépôt du ruban et des accès coplanaires



- d. Structure finale

**Annexe 6 : Masque « Chocolat »**



## Annexes