



HAL
open science

Nouvelle filière technologique de circuits micro-ondes coplanaires à faibles pertes et à faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium

Eric Saint-Etienne

► **To cite this version:**

Eric Saint-Etienne. Nouvelle filière technologique de circuits micro-ondes coplanaires à faibles pertes et à faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Paul Sabatier - Toulouse III, 1998. Français. NNT : . tel-00141275

HAL Id: tel-00141275

<https://theses.hal.science/tel-00141275>

Submitted on 12 Apr 2007

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse

Présentée au

LABORATOIRE D'ANALYSE et D'ARCHITECTURE DES SYSTEMES DU CNRS

en vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR de L'UNIVERSITE PAUL SABATIER de TOULOUSE

Spécialité : Micro-électroniques ; Micro-systèmes ; Micro-ondes

par

Eric Saint-Etienne

Maître ès-Sciences : Chimie Physique

Spécialité : Sciences des matériaux

Nouvelle filière technologique de circuits micro-ondes coplanaires à faibles pertes et à faible dispersion sur membrane composite d'oxyde et de nitrure de silicium

Soutenue le 23 Novembre 1998 devant la Commission d'Examen :

Président	Mr. TEYSSIER Jean Louis	Professeur à l'Université Toulouse III
Rapporteurs	Mr. DANTO Yves Mr. GUILLON Pierre	Professeur à l'Université Bordeaux I Professeur à l'Université de Limoges
Examineurs	Mr. COELLO-VERRA Augustin Mr. LALAUURIE Jean-Claude Mr. MARTINEZ Augustin Mr. PLANA Robert Mr. PONS Patrick Mr. SALEZ Morvan	Alcatel Space Industries Centre National d'Etudes Spatiales Professeur à l'INSA de Toulouse Maître de Conf. à l'Univ. Toulouse III Chargé de Recherche au CNRS Chargé de Recherche au CNRS
Directeurs de thèse	Mr. BLASQUEZ Gabriel Mr. GRAFFEUIL Jacques	Directeur de Recherche au CNRS Professeur à l'Université Toulouse III

à Jean et Françoise, mes parents
pour leur soutien sans faille depuis toujours

Le silicium jalonne l'histoire de l'humanité, du silex de la préhistoire au semi-conducteur du XX^{ème} siècle, en passant par le vitrail médiéval.

Avant Propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du Centre National de la Recherche Scientifique. Je remercie Messieurs Alain Coste et Jean-Claude Laprie, respectivement précédent et actuel Directeur du LAAS, de m'avoir admis dans cet établissement. Grâce notamment à son caractère pluridisciplinaire, le LAAS a permis le développement de la thèse dans des conditions optimales.

La partie technologique des travaux s'est déroulée au sein du groupe Microstructures et Microsystèmes Intégrés (M2I). J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur Augustin Martinez, Professeur à l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, Directeur Adjoint du LAAS et responsable de ce groupe pour m'y avoir accueilli, et en outre pour m'avoir fait confiance en me donnant la responsabilité du pôle Grand Sud-Ouest du Réseau Doctoral en Microtechnologies.

La partie micro-ondes des travaux s'est effectuée dans le cadre du groupe Composants et Circuits Micro-ondes (CCM). Je remercie chaleureusement Monsieur Jacques Graffeuil, Professeur à l'Université Toulouse III et responsable de ce groupe, d'avoir proposé le sujet pluridisciplinaire de la thèse et d'avoir bien voulu en être le codirecteur.

Ma profonde reconnaissance va vers Monsieur Gabriel Blasquez, Directeur de Recherches au CNRS et codirecteur de cette thèse. J'ai trouvé auprès de lui non seulement l'inspiration et l'orientation de mes recherches, mais un enrichissement professionnel plus vaste, par les longues discussions qu'il a bien voulu soutenir avec moi.

Monsieur Y. Danto, Professeur à l'Université Bordeaux I et Monsieur P. Guillon, Professeur à l'Université de Limoges, ont accepté d'être rapporteurs de ce mémoire. Je leur exprime mes respectueux remerciements.

Je suis touché que Monsieur Jean-Louis Teyssier, professeur à l'Université Toulouse III, ait bien voulu faire partie du jury. Son ancien élève a été ravi qu'il en soit porté à la présidence.

Je remercie sincèrement Monsieur Patrick Pons, chargé de recherches au CNRS, de m'avoir incité à ajouter en technologie une dose de rigueur physique à ma démarche hardie de chimiste, et Monsieur Robert Plana, maître de conférences à l'Université Toulouse III, qui avait la tâche peu banale d'introduire un chimiste à l'électronique micro-ondes.

Mes remerciements vont également au CNES, qui a soutenu les travaux accomplis dans le cadre de cette thèse, et plus particulièrement à Monsieur J.C. Lalaurie, membre du jury et à Monsieur J. Sombrin qui est à l'origine de cette activité.

La société Alcatel Space Industries a manifesté son intérêt tout au long des travaux et a bien voulu participer au jury en la personne de Monsieur A. Coello-Vera, auquel va toute ma gratitude.

En participant au jury, Monsieur Morvan Salez, chargé de recherches au CNRS, a élargi les perspectives du sujet, ce dont je le remercie sincèrement.

J'ai tiré un grand profit des échanges que j'ai eus avec les nombreux permanents et doctorants des deux groupes et je suis heureux des liens amicaux tissés entre nous. Ne pouvant pas les citer tous, je remercie plus particulièrement

- à CCM : T. Parra et A. Reynoso-Hernandez ; D. Dubuc, B. Guillon et K. Grenier ;

- à M2I : P. Temple-Boyer et F. Olivier ; X. Chauffleur, Ph. Menini, P. Favaro et C. Douziech;

et mention spéciale à C. Vignaux.

J'ai passé de longues heures en salle blanche, où j'ai trouvé un accueil et une ambiance sympathiques et encourageants pour mes recherches. J'adresse l'expression de ma gratitude à toute l'équipe TEAM.

J'ai aussi trouvé au LAAS les supports indispensables à une thèse que sont l'informatique, la bibliothèque et l'édition. J'ai pu apprécier le professionnalisme et le sens du service de tous les intervenants et je les remercie sincèrement.

Je ne saurais terminer sans dire combien j'ai savouré le complément sportif que m'a offert l'équipe des Véloces Tortues du LAAS, en courant ensemble sur les chemins du Sud-Ouest.

Table des matières

Résumé.....	15
Principales notations utilisées.....	17
Introduction générale.....	19
I/ Les structures micro-ondes coplanaires.....	23
I.1/ Les micro-ondes.....	25
I.1.1/ Historique de l'électromagnétisme et des micro-ondes.....	25
I.1.2/ Place des micro-ondes dans le spectre électromagnétique.....	25
I.1.3/ Les structures micro-ondes.....	26
I.2/ Méthodes d'étude et de modélisation.....	26
I.2.1/ Différents modes de propagation sur une ligne.....	26
I.2.2/ Eléments de théorie des lignes TEM.....	27
I.2.3/ Analyse quasi statique.....	28
I.2.4/ Analyse électromagnétique et simulations logicielles.....	29
I.3/ Les structures micro-ondes micro-ruban et coplanaire.....	30
I.3.1/ La structure micro-ruban.....	30
I.3.2/ La structure coplanaire.....	33
I.3.3/ Comparaison coplanaire / micro-ruban.....	36
I.4/ Perspectives d'amélioration des structures coplanaires - Orientation de nos travaux.....	42
I.4.1/ Les 2 voies d'amélioration des structures.....	42
I.4.2/ Orientation des travaux présentés dans ce mémoire.....	45
II/ Développement d'une filière de réalisation de membranes diélectriques.....	47
II.1/ Conception générale et choix des matériaux.....	49
II.1.1/ Le substrat.....	49
II.1.2/ La membrane.....	49
II.1.3/ Etudes effectuées.....	50
II.2/ Le film monocouche d'oxyde de silicium.....	51
II.2.1/ Caractéristiques physiques de l'oxyde de silicium.....	51
II.2.2/ Technologie de la croissance d'oxyde.....	51
II.2.3/ Essais préliminaires.....	52
II.2.4/ Procédé de référence pour le film d'oxyde.....	53
II.2.5/ Reproductibilité des caractéristiques du film monocouche d'oxyde.....	53
II.3/ Le film monocouche de nitrure de silicium.....	55
II.3.1/ Caractéristiques physiques du nitrure de silicium.....	55
II.3.2/ Technologie du dépôt de nitrure.....	55
II.3.3/ Essais préliminaires.....	56
II.3.4/ Procédé de référence pour le film de nitrure.....	60
II.3.5/ Reproductibilité des caractéristiques du film monocouche de nitrure ($Si_{3,2}N_4$).....	61
II.4/ Le film bicouche oxyde/nitrure de silicium.....	63
II.4.1/ Problématique du bicouche.....	63
II.4.2/ Méthode de caractérisation du bicouche et choix des épaisseurs.....	64
II.4.3/ Résultats obtenus sur un film bicouche oxyde/nitrure.....	66
II.5/ Le micro-usinage du substrat.....	67
II.5.1/ Problématique du micro-usinage.....	67
II.5.2/ La gravure du film diélectrique de la face arrière.....	67
II.5.3/ Le micro-usinage du silicium.....	68
II.5.4/ Rendement de fabrication.....	71
II.5.5/ La tenue mécanique et thermique de la membrane.....	72
II.5.6/ Tenue en température.....	73
II.6/ Conclusion.....	73

III/ Développement de filières de circuits coplanaires sur membrane	75
III.1/ Problématique de conception des circuits micro-ondes	77
III.1.1/ Matériau.....	77
III.1.2/ Précision de forme.....	77
III.2/ Les techniques de dépôt d'or	78
III.2.1/ Le dépôt physique en phase vapeur.....	78
III.2.2/ Le dépôt d'or électrochimique	80
III.3/ Les techniques de mise en forme des conducteurs	84
III.3.1/ Mise en forme par photolithographie.....	84
III.3.2/ Fabrication des conducteurs par dépôt localisé	86
III.4/ Les filières de fabrication	91
III.4.1/ Introduction aux filières.....	91
III.4.2/ Procédés constitutifs des filières	91
III.4.3/ Filière par photolithographie.....	92
III.4.4/ Filière par dépôt électrochimique localisé	95
III.5/ Conclusion	97
IV/ Conception de lignes micro-ondes sur membrane	99
IV.1/ Introduction	101
IV.2/ Contraintes de conception et choix préliminaires	101
IV.2.1/ Gamme de fréquences	101
IV.2.2/ Accès et transitions	101
IV.2.3/ Epaisseur du substrat de silicium	102
IV.2.4/ Topologie de référence.....	102
IV.3/ Paramètres de conception par analyse quasi statique.....	103
IV.3.1/ Bases de conception par la transformation conforme.....	103
IV.3.2/ Dimensionnement des lignes sur membrane.....	106
IV.3.3/ Dimensionnement des accès sur substrat massif.....	109
IV.3.4/ La transition entre le silicium massif et la membrane	111
IV.4/ Modélisation des dispositifs en vue de la simulation électromagnétique	114
IV.4.1/ Intérêt de la simulation électromagnétique	114
IV.4.2/ Procédure de simulation	114
IV.4.3/ Modèle physique des dispositifs à simuler	115
IV.5/ Analyse paramétrique des lignes sur membrane.....	116
IV.5.1/ Valeurs nominales des paramètres de conception	116
IV.5.2/ Sensibilité de ϵ_{eff} et Z_0 aux largeurs de ruban et de fente.....	117
IV.5.3/ Sensibilité de ϵ_{eff} et Z_0 aux caractéristiques de la membrane.....	118
IV.5.4/ Analyse des pertes ohmiques et influence de l'épaisseur de métallisation	120
IV.6/ Conclusion des travaux de conception des lignes	124
V/ Faisabilité de lignes micro-ondes sur membrane.....	125
V.1/ Introduction.....	127
V.2/ Réalisation des dispositifs.....	127
V.2.1/ Aperçu général des fabrications	127
V.2.2/ Schémas et cotes des dispositifs.....	128
V.3/ Mesure des dispositifs globaux.....	129
V.3.1/ Méthode de mesure	129
V.3.2/ Examen des réponses en module des paramètres S	130
V.3.3/ Examen des réponses en phase des paramètres S	135
V.3.4/ Examen des pertes des dispositifs globaux	138
V.3.5/ Bilan des enseignements tirés des mesures globales	141
V.3.6/ Complément d'étude sur les pertes dans les accès.....	141

V.4/ Extraction des caractéristiques des lignes sur membrane	145
V.4.1/ Méthodes d'extraction de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique	145
V.4.2/ Caractéristiques obtenues par la méthode de Bianco et Parodi	149
V.4.3/ Caractéristiques des lignes 75 Ω obtenues après calibration TRL.....	151
V.5/ Conclusion sur la faisabilité des lignes sur membrane	156
V.5.1/ Résultats généraux.....	156
V.5.2/ Résultats spécifiques aux lignes sur membrane.....	157
VI/ Le micro-blindage des circuits sur membrane --- Application au filtrage	159
VI.1/ Introduction	161
VI.2/ La technologie du capot intégré	161
VI.2.1/ Principe et objectifs du capot.....	161
VI.2.2/ Architecture du capot	162
VI.2.3/ Réalisation technologique.....	163
VI.2.4/ Conclusion et perspectives	165
VI.3/ Le filtre passe-bande	165
VI.3.1/ Définition et simulation du filtre.....	165
VI.3.2/ Réalisation du filtre.....	167
VI.3.3/ Mesures des filtres avec leurs accès	168
VI.3.4/ Réponse du filtre après épiluchage TRL - Comparaisons.....	170
VI.3.5/ Conclusion.....	173
VI.4/ Le filtre passe-bande micro-blindé	173
VI.4.1/ Introduction	173
VI.4.2/ Adaptation du capot au filtre.....	173
VI.4.3/ Influence du capot sur le filtre	176
VI.4.4/ Conclusion sur l'association du capot au filtre	178
VI.5/ Conclusion	179
Conclusion Général	181
Annexes au chapitre II « Développement de la filière technologique »	187
I/ Le nettoyage des substrats.....	189
II/ Méthodes et outils de caractérisation des films diélectriques.....	190
III/ Indice de réfraction, permittivité relative et composition atomique d'un milieu hétérogène.....	193
IV/ Dispersion de l'épaisseur d'oxyde sur une plaquette.....	194
V/ Dispersion de l'épaisseur de nitrure sur une plaquette.....	195
VI/ Dispersion de l'épaisseur du bicouche sur une plaquette.....	196
VII/ La surgravure des angles saillants dans le silicium.....	197
VIII/ Résistance de divers matériaux aux bains de gravure du silicium.....	198
Annexes au Chapitre III « Développement de filières de circuits coplanaires sur membrane »	201
I/ Dispersion d'épaisseur de dépôt électrochimique sur une plaquette.....	203
Annexe au chapitre V « Faisabilité de lignes micro-ondes sur membrane »	205
I/ Pertes et affaiblissement d'un quadripôle passif.....	207
II/ L'association métal / semi-conducteur.....	209
Liste des références bibliographiques	211
Liste des publications	217

Résumé

Ce mémoire traite de l'élaboration et de la validation d'une nouvelle filière technologique pour circuits micro-ondes. Le chapitre I montre les avantages des structures de type coplanaire et la possibilité de minimiser les pertes et la dispersion fréquentielle en remplaçant le substrat par une membrane.

Le chapitre II expose le développement d'une membrane composite en oxyde et en nitrure de silicium. Nous montrons que des membranes de 5 mm x 10 mm et de 1,4 μm d'épaisseur sont faisables par un procédé de micro-usinage chimique du silicium et qu'elles résistent à des pressions différentielles de 0,5 bar. Le chapitre III présente deux techniques de confection de circuits : la photolithographie pour les épaisseurs de métal inférieures à 1 μm , le dépôt électrolytique localisé pour les épaisseurs supérieures. La précision dimensionnelle est de l'ordre de 1 μm dans les deux cas.

Les chapitres V et VI concernent la conception de démonstrateurs à ligne de transmission et leur caractérisation. Le dimensionnement est réalisé par analyse quasi statique et par simulations électromagnétiques 2,5D. Les résultats montrent des pertes inférieures à 0,1 dB/mm jusqu'à 65 GHz et l'absence de dispersion. Dans les bandes de fréquences L à X, l'optimisation de l'épaisseur de métal a permis d'obtenir des pertes encore plus faibles. Enfin nous avons expérimenté un procédé spécifique permettant de diminuer les pertes diélectriques dans les accès sur substrat épais.

Le chapitre VI est dédié au développement d'une technologie de micro-blindage en silicium qui assure une protection électromagnétique et mécanique des circuits. Les capacités de cette technologie sont illustrées par la réalisation d'un filtre passe-bande centré à 30 GHz. Il est montré que le micro-blindage n'augmente pas les pertes d'insertion (1 dB).

Les filières permettent la fabrication simultanée de circuits différents, avec un rendement voisin de 100%. Le fonctionnement des démonstrateurs a été vérifié de -65°C à $+125^{\circ}\text{C}$.

Abstract

This memoir treats of the elaboration and validation of a new manufacturing process for microwave circuits. Chapter I shows the advantages of coplanar-type structures and the possibility of minimizing losses and frequency dispersion by replacing the wafer with a membrane.

Chapter II sets out the development of a membrane composed of silicon-oxide and -nitride. 1.4 μm - thick membranes of 5 mm x 10 mm are shown feasible with silicon chemical micro-machining ; the membranes stand up to 0.5 bar differential pressure. Chapter III presents two manufacturing processes for membrane-borne circuits : photolithography when metal thickness is less than 1 μm , and confined electro-chemical deposition when thickness is more. Both processes allow a 1 μm geometrical accuracy.

Chapters IV and V deal with the design and characterization of transmission line demonstration devices. Geometrical sizing was based on a quasi static analysis and on 2.5D electromagnetic simulations. Results show losses less than 0.1 dB/mm up to 65 GHz and no frequency dispersion. Even lower losses have been reached in frequency bands L to X, with optimized metal thickness. Lastly a specific process was experimented allowing reduction of dielectric loss in contact pads on thick wafer.

Chapter VI is dedicated to the technological development of a silicon micro-shield, for the electromagnetic and mechanical circuit protection. The abilities of that technology were illustrated with the implementation of a bandpass filter centered at 30 GHz. The filter insertion loss (1 dB) was shown unmodified by shielding.

The manufacturing processes allow simultaneous fabrication of various circuits with a near 100% production yield. Operation of circuits has been checked between -65°C and $+125^{\circ}\text{C}$.

Mots clés :

technologie ; micro-usinage ; hyperfréquences ; guides coplanaires ; ondes millimétriques ; silicium ; membrane diélectrique ; photolithographie ; dépôt électrochimique ; moule de résine photosensible.

Key words :

technology ; micromachining ; microwaves ; coplanar circuits ; millimeter waves ; silicon ; dielectric membrane ; photolithography ; electro-chemical deposition ; photoresist mould.

Principales notations utilisées

A	facteur d'affaiblissement	n	indice de réfraction
B	champ magnétique	R	résistance linéique
c	vitesse de la lumière dans le vide ($c \approx 3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$)	s	largeur des fentes du guide coplanaire
C	capacité linéique	t	épaisseur des conducteurs
C_a	capacité linéique de la ligne à air	v_p	vitesse de phase
d	dimension transversale du guide coplanaire ($d = w+2s$)	w	largeur de ruban
d_m	longueur de dispositif sur membrane	w_m	largeur de demi-plan de masse du guide coplanaire
d_s	longueur de dispositif sur silicium massif	x	coordonnée horizontale transverse
e	épaisseur de film diélectrique	y	coordonnée verticale
E	module d'Young (chapitres II et III)	z	coordonnée horizontale longitudinale
E	champ électrique (autres chapitres)	z₀	impédance caractéristique
f	fréquence de signal	α	coefficient de dilatation (chapitres II et III)
G	conductance de fuite linéique	α	coefficient d'affaiblissement linéique (autres chapitres)
h	épaisseur de substrat	β	coefficient de déphasage linéique
J	densité de courant	γ	constante de propagation
K	facteur d'aspect du guide coplanaire ($K = w/d$)	δ	épaisseur de peau
ℓ	longueur de ligne sur membrane	Δ	angle de pertes du substrat
L	inductance linéique	ε₀	permittivité du vide $\approx 1/36\pi.10^9 \text{ (F.m}^{-1}\text{)}$
		ε_r	permittivité relative ou constante diélectrique

Introduction générale

De tous temps le développement des télécommunications a nécessité l'emploi de signaux de fréquences porteuses de plus en plus hautes. Ces fréquences permettent de véhiculer les débits d'information croissants nécessités par la transmission des images et des données d'ordinateurs, entre un nombre d'utilisateurs qui croît également dans tous les pays. L'évolution vers les fréquences croissantes correspond également au sens de marche des possibilités technologiques.

Les nouveaux services ne sont pas forcément les utilisateurs des nouvelles fréquences. Ainsi le développement prochain des réseaux de téléphonie mobile, qu'ils soient cellulaires ou par satellite, s'effectuera grâce à l'attribution au niveau mondial de fréquences proches de 2 GHz, dans lesquelles des services de masse peuvent être établis dans les conditions économiques optimales. Cette bande était jusqu'alors attribuée à des systèmes de faisceaux hertziens fixes pour la téléphonie ou pour la distribution des programmes de télévision aux émetteurs régionaux. Ces services d'implantation plus ancienne doivent peu à peu abandonner la bande 2 GHz et mettre en place des équipements utilisant des fréquences supérieures à 20 GHz.

La réglementation internationale accompagne l'évolution technologique en redistribuant périodiquement les ressources du spectre des fréquences. Les fréquences les plus élevées sont généralement attribuées à des services fixes ou inter-satellites ou à des services scientifiques. Ils sont donc les premiers utilisateurs des nouvelles technologies, avant que celles-ci deviennent disponibles dans les conditions économiques requises par d'autres utilisateurs. Aux fréquences moins élevées l'évolution technologique ne s'arrête pas pour autant ; elle évolue sur un autre plan, celui de la production de masse à un coût de plus en plus réduit, impliquant un degré croissant d'intégration des circuits.

Dans le domaine fréquentiel des micro-ondes, la miniaturisation des circuits et la montée en fréquence ont été rendues possibles par le développement de composants actifs performants, mais les éléments passifs constituent aujourd'hui encore un facteur limitatif aux fréquences élevées à cause des pertes, de la dispersion et des modes parasites. De plus l'emploi de semi-conducteurs comme substrats pour les circuits passifs permet l'intégration monolithique avec des composants actifs, mais augmente les pertes diélectriques. Ce point est particulièrement critique pour le silicium compte tenu des propriétés de ce matériau.

Notre recherche a eu pour but la mise au point et la validation d'une technologie de circuits micro-ondes passifs sur silicium micro-usiné. L'apparition sur le marché de silicium à haute résistivité et le progrès des techniques de micro-usinage ont rendu possible la réalisation de structures micro-ondes à faibles pertes et à faible dispersion. C'est du moins ce que nous avons essayé de montrer. Ce mémoire de thèse traite de la conception, de la réalisation et de la caractérisation d'une filière de circuits coplanaires micro-usinés sur silicium.

Le chapitre I décrit le contexte général d'étude des circuits passifs micro-ondes, situe les guides d'onde coplanaires vis-à-vis des autres structures et montre les possibilités d'amélioration des performances offertes par les techniques de micro-usinage. Elles permettent de substituer au substrat d'origine sur lequel sont déposés les circuits, une mince membrane diélectrique sans perte. Ce changement de configuration entraîne également un abaissement considérable de la dispersion fréquentielle des signaux traités.

Le chapitre II expose le développement d'une technologie d'élaboration de membrane sur silicium micro-usiné. L'enjeu est d'obtenir un matériau extrêmement mince mais suffisamment résistant pour supporter les circuits hyperfréquences après suppression du substrat d'origine.

Le chapitre III présente la conception des filières de circuits coplanaires sur membrane. Ici la difficulté est de réaliser des circuits de dimensions très précises, étant donné le rôle clé que joue la géométrie dans les fonctions micro-ondes. L'épaisseur des conducteurs doit pouvoir être choisie dans une plage relativement étendue en fonction des applications visées.

Le chapitre IV décrit la conception de démonstrateurs à guide coplaire sur membrane et analyse l'influence des paramètres technologiques sur les caractéristiques électriques micro-ondes attendues.

Le chapitre V rapporte les résultats de réalisation et de mesure des démonstrateurs, indique les difficultés rencontrées et la manière de les résoudre, démontrant ainsi la faisabilité de circuits performants réalisés avec cette nouvelle filière technologique.

Le chapitre VI complète cette démonstration en présentant la conception et la réalisation d'un micro-blindage associant une protection mécanique et une isolation électromagnétique des circuits. Un exemple d'application d'un tel boîtier à un filtre passe-bande sur membrane est présenté.

I/ Les structures micro-ondes coplanaires

I.1/ Les micro-ondes

I.1.1/ Historique de l'électromagnétisme et des micro-ondes

C'est en 1873 que naquit la base théorique de l'électromagnétisme par la publication du "Traité sur l'électricité et le magnétisme" de James Clerk Maxwell où il posa ses 4 équations. Suite à ce premier fondement, la fin du dix-neuvième siècle connut de nombreuses recherches qui permirent le développement de la télégraphie sans fil. Ainsi vers 1887, Heinrich Hertz produit et détecte pour la première fois des ondes électromagnétiques vers 1 GHz, et Marconi démontre la possibilité de propager des ondes radioélectriques en espace libre. Juste avant le début du siècle Lord Raleigh démontre théoriquement la possibilité de faire propager des ondes dans des guides d'ondes à section rectangulaire ou circulaire, et Kenelly et Heaviside montrent les propriétés réfléchissantes de certaines couches de l'ionosphère sur des ondes 3-30 MHz [Com. 91j]. Avec la première guerre mondiale, les premières émissions de radiodiffusion se développent, puis en 1930 le premier tube hyperfréquence (le magnétron) et le premier réflecteur parabolique sont mis au point, donnant naissance au radar.

Au cours du dernier demi-siècle, 3 événements ont marqué le développement de la micro-électronique pour les micro-ondes :

- vers 1955 : le début de l'utilisation des semi-conducteurs en électronique,
- vers 1965 : l'apparition des premiers circuits intégrés micro-ondes,
- vers 1985 : l'apparition des premiers circuits intégrés micro-ondes monolithiques.

I.1.2/ Place des micro-ondes dans le spectre électromagnétique

Comme il est indiqué Figure I.1 [Dds. 92a], les micro-ondes couvrent environ la plage 1 GHz - 1 THz. Pour être plus précis on parle :

- d'ondes centimétriques pour la plage 3-30 GHz,
- d'ondes millimétriques pour la plage 30-300 GHz,
- d'ondes sub-millimétriques au-delà de 300 GHz.

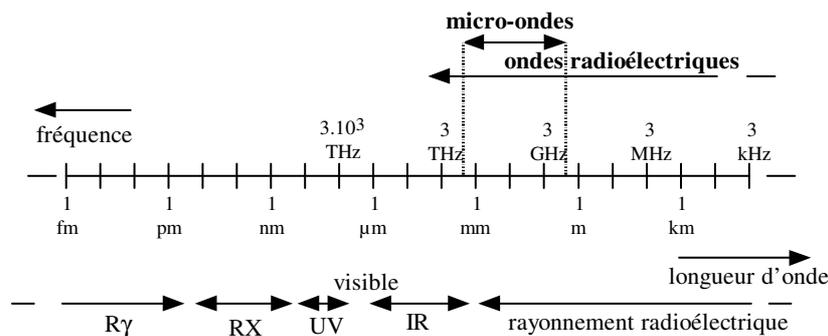


Figure I.1 : Spectre électromagnétique

Le Tableau I.1 donne la classification et la nomenclature couramment utilisées.

Tableau I.1 : Symboles utilisés pour désigner les bandes hyperfréquences

bande	L	S	C	X	Ku	K	Ka	U	V	W
GHz	1-2	2-4	4-8	8-12	12-18	18-27	27-40	40-60	60-80	80-100

I.1.3/ Les structures micro-ondes

En hyperfréquences, la structure géométrique et physique des connexions influe sur le fonctionnement du circuit, au même titre que les éléments actifs (transistors) et les éléments passifs localisés (résistances, inductances, capacités). L'étude d'un circuit hyperfréquence implique donc aussi bien l'étude des éléments du circuit que celle des lignes de transmission entre ces éléments. Dans les circuits intégrés micro-ondes (MIC) la ligne de transmission constitue donc l'élément de base du circuit, servant à raccorder tous les composants localisés ou à réaliser par elle-même des composants passifs distribués. C'est pourquoi nous désignons les lignes utilisées dans les MIC, et les composants passifs qui en dérivent, par le terme de structures micro-ondes.

I.2/ Méthodes d'étude et de modélisation

Les méthodes d'étude et de modélisation des lignes dépendent du mode de propagation des ondes. L'étude théorique des lignes de transmission peut se faire par l'intermédiaire d'une analyse quasi statique ou d'une analyse électromagnétique. Après des rappels théoriques, nous présenterons les deux catégories d'approche.

I.2.1/ Différents modes de propagation sur une ligne

Les lignes se classent en 3 catégories selon le mode de propagation des ondes.

- Lignes TEM (Transverse Electric and Magnetic) : les champs électrique et magnétique sont perpendiculaires à la direction de propagation. La ligne fonctionne sans dispersion fréquentielle. La ligne coaxiale et la ligne triplaque peuvent être considérées comme des lignes TEM. Leur fonctionnement est décrit par un modèle relativement simple.
- Lignes non TEM : l'un des deux champs au moins possède une composante longitudinale ; la ligne fonctionne selon un ou plusieurs modes possédant une fréquence de coupure inférieure. Pour chaque mode la vitesse de propagation dépend de la fréquence (dispersion). La théorie est complexe et peut requérir une grande puissance de calcul.
- Lignes quasi TEM : les circuits intégrés micro-ondes utilisent de préférence des lignes de structure plane, constituées de rubans conducteurs déposés sur un substrat diélectrique. Ces lignes ne sont pas TEM parce que le milieu de propagation est inhomogène. Il est composé pour partie d'un diélectrique et pour partie d'air. Cependant la présence de deux conducteurs se traduit par l'existence d'un mode à fréquence de coupure nulle et à faible dispersion, dont la configuration est très proche de celle d'un mode TEM. On dit que ce sont des lignes quasi TEM. Elles se comportent comme des lignes TEM pourvu que la fréquence ne soit pas trop élevée, ce qui a longtemps limité leur emploi aux fréquences inférieures à une dizaine de GHz. Lorsque la fréquence s'élève leur dispersion devient sensible et des modes de propagation non TEM apparaissent, susceptibles de perturber le mode quasi TEM.

I.2.2/ Eléments de théorie des lignes TEM

I.2.2.a) *Modèle électrique*

La Figure I.2 représente le schéma électrique équivalent d'un tronçon de ligne de longueur dz.

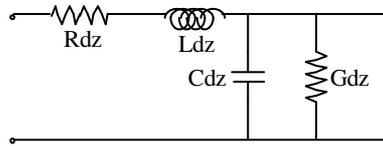


Figure I.2 : Schéma électrique équivalent d'une ligne TEM

Sur le schéma les paramètres R, L, C et G représentent respectivement :

la résistance linéique ($\Omega.m^{-1}$),

l'inductance linéique ($H.m^{-1}$),

la capacité linéique ($F.m^{-1}$),

la conductance de fuite linéique ($S.m^{-1}$).

Ces éléments dépendent de la géométrie du circuit. R et L sont caractéristiques du matériau conducteur, C et G sont caractéristiques du substrat diélectrique.

Chaque ligne peut être caractérisée par :

- sa constante de propagation :

$$\gamma = \sqrt{(R+jL\omega)(G+jC\omega)} \quad [\text{éq. I.1}]$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [\text{éq. I.2}]$$

avec :

α : le coefficient d'affaiblissement linéique ($Np.m^{-1}$)

β : le coefficient de déphasage linéique ($rd.m^{-1}$)

$$\beta = 2\pi/\lambda \text{ où } \lambda \text{ est la longueur d'onde sur la ligne} \quad [\text{éq. I.3}]$$

$$v_p = \omega/\beta : \text{vitesse de phase (m.s}^{-1}\text{)} \quad [\text{éq. I.4}]$$

- et par son impédance caractéristique :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+jL\omega}{G+jC\omega}} \quad [\text{éq. I.5}]$$

$$Z_0 = \frac{\gamma}{G + jC\omega} \quad [\text{éq. I.6}]$$

I.2.2.b) *Lignes à faibles pertes*

Par construction, $R \ll L\omega$ et $G \ll C\omega$ aux fréquences d'utilisation. Avec cette approximation, on déduit au premier ordre :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + \frac{1}{2} j \left(\frac{G}{C\omega} - \frac{R}{L\omega} \right) \right] \quad [\text{éq. I.7}]$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad [\text{éq. I.8}]$$

d'où

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{éq. I.9}]$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right) \quad [\text{éq. I.10}]$$

Il est intéressant de noter que α est la somme : d'un terme relatif aux pertes dans les conducteurs (pertes ohmiques), et d'un terme relatif aux pertes dans le substrat (pertes diélectriques).

Les pertes ohmiques varient avec la fréquence à cause de l'effet de peau. La densité de courant dans les conducteurs décroît en profondeur par rapport à sa valeur en surface, selon un rapport :

$$\frac{J(y)}{J(y=0)} = \exp\left(-\frac{y}{\delta}\right) \quad [\text{éq. I.11}]$$

où y est la variable profondeur et δ l'épaisseur de peau définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_c}{\pi \mu_0 f}} \quad [\text{éq. I.12}]$$

ρ_c étant la résistivité du métal.

Les pertes diélectriques peuvent être caractérisées par la résistivité ρ_d du substrat ou par la tangente de l'angle de pertes ($\text{tg } \Delta$) :

$$\text{tg } \Delta = \frac{1}{\epsilon_0 \epsilon_r \rho_d \omega} \quad [\text{éq. I.13}]$$

I.2.2.c) Permittivité effective

Si tous les diélectriques utilisés dans la ligne étaient de l'air, la vitesse de phase v_p serait égale à c , vitesse de la lumière dans le vide (en confondant l'air avec le vide). S'ils avaient tous une permittivité relative ϵ_r , v_p vaudrait $c\sqrt{\epsilon_r}$. Dans notre cas nous nous trouvons dans une situation intermédiaire (propagation en partie dans l'air et en partie dans un milieu de permittivité relative ϵ_r) et nous posons :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. I.14}]$$

où ϵ_{eff} est la permittivité effective de la ligne avec :

$1 < \epsilon_{\text{eff}} < \epsilon_r$ (en supposant qu'aucun des diélectriques n'est magnétique).

La permittivité effective peut se mettre sous plusieurs formes :

d'après l'équation I.14 $\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{c}{v_p}\right)^2 \quad [\text{éq. I.15}]$

d'après l'équation I.4 $\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\beta c}{\omega}\right)^2 \quad [\text{éq. I.16}]$

et d'après l'équation I.3 $\epsilon_{\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda}\right)^2 \quad [\text{éq. I.17}]$

où $\lambda_0 = c/f$ est la longueur d'onde dans le vide et λ la longueur d'onde sur la ligne.

I.2.3/ Analyse quasi statique

I.2.3.a) Définition

L'analyse quasi statique assimile une ligne quasi TEM à une ligne TEM équivalente. Cette approximation facilite les travaux de conception.

I.2.3.b) Ligne à air de même dimension

Pour l'analyse quasi statique, on associe à la ligne à faibles pertes que l'on étudie une ligne à air fictive, identique du point de vue de la topologie des conducteurs, mais dans laquelle tous les diélectriques sont remplacés par de l'air.

Dans cette ligne fictive :

- R et L sont conservés,
- G est nul,
- C est remplacé par C_a ,
- $v_p = 1/\sqrt{LC}$ est remplacé par $c = 1/\sqrt{LC_a}$.

Par conséquent la permittivité effective de la ligne à étudier peut d'après l'équation I.14 s'écrire aussi :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_a} \quad [\text{éq. I.18}]$$

La partie réelle de l'impédance caractéristique s'écrit alors :

$$\text{Re}(Z_0) = \frac{1}{C_a c \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. I.19}]$$

Comme $\frac{1}{c} = \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = \epsilon_0 \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \epsilon_0 \eta_0$, $\text{Re}(Z_0)$ s'écrit aussi :

$$\text{Re}(Z_0) = \eta_0 \frac{\epsilon_0}{C_a \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. I.20}]$$

où $\eta_0 = 120 \pi$ est homogène à une impédance (en Ω).

I.2.3.c) Détermination de C_a et C par la transformation conforme

Les équations I.18 et I.19 montrent que la détermination de ϵ_{eff} et Z_0 se ramène à la connaissance des 2 capacités linéiques C_a et C. La transformation conforme est l'une des méthodes quasi statiques qui permettent de déterminer C_a et C en fonction de la géométrie particulière d'une ligne. Nous avons utilisé cette méthode pour la conception des lignes (cf § IV.3.2 et § IV.3.3).

I.2.4/ Analyse électromagnétique et simulations logicielles

Pour analyser le fonctionnement d'une ligne de transmission lorsque l'approximation quasi statique est insuffisante, il faut tenir compte des composantes longitudinales des champs et résoudre les équations de Maxwell en 3 dimensions. Des logiciels d'analyse électromagnétique ont été développés dans des équipes universitaires ou sont disponibles dans le commerce. Ils peuvent être fondés :

- sur la méthode des lignes,
- sur la méthode des éléments finis (un logiciel est développé à l'IRCOM),
- sur des méthodes numériques dans le domaine temporel (telle que la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) utilisée par [Rob. 96a]).

Pour nos recherches, nous avons utilisé le logiciel Momentum de Hewlett Packard. C'est un simulateur électromagnétique basé sur la méthode des équations intégrales. Ces équations sont résolues par la méthode des moments qui les transforme en équations algébriques matricielles. Le champ électromagnétique est déterminé à partir des courants surfaciques existant sur les parties métalliques. Cette méthode est très largement utilisée dans l'analyse des circuits planaires et ne requiert que le maillage des conducteurs. Momentum suppose l'homogénéité des substrats des circuits. Il peut traiter un empilement de plusieurs couches homogènes mais pas une variation progressive de l'épaisseur par exemple. C'est pourquoi on le qualifie de simulateur 2,5D. Nous avons eu aussi à notre disposition un autre logiciel de cette catégorie, Sonnet.

I.3/ Les structures micro-ondes micro-ruban et coplanaire

La Figure I.3 présente les principaux types de lignes à bandes et à fentes sur substrat.

Bien que notre recherche ait porté uniquement sur des circuits coplanaires, nous présentons ici les principaux résultats publiés concernant d'une part la ligne micro-ruban, d'autre part le guide coplanaire, ainsi qu'une comparaison détaillée de ces deux structures quasi TEM. En effet le guide coplanaire n'a commencé à recueillir la préférence des auteurs qu'à partir de 1986 et des divergences de vues persistent encore aujourd'hui.

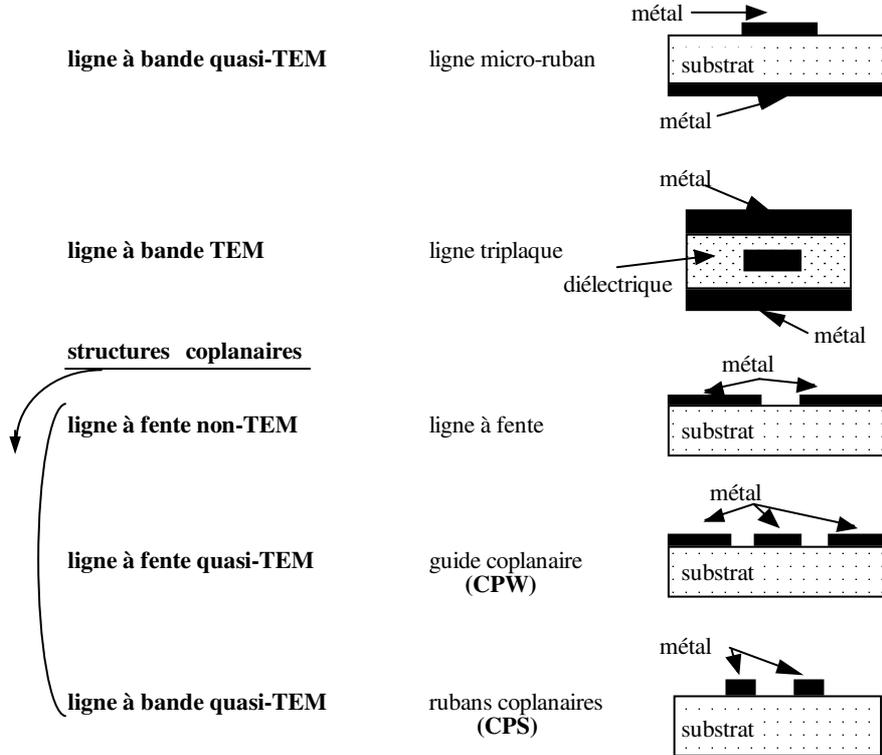


Figure I.3 : Les principales lignes à bandes et à fentes

I.3.1/ La structure micro-ruban

I.3.1.a) Définition de la ligne micro-ruban

La ligne micro-ruban comporte un substrat diélectrique métallisé sur toute sa largeur en face inférieure et couvert d'une bande métallique étroite en face supérieure. La Figure I.4 donne les principales notations géométriques.

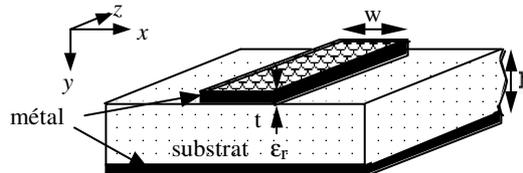


Figure I.4 : Géométrie de la ligne micro-ruban

Les principaux paramètres qui caractérisent la structure micro-ruban sont la permittivité ϵ_r (choisie souvent élevée pour concentrer le champ électromagnétique et donc réduire les pertes par rayonnement) et les paramètres géométriques w et h (généralement $0,1 \leq w/h \leq 10$).

La Figure I.5 présente une ligne micro-ruban avec la répartition des champs électriques et magnétiques.

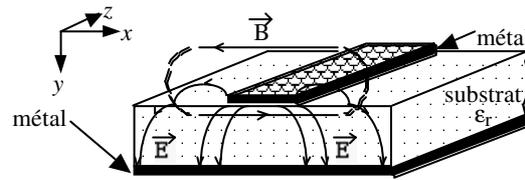


Figure I.5 : Répartition des champs électrique et magnétique dans une ligne micro-ruban

I.3.1.b) Caractérisation de la ligne micro-ruban dans l'approximation quasi statique

➤ Permittivité effective

Par la méthode de la transformation conforme, Hammerstad en 1975 et Wheeler en 1977 [Whe. 77m] ont établi des formules explicites pour ϵ_{eff} . Nous avons utilisé pour nos calculs de permittivité effective les formules de [Ham. 75p] :

a) pour $w/h \geq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} \quad [\text{éq. I.21}]$$

ϵ_{eff} tend vers ϵ_r quand w/h tend vers l'infini.

b) pour $w/h \leq 1$:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2}(\epsilon_r + 1) + \frac{1}{2}(\epsilon_r - 1) \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w}\right)^{-1/2} + 0,04 \left(1 - \frac{w}{h}\right)^2 \right] \quad [\text{éq. I.22}]$$

ϵ_{eff} tend vers $\frac{1}{2}(1,04 \epsilon_r + 0,96)$ quand w/h tend vers 0.

D'après ces équations ϵ_{eff} est fonction croissante du rapport w/h .

➤ Impédance caractéristique

De même il est possible de déterminer l'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban à partir de la permittivité effective précédente :

a) pour $w/h \geq 1$:

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{w}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} \quad [\text{éq. I.23}]$$

b) pour $w/h \leq 1$:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) \quad [\text{éq. I.24}]$$

Les 2 équations précédentes sont illustrées par la Figure I.6 empruntée à [Com. 95j]. Nous remarquons que l'impédance de la ligne :

- diminue quand le rapport w/h augmente.
- diminue quand la permittivité du diélectrique augmente.

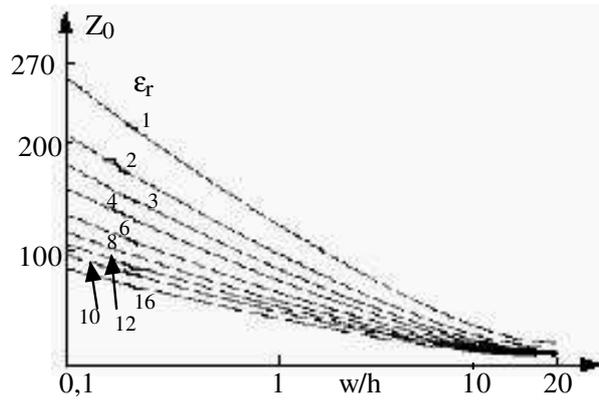


Figure I.6 : Impédance caractéristique de la ligne micro-ruban, d'après [Com. 95j]
 w = largeur du ruban ; h = épaisseur du substrat

I.3.1.c) Pertes de la ligne micro-ruban

➤ *Pertes ohmiques*

Pour calculer les pertes ohmiques il faudrait connaître la distribution du courant dans les conducteurs. La Figure I.7 représente la section du ruban métallique et définit les coordonnées. L'axe x est l'axe latéral, l'axe y est l'axe de profondeur.

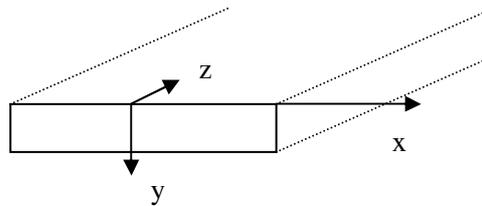


Figure I.7 : Section d'un ruban métallique

La densité de courant n'est pas uniforme, tout d'abord à cause de l'effet de peau. Elle n'est pas non plus uniforme lorsqu'on se déplace en surface (coordonnée x) et ses variations dépendent de la géométrie. La Figure I.8 représente ce phénomène.

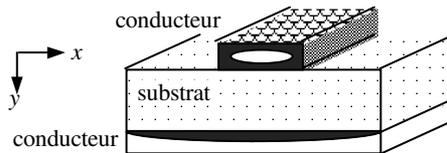


Figure I.8 : Distribution en x du courant dans le ruban d'une ligne micro-ruban

Connaissant la distribution et la résistivité du métal ρ_c , on peut accéder aux pertes par effet Joule par unité de longueur, d'où l'on déduit le coefficient d'affaiblissement ohmique linéique α_c . Pour avoir une estimation valable de façon générale, [Com. 95j] retient (d'après [Gup. 79h]) une valeur maximale :

$$\alpha_c = 8,686 \frac{R_s}{w Z_0} \quad (\text{dB/unité de longueur}) \quad [\text{éq. I.25}]$$

où w est la largeur de ruban

avec
$$R_s = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho_c} \quad [\text{éq. I.26}]$$

Nous disposons ainsi d'une évaluation majorante des pertes ohmiques.

remarque 1

Etant donné que Z_0 et w ne sont pas indépendants et que Z_0 décroît lentement lorsque w croît, α_c n'est pas fonction décroissante de Z_0 comme l'équation I.25 semble l'indiquer ; au contraire les pertes croissent rapidement avec Z_0 (à ϵ_r donné) (nous en verrons l'illustration au § I.3.3.a).

remarque 2

L'équation I.25 suppose l'épaisseur de métal supérieure à 3 à 4 fois l'épaisseur de peau, hypothèse généralement valable en hyperfréquences. Par exemple, à 10 GHz : $\delta = 0,7 \mu\text{m}$ pour le cuivre et $\delta = 0,8 \mu\text{m}$ pour l'or. Une épaisseur de $2,5 \mu\text{m}$ respecte la condition énoncée à partir de cette fréquence.

➤ Pertes diélectriques

Elles peuvent être exprimées en fonction de l'angle de pertes δ du diélectrique.

Selon [Gup. 79h] :

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\text{tg } \Delta}{\lambda_0} \quad (\text{dB/unité de longueur}) \quad [\text{éq. I.27}]$$

Dans le cas où les lignes reposent sur un substrat semi-conducteur, on exprime aussi les pertes en fonction de la conductivité σ_d de ce dernier :

$$\alpha_d = 4,34 \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d \quad (\text{dB.m}^{-1}) \quad [\text{éq. I.28}]$$

pour σ_d en siemens.m⁻¹.

I.3.2/ La structure coplanaire¹

I.3.2.a) Définition du guide coplanaire

En 1969 Wen [Wen. 69d] proposa, pour la première fois, la géométrie du guide d'ondes coplanaire. Celui-ci se présente sous la forme de 3 bandes métalliques séparées par 2 fentes sur une même face du substrat diélectrique. Le conducteur central sert de conducteur "chaud", les 2 conducteurs latéraux servant de plans de masse. La Figure I.9 en donne une représentation schématique.

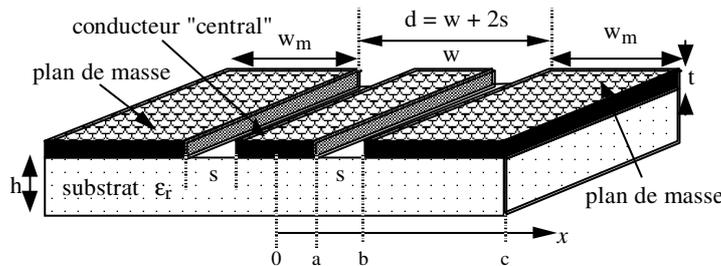


Figure I.9 : Géométrie du guide coplanaire

La représentation des champs en approximation quasi statique est montrée sur la Figure I.10 pour le mode fondamental désiré, qui est le mode impair. Ce mode correspond à une excitation symétrique du conducteur chaud par rapport aux 2 demi-plans de masse. Il est quasi TEM aux basses fréquences.

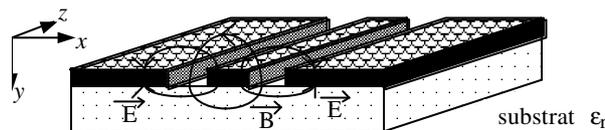


Figure I.10 : Répartition des champs dans un guide coplanaire (mode impair)

¹ Pour abrégé nous désignons par structure coplanaire la structure du guide coplanaire. En toute rigueur les structures coplanaires comprennent 3 types : la ligne à fente, le guide coplanaire et les rubans coplanaires.

Les lignes de courant se concentrent au voisinage des fentes, comme cela est indiqué sur la Figure I.11. Cette répartition s'accroît avec une élévation de la fréquence.

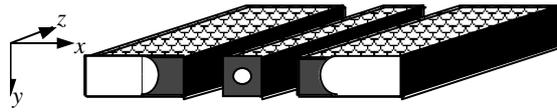


Figure I.11 : Répartition du courant dans un guide coplanaire

Le guide coplanaire est également sujet à la propagation d'un mode fondamental parasite pair, à fréquence de coupure nulle comme le mode impair, qui peut perturber le fonctionnement des circuits. La Figure I.12 présente la répartition des champs électriques du mode pair.

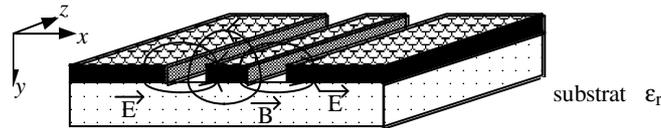


Figure I.12 : Répartition des champs du mode parasite pair dans un guide coplanaire

Elle montre que l'existence du mode pair suppose que les deux demi-plans de masse ne sont pas rigoureusement au même potentiel. D'une manière générale toute dissymétrie par rapport au plan yz pourrait favoriser la propagation de ce mode parasite.

I.3.2.b) Caractérisation du guide coplanaire dans l'approximation quasi statique

➤ Permittivité effective

La première analyse quasi statique a été faite par [Wen. 69d] en supposant des plans de masse de largeur infinie ainsi qu'un substrat d'épaisseur infinie, hypothèses acceptables pour de fortes valeurs de ϵ_r . Le résultat établi par Wen et confirmé par les publications ultérieures est :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{1}{2} (\epsilon_r + 1) \quad [\text{éq. I.29}]$$

En 1973, Davis a repris l'étude de [Wen. 69d] mais cette fois en considérant une épaisseur de substrat finie [Dav. 73i]. Dans ces conditions, ϵ_{eff} est modifiée par un facteur géométrique qui sera explicité au § IV.3.1.b. Pour donner une idée de ce facteur nous présentons Figure I.13 un exemple tiré de [Gup. 79h]. Dans tous les cas le facteur est réducteur, donc :

$$\epsilon_{\text{eff}} \leq 1/2 (\epsilon_r + 1) \quad [\text{éq. I.30}]$$

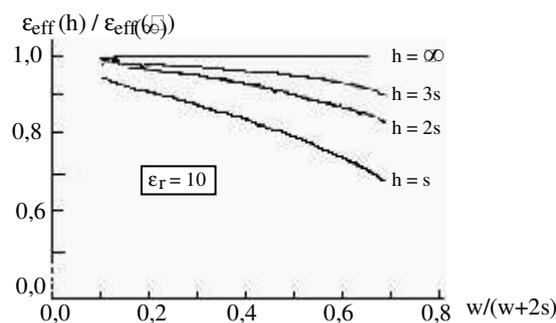


Figure I.13 : Facteur de correction de la permittivité effective d'un guide coplanaire pour une épaisseur de substrat h, d'après [Gup. 79h]

➤ Impédance caractéristique

Wen détermine l'impédance caractéristique comme :

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{4\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} F_g \quad [\text{éq. I.31}]$$

où F_g est un facteur géométrique, qui sera explicité au § IV.3.1.2. Les résultats de Wen sont illustrés par la Figure I.14, tirée de [Gup. 79h].

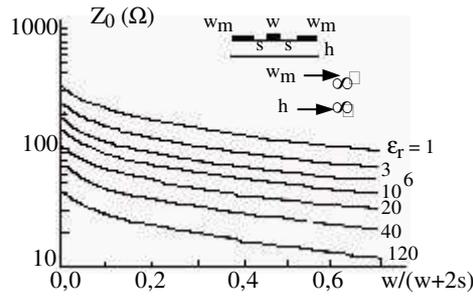


Figure I.14 : Impédance caractéristique du guide coplanaire, d'après [Gup. 79h] (substrat d'épaisseur infinie)

Gupta rapporte aussi une analyse par différences finies, qui suppose le guide d'onde coplanaire enfermé dans un boîtier et permet ainsi de voir l'influence de la largeur des plans de masse w_m . Quand w_m augmente, Z_0 tend asymptotiquement vers une constante. L'écart par rapport à la valeur asymptotique est négligeable dès que le rapport $(2w_m/d)$ dépasse quelques unités.

I.3.2.c) Pertes du guide coplanaire

➤ Pertes ohmiques

Gupta a rapporté une expression explicite des pertes ohmiques, mais elle est extrêmement lourde. Il est plus parlant de se reporter à l'exemple illustré ci-après, Figure I.15 [Gup. 79h]. La Figure I.15 intègre aussi les pertes diélectriques mais elle sont négligeables dans cet exemple devant les pertes ohmiques.

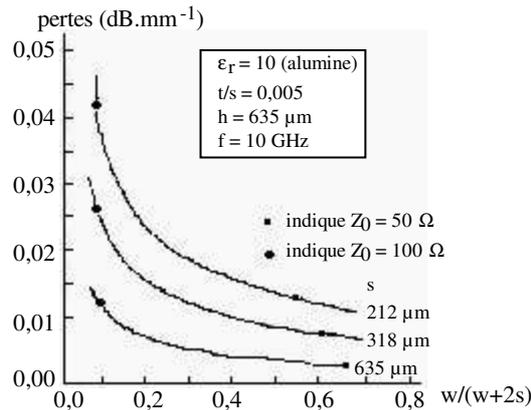


Figure I.15 : Coefficient d'affaiblissement d'un guide coplanaire, d'après [Gup. 79h]

Nous voyons que les pertes diminuent lorsque la largeur de fente s augmente. Elles diminuent également quand la largeur de ruban w augmente par rapport à la largeur de fente. Au total les pertes diminuent lorsque les dimensions du guide augmentent, ce qui est prévisible qualitativement puisque cela correspond à un plus grand étalement des lignes de courant à l'intérieur du métal.

➤ Pertes diélectriques

[Gup. 79h] donne pour les pertes diélectriques du guide coplanaire la même formule que pour la ligne micro-ruban (§ I.3.1.c). Cela ne signifie pas que les pertes sont identiques pour une même structure utilisant un même substrat. En effet, nous avons vu que cette formule fait intervenir ϵ_{eff} dont la valeur pour un même substrat (même ϵ_r) n'est pas identique pour les 2 structures.

I.3.3/ Comparaison coplanaire / micro-ruban

Après cette brève présentation séparée de la structure micro-ruban et de la structure coplanaire, nous tentons maintenant une comparaison des 2 structures. Nous examinons d'abord les facteurs intrinsèques c'est-à-dire propres aux structures elles-mêmes, puis les facteurs extrinsèques, c'est-à-dire dépendant des conditions d'utilisation.

I.3.3.a) Facteurs intrinsèques

La dispersion et les pertes sont les principaux éléments de comparaison à considérer. La nombreuse littérature sur ces sujets présente au premier abord des contradictions. La difficulté est de définir des conditions de comparaison indiscutables. Le choix des matériaux, des dimensions, des fréquences est vaste et les conclusions peuvent dépendre de tous ces paramètres. Au cours des 20 dernières années il semble que les idées aient sensiblement évolué. Ainsi en 1979, Gupta [Gup. 79h] jugeait la ligne micro-ruban meilleure du point de vue des pertes par rayonnement et de la dispersion. Mais depuis 1986 avec Jackson [Jac. 86s & 86d] l'opinion semble être inversée, et cette tendance s'accroît avec le temps si nous nous référons aux synthèses de Omar et al [Oma. 93s] et Walker [Wal. 93d].

Nous avons particulièrement porté notre attention sur les articles de Jackson qui sont très fréquemment cités en référence par les auteurs postérieurs. Nous avons puisé des informations complémentaires sur les pertes ohmiques chez Heinrich [Hei. 90o].

➤ Les conditions de comparaison choisies par Jackson

Comme nous venons de le souligner, il est important de préciser les conditions dans lesquelles une comparaison est effectuée. Jackson a accordé la plus grande importance aux dimensions transversales de la structure, parce qu'elles ont une incidence directe sur les pertes ohmiques, qui sont l'un des éléments principaux de comparaison.

L'analyse de Jackson est mono-fréquence (à 60 GHz) et ne concerne qu'un seul substrat (AsGa). Jackson note que le guide coplanaire a depuis longtemps été proposé comme alternative à la ligne micro-ruban mais n'a pas encore (en 1986) été largement utilisé. La raison en est, selon lui, l'idée erronée que le coplanaire a intrinsèquement des pertes ohmiques supérieures à celles du micro-ruban.

Jackson détermine comparativement les pertes des deux structures en utilisant une analyse électromagnétique et une méthode proposée par Lewin [Lew. 84j] pour le calcul des pertes. Ces calculs permettent d'établir quelles dimensions doit avoir un guide coplanaire pour avoir les mêmes pertes qu'une ligne micro-ruban sur un même substrat semi-conducteur dans une large gamme d'impédances caractéristiques.

Pour son analyse, Jackson a utilisé les éléments de simulation suivants :

- fréquence : unique à 60 GHz
- substrat : AsGa ($\epsilon_r = 12,8$), épaisseur $h = 100 \mu\text{m}$, soit $h/\lambda_0 = 0,02$
où $\lambda_0 = 0,5 \text{ cm}$ est la longueur d'onde dans le vide à 60 GHz.
pertes : $\text{tg } \Delta = 6.10^{-4}$
- circuit : Cu, $\sigma_c = 5,8.10^7 \text{ S.m}^{-1}$, épaisseur $t = 3 \mu\text{m}$, soit $t = 10 \delta$
où $\delta = 0,3 \mu\text{m}$ est l'épaisseur de peau à 60 GHz.

Jackson adopte comme principale variable l'impédance caractéristique Z_0 :

a) cas du micro-ruban Z_0 varie de 30 à 100 Ω

Cette variation est obtenue en jouant sur la largeur w du ruban, qui passe de 300 μm à 10 μm (l'épaisseur h est fixée à 100 μm).

b) cas du coplanaire Z_0 varie de 40 à 120 Ω

Ici 2 paramètres, largeur de ruban w et largeur de fente s sont disponibles ; Jackson leur substitue 2 autres paramètres :

- la dimension transversale $d = w + 2s$ ($d = 200, 300, 400 \mu\text{m}$)
- le facteur d'aspect $K = w/d$ (6 valeurs de 0,05 à 0,8)

➤ Pertes diélectriques

Pour les pertes diélectriques Jackson reprend la formule publiée par [Gup. 79h] déjà citée :

$$\alpha_d = 27,3 \frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \frac{\text{tg } \Delta}{\lambda_0} \quad (\text{dB} \cdot \text{longueur}^{-1}) \quad [\text{éq. I.27}]$$

Cette formule est commune aux 2 types de ligne.

Dans les hypothèses de Jackson, ϵ_r , $\text{tg } \Delta$ et λ_0 sont les mêmes pour les 2 structures, mais la différence de géométrie entraîne une différence des permittivité effectives :

- ϵ_{eff} coplanaire = 6,9 à 5 pour Z_0 variant de 40 à 120 Ω
- ϵ_{eff} micro-ruban = 9,5 à 7,6 pour Z_0 variant de 30 à 100 Ω .

Nous en déduisons :

- α_d coplanaire = 0,008 à 0,006 $\text{dB} \cdot \text{mm}^{-1}$ pour Z_0 variant de 40 à 120 Ω
- α_d micro-ruban = 0,01 à 0,0085 $\text{dB} \cdot \text{mm}^{-1}$ pour Z_0 variant de 30 à 100 Ω ,

soit un léger avantage au coplanaire.

➤ Pertes ohmiques

L'apport original de Jackson concerne les pertes ohmiques qui sont ici d'un ordre de grandeur supérieur aux pertes diélectriques. Le résultat global (pertes ohmiques + pertes diélectriques) est donné sur la Figure I.16. Comme nous venons de voir que les pertes diélectriques des 2 structures sont voisines et ici petites, ces courbes permettent pratiquement la comparaison des pertes ohmiques.

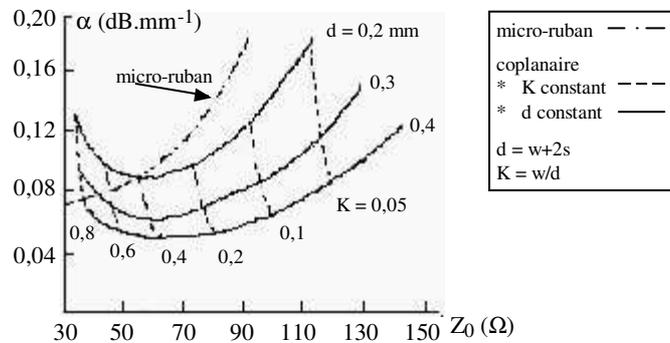


Figure I.16 : Comparaison des pertes du micro-ruban et du guide coplanaire, d'après [Jac. 86s], avec : $\epsilon_r = 12,8$; $f = 60 \text{ GHz}$; $h = 0,1 \text{ mm}$; $t = 3 \mu\text{m}$; $\text{tg } \Delta = 6 \cdot 10^{-4}$

La Figure I.16 ne comporte qu'une seule courbe pour les pertes du micro-ruban ; en effet comme h est fixé, l'impédance Z_0 dépend du seul paramètre w . Les pertes du coplanaire sont représentées par deux réseaux de courbes, l'un des réseaux est paramétré par la dimension transversale $d = w + 2s$, l'autre (en pointillé) par le facteur d'aspect $K = w/d$. Nous voyons que Z_0 dépend principalement de K et peu de d . Les pertes dépendent fortement des 2 paramètres.

a) comparaison des pertes des 2 structures

Au vu de ces courbes, il apparaît possible d'avoir des pertes plus faibles avec le coplanaire qu'avec le micro-ruban, à condition d'augmenter les dimensions transversales du coplanaire et d'accepter une impédance caractéristique plus élevée, ce qui n'est pas forcément gênant. Pour sa part, Jackson note que la largeur de ruban qui donne les pertes minimales en micro-ruban est d'environ $300 \mu\text{m}$ (avec $Z_0 = 30 \Omega$). En choisissant l'impédance caractéristique la plus favorable au coplanaire (60Ω), la plus

petite dimension du coplanaire qui offre les mêmes pertes que le micro-ruban est $d \approx 250 \mu\text{m}$. Jackson conclut que lorsque les 2 structures ont des pertes égales, leurs dimensions sont similaires.

b) lien entre l'allure des courbes et la notion de largeur effective de ruban

Bien que les courbes de Jackson soient le résultat de calculs très complexes, nous tentons ici un commentaire, sachant qu'elles représentent approximativement les seules pertes ohmiques, auxquelles correspond un coefficient d'atténuation linéique :

$$\alpha_c = \frac{R}{2Z_0} \quad [\text{éq. I.32}]$$

• *courbe du micro-ruban*

Lorsque Z_0 décroît de 100Ω à 30Ω , on voit sur la Figure I.16 que α_c décroît de $0,21 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ à $0,07 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$, d'où l'on déduit que la résistance linéique $R = 2 Z_0 \alpha_c$ décroît dans un rapport de 10 à 1. La diminution de R est à mettre en relation avec l'augmentation de largeur (w) du ruban, indiquée par Jackson comme allant de 10 à $300 \mu\text{m}$, soit dans un rapport de 1 à 30. Le fait que R et w n'évoluent pas dans le même rapport s'explique par une distribution non uniforme du courant dans la largeur du ruban : lorsque l'on multiplie la largeur du ruban par 30, R n'est divisé que par 10 parce que la partie centrale du ruban véhicule une part relative de courant de plus en plus petite. La pente de la courbe diminue fortement lorsque l'on se dirige vers les petites valeurs de Z_0 , ce qui signifie que l'augmentation de largeur du ruban est de moins en moins payante en terme de pertes. Pour le courant tout se passe comme si le ruban avait une largeur effective $w' < w$.

• *courbes du coplanaire*

Observons les courbes correspondant à $d = w + 2s = \text{constante}$; elles présentent un minimum vers $Z_0 = 60 \Omega$, ce qui correspond à $K = w/d = 0,4$.

Au-dessus de $Z_0 = 60 \Omega$ leur allure s'apparente à celle du micro-ruban. Nous pouvons avancer la même explication, et dire que la partie centrale du ruban est de moins en moins efficace lorsque la largeur de ruban $w = Kxd$ passe de $0,05 d$ à $0,4 d$.

Au-dessous de $Z_0 = 60 \Omega$, lorsque Z_0 continue de diminuer, non seulement les pertes ne diminuent plus, mais elles augmentent. Dans ce cas, nous pouvons attribuer ce phénomène au rétrécissement des fentes ; en effet, comme $d = w + 2s = \text{constante}$, l'augmentation de w entraîne la diminution de s , d'où une concentration accrue du courant sur les bords du ruban et sur les bords des demi-plans de masse en regard.

Il faut remarquer que l'inversion de tendance que l'on constate à $Z_0 = 60 \Omega$ pour les courbes à d constant n'apparaissait pas sur la Figure I.15, mais là il s'agissait de courbes à s constant. Nous avons vérifié une bonne concordance des allures en tenant compte de la relation $d = 2s/(1-K)$.

➤ Influence de l'épaisseur des conducteurs (t)

L'étude de Jackson ne considère qu'une seule fréquence (60 GHz) et une seule épaisseur de cuivre ($t = 3 \mu\text{m}$) valant 10 fois l'épaisseur de peau (δ) à cette fréquence. Nous avons voulu compléter ces résultats par l'étude de l'influence de l'épaisseur de métallisation. D'après nos recherches bibliographiques, l'étude la plus complète sur ce sujet semble être celle d'Heinrich et al. en 1990 [Hei. 90a]. Selon eux, leur méthode de calcul a les avantages suivants :

- elle reste valable même pour $t < \delta$
- elle n'est pas limitée au cas des faibles pertes
- elle n'est pas limitée aux modes TEM et quasi TEM.

Nous ne retenons pas les valeurs absolues présentées dans cet article car elles sont trop dépendantes des exemples choisis. Les résultats relatifs sont les suivants :

• *cas général*

A fréquence donnée, α_c diminue lorsque t croît, mais cette diminution devient très peu sensible lorsque l'épaisseur des conducteurs dépasse 3 fois l'épaisseur de peau. Le phénomène est identique pour le micro-ruban et le coplanaire.

• *cas particulier*

L'influence de t est un peu plus sensible lorsque la largeur du ruban w est très petite ; le phénomène est analogue pour le micro-ruban et pour le coplanaire. Heinrich présente le cas d'un guide coplanaire avec des épaisseurs $t = 3 \delta$, 6δ et 12δ . Quand la largeur de ruban vaut $40 \mu\text{m}$, les pertes sont identiques pour les 3 épaisseurs. Lorsque la largeur de ruban vaut $10 \mu\text{m}$, les pertes à 30 GHz passent de $0,33$ à $0,25 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ quand l'épaisseur (t) passe de 3δ à 12δ .

Notons quand même que les études théoriques sur ce sujet sont trop peu nombreuses pour que l'on puisse disposer de résultats bien établis.

➤ Dispersion

Jackson mesure la dispersion par le rapport de la variation relative de permittivité effective à la variation relative de fréquence. La Figure I.17, montre que les dispersions du coplanaire et du micro-ruban sont du même ordre de grandeur. Le coplanaire peut être un peu meilleur pour de petites dimensions ($d = 200 \mu\text{m}$). Mais la portée de cet avantage est réduite puisque nous avons vu sur la Figure I.16 que la réduction des pertes ohmiques demande au contraire de grandes dimensions ($d = 400 \mu\text{m}$).

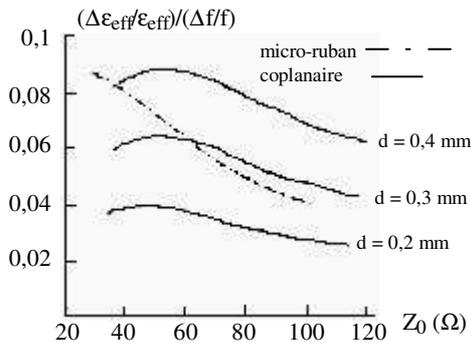


Figure I.17 : Comparaison entre les dispersions du micro-ruban et du coplanaire à 60 GHz
d'après [Jac. 86d]

I.3.3.b) Facteurs extrinsèques

Nous avons choisi de voir que les éléments intrinsèques de comparaison ne donnent qu'un très léger avantage au coplanaire sur le micro-ruban. Les éléments extrinsèques examinés maintenant sont plus déterminants.

➤ Expressions analytiques

Les formules explicites établies par l'analyse quasi statique sont utilisées pour la conception des circuits. Les expressions de Z_0 et ϵ_{eff} se sont avérées en pratique plus précises pour le coplanaire que pour le micro-ruban [Bed. 92j] [Ghi. 84f].

➤ Tolérances de fabrication

Gupta, [Gup. 79h], présente une analyse détaillée de la sensibilité des paramètres électriques Z_0 et ϵ_{eff} aux paramètres géométriques et à la permittivité relative du substrat ϵ_r dans une large gamme de valeurs.

Dans la plupart des cas les deux structures présentent des sensibilités voisines. Ainsi ϵ_{eff} est surtout sensible à ϵ_r (par exemple coefficient 0,9 ; c'est-à-dire qu'une erreur relative de 10 % sur ϵ_r provoquera une erreur relative de 9 % sur ϵ_{eff}) mais assez peu aux paramètres géométriques (coefficients 0,02 à 0,07). Au contraire Z_0 est sensible à la fois à ϵ_r (coefficient 0,5) et aux paramètres géométriques

(coefficient 0,2 à 0,5), sauf dans un cas, qui est la sensibilité du coplanaire à l'épaisseur du substrat (coefficient 0,02, faible sensibilité). Les conséquences de cette particularité sont les suivantes :

a) Pour la ligne micro-ruban l'épaisseur de substrat, qui a une incidence directe sur les paramètres, doit être ajustée avec précision. Or les substrats en provenance des fondeurs sont livrés avec une tolérance d'épaisseur inacceptable pour la conception des circuits. Il est donc nécessaire de procéder à l'amincissement du substrat. Nous présentons sur la Figure I.18 la variation de l'impédance caractéristique en fonction de l'épaisseur du substrat en silicium ; les valeurs numériques ont été déterminées grâce aux formules quasi statiques présentées par [Whe. 77m].

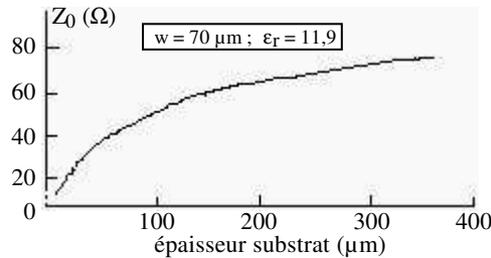


Figure I.18 : Variation de l'impédance caractéristique d'une ligne micro-ruban en fonction de l'épaisseur d'un substrat de silicium

b) Au contraire pour le guide coplanaire, l'épaisseur de substrat a une incidence marginale sur les caractéristiques électriques dès qu'elle dépasse un seuil fonction de la permittivité. En utilisant les formules quasi statiques présentées au § IV.3.1.b, nous avons tracé, sur la Figure I.19, la variation de l'impédance en fonction de l'épaisseur de substrat silicium. Dans ce cas le seuil est de l'ordre de 70 μm. La suppression des étapes d'amincissement du substrat, inutiles pour le coplanaire, se traduit par des rendements de fabrication améliorés [Ria. 93d].

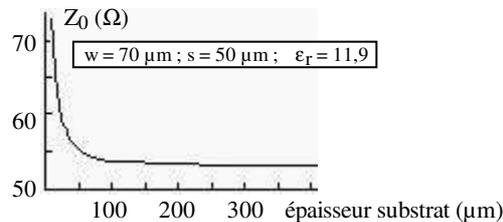


Figure I.19 : Variation de l'impédance caractéristique d'un coplanaire en fonction de l'épaisseur d'un substrat de silicium

➤ Mesures sous pointes

Puisque le conducteur chaud et les plans de masse sont du même côté du substrat, les mesures des performances micro-ondes avec des sondes hyperfréquences commerciales elles-mêmes de type coplanaire sont facilitées.

➤ Association à d'autres composants

L'un des avantages le plus souvent reconnu au guide coplanaire, utilisé comme structure de base des circuits micro-ondes, est la facilité de raccordement de composants localisés mis en parallèle, en particulier le raccordement de la borne de masse des composants actifs. Les connexions à la masse ne nécessitent plus la réalisation de trous métallisés, comme c'est le cas avec la structure micro-ruban, puisque la métallisation est à réaliser sur une seule face. Or les trous métallisés ou "via-holes" des micro-rubans introduisent une inductance parasite et dégradent les performances des circuits aux fréquences millimétriques. La structure coplanaire est particulièrement adaptée au montage des transistors dont une électrode est à la masse, et plus généralement à l'intégration d'éléments aussi bien en série qu'en parallèle. La plus grande facilité de connexion d'éléments en parallèle par le guide coplanaire est illustrée par la Figure I.20.

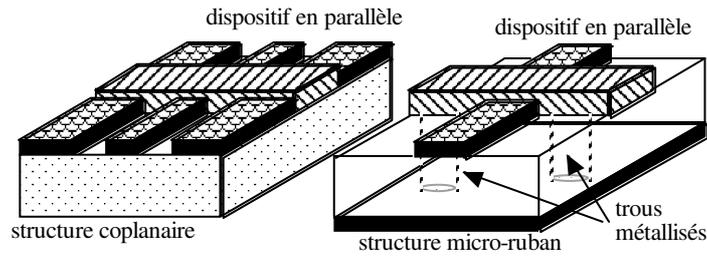


Figure I.20 : Dispositif mis en parallèle sur une structure coplanaire ou micro-ruban

➤ Propagation du mode parasite pair coplanaire

La nécessité d'éviter pour le circuit coplanaire la propagation du mode parasite pair conduit à ajouter à la structure des ponts à air. C'est un inconvénient spécifique de la structure coplanaire.

Les ponts à air sont des connexions de masse à masse enjambant d'autres éléments de circuit. L'utilité des ponts à air a été reconnue depuis longtemps d'une manière générale pour les MMICs uniplanaires [Mur. 88d] [Ria. 93d] pour supprimer des modes parasites et comme éléments de jonction T et de transition entre lignes coplanaires et lignes à fentes. Dans le cas qui nous occupe ils permettent d'homogénéiser le potentiel des 2 demi-plans de masse, améliorant la symétrie électrique et défavorisant le mode pair dissymétrique.

Les auteurs recommandent de placer des ponts au moins tous les $\lambda/4$, et notamment au voisinage des discontinuités de circuit ou des dissymétries comme des coudes. Les ponts à air créent des capacités parasites entre masse et conducteur central ; pour les minimiser il est recommandé de faire des ponts hauts et étroits [Pri. 95j]. La Figure I.21 montre un exemple de pont à air proche d'un circuit ouvert et de 2 ponts séparés d'une distance de $\lambda/4$.

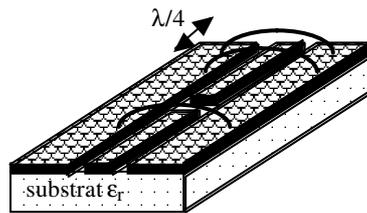


Figure I.21 : Ponts à air au-dessus d'une structure coplanaire

L'adjonction des ponts à air peut s'avérer coûteuse et délicate à réaliser s'ils sont nombreux et si le circuit fonctionne à des fréquences très élevées. C'est pourquoi Omar et al [Oma. 93s] ont proposé le principe de leur remplacement par des écrans placés au-dessus et/ou au-dessous.

➤ Intégration

Le couplage entre 2 lignes coplanaires adjacentes est très faible puisqu'elles sont toujours séparées par un plan de masse. Ceci permet une disposition très compacte. Cette compacité peut être encore augmentée lors de la conception car l'impédance caractéristique d'une ligne coplanaire dépend d'un rapport de dimensions et non des dimensions elles mêmes. [Kul. 93c] et [Wol. 93c] annoncent des réductions d'échelle de près de 30%. Il faut tempérer cet avantage par la considération des pertes ohmiques, qui augmentent lorsque les dimensions diminuent.

I.3.3.c) Conclusion de la comparaison micro-ruban / coplanaire

Depuis 1986, on reconnaît que la structure coplanaire ne présente pas d'inconvénients intrinsèques par rapport à la structure micro-ruban. Surtout on lui reconnaît un certain nombre d'avantages pratiques :

- facilité de conception,
- souplesse de réalisation, grâce aux 2 paramètres métalliques w et s , alors que pour le micro-ruban l'un des paramètres est diélectrique (épaisseur de substrat),
- facilité d'intégration avec d'autres composants.

Son seul inconvénient spécifique, l'existence d'un mode fondamental pair, paraît maîtrisable.

I.4/ Perspectives d'amélioration des structures coplanaires - Orientation de nos travaux

I.4.1/ Les 2 voies d'amélioration des structures

Les différentes améliorations possibles des structures coplanaires peuvent se classer en 2 catégories, selon qu'elles visent à améliorer les caractéristiques intrinsèques ou extrinsèques.

I.4.1.a) Amélioration des caractéristiques extrinsèques

L'un des avantages les plus reconnus aux structures coplanaires est leur aptitude à l'intégration de composants actifs. Pour tirer un plein profit de cet avantage, différentes équipes de recherche ont remplacé le substrat diélectrique par un substrat semi-conducteur, de façon à permettre l'intégration monolithique de composants micro-ondes passifs et actifs. On aboutit ainsi à des MMICs, circuits intégrés monolithiques micro-ondes, planaires.

Toutefois le remplacement de l'isolant par un semi-conducteur entraîne une augmentation des pertes "diélectriques" (nous continuons d'appeler ainsi les pertes dans le substrat) puisque, par définition, un semi-conducteur n'est ni un bon conducteur ni un bon diélectrique. La préférence a été donnée d'abord à l'arséniure de gallium (AsGa) malgré sa fragilité, car l'AsGa pur est un bon isolant, ce qui limite les pertes diélectriques [Jac. 86s & 86d].

Depuis quelques années on s'intéresse aux possibilités offertes par le silicium car on sait aujourd'hui réaliser des dispositifs actifs micro-ondes avec ce matériau. De plus son usage est extrêmement répandu dans des applications à plus basse fréquence, de sorte que son emploi à des fréquences plus élevées n'entraîne qu'une faible augmentation des coûts en raison de l'amortissement des installations de production. Le micro-usinage du silicium commence à être bien maîtrisé dans l'industrie et les laboratoires, et il offre au concepteur de circuits de larges possibilités. Le handicap de sa faible résistivité est maintenant atténué par l'apparition sur le marché de silicium à plus haute résistivité à un coût modéré [Rey. 95s]. Le silicium présente aussi l'avantage d'être bon conducteur thermique ce qui facilite le maintien des circuits à une température uniforme et stable pour les applications qui le nécessitent.

Un dernier avantage du silicium réside dans ses propriétés mécaniques, pour constituer des micro-boîtiers métallisés à un coût modéré [Dra. 94c]. Ces boîtiers ont l'avantage d'être légers et de réduire les rayonnements à la source. Il joue à la fois le rôle de pont à air et d'écran contre le mode parasite pair (cf § I.3.3.b). L'amélioration de l'isolation entre circuits voisins permet aussi l'augmentation de la densité des circuits. Des lignes micro-blindées sur substrat silicium sont décrites dans plusieurs publications [Dra. 93s, 94c, 94m & 95q].

I.4.1.b) Amélioration des caractéristiques intrinsèques

➤ *Perspectives d'amélioration offertes par les membranes diélectriques*

Une limitation inhérente à la plupart des lignes à bandes et à fentes est liée à leur fonctionnement non purement TEM lorsque la fréquence s'élève : apparition de dispersion de fréquence entraînant la distorsion des signaux et apparition de modes parasites absorbant une partie de l'énergie utile et entraînant une augmentation des pertes globales.

En outre, les formules quasi statiques qui sont le premier outil de conception des circuits deviennent de moins en moins précises, rendant nécessaire un emploi intensif des simulations lourdes 2,5D ou 3D.

Il a été reconnu que la cause principale de la dispersion et des modes parasites réside dans la disparité du milieu diélectrique entourant le circuit conducteur. Pour diminuer la dissymétrie de permittivité relative entre l'espace supérieur et le substrat inférieur, des techniques de membrane diélectrique tendue supportant les conducteurs ont été développées. Au-dessous du circuit, comme le montre la Figure I.22, les lignes de champ électrique traversent la membrane et accomplissent la plus grande partie de leur parcours dans l'air de manière très proche du parcours des lignes au-dessus du circuit.

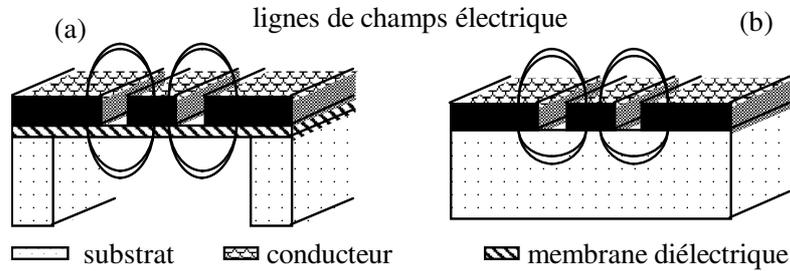


Figure I.22 : Lignes de champ électrique dans des structures coplanaires
(a) : sur membrane ; (b) : sur substrat massif

Deux approches techniques ont fait l'objet de publications :

- une membrane tricouche composée d'oxyde/nitrure/oxyde de silicium. [Dib. 91f] [Kat. 92n & 93o] ;
- une membrane en polyimide [Sal. 96e].

➤ Résultats obtenus avec des circuits sur membrane diélectrique

dispersion et pertes radiatives

La diminution de la dispersion et des pertes radiatives attendue avec la technique de membrane a été confirmé par [Che. 94d, 94f, 94i & 94m].

La Figure I.23 montre la distorsion d'une impulsion électrique de l'ordre de la picoseconde après un parcours de 4 mm sur une membrane ou sur un substrat massif en AsGa. Nous voyons nettement que la distorsion du signal est négligeable après un parcours sur membrane, et l'atténuation par rapport au signal initial est faible.

La Figure I.24 donne en fonction de la fréquence la vitesse de phase obtenue dans les 2 cas pour des rubans coplanaires [Che. 94m]. Nous remarquons que sur membrane l'onde se propage à une vitesse proche de la vitesse de la lumière sur toute la plage de fréquence. Cette étude confirme le peu de dispersion des lignes sur membrane par comparaison aux lignes sur substrat massif.

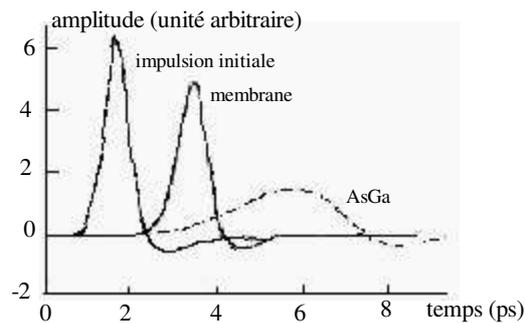


Figure I.23 : Distorsion d'une impulsion électrique après un parcours de 4 mm sur AsGa et sur membrane, d'après [Che. 94i]

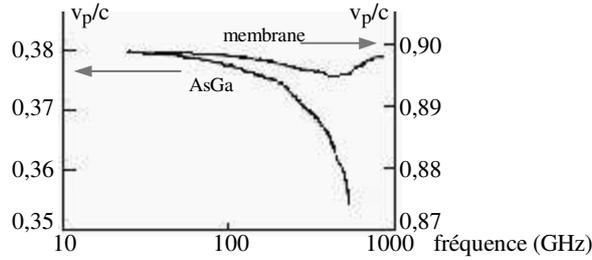


Figure I.24 : Comparaison de la vitesse de phase selon la nature du substrat, d'après [Che. 94m]

Considérant que les pertes radiatives, lorsqu'elles apparaissent, augmentent selon une loi en f^3 , il est facile de déceler la fréquence à laquelle elles apparaissent en observant l'évolution fréquentielle de l'affaiblissement linéique total. Cheng et al ont comparé les courbes pour 2 technologies, un guide coplanaire sur membrane et un guide coplanaire de même forme sur substrat AsGa. L'avantage de la membrane illustré par la Figure I.25 est énorme.

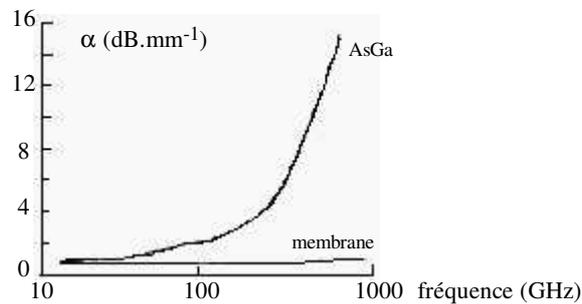


Figure I.25 : Comparaison de l'atténuation selon la nature du substrat, d'après [Che. 94i]²

autres avantages

Le remplacement du substrat épais par un diélectrique mince et de l'air rend les pertes diélectriques quasi nulles.

Enfin, le coefficient d'affaiblissement linéique correspondant aux pertes ohmiques $\alpha_c = R/2Z_0$ est réduit [Che. 94d] en raison de l'élévation de l'impédance caractéristique qui découle de la diminution de la permittivité effective [Dib. 93m]. En effet la partie réelle de l'impédance caractéristique peut s'écrire :

$$\text{Re}(Z_0) = \sqrt{\frac{L}{C_a \epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. I.33}]$$

Pour 2 lignes géométriquement identiques c'est-à-dire de même dimensions d et de même rapport d'aspect K (par exemple $K = 0,4$ qui donne les pertes les plus faibles) mais sur des substrats différents :

- leurs inductances linéiques sont les mêmes ;
- leurs capacités linéiques sont proportionnelles à ϵ_{eff} , puisque C_a est le même.

Ainsi en passant d'un substrat silicium à une membrane, l'impédance caractéristique est multipliée par un facteur :

$$- \sqrt{\frac{6,4}{1,1}} = 2,4$$

et l'affaiblissement linéique est divisé par ce même facteur.

Le seul inconvénient de l'augmentation de Z_0 réside dans le fait que la valeur normalisée de 50Ω ne peut être atteinte sur membrane que pour de très grandes largeurs de rubans métalliques et de très étroites fentes (géométrie qui donnerait 21Ω sur silicium massif).

² Nous avons reproduit les courbes de Cheng et al, telle qu'elles figurent dans la publication. Nous pensons cependant que les valeurs de α sont 10 fois trop élevées. Cette erreur ne met pas en cause la validité de la comparaison.

I.4.2/ Orientation des travaux présentés dans ce mémoire

Nos travaux ont été orientés de manière à tirer profit des 2 voies d'amélioration, intrinsèque et extrinsèque. L'objectif a été de développer une filière de circuits reposant sur une membrane diélectrique, tendue sur un substrat micro-usiné.

Le choix d'un substrat de silicium :

- se situe dans la perspective de l'intégration monolithique de composants actifs,
- permet l'adaptation de micro-boîtiers de blindage des circuits.

La technologie sur membrane offre les avantages suivants :

- maintien d'un comportement TEM jusqu'à des fréquences plus élevées, grâce à une meilleure homogénéité du milieu environnant, d'où moindre dispersion,
- diminution des pertes radiatives aux fréquences élevées,
- suppression des pertes diélectriques,
- diminution du coefficient d'affaiblissement ohmique.

L'accent a été mis sur le choix des matériaux et des procédés permettant d'aboutir à des produits robustes, fiables, insensibles aux dispersions de fabrication et utilisant des technologies peu coûteuses.

Les circuits réalisés avec cette nouvelle filière ont été conçus et expérimentés de façon à évaluer, d'une part leurs performances intrinsèques, et d'autre part leur robustesse et leur reproductibilité.

II/ Développement d'une filière de réalisation de membranes diélectriques

II.1/ Conception générale et choix des matériaux

Le chapitre I a situé l'intérêt des structures coplanaires pour réaliser les circuits micro-ondes. La réalisation de circuits sur membrane doit rendre possible leur fonctionnement à des fréquences pouvant dépasser 100 GHz en présentant une faible perte et une faible dispersion fréquentielle. Sur ces bases, nous avons fixé les objectifs généraux à satisfaire par une nouvelle filière technologique et identifié les éléments de choix principaux relatifs à la membrane, aux conducteurs et au micro-usinage du substrat.

Le présent chapitre propose un procédé pour élaborer des membranes diélectriques d'excellente qualité. Le chapitre III traitera des conducteurs.

II.1.1/ Le substrat

Le substrat servant de support à la membrane doit être semi-conducteur pour permettre l'intégration monolithique de composants actifs. Pour notre part nous avons adopté le silicium. Sa technologie est universellement répandue, son micro-usinage est parfaitement contrôlé. Le silicium se prête aisément à l'intégration monolithique ou hybride de composants. L'inconvénient de la faible résistivité du silicium lorsqu'il est utilisé comme isolant ($20 \Omega \cdot \text{cm}$) est maintenant largement atténué par l'apparition sur le marché d'un silicium dit à haute résistivité ($> 1000 \Omega \cdot \text{cm}$) à un prix attractif.

Le substrat utilisé dans le développement de la filière technologique est du silicium basse résistivité ($20 \Omega \cdot \text{cm}$) dopé n livré en plaquettes de 4 pouces ($\approx 10 \text{ cm}$), d'épaisseur $400 \mu\text{m} \pm 25 \mu\text{m}$, dont les faces sont orientées (100). Le silicium faible résistivité est remplacé, pour la confection des circuits micro-ondes, par du silicium (100) haute résistivité ($1500 \Omega \cdot \text{cm}$) dopé n livré en plaquettes de 4 pouces ($\approx 10 \text{ cm}$), d'épaisseur $360 \pm 25 \mu\text{m}$. L'intersection des plans (110) avec les faces est repérée par 2 méplats.

Le Tableau II.1 donne les principales caractéristiques physiques du silicium (100) d'après [Han. 87c].

Tableau II.1 : *Caractéristiques physiques du silicium monocristallin (100)*

constante diélectrique (en RF)	$\approx 11,9$
indice de réfraction (à 830 nm)	$\approx 3,4$
coefficient de dilatation à 25 °C	$\approx 2,33 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
module d'Young ($E_{\langle 110 \rangle}$)	$\approx 170 \text{ GPa}$
coefficient de Poisson ($\nu_{\langle 110 \rangle}$)	$\approx 0,064$
$E_{\langle 110 \rangle} / (1 - \nu_{\langle 110 \rangle})$	$\approx 182 \text{ GPa}$

II.1.2/ La membrane

La membrane doit être constituée d'un matériau isolant et très mince pour que la contribution de sa permittivité relative à la permittivité effective soit très faible. Par ailleurs elle doit être en toutes circonstances plane, pour assurer l'invariance des dimensions géométriques des circuits. Enfin la membrane doit être résistante vis-à-vis des contraintes mécaniques et chimiques.

En micro-électronique, on réalise des couches d'oxyde et de nitrure de silicium pour isoler les jonctions et les conducteurs. Les procédés d'élaboration de ces couches sont reproductibles, fiables et adaptés à la production par lots. Dans les conditions d'utilisation normales des circuits micro-électroniques, ces films diélectriques sont quasiment inaltérables et leurs caractéristiques restent invariantes pendant plusieurs décennies. Ces considérations nous ont amenés à entreprendre une étude d'évaluation en vue de leur application aux circuits hyperfréquences sur membrane.

La procédure de base pour élaborer les membranes comprend 2 opérations principales comme l'indique la Figure II.1 :

- la réalisation des films sur substrat de silicium,
- l'usinage du substrat pour libérer la membrane.

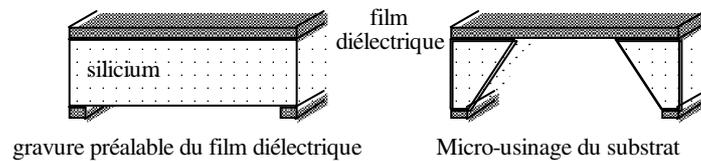


Figure II.1 : Les 2 étapes d'élaboration de la membrane

Convention terminologique : Avant d'être libérée du substrat la membrane constitue un film adhérent au substrat. Par convention le terme film sera préféré avant libération, le terme membrane étant réservé au film tendu après micro-usinage du substrat.

II.1.3/ Etudes effectuées

Les développements des films diélectriques rapportés ci-après ont porté sur les 3 solutions suivantes :

- film monocouche d'oxyde de silicium,
- film monocouche de nitrure de silicium,
- film bicouche oxyde/nitrure.

Après le choix de la meilleure solution, nous présenterons les études portant sur le micro-usinage du substrat.

Tout au long de nos travaux, nous nous sommes attachés à utiliser de préférence des procédés d'élaboration homologués et flexibles. Nous avons cherché à réaliser des couches homogènes, d'épaisseur uniforme, ayant une bonne stabilité thermique. Pour la tenue mécanique de la membrane, nous nous sommes fixé comme objectif qu'elle possède une contrainte en tension inférieure à 200 MPa.

Avant chaque opération de croissance ou de dépôt, nous avons procédé au nettoyage du substrat tel que décrit à l'annexe A.II.1. Les méthodes de caractérisation des films en épaisseur, composition et contrainte que nous avons utilisées sont résumées à l'annexe A.II.2.

II.2/ Le film monocouche d'oxyde de silicium

II.2.1/ Caractéristiques physiques de l'oxyde de silicium

Le Tableau II.2 donne quelques constantes physiques approximatives d'un film d'oxyde obtenu par oxydation à haute température, d'après [Han. 87c]. La constante diélectrique n'étant pas proche de 1, l'oxyde doit être utilisé en faible épaisseur. Sa contrainte sera examinée plus loin.

Tableau II.2 : Constantes physiques de l'oxyde

résistivité (oxyde sec)	$\approx 5.10^{15} \Omega.cm$
constante diélectrique (en RF)	$\approx 3,9$
indice de réfraction (à 830 nm)	$\approx 1,45$
coefficient de dilatation à 25 °C	$\approx 0,5.10^{-6} /^{\circ}C$
module d'Young (E)	$\approx 65 \text{ GPa}$
coefficient de Poisson (v)	$\approx 0,16$
E / (1-v)	$\approx 77 \text{ GPa}$

II.2.2/ Technologie de la croissance d'oxyde

II.2.2.a) Réactions

L'oxyde de silicium peut être obtenu par 2 procédés chimiques à haute température [Rou. 97t] :

- la voie sèche



- la voie humide



D'après le modèle de Deal et Grove [Dea. 65j], la croissance d'oxyde peut se diviser en 3 étapes :

- 1) Transport des gaz oxydants jusqu'à la surface de l'oxyde déjà formé.
- 2) Diffusion des gaz oxydants à travers la couche d'oxyde déjà formée.
- 3) Réaction des gaz oxydants à la surface du silicium.

La loi de croissance obtenue est une loi mixte linéaire et parabolique. Pour de faibles épaisseurs (temps de croissance courts) la cinétique est déterminée par la réaction de surface, dans ce cas la croissance est fonction linéaire du temps. Lorsque l'épaisseur devient importante, la cinétique est contrôlée par la diffusion, la croissance est alors proportionnelle à la racine carrée du temps.

Bien que le coefficient de diffusion de H_2O dans le SiO_2 soit plus petit que celui de O_2 , la vitesse de croissance est plus grande pour l'oxydation humide, car la concentration de molécules de H_2O diffusant dans l'oxyde est beaucoup plus grande que celle de O_2 . Ceci peut s'expliquer par le fait que l'oxyde formé par voie humide est moins dense (donc plus poreux) que l'oxyde formé par voie sèche.

II.2.2.b) Le réacteur et sa mise en œuvre

La croissance de l'oxyde se déroule sous un flux gazeux à pression atmosphérique dans un four en quartz à murs chauds. Le four que nous avons utilisé est représenté sur la Figure II.2. Ce même four peut être utilisé pour la croissance par voie sèche (O₂ seulement) et par voie humide (O₂ et H₂).

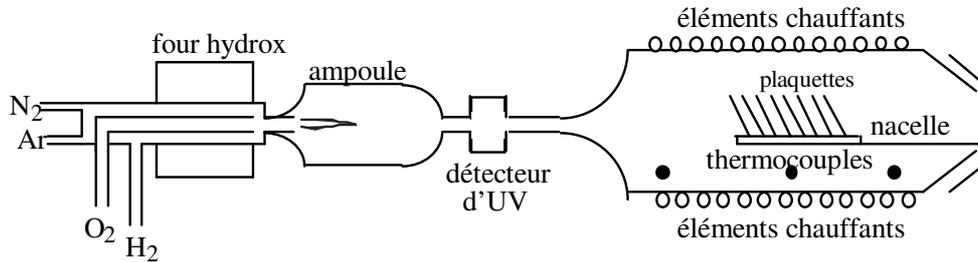


Figure II.2 : Schéma du four d'oxydation

Dans le cas de la voie humide, l'oxygène et l'hydrogène gazeux réagissent dans une ampoule insérée à cet effet. L'ampoule est suivie d'un détecteur d'UV qui coupe les lignes d'alimentation par sécurité dans le cas où l'absence de flamme indique que la combinaison des 2 gaz ne s'est pas produite. Le rapport des débits H₂/O₂ est légèrement inférieur à 2 pour assurer la consommation totale de l'hydrogène et éviter son accumulation dans les colonnes et tout risque d'explosion

L'introduction et la sortie des plaquettes se font à 600 °C sous un flux de N₂. Après l'opération de croissance d'oxyde, la redescente de la température s'effectue sous une atmosphère d'Argon afin de purger les lignes avant le défournement. La température est contrôlée par des thermocouples positionnés le long du four.

Sur la nacelle, les 12 plaquettes à traiter sont précédées et suivies de 3 plaquettes "écran" pour homogénéiser le flux. La distance entre 2 plaquettes consécutives est de 1 cm.

II.2.3/ Essais préliminaires

Les essais préliminaires ont pour objet de comparer les méthodes de synthèse par la voie sèche et par la voie humide et de déterminer les températures de croissance appropriées.

Une première estimation du temps de dépôt est obtenue à partir d'abaques. Cette estimation est complétée par les connaissances expérimentales concernant le four afin de définir les conditions et le temps de croissance. Le Tableau II.3 rapporte pour chaque essai, la durée d'utilisation des gaz oxydants, l'épaisseur d'oxyde et la contrainte pleine plaque³. Nous avons de plus calculé la contrainte thermique théorique de l'oxyde à partir des constantes physiques connues, tirées du Tableau II.2.

Tableau II.3 : Essais comparatifs de différentes croissances d'oxyde

essai	température de croissance (°C)	temps de croissance (h)	épaisseur d'oxyde (nm) *	indice de réfraction à 830 nm	contrainte totale mesurée (MPa)**	contrainte thermique estimée (MPa)
humide	900	5,5	500	1,45	-150	-200
humide	1150	2	500	1,45	-300	-250
humide	1150	4	1000	1,45	-300	-250
sec	1150	12	500	1,45	-300	-250

³ Pour pouvoir mesurer la contrainte par la méthode de la flèche (cf annexe A.II.2) nous retirons le film d'oxyde de la face arrière dans un bain d'acide fluorhydrique tamponné au fluorure d'ammonium ("buffer HF"). La vitesse de gravure est de l'ordre de 100 nm.min⁻¹.

* La valeur est arrondie à la dizaine de nm la plus proche ; l'écart type est de quelques nm

** La valeur est arrondie à la dizaine de MPa la plus proche ; l'écart type est de quelques dizaines de MPa.

La constance de l'indice de réfraction montre l'identité du produit réalisé dans les 4 cas. La valeur 1,45 correspond bien à de l'oxyde de silicium SiO₂.

Nous voyons que la contrainte augmente avec la température mais pas avec l'épaisseur. La comparaison des 2 dernières colonnes du Tableau II.3 confirme que la contrainte totale est à peu près uniquement d'origine thermique, compte tenu de la précision de l'estimation.

II.2.4/ Procédé de référence pour le film d'oxyde

A la suite des essais préliminaires, nous avons choisi un procédé de référence pour effectuer les études d'uniformité. Nous avons réalisé sur 2 lots de 12 plaquettes une couche d'oxyde d'épaisseur 800 nm par la voie humide à 1150 °C. Cette voie a été choisie pour sa rapidité de croissance. Cependant, au début et à la fin du processus de croissance humide, nous effectuons une croissance par voie sèche pour densifier le SiO₂. La durée totale du procédé est de 4h30. La durée de la croissance est de 3h40.

II.2.5/ Reproductibilité des caractéristiques du film monocouche d'oxyde

II.2.5.a) Uniformité de l'oxyde intraplaquette

Le Tableau II.4 donne le résumé statistique des mesures. Sur une même plaquette, nous obtenons une très bonne uniformité que ce soit en épaisseur ou en indice de réfraction.

Tableau II.4 : Moyenne et écart type de l'épaisseur et de l'indice de réfraction de l'oxyde pour une plaquette

	moyenne	écart type	écart type relatif
épaisseur	798 nm	9 nm	1,13 %
indice de réfraction à 830 nm	1,448	2,21.10 ⁻³	0,2 %

L'annexe A.II.4 présente et commente la distribution des épaisseurs.

II.2.5.b) Uniformité de l'oxyde interplaquettes

Le Tableau II.5 donne un résumé statistique des caractéristiques du film sur 24 plaquettes oxydées issues de 2 croissances distinctes.

Tableau II.5 : Uniformité interplaquettes de l'oxyde

	moyenne	écart type	écart type relatif	écart entre 2 lots
épaisseur	802 nm	22 nm	2,8 %	0,1 nm
indice de réfraction à 830 nm	1,447	4,34.10 ⁻³	0,3 %	0
contrainte	-318 MPa	28 MPa	8,8 %	8 MPa

Les valeurs moyennes sont conformes aux prévisions. Les écarts types en épaisseur et en indice de réfraction sont faibles. L'écart type en contrainte est un peu plus élevé. L'écart des moyennes entre 2 lots peut être considéré comme nul.

Nous présentons maintenant l'allure des distributions observées. La plaquette notée 1 est celle qui est située le plus près de l'entrée du four, c'est-à-dire le plus loin de l'arrivée des gaz.

➤ Dispersion d'épaisseur

La Figure II.3 présente les écarts par rapport à la moyenne pour un lot. La distribution des écarts présente une composante déterministe marquée. Nous l'attribuons à une isothermie imparfaite, la température s'élevant à mesure que l'on s'éloigne de la porte d'entrée du four. L'écart maximal est de 43 nm.

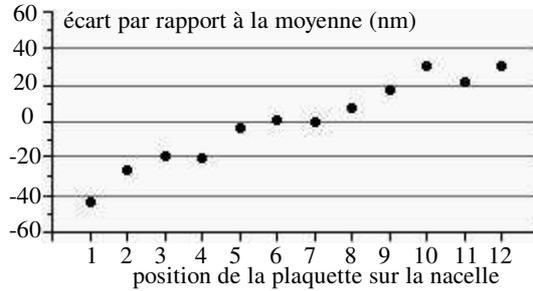


Figure II.3 : *Distribution interplaquettes de l'épaisseur de la couche d'oxyde*

➤ Distribution de composition et de contrainte

La Figure II.4 et la Figure II.5 présentent respectivement les écarts par rapport à la moyenne de l'indice et de la contrainte pour un lot. Les distributions de l'indice et de la contrainte sont du type aléatoire.

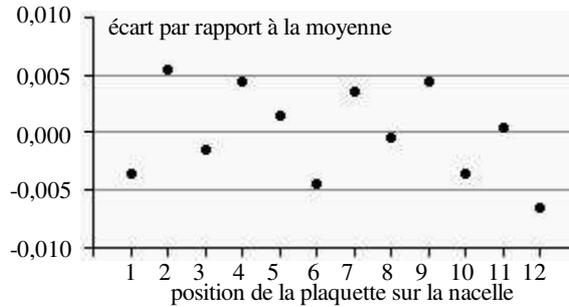


Figure II.4 : *Distribution interplaquettes de l'indice de la couche d'oxyde*

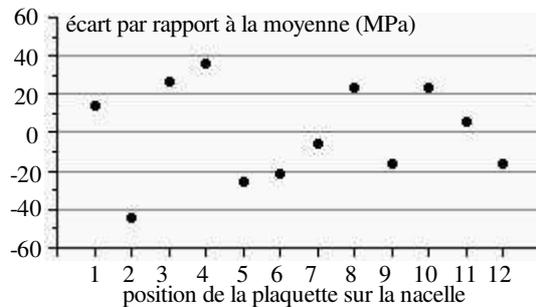


Figure II.5 : *Distribution interplaquettes de la contrainte de la couche d'oxyde*

Les résultats obtenus en matière de reproductibilité du film d'oxyde sont satisfaisants. Cependant le caractère compressif de la contrainte et les risques de flambement associés conduisent à examiner d'autres solutions.

II.3/ Le film monocouche de nitrure de silicium

II.3.1/ Caractéristiques physiques du nitrure de silicium

Le nitrure de silicium est obtenu par la combinaison de 2 gaz, un composé de silicium et un composé d'azote. Le nitrure stœchiométrique a pour formule Si_3N_4 . Le Tableau II.6 donne quelques constantes physiques approximatives de nitrure stœchiométrique obtenu par LPCVD d'après [Han. 87c]. Comme dans le cas de l'oxyde, la constante diélectrique n'est pas proche de 1, donc le nitrure doit être utilisé en faible épaisseur. Sa contrainte sera examinée plus loin.

Tableau II.6 : *Constantes physiques du nitrure stœchiométrique*

résistivité	$\approx 1.10^{15} \Omega.\text{cm}$
constante diélectrique en RF	$\approx 8,0$
indice de réfraction (à 830 nm)	$\approx 2,00$
coefficient de dilatation à 25 °C	$\approx 2.10^{-6} /^\circ\text{C}$
module d'Young (E) *	$\approx 120 \text{ GPa}$
coefficient de Poisson (ν)	$\approx 0,18$
$E / (1-\nu)$ *	$\approx 150 \text{ GPa}$

* selon d'autres publications : de 30 à 300 GPa.

II.3.2/ Technologie du dépôt de nitrure

Pour la synthèse du nitrure nous avons utilisé le dépôt chimique en phase vapeur à basse pression (LPCVD).

II.3.2.a) Mécanisme de dépôt

Le dépôt chimique en phase vapeur (CVD) est un procédé où un ou plusieurs gaz spécifiques réagissent à la surface d'un substrat et la réaction chimique produit une phase solide. La réaction chimique peut se décomposer en plusieurs étapes :

- transport des réactifs gazeux à la surface du substrat
- physisorption ou chimisorption des réactifs en surface du substrat
- réaction hétérogène entre les réactifs adsorbés
- désorption de certains produits de réaction gazeux
- diffusion du produit de réaction solide à la surface du substrat vers des sites à basses énergies.

Deux paramètres principaux gouvernent la vitesse de dépôt et l'uniformité des films élaborés :

- le flux de transfert de masse des gaz réactifs vers la surface du substrat à travers la couche limite ;
- la vitesse de réaction des gaz réactifs à la surface du substrat.

Les dépôts CVD sont effectués avec introduction continue des réactifs et évacuation continue des gaz inutilisés. La vitesse du flux n'est pas constante à cause de la viscosité des gaz, elle diminue dans la couche limite qui recouvre les murs du four et la surface du substrat. L'existence de la couche limite est ainsi l'un des facteurs en compétition dans la cinétique de la réaction [Rou. 97n].

II.3.2.b) Réactions

Suivant les gaz utilisés, la réaction globale de synthèse du nitrure à basse pression (LPCVD) s'écrit :

- dichlorosilane + ammoniac :



- silane + ammoniac :



A cause de l'existence de réactions secondaires, le nitrure stœchiométrique est obtenu pour un rapport des flux gazeux qui n'est pas égal au rapport $\text{N/Si} = 1,33$. En faisant varier le rapport des flux gazeux, nous obtenons des nitrures non stœchiométriques Si_xN_y .

II.3.2.c) Le réacteur et sa mise en œuvre

Le réacteur LPCVD est constitué : d'un four tubulaire en silice fondue à parois chaudes, d'un ensemble de débitmètres pour mesurer les flux des gaz, ainsi que d'un ensemble de pompage pour évacuer les produits issus de la réaction chimique. La Figure II.6 présente une vue schématique du réacteur.

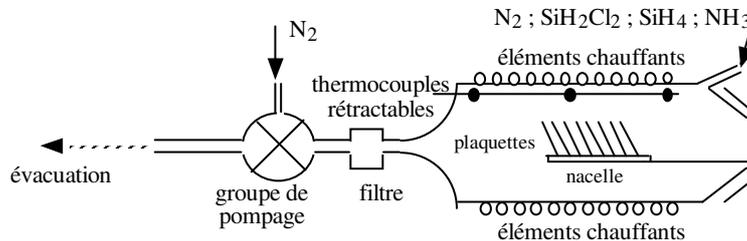


Figure II.6 : Vue schématique d'un réacteur LPCVD

L'introduction et la sortie des plaquettes sont faites progressivement et sous atmosphère d'azote. Sur la nacelle, les 12 plaquettes à traiter sont précédées et suivies de 3 plaquettes "écran" pour homogénéiser la température et le flux des gaz. La distance entre 2 plaquettes consécutives est de 2 cm.

Le Tableau II.7 donne les conditions expérimentales communes à tous les essais.

Tableau II.7 : Conditions de dépôt du nitrure pour tous les essais

température de charge et décharge de la nacelle	750 °C
température de dépôt	750 °C
pression dans le réacteur	40,5 Pa

II.3.3/ Essais préliminaires

Les essais préliminaires ont pour objet de comparer différentes conditions de synthèse du nitrure et de rechercher celles pour lesquelles la contrainte est la plus faible.

II.3.3.a) Réactifs $\text{SiH}_2\text{Cl}_2/\text{NH}_3$

Dans un premier essai, nous avons adopté le rapport de débit de gaz $\text{NH}_3/\text{SiH}_2\text{Cl}_2 = 0,75$ considéré comme permettant l'obtention d'un nitrure stœchiométrique, c'est-à-dire de rapport atomique $\text{N/Si} = 1,33$ et ayant une très bonne tenue dans les bains de gravure. Le dépôt obtenu est uniforme, nous obtenons une contrainte de l'ordre de 1100 MPa. Ce résultat rejoint ceux publiés par divers auteurs qui mentionnent des tentatives pour réduire la contrainte du nitrure.

Maier-Schneider et al ont proposé des recuits dans des conditions de durée et de température variables. Le seul résultat significatif, en terme de diminution de la contrainte, a été obtenu à condition que la durée de recuit soit suffisante (> 4 heures) et la température élevée (> 1100 °C). Dans ces conditions la

contrainte est descendue à 725 MPa [Mai. 95j]. Mais cette température élevée peut poser des problèmes de compatibilité avec les étapes antérieures du procédé.

Pan et Berry ont proposé de faire varier le rapport des débits des gaz. Lorsque le rapport des débits $\text{NH}_3/\text{SiH}_2\text{Cl}_2$ tend vers un enrichissement en silicium, la contrainte peut être légèrement réduite [Pan. 85d]. Nous avons expérimenté cette proposition.

Nous avons étudié successivement les rapports 0,5 puis 1. Le Tableau II.8 présente les moyennes, sur 12 plaquettes, de l'épaisseur et de la contrainte⁴ obtenues pour les différents rapports de débit de gaz.

Tableau II.8 : Caractéristiques de la couche de nitrure obtenue avec SiH_2Cl_2 et NH_3

débit NH_3 / débit SiH_2Cl_2 ($\text{cm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$)	80/80 = 1	150/200 = 0,75	50/100 = 0,5
contrainte* (en 15 ou 45 min)	1160 MPa	1100 MPa	1060 MPa
épaisseur (en 15 min)	59 nm	60 nm	58 nm
épaisseur (en 45 min)	-	178 nm	-

* Les contraintes sont arrondies à la dizaine de mégapascals la plus proche ; leur valeur est identique pour les 2 épaisseurs.

Malgré l'enrichissement en silicium dans le cas du rapport 0,5, la contrainte est beaucoup trop grande (elle dépasse le GPa). Nous n'avons donc pas continué avec ces réactifs.

II.3.3.b) Réactifs $\text{SiH}_4 / \text{NH}_3$: nitrure stœchiométrique (Si_3N_4)

Des essais antérieurs ont montré que le nitrure stœchiométrique (rapport atomique N/Si = 1,33) est obtenu pour un rapport de débit de gaz NH_3/SiH_4 de 1,6. Dans ce cas l'indice de réfraction à 830 nm est égal à 2,00.

A partir de données de dépôt de nitrure à différentes températures et à différentes pressions, il a été constaté que la contrainte décroît avec une augmentation de la température ou une décroissance de la pression. Une formule empirique a été établie donnant l'influence de la température de dépôt et de la pression sur la contrainte [Tem. 98n] :

$$\sigma = 4070 + 3,4 P - 4,6 T \quad [\text{éq. II.5}]$$

où σ est en MPa, P en Pa et T en °C.

Par ailleurs l'estimation de la contrainte thermique d'un film de nitrure déposé sur substrat de silicium donne :

$$\sigma_{\text{th}} < 0,1 T \quad [\text{éq. II.6}]$$

Par conséquent, la contrainte mesurée est à peu près uniquement intrinsèque.

Avec les conditions opératoires données dans le Tableau II.7, la contrainte d'après l'équation II.5 vaut 760 MPa. Nous avons effectué un dépôt de 15 minutes dans ces conditions avec des débits :

- SiH_4 : $50 \text{ cm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$

- NH_3 : $80 \text{ cm}^3 \cdot \text{min}^{-1}$.

La contrainte résultante mesurée vaut 775 MPa, ce qui vérifie parfaitement l'équation II.5. La vitesse de dépôt est de $3 \text{ nm} \cdot \text{min}^{-1}$, ce qui n'est pas très rapide (il faudrait plus de 3 heures pour déposer 600 nm).

⁴ Pour pouvoir mesurer la contrainte par la méthode de la flèche (cf annexe A.II.2) nous retirons le film de nitrure de la face arrière dans un bain d'acide phosphorique (H_3PO_4) bouillant ou d'acide fluorhydrique (HF) à température ambiante. Les vitesses de gravure sont respectivement de l'ordre de 10 et $6 \text{ nm} \cdot \text{min}^{-1}$.

Pour diminuer la contrainte, qui est trop élevée, nous pouvons diminuer la pression, mais alors la vitesse de dépôt est encore plus lente, ou bien augmenter la température, alors nous gagnons également en vitesse de dépôt mais nous perdons en uniformité car l'effet de charge s'accroît du fait d'une consommation accrue de gaz. Pour ces différentes raisons nous avons décidé l'étude de nitrure non stœchiométrique.

II.3.3.c) Réactifs SiH₄/NH₃ : nitrure non stœchiométrique (Si_xN_y)

L'étude des nitrures obtenus en réduisant le rapport NH₃/SiH₄ a été effectuée dans les conditions déterminées au Tableau II.7, avec un débit de SiH₄ constant et égal à 50 cm³.min⁻¹ et pour un temps de dépôt de 15 minutes. Elle s'est appuyée sur les travaux de P. Temple-Boyer, du LAAS [Tem. 98n].

➤ Cinétique

La Figure II.7 présente la vitesse de dépôt en fonction du rapport des débits de gaz. Elle montre que la vitesse de dépôt croît progressivement lorsque le débit d'ammoniac diminue.

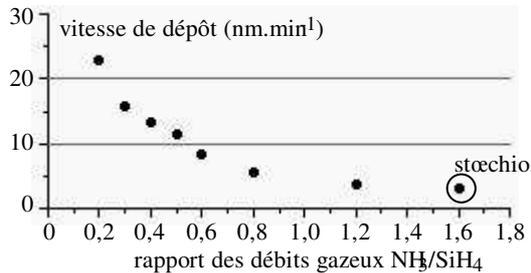


Figure II.7 : Vitesse de dépôt de Si_xN_y en fonction du rapport des débits des gaz

➤ Indice de réfraction

La Figure II.8 présente l'évolution de l'indice de réfraction à 830 nm en fonction du rapport des débits gazeux NH₃/SiH₄. L'indice de réfraction diminue avec une augmentation du rapport de débit des gaz. Au-dessus d'un rapport de débit gazeux de 0,6, il existe une certaine stabilité de l'indice de réfraction donc de la composition (cf annexe A.II.2.1.2).

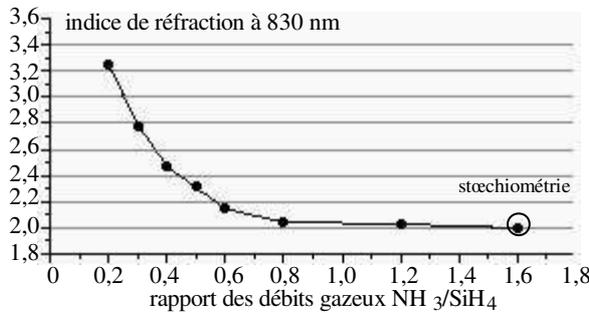


Figure II.8 : Evolution de l'indice de réfraction de Si_xN_y en fonction du rapport des débits gazeux

➤ Composition atomique du nitrure obtenu

Nous nous sommes référés à des travaux de Dehan et al utilisant l'expression de Bruggeman pour avoir la correspondance entre l'indice de réfraction et la composition chimique [Deh. 95t] (cf annexe A.II.3).

Selon la théorie du milieu effectif, nous considérons le milieu Si_xN_y comme un milieu hétérogène formé par le mélange de nitrure de silicium stœchiométrique et de silicium amorphe. Le rapport atomique N/Si est déterminé par la relation :

$$\frac{N}{Si} = \frac{f_{ni} [N]_{ni}}{f_{ni} [Si]_{ni} + f_{si} [Si]_{si}} \quad [\text{éq. II.7}]$$

- $[N]_{ni}$, $[Si]_{ni}$ et $[Si]_{si}$ sont respectivement les concentrations en atomes d'azote et de silicium dans le nitrure stœchiométrique et la concentration en atomes de silicium dans le silicium amorphe. Ces grandeurs ont été mesurées par spectroscopie rayon X et spectroscopie infrarouge et rapportées par [Sze. 81w] :

$$[N]_{ni} = 4,8 \cdot 10^{22} \text{ atomes.cm}^{-3},$$

$$[Si]_{ni} = 3,6 \cdot 10^{22} \text{ atomes.cm}^{-3},$$

$$[Si]_{si} = 5 \cdot 10^{22} \text{ atomes.cm}^{-3}.$$

- f_{ni} , f_{si} sont respectivement les fractions volumiques des phases de nitrure stœchiométrique et de silicium amorphe dans le milieu hétérogène.

Les indices de réfraction du nitrure stœchiométrique et du silicium amorphe mesurés par ellipsométrie à 830 nm sont :

$$n_{ni} = 2,00 \quad \text{et} \quad n_{si} = 3,95.$$

A partir de l'équation de Bruggeman (cf annexe A.II.3), nous déterminons les fractions volumiques f_{ni} et f_{si} et l'équation II.7 devient :

$$\frac{N}{Si} = \frac{-9,6n^4 + 130,6n^2 + 299,6}{2,8n^4 + 135,9n^2 - 87,4} \quad [\text{éq. II.8}]$$

où n est l'indice de réfraction du matériau Si_xN_y .

Ainsi connaissant pour chaque rapport des débits gazeux l'indice de réfraction du matériau, nous déduisons le rapport atomique. La Figure II.9 présente la composition chimique du produit obtenu en fonction du rapport des débits gazeux.

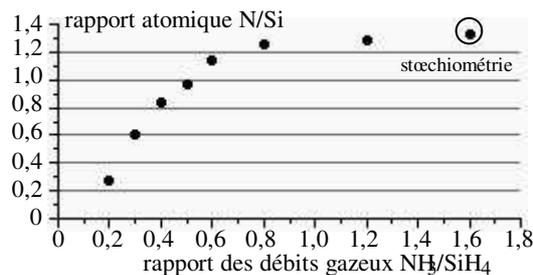


Figure II.9 : Evolution de la composition chimique de Si_xN_y en fonction du rapport des débits gazeux

➤ Permittivité relative et contrainte

L'expression de Bruggeman étant valable à toutes les longueurs d'onde (cf annexe A.II.3), nous pouvons la réutiliser en radiofréquence avec :

$$\epsilon_{mi} = 8,00$$

$$\epsilon_{rsi} = 11,3$$

Pour chaque couple de fractions volumiques déterminées précédemment correspondant à un rapport donné de débit de gaz, il est possible de déterminer la permittivité relative du matériau Si_xN_y . La Figure II.10 regroupe l'évolution de la contrainte et de la permittivité en fonction du rapport des débits gazeux.

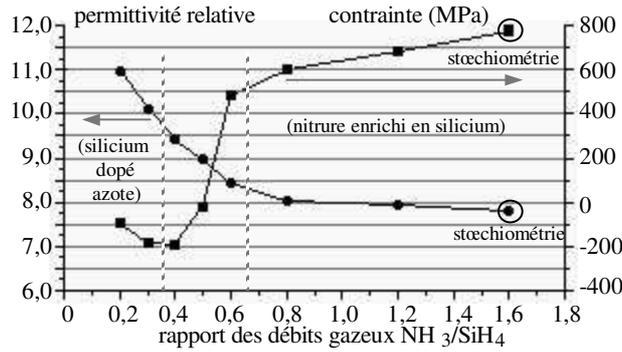


Figure II.10 : Evolution de la contrainte et de la permittivité relative de Si_xN_y en fonction du rapport des débits gazeux

En considérant la Figure II.10 et la Figure II.9, nous pouvons distinguer 3 zones [Tem. 98n] :

- nitrure enrichi en silicium (vers les grands rapport N/Si (au dessus de 0,7))
- zone de transition
- silicium polycristallin dopé à l'azote (NIDOS) (vers les petits rapports N/Si (au dessous de 0,4)).

Avec une diminution du rapport des débits (NH_3/SiH_4) donc de la composition atomique (N/Si) (cf Figure II.9), il se forme moins de liaisons Si-N. Dans le même temps la structure isolante Si-N est remplacée par une structure conductrice Si:N où l'azote agit en tant qu'atome donneur d'électrons [Nos.88t].

Nous voyons que la contrainte diminue lorsque le débit d'ammoniac diminue. Lorsque le rapport de débit varie de 1,6 (nitrure stœchiométrique) à 0,7, la contrainte en tension diminue de 775 MPa à 550 MPa. Pour un rapport de débit de 0,5 elle devient compressive. Une contrainte compressive pour un film très riche en Si a été indiquée par [Oll. 95n]. La permittivité (en radiofréquence) suit, quant à elle, une évolution très similaire à l'indice de réfraction (en infrarouge). Elle est relativement stable autour de 8 pour les forts rapports de débit, puis elle augmente rapidement lorsque le rapport des débits tombe au-dessous de 0,6.

En résumé nos essais montrent qu'il est possible d'obtenir un nitrure isolant enrichi en silicium, dont les caractéristiques (cinétique, contrainte, composition) sont peu dépendantes du rapport de débit des gaz pour des rapports supérieurs à 0,7.

II.3.4/ Procédé de référence pour le film de nitrure

En conclusion des essais préliminaires, nous avons choisi comme procédé de référence la synthèse de nitrure non stœchiométrique $Si_{3,2}N_4$ réalisée avec un rapport de débit des gaz de 0,8 dans les conditions résumées au Tableau II.9.

Les études préliminaires ont montré que le nitrure réalisé dans ces conditions possède une contrainte en tension d'environ 600 MPa, inférieure à celle du nitrure stœchiométrique. Les études d'uniformité ont été faites avec 2 lots de 12 plaquettes recouvertes d'une couche d'épaisseur 600 nm.

Tableau II.9 : Conditions opératoires du dépôt de nitrure

température (°C)	750
pression (Pa)	40,5
débit NH_3 ($cm^3 \cdot min^{-1}$)	40
débit de SiH_4 ($cm^3 \cdot min^{-1}$)	50
durée pour 600 nm	1h40

II.3.5/ Reproductibilité des caractéristiques du film monocouche de nitrure ($\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$)

II.3.5.a) Uniformité du nitrure intraplaquette

Le Tableau II.10 donne le résumé statistique des mesures à l'ellipsomètre. Sur une même plaquette, nous obtenons une très bonne uniformité que ce soit en épaisseur ou en indice de réfraction.

Tableau II.10 : Résumé statistique de l'uniformité du nitrure sur une plaquette

	moyenne	écart type	écart type relatif
épaisseur	599 nm	10 nm	1,68 %
indice de réfraction à 830 nm	2,049	$5,26 \cdot 10^{-3}$	0,26 %

L'annexe A.II.5 présente et commente la distribution des épaisseurs.

II.3.5.b) Uniformité du nitrure interplaquettes

Le Tableau II.11 donne un résumé statistique des caractéristiques du film pour 24 plaquettes nitrurées issues de 2 dépôts distincts.

Tableau II.11 : Uniformité interplaquettes du nitrure

	moyenne	écart type	écart type relatif	écart entre 2 lots
épaisseur	603 nm	48 nm	7,9 %	1 nm
indice de réfraction à 830 nm	2,049	$1,47 \cdot 10^{-2}$	0,72 %	0,001
contrainte	613 MPa	48 MPa	7,8 %	34 MPa

Les valeurs moyennes sont conformes aux objectifs. L'écart type en indice de réfraction est très faible. Les écarts types en épaisseur et en contrainte sont un peu plus élevés. L'écart des moyennes entre 2 lots peut être considéré comme nul.

Nous présentons maintenant l'allure des distributions observées. La plaquette notée 1 est celle qui est située le plus près de l'entrée du four c'est-à-dire le plus près de l'arrivée des gaz.

➤ Distribution d'épaisseur

La Figure II.11 présente les écarts d'épaisseur par rapport à la moyenne pour un lot.

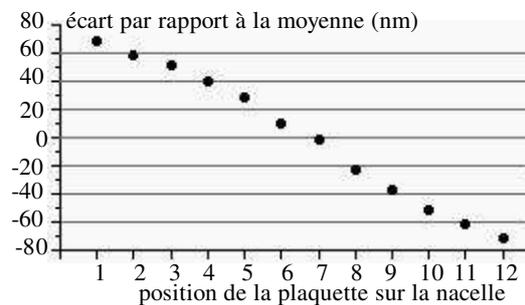


Figure II.11 : Distribution interplaquettes de l'épaisseurs de la couche de nitrure

L'épaisseur moyenne est obtenue pour les plaquettes situées près du centre de la nacelle. La distribution des écarts présente une composante déterministe marquée. L'écart maximal est de 72 nm.

➤ Dispersion de composition et de contrainte

La Figure II.12 et la Figure II.13 présentent respectivement les écarts par rapport à la moyenne de l'indice de réfraction et de la contrainte pour un lot.

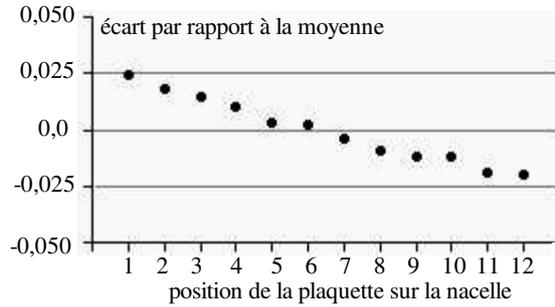


Figure II.12 : *Distribution interplaquettes de l'indice de la couche de nitrure*

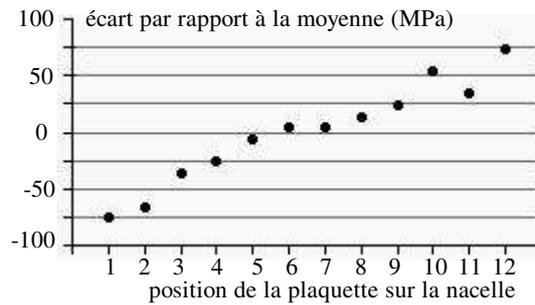


Figure II.13 : *Distribution interplaquettes de la contrainte de la couche de nitrure*

Les distributions de l'indice de réfraction et de la contrainte présentent elles aussi une composante déterministe marquée, que nous allons maintenant expliquer.

➤ Interprétation du déterminisme des dispersions

Les signes et les amplitudes de dispersion des 3 paramètres (épaisseur, indice et contrainte) sont cohérents avec une explication commune qui est une croissance du rapport atomique N/Si le long de la charge, cette croissance étant due à une décroissance de la concentration en silane. Ce phénomène est connu comme inhérent aux dépôts CVD à base de silane. Pour vérifier quantitativement cette explication, nous avons établi sur la Figure II.14, à partir de la Figure II.8 et de la Figure II.10, la relation existant entre l'indice de réfraction et la contrainte.

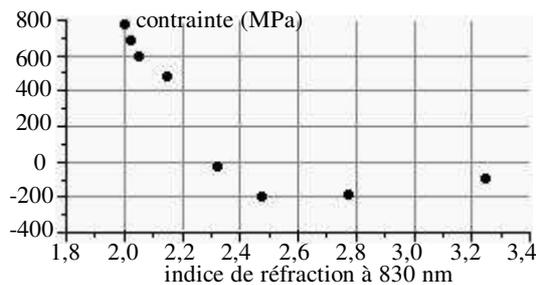


Figure II.14 : *Evolution de la contrainte en fonction de l'indice de réfraction du Si_xN_y*

La partie de cette courbe dans laquelle se situent nos conditions expérimentales est détaillée Figure II.15.

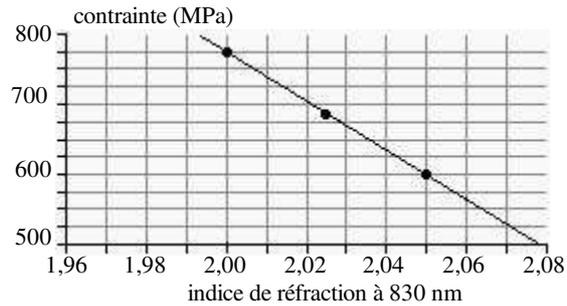


Figure II.15 : Evolution de la contrainte de Si_xN_y en fonction de l'indice de réfraction autour de $\sigma = 600$ MPa et $n = 2,05$

Dans cette région la relation contrainte / indice est quasiment linéaire. Nous voyons qu'à une variation d'indice de +/- 0,025 autour de 2,050 correspond une variation de +/- 85 MPa sur la contrainte autour de 600 MPa, ce qui correspond d'assez près aux étendues de dispersion présentées à la Figure II.12 et à la Figure II.13.

Les résultats obtenus en matière de reproductibilité du film de nitrure sont satisfaisants. Cependant la contrainte moyenne est encore très élevée. Par suite, les films uniquement composés de nitrure ne conviennent pas pour la réalisation de membranes.

II.4/ Le film bicouche oxyde/nitrure de silicium

II.4.1/ Problématique du bicouche

Dans ce qui précède, nous avons montré la possibilité de réaliser une couche d'oxyde ou une couche de nitrure d'épaisseur et de contrainte bien déterminées, sur un substrat de silicium. Le Tableau II.12 résume les caractéristiques de référence des 2 monocouches.

Tableau II.12 : Caractéristiques de référence des films d'oxyde et de nitrure

	SiO ₂	Si _{3,2} N ₄
contrainte	-300 MPa	+600 MPa
indice de réfraction à 830 nm	1,45	2,05
permittivité relative en RF	3,90	8,1 *

* La permittivité relative du Si_{3,2}N₄ a été déterminée en utilisant la relation de Bruggeman au § II.3.3.c.

Nous examinons maintenant le dépôt d'une couche de nitrure sur un substrat déjà recouvert d'une couche d'oxyde. En effet les films monocouche ne sont pas entièrement satisfaisants du point de vue de la contrainte. La contrainte du film d'oxyde est relativement faible (-300 MPa) mais elle est compressive, d'où un risque de flambement de la membrane après libération du substrat, qui nuirait à la planéité des circuits. La contrainte du film de nitrure non stœchiométrique est en tension (+600 MPa) mais elle est encore relativement élevée, ce qui nuit à sa résistance mécanique. Il peut donc être intéressant d'associer les 2 matériaux pour obtenir une contrainte résultante en tension suffisamment faible. Le dépôt de nitrure se faisant à une température de 750 °C très inférieure à celle de croissance de la couche d'oxyde (1150 °C), cela doit nous mettre à l'abri d'une modification des caractéristiques

mécaniques de l'ensemble silicium + oxyde lors du dépôt du nitrure. La question qui se pose est celle du choix des épaisseurs respectives des 2 couches.

II.4.2/ Méthode de caractérisation du bicouche et choix des épaisseurs

Les films monocouches ont été caractérisés par leur épaisseur, leur contrainte et leur permittivité relative. Le film bicouche peut être caractérisé par 3 paramètres similaires.

II.4.2.a) Lois d'association

➤ l'épaisseur

La loi d'association est très simple :

$$e = e_{ox} + e_{ni} \quad [\text{éq. II.9}]$$

L'épaisseur du bicouche est la somme des épaisseurs de chaque couche.

➤ la contrainte

La contrainte résultante est obtenue par une addition des contraintes individuelles pondérées par les épaisseurs [Tow. 87j]. L'équation II.10 suppose que l'interaction des films entre eux est négligeable. Cette approximation est valable pour des films minces sur un substrat épais.

$$\sigma = \frac{e_{ox}}{e} \sigma_{ox} + \frac{e_{ni}}{e} \sigma_{ni} \quad [\text{éq. II.10}]$$

La contrainte résultante ne dépend que du rapport des épaisseurs et non de leur valeur propre, ce qui est encore plus visible en mettant σ sous la forme :

$$\sigma = \frac{\sigma_{ox} + \frac{e_{ni}}{e_{ox}} \sigma_{ni}}{1 + \frac{e_{ni}}{e_{ox}}} \quad [\text{éq. II.11}]$$

Nous devons noter que la contrainte résultante caractérise le film globalement, mais qu'une contrainte interne de cisaillement existe à l'interface des 2 couches et doit être contenue par une bonne adhérence des 2 matériaux.

➤ la permittivité relative

Le mode d'association des couches pour le calcul de la permittivité effective d'un guide coplanaire sera traité aux §§ IV.3.1.c et IV.3.1.d à l'aide de la transformation conforme. Cependant, pour avoir une indication approximative de la permittivité relative d'une couche homogène équivalente aux deux couches individuelles, nous pouvons faire une moyenne des permittivités relatives pondérées par les épaisseurs.

La loi d'association est proche de celle des condensateurs en parallèle, d'où :

$$\epsilon_r = \frac{e_{ox}}{e} \epsilon_{rox} + \frac{e_{ni}}{e} \epsilon_{rni} \quad [\text{éq. II.12}]$$

Comme la contrainte, la permittivité globale ne dépend des épaisseurs que par leur rapport.

II.4.2.b) Abaque d'association

A partir des formules précédentes, nous avons établi l'abaque présenté sur la Figure II.16. Il permet de choisir les épaisseurs individuelles pour une épaisseur globale et une contrainte globale fixées, sachant que les contraintes individuelles sont :

$$\sigma_{ox} = -300 \text{ MPa} \text{ et } \sigma_{ni} = +600 \text{ MPa.}$$

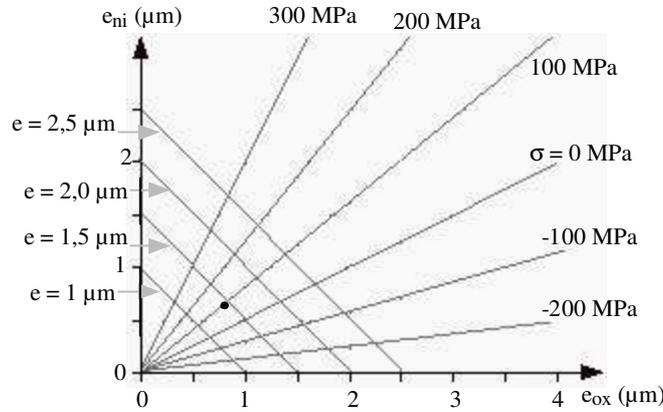


Figure II.16 : Abaque d'épaisseur et de contrainte pour l'association en bicouche d'oxyde et de nitrure de silicium

II.4.2.c) Choix effectués pour poursuivre l'étude

➤ Valeurs moyennes

Pour poursuivre l'étude du film bicouche nous avons choisi un rapport d'épaisseur $e_{ni}/e_{ox} = 3/4$ auquel correspond une contrainte en tension faible. Les paramètres de référence retenus dans la suite de l'étude sont présentés dans le Tableau II.13 [Ese. 98s].

Tableau II.13 : Paramètres de conception du bicouche

épaisseur du film bicouche	1,4 μm
épaisseur d'oxyde	0,8 μm
épaisseur de nitrure	0,6 μm
contrainte résultante du film	85 MPa
permittivité relative globale du film en RF	5,7

➤ Dispersion interplaquette

L'étude du film monocouche de nitrure a montré que la dispersion des 3 caractéristiques (épaisseur, permittivité, contrainte) comportait une composante déterministe. L'étude du film d'oxyde a montré une composante déterministe seulement sur la dispersion en épaisseur. Dans tous les cas ce déterminisme est lié à la disposition des plaquettes dans les réacteurs. Il est donc possible de mettre à profit cette remarque pour diminuer la dispersion interplaquette d'une ou plusieurs caractéristiques globales.

Pour cela nous repérons la position des plaquettes dans le réacteur d'oxydation. Nous pouvons les replacer dans le réacteur de nitruration, soit dans le même ordre soit dans l'ordre inverse. Nous avons effectué une simulation dans les 2 cas à partir des données des dépôts monocouches. Les résultats sont présentés dans le tableau II.14.

Tableau II.14 : Comparaison de 2 modes de réalisation du bicouche

	épaisseur		contrainte	
	moyenne	écart type	moyenne	écart type
plaquettes dans le même ordre	1407 nm	26 nm	76 MPa	16 MPa
plaquettes dans l'ordre inverse	1407 nm	70 nm	76 MPa	19 MPa

Nous voyons que la dispersion sur la contrainte est du même ordre dans les 2 cas. Pour les épaisseurs, la dispersion est évidemment bien meilleure dans le premier cas, où nous associons les plus grandes épaisseurs d'oxyde aux plus petites épaisseurs de nitrure et réciproquement.

Nous choisissons donc de maintenir les plaquettes dans le même ordre pour les 2 dépôts.

II.4.3/ Résultats obtenus sur un film bicouche oxyde/nitrure

II.4.3.a) Uniformité d'épaisseur du bicouche intraplaquette

Le Tableau II.15 donne le résumé statistique de l'épaisseur du bicouche sur une plaquette. L'amplitude de la dispersion d'épaisseur du bicouche exprimée en valeur relative est comprise entre les amplitudes de dispersion de l'oxyde et du nitrure.

Tableau II.15 : Epaisseur moyenne et écart type du bicouche intraplaquette

épaisseur moyenne	1408 nm
écart type	21 nm
écart type relatif	1,5 %

L'annexe A.II.6 présente et commente la distribution des épaisseurs.

II.4.3.b) Uniformité du bicouche interplaquettes

Le Tableau II.16 donne un résumé statistique des caractéristiques du film bicouche pour 12 plaquettes, en rappelant les caractéristiques statistiques des monocouches lorsqu'elles sont déposées indépendamment sur des substrats distincts.

Pour le bicouche, l'ellipsomètre mesure les épaisseurs couche par couche. Pour chaque plaquette l'épaisseur totale est la somme des épaisseurs individuelles. Le profilomètre mécanique, quand à lui, détermine directement la contrainte globale du bicouche.

Tableau II.16 : Uniformité interplaquettes du bicouche

		oxyde	nitrure	bicouche
épaisseur (nm)	moyenne	802	603	1399
	écart type	22	48	26
contrainte (MPa)	moyenne	-318	613	82
	écart type	28	48	18

Le faible écart type obtenu sur la contrainte résultante s'explique par une intercompensation des dispersions en épaisseur et en contrainte du monocouche de nitrure dans l'application de la loi d'association.

La suite des travaux a été effectuée avec le film bicouche.

II.5/ Le micro-usinage du substrat

II.5.1/ Problématique du micro-usinage

Le micro-usinage du substrat a pour but de supprimer le substrat dans les régions où se propage le champ électromagnétique de façon à homogénéiser l'environnement du circuit au-dessus (air) et au-dessous (substrat) et à remplacer un milieu de propagation à pertes par un milieu sans pertes (air).

Nous avons choisi d'effectuer le micro-usinage du substrat à partir de la face arrière. Cette méthode présente l'avantage principal de préserver l'intégrité de la membrane [Ese. 97a]. Un autre avantage concerne le masque de gravure, qui est très simple (un rectangle). Le seul inconvénient est une légère imprécision des limites de la zone gravée lorsqu'on utilise la gravure anisotropique, comme cela sera expliqué plus loin.

Nous voyons qu'il faut graver 2 matériaux : le film diélectrique de la face arrière et le substrat massif. L'enchaînement technologique est présenté sur la Figure II.17.

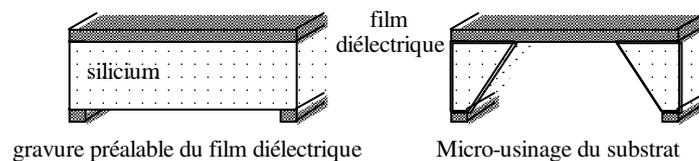


Figure II.17 : *Micro-usinage du substrat par la face arrière*

Nous n'avons pas retenu la solution d'une gravure à partir de la face avant, mentionnée par certains auteurs [Mil. 97m] [Her. 98j] car elle nécessite le perçage de la membrane diélectrique en des emplacements étroitement dépendants de la géométrie des circuits micro-ondes.

II.5.2/ La gravure du film diélectrique de la face arrière

L'objectif de cette gravure est d'ouvrir localement le diélectrique afin qu'il serve ensuite de masque pour la gravure du substrat.

La méthode retenue est la gravure par plasma au fluorure de carbone (CF_4), qui convient pour de faibles épaisseurs et qui offre une excellente précision dimensionnelle. Les ions incidents provoquent des dislocations sur une épaisseur de plusieurs couches atomiques. Les espèces non saturées projetées sur la surface forment des couches adsorbées inhibitrices vis-à-vis de la réaction de gravure. Les flancs non touchés par le bombardement ionique sont donc inhibés. Par contre le bombardement ionique arrive à pulvériser la couche inhibitrice à la surface de l'échantillon sur laquelle il tombe perpendiculairement, donnant à cette gravure un caractère anisotrope.

La Figure II.18 présente un schéma du bâti de gravure monoplaque utilisé [Pha. 97t].

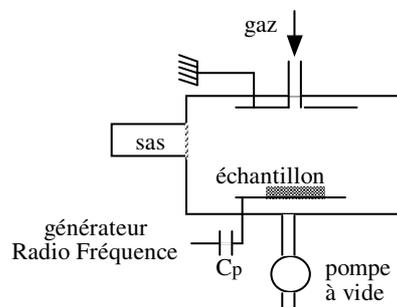


Figure II.18 : *Bâti de gravure ionique réactive*

L'électrode supérieure ou anode, par où les gaz (CF_4) sont admis, est reliée à la masse. L'électrode inférieure ou cathode sert de porte-échantillon et est portée à la tension radiofréquence de 13,56 MHz.

Les dimensions des fenêtres à graver sont définies en fonction des zones où la membrane sera libérée, en tenant compte de la géométrie particulière du micro-usinage du silicium comme nous le verrons au

§ II.5.3.a). Nous réalisons un dépôt de résine (AZ4562) d'épaisseur 7 μm et nous l'ouvrons localement par photolithographie. Cette épaisseur de résine est assez importante pour éviter une gravure accidentelle du diélectrique de masquage.

La gravure du diélectrique est effectuée pendant un temps suffisant (45 min) pour retirer les 2 couches et entamer le silicium de quelques dizaines d'angströms, de façon à éliminer toute trace de diélectrique qui inhiberait le déclenchement de la gravure chimique du silicium.

II.5.3/ Le micro-usinage du silicium

II.5.3.a) Principe du micro-usinage

Pour la gravure du silicium le choix d'une gravure chimique anisotrope s'impose car c'est la seule solution qui offre à la fois une précision suffisante, une bonne vitesse de gravure et un coût réduit (par comparaison avec une gravure plasma pour une telle épaisseur).

Pour un substrat de silicium orienté (100), et un masque dont les ouvertures sont suivant les directions $\langle 110 \rangle$, nous obtenons, en cours de micro-usinage, une cavité en tronc de pyramide à base rectangulaire, dont les flancs correspondent à des plans (111). Le plan (111) est le plan d'arrêt naturel de la gravure. La cinétique de gravure de ce plan est beaucoup plus lente que celle des plans (100) et (110). La Figure II.19 présente la forme et l'orientation cristallographique du micro-usinage.

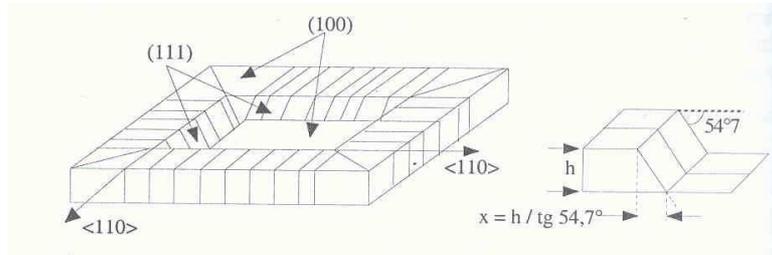


Figure II.19 : Forme et orientation cristallographique du silicium (100) micro-usinés

L'angle de gravure dans le silicium (100) est de $54,7^\circ$. Il est donc possible de prévoir pour une membrane de côté a , le côté a_0 au niveau du masque de gravure par plasma. L'ouverture dans le diélectrique doit être :

$$a_0 = a + 2 \frac{h}{\text{tg } 54,7^\circ} \quad [\text{éq. II.13}]$$

Si les angles sont connus, il n'en est pas de même de l'épaisseur h du silicium en raison des tolérances de fabrication en fonderie. Pour une ouverture a_0 fixée, il en résulte une imprécision sur a , qui devra être prise en compte lors de la conception des circuits (cf § IV.3.4.b).

Les fenêtres de gravure étant rectangulaires, elles ne présentent que des angles rentrants et ne sont donc pas sujettes au phénomène de surgravure que l'on rencontre avec les angles saillants (cf annexe A.II.7).

II.5.3.b) Appareillage et réaction de gravure

La gravure du silicium consiste en une hydroxylation des liaisons pendantes du silicium à la surface, qui est suivie par l'action d'un complexant (l'eau en général) qui dissout le composé ionique hydroxylé. Parmi les agents hydroxylants, nous pouvons citer :

- le TMAH (tétra-méthyl ammonium hydrogéné),
- le KOH (hydroxyde de potassium).

La Figure II.20 présente une vue schématique de la cuve de gravure. La colonne à distiller permet de maintenir le bain à concentration constante, l'agitateur magnétique permet d'homogénéiser la solution.

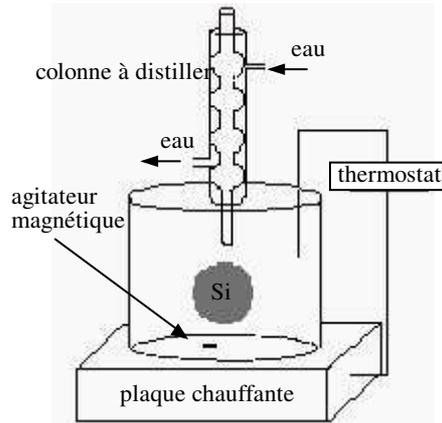


Figure II.20 : Schéma de principe d'une cuve de gravure

La réaction chimique globale est la suivante :



En simplifiant, des ions hydroxydes viennent se fixer sur les liaisons libres des atomes de silicium (en surface du substrat par exemple). L'électronégativité importante apportée par les atomes d'oxygène fragilise les liaisons covalentes silicium-silicium, qui finissent par se rompre. L'ion résultant $(\text{Si}(\text{OH})_2)^{2+}$ se stabilise en captant 2 ions hydroxydes supplémentaires et quitte la surface du substrat par diffusion. Cependant, n'étant pas stable à pH élevé, il se dissocie en $\text{SiO}_2(\text{OH})_2^-$ avec dégagement d'hydrogène.

Plus la vitesse de gravure est élevée, plus la rugosité du matériau résiduel est importante. Les paramètres influant sur la cinétique sont : [Dil. 97t]

- la nature de l'hydroxylant (la vitesse de gravure est plus grande avec du KOH qu'avec du TMAH) ;
- la concentration de l'hydroxylant (quand elle augmente la vitesse de gravure diminue) ;
- la température du bain (la vitesse de gravure est fonction croissante de la température).

II.5.3.c) *Essais préliminaires*

Pour les essais préliminaires, nous avons expérimenté les bains habituellement utilisés au laboratoire. Le LAAS dispose de 2 installations permanentes de gravure du silicium fonctionnant l'une avec du KOH à 10 mol.l^{-1} , l'autre avec du TMAH ($\text{C}_4\text{H}_9\text{NO}(\text{H}_2\text{O})_5$) à 25% en poids ce qui équivaut à 11 mol.l^{-1} . Pour une température de 85°C , proche du maximum possible, les vitesses de gravure du plan (100) sont consignées dans le Tableau II.17.

Tableau II.17 : Vitesse de gravure du silicium (100) à 85°C dans un bain de KOH (10 M) et de TMAH (11 M)

KOH (10 M)	$105 \mu\text{m.h}^{-1}$
TMAH (11 M)	$40 \mu\text{m.h}^{-1}$

Compte tenu de l'épaisseur à graver (360 ou $400 \mu\text{m}$), l'opération dure environ 4 heures avec la solution de KOH et 10 heures avec la solution de TMAH. Pendant ce temps le bain est en contact avec le silicium à graver mais aussi avec d'autres matériaux comme le montre la Figure II.21.

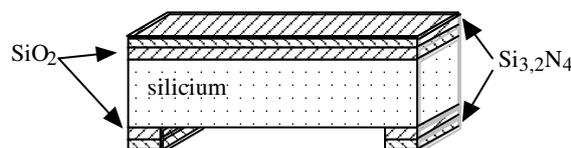


Figure II.21 : Matériaux en contact avec le bain de gravure du silicium

Les matériaux en contact avec le bain pendant toute la durée de gravure du silicium sont :

- le nitrure de la membrane,
- le nitrure de masquage de la face arrière.
- l'oxyde sur les flancs des fenêtres d'ouverture de la face arrière.

De plus, en fin de gravure du silicium, le bain est également en contact avec l'oxyde de la membrane.

Nous avons donc procédé à des essais de tenue de ces différents matériaux dans les 2 bains d'attaque précédents, dont les résultats sont présentés dans le Tableau II.18. Le détail de l'étude est reporté en annexe A.II.8.

Tableau II.18 : Vitesse d'attaque* de l'oxyde et du nitrure de silicium par les bains de gravure du substrat à 85 °C

	KOH (10 M)	TMAH (11M)
SiO ₂	450 nm.h ⁻¹	7 nm.h ⁻¹
Si _{3,2} N ₄	9 nm.h ⁻¹	3 nm.h ⁻¹

* Les résultats sont des moyennes sur 12 échantillons prélevés sur une même plaquette, préalablement oxydée ou nitrurée.

II.5.3.d) Conditions opératoires retenues

Compte tenu des résultats des essais préliminaires, nous avons choisi le KOH dans les conditions opératoires suivantes :

- concentration de la solution aqueuse de KOH (10 M)
- température de gravure 85 °C
- agitation du bain en continu.

Ce choix a été fait en raison de la plus grande vitesse de gravure de la solution de KOH. Un inconvénient potentiel d'une vitesse de gravure élevée est une rugosité plus forte du matériau résiduel, mais dans notre cas la rugosité n'est pas un paramètre fondamental, car nous voulons supprimer entièrement le silicium sur toute sa profondeur. Le Tableau II.19 donne dans les conditions opératoires retenues les épaisseurs gravées pour les différents matériaux.

Tableau II.19 : Epaisseurs de Si, SiO₂, Si_{3,2}N₄ gravées dans le KOH (10 M) à 85°C

	épaisseur attaquée en 4h30	épaisseur attaquée en 15 min
Si	360 μm	-
Si _{3,2} N ₄	40 nm	-
SiO ₂	2 μm	110 nm

Le signal d'arrêt de la gravure est fourni par la disparition des bulles d'hydrogène. Dans le cas de gravure multi-plaquettes chacune est retirée du bain individuellement dès sa gravure complète. Les plaquettes fournies ayant une dispersion d'épaisseur de +/- 25 μm, la dispersion de la durée totale de gravure est de +/- 20 minutes par rapport aux 4h30 prévues.

Le film de la face arrière n'ayant qu'un rôle de protection, une diminution d'épaisseur du nitrure de 40 nm sur 600 nm n'a aucune incidence, de même le recul de 2 μm du flanc de l'oxyde est sans conséquence.

L'oxyde de la face avant est en contact par l'arrière en fin de gravure, au moment de la libération totale de la membrane. Cependant, dans ces conditions opératoires, il y a un temps d'environ 4 minutes entre le début et la fin de la libération totale d'une membrane, et environ 10 minutes de dispersion sur le temps de libération totale de l'ensemble des membranes d'une même plaquette, soit

une durée totale de contact qui peut aller jusqu'à 15 minutes. Ces dispersions de la durée de la gravure peuvent être attribuées au contact des bulles d'hydrogènes sur la surface du silicium ralentissant localement la gravure, ainsi qu'à la variation de composition et de température du bain.

Le nitrure de la face avant est en contact avec le bain de gravure pendant toute la durée du micro-usinage, et subit une gravure faible de 40 nm.

Une modification du film de la face avant influe directement sur les caractéristiques mécaniques et électriques de la membrane. Une diminution d'épaisseur d'oxyde de 110 nm se traduit par une augmentation de la contrainte résultante de 33 MPa. Nous pouvons compenser partiellement ce phénomène en augmentant l'épaisseur initiale du dépôt d'oxyde de 55 nm. Dans ce cas la dispersion d'épaisseur intraplaquette après gravure atteindrait au maximum +/- 55 nm et celle de la contrainte +/- 15 MPa, ce qui est inférieur à l'écart type de la dispersion de contrainte interplaquettes (cf Tableau II.5). Les conséquences sur les caractéristiques micro-ondes sont analysées au § IV.5.3 ; elles sont négligeables. Les modifications du film de nitrure ont des effets encore plus négligeables.

II.5.4/ Rendement de fabrication

La Figure II.22 présente une vue partielle d'une plaque de silicium après libération des membranes par gravure chimique du silicium. Sur cette vue nous voyons des membranes rectangulaires et carrées. Leurs dimensions respectives sont 2x6, 2x4, 2x2 mm². Ces dimensions correspondent aux dimensions des membranes des lignes micro-ondes présentées dans le chapitre V. Pour les essais mécaniques et thermiques, nous avons également fabriqué des membranes de tailles 4x5 et 5x10 mm².

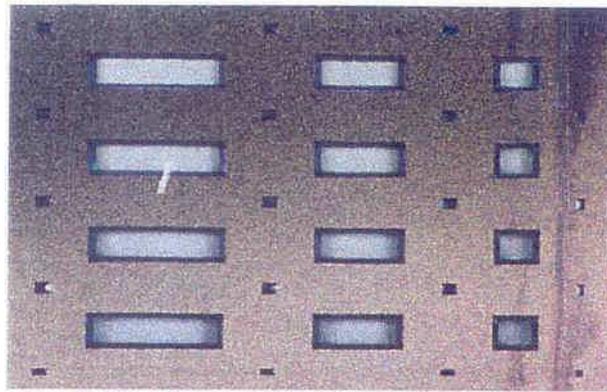


Figure II.22 : Membranes 2x2, 2x4, 2x6 mm² sur un substrat de silicium

Dans le cadre des études mécaniques et thermiques consacrées spécifiquement à la membrane, nous avons réalisé une soixantaine de membranes de toutes tailles. Nous n'avons relevé aucun défaut sur les membranes de taille inférieure ou égale à 4x5 mm² ; sur les membranes 5x10 mm² le rendement de fabrication a été de l'ordre de 90 %.

II.5.5/ La tenue mécanique et thermique de la membrane

II.5.5.a) Tenue mécanique

Pour quantifier la résistance mécanique de la membrane, nous l'avons soumise à une différence de pression entre ses 2 faces et déterminé la pression différentielle de rupture.

➤ Dispositif de mesure

Le dispositif de mesure est représenté sur la Figure II.23.

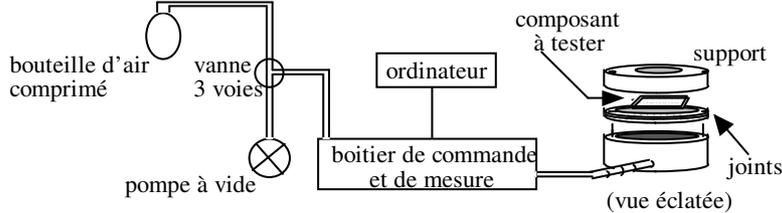


Figure II.23 : Schéma de sollicitation d'une membrane à une pression différentielle

Dans ce montage, la membrane est soumise à une pression différentielle positive (0 à 6 bars) ou négative (0 à -1 bar) (au niveau de la cavité de silicium obtenue par micro-usinage) dont nous augmentons la valeur jusqu'à sa rupture. Pour les essais en dépression, la pression mesurée diminue continûment sous l'effet du pompage. Cette méthode ne permet pas de mesurer des pressions de rupture supérieures à la pression ambiante. Pour les essais en surpression, la bouteille d'air comprimé est ouverte, la pression augmente par palier selon un programme (0,05 bar par seconde) imposé par l'utilisateur.

➤ Pression différentielle de rupture

Nous avons étudié la pression de rupture de membranes de dimensions variées [Ese. 97r]. Le Tableau II.20 donne les valeurs moyennes et les écarts types obtenus en surpression et en dépression pour des lots de 24 membranes de surfaces 4x5 et 5 x 10 mm².

Tableau II.20 : Pression différentielle de rupture (moyenne et écart type) pour différentes tailles de membrane

		4x5 mm ²	5x10 mm ²
en dépression	valeur moyenne (bar)	0,67	0,50
	écart type (bar)	0,08	0,10
en surpression	valeur moyenne (bar)	0,64	0,53
	écart type (bar)	0,15	0,13

Nous pouvons remarquer que la pression de rupture :

- est quasiment la même en surpression et en dépression ;
- diminue lorsque la surface de la membrane augmente.

Dans tous les cas la pression de rupture est très supérieure aux sollicitations auxquelles les membranes seront soumises en utilisation normale.

La Figure II.24 présente la distribution des pressions de rupture pour des membranes 5x10 mm².

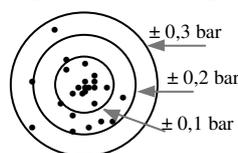


Figure II.24 : Distribution des écarts de pression de rupture de membranes 5x10 mm²

II.5.6/ Tenue en température

Nous avons fait subir à 60 membranes de dimensions variées (2x2, 2x4, 2x6, 4x6 et 5x10 mm²), un cyclage thermique dans une étuve à la pression atmosphérique. Le cycle élémentaire de 5 heures est présenté sur la Figure II.25.

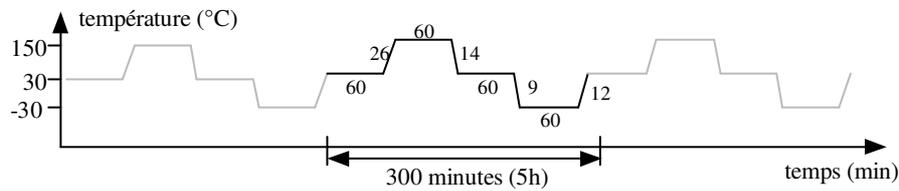


Figure II.25 : Profil du cycle thermique

Après plus de 250 cycles, nous n'avons pas enregistré de rupture des membranes.

II.6/ Conclusion

Les études rapportées ci-dessus ont permis la réalisation, de manière reproductible, de membranes diélectriques minces (de l'ordre du μm) ayant une contrainte en tension inférieure à 100 MPa. Ces résultats ont été obtenus pour un film bicouche oxyde/nitrure d'épaisseur 1,4 μm avec une contrainte en tension de 85 MPa. Ils sont liés principalement à la composition du nitrure ($\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$) et au rapport 4/3 des épaisseurs oxyde/nitrure. Ils pourraient être modifiés par un choix différent du rapport des épaisseurs [Ese. 97q].

Pour libérer les membranes, nous procédons par gravure chimique anisotropique du silicium à partir de la face arrière, avec un bain de gravure basique usuel. Cette méthode, simple et économique, respecte l'intégrité de la membrane.

Les essais mécaniques et thermiques ont montré la robustesse des membranes diélectriques ainsi réalisées.

III/ Développement de filières de circuits coplanaires sur membrane

III.1/ Problématique de conception des circuits micro-ondes

Sur le plan technologique, la problématique des circuits micro-ondes passifs se résume à deux questions : quel matériau et quelle précision de forme. Nous en débattons dans ce paragraphe.

Nous décrirons dans la suite du chapitre les techniques développées pour satisfaire les contraintes spécifiques aux circuits micro-ondes, et les résultats obtenus. Nous exposerons :

- les techniques de dépôt ;
- les techniques de mise en forme ;
- les filières globales de réalisation des circuits.

III.1.1/ Matériau

Le matériau conducteur doit avoir une faible résistivité pour minimiser les pertes ohmiques. Par ailleurs il doit résister aux attaques chimiques pendant le processus de fabrication, notamment celle des bains de gravure du silicium si le micro-usinage a lieu après le dépôt des conducteurs. Pour répondre à ces 2 exigences, nous avons choisi l'or. Ce choix est acceptable sur le plan économique étant donné le faible volume de matériau utilisé.

III.1.2/ Précision de forme

La répartition des lignes de champs électromagnétiques, et par suite les caractéristiques des circuits micro-ondes, dépendent du dessin des conducteurs. Il est donc nécessaire d'en maîtriser toutes les dimensions avec une précision élevée.

Longueur

La longueur du circuit est liée à sa fonction et à la fréquence de travail. Par exemple un filtre passe-bande à 3 "stubs" quart d'onde, centré à 30 GHz ($\lambda \approx 9,5$ mm), possède une longueur totale de 7 mm environ. Le même filtre occuperait à peu près 20 mm à 10 GHz et 2 mm à 100 GHz. Pour une précision de fréquence de 1%, la longueur doit être précise à 1 %, soit 20 μ m à 10 GHz et 2 μ m à 100 GHz.

Largeur

Le rapport des largeurs $K = w/d$, compris entre 0 et 1, détermine l'impédance caractéristique de la ligne. Pour les valeurs de K proches de 0 et de 1, la largeur de ruban ou la largeur de fente devient très petite. C'est dans ces conditions que l'exigence de précision est la plus grande. Nous nous fixons un objectif de précision latérale de 1 μ m (qui sera confirmé au chapitre IV).

Épaisseur

Une augmentation d'épaisseur des conducteurs réduit les pertes ohmiques aux fréquences "basses" où l'épaisseur de peau est assez supérieure à l'épaisseur de métal. L'épaississement des conducteurs peut avoir d'autres mérites, indépendants de la fréquence : faciliter la dissipation de la chaleur pour les circuits à haute puissance et augmenter la participation de la contrainte des conducteurs à la contrainte résultante de l'ensemble membrane + conducteurs.

Objectif visé

Compte tenu de ces considérations, nous avons pris pour objectif la mise au point d'un ou de plusieurs procédés permettant de réaliser des conducteurs :

- d'épaisseur comprise entre 0,5 et 10 μ m ;
- de précision latérale meilleure que 1 μ m sur une longueur de 10 mm.

III.2/ Les techniques de dépôt d'or

Pour satisfaire la plage des épaisseurs visées (de 0,5 à 10 μm) nous avons expérimenté deux techniques : le dépôt physique en phase vapeur qui est généralement utilisé pour réaliser des couches métalliques d'épaisseur inférieure à 1 micromètre et le dépôt électrochimique plus adapté aux grandes épaisseurs. Nous avons plus particulièrement étudié les contraintes mécaniques dans les couches métalliques. Pour les mêmes raisons de tenue mécanique que celles vues dans l'étude de la membrane, nous devons nous fixer un objectif de contrainte faible en tension (une centaine de MPa) pour éviter le déchirement ou le flambement lors de la libération du substrat.

III.2.1/ Le dépôt physique en phase vapeur

III.2.1.a) Principe

Dans les dépôts physiques en phase vapeur, le matériau à déposer est mis en phase vapeur par un procédé physique (par opposition aux procédés chimiques que nous avons vus pour la membrane diélectrique). Le dépôt physique en phase vapeur est le moyen le plus utilisé pour déposer des films minces, notamment les films métalliques en micro-électronique. Il est réalisé dans une enceinte sous vide pour obtenir un libre parcours moyen suffisant du matériau à transporter (environ 5 m pour 10^{-5} torr) et pour diminuer les risques d'oxydation par l'air ambiant. [Con. 97s]

Les étapes de dépôt sur un substrat sont successivement la condensation, et la nucléation. La condensation est le retour à l'état solide du matériau à déposer lorsqu'il arrive à la surface réceptrice. La surface réceptrice est au départ celle du substrat, puis en cours de croissance la surface de la couche déjà déposée. Dans les 2 cas, la plupart des atomes incidents trouvent des positions d'accueil temporaires où ils sont faiblement liés aux atomes de surface, on les nomme adatoms. Ils diffusent ensuite en surface jusqu'à être piégés dans des sites à basse énergie. La nucléation consiste dans la combinaison entre eux d'adatoms en ces sites. [Con. 97t]

III.2.1.b) Bâti d'évaporation utilisé

La Figure III.1 présente une vue schématique du bâti d'évaporation. Le métal est évaporé par un dispositif de chauffage utilisant un faisceau d'électrons. Ce faisceau est élaboré par un canon à électrons constitué d'un filament émetteur d'électrons, d'un aimant de focalisation et d'un circuit d'alimentation. Le bâti d'évaporation contient 2 creusets, ce qui permet de déposer deux couches différentes successivement au cours d'un même cycle opératoire.

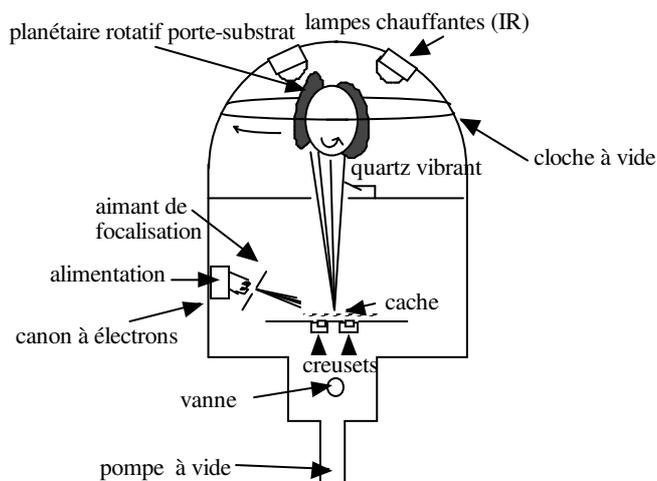


Figure III.1 : Vue schématique du bâti d'évaporation

Pour obtenir un dépôt uniforme, le substrat est fixé sur un dispositif planétaire qui effectue un mouvement de rotation autour de l'axe vertical de la cloche, ainsi qu'un mouvement de rotation sur lui-même. Un planétaire peut porter jusqu'à 12 plaquettes, le bâti accueille 3 planétaires. Il est possible

de porter les substrats à une température voulue grâce à des lampes chauffantes infrarouges. L'épaisseur déposée est déterminée in-situ grâce à un quartz vibrant qui permet de déterminer la cinétique de dépôt par unité de temps, ainsi que la masse totale déposée.

III.2.1.c) Résultats expérimentaux

Comme l'or a une très mauvaise adhérence sur le nitrure ou sur l'oxyde de silicium, il est nécessaire de déposer dans un premier lieu un métal ayant une bonne adhérence sur le diélectrique. Nous avons donc étudié la possibilité de réaliser un film métallique composé d'une couche de 100 nm d'un métal X et d'une couche de 500 nm d'or. Nous avons expérimenté deux métaux, le chrome et le titane, comme couche intermédiaire entre le diélectrique et l'or.

Les dépôts ont été effectués dans les conditions présentées dans le Tableau III.1. Les substrats ont été préalablement recouverts du film diélectrique bicouche oxyde/nitrure défini au § II.4.2.c. Dans ces conditions opératoires, quel que soit le métal, la vitesse de dépôt est de l'ordre de 120 nm.min⁻¹. La durée du cycle est principalement déterminée par la durée de mise sous vide, environ 3 heures.

Tableau III.1 : Conditions de dépôt du film métallique

pression de dépôt	2.10 ⁻⁷ torr
température des substrats	150 °C
Puissance du canon	1000 W
épaisseur déposée (Cr ou Ti)	100 nm
épaisseur d'or déposée	500 nm

Les films de chrome et titane ont été comparés du point de vue de la contrainte mesurée. Les résultats de mesure issus d'un lot de 6 plaquettes sont présentés au Tableau III.2. Les valeurs sont arrondies à la dizaine de MPa pour le titane et à la centaine de MPa pour le chrome.

Tableau III.2 : Contraintes mesurées sur des films métalliques de Cr et Ti

	Cr	Ti
contrainte moyenne	1,5 GPa *	150 MPa

* Après un recuit de 6h à 200 °C la contrainte du Cr est de 1,4 GPa.

La contrainte du chrome étant très élevée, nous avons choisi de réaliser le bicouche métallique en titane + or.

Nous avons procédé au dépôt de 2 couches (Ti/Au) sur 6 plaquettes au cours d'un même cycle opératoire afin d'éviter l'oxydation du titane, qui diminuerait l'adhérence de l'or. La contrainte moyenne du bicouche métallique observée est de 120 MPa. Comme la contrainte du titane seul est de 150 MPa, nous déduisons, d'après l'équation II.11, la contrainte de l'or : 110 MPa. Les contraintes du titane et de l'or sont même ordre de grandeur, toutes deux inférieures à 200 MPa.

III.2.1.d) Reproductibilité du bicouche métallique Ti/Au

Avant de procéder aux mesures de reproductibilité, nous avons soumis les plaquettes à un recuit (sous N₂) à 200°C pendant 2h pour stabiliser les caractéristiques du film métallique. Nous avons examiné l'uniformité de l'épaisseur et de la contrainte selon la méthodologie appliquée à la membrane diélectrique (cf annexe A.II.2). Pour la mesure de l'épaisseur, l'ellipsométrie a été remplacée par la méthode des marches. Cela consiste à créer dans le dépôt des excavations par micro-lithographie, dont la profondeur est mesurée au profilomètre.

Le Tableau III.3 donne un résumé statistique de la mesure de l'épaisseur au niveau d'une plaquette. La dispersion observée ne révèle aucun déterminisme. Nous avons mesuré la rugosité du film métallique Ti/Au, elle est de l'ordre de 8 nm.

Tableau III.3 : *Résumé statistique de la distribution d'épaisseur Ti/Au intraplaquette*

	moyenne	écart type	écart type relatif
épaisseur	596 nm	18 nm	3,1 %

Le Tableau III.4 donne les moyennes et les écarts types des épaisseurs et des contraintes mesurées pour le bicouche Ti/Au sur 12 plaquettes.

Tableau III.4 : *Résumé statistique de l'uniformité du bicouche Ti/Au interplaquettes*

	moyenne	écart type	écart type relatif
épaisseur	599 nm	21 nm	3,4 %
contrainte	117 MPa	18 MPa	15 %

Tant pour l'épaisseur que pour la contrainte, la dispersion ne révèle aucun déterminisme. Nous voyons de plus que la contrainte n'a pas été modifiée par le recuit.

III.2.2/ Le dépôt d'or électrochimique

III.2.2.a) Principe

Le dépôt d'or électrochimique est obtenu dans une cuve électrolytique, par transport d'ions Au^+ vers la cathode où ils redonnent des atomes neutres par combinaison avec les électrons du circuit extérieur. La plaquette à recouvrir est fixée sur cette électrode. Cependant, pour réaliser une croissance électrochimique, il est nécessaire de déposer, au préalable, une fine couche d'accrochage. La couche de 600 nm obtenue par le dépôt physique en phase vapeur (cf § III.III.2.1/) convient parfaitement pour remplir cette fonction. Le dépôt électrochimique s'ajoute donc au dépôt physique. Il offre un excellent rendement vis-à-vis de la matière consommée et il est donc intéressant pour les épaisseurs de plusieurs micromètres. Cependant sa mise en oeuvre est plus lourde puisqu'elle implique l'enchaînement des 2 processus de dépôt.

III.2.2.b) Technologie du dépôt électrochimique

La solution utilisée est une solution commerciale qui contient comme agents principaux :

- l'aurocyanure de potassium $[\text{Au}(\text{CN})_2]^-$, K^+ : (8 g.l⁻¹)
- le citrate tri-potassique $\text{C}_6\text{H}_5\text{K}_3\text{O}_7$: (120 g.l⁻¹)
- l'acide citrique : (20 g.l⁻¹)

Nous travaillons à un pH de 4 et une température de 40 °C.

La Figure III.2 présente le schéma de principe de l'appareillage permettant le dépôt électrochimique.

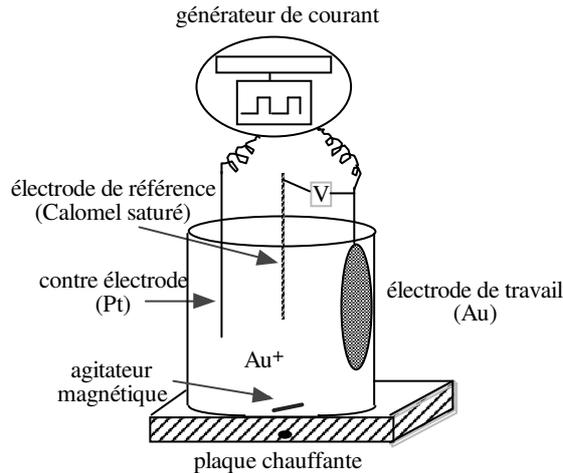
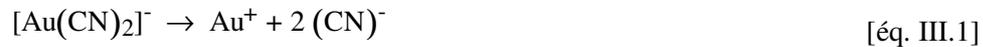


Figure III.2 : Schéma de principe du bâti de dépôt électrochimique

Les réactions chimiques mises en jeu sont :



Le courant de dépôt correspond au nombre d'électrons échangés entre le métal et la solution qui permettent la croissance d' Au. La cinétique du dépôt électrochimique est directement proportionnelle à la densité de courant dans la cuve. Cependant si la densité de courant demandée est supérieure au nombre d'électrons que peut fournir la réaction, d'autres éléments présents en solution vont réagir pour fournir les électrons demandés comme par exemple des ions H^+ présents dans l'acide citrique ($2\text{H}^+ + 2e^- \rightarrow \text{H}_2$). Cette réaction parasite qui se manifeste par un dégagement d'hydrogène est néfaste pour le dépôt d'or. L'hydrogène est piégé dans le dépôt ; l'or déposé est spongieux et présente de nombreuses fissures. Il est donc nécessaire de régler la densité de courant en dessous d'une valeur limite.

Nous avons utilisé un courant pulsé simple. La technique du courant pulsé permet d'obtenir des dépôts d'or plus denses, plus homogènes et moins rugueux. La Figure III.3 présente une période de courant.

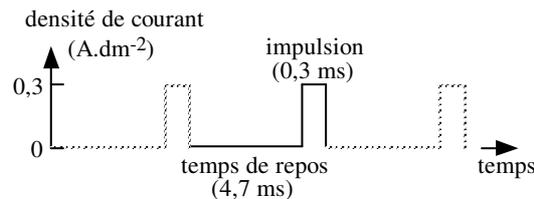


Figure III.3 : Forme du courant utilisé pour le dépôt électrochimique

III.2.2.c) Caractéristiques du dépôt d'or électrochimique

Juste après le dépôt, l'or électrolytique est amorphe et peu dense. Pour densifier le dépôt et stabiliser ses caractéristiques, notamment vis-à-vis des opérations ultérieures de gravure et vis-à-vis de la plage de température d'utilisation envisagée (allant jusqu'à 150 °C), nous avons procédé à un recuit à 200 °C sous flux d'azote.

Nous présentons ci-dessous l'évolution des caractéristiques (contrainte, résistivité, rugosité et épaisseur) en fonction de la durée de recuit à 200 °C. Les essais ont été réalisés pour des dépôts de 2,5 et 5 μm (les temps de croissance sont respectivement de 12 et 25 minutes). Les 2 épaisseurs donnant des résultats très similaires, nous ne présentons dans la suite que ceux obtenus avec un dépôt de 2,5 μm .

➤ Contrainte du dépôt d'or électrochimique

Afin de caractériser la contrainte de la couche d'or électrochimique, nous avons soustrait à chaque fois l'effet de la couche d'accrochage de Ti/Au.

a) avant le recuit

Pour pouvoir comparer la contrainte mesurée à la contrainte thermique théorique, nous nous référons au Tableau III.5 qui donne des caractéristiques mécaniques pour de l'or massif.

Tableau III.5 : Caractéristiques mécaniques de l'or massif

coefficient de dilatation à 25 °C	$\approx 14 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$
module d'Young	$\approx 80 \text{ GPa}$
coefficient de Poisson	$\approx 0,42$

En utilisant la formule théorique d'estimation de la contrainte thermique (équation A.II.1 de l'annexe A.II.2), nous obtenons pour une variation de température de 15 °C (40-25 °C) la contrainte thermique théorique présentée dans le Tableau III.6 en comparaison avec la contrainte mesurée avant le recuit.

Tableau III.6 : Comparaison de la contrainte thermique théorique avec la contrainte mesurée

σ_{th} calculée	24 MPa
σ mesurée	25 MPa

La couche d'or électrochimique est donc très légèrement en tension, cette contrainte est d'origine essentiellement thermique.

b) pendant le recuit

La contrainte a été mesurée en cours de recuit, toutes les 5 minutes pendant la première heure, et ensuite toutes les 10 minutes (chaque fois après retour à la température ambiante). Pour éviter une interruption trop fréquente du recuit, les mesures ont été réparties sur un lot de 6 plaquettes, ainsi une même plaquette n'est prélevée que 2 fois au cours de la première heure et ensuite une fois par heure. La Figure III.4 présente les résultats obtenus.

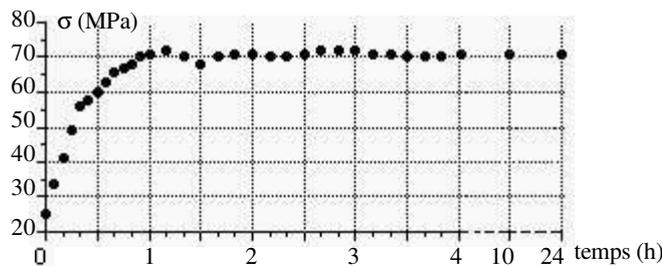


Figure III.4 : Evolution de la contrainte de l'or électrolytique au cours d'un recuit à 200 °C

La contrainte est en tension. Elle croît puis se stabilise à 70 MPa après 1 heure de recuit. Cette croissance de la contrainte tensile, peut être attribuée à une modification de la morphologie du dépôt lors du recuit. Sa valeur est à l'objectif fixé. Le Tableau III.7 donne un résumé statistique pour 12 plaquettes d'or d'épaisseur 2,5 μm après un recuit de 2 heures.

Tableau III.7 : Contrainte moyenne et écart type pour 12 plaquettes avec 2,5 μm d'or électrochimique

contrainte	70 MPa
écart type	5 MPa

➤ Résistivité des conducteurs

La résistivité a été mesurée en cours du recuit selon le même séquençement que la contrainte. Elle est déduite de la mesure de la résistance d'un serpentín reproduit en 5 exemplaires sur chaque échantillon, dont les caractéristiques sont données dans le Tableau III.8.

Tableau III.8 : Caractéristiques géométriques moyennes du serpentín

longueur	78,3 mm
largeur	20,05 μm
épaisseur	2,5 μm *

* L'épaisseur de 2,5 μm comprend une épaisseur de 0,6 μm par dépôt physique et une épaisseur de 1,9 μm par dépôt électrochimique.

La mesure de la résistance du circuit a été effectuée à température ambiante par la méthode des 4 pointes afin de s'affranchir de la résistance des pointes, comme cela est présenté sur la Figure III.5.

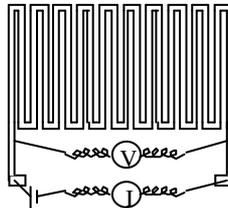


Figure III.5 : Mesure de la résistance du serpentín

La Figure III.6 présente l'évolution de la résistivité (moyenne sur 5 serpentíns) au cours du recuit à 200 °C sous N₂.

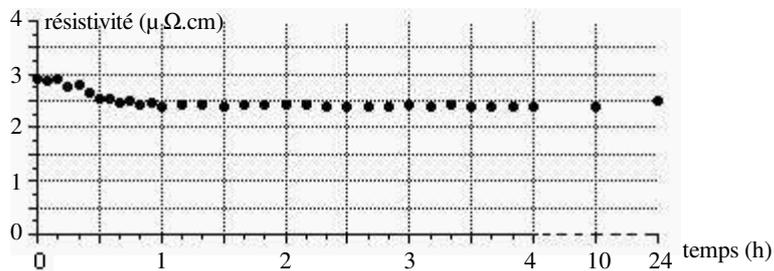


Figure III.6 : Evolution de la résistivité au cours d'un recuit à 200 °C

Après 1 heure de recuit, la résistivité de l'or se stabilise autour de la valeur de référence (pour l'or massif : 2,4 $\mu\Omega\cdot\text{cm}$). Ce temps est à rapprocher du temps de recuit nécessaire pour stabiliser la contrainte. Nous obtenons après ce recuit une couche dont les propriétés sont très proches de celles de l'or massif.

➤ Rugosité de la surface du dépôt

D'après certains auteurs [Com. 95j] les pertes ohmiques d'un circuit micro-onde ne dépendent pas seulement de la résistivité du métal, mais aussi de sa rugosité lorsqu'elle est importante et comparable à l'épaisseur de peau. La Figure III.7 présente l'évolution de la rugosité mesurée au profilomètre mécanique en fonction de la durée du recuit. La rugosité évolue légèrement et se stabilise à 15 nm au bout d'une heure de recuit. Cette valeur est faible devant l'épaisseur de peau à 60 GHz qui est de 330 nm pour l'or, la rugosité ne devrait donc avoir que très peu d'influence sur les pertes des circuits.

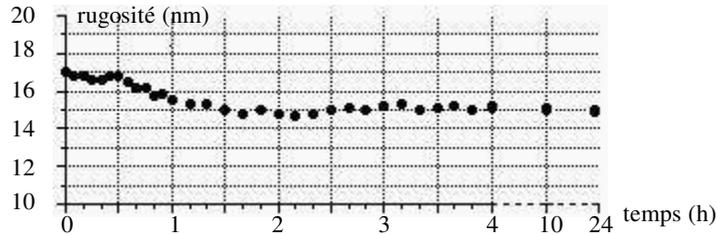


Figure III.7 : Evolution de la rugosité au cours d'un recuit à 200 °C

➤ Uniformité de l'épaisseur intraplaquette

La connaissance de l'épaisseur de métal n'est pas requise avec une grande précision pour les études micro-ondes. Il nous a cependant paru utile de vérifier l'uniformité du dépôt sur une plaquette afin de déceler une éventuelle anomalie. Comme pour l'épaisseur du bicouche métallique par dépôt physique (cf § III.III.2.1.d)), la mesure est effectuée en 24 secteurs, au profilomètre mécanique après gravure des marches, elle englobe l'épaisseur du dépôt physique et celle du dépôt chimique. Les mesures ont eu lieu après un recuit de 2 heures. Le Tableau III.9 donne un résumé des distributions observées. Ici nous présentons aussi les résultats pour l'épaisseur de 5 µm car ils sont légèrement différents.

Tableau III.9 : Epaisseur moyenne et écart type du dépôt d'or intraplaquette

épaisseur théorique	2,5 µm	5 µm
épaisseur moyenne	2,51 µm	5,10 µm
écart type	0,13 µm	0,44 µm
écart type relatif	5,2 %	8,6 %

L'écart type augmente dans une proportion plus importante que l'épaisseur. La dispersion présente une forte composante systématique, comme cela est présenté dans l'annexe A.III.1.

III.3/ Les techniques de mise en forme des conducteurs

La confection de circuits conducteurs conformes à un motif géométrique particulier peut être obtenue par 2 procédés :

- la photolithographie d'une couche déposée en pleine plaque ;
- le dépôt localisé.

Les 2 procédés ont été mis en œuvre et caractérisés pour comparaison.

III.3.1/ Mise en forme par photolithographie

La mise en forme par photolithographie consiste à graver localement dans une solution chimique la couche métallique préalablement déposée. Le masquage est réalisé à l'aide d'une résine photosensible dont les motifs ont été obtenus par photolithographie. Dans nos expérimentations, l'épaisseur totale déposée était de 2,5 µm.

III.3.1.a) Procédure suivie et résultats attendus

La résine que nous avons utilisée est une résine positive (AZ1529) d'épaisseur 2 μm . La gravure de l'or est effectuée dans une solution de iodure de potassium (KI) et d'iode (I_2) de concentrations respectives 1,5 mol.l^{-1} et 0,325 mol.l^{-1} . La gravure du titane est effectuée dans une solution commerciale d'acide fluorhydrique tamponné (buffer HF). Durant cette étude, nous avons opéré avec des bains de gravure à 25 °C agités manuellement. Le dessin du masque du dispositif conçu et réalisé pour caractériser la gravure est représenté sur la Figure III.8.

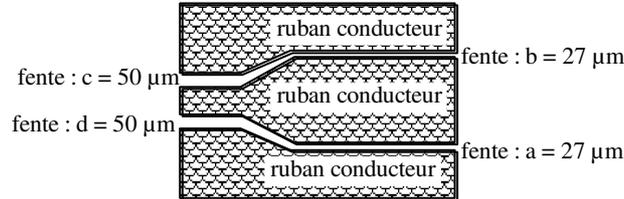


Figure III.8 : Dessin du masque du dispositif de caractérisation de la gravure avec ses cotes

L'or étant un matériau amorphe, la gravure chimique est isotrope et entraîne donc une surgravure d'amplitude égale à la profondeur de gravure, comme cela est illustré à la Figure III.9. Il est possible d'en tenir compte dans la définition des cotes des masques, mais la correction dépend de l'épaisseur de métal désirée et exige donc un masque pour chacune des épaisseurs de métallisation.

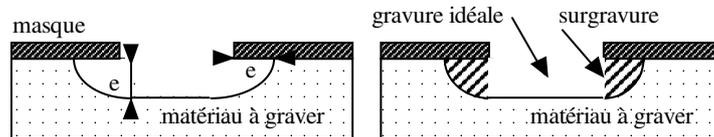


Figure III.9 : Géométrie de la gravure isotropique

III.3.1.b) Résultats obtenus

Nos expérimentations ont fait apparaître une vitesse de gravure non uniforme.

➤ Observation en cours de gravure

La Figure III.10 présente l'aspect d'une couche métallique en cours de gravure sous 2 grossissements. Nous distinguons 3 rubans conducteurs séparés par 2 fentes.

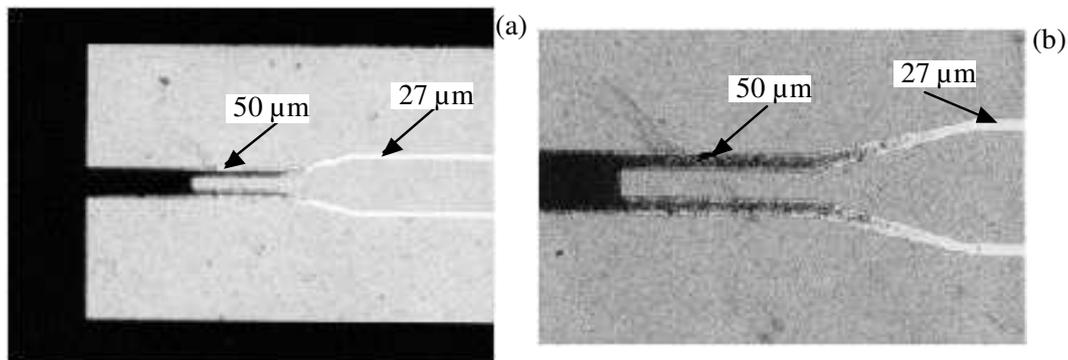


Figure III.10 : Photographie d'un motif en cours de gravure

zones noires : or en cours de gravure ; zones grises : masque de résine ; zones blanches : titane

Nous voyons que certaines zones sont totalement gravées (blanches) et d'autres partiellement gravées (noires). La vitesse de gravure dans les fentes étroites est donc plus élevée que dans les fentes larges. La vitesse de gravure décroît progressivement au fur et à mesure que la fente s'élargit. De plus la vitesse de gravure semble être plus rapide sur les bords des fentes puisque au niveau des fentes de 50 μm seules les zones côtières apparaissent en blanc (cf Figure III.10b). Ces différences de cinétique peuvent être attribuées à des phénomènes de mouillabilité de la résine et de l'or par le bain de KI.

➤ Examen des dispositifs après gravure complète

Un examen approfondi de dispositifs après gravure complète des conducteurs permet de mesurer l'amplitude de la surgravure. La surgravure attendue dans chaque fente est de $2 \times 2,5 = 5 \mu\text{m}$. Les résultats de mesure sont donnés dans le Tableau III.10.

Tableau III.10 : Etude statistique de la gravure des fentes sur 10 dispositifs

	fente : a	fente : b	fente : c	fente : d
largeur des fentes sur le masque	27 μm	27 μm	50 μm	50 μm
largeur moyenne des fentes gravées dans l'or	34,9 μm	35,1 μm	55,2 μm	55,3 μm
surgravure moyenne	7,9 μm	8,1 μm	5,2 μm	5,3 μm
écart type	1,13 μm	1,11 μm	0,97 μm	1,05 μm

Nous voyons que pour les fentes les plus larges la surgravure atteint la valeur prévue. Pour les fentes les plus étroites, qui ont été gravées plus rapidement, la surgravure est naturellement plus importante.

➤ Essais complémentaires

Des essais complémentaires ont été faits, pour essayer de minimiser la différence de cinétique de gravure des fentes de différentes largeurs, en modifiant le recuit de l'or électrochimique (durée 4 heures au lieu de 2 heures, température du recuit 450 °C au lieu de 200 °C) ou en modifiant la concentration du bain de gravure. Ces essais ont montré que la cinétique moyenne était modifiable, mais pas sa dispersion qui reste fonction de la géométrie du circuit à graver.

Des recherches sur un réactif améliorant la mouillabilité auraient demandé trop de temps ; nous n'avons donc pas poursuivi cette étude.

➤ Conclusion

En l'état actuel des études la mise en forme par photolithographie n'est pas à retenir pour une épaisseur de 2,5 μm . Elle peut s'envisager pour des épaisseurs inférieures à 1 μm environ, en corrigeant le masque en fonction de la surgravure moyenne attendue. Dans le cas d'épaisseur plus importante, nous avons développé un autre procédé utilisant le dépôt localisé, que nous allons détailler dans ce qui suit.

III.3.2/ Fabrication des conducteurs par dépôt localisé

La fabrication des conducteurs par dépôt localisé consiste à déposer localement la couche métallique à travers un masque ou à l'intérieur d'un moule de résine.

La technique la plus couramment mise en œuvre utilise une résine à profil inversé ("lift-off") [Dra. 94m] qui sert de masque lors d'un dépôt par évaporation ou par pulvérisation cathodique. Cette technique a été utilisée par l'université de Michigan avec une épaisseur de 1,2 μm [Dra. 94m] mais elle est limitée à des épaisseurs de cet ordre (1 à 1,5 μm).

Plusieurs autres techniques font appel à des moules de résine dans lesquels sont réalisés des dépôts électrochimiques. La première est la technique LIGA qui permet de réaliser des couches épaisses (plusieurs centaines de μm) avec un rapport d'aspect (hauteur/largeur) de 100/1 ; mais elle nécessite la fabrication d'un masque à rayon X et la disponibilité d'un synchrotron pour l'insolation [Rog. 92m]. De plus l'irradiation est très longue et se fait point par point.

La deuxième utilise des résines photosensibles de type négatif à base de polyimide permettant de réaliser des épaisseurs de 150 μm avec des rapports d'aspect de 10 à 15/1. Ces résines n'ont pas été retenues dans le cadre de cette thèse, en raison de leur faible solubilité dans le bain de nettoyage après dépôt métallique, ce qui est un inconvénient pour la réalisation de microstructures fragiles [All. 93d].

La solution développée au LAAS par le service TEAM [Con. 97r] utilise une résine photosensible positive polymérisable par rayons ultraviolets. C'est cette technique que nous détaillons dans ce qui suit.

III.3.2.a) *Mise en œuvre du dépôt localisé*

➤ *Le moule de résine*

Le moule de résine est réalisé de la façon suivante :

- Déshydratation de longue durée de la plaquette dans une étuve (12 heures)
- Dépôt monocouche d'une résine positive à haute viscosité (Novolak AZ 4562 Hoechst) à la tournette. Les épaisseurs obtenues peuvent aller de 16 μm à 63 μm . L'uniformité d'épaisseur est meilleure que 2,5 %.
- Pré-recuit (10 minutes) dans une étuve (à 50 °C) puis sur différentes plaques chauffantes se caractérisant par une rampe de 50 à 105 °C.
- Insolation par lampe U.V. (de longueurs d'onde 405 et 365 nm). Pendant l'insolation, le coefficient d'absorption du composé sensible à la lumière diminue à cause de sa conversion en acide carboxylique. L'optimisation du traitement de la résine est basée sur l'étude de sa transparence durant l'insolation et dépend de l'épaisseur de résine désirée. Elle a permis de choisir les conditions du pré-recuit et de l'insolation pour élever la transparence de la résine en cours d'insolation. L'efficacité de l'insolation en est accrue et cela permet ensuite une gravure en grande profondeur sans nécessiter une deuxième insolation.
- Gravure par immersion dans un bain révélateur (AZ400K).

Dans le cadre de cette étude, la hauteur du moule de résine est de 16 μm . La Figure III.11 présente l'aspect d'un moule obtenu pris au microscope électronique à balayage. Les murs de résine obtenus ont une excellente verticalité (proche de 90°) [Ese. 97m].

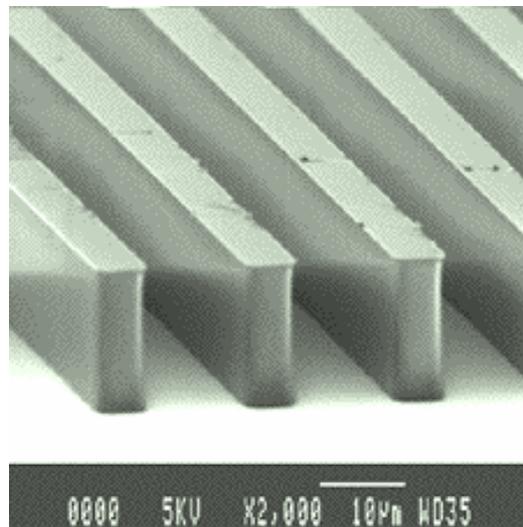


Figure III.11 : Moule de résine pris au MEB

➤ *Le dépôt localisé*

Après confection du moule de résine, il est procédé à un dépôt électrolytique comme décrit au § III.III.2.2/. Enfin le moule est dissous dans un bain d'acétone. La Figure III.12 présente une vue au microscope électronique à balayage d'un dépôt localisé d'or avant recuit. La métallisation a une épaisseur de 10 μm , nous pouvons remarquer son profil bien abrupt. [Ese. 97p]

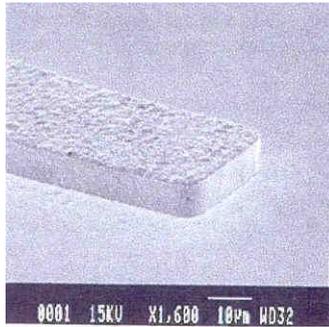


Figure III.12 : Extrémité d'un dépôt localisé électrochimique d'Or

➤ La gravure de la couche d'accrochage

La couche d'accrochage est ensuite gravée dans des bains d'iodure de potassium et d'iode ($KI+I_2$) pour l'or (environ 1 minute) et d'acide fluorhydrique tamponné (buffer HF) pour le titane (quelques secondes). Il s'agit en fait d'une gravure généralisée de tous les conducteurs. Il est donc nécessaire de surdimensionner l'épaisseur de $0,6 \mu\text{m}$ en prévision de cette gravure. La Figure III.13 représente une vue partielle d'un dispositif. Nous pouvons remarquer l'excellente définition des lignes obtenues par ce procédé, malgré les cotes du démonstrateur très défavorables (fentes larges ou étroites).

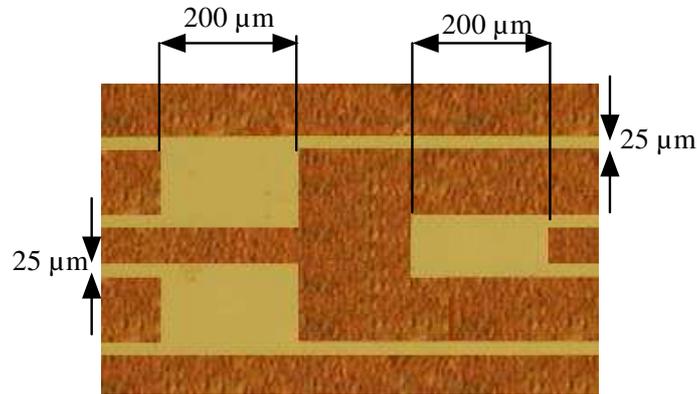


Figure III.13 : Vue d'un démonstrateur après dépôt localisé pris au microscope optique

III.3.2.b) Résultats obtenus

➤ Précision de la gravure

Nous avons réalisé de nouveau une étude portant sur la surgravure potentielle en réalisant des circuits à partir du masque défini à la Figure III.8. La gravure généralisée, en même temps qu'elle amincit l'ensemble des conducteurs de $0,6 \mu\text{m}$ devrait normalement élargir toutes les fentes de $2 \times 0,6 = 1,2 \mu\text{m}$. Nous nous sommes d'abord assurés de la gravure complète de toutes les fentes. Le Tableau III.11 présente les résultats statistiques des fentes mesurées sur 10 motifs d'une même plaquette.

Tableau III.11 : Etude statistique de gravure de fentes après dépôt localisé

	fente : a	fente : b	fente : c	fente : d
largeur des fentes sur le masque	27 μm	27 μm	50 μm	50 μm
largeur moyenne des fentes gravées dans l'or	27,2 μm	27,1 μm	50,0 μm	50,1 μm
écart type	0,69 μm	0,78 μm	0,83 μm	0,75 μm
surgravure moyenne (bord à bord)	0,2 μm	0,1 μm	0,0 μm	0,1 μm

La surgravure nulle observée est expliquée par une compensation entre un phénomène de surgravure du moule de résine et la gravure de l'or comme cela est illustré sur la Figure III.14.

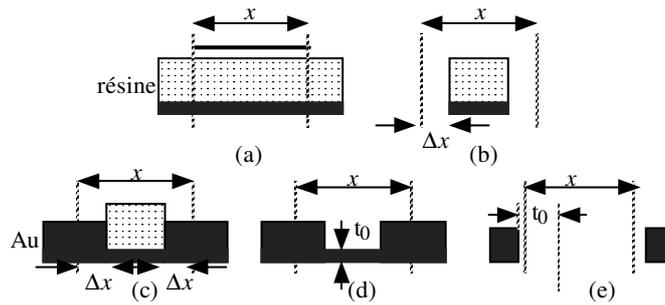


Figure III.14 : Compensation des surgravures du moule (Δx) et du métal (t_0)

Lors de la gravure de la zone insolée de la résine dans le révélateur (a), il existe une surgravure de largeur Δx liée au caractère non parfaitement anisotropique de la gravure (b). Le dépôt d'or électrochimique s'étend donc au-delà de la surface fixée par le masque d'une valeur Δx (c). Lors de la gravure de la couche d'accrochage d'épaisseur t_0 , le métal subit une surgravure égale à t_0 (d). En final la fente à une largeur de $x - 2\Delta x + 2t_0 \approx x + 0,2\ \mu\text{m} \approx x$ (e).

Ce phénomène de compensation quasi-parfaite est reproductible tant que l'on ne modifie pas la hauteur du moule ($16\ \mu\text{m}$) et celle de la couche d'accrochage ($0,6\ \mu\text{m}$). D'ailleurs nous avons effectué par la suite la même étude avec une épaisseur de métallisation de $5\ \mu\text{m}$. Les résultats obtenus concernant la surgravure se sont révélés identiques à ceux obtenus avec $2,5\ \mu\text{m}$.

Le procédé de confection des conducteurs par dépôt électrolytique localisé permet donc de contrôler finement les dimensions des conducteurs quelle que soit l'épaisseur de métallisation.

➤ Dimensions minimales des fentes réalisables

Pour déterminer la dimension minimale des fentes réalisables, nous avons conçu un masque d'évaluation formé de bandes parallèles de $200\ \mu\text{m}$ de large et de 4 ou 6 mm de longueur. Les fentes séparant ces bandes ont respectivement pour largeurs : 4, 6, 7, 10 et $20\ \mu\text{m}$.

La Figure III.15 présente un schéma du démonstrateur avec ses cotes.

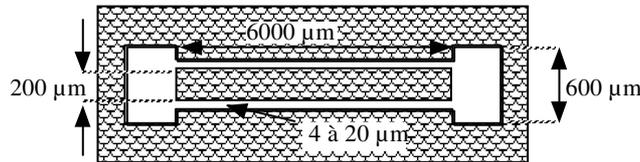


Figure III.15 : Schéma du démonstrateur en vue de la détermination des dimensions minimales des fentes

Les dispositifs réalisés avec ce masque ont permis d'effectuer les observations consignées dans le Tableau III.12.

Tableau III.12 : Observations sur la réalisation de fentes plus ou moins larges sur une longueur de 4 et 6 mm

largeur de fente entre 2 rubans de longueur 6 mm	observations	conclusion
4 μm	fentes non formées en certains points	la résine a été entièrement surgravée localement.
6 et 7 μm	quelques défauts dans la gravure des fentes	le mur de résine est intègre sur les 6 mm de longueur, mais des défauts de définitions des cotes apparaissent.
10 et 20 μm	aucun défaut apparent et respect des cotes	la photolithographie du moule s'est déroulée de façon satisfaisante

A titre d'illustration, nous présentons sur la Figure III.16, deux fentes, l'une de 6 μm l'autre de 10 μm . Les photographies ne présentent qu'un tronçon de ligne de 6 mm.

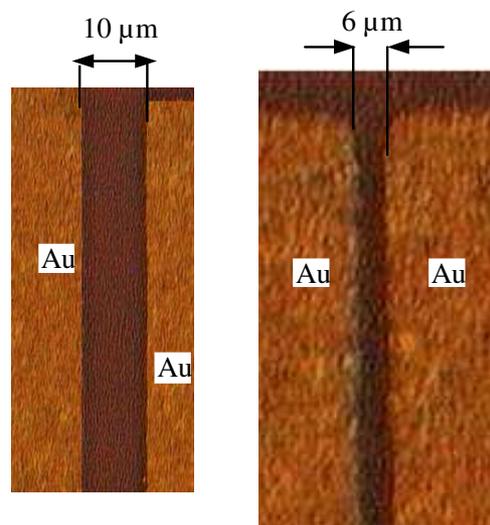


Figure III.16 : Fentes de 10 et 6 μm

Des fentes de largeur inférieure à 7 μm n'offrent pas un respect géométrique suffisant pour nos réalisations. Nous pouvons conclure qu'en l'état actuel de cette technologie, nous pouvons assurer un excellent respect des cotes sur plusieurs millimètres (6 mm) pour une taille minimale de fente (mur de résine) de 10 μm . Ce qui correspond à un rapport de forme de 600.

III.4/ Les filières de fabrication

III.4.1/ Introduction aux filières

Nous avons décrit au chapitre II les procédés de base de fabrication des films diélectriques et de libération de la membrane, et ci-dessus les procédés de confection des conducteurs. Pour constituer une filière nous établissons l'ordre d'enchaînement des procédés choisis en cherchant à minimiser les interactions entre procédés.

La filière technologique doit :

- permettre une bonne reproductibilité des produits d'un lot de fabrication à un autre ;
- offrir la possibilité de fabriquer des circuits de géométries variées ;
- garantir un dimensionnement précis des formes de circuit propres à chaque fonction électronique ;
- permettre la production de masse avec un bon rendement de fabrication.

Pour constituer la membrane, nous avons déjà accordé la préférence à un bicouche oxyde/nitrure de silicium, l'oxyde étant déposé en premier. Pour les conducteurs, nous avons présenté 2 procédés de dépôt et 2 procédés de confection. C'est dans le choix de ces procédés que les 2 filières se distinguent. Elles ont en commun de placer l'étape de micro-usinage du substrat en fin de chaîne, afin que la membrane, qui est l'élément le plus fragile, reçoive le renfort de la métallisation avant d'être libérée du substrat. Cet ordonnancement n'a pas d'inconvénient pour le circuit métallique car l'or est inerte vis-à-vis des bains de gravure basiques du silicium.

Avant de présenter les 2 filières, nous récapitulons les procédés constitutifs précédemment exposés aux chapitres II et III. Tous ces procédés peuvent être qualifiés de collectifs car un même substrat porte plusieurs dizaine de composants qui peuvent être de forme et dimension différents, seule l'épaisseur de métallisation étant commune pour les composants d'une même plaquette. L'illustration des filières sera cependant faite au niveau d'un composant individuel pour plus de clarté.

III.4.2/ Procédés constitutifs des filières

Nous résumons ci-dessous les procédés que nous avons expérimentés et optimisés en vue de la constitution des filières pour circuits coplanaires sur membrane diélectrique.

III.4.2.a) Le nettoyage des substrats

Les plaquettes sont plongées successivement dans un bain de H_2SO_4/H_2O_2 puis de HF. Elles sont finalement rincées avec de l'eau désionisée et séchées.

III.4.2.b) Les films diélectriques

- Le SiO_2 est obtenu par voie humide à $1150^\circ C$. Son épaisseur est 800 nm, sa contrainte est compressive et vaut -300 MPa, sa permittivité relative est de 3,9. La durée de l'opération est de 4h30, pour un temps de croissance de 3h40.
- Le $Si_{3,2}N_4$ est obtenu par LPCVD à $750^\circ C$ en utilisant du NH_3 et du SiH_4 avec un rapport de débits de 40/50. Son épaisseur est 600 nm, sa contrainte est tensile et vaut 600 MPa, sa permittivité relative est de 8,1. La durée de l'opération est inférieure à 2h pour un temps de dépôt de 1h40.
- Le bicouche diélectrique réalisé est composé d'oxyde suivi par du nitrure de silicium. Son épaisseur est de 1,4 μm , sa contrainte est tensile et vaut 85 MPa, sa permittivité relative équivalente est de 5,7.

III.4.2.c) Les couches métalliques

La première couche est composée de titane puis d'or obtenu par dépôt physique sous phase vapeur à 150 °C. L'épaisseur est de 100 nm pour le titane et 500 nm pour l'or, mais l'épaisseur d'or peut être augmentée jusqu'à environ 1 µm. La contrainte globale du bicouche est tensile ; elle vaut 120 MPa pour l'épaisseur mentionnée. La rugosité est voisine de 8 nm. L'opération dure environ 2h.

Il est possible d'ajouter une couche d'or électrochimique d'épaisseur variable, qui nécessite un recuit à 200 °C pendant 2 heures pour stabiliser sa contrainte intrinsèque autour de 70 MPa et sa rugosité autour de 15 nm.

III.4.2.d) La confection des conducteurs

Nous avons mis au point 2 procédés :

- La mise en forme par photolithographie utilise une résine positive (AZ1529) d'épaisseur 2 µm. La gravure localisée est effectuée dans une solution de KI+I₂ pour l'or et dans une solution d'acide fluorhydrique tamponné (buffer HF) pour le titane. Cette technique est limitée aux épaisseurs d'environ 1 µm.

- La mise en forme par dépôt localisé utilise une résine positive (AZ 4562) servant de moule aux conducteurs. Ce moule a une hauteur de 16 µm. Pour cette fonction la résine subit des traitements spécifiques. La couche d'accrochage pleine plaque est retirée par une gravure généralisée dans les mêmes bains chimiques. Le temps total est de l'ordre de 14h.

III.4.2.e) L'ouverture du film diélectrique de la face arrière

L'ouverture se fait localement par attaque plasma CF₄ pendant 45 minutes. Le masque est défini par photolithographie d'une couche de résine positive (AZ 4562) d'épaisseur 7 µm.

III.4.2.f) Le micro-usinage du silicium

La gravure du substrat est anisotropique, elle se déroule dans une solution de KOH à 10 mol.l⁻¹ à 85 °C. Le temps de gravure moyen pour une plaquette de 360 µm est de 4h30.

III.4.3/ Filière par photolithographie

III.4.3.a) Principe de la filière par photolithographie

Cette filière consiste à associer la technique de réalisation des conducteurs par dépôt physique sous phase vapeur et la technique de mise en forme par photolithographie. Ces techniques sont toutes deux limitées aux faibles épaisseurs jusqu'à 1 µm environ, mais elles permettent le dépôt des conducteurs en une seule étape, de plus la mise en forme par gravure est la technique dont la mise en œuvre est la plus simple. Pour les applications qui ne requièrent pas des épaisseurs supérieures à 1 µm, l'intérêt de cette filière est d'ordre économique.

Dans le cadre de cette filière, 2 variantes ont été développées, selon que la photolithographie des conducteurs a lieu avant ou après le micro-usinage du substrat. Leurs avantages respectifs n'ont pas permis de les départager.

III.4.3.b) Description de la filière à photolithographie avant micro-usinage

La Figure III.17 présente la série d'ordonnancement des étapes du processus de fabrication pour la filière à photolithographie avant le micro-usinage du substrat.

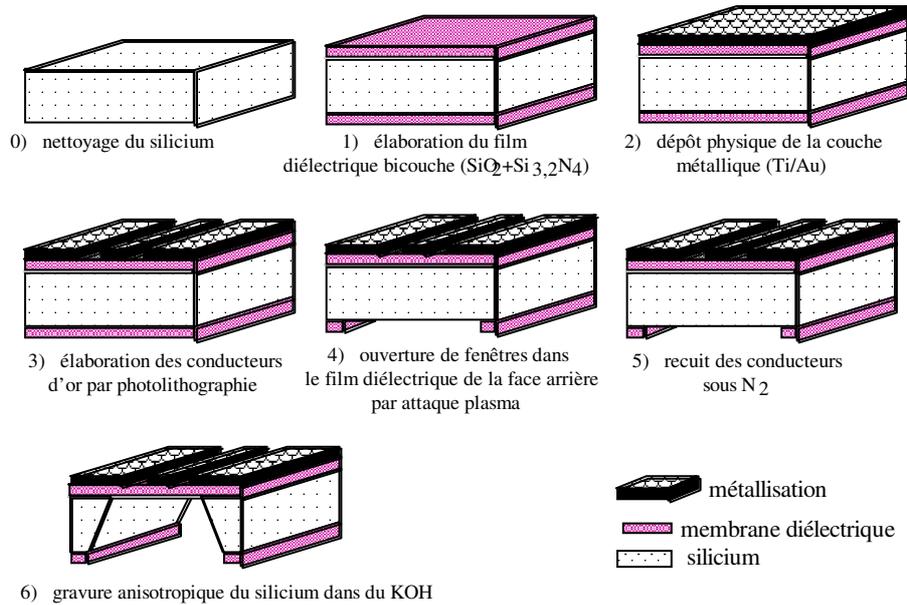


Figure III.17 : *Filière à photolithographie avant micro-usinage*

Commentaire sur l'étape 6)

Avant l'étape de micro-usinage, le composant est dans la configuration présentée sur la Figure III.18.

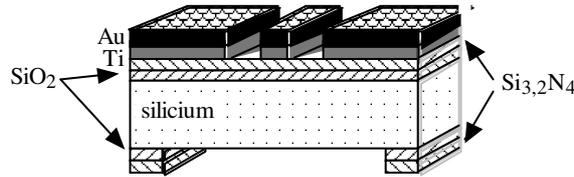


Figure III.18 : *Matériaux en contact avec le bain de KOH*

La tenue chimique de l'oxyde et du nitrure dans le bain de gravure a été présentée au § II.5.3.d et ne pose pas de problèmes. L'or quand à lui est inerte.

III.4.3.c) Description de la filière à photolithographie après micro-usinage

La Figure III.19 présente la série d'ordonnancement des étapes du processus de fabrication pour la filière à photolithographie après le micro-usinage du substrat.

Cette méthode, en intervertissant l'étape du micro-usinage et de la gravure des conducteurs, permet d'éviter le recourt à la technique spécifique de protection du titane. Par contre l'étape de confection des conducteurs est plus complexe :

- il est nécessaire de maintenir la plaquette micro-usinée sur un support rigide lors des inductions de résine.
- l'autre point délicat se présente lors de la gravure du titane par le HF tamponné (buffer HF) car ce bain attaque également le SiO₂ à l'arrière de la membrane. Ce problème a été résolu par des dispositions particulières évitant le contact de la face arrière de la membrane avec le bain pendant cette opération, qui ne dure que quelques dizaines de secondes.

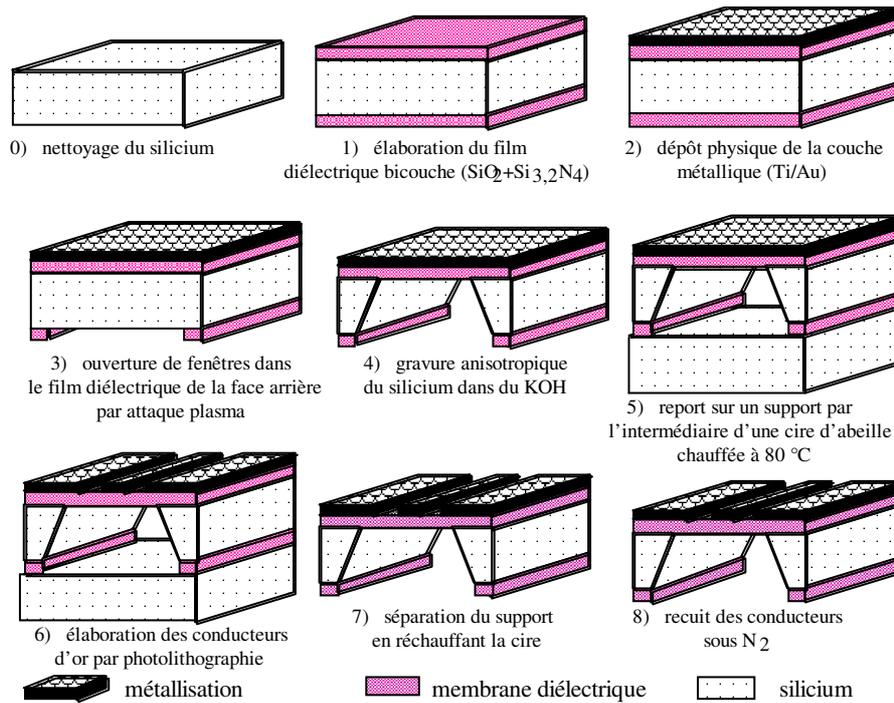


Figure III.19 : Filière à photolithographie après micro-usinage

III.4.4/ Filière par dépôt électrochimique localisé

III.4.4.a) Principe et description de la filière par dépôt électrochimique localisé

Cette filière est plus lourde que la précédente car elle fait appel successivement aux 2 techniques de dépôts de conducteurs, le dépôt physique et le dépôt électrochimique. Elle est bien adaptée à l'obtention de conducteurs d'épaisseur allant de 1 à 10 μm .

La Figure III.20 présente la série d'ordonnancement des étapes du processus de fabrication. Dans cette filière, les conducteurs sont déjà confectionnés et le titane est protégé par l'or de la couche d'accrochage pleine plaque, lorsque la plaquette est plongée dans le bain de micro-usinage. Le seul point délicat reste la tenue de la membrane lors de la gravure du titane par du HF tamponné. Il est résolu par des dispositions particulières évitant le contact de la face arrière de la membrane avec le bain pendant cette opération, qui ne dure que quelques dizaines de secondes.

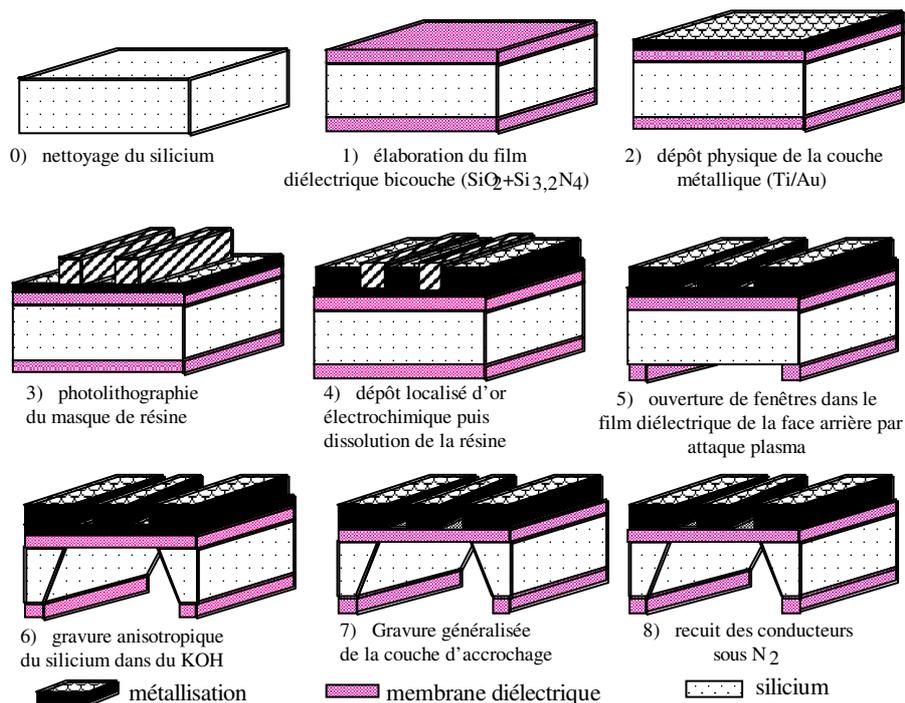


Figure III.20 : Filière par dépôt électrochimique localisé sur membrane diélectrique bicouche

III.4.4.b) Résultats de fabrication obtenus avec cette filière

Pour valider nos travaux nous devons réaliser des circuits micro-ondes simples. Pour permettre le balayage de toute la plage des épaisseurs, nous avons opté pour la filière qui met en œuvre le dépôt électrochimique localisé. Nous donnons ci-dessous des informations acquises sur des essais complémentaires ou à l'issue de l'ensemble des travaux.

➤ Rendement de fabrication

Les quelques centaines de membranes réalisées au cours de nos travaux n'ont présenté aucun défaut de fabrication. Nous pouvons donc considérer que le rendement de fabrication des membranes métallisées est proche de 100 %.

La découpe des composants provenant d'une même plaquette peut se faire par 2 méthodes :

- le clivage à partir de sillons de prédécoupe préparés lors du micro-usinage du substrat ;
- la découpe à la scie diamantée.

Nous avons adopté de préférence la première méthode ; cependant même avec la seconde, aucun composant découpé n'a été détérioré.

➤ Tenue mécanique des composants

Nous avons soumis des membranes métallisées ($5 \times 10 \text{ mm}^2$) par $2,5 \text{ }\mu\text{m}$ d'or aux essais mécaniques définis au § II.5.5.a. Le Tableau III.13 donne la pression différentielle de rupture en pression et en dépression pour un lot de 24 membranes métallisées et rappelle les résultats obtenus pour des membranes nues de même dimension. [Ese. 97t]

Tableau III.13 : Pression différentielle de rupture pour des membranes $5 \times 10 \text{ mm}^2$ nues et métallisées

		$5 \times 10 \text{ mm}^2$ nues	$5 \times 10 \text{ mm}^2$ métallisées
en dépression	valeur moyenne (bar)	0,50	>1
	écart type (bar)	0,10	-
en surpression	valeur moyenne (bar)	0,53	1,35
	écart type (bar)	0,13	0,09

Nous voyons que la pression de rupture augmente fortement lorsque la membrane est métallisée, et que sa dispersion diminue comme le montre la Figure III.21.

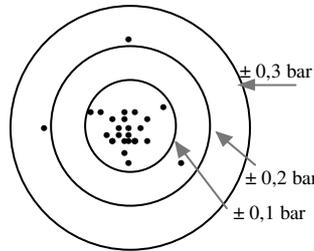


Figure III.21 : Distribution des écarts de pression de rupture de membranes $5 \times 10 \text{ mm}^2$ métallisées par $2,5 \text{ }\mu\text{m}$ d'or

Nous avons de même étudié la tenue mécanique des composants micro-ondes qui sont présentés aux §§ V.2.2 et VI.3.1. L'étude a porté sur 12 dispositifs métallisés avec une épaisseur de $2,5 \text{ }\mu\text{m}$ d'or. Le Tableau III.14 donne le résumé statistique de cette étude avec un rappel des dimensions de la membrane.

Tableau III.14 : Pression différentielle de rupture (moyenne et écart type) pour les lignes et les filtres

	lignes de transmission	filtre
dimensions membrane	$2,5 \times 6 \text{ mm}^2$	$2,4 \times 9 \text{ mm}^2$
dimensions métallisation	$3,4 \times 9 \text{ mm}^2$	$4 \times 11 \text{ mm}^2$
surpression moyenne de rupture (bar)	2,68	2,21
écart type de la surpression de rupture (bar)	0,17	0,05

Nous voyons que pour ces composants, dont la surface de la membrane est inférieure à celle des dispositifs d'essais, la pression différentielle de rupture est plus élevée.

III.5/ Conclusion

Après avoir fixé des objectifs relatifs à l'épaisseur des conducteurs et à la précision des cotes en largeur, nous avons expérimenté 2 procédés de dépôt d'or. Le dépôt physique par évaporation convient particulièrement pour les faibles épaisseurs (0,6 à 1 μm). Le dépôt électrochimique s'ajoute au précédent pour les fortes épaisseurs (1 à 10 μm).

Pour confectionner les circuits aux formes voulues et assurer la précision des cotes, nous avons là aussi expérimenté 2 procédés. Le procédé classique de gravure d'une couche pleine plaque par photolithographie convient pour les faibles épaisseurs. Le procédé par dépôt électrochimique localisé suivi d'une gravure généralisée convient pour les fortes épaisseurs.

Disposant de l'ensemble des briques technologiques décrites au chapitre II pour la membrane et ci-dessus pour les conducteurs, nous avons construit 2 filières de fabrication :

- La filière par photolithographie utilise le dépôt physique des conducteurs. Elle convient pour les épaisseurs inférieures à 1 μm environ.
- La filière par dépôt électrochimique localisé est un peu plus lourde à mettre en œuvre, mais elle est bien adaptée à la gamme d'épaisseur 1-10 μm . Elle a été retenue, avec une épaisseur de 2,5 μm , pour la plupart des travaux présentés aux chapitres suivants.

La tenue mécanique et thermique des produits réalisés par la filière électrochimique localisée a été vérifiée et jugée satisfaisante. En ce qui concerne la filière par photolithographie, nous n'avons pas vérifié sa tenue mécanique, mais nous pouvons augurer qu'elle est comprise entre celle de la filière par dépôt localisé (épaisseur de conducteur 2,5 μm) et celle des membranes nues exposée au § II.5.5.a.

IV/ Conception de lignes micro-ondes sur membrane

IV.1/ Introduction

Les chapitres II et III ont décrit les technologies expérimentées et optimisées pour constituer une nouvelle filière de structures micro-ondes. L'étape suivante de notre démarche est la réalisation par cette filière de circuits micro-ondes typiques et la vérification de leurs performances. Le circuit le plus simple et le plus fondamental est la ligne de transmission. La Figure IV.1 présente ce type de structure. Les conducteurs en or sont déposés sur une membrane diélectrique bicouche, elle-même tendue entre les murs de silicium restant après micro-usinage du substrat.

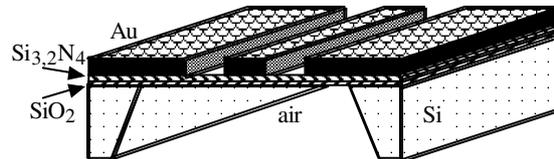


Figure IV.1 : Tronçon de ligne de transmission

Les chapitres IV (conception) et V (faisabilité) sont consacrés aux lignes sur membrane. Les deux étapes, conception et faisabilité ont, au cours de nos travaux, été menées parallèlement. Nous les présentons ici séquentiellement selon la logique de la démarche.

La conception des lignes s'articule elle-même en trois phases :

- choix préliminaires ;
- détermination des paramètres principaux par analyse quasi statique ;
- analyse paramétrique autour des caractéristiques retenues.

IV.2/ Contraintes de conception et choix préliminaires

Avant de procéder à la conception du circuit métallique, il est nécessaire de fixer la gamme de fréquences de travail, de définir les points d'accès aux circuits et de choisir l'épaisseur du substrat.

IV.2.1/ Gamme de fréquences

Le premier choix que nous avons fait est celui de la gamme de fréquences de travail. Nous nous sommes fixés sur la gamme :

10 - 70 GHz

raisonnablement ambitieuse dans une perspective de "montée en fréquence", et pour laquelle nous disposons de matériels de mesure parfaitement au point. On sait de plus que les nouveaux marchés des circuits micro-ondes pour les années à venir vont concerner essentiellement la moitié supérieure de cette bande. La technologie de membrane permettrait d'ailleurs son extension vers des fréquences encore plus élevées.

IV.2.2/ Accès et transitions

Nos travaux ont porté sur des tronçons de lignes sur membrane, sur des tronçons d'accès sur substrat massif et sur les transitions indispensables entre les deux. La question des accès et transitions est abordée ici uniquement dans le but de pouvoir procéder à des mesures sur les structures sur membrane. Ces mesures se font en effet au moyen de sondes qu'il n'est normalement pas possible pour des raisons mécaniques de poser sur la membrane. Il faut donc les poser sur les tronçons d'accès réalisés sur substrat massif, et réunis au circuit sur membrane par des transitions. Le problème se poserait différemment en utilisation fonctionnelle et pourrait recevoir des réponses optimisées pour chaque utilisation.

IV.2.3/ Epaisseur du substrat de silicium

Une première considération relative à l'épaisseur du substrat concerne les accès sur substrat massif. Nous avons vu au § I.3.3.b que la permittivité effective et l'impédance caractéristique d'un guide coplanaire sur substrat massif dépendent peu de l'épaisseur (h) du substrat. Les paramètres qui influent le plus sur les caractéristiques du guide coplanaire sont les paramètres de surface w et s . Un changement d'épaisseur peut donc être facilement compensé par une petite modification des largeurs de ruban ou de fente.

Une autre considération plus déterminante pour le choix de l'épaisseur du substrat est que les circuits sont habituellement fixés sur un support métallique. La distance circuit/support détermine la fréquence de coupure du mode parasite de type guide diélectrique dont une face est métallisée. Ce mode parasite se couple au mode normal lorsque la fréquence s'élève et il est recommandé pour s'en protéger de ne pas utiliser de fréquences supérieures à une valeur dite fréquence critique f_g , dont la longueur d'onde associée est approximativement $\lambda_g = h/0,15$ [Ria. 90m].

Par ailleurs les fournisseurs de plaquettes de silicium n'offrent qu'une gamme limitée d'épaisseurs, surtout pour du silicium à haute résistivité. Nous avons adopté une épaisseur :

$$h = 360 \mu\text{m}$$

Le Tableau IV.1 indique pour cette épaisseur les fréquences critiques f_g pour les deux cas que nous avons à traiter. En effet le problème se pose aussi pour les lignes sur membrane puisqu'elles reposent, sur leur pourtour, sur le silicium massif. L'épaisseur du substrat de silicium détermine donc la distance du support métallique à $360 \mu\text{m}$ dans les deux cas.

Tableau IV.1 : Fréquences critiques pour les guides coplanaires posés sur support métallique ($h = 360 \mu\text{m}$)

	sur silicium massif	sur membrane
fréquence critique	36 GHz	115 GHz

Nous voyons donc que le mode parasite de type guide diélectrique pourrait prendre naissance dans les accès des démonstrateurs, dans la gamme d'étude qui s'étend jusqu'à 70 GHz.

IV.2.4/ Topologie de référence

La Figure IV.2 montre la topologie d'une ligne coplanaire avec ses différents paramètres.

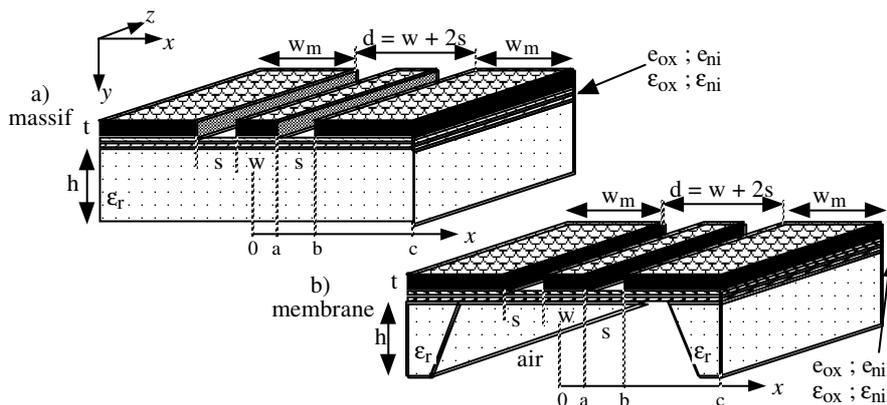


Figure IV.2 : Topologie d'une ligne coplanaire : a) sur massif ; b) sur membrane

A partir de la Figure IV.2, nous avons défini :

➤ les paramètres fixés :

- épaisseur du substrat : $h = 360 \mu\text{m}$
- permittivité du silicium : $\epsilon_r = 11,9$
- épaisseur, permittivité d'oxyde : $e_{\text{OX}} = 0,8 \mu\text{m}$; $\epsilon_{\text{rOX}} = 4$
- épaisseur, permittivité de nitrure : $e_{\text{ni}} = 0,6 \mu\text{m}$; $\epsilon_{\text{rni}} = 8,1$

➤ les paramètres à déterminer :

- largeur de ruban : w
- largeur de fente : s
- largeur de demi-plan de masse : w_m
- épaisseur de métallisation : t

➤ les autres paramètres utilisés dans les chapitres IV et V :

- $a = w/2$
- $b = d/2$
- $c = b + w_m$
- $d = w + 2s$
- $K = w/d$ (facteur d'aspect)

IV.3/ Paramètres de conception par analyse quasi statique

La conception des lignes consiste à déterminer les paramètres géométriques permettant de réaliser une ligne d'impédance caractéristique voulue. Nous avons utilisé des formules établies par une méthode quasi statique (la transformation conforme), qui donnent la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne à partir des paramètres géométriques et de la permittivité relative ϵ_r du matériau de substrat.

Les paramètres géométriques intervenant dans l'analyse quasi statique sont : h (fixé à $360 \mu\text{m}$), et w , s , w_m (à déterminer). L'épaisseur des circuits métalliques est supposée nulle. Ce paramètre sera considéré dans l'analyse électromagnétique (cf § IV.IV.5.4/).

IV.3.1/ Bases de conception par la transformation conforme

IV.3.1.a) Principe de la transformation conforme

Nous avons vu au § I.2.3 que la détermination de la permittivité effective ϵ_{eff} et de l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne se ramène, dans une analyse quasi statique, à la détermination de 2 capacités linéiques :

- la capacité linéique de la ligne considérée (C)
- la capacité d'une ligne de géométrie identique dans laquelle tous les diélectriques sont remplacés par de l'air (C_a).

Ces 2 capacités peuvent être déterminées par la méthode de la transformation conforme que nous allons brièvement présenter.

La difficulté de calcul des capacités linéiques tient à la forme géométrique de la section de la ligne et à la présence de plusieurs milieux de permittivités différentes. Tout serait beaucoup plus simple si les 2 conducteurs étaient de même dimension et face à face ; nous aurions alors un condensateur plan à faces parallèles dont la capacité linéique s'exprimerait par :

$$C' = \epsilon x/e \quad [\text{éq. IV.1}]$$

où x est la dimension transverse et e l'épaisseur, comme le montre la Figure IV.3.

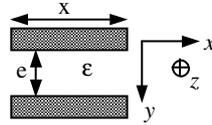


Figure IV.3 : Schéma du condensateur plan équivalent

La transformation conforme permet justement de passer de la géométrie réelle à cette géométrie idéale dans l'approximation quasi statique, c'est-à-dire de déterminer les dimensions x et e et la permittivité ϵ du condensateur plan de même capacité C ou C_a que la ligne considérée. Les formules donnant ϵ_{eff} et Z_0 qui s'en déduisent sont présentées au § IV.IV.3.1.b). Les formules que nous avons utilisées ont été établies dans les conditions suivantes : épaisseur du substrat et largeur des plans de masse finies.

Il est utile de préciser que la méthode de la transformation conforme utilisée pour établir ces formules tient compte de la présence de l'air environnant, non seulement au-dessus du circuit, mais aussi au-dessous. Dans le cas du substrat massif l'air au-dessous joue un rôle marginal en général avec les épaisseurs de substrat pratiquées, le champ électrique restant confiné dans le substrat. Cette remarque prend son importance dans le cas du guide coplanaire sur membrane puisque là, au contraire, le champ s'étend amplement dans l'air au-delà de la membrane.

IV.3.1.b) Formules générales de conception quasi statique

La permittivité effective et l'impédance caractéristique sont données par : [Bed. 92j] [Gup. 79h]

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')}} \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} \quad [\text{éq. IV.2}]$$

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')}} \frac{\eta_0}{4 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. IV.3}]$$

où :

- $\eta_0 = 120 \pi$ est l'impédance d'onde dans le vide,
- $K(k)$ et $K(k')$ sont des intégrales elliptiques complètes de première espèce, avec pour arguments k et k' qui dépendent des caractéristiques géométriques a , b et c de la ligne,
- $K(k_1)$ et $K(k'_1)$ sont des intégrales elliptiques complètes de première espèce, avec pour arguments k_1 et k'_1 qui dépendent des caractéristiques géométriques a , b et c de la ligne et de l'épaisseur h du substrat.

Les intégrales elliptiques, $K(\theta)$, sont définies comme :

$$K(\theta) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\sqrt{1 - (\theta \sin x)^2}} dx \quad [\text{éq. IV.4}]$$

et les arguments k, k', k_1, k'_1 sont définis comme :

$$k = \frac{a}{b} \sqrt{\frac{c^2 - b^2}{c^2 - a^2}} \quad [\text{éq. IV.5}]$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad [\text{éq. IV.6}]$$

$$k_1 = \frac{\text{sh}\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}{\text{sh}\left(\frac{\pi b}{2h}\right)} \sqrt{\frac{\text{sh}^2\left(\frac{\pi c}{2h}\right) - \text{sh}^2\left(\frac{\pi b}{2h}\right)}{\text{sh}^2\left(\frac{\pi c}{2h}\right) - \text{sh}^2\left(\frac{\pi a}{2h}\right)}} \quad [\text{éq. IV.7}]$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2} \quad [\text{éq. IV.8}]$$

IV.3.1.c) Formules de conception quasi statique sur membrane

En partant des formules générales précédentes, des formules appropriées au cas de la membrane ont été établies. Nous sommes dans ce cas en présence de 2 diélectriques (nitrure et oxyde) d'épaisseurs respectives e_{ni} , e_{ox} et de permittivités relatives ϵ_{rni} , ϵ_{rox} . Au lieu des deux arguments (k_1 et k'_1) nous avons maintenant quatre arguments (k_{ox} et k'_{ox}), (k_{ni} et k'_{ni}) [Dub. 97j]. D'autre part, comme les deux couches de substrat sont de très faible épaisseur, les expressions des arguments peuvent se simplifier par l'approximation : $\text{sh } x \approx e^{x/2}$ (pour $x > 10$).

$$k_{ox} = \frac{\exp\left(\frac{\pi a}{2e_{ox}}\right)}{\exp\left(\frac{\pi b}{2e_{ox}}\right)} \sqrt{\frac{\exp\left(\frac{\pi c}{e_{ox}}\right) - \exp\left(\frac{\pi b}{e_{ox}}\right)}{\exp\left(\frac{\pi c}{e_{ox}}\right) - \exp\left(\frac{\pi a}{e_{ox}}\right)}} \quad [\text{éq. IV.9}]$$

$$k'_{ox} = \sqrt{1 - k_{ox}^2} \quad [\text{éq. IV.10}]$$

$$k_{ni} = \frac{\exp\left(\frac{\pi a}{2e_{ni}}\right)}{\exp\left(\frac{\pi b}{2e_{ni}}\right)} \sqrt{\frac{\exp\left(\frac{\pi c}{e_{ni}}\right) - \exp\left(\frac{\pi b}{e_{ni}}\right)}{\exp\left(\frac{\pi c}{e_{ni}}\right) - \exp\left(\frac{\pi a}{e_{ni}}\right)}} \quad [\text{éq. IV.11}]$$

$$k'_{ni} = \sqrt{1 - k_{ni}^2} \quad [\text{éq. IV.12}]$$

Les intégrales elliptiques associées aux couches d'oxyde et de nitrure peuvent se simplifier et deviennent :

$$\frac{K(k_{ox})}{K(k'_{ox})} = \frac{\pi}{\ln\left(\frac{16}{k_{ox}^2}\right)} \quad [\text{éq. IV.13}]$$

$$\frac{K(k_{ni})}{K(k'_{ni})} = \frac{\pi}{\ln\left(\frac{16}{k_{ni}^2}\right)} \quad [\text{éq. IV.14}]$$

Il suffit alors d'associer ces expressions dans les formules de permittivité et d'impédance :

$$\epsilon_{\text{eff}} = 1 + \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')}} \left\{ \frac{(\epsilon_{\text{rni}} - 1) K(k_{\text{ni}})}{2 K(k'_{\text{ni}})} + \frac{(\epsilon_{\text{rox}} - 1) K(k_{\text{ox}})}{2 K(k'_{\text{ox}})} \right\} \quad [\text{éq. IV.15}]$$

$$Z_0 = \frac{1}{\frac{K(k)}{K(k')}} \frac{\eta_0}{4 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad [\text{éq. IV.16}]$$

IV.3.1.d) Formules de conception quasi statique sur massif

Si le substrat massif n'était composé que de silicium, nous pourrions appliquer les formules générales du § IV.3.1.b). En réalité selon le processus de fabrication, le substrat de silicium est recouvert du film diélectrique bicouche. Nous nous trouvons donc en présence de 3 matériaux. Or nous ne disposons pas de formules de transformation conforme applicables au cas d'une couche épaisse associée à 2 couches minces.

Pour tenir compte de la petite contribution du film diélectrique sur le silicium, nous utilisons la formule d'association en parallèle (équation II.12) présentée au § II.4.2.a. Dans l'application de cette formule, pour la pondération par les épaisseurs, nous remplaçons l'épaisseur réelle du silicium (360 μm) par l'épaisseur effectivement traversée par le champ électrique (70 μm) comme nous l'avons remarqué au § I.3.3.b (Figure I.19). Nous obtenons ainsi une estimation approchée de la permittivité relative équivalente (ϵ_{req}) :

$$\epsilon_{\text{req}} \approx 11,8$$

IV.3.2/ Dimensionnement des lignes sur membrane

IV.3.2.a) Objectif de conception

Le choix d'un objectif d'impédance caractéristique n'était pas évident. Nous savons que la valeur standard $Z_0 = 50 \Omega$ est en limite des possibilités pour des lignes de permittivité voisine de 1 (cf § I.4.1.b). Par ailleurs minimiser les pertes ohmiques conduirait à adopter un rapport d'aspect $K = w/d = 0,4$ (cf I.3.3.a) pour lequel on aboutirait, avec $\epsilon_{\text{eff}} \approx 1$, à $Z_0 \approx 140 \Omega$. Cette valeur très éloignée de l'impédance caractéristique standard (50 Ω) induirait une forte désadaptation. Entre ces 2 extrêmes nous avons décidé de retenir deux options :

$$Z_0 = 75 \Omega \quad \text{et} \quad Z_0 = 100 \Omega$$

Ce choix permettra de comparer les résultats obtenus dans les deux cas. Il facilitera aussi la comparaison de nos résultats avec ceux de l'université du Michigan qui a adopté ces valeurs pour une partie de ses travaux.

IV.3.2.b) Détermination des largeurs de ruban et de fente sur membrane

Pour obtenir l'impédance caractéristique voulue, nous disposons d'un jeu de 3 paramètres géométriques, w , s , w_m ce qui donne théoriquement une infinité de solutions possibles. En fait nous savons que la largeur w_m des demi-plans de masse influe peu sur Z_0 lorsqu'elle est suffisante. Nous lui fixons a priori une valeur suffisamment élevée (1000 μm) et nous déterminons w et s . Nous revenons ensuite à w_m .

Les courbes d'iso-impédance dans le plan (s,w) , déterminées à partir des formules du § IV.IV.3.1.c), sont représentées sur la Figure IV.4.

Comme nous l'avons vu au § I.4.1.b, la réalisation d'une valeur de Z_0 proche de 50Ω requiert un rapport w/s extrêmement élevé (> 30), c'est-à-dire un ruban très large et des fentes très étroites. Nous avons déjà relevé dans le commentaire de la Figure I.16 l'inconvénient de la concentration des lignes de courant qui résulte d'une telle géométrie. Il s'y ajoute une trop forte sensibilité de Z_0 au paramètre s ; par exemple pour $w = 300 \mu\text{m}$, une erreur de $5 \mu\text{m}$ sur s entraîne une erreur de 8 à 10Ω sur Z_0 . Pour ces deux raisons nous avons décidé de rejeter l'option 50Ω .

Une largeur de ruban de $300 \mu\text{m}$ nous a paru une valeur déjà assez grande mais pouvant encore être petite par rapport à la largeur des plans de masse. Nous en avons déduit les largeurs de fente correspondant aux deux objectifs d'impédance caractéristique choisis, et vérifié qu'elles étaient compatibles avec les possibilités de la technologie ($s > 10 \mu\text{m}$), voir Tableau IV.2.

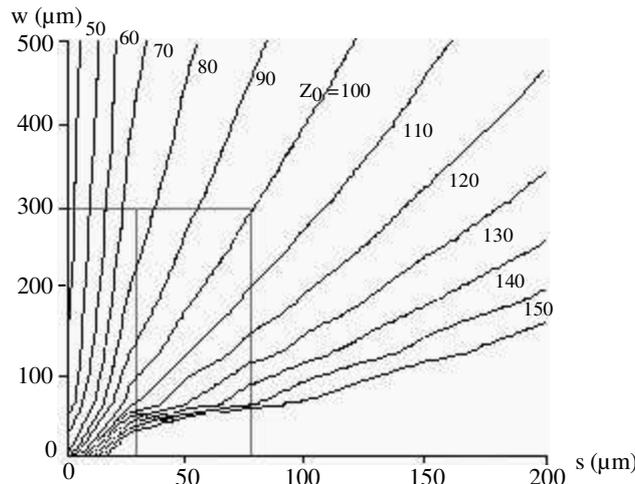


Figure IV.4 : Iso-impédances sur membrane en fonction des largeurs de ruban (w) et de fente (s) pour une largeur de demi-plan de masse $w_m = 1000 \mu\text{m}$

Tableau IV.2 : Largeurs de ruban et de fente pour deux lignes d'impédances différentes

Z_0	$\approx 75 \Omega$	$\approx 100 \Omega$
w	$300 \mu\text{m}$	$300 \mu\text{m}$
s	$27 \mu\text{m}$	$75 \mu\text{m}$
$d = w + 2s$	$354 \mu\text{m}$	$450 \mu\text{m}$

IV.3.2.c) Détermination de la largeur des demi-plans de masse sur membrane

Maintenant que w et s sont fixés, nous libérons la variable w_m et nous traçons l'impédance caractéristique en fonction du rapport $2w_m/d$. La courbe est présentée sur la Figure IV.5.

Nous voyons qu'à partir de $2w_m/d = 2$, c'est-à-dire $w_m = d$, l'impédance caractéristique ne varie presque plus, ce qui valide l'étude faite au § IV.IV.3.2.b). D'autre part les valeurs asymptotiques $Z_0 = 74 \Omega$ et 99Ω sont tout à fait satisfaisantes par rapport aux objectifs de 75Ω et 100Ω .

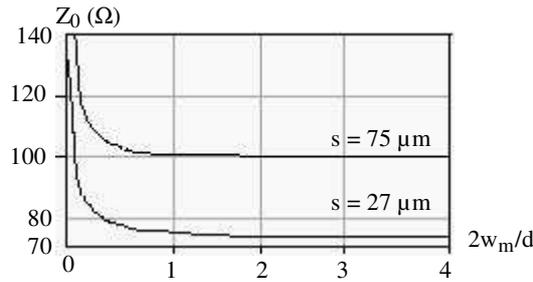


Figure IV.5 : Impédance sur membrane en fonction de la largeur de demi-plan de masse w_m , pour les largeurs de ruban (w) et de fente (s) fixées au Tableau IV.2

En ce qui concerne le choix de la largeur des demi-plans de masse, pour des raisons principalement technologiques nous avons décidé d'explorer deux options, dites à plans de masse étroits et à plans de masse larges. Comme illustré sur la Figure IV.6, dans le premier cas (a) la membrane s'étend au-delà du circuit métallique ; dans le second cas (b) c'est au contraire la métallisation qui déborde en prenant appui sur le silicium massif qui demeure sur les côtés après gravure, ce qui devrait consolider mécaniquement la structure.

La largeur de la membrane est de $2500 \mu\text{m}$.

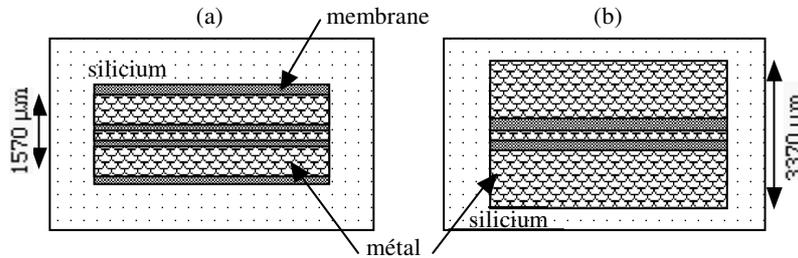


Figure IV.6 : Schémas de ligne sur membrane avec les deux largeurs de plans de masse

IV.3.2.d) Récapitulatif des caractéristiques sur membrane

Le Tableau IV.3 récapitule toutes les caractéristiques de conception des lignes sur membrane selon l'impédance et l'option des plans de masse choisie.

Tableau IV.3 : Caractéristiques des lignes sur membrane en conception par analyse quasi statique

	$Z_0 \approx 75 \Omega$		$Z_0 \approx 100 \Omega$	
	plans de masse étroits	plans de masse larges	plans de masse étroits	plans de masse larges
w (μm)	300	300	300	300
s (μm)	27	27	75	75
$d = w + 2s$ (μm)	354	354	450	450
$K = w / d$	0,85	0,85	0,67	0,67
w_m (μm)	608	1508	560	1460
$2w_m + d$ (μm)	1570	3370	1570	3370
ϵ_{eff}	1,10	1,10	1,05	1,05
Z_0 (Ω)	74	74	99	99

IV.3.3/ Dimensionnement des accès sur substrat massif

IV.3.3.a) Objectif et contrainte de conception

Comme nous l'avons indiqué au § IV.IV.2.2/, les tronçons de ligne réalisés sur substrat massif ont pour objet de faciliter le raccordement aux appareils de mesure, notamment à un analyseur vectoriel relié à des sondes hyperfréquences. Ce principe de mesure impose aux accès un dimensionnement approprié : il faut que la dimension $d/2$ de la ligne soit inférieure à l'écartement entre le conducteur central et les masses ('pitch') des sondes hyperfréquences, qui est de $150 \mu\text{m}$.

Nous avons choisi logiquement pour ces accès une impédance caractéristique égale à l'impédance d'entrée/sortie normalisée en hyperfréquences, à savoir :

$$Z_0 = 50 \Omega$$

Avant de déterminer les dimensions géométriques w , s , w_m , nous listons les recommandations de conception dont nous essaierons de tenir compte.

IV.3.3.b) Recommandations diverses

La littérature consacrée aux guides coplanaires sur substrat massif fait état d'un certain nombre de recommandations visant à réduire l'effet des modes parasites sur la dispersion et sur les pertes radiatives. Nous avons déjà signalé l'existence possible d'un mode pair et indiqué les moyens d'en réduire l'importance (§ I.3.3.b) ; ces moyens n'ont pas d'incidence sur le choix des largeurs w et s .

Nous avons également mentionné la possibilité d'un mode de guide diélectrique à une face métallisée et indiqué la contrainte qui en résulte sur le choix de l'épaisseur de substrat h (§ IV.2.3). Une contrainte complémentaire sur $d = w + 2s$ est recommandée par [God. 93i] à savoir $d < \lambda_g/20$. On ne peut toutefois réduire exagérément d sous peine d'augmenter les pertes ohmiques.

Un mode micro-ruban peut aussi prendre naissance entre l'un des rubans de masse supérieurs et le support métallique si ce dernier n'est pas au même potentiel : un montage soigné assurant une bonne continuité des masses entre les deux faces, des rubans de masse supérieurs larges ($w_m/d > qq$ unités) et la condition $d < h$ doivent permettre de s'en affranchir [Ria. 87n].

[Ria. 90m] mentionne en outre la possibilité d'un mode à onde de surface de type TEM à fréquence de coupure nulle. Si ce mode existe la condition $d < \lambda_g/20$ déjà énoncée permettrait de s'en protéger.

Enfin une dernière recommandation dérive de l'analyse de Jackson présentée au chapitre I (cf Figure I.16) : $0,2 \leq w/d \leq 0,6$ (pour réduire les pertes ohmiques).

Nous avons essayé de suivre ces recommandations en choisissant les dimensions des accès.

IV.3.3.c) Détermination des largeurs de ruban et de fente sur substrat massif

Comme au § IV.IV.3.2.b) nous avons théoriquement une infinité de solutions. Nous suivons la même démarche en deux temps. Nous fixons à w_m une valeur suffisamment élevée ($1000 \mu\text{m}$) et nous déterminons w et s . Nous revenons ensuite à w_m .

Nous utilisons les formules du § IV.IV.3.1.b) avec : $h = 361,4 \mu\text{m}$ et $\epsilon_r = 11,8$ (cf § IV.IV.3.1.d)). Les courbes d'iso-impédance dans le plan (s,w) sont représentées sur la Figure IV.7.

La portion du plan (s,w) qui respecte la contrainte sur l'espacement des pointes de mesure, se situe au-dessous de la droite $w = 300 - 2s$. Pour $Z_0 = 50 \Omega$, nous avons choisi les valeurs suivantes :

$$w = 70 \mu\text{m}$$

$$s = 50 \mu\text{m}$$

d'où $d = w + 2s = 170 \mu\text{m}$

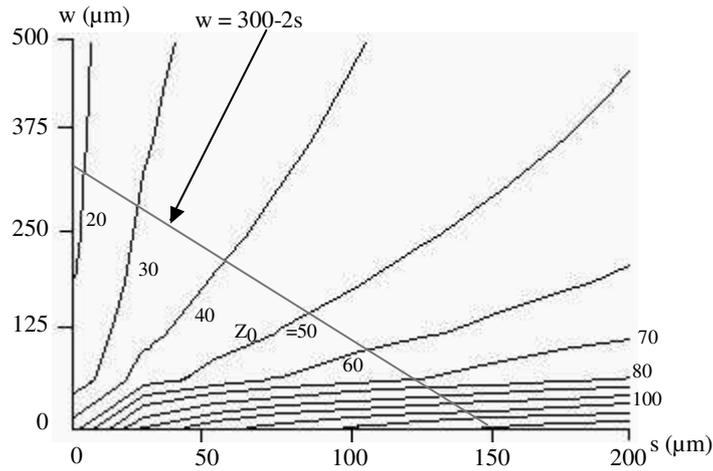


Figure IV.7 : Iso-impédances sur silicium massif en fonction des largeurs de ruban (w) et de fente (s) pour une largeur de demi-plan de masse $w_m = 1000 \mu\text{m}$

IV.3.3.d) Détermination de la largeur des demi-plans de masse sur substrat massif

Maintenant que w et s sont fixés, nous libérons la variable w_m et nous traçons l'impédance caractéristique en fonction du rapport $2w_m/d$. La courbe est présentée sur la Figure IV.8.

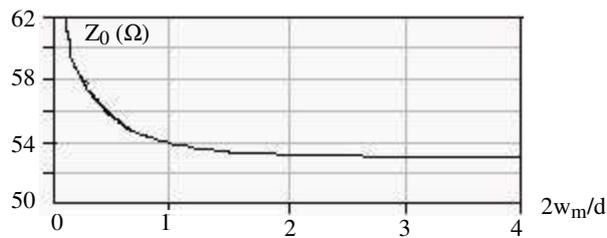


Figure IV.8 : Impédance en fonction de la largeur de demi-plan de masse w_m sur silicium massif pour une largeur de ruban $w = 70 \mu\text{m}$ et une largeur de fente $s = 50 \mu\text{m}$

Nous vérifions qu'à partir de $2 w_m/d = 2$, l'impédance caractéristique ne varie presque plus. D'autre part la valeur asymptotique $Z_0 = 53 \Omega$ est suffisamment proche de notre objectif compte tenu de la précision que l'on peut attendre des formules de l'analyse quasi statique.

Pour assurer la cohérence globale des dispositifs, nous adoptons des largeurs de demi-plans de masse telles que la bordure extérieure soit sans rupture entre les accès et la ligne sur membrane.

IV.3.3.e) Récapitulatif des caractéristiques sur substrat massif

Le Tableau IV.4 récapitule les caractéristiques de conception des lignes d'accès ($\cong 50 \Omega$) sur substrat silicium.

Tableau IV.4 : *Caractéristiques des lignes d'accès ($\cong 50 \Omega$) sur substrat silicium en conception par analyse quasi statique*

	plans de masse étroits	plans de masse larges
w (μm)	70	70
s (μm)	50	50
d = w + 2s (μm)	170	170
K = w / d	0,41	0,41
w _m (μm)	700	1600
2w _m + d (μm)	1570	3370
ϵ_{eff}	6,35	6,35
Z ₀ (Ω)	53	53

Dans le Tableau IV.5 nous présentons la situation des valeurs retenues par rapport aux recommandations du § IV.IV.3.3.b).

Tableau IV.5 : *Réponses aux recommandations de conception sur substrat massif*

Recommandations	Valeur	Satisfaction
d < h = 360 μm	170 μm	oui
w _m /d > quelques unités	4 ou 9	oui
d $\leq \lambda_g/20$	170 μm	pour f < 26 GHz
0,2 \leq w/d \leq 0,6	0,41	oui

Nous voyons que l'une des recommandations n'est pas satisfaite ; nous pouvons donc nous attendre à l'apparition de modes parasites dans les accès, notamment le mode guide diélectrique, dans la partie supérieure de la gamme de travail 10-70 GHz.

IV.3.4/ La transition entre le silicium massif et la membrane

IV.3.4.a) Problématique de la transition

Le raccordement entre le tronçon de ligne sur substrat massif (que nous utilisons comme élément d'entrée ou de sortie) et le tronçon sur membrane (qui est l'objet principal de nos études), est le point le plus délicat de la conception à cause de la gravure anisotrope du silicium qui fait un angle de 54,7° avec le plan horizontal, comme cela est présenté sur la Figure IV.9.

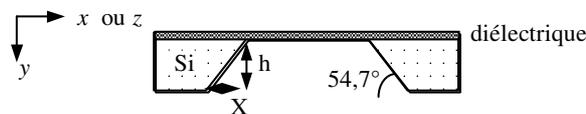


Figure IV.9 : *Coupe du substrat dans le plan xy ou zy*

Une relation trigonométrique simple lie l'épaisseur de gravure (h) et l'extension longitudinale ou transversale (X) du flanc de la gravure :

$$\operatorname{tg} 54,7^\circ = \frac{h}{X} \quad [\text{éq. IV.17}]$$

La gravure anisotropique crée donc une transition progressive du substrat (sur une longueur $X = 255 \mu\text{m}$ pour un substrat d'épaisseur $h = 360 \mu\text{m}$) ; le problème qui se pose est de savoir quelle forme donner à la transition correspondante des circuits. Essayons de séparer les différentes parties du problème.

➤ Adaptation entre deux lignes 50 Ω sur massif et membrane

Supposons tout d'abord que nous ayons adopté la même impédance caractéristique pour les deux tronçons (50 Ω). Les dessins de circuit sont forcément différents sur les deux substrats car pour cette impédance $w/d = 0,41$ sur le silicium et $0,94$ sur la membrane. De plus il existe inévitablement une zone d'impédance différente de 50 Ω , sur une longueur de $255 \mu\text{m}$ au voisinage du raccordement, à cause de la variation de l'épaisseur du substrat.

En théorie il pourrait être intéressant, sur cette longueur de $255 \mu\text{m}$, de réaliser des conducteurs dont la forme serait calculée pour que la variation d'impédance due à la variation linéaire de h soit exactement compensée par une variation de sens opposé due à la variation de w et d . Si on y parvenait, il n'y aurait pas de désadaptation.

➤ Adaptation entre 2 lignes d'impédances différentes

Dans notre cas, puisque nous avons adopté des impédances caractéristiques différentes pour les deux tronçons, il y aura obligatoirement une désadaptation. Par conséquent la recherche d'un dessin compensatoire est d'un intérêt moindre ; le problème essentiel est celui de la désadaptation résultant du choix des impédances et son traitement sera à considérer dans chaque application particulière en fonction des autres éléments hyperfréquences intégrés au même circuit. Ces questions sortent du cadre de notre étude.

L'IEMN a travaillé sur le problème de l'adaptation de deux lignes d'impédances différentes dans le cas d'un substrat AsGa. Il s'était fixé comme objectif de conserver l'impédance de 50 Ω tout le long de cette transition, et de n'avoir qu'un saut d'impédance au niveau de la connexion sur la ligne sur membrane. La Figure IV.10 présente la géométrie de ce type de transition [Sal. 96n]. Cette voie de conception ne peut être suivie dans notre cas car elle est incompatible avec la tolérance d'épaisseur entre les plaquettes de silicium comme nous allons le voir.

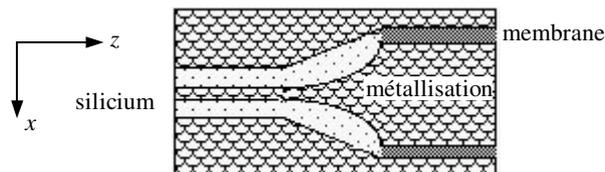


Figure IV.10 : Transition parabolique

➤ Tolérance d'épaisseur

Il faut maintenant ajouter aux considérations précédentes la considération des tolérances de fabrication associées à nos choix technologiques. En ce qui concerne le dessin des circuits métalliques nous pouvons assurer localement une excellente précision, de l'ordre du μm . Par contre nous avons pris pour principe de ne pas amincir les plaquettes de silicium en provenance du fabricant pour ne pas compliquer le processus de fabrication. Cela signifie que nous avons accepté une tolérance de $\pm 25 \mu\text{m}$ (donnée constructeur) sur l'épaisseur du substrat entre deux plaquettes. Il en résulte une incertitude de $\pm 18 \mu\text{m}$ sur la cote z à laquelle se termine un flanc de gravure. Cette incertitude met en échec toute tentative de coïncidence entre les variations géométriques en surface (w , d) et en profondeur (h) pour une fabrication monolithique.

➤ *Solution adoptée*

Comme la variation d'impédance avec l'épaisseur du substrat (h) est progressive, il nous a paru naturel de réaliser une variation également progressive de la géométrie du circuit (w , d). Nous avons choisi une variation linéaire pour sa simplicité. [Gui. 97a]

Nous n'avons pas cherché une coïncidence précise entre les deux progressions, qui aurait été illusoire en raison de la tolérance sur l'épaisseur. Par contre nous avons donné à la transition du circuit une extension en z de $400 \mu\text{m}$, nettement supérieure à l'extension en z de la transition du substrat (qui vaut $255 \pm 18 \mu\text{m}$), le début des deux transitions étant situé au même endroit du côté du substrat massif. Ainsi nous sommes certains qu'après usinage du substrat l'extrémité de la transition du circuit reposera déjà sur la membrane et non sur du silicium, comme cela est indiqué sur la Figure IV.11.

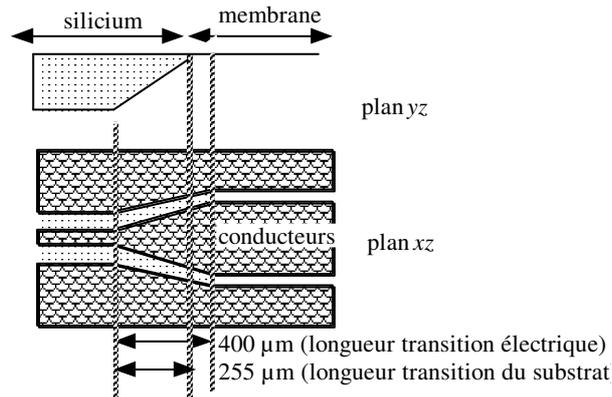


Figure IV.11 : *Transitions linéaires des conducteurs et du substrat*

L'objectif de nos travaux est en effet de caractériser précisément le guide coplanaire sur membrane. Les méthodes de calibrage devraient nous permettre d'accéder aux caractéristiques électriques du seul tronçon sur membrane (cf § V.4) et d'éliminer la contribution des éléments des régions sur silicium massif. La Figure IV.12 présente la variation de la permittivité et de l'impédance caractéristique calculées en quasi statique en fonction des variations simultanées de h , s , w , dans le cas de la transition $50/75 \Omega$.

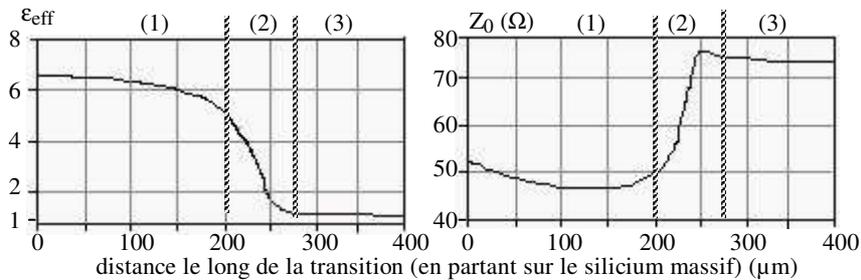


Figure IV.12 : *Variation de l'impédance et de la permittivité le long de la transition $50/75 \Omega$*

Nous pouvons décomposer ces courbes en 3 parties :

- dans la première partie, d'une longueur de $200 \mu\text{m}$, les caractéristiques sont relativement stables, Z_0 décroît légèrement à cause de la croissance de w/d ;
- dans la deuxième partie, correspondant environ aux $70 \mu\text{m}$ précédant la fin de la transition du substrat, ϵ_{eff} et Z_0 varient fortement ; ceci indique que sur silicium massif les lignes de champ sont confinées dans les 70 premiers micromètres à partir de la surface.
- dans les $130 \mu\text{m}$ restants, les caractéristiques sont relativement stables, la lente diminution de Z_0 en fonction de w/d réapparaît.

La connaissance de ce profil d'évolution sera utilisée pour définir les modèles utilisés dans les simulations.

IV.4/ Modélisation des dispositifs en vue de la simulation électromagnétique

IV.4.1/ Intérêt de la simulation électromagnétique

Les formules de l'analyse quasi statique nous ont permis de choisir les largeurs du ruban, des fentes et des demi-plans de masse pour les lignes sur membrane et pour les accès sur silicium massif. Nous savons cependant :

- que l'analyse quasi statique n'est qu'une approximation, de moins en moins bonne lorsque la fréquence s'élève ;
- que les formules de transformation conforme que nous avons utilisées considèrent une épaisseur de métallisation nulle.

C'est pourquoi nous avons voulu compléter l'analyse quasi statique par une simulation avec le logiciel Momentun de Hewlett Packard (cf § I.2.4). Outre la vérification des valeurs de ϵ_{eff} , la simulation 2,5D doit permettre :

- de simuler le comportement des dispositifs complets (évolution des paramètres S en fonction de la fréquence) ;
- de déceler la présence éventuelle de dispersion par la variation de ϵ_{eff} ;
- d'évaluer les pertes (ohmiques + diélectriques) ;
- d'étudier l'influence de la variation des paramètres géométriques sur les caractéristiques électriques, notamment l'influence de l'épaisseur de métallisation.

IV.4.2/ Procédure de simulation

La géométrie des conducteurs est définie, à partir d'une couche uniforme de dimensions infinies, par la géométrie des fentes. Les caractéristiques des matériaux (épaisseur, ϵ_r , μ_r , $\sigma = 1/\rho$) sont introduites pour chaque couche homogène successivement de haut en bas :

- air d'épaisseur infinie,
- métal,
- nitrure,
- oxyde,
- silicium (pour les accès) ou air (pour le tronçon sur membrane) d'épaisseur 360 μm ,
- air d'épaisseur infinie.

Chaque fente est excitée bord à bord, les 2 excitations sont symétriques (mode impair). Comme le champ électromagnétique est déterminé à partir des courants surfaciques existant sur les parties métalliques, un maillage des conducteurs n'est opéré que dans l'épaisseur de peau.

La simulation est effectuée entre 0,1 et 70 GHz avec un pas réglable. Le logiciel calcule les paramètres S en fonction de la fréquence. Pour un dispositif uniforme selon l'axe z il fournit également la constante de propagation γ .

IV.4.3/ Modèle physique des dispositifs à simuler

IV.4.3.a) Structure des dispositifs - Longueur de ligne

Les dispositifs complets à simuler comprennent chacun 5 zones appartenant à 3 types :

- une zone "tronçon de ligne sur membrane",
- 2 zones "accès sur silicium massif",
- 2 zones "transition".

Nous effectuerons 2 catégories de simulations, des simulations portant sur les dispositifs complets (5 zones) et des simulations portant sur la ligne sur membrane (1 zone). Pour ces simulations et en vue des fabrications, des dispositifs à lignes de longueur (ℓ) de 2, 4 et 6 mm sur membrane ont été adoptés, ainsi qu'un dispositif à ligne de longueur nulle qui sera utilisé comme étalon d'accès.

IV.4.3.b) Modèle complet

Pour les 2 types de zones uniformes selon l'axe z , nous pouvons définir les dimensions géométriques des conducteurs ainsi que la nature du substrat.

Pour les zones de transition cela est plus difficile car, Momentum n'étant pas un logiciel de simulation 3D, il est impossible de prendre en compte la remontée progressive du substrat sous la transition. Mais nous avons vu sur la Figure IV.12 que la zone de transition pouvait se décomposer en trois parties. La variation des caractéristiques étant pratiquement contenue dans la deuxième partie qui est très courte ($70 \mu\text{m}$), nous avons choisi arbitrairement de réduire cette partie à un saut brutal encadré par les 2 parties (1) et (3) allongées chacune de $35 \mu\text{m}$:

- partie (1) $200 + 35 \mu\text{m}$ sur silicium massif,
- partie (3) $130 + 35 \mu\text{m}$ sur membrane.

Nous avons ainsi défini le modèle représenté sur la Figure IV.13. Il décrit le dispositif comme constitué de 2 types de zones uniformes selon l'axe z :

- 2 tronçons sur silicium massif, de longueur physique totale $d_s = 2 \times 685 = 1370 \mu\text{m}$,
- 1 tronçon sur membrane, de longueur physique $d_m = \ell + 330 \mu\text{m}$ ($\ell = 0, 2, 4, 6 \text{ mm}$).

La longueur physique de l'ensemble du dispositif est :

$$D = d_s + d_m \quad [\text{éq. IV.18}]$$

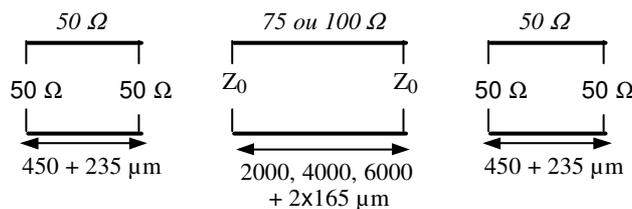


Figure IV.13 : Schéma équivalent du dispositif, utilisé pour les simulations

La longueur de l'accès est de 500 μm , mais nous soustrayons 50 μm pour tenir compte de l'emplacement exact des pointes des sondes de mesure, illustré par la Figure IV.14.

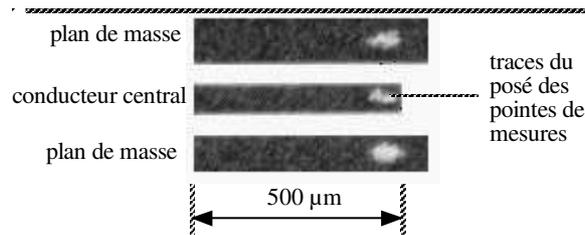


Figure IV.14 : Agrandissement photographique montrant l'extrémité d'un accès et la trace du posé de pointes

Après avoir simulé séparément les 2 types différents de tronçons de ligne, nous chaînons les matrices [S] généralisées de chaque tronçon, pour obtenir la matrice [S] totale du dispositif (par l'intermédiaire des matrices de transfert [T]).

IV.4.3.c) Modèle limité aux tronçons sur membrane

Le modèle complet décrit au paragraphe précédent permet des comparaisons avec les mesures globales des démonstrateurs à ligne. Nous avons par ailleurs utilisé un modèle partiel limité aux tronçons de ligne sur membrane de longueur ℓ . Le modèle partiel permet des comparaisons avec les mesures après calibrage TRL. Nous avons également utilisé le modèle partiel pour compléter les analyses paramétriques effectuées en quasi statique.

IV.5/ Analyse paramétrique des lignes sur membrane

IV.5.1/ Valeurs nominales des paramètres de conception

Les travaux de conception en quasi statique ont permis d'établir les valeurs nominales de l'impédance caractéristique Z_0 et de la permittivité effective ϵ_{eff} des lignes sur membrane. Les simulations 2,5D, pour leur part, ont permis de recouper les estimations de la permittivité effective et ont fourni des estimations du coefficient d'affaiblissement linéique α . Les valeurs nominales ainsi estimées sont données dans le Tableau IV.6.

Tableau IV.6 : Valeurs nominales des paramètres de conception des lignes 75 et 100 Ω

	quasi statique		simulation 2,5D	
	Z_0	ϵ_{eff}	ϵ_{eff}	α (dB.mm ⁻¹) 30 GHz
ligne 75 Ω	74 Ω	1,10	1,13	0,075
ligne 100 Ω	99 Ω	1,05	1,06	0,035

A partir de ces valeurs de référence, l'objectif principal de l'analyse paramétrique est de contribuer à la validation de la filière technologique des lignes sur membrane :

- en simulant les effets des défauts de réalisation sur ϵ_{eff} et Z_0 ,
- en comparant les valeurs de ϵ_{eff} et Z_0 correspondant aux paramètres retenus à celles que l'on obtiendrait avec d'autres valeurs de ces paramètres,
- en permettant l'analyse des pertes ohmiques.

IV.5.2/ Sensibilité de ϵ_{eff} et Z_0 aux largeurs de ruban et de fente

IV.5.2.a) Position du problème

Les valeurs w et s déterminent l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne. L'étude de sensibilité permet d'examiner les conséquences des imprécisions géométriques, et de déterminer la rectification à faire, s'il y a lieu, sur un masque de gravure, pour ajuster Z_0 à la valeur voulue.

Plutôt que d'examiner séparément l'effet d'un Δw et d'un Δs , nous avons préféré étudier l'effet cumulé des deux variations simultanées, telles qu'elles se produisent en cas de surgravure lors du dépôt métallique. La Figure IV.15 schématise l'effet d'une surgravure sur les dimensions transversales du circuit métallique.

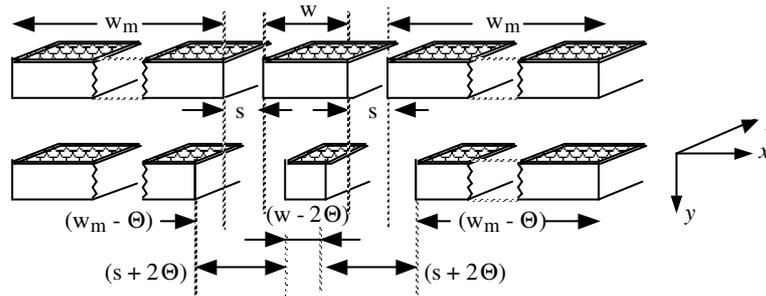


Figure IV.15 : Effet d'une surgravure sur la dimension transversale des conducteurs

Une surgravure de dimension latérale Θ se traduit par une augmentation de la largeur de chaque fente de 2Θ et une diminution de la largeur de ruban de 2Θ . Il y a également une diminution de la largeur de chaque demi-plan de masse de Θ , mais ceci est sans incidence. Une valeur négative de Θ représenterait une sous-gravure.

IV.5.2.b) Effet des surgravures sur la permittivité effective

L'application des formules quasi statiques, dans le cas d'une ligne d'impédance 75Ω , est illustrée à la Figure IV.16.

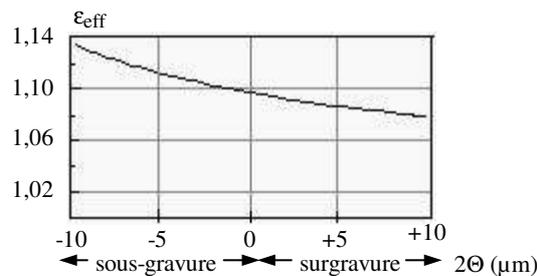


Figure IV.16 : Effet de la surgravure sur la permittivité effective pour une ligne 75Ω sur membrane
Nous constatons qu'au voisinage de 0 la sensibilité aux surgravures est :

$$\Delta\epsilon_{\text{eff}}/\Theta = -5,4 \cdot 10^{-3} / \mu\text{m}$$

Les résultats de simulation en 2,5D sont illustrés par la Figure IV.17. La permittivité effective, passe de 1,13 à 1,11 pour une surgravure Θ de $5 \mu\text{m}$ (en quasi statique elle passe de 1,10 à 1,08).

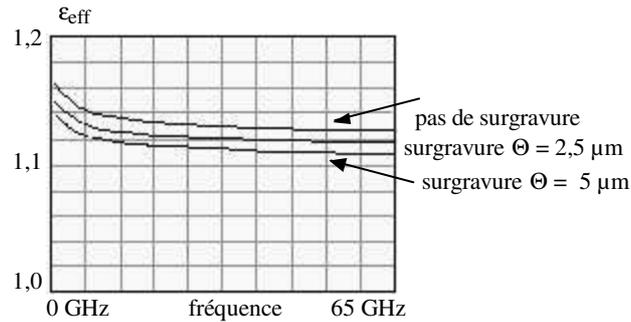


Figure IV.17 : Evolution de la permittivité en fonction de la surgravure (ligne 75 Ω sur membrane)

La simulation 2,5D confirme donc l'amplitude de la variation de ϵ_{eff} indiquée par les formules quasi statiques. Elle montre de plus que ϵ_{eff} dépend très peu de la fréquence au-dessus de 10 GHz, c'est-à-dire qu'il n'y a pas de dispersion.

IV.5.2.c) Effet des surgravures sur l'impédance caractéristique

A partir de l'analyse quasi statique, la Figure IV.18 montre l'influence notable de la surgravure sur l'impédance caractéristique.

Nous voyons qu'au voisinage de 0, la sensibilité aux surgravures est de :

$$\Delta Z_0 / \Theta = +1,8 \Omega / \mu\text{m}.$$

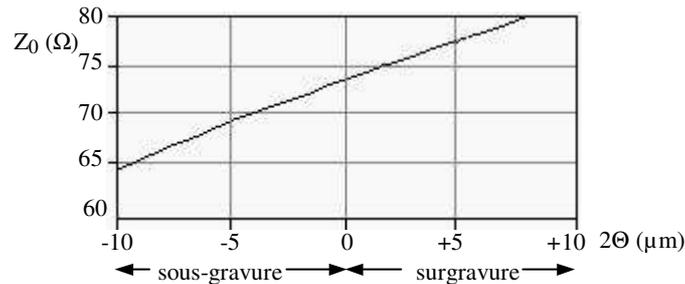


Figure IV.18 : Effet de la surgravure sur l'impédance caractéristique pour une ligne 75 Ω sur membrane

IV.5.2.d) Conclusion sur les surgravures

Pour une ligne sur membrane de $Z_0 = 75 \Omega$, une surgravure Θ de $1 \mu\text{m}$ a très peu d'incidence sur la permittivité mais elle a pour effet une augmentation de l'impédance caractéristique de 2Ω environ. Cette constatation justifie l'objectif de précision assigné à la technologie de réalisation des conducteurs (cf § III.1.2).

IV.5.3/ Sensibilité de ϵ_{eff} et Z_0 aux caractéristiques de la membrane

IV.5.3.a) Position du problème

Nous avons simulé 2 types de variation des caractéristiques de la membrane. Le premier type correspond à une variation accidentelle, soit de l'épaisseur de la couche d'oxyde à la suite d'une forte attaque par le bain de gravure du silicium, soit de la permittivité relative de la couche de nitrure en raison d'une anomalie de la composition chimique lors du dépôt.

Le second type de variation correspond à un changement volontaire de l'épaisseur totale de la membrane. En effet nous avons retenu une épaisseur de $1,4 \mu\text{m}$. Cette épaisseur a été déterminée lors des études technologiques (cf § II.4.2.c) et nous avons pu réaliser des surfaces nues jusqu'à $0,5 \times 1 \text{ cm}^2$. Dans la perspective de circuits intégrés à grande échelle, il pourrait être nécessaire de disposer de

membranes de plus grande surface. Nous nous attendons dans ce cas, à devoir en augmenter également l'épaisseur pour des raisons mécaniques. Nous garderions constant le rapport des épaisseurs de nitrure et d'oxyde de silicium, ce qui permet de maintenir la contrainte mécanique constante, ainsi que la permittivité globale du film.

IV.5.3.b) Variations accidentelles

Compte tenu des procédés technologiques utilisés, l'épaisseur de la couche d'oxyde (ϵ_{ox}), dont la valeur nominale est 800 nm, peut varier de quelques dizaines de nanomètres. De même la permittivité du nitrure (ϵ_{mi}) peut varier de quelques dixièmes autour de sa valeur nominale de 8,1. Le Tableau IV.7 présente l'effet de variations extrêmes sur la permittivité effective et l'impédance caractéristique d'une ligne de 75 Ω . Ces résultats ont été obtenus par l'analyse quasi statique. Ainsi des anomalies d'ampleur supérieure à celles observées au cours du développement technologique ont une incidence très faible sur les caractéristiques électriques.

Tableau IV.7 : Effets de variations accidentelles de l'épaisseur d'oxyde et de la composition du nitrure sur une ligne 75 Ω sur membrane

	$\Delta\epsilon_{eff}$	ΔZ_0
$\Delta\epsilon_{ox} = +/- 100 \text{ nm}$	$+/- 0,004$	$-/+ 0,15 \Omega$
$\Delta\epsilon_{mi} = +/- 0,5$	$+/- 0,004$	$-/+0,15 \Omega$

IV.5.3.c) Modification de l'épaisseur de la membrane

➤ Effet sur la permittivité effective

L'effet de l'épaisseur de la membrane sur la permittivité effective de la ligne 75 Ω , par calcul quasi statique, est présenté sur la Figure IV.19. Nous avons choisi comme variable le rapport de l'épaisseur considérée à l'épaisseur de référence (1,4 μm).

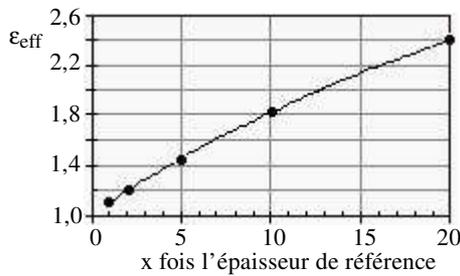


Figure IV.19 : Evolution de la permittivité effective selon l'épaisseur de membrane pour une ligne 75 Ω

La Figure IV.20 présente les évolutions fréquentielles, par simulation 2,5D, des permittivités effectives pour 4 épaisseurs, de 1 à 10 fois l'épaisseur de référence.

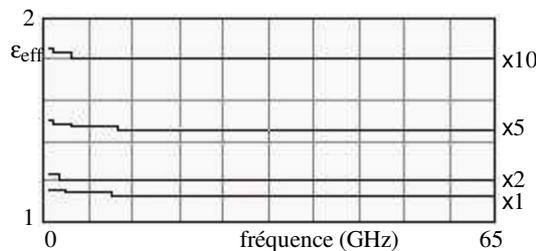


Figure IV.20 : Variation de la permittivité effective d'une ligne 75 Ω pour 4 épaisseurs de 1 à 10 fois l'épaisseur de référence

Les résultats (ϵ_{eff} et Z_0) sont en parfait accord entre eux. La quantité $\epsilon_{\text{eff}} - 1$, que l'on peut considérer comme un indicateur de l'inhomogénéité de la ligne, augmente presque proportionnellement à l'épaisseur de membrane, en passant de 0,1 pour l'épaisseur de référence à 0,8 pour 10 fois l'épaisseur de référence.

➤ Effet sur l'impédance caractéristique

La Figure IV.21 présente, par calcul quasi statique, l'effet de l'épaisseur de la membrane sur l'impédance caractéristique.

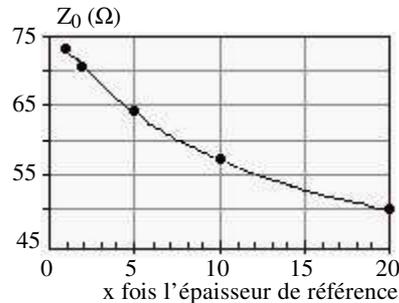


Figure IV.21 : Evolution de l'impédance caractéristique selon l'épaisseur de la membrane pour une ligne de 75 Ω

Nous observons l'abaissement normal de l'impédance caractéristique qui est lié à l'élévation de la permittivité effective lorsque l'épaisseur du diélectrique croît. La variation de Z_0 est exactement en $1/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ conformément à l'équation IV.16, le facteur $K(k)/K(k')$ ne dépendant pas de l'épaisseur.

IV.5.3.d) Conclusions sur l'épaisseur et la composition de la membrane

Les analyses qui précèdent montrent que les dispersions de fabrication de la membrane n'ont pas d'influence notable sur les caractéristiques électriques des lignes.

Une augmentation volontairement importante de l'épaisseur de la membrane abaisserait l'impédance caractéristique. Mais cet effet pourrait être parfaitement compensé par une modification des largeurs de ruban et de fente redonnant à Z_0 sa valeur d'origine.

Le seul effet néfaste de l'augmentation d'épaisseur de la membrane serait l'augmentation de la permittivité effective ; il en résulterait un abaissement de la fréquence à partir de laquelle sont susceptibles de se produire des modes parasites et de la dispersion du signal.

IV.5.4/ Analyse des pertes ohmiques et influence de l'épaisseur de métallisation

IV.5.4.a) Position du problème

L'analyse des pertes ohmiques par simulation est très intéressante parce que ces pertes sont très difficiles à mettre en évidence par la mesure, du fait de leur masquage par les pertes dans le substrat des accès et par les pertes désadaptatives. Cependant ce sont les seules pertes intrinsèques d'une ligne sur membrane en l'absence de modes parasites.

En faisant cette analyse nous avons essayé de retrouver les résultats d'analyse électromagnétique publiés par Jackson [Jac. 86d] et Heinrich [Hei. 90a] concernant des lignes sur substrat massif, que nous avons rapportées au § I.3.1.3. C'est pourquoi nous avons simulé les lignes 75 et 100 Ω et deux autres lignes, l'une à largeur de fente très petite ($s = 10 \mu\text{m}$, $Z_0 = 57 \Omega$), l'autre à largeur de ruban très petite ($w = 10 \mu\text{m}$, $Z_0 = 211 \Omega$). D'autre part nous avons comparé 3 épaisseurs de métallisation, l'épaisseur nominale de $2,5 \mu\text{m}$, une épaisseur plus petite ($0,5 \mu\text{m}$) et une plus grande ($10 \mu\text{m}$). Soit en tout $4 \times 3 = 12$ cas. Cependant, comme nous simulons des lignes sur membrane, la comparaison avec les résultats publiés dans le cas de substrat massif n'est pas directe. Par exemple le minimum de pertes indiqué par Jackson vers $Z_0 = 60 \Omega$ (cf Figure I.16) doit se situer pour nous vers $Z_0 = 140 \Omega$.

Nous commentons successivement l'influence de l'épaisseur de membrane, celle des largeurs de ruban et de fente, enfin celle de l'épaisseur de métallisation.

IV.5.4.b) Influence de l'épaisseur de la membrane

Nous présentons sur la Figure IV.22 l'évolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique, obtenue par simulation 2,5D, pour une ligne de 75 Ω reposant sur une membrane dont l'épaisseur est égale à 1 fois, 5 fois ou 10 fois l'épaisseur de référence.

La présentation en échelle logarithmique montre la parallélisme des courbes c'est-à-dire un facteur constant indépendant de la fréquence. L'augmentation des pertes avec l'épaisseur de membrane n'est pas due à la part diélectrique, toujours négligeable dans le cas d'une membrane, mais à la part ohmique, par diminution de Z_0 . En effet le coefficient d'affaiblissement ohmique est donné par :

$$\alpha_c = \frac{R}{2 Z_0} \quad \text{[éq. IV.19]}$$

L'augmentation des pertes avec l'augmentation d'épaisseur de la membrane, observée à la Figure IV.22, correspond de très près à la diminution de l'impédance caractéristique indiquée par l'analyse quasi statique (cf Figure IV.21).

Au-dessus de 3 GHz environ, la pente des courbes de la Figure IV.22 en échelle logarithmique est voisine de 1/2, ce qui est conforme à la théorie de l'effet de peau, pour $Z_0 \approx$ constante.

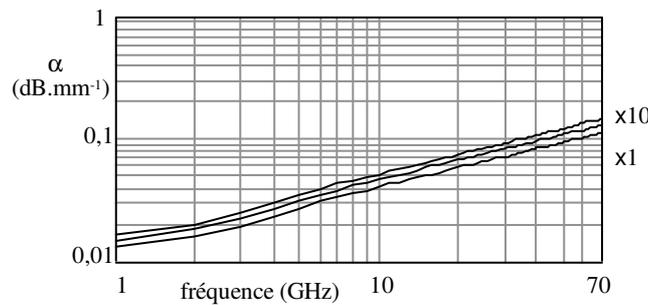


Figure IV.22 : Evolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique d'une ligne 75 Ω, calculé par simulation 2,5D, pour 3 épaisseurs de membrane (x1, x5, x10)

IV.5.4.c) Influence des largeurs de ruban et de fente

Pour cette étude, nous considérons les résultats de simulation avec l'épaisseur nominale de métallisation (2,5 μm). Nous présentons sur la Figure IV.23 l'évolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique pour les 4 géométries. A 30 GHz, le coefficient d'affaiblissement de la ligne 75 Ω atteint 0,075 dB.mm⁻¹.

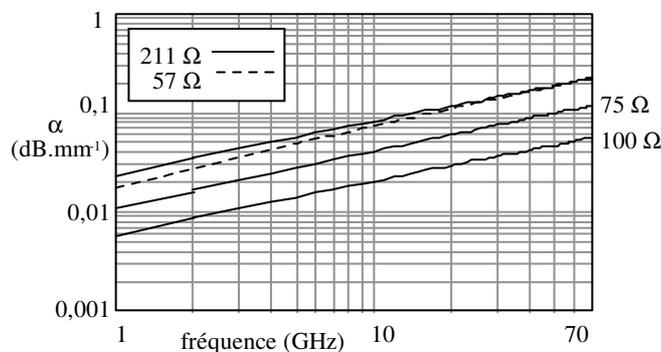


Figure IV.23 : Evolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique d'une ligne coplanaire, calculé par simulation 2,5D, pour 4 valeurs de Z_0

Le Tableau IV.8 donne pour 3 fréquences la valeur de α , pour les lignes 75 et 100 Ω . Nous observons en échelle logarithmique une pente voisine de 1/2 (qui correspond à la loi en \sqrt{f}).

Tableau IV.8 : Pertes simulées sur membrane pour les lignes d'impédance 75 et 100 Ω

	3 GHz	30 GHz	60 GHz
$\alpha_{75\Omega}$ (dB.mm ⁻¹)	0,021	0,075	0,11
$\alpha_{100\Omega}$ (dB.mm ⁻¹)	0,011	0,035	0,051

Les commentaires qui suivent sont applicables quelle que soit la fréquence.

➤ Evolution du coefficient d'affaiblissement en fonction de l'impédance caractéristique

Le coefficient d'affaiblissement le plus faible est obtenu pour $Z_0 = 100 \Omega$. Sa valeur double pour $Z_0 = 75 \Omega$ et double une deuxième fois pour les impédances extrêmes (57 Ω et 211 Ω). Ces résultats sont conformes à l'existence d'une zone d'impédance vers 140 Ω qui minimise les pertes (cf § IV.IV.3.2.a)).

➤ Concentration du courant au voisinage des fentes

Nous présentons dans le Tableau IV.9 les éléments influant sur les pertes ohmiques des 4 lignes. Nous prenons comme référence la ligne 75 Ω et nous déterminons le rapport du coefficient d'affaiblissement α de chacune des 3 autres lignes au coefficient α_1 de la ligne de référence. Le rapport α/α_1 déterminé de 2 façons différentes : l'une à partir des simulations 2,5D, l'autre en supposant que la résistance linéique R est inversement proportionnelle à la largeur de ruban w et que la densité de courant est constante en fonction de la coordonnée transversale x (et en négligeant les pertes dans les plans de masse). La dernière colonne du tableau contient une estimation de la largeur effective du ruban.

Tableau IV.9 : Rapport des coefficients d'affaiblissement pour 4 géométries de ligne

cas n°	Z_0 (Ω)	w (μm)	s (μm)	d = w+2s	K = w/d	R/R ₁	Z_0/Z_{01}	α/α_1 $\partial J/\partial x = 0$	α/α_1 simu	w' (μm)
1(réf)	75	300	27	354	0,85	1	1	1	1	50
2	100	300	75	450	0,67	1	1,33	0,75	0,5	75
3	57	300	10	320	0,94	1	0,76	1,3	2,1	30
4	211	10	50	110	0,09	30	2,8	10,7	1,8	10

Examinons d'abord les 3 premiers cas. La largeur de ruban est la même, donc R serait le même pour $\partial J/\partial x = 0$. Dans ce cas α varierait comme $1/Z_0$. La simulation montre une variation dans le sens prévu, mais plus accentuée. Ainsi la ligne 100 Ω présente des pertes 2 fois plus petites que la ligne 75 Ω . Nous pouvons expliquer ce fait par une accentuation de la concentration du courant au bord des fentes lorsque la largeur de fente devient très petite, entraînant une augmentation de R.

Examinons le 4^{ème} cas. Pour ce cas, l'hypothèse $\partial J/\partial x = 0$ est proche de la réalité. La largeur de ruban étant très petite nous aurions, pour $\partial J/\partial x = 0$, une augmentation très importante de α (x10,7), malgré l'élévation de l'impédance caractéristique. La simulation 2,5D indique dans ce cas une augmentation beaucoup moins importante (x 1,8) c'est-à-dire 6 fois moins forte. En schématisant à l'extrême, nous pouvons expliquer ce fait en supposant que, dans le ruban de référence de 300 μm de large, seuls 50 μm (300/6) véhiculent du courant, soit les premiers 25 μm à partir de chaque bord. A partir de ce raisonnement, nous avons déterminé la "largeur effective" w' des 4 rubans, le ruban de référence étant le plus étroit, pour lequel nous supposons que w' = w. (La notion de largeur effective de ruban a été introduite au § I.3.3.a).

Les mêmes constatations ont été faites pour les 2 autres épaisseurs de métallisation.

IV.5.4.d) Influence de l'épaisseur de métallisation

L'épaisseur de peau dans l'or est de $0,8 \mu\text{m}$ à 10 GHz.

La Figure IV.24 présente les évolutions fréquentielles du coefficient d'affaiblissement linéique pour les 3 épaisseurs de métal d'une ligne 75Ω par simulation 2,5D.

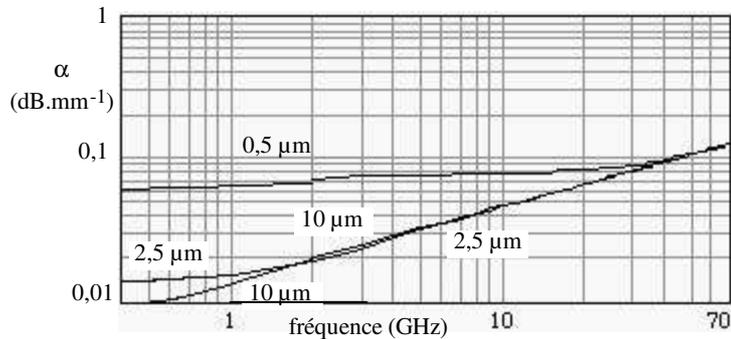


Figure IV.24 : Influence de l'épaisseur de métallisation sur le coefficient d'atténuation linéique, calculé par 2,5D, pour une ligne 75Ω sur membrane

Comme nous le voyons sur la Figure IV.24, les coefficients d'affaiblissement de 3 lignes d'épaisseur de métallisation $0,5$, $2,5$ et $10 \mu\text{m}$ sont quasiment identiques au-dessus de 30 GHz et suivent la loi en \sqrt{f} . Au-dessous de cette fréquence les coefficients d'affaiblissement diminuent mais ils atteignent rapidement un plancher de $0,06 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ dans le cas de l'épaisseur $0,5 \mu\text{m}$. Pour les 2 autres épaisseurs, le plancher étant rejeté à plus basse fréquence, les coefficients d'affaiblissement tombent à $0,04 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 10 GHz. Le plancher est atteint vers 1 GHz pour l'épaisseur $2,5 \mu\text{m}$ et 16 fois plus bas pour l'épaisseur $10 \mu\text{m}$. L'augmentation d'épaisseur ne se traduit pas par une diminution des coefficients d'atténuation à partir du moment où l'épaisseur dépasse environ 1 fois l'épaisseur de peau. Ceci n'est pas en accord avec les résultats couramment admis, à savoir que les coefficients d'atténuation ne diminuent plus lorsque l'épaisseur de métallisation excède environ 3 fois l'épaisseur de peau. Nous devons peut-être mettre en doute la représentativité de la distribution de la densité de courant utilisé par le logiciel Momentum dans le cas d'un circuit coplanaire sur membrane.

Lorsque nous comparons les courbes relatives à 2 épaisseurs de métallisation, aux fréquences supérieures à la fréquence correspondant à une épaisseur de peau égale à l'épaisseur de métallisation la plus petite les courbes, au lieu de se confondre, se croisent légèrement et nous pourrions alors croire que les pertes sont plus faibles pour l'épaisseur de métallisation la plus petite. En réalité, les courbes doivent se confondre ; le léger écart qui apparaît est probablement dû à une légère variation de l'impédance caractéristique de la ligne en fonction de l'épaisseur de métallisation.

La simulation 2,5D donne des résultats similaires pour les 3 autres impédances, y compris le cas de ruban très étroit et celui de fentes très étroites. Nous ne voyons donc pas apparaître l'avantage de fortes épaisseurs pour les rubans très étroits, signalé par Heinrich [Hei. 90o] (cf I.5.3.a).

Compte tenu des incertitudes restant après simulation, il a été décidé de réaliser des expérimentations avec 3 épaisseurs de métallisation :

- une épaisseur nominale : $2,5 \mu\text{m}$,
- une épaisseur réduite : $0,6 \mu\text{m}$,
- une épaisseur augmentée : $10 \mu\text{m}$.

IV.6/ Conclusion des travaux de conception des lignes

Nous avons été amenés à concevoir des dispositifs de démonstration comprenant chacun :

- 2 accès sur substrat de silicium massif d'épaisseur $h = 360 \mu\text{m}$ et d'impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$;
- 2 transitions linéaires massif / membrane ;
- 1 tronçon de ligne sur membrane, d'impédance caractéristique $Z_0 = 75 \Omega$ ou 100Ω .

Leurs caractéristiques géométriques ont été déterminées par analyse quasi statique.

Une analyse paramétrique, conduite en quasi statique et confirmée par simulation électromagnétique, a montré l'intérêt des choix technologiques présentés aux chapitres II et III :

- membrane mince pour conserver une permittivité effective proche de 1 ;
- technologie de confection des conducteurs assurant une grande précision pour avoir une bonne maîtrise de Z_0 .

La simulation électromagnétique des lignes sur membrane indique en outre de très faibles pertes et l'absence de dispersion fréquentielle.

V/ Faisabilité de lignes micro-ondes sur membrane

V.1/ Introduction

La réalisation et l'expérimentation de démonstrateurs sont nécessaires pour montrer l'aptitude de la technologie décrite aux chapitres II et III à constituer une famille de circuits passifs micro-ondes à faibles pertes en ondes millimétriques. En vue de cette démonstration, le chapitre IV a exposé la conception de lignes sur membrane.

Nous présentons dans ce chapitre les travaux de fabrication et de caractérisation des démonstrateurs de lignes sur membrane :

- réalisation des dispositifs (§ V.V.2/);
 - mesures des dispositifs globaux (§ V.0);
 - extraction des caractéristiques des lignes sur membrane (§ V.V.4/);
- puis nous concluons (§ V.V.5/).

V.2/ Réalisation des dispositifs

Les dispositifs ont été réalisés conformément aux éléments de conception présentés au chapitre IV. Ils sont constitués de lignes sur membrane, prolongées par des accès sur silicium massif pour faciliter les mesures.

V.2.1/ Aperçu général des fabrications

V.2.1.a) Options possibles

L'étude de faisabilité doit tenir compte des options prévues au stade de la conception et regroupées dans le Tableau V.1.

Tableau V.1 : Options possibles

paramètre	nombre d'options	valeur
impédance caractéristique sur membrane	2	75 Ω , 100 Ω
résistivité du substrat de silicium *	2	20 Ω .cm, 1500 Ω .cm
largeur des demi-plans de masse	2	> ou < largeur de membrane
épaisseur de métallisation	3	0,6 μ m, 2,5 μ m, 10 μ m
longueur des lignes sur membrane	4	0, 2, 4, 6 mm

* L'option basse résistivité n'a été maintenue que pour confirmer la nécessité de recourir à du silicium haute résistivité.

Le nombre d'options possibles est de 96. Nous devons en outre fabriquer des dispositifs étalons pour les mesures avec calibrage TRL (cf § V.V.4.1.b)) et prévoir un nombre d'exemplaires suffisant des divers dispositifs, pour vérifier la reproductibilité des caractéristiques et disposer d'une marge pour aléas. Des choix sont donc nécessaires.

V.2.1.b) *Nombre d'options réalisées*

Le Tableau V.2 indique la distribution des options d'impédance et de longueur de lignes sur une même plaquette, les 3 autres paramètres étant fixés.

Tableau V.2 : Nombre de dispositifs sur une même plaquette

	ligne de long. 2 mm	ligne de long. 4 mm	ligne de long. 6 mm	ligne étalon * de 0 mm	étalon * court - circuit	étalon * circuit - ouvert
75 Ω	4	6	6	2	2	2
100 Ω	4	6	6	2	2	2

* Le besoin de ces étalons est justifié au § V.V.4.1.b).

Le Tableau V.3 indique la distribution des 3 autres options entre les 15 plaquettes traitées. 8 types différents de plaquettes ont été réalisés : 6 types sur substrat haute résistivité, 2 types sur substrat basse résistivité.

Tableau V.3 : Nombre de plaquettes réalisées par type

épais. métal	plans de masses étroits			plans de masses larges		
	0,6 μm	2,5 μm	10 μm	0,6 μm	2,5 μm	10 μm
20 Ω.cm	-	1	-	-	1	-
1500 Ω.cm	-	3	1	1	6	1

Au total les circuits micro-ondes à tester ont été fabriqués en près de 500 exemplaires, auxquels s'ajoutent près de 200 éléments étalons.

V.2.2/ *Schémas et cotes des dispositifs*

Tous les circuits ont été réalisés selon la filière technologique basée sur le dépôt localisé, décrite au § III.4.4, à l'exception de la plaquette portant des circuits d'épaisseur 0,6 μm qui, quant à elle, a été réalisée par la filière basée sur la photolithographie (cf III.4.3). La Figure V.1 donne les cotes latérales et longitudinales des dispositifs réalisés (ligne 75 Ω/100 Ω). Le circuit métallique est représenté à la fois dans les 2 options, plans de masse larges et plans de masse étroits. La Figure V.2 présente une photographie de la face supérieure de 3 lignes 100 Ω à plans de masse larges avec leurs accès et transitions. La Figure V.3 montre la face inférieure des mêmes lignes. Cette photographie permet de voir le micro-usinage du silicium qui laisse apparaître les métallisations par transparence de la membrane. La Figure V.4 est une photographie agrandie de la ligne 100 Ω avec des plans de masse étroits. La membrane apparaît en gris, les points blancs situés en bout de ligne, sur le silicium massif, sont les traces produites par les pointes des sondes hyperfréquences lors des mesures.

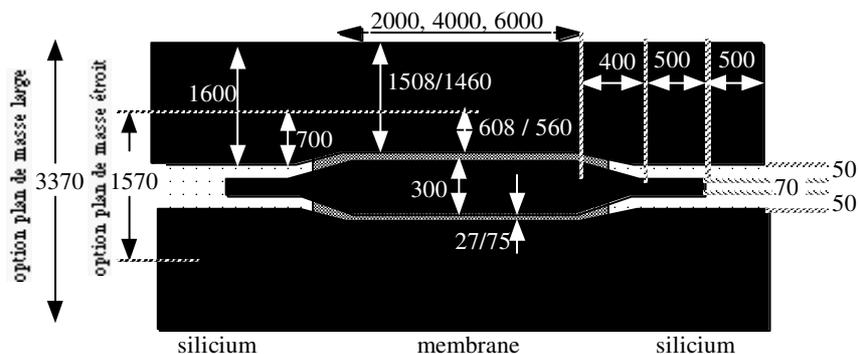


Figure V.1 : Schéma d'un dispositif à ligne (75 Ω/100 Ω) avec ses cotes en μm

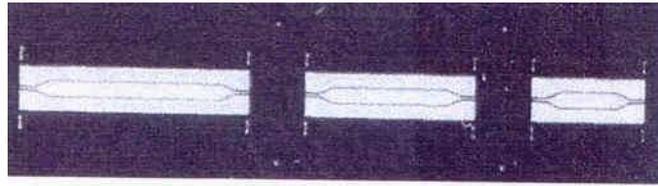


Figure V.2 : Lignes de 100Ω de 6, 4 et 2 mm de longueur sur membrane (vue de dessus)

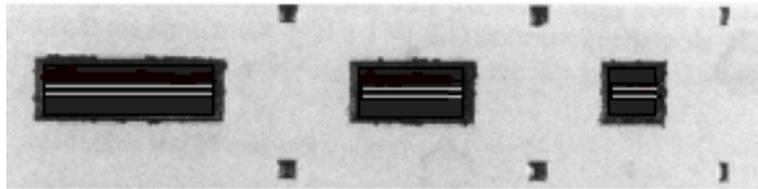


Figure V.3 : Lignes de 100Ω de 6, 4 et 2 mm de longueur sur membrane (vue de dessous)

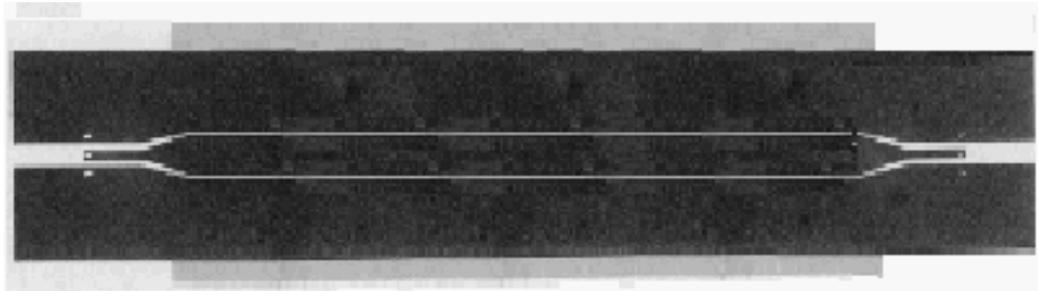


Figure V.4 : Ligne de 100Ω de 6 mm de longueur sur membrane (vue de dessus ; la membrane apparaît en gris)

V.3/ Mesure des dispositifs globaux

V.3.1/ Méthode de mesure

L'analyseur de réseau vectoriel est l'outil fondamental de mesure et de caractérisation des circuits micro-ondes. Il fournit le module et l'argument des coefficients de transmission et de réflexion d'un quadripôle quelconque (paramètres S). Pour notre recherche nous avons utilisé un analyseur Wiltron 360 B fonctionnant de 40 MHz à 67 GHz et une station sous pointes Cascade ou Karl Suss munie de sondes hyperfréquences coplanaires. Pour l'étalonnage du banc dans le plan des pointes, nous avons opté pour un jeu d'étalons standard sur alumine de type SOLT (Short, Open, Load, Thru). La charge adaptée a une impédance de 50Ω . Les paramètres mesurés sont donc référencés par rapport à $Z_c = 50 \Omega$.

Nous avons relevé la réponse en fréquence des paramètres S des dispositifs à mesurer de 40 MHz à 65 GHz. Nous exposons et commentons les résultats dans l'ordre suivant :

- examen des réponses en module des paramètres S ;
 - examen des réponses en phase des paramètres S ;
 - examen des pertes et du facteur d'affaiblissement ;
- puis nous dressons un bilan des enseignements recueillis.

V.3.2/ Examen des réponses en module des paramètres S

V.3.2.a) Réponse de référence

Le dispositif que nous prenons comme référence a les caractéristiques suivantes :

- impédance caractéristique : $Z_0 = 75 \Omega$
- résistivité du substrat : $\rho_d = 1500 \Omega.cm$
- largeur des demi-plans de masse : $w_m = 1508 \mu m$ (option large)
- épaisseur de métallisation : $t = 2,5 \mu m$
- longueur sur membrane : 6 mm.

La Figure V.5 présente les évolutions fréquentielles des modules des coefficients de transmission et de réflexion du dispositif de référence et indique en pointillé la réponse prévue par simulation 2,5D (la procédure de simulation a été décrite au § IV.4).

L'examen des courbes induit deux commentaires :

Tout d'abord nous voyons que la désadaptation accès / membrane se manifeste par des ondulations similaires en simulation et en mesure. D'après la théorie, les maximums du coefficient de réflexion sont donnés par :

$$|S_{11}|_{\max} = 20 \log \frac{\left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 - 1}{\left(\frac{Z_0}{Z_c}\right)^2 + 1} \quad [\text{éq. V.1}]$$

Pour la ligne $Z_0 = 75 \Omega$ et l'accès $Z_c = 50 \Omega$, $|S_{11}|_{\max} = -8,3 \text{ dB}$. Cette valeur n'est pas très éloignée de celle que nous pouvons lire sur la Figure V.5.

L'autre constatation est que le niveau moyen du coefficient de transmission est inférieur à celui attendu par simulation et révèle donc des pertes nettement plus importantes que prévu.

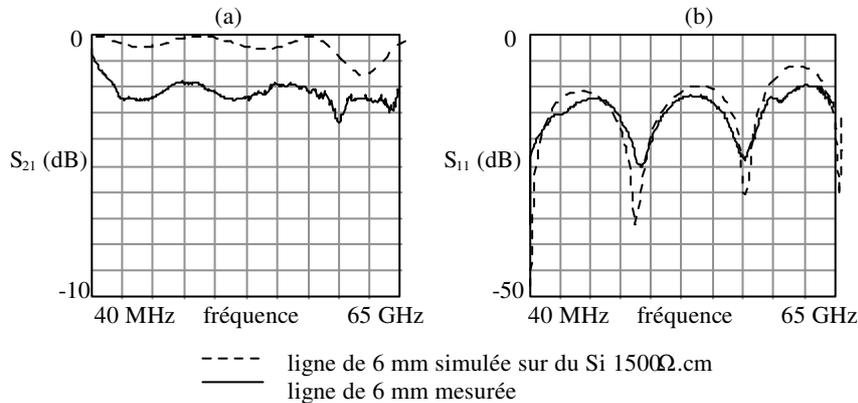


Figure V.5 : Modules des paramètres S du dispositif de référence ($Z_0 = 75 \Omega$, $\rho_d = 1500 \Omega.cm$, longueur sur membrane 6 mm)

Le Tableau V.4 donne les valeurs du module moyen de transmission et du module maximal de réflexion pour le dispositif de référence (ligne de 6 mm sur membrane, impédance caractéristique 75 Ω) dans la gamme 10 - 50 GHz.

Tableau V.4 : Modules des coefficients de transmission et de réflexion pour le dispositif de référence (75 Ω , longueur 6 mm sur membrane)

	S_{21} (dB) moyen	S_{11} (dB) maximal
mesuré	-2,1	-12,5
simulé	- 0,3	-10

V.3.2.b) *Influence de la longueur de ligne*

La Figure V.6 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S mesurés pour les 4 longueurs de ligne (0, 2, 4, 6 mm).

Nous constatons que la valeur moyenne du module de S_{21} et la valeur maximale du module de S_{11} ne dépendent pas de la longueur de la ligne. Cette remarque indique que les pertes sont en grande partie localisées dans les accès sur silicium massif et dans les transitions, qui sont les zones communes à tous ces éléments. [Gui. 97q]

Nous relevons que le module de S_{21} présente, quelle que soit la longueur de ligne, 2 minimums locaux de faible amplitude vers 52 et 63 GHz. Ils peuvent être attribués à un couplage de faible importance avec un mode parasite. Le minimum à 63 GHz peut être attribué à un effet de résonance dans le substrat des accès ; le quart de la longueur d'onde correspondant à cette fréquence dans le silicium est à peu près égal à l'épaisseur de 360 μm .

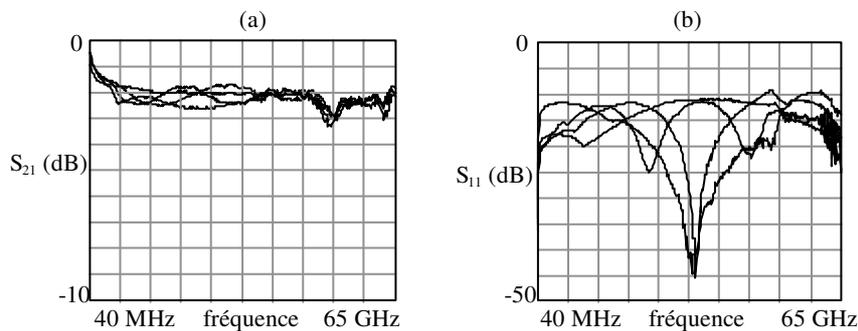


Figure V.6 : Modules des paramètres S mesurés pour les 4 longueurs de lignes 0, 2, 4, 6 mm ($Z_0 = 75 \Omega$, $\rho_d = 1500 \Omega.cm$)

Ces mêmes constatations ont été faites avec les dispositifs d'impédance caractéristique 100 Ω .

V.3.2.c) *Influence de la résistivité du substrat*

La Figure V.7 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S mesurés pour les deux résistivités de substrat : 1500 Ω .cm et 20 Ω .cm.

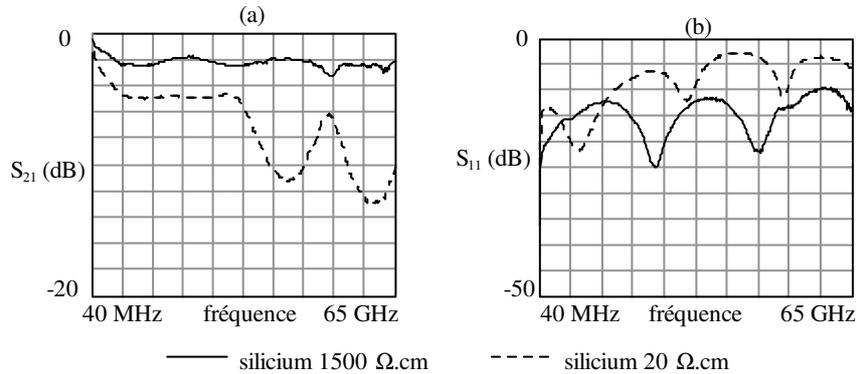


Figure V.7 : Modules des paramètres S mesurés pour les deux types de substrat ($Z_0 = 75 \Omega$, longueur sur membrane : 6 mm)

La Figure V.7(a) montre une forte diminution du facteur de transmission pour le substrat à basse résistivité : à 30 GHz il passe de -2 dB (cas du silicium haute résistivité) à -5 dB (cas du silicium faible résistivité). De plus, au-dessus de 30 GHz le module de S_{21} pour le substrat à basse résistivité présente des creux profonds, correspondant aux niveaux exceptionnellement élevés du facteur de réflexion (-3 dB), visibles sur la Figure V.7 (b).

La Figure V.8 présente de nouveau les paramètres mesurés sur le substrat faible résistivité et indique cette fois (en pointillés) la réponse prévue par simulation 2,5D (la procédure de simulation a été décrite au § IV.4).

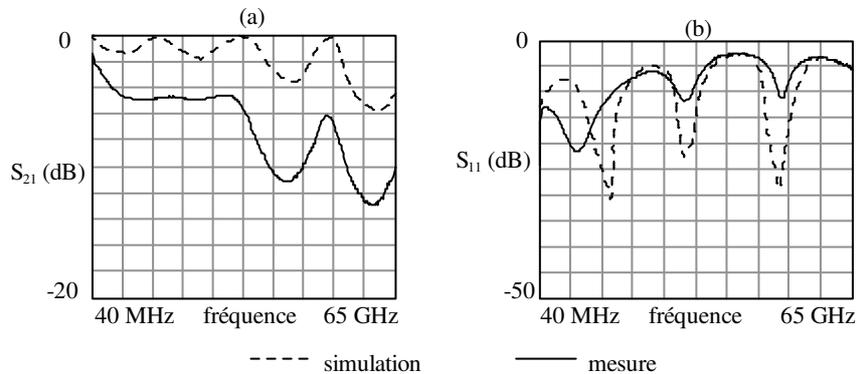


Figure V.8 : Modules des paramètres S sur substrat 20 Ω .cm simulé et mesuré ($Z_0 = 75 \Omega$ longueur sur membrane : 6 mm)

Nous constatons une certaine concordance des ondulations simulées et mesurées. Cependant les résultats de mesure montrent une perte de transmission supplémentaire à toutes fréquences, cette perte masque les 2 premières ondulations de désadaptation.

En résumé la simulation et les mesures montrent que les performances des dispositifs sur substrat 20 Ω .cm sont nettement moins bonnes que celles des dispositifs sur 1500 Ω .cm. Dans les 2 cas les mesures font apparaître une perte supplémentaire, qui est ici de 5 dB contre 2 dB pour le substrat 1500 Ω .cm. Cette augmentation de la perte supplémentaire pouvait être attendue puisque nos analyses des résultats sur substrat haute résistivité montrent que les accès sont responsables des pertes excédentaires. Ces pertes ne peuvent qu'augmenter avec du substrat basse résistivité.

V.3.2.d) *Influence de l'impédance caractéristique*

La Figure V.9 présente les modules des paramètres S mesurés pour les 2 impédances caractéristiques : 75 Ω et 100 Ω . Le Tableau V.5 résume les valeurs du module de S_{11} maximal et du module de S_{21} moyen en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne.

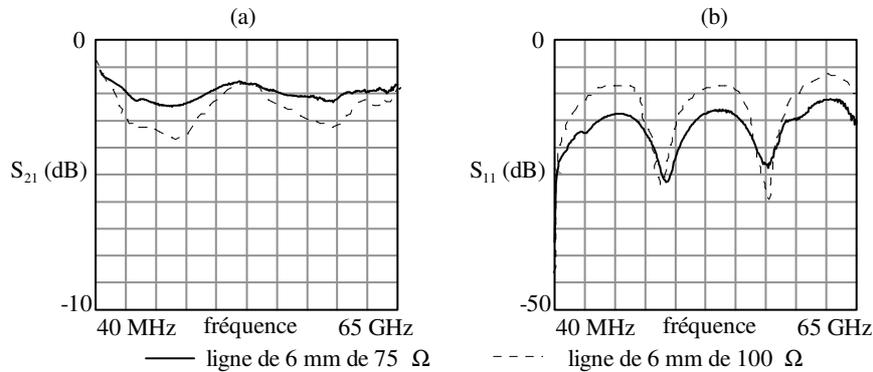


Figure V.9 : Modules des paramètres S pour 2 impédances caractéristiques ($\rho_d = 1500 \Omega.cm$; longueur de ligne sur membrane : 6 mm)

Tableau V.5 : Paramètres en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne

impédance de la ligne (Ω)	75	100
S_{11} (dB) maximal	-12	-7,5
S_{21} (dB) moyen	-2	-2,6

Par rapport au dispositif de référence ($Z_0 = 75 \Omega$) le dispositif à $Z_0 = 100 \Omega$ présente une plus forte ondulation du facteur de transmission et un plus grand facteur de réflexion. Cela illustre la plus forte désadaptation entre accès et membrane, l'impédance caractéristique des accès étant de 50 Ω .

V.3.2.e) *Influence de la largeur des demi-plans de masse*

Nous avons comparé les modules mesurés des paramètres S de deux dispositifs à ligne 75 Ω de 6 mm sur membrane, possédant des largeurs de demi-plans de masse différentes : 1508 μm et 608 μm . Nous avons constaté que les différences de comportement électrique étaient mineures. L'utilisation des plans de masse élargis offrant une meilleure garantie de tenue mécanique du dispositif, nous lui donnerons la préférence.

V.3.2.f) *Influence de l'épaisseur de métallisation*

Nous avons comparé les modules des paramètres S du dispositif de référence, pour lequel les conducteurs ont une épaisseur de 2,5 μm , avec ceux de deux dispositifs ne différant que par l'épaisseur de métallisation (0,6 et 10 μm).

Aucune différence n'est perceptible. Donc :

- soit il n'y a pas de différence
- soit les pertes ohmiques sont masquées par les pertes diélectriques élevées dans le substrat des accès.

Vu le niveau global des pertes, cette seconde hypothèse nous paraît être à privilégier. Sa validité sera effectivement confirmée par la suite (cf § V.V.3.6/).

V.3.2.g) *Réversibilité des dispositifs*

Les dispositifs étant symétriques par rapport au plan médiateur xy , on doit avoir égalité des paramètres S quand on échange les fonctions d'entrée et de sortie :

$$S_{11} = S_{22} \quad \text{et} \quad S_{21} = S_{12}$$

Nous avons observé des réponses électriques identiques pour les coefficients correspondants. Nous pouvons en déduire qu'il n'y a pas variation des largeurs de ruban et de fente, ni défaut d'alignement, c'est-à-dire que la membrane commence au même endroit sur les deux transitions. La même qualité de réversibilité a été obtenue quelle que soit l'impédance des lignes et quelle que soit leur longueur.

V.3.2.h) *Reproductibilité des dispositifs*

Nous avons également observé une coïncidence parfaite des réponses d'une vingtaine de dispositifs identiques au dispositif de référence (dispositif 75Ω , 6 mm sur membrane) et provenant de plusieurs plaquettes. Cette coïncidence montre que les diverses opérations technologiques sont effectuées de manière uniforme et reproductible sur l'ensemble des plaquettes. La même qualité de reproductibilité a été obtenue quelle que soit l'impédance des lignes et quelle que soit leur longueur.

V.3.2.i) *Evolution en température*

Le dispositif de référence a enfin fait l'objet de caractérisations sous pointes en température ($-65 \text{ }^\circ\text{C}$; $+25 \text{ }^\circ\text{C}$ et $+125 \text{ }^\circ\text{C}$) grâce à un dispositif de chauffage / refroidissement associé au porte-plaquette. La Figure V.10 présente les évolutions fréquentielles des paramètres S du dispositif aux trois températures. Le Tableau V.6 donne l'évolution en température des coefficients de transmission moyens et des coefficients de réflexion maximaux.

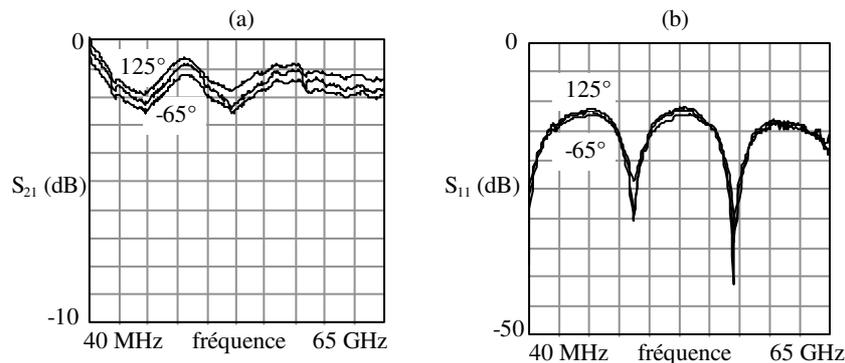


Figure V.10 : Evolution des modules des paramètres S selon la température pour le dispositif de référence

Tableau V.6 : Evolution de la transmission et de la réflexion avec la température pour le dispositif de référence

température ($^\circ\text{C}$)	S_{21} (dB) moyen	S_{11} (dB) maximal
-65	- 2,25	- 12,75
25	- 2,00	- 12,25
125	- 1,75	- 12,00

Nous voyons :

- que le dispositif fonctionne dans cette gamme de températures ;
- que les 2 coefficients augmentent légèrement et à peu près également avec la température, ce qui traduit une diminution des pertes du dispositif.

Si nous supposons que la plus grande partie des pertes vient du substrat dans les accès, la diminution des pertes quand la température augmente pourrait correspondre à l'augmentation de la résistivité du silicium dans la plage de température considérée, due à la diminution progressive de la mobilité des électrons [Tey. 92m].

Nous rappelons ici l'expression de ces pertes en quasi statique :

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right) \quad [\text{éq. V.2}]$$

où G est la conductance linéique du substrat, inversement proportionnelle à la résistivité du silicium.

V.3.2.j) Vieillessement

Nous avons soumis une plaquette à 250 cycles thermiques tels que définis au § II.5.5.b. Après ce vieillissement, les caractéristiques électriques des dispositifs n'ont présenté aucune modification.

V.3.3/ Examen des réponses en phase des paramètres S

V.3.3.a) Réponse en phase des dispositifs

La Figure V.11 présente la phase du paramètre de transmission S_{21} pour des dispositifs à ligne 75Ω de 4 longueurs différentes.

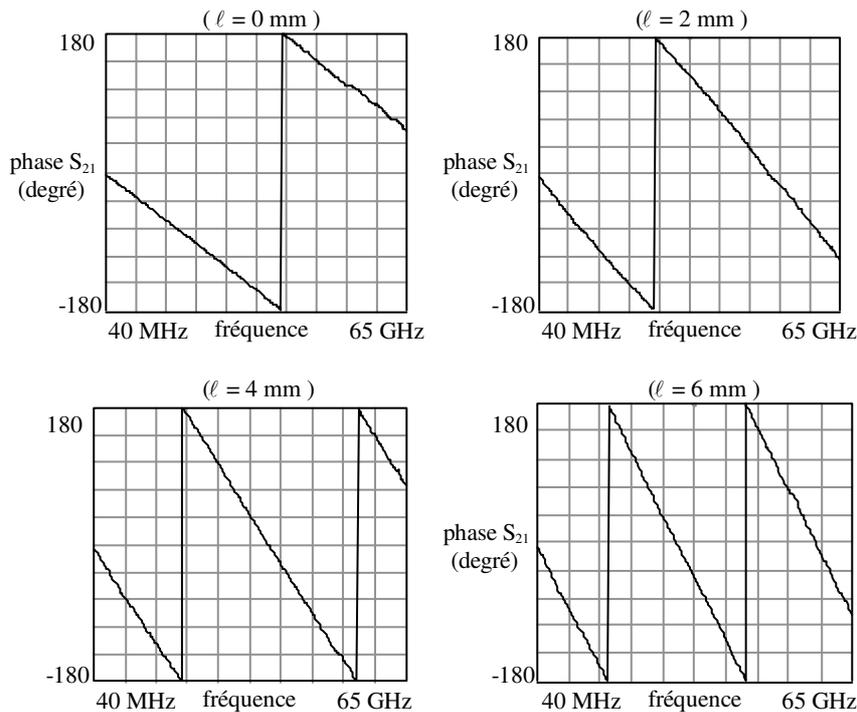


Figure V.11 : Phase du paramètre S_{21} pour les 4 longueurs de ligne 75Ω

Nous observons une évolution régulière et presque linéaire de la phase en fonction de la fréquence, donc très peu de dispersion en apparence. Les mêmes constatations ont été faites sur les dispositifs à ligne 100Ω .

Il est difficile de tirer d'autres enseignements à partir de l'examen direct des réponses des phases. C'est pourquoi nous avons traduit les résultats mesurés en permittivités effectives moyennes.

V.3.3.b) Permittivité effective moyenne

➤ Définition et calcul à partir d'un modèle

Pour un dispositif non uniforme selon l'axe z , nous pouvons calculer le chemin de phase et définir la permittivité effective moyenne. Par exemple pour un dispositif comprenant des longueurs d_s sur silicium massif et d_m sur membrane, le chemin de phase "CPH", ou longueur de parcours dans le vide qui donnerait la même variation de phase (ou chemin optique) vaut :

$$\text{CPH} = \int n ds = \sum n_i d_i = n_s d_s + n_m d_m \quad [\text{éq. V.3}]$$

où n est l'indice de réfraction (ou indice de propagation de phase).

Comme $n = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$, CPH s'écrit :

$$\text{CPH} = d_s \sqrt{\epsilon_{\text{effs}}} + d_m \sqrt{\epsilon_{\text{effm}}} \quad [\text{éq. V.4}]$$

Il est usuel de définir un indice moyen \bar{n} en posant :

$$\text{CPH} = \bar{n} D \quad [\text{éq. V.5}]$$

où D est la longueur physique du dispositif :

$$D = d_s + d_m \quad [\text{éq. V.6}]$$

Nous pouvons définir de même une permittivité effective moyenne $\bar{\epsilon}_{\text{eff}}$ en posant :

$$\text{CPH} = D \sqrt{\bar{\epsilon}_{\text{eff}}} \quad [\text{éq. V.7}]$$

Ces formules permettent de calculer la permittivité effective moyenne en appliquant aux tronçons de ligne homogène du modèle de simulation (cf § IV.4.3.b), les permittivités effectives calculées en quasi statique :

- sur silicium massif	:	$d_s = 1370 \mu\text{m}$	$\epsilon_{\text{effs}} = 6,35$	
- sur membrane	:	$d_m = \ell + 330 \mu\text{m}$	$\epsilon_{\text{effm}} = 1,05$	pour $Z_0 = 100 \Omega$
			$\epsilon_{\text{effm}} = 1,10$	pour $Z_0 = 75 \Omega$

avec ℓ : longueur géométrique de la ligne.

➤ Détermination de $\bar{\epsilon}_{\text{eff}}$ à partir de la mesure de la phase de S_{21}

En négligeant la puissance réfléchie, ce qui ne représente qu'une approximation, le coefficient de transmission peut s'écrire :

$$S_{21} \approx e(-\sum \gamma_i d_i) \quad [\text{éq. V.8}]$$

et sa phase ϕ_{21} s'écrit :

$$\phi_{21} \approx \sum b_i d_i = b_s d_s + b_m d_m \quad [\text{éq. V.9}]$$

où β est le coefficient de déphasage et d la longueur géométrique.

Nous pouvons définir un coefficient de déphasage moyen $\bar{\beta}$ sur l'ensemble du trajet $D = d_s + d_m$ en posant :

$$\phi_{21} = \bar{\beta} D \quad [\text{éq. V.10}]$$

Nous en déduisons la permittivité effective moyenne à partir de l'équation I.16 :

$$\bar{\epsilon}_{\text{eff}} = \left(\frac{\phi_{21} c}{\omega D} \right)^2 \quad [\text{éq. V.11}]$$

La Figure V.12 présente les évolutions fréquentielles des permittivités effectives moyennes calculées pour les 4 dispositifs à ligne 75Ω à partir des mesures de S_{21} .

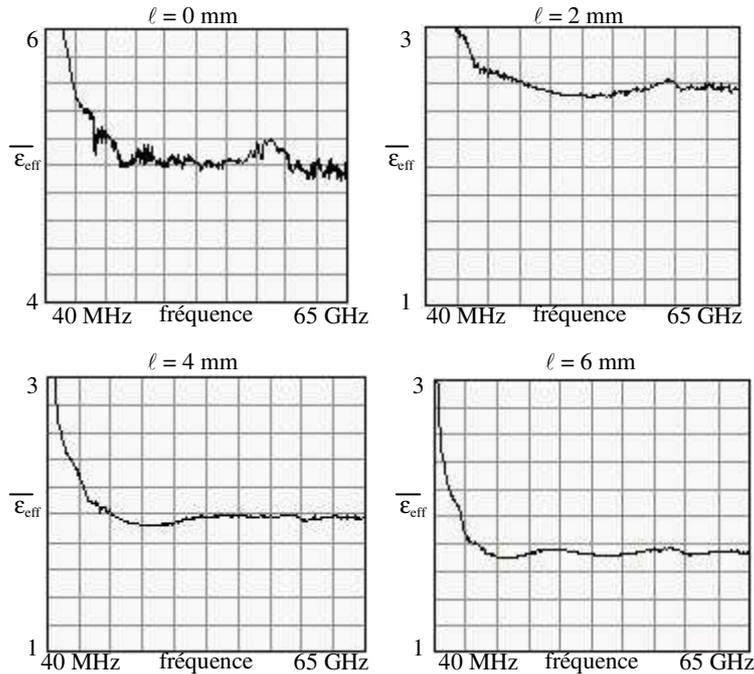


Figure V.12 : *Permittivités effectives moyennes des 4 dispositifs à ligne 75Ω déterminées à partir de leurs phases en transmission*

Nous observons un plateau de $\overline{\epsilon_{\text{eff}}}$ à partir de 10 GHz pour le dispositif à ligne de 6 mm. Pour les dispositifs à lignes plus courtes, ce plateau apparaît à une fréquence d'autant plus élevée que la longueur de ligne sur membrane est plus courte.

➤ Comparaison des permittivités effectives moyennes simulées et mesurées

Nous rapprochons dans le tableau V.7, les valeurs modélisées de $\overline{\epsilon_{\text{eff}}}$ des valeurs déduites des mesures, relevées sur le plateau.

Bien que l'équation V.9 ne soit qu'approchée, nous observons une excellente concordance des permittivités effectives moyennes modélisées en quasi statique avec celles mesurées sur le plateau, ce qui montre l'intérêt de ce paramètre pour caractériser un dispositif non uniforme selon l'axe z .

Tableau V.7 : Comparaison des permittivités effectives moyennes modélisées et mesurées

Z_0	longueur de ligne (mm)	$\overline{\epsilon_{\text{eff}}}$ modélisé quasi statique	$\overline{\epsilon_{\text{eff}}}$ modélisé 2,5 D	$\overline{\epsilon_{\text{eff}}}$ mesuré sur le plateau
75 Ω	0	4,99	5,06	5,04
	2	2,54	-	2,58
	4	1,97	-	1,98
	6	1,72	1,80	1,74
100 Ω	0	4,97	5,03	5,06
	2	2,49	-	2,50
	4	1,92	-	1,90
	6	1,67	1,71	1,68

Pour le dispositif à ligne de longueur nulle ($\ell = 0$), nous ne retrouvons pas le $\epsilon_{\text{eff}} = 6,35$ des lignes d'accès sur silicium massif, car même pour $\ell = 0$ le dispositif comporte une petite portion sur membrane, de par la conception de la transition.

➤ Mode parasite - Dispersion

Sur les courbes de permittivité effective moyenne (cf Figure V.12), nous observons à 52 GHz, un décrochement attribuable au mode parasite déjà signalé au § V.V.3.2.b). Ici l'amplitude du décrochement est d'autant plus grande que la longueur de ligne sur membrane est plus petite, ce qui pourrait indiquer que sa source réside dans les accès sur substrat massif.

A l'exception de ce décrochement, la constance du plateau, visible jusqu'à la limite de la plage de mesure (65 GHz) et que nous avons retrouvée également sur les courbes des dispositifs à ligne 100 Ω , atteste de l'absence de dispersion des lignes sur membrane.

V.3.4/ Examen des pertes des dispositifs globaux

Nous utilisons les grandeurs caractéristiques suivantes :

- facteur de pertes :

$$P = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. V.12}]$$

- facteur d'affaiblissement :

$$A \text{ (dB)} = -10 \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. V.13}]$$

- coefficient d'affaiblissement linéique :

$$\alpha = A/\ell \text{ en Np.mm}^{-1} \text{ ou en dB.mm}^{-1} \quad [\text{éq. V.14}]$$

pour une structure uniforme le long de l'axe z .

Ces formules sont définies dans l'annexe A.V.1.

V.3.4.a) *Pertes calculées à partir des mesures*

La Figure V.13 présente les facteurs de pertes calculés à partir des mesures de paramètres S pour 4 dispositifs d'impédance 75 Ω (longueur sur membrane 0, 2, 4, 6 mm) et 4 dispositifs d'impédance 100 Ω.

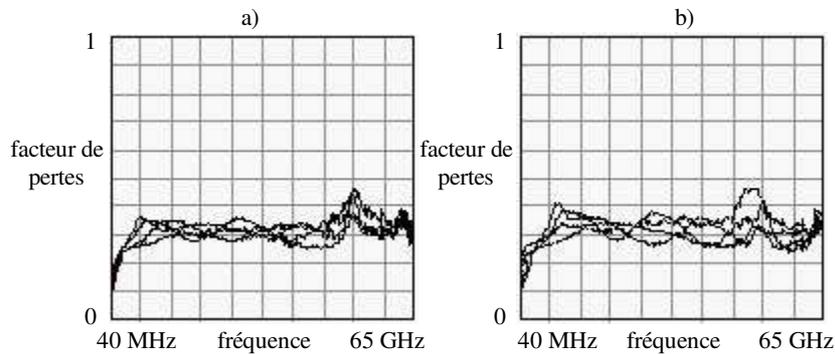


Figure V.13 : Pertes comparées des dispositifs des 4 longueurs pour les impédances 75 Ω (a) et 100 Ω (b)

Nous pouvons constater que dans les 2 cas, les 4 courbes sont très proches les unes des autres ($P \approx 0,3$), ce qui est en accord avec notre analyse attribuant la majeure partie des pertes au substrat dans les accès et transitions. Par ailleurs l'ondulation due à la désadaptation rend l'interprétation difficile.

Nous portons donc plus particulièrement notre attention sur les dispositifs à ligne de longueur nulle, afin de déterminer le coefficient d'affaiblissement linéique des accès sur silicium massif.

V.3.4.b) *Comparaison des mesures aux estimations en quasi statique pour l'affaiblissement sur silicium massif*

➤ *Résultats de mesure sur des dispositifs à ligne de 0 mm*

La Figure V.14 présente les évolutions fréquentielles des facteurs de pertes des dispositifs de longueur nulle pour les deux impédances. L'ondulation due à la désadaptation massif / membrane est très peu sensible pour les dispositifs à ligne de longueur nulle, la partie sur membrane n'occupant qu'une longueur $d_m = 330 \mu\text{m}$ contre $d_s = 1370 \mu\text{m}$ sur silicium massif (selon le modèle du § IV.4.1.b). Nous apercevons nettement le pic attribué à un mode parasite à 52 GHz, ce qui confirme que ce mode prend naissance dans les accès et non sur la membrane.

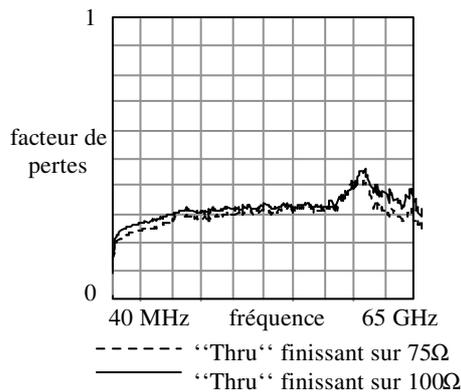


Figure V.14 : Pertes comparées des dispositifs à ligne de 0 mm pour les 2 impédances

Afin de déterminer le coefficient d'affaiblissement linéique des tronçons sur silicium massif, nous faisons l'approximation qui consiste à négliger la contribution du tronçon résiduel de 330 μm sur membrane. Nous utilisons les courbes représentant le facteur d'affaiblissement A en dB, et nous calculons le coefficient d'affaiblissement sur silicium massif α_s en posant $A = \alpha_s d_s$.

La Figure V.15 présente les évolutions fréquentielles des affaiblissements des dispositifs à ligne de longueur nulle pour les 2 impédances. Le Tableau V.8 donne la valeur moyenne du facteur de pertes, du facteur d'affaiblissement et du coefficient d'affaiblissement linéique, calculés de 10 à 50 GHz.

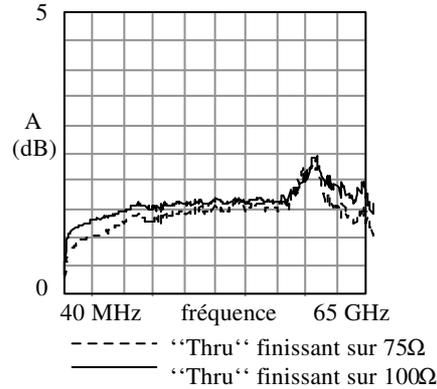


Figure V.15 : Affaiblissement comparé des dispositifs à ligne de 0 mmd'impédances 75 et 100 Ω

Tableau V.8 : Pertes et affaiblissements mesurés, moyennés de 10 à 50 GHz, pour les 2 dispositifs ($\ell = 0$) et coefficients d'affaiblissement dans les accès sur silicium massif

	(1)	(2)
P	0,30	0,31
A (dB)	1,56	1,60
α_s (dB.mm ⁻¹)	1,10	1,11

(1) accès et transition vers une ligne 75 Ω sur membrane ($\ell = 0$)

(2) accès et transition vers une ligne 100 Ω sur membrane ($\ell = 0$).

➤ Comparaison aux estimations quasi statiques

Tout ce qui précède indique que la quasi totalité des pertes pour les dispositifs à ligne de longueur 0 mm provient du substrat des accès.

La valeur de α_s déduite des mesures devrait donc être voisine de la valeur du coefficient d'affaiblissement "diélectrique" σ_d donnée en quasi statique par l'équation I.26 :

$$\alpha_d = 4,34 \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_r - 1} \sigma_d \quad [\text{éq. I.26}]$$

avec $\epsilon_r = 11,8$

$\epsilon_{\text{eff}} = 6,35$

$\sigma_d = 1/\rho_d$ avec $\rho_d = 1500 \Omega \cdot \text{cm}$

Le tableau V.9 présente la comparaison. Les valeurs mesurées α_s sont 50 fois plus élevées que l'estimation α_d . Nous sommes donc conduits à suspecter un fonctionnement non purement diélectrique du silicium dans la configuration particulière de nos dispositifs. Avant d'explorer cette hypothèse nous avons toutefois voulu vérifier la résistivité des substrats 1500Ω.cm

Tableau V.9 : Comparaison du coefficient d'affaiblissement mesuré dans les parties sur silicium massif ($Z_0 = 50 \Omega$) et du coefficient d'affaiblissement dû au "diélectrique" calculé en quasi statique

valeurs α_s déduites des mesures (moyenne sur 10-50 GHz)	valeur α_d quasi statique
1,10 dB.mm ⁻¹	0,021 dB.mm ⁻¹

V.3.4.c) Vérification de la résistivité des substrats

La résistivité des substrats est indiquée par le fournisseur ; mais nous avons quand même voulu la vérifier. Pour cela nous avons utilisé un appareil fondé sur la technique de mesure sous 4 pointes. (On impose le passage d'un courant I entre les 2 pointes extrêmes, et on mesure la chute ohmique V entre les 2 pointes intermédiaires. On évite ainsi d'avoir à déterminer les chutes additionnelles dues aux résistances de contact [Gro. 67f]).

Toutes les plaquettes mesurées ont montré une résistivité comprise entre 1000 et 2000 Ω .cm ; aucune anomalie n'a été décelée sur ces plaquettes vierges.

V.3.5/ Bilan des enseignements tirés des mesures globales

Les mesures globales ont été effectuées sur des circuits pris au hasard parmi les 450 dispositifs fabriqués. Les enseignements tirés des mesures globales peuvent se résumer comme suit :

En ce qui concerne les caractéristiques communes, tous les dispositifs ont présenté de bonnes caractéristiques en matière de reproductibilité, réversibilité, stabilité en température.

En ce qui concerne les options :

- choix de la largeur des demi-plans de masse : les caractéristiques sont identiques dans les deux options ; l'option plan large est préférable du point de vue de la tenue mécanique.
- choix de l'impédance caractéristique : les différences de comportement selon que $Z_0 = 75 \Omega$ ou 100 Ω sont conformes aux simulations électromagnétiques ; la désadaptation accès / membrane est plus forte pour $Z_0 = 100 \Omega$;
- choix de l'épaisseur de métallisation : aucune différence n'est décelable, mais une différence sur les pertes ohmiques, si elle existe, serait masquée par les pertes "diélectriques" des accès ;
- choix de la résistivité du silicium : comme prévu, la fonctionnalité est mauvaise pour les dispositifs réalisés sur du silicium de basse résistivité (20 Ω .cm).

Tous les résultats obtenus sur silicium de haute résistivité (1500 Ω .cm) sont conformes aux prévisions et satisfaisants, sauf les pertes dans les accès, beaucoup trop élevées. De ce fait et bien que l'objectif principal de notre recherche soit de qualifier une technologie micro-ondes sur membrane diélectrique, l'importance des pertes dans les accès et transitions sur silicium massif a justifié un complément d'étude.

V.3.6/ Complément d'étude sur les pertes dans les accès

Nous présentons à l'annexe A.V.2, les travaux de [Rey. 95s] d'après lesquels la résistivité de surface du silicium peut être grandement affectée par le dépôt de films diélectriques. Compte tenu des pertes importantes que nous avons relevées dans les accès sur substrat massif de nos dispositifs, nous avons voulu savoir si la remarque de Reyes s'appliquait à notre technologie.

V.3.6.a) *Comparaison de lignes sur substrat silicium ($\rho = 1500 \Omega.cm$) avec ou sans film diélectrique*

A cette fin nous avons réalisé deux lignes sur substrat massif en silicium haute résistivité, identiques en tous points ($Z_0 = 50 \Omega$ et $\ell = 6 \text{ mm}$) sauf par la présence ou l'absence du film diélectrique bicouche. La Figure V.16 est une photographie montrant une vue partielle des 2 dispositifs.

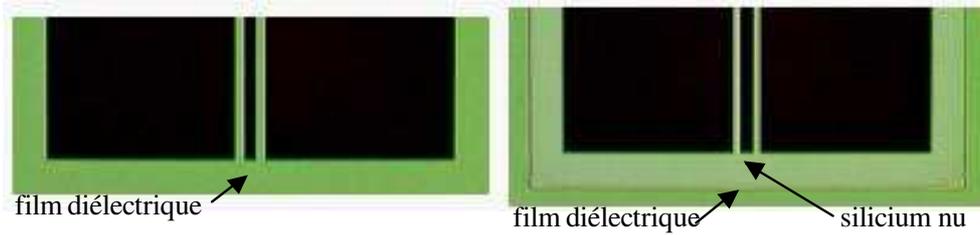


Figure V.16 : Lignes 50Ω sur silicium massif, ne se différenciant que par la présence ou l'absence du film diélectrique bicouche sous les conducteurs

➤ *Comparaison des paramètres S*

La Figure V.17 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S mesurés pour les 2 types de lignes.

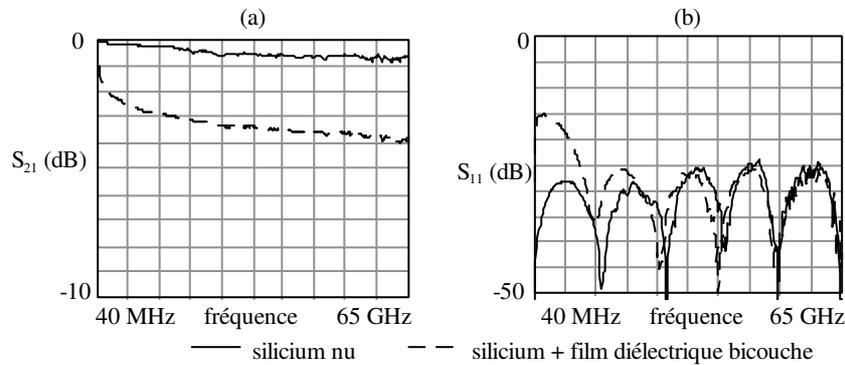


Figure V.17 : Modules des paramètres S mesurés pour 2 lignes 50Ω ($\ell = 6 \text{ mm}$) sur silicium nu ou silicium + film diélectrique bicouche

Le retrait de la couche diélectrique permet d'observer une grande amélioration du coefficient de transmission (Figure V.17(a)) ; à 30 GHz il passe de -3,5 à -0,5 dB sans détérioration du module de réflexion. Le Tableau V.10 donne les valeurs, entre 10 et 50 GHz, du module moyen de transmission et du module maximal de réflexion pour les 2 cas.

Tableau V.10: Modules des coefficients de transmission (moyenne entre 10 et 50 GHz) et de réflexion (maximum entre 10 et 50 GHz) sur silicium nu et sur silicium + film diélectrique

	S_{21} (dB)	S_{11} (dB)
sur silicium nu	- 0,5	-25
sur silicium + film diélectrique	- 3,5	- 25

➤ Comparaison du coefficient d'affaiblissement linéique

La Figure V.18 présente l'évolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique mesurée ($\alpha = A/\ell$) d'une ligne de 6 mm, d'impédance 50 Ω sur silicium massif, nu ou recouvert du film diélectrique.

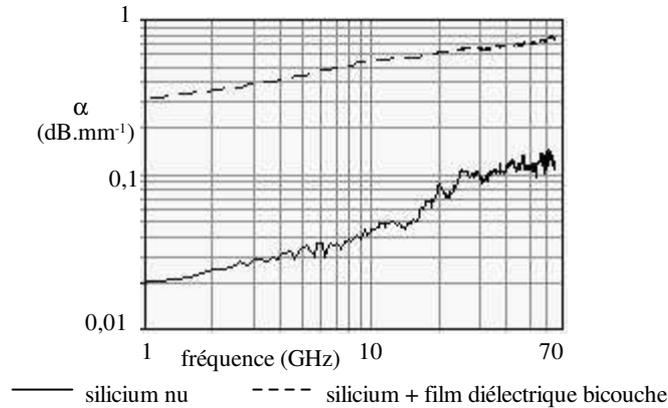


Figure V.18 : Influence sur le coefficient d'affaiblissement de la présence ou de l'absence d'un diélectrique sur un substrat de silicium

Nous constatons effectivement que les pertes de la ligne sur silicium nu sont 5 à 10 fois plus faibles que celles de la ligne sur silicium recouvert du film diélectrique. De plus la pente de la courbe augmente et se rapproche de 1/2, ce qui témoigne de l'origine principalement résistive des pertes résiduelles.

Le Tableau V.11 donne le coefficient d'affaiblissement linéique comparé de la ligne sur substrat nu et de la ligne recouverte de diélectrique.

Tableau V.11 : Comparaison du coefficient d'affaiblissement linéique sur substrat massif nu ou recouvert de diélectrique

	10 GHz	30 GHz	50 GHz
sur silicium nu ($\text{dB}\cdot\text{mm}^{-1}$)	0,042	0,095	0,11
sur silicium recouvert du film bicouche diélectrique ($\text{dB}\cdot\text{mm}^{-1}$)	0,56	0,60	0,70

Nous rapprochons dans le Tableau V.12, les résultats du Tableau V.11 et du Tableau V.9.

Tableau V.12 : Comparaison des coefficients d'affaiblissement linéique mesuré (moyenne sur 10-50 GHz) et théorique d'une ligne coplanaire 50 Ω sur silicium massif (en $\text{dB}\cdot\text{mm}^{-1}$)

valeur mesurée issue du Tableau V.11		valeur issue du Tableau V.9	
ligne sur silicium nu (1500 $\Omega\cdot\text{cm}$) ($\text{dB}\cdot\text{mm}^{-1}$)	0,09 (a)	0,021 (b)	estimation quasi statique des pertes diélectriques sur Si 1500 $\Omega\cdot\text{cm}$

La différence très importante entre les résultats (a) et (b) provient de ce que (a) inclut les pertes ohmiques, qui sont nettement prédominantes dans ce cas.

➤ Comparaison de la permittivité effective

Les évolutions fréquentielles de la permittivité effective pour les 2 types de composants n'ont pas montré de différence visible. Ce qui est normal puisque nous avons montré au § IV.3.1.d que la permittivité relative du substrat lorsqu'il est recouvert du film diélectrique est abaissée seulement de 0,1, ce qui correspond en permittivité effective à une diminution de 0,05.

V.3.6.b) *Vérification de l'interprétation de Reyes et al*

Selon Reyes et al, lorsque le métal est en contact direct avec le semi-conducteur, il se crée dans le substrat, au voisinage de la jonction, une zone de déplétion de résistivité très élevée, comme dans une diode Schottky. Au contraire, lorsqu'une mince couche isolante est interposée entre circuit et substrat, il se produit une accumulation de charges et un abaissement de la résistivité de surface du semi-conducteur.

Pour corroborer les explications de Reyes, nous avons réalisé, sur la ligne comportant la couche de diélectrique, une expérience consistant à imposer une différence de potentiel entre les deux faces du substrat de façon à recréer une zone de déplétion dans le silicium au voisinage du film diélectrique. A cette fin, le silicium utilisé étant dopé n, la face arrière doit être polarisée positivement. La Figure V.19 présente l'évolution fréquentielle des coefficients de transmission (a) et de réflexion (b) pour 3 valeurs de la tension de polarisation du substrat.

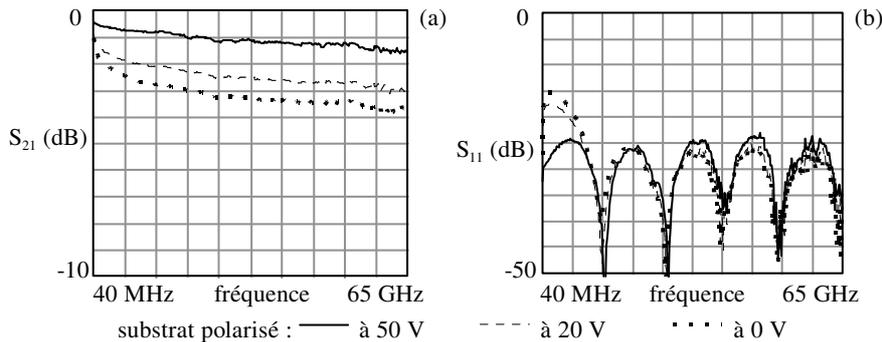


Figure V.19 : *Modules des paramètres S pour une ligne de 50 Ω sur silicium avec film diélectrique et polarisation du substrat*

Nous constatons effectivement que la résistivité du substrat dépend grandement de la tension de polarisation. Pour une tension de 50 V, la courbe de transmission s'approche de la courbe obtenue sur la ligne sans film diélectrique. Ceci confirme qu'une partie importante des pertes observées sur les lignes avec film diélectrique prend naissance dans le substrat.

Notons que la forte valeur de tension nécessaire pour le dépeuplement de l'interface substrat silicium / film diélectrique bicouche est liée, d'une part à l'épaisseur importante du substrat (360 μm), d'autre part au contact sûrement médiocre entre le substrat et le porte-plaquette (''chuck'') de la station sous pointes.

V.3.6.c) *Conclusion sur la remarque de Reyes et voie d'optimisation technologique*

Ainsi, la remarque de Reyes sur les variations de résistivité de surface du silicium selon la nature des matériaux avec lesquels il se trouve en contact, s'applique parfaitement à nos dispositifs.

Ces constatations nous ont conduits à concevoir une voie d'optimisation des structures. Elle consiste à ajouter une étape technologique supplémentaire entre la réalisation du film bicouche diélectrique et le dépôt de la première couche conductrice (Ti/Au). Il s'agit de procéder à la suppression locale du film diélectrique dans la région des accès sur substrat massif et des transitions. La suppression est obtenue en deux sous-étapes : une gravure à plasma interrompue à mi-profondeur de la couche d'oxyde pour éviter tout risque d'attaque du silicium ; suivie d'une gravure chimique à l'acide fluorhydrique tamponné pour achever la gravure de l'oxyde de silicium. Des dispositifs à lignes conçus selon cette variante ont été réalisés et sont en cours de mesure.

V.4/ Extraction des caractéristiques des lignes sur membrane

Notre objectif principal est de déterminer, à partir des mesures, les caractéristiques des lignes sur membrane, c'est-à-dire la constante de propagation γ et l'impédance caractéristique Z_0 . L'interprétation des mesures globales nous a déjà conduits à présumer que la plus grande partie des pertes est localisée dans les accès et transitions sur substrat massif. L'examen des mesures globales n'a pas permis de déceler la présence de modes parasites, sauf au voisinage de 52 GHz. En l'absence de modes parasites, les dispositifs peuvent être considérés comme la mise en cascade de 3 quadripôles comme indiqué à la Figure V.20.

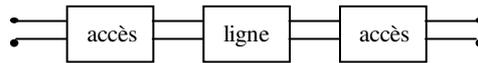


Figure V.20 : Schéma de principe d'un dispositif

Nous déterminerons d'abord la constante de propagation du quadripôle central :

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad [\text{éq. V.15}]$$

Nous en déduisons :

- le coefficient d'affaiblissement : α
- la permittivité effective : $\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\beta^2 c^2}{\omega^2}$

Puis nous déterminerons l'impédance caractéristique Z_0 à partir de γ et d'une mesure de la capacité linéique (cf équation V.20).

V.4.1/ Méthodes d'extraction de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique

Nous présentons deux méthodes de détermination de la constante de propagation puis la méthode de détermination de l'impédance caractéristique.

V.4.1.a) Méthode de Bianco et Parodi

➤ Condition d'application

Bianco et Parodi ont développé des méthodes de détermination de la constante de propagation γ d'une ligne micro-ruban, permettant de s'affranchir des accès [Bia. 76f]. Elles sont basées sur la comparaison de mesures de 2 ou 4 lignes de longueurs différentes. Elles reposent sur l'hypothèse de la propagation du seul mode fondamental.

Etant donné que l'observation de nos dispositifs a montré l'absence de modes parasites (sauf au voisinage de 52 GHz), ces méthodes doivent être applicables. La méthode que nous avons utilisée consiste à comparer les coefficients de transmission et de réflexion de 2 lignes de longueurs différentes.

➤ Mise en œuvre de la méthode

Nous considérons deux dispositifs A et B identiques pour les accès et transitions, mais dont les longueurs diffèrent de $\Delta\ell$ pour le tronçon central de ligne sur membrane. Pour isoler le tronçon central on doit utiliser, au lieu des paramètres S, les paramètres T qui permettent la mise en cascade de plusieurs quadripôles. On décompose (Figure V.21) les dispositifs en 2 ou 3 quadripôles, ce qui permet d'exprimer les matrices de transfert $[T^A]$ et $[T^B]$:

- en fonction des matrices de transfert $[T_1]$ et $[T_2]$ contenant les transitions et une partie de ligne sur membrane,

- et en fonction de la matrice de transfert $[T_{\Delta\ell}]$

qui se rapporte à un tronçon de ligne uniforme de longueur $\Delta\ell$ entièrement sur membrane.

La méthode permet de déterminer la constante de propagation γ du tronçon uniforme de longueur $\Delta\ell$ en repassant des paramètres T aux paramètres S :

$$\gamma = \frac{1}{\Delta\ell} \operatorname{argch} \left(\frac{S_{11}^B S_{22}^A + S_{11}^A S_{22}^B - (S_{11}^A S_{22}^A - S_{12}^A S_{21}^A) - (S_{11}^B S_{22}^B - S_{12}^B S_{21}^B)}{2 S_{21}^B S_{12}^A} \right) \quad [\text{éq.V.16}]$$

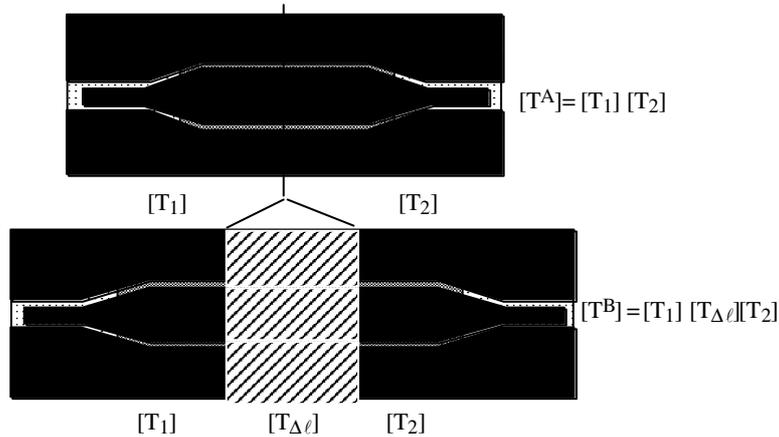


Figure V.21 : Schéma de principe de la méthode de Bianco et Parodi

V.4.1.b) Méthode de calibrage TRL

Les mesures globales rapportées au § V.0 n'ont pas permis de mettre en évidence les pertes liées à la seule structure sur membrane. En effet nous avons montré qu'elles étaient masquées par les pertes diélectrique dans les accès et transitions, beaucoup plus importantes. Aussi nous avons entrepris d'effectuer un calibrage de type TRL dans les plans terminaux de la structure uniforme sur membrane. Le choix de ce calibrage a été dicté par les difficultés technologiques pour réaliser une charge étalon de valeur précise. La méthode TRL ne nécessite que la fabrication de lignes de transmission (Thru : ligne de longueur nulle, Line : ligne de longueur connue) et d'un élément de réflexion (Reflect : circuit ouvert ou court-circuit).

En vue de réaliser le calibrage au niveau de la membrane, et de soustraire la contribution des accès et transitions, nous avons réalisé un jeu de 3 étalons présentés sur la Figure V.22 (dans leur version à plans de masse étroits) et illustrés par les photographies qui suivent :

- un dispositif dont la ligne sur membrane est de longueur nulle (Thru),
- un dispositif dont l'élément central est remplacé par un court-circuit (Reflect),
- un dispositif comportant une ligne sur membrane de longueur connue (Line). Nous utilisons le dispositif à ligne de longueur 2 mm.

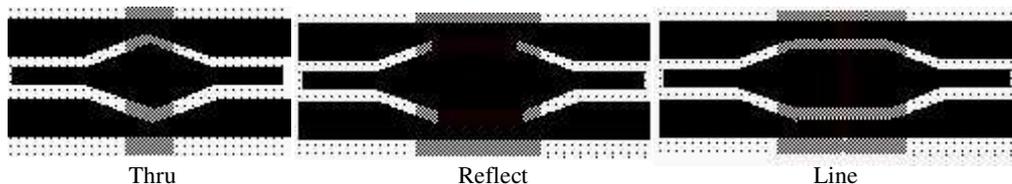


Figure V.22 : Etalons spécifiques TRL

Sur les photos suivantes, la membrane apparaît en gris ; les points blancs en bout de ligne, sur le silicium massif, sont les traces produites par les pointes hyperfréquences lors des mesures.

La Figure V.23 présente une ligne de 100Ω de longueur nulle sur membrane "Thru". Elle se réduit aux accès sur silicium massif et aux 2 transitions reliant le motif sur substrat massif au motif sur membrane. La Figure V.24 et la Figure V.25 présentent les éléments étalons de réflexion. La Figure V.26 est une photographie agrandie de la ligne 100Ω .

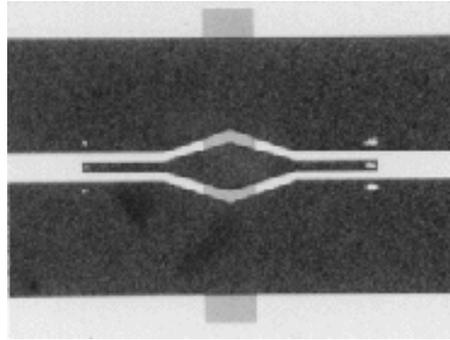


Figure V.23 : "Thru" Ligne de longueur nulle sur membrane

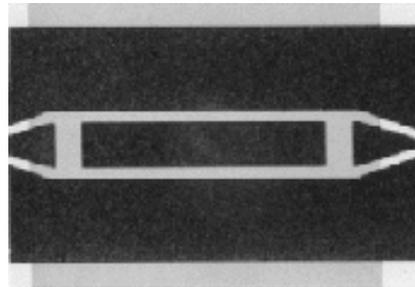


Figure V.24 : "Reflect" version circuit ouvert

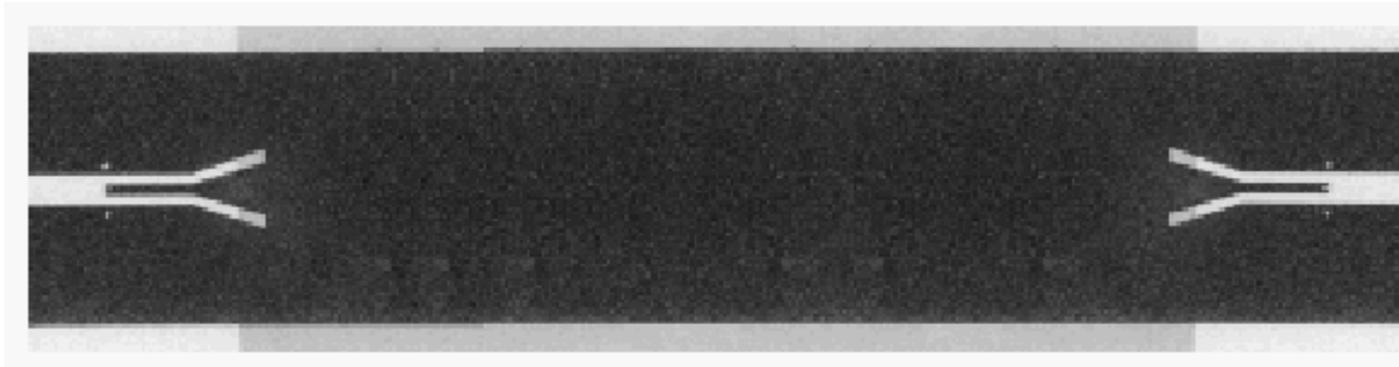


Figure V.25 : "Reflect" version court-circuit

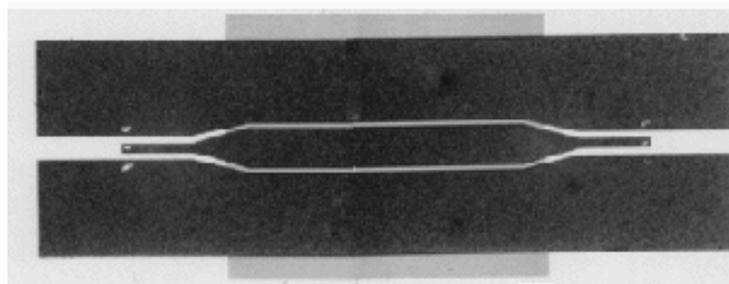


Figure V.26 : Ligne de 2 mm sur membrane

Puisque la calibration TRL permet de placer les plans de référence de la mesure au début et à la fin du tronçon uniforme sur membrane, comme le montre la Figure V.27, nous pouvons considérer que les pertes par désadaptation sont négligeables. Dans ce cas la constante de propagation sur membrane, γ s'obtient à partir du paramètre S_{21} par :

$$S_{21} = e^{-\gamma \ell} \quad [\text{éq. V.17}]$$

où ℓ est la longueur du tronçon sur membrane.

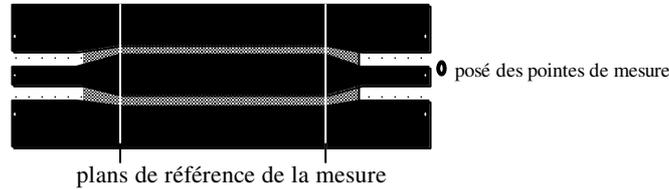


Figure V.27 : Plans de mesure après calibration TRL

V.4.1.c) Détermination de l'impédance caractéristique des lignes

➤ Méthode

Nous avons vu, au chapitre I, que l'impédance caractéristique Z_0 d'une ligne peut s'exprimer en quasi statique par la formule :

$$Z_0 = \frac{\gamma}{G + jC\omega} \quad [\text{éq. V.18}]$$

Ici $G = 0$ car la membrane et l'air sont des diélectriques dont les pertes sont négligeables, il s'ensuit que :

$$Z_0 = \frac{\gamma}{jC\omega} = \frac{\alpha + j\beta}{jC\omega} \quad [\text{éq. V.19}]$$

d'où

$$\text{Re}(Z_0) = \frac{\beta}{C\omega} = \frac{1}{C_c} \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \quad [\text{éq. V.20}]$$

$$\text{Im}(Z_0) = -\frac{\alpha}{C\omega} \quad [\text{éq. V.21}]$$

Ayant déterminé α et ϵ_{eff} par l'une des méthodes exposées aux §§ V.V.4.1.a) et V.V.4.1.b), il nous reste à déterminer C .

➤ Détermination expérimentale de la capacité linéique C

La Figure V.28 présente le schéma électrique des dispositifs en quasi statique.

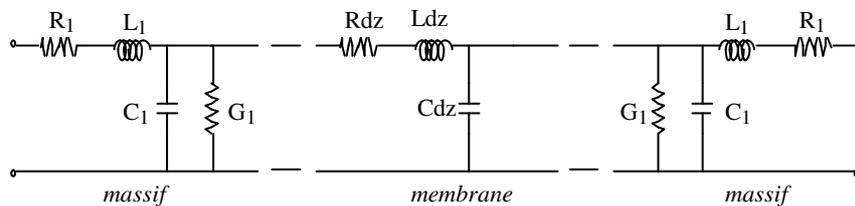


Figure V.28 : Schéma électrique équivalent des dispositifs

A cause de l'effet de peau, l'inductance linéique et la résistance linéique varient avec la fréquence. Au contraire, sur membrane, la capacité linéique peut être considérée comme constante car elle n'est influencée ni par l'effet de peau, ni par un milieu de propagation inhomogène. Par conséquent nous pouvons choisir de mesurer C à très basse fréquence. Dans ces conditions, et en considérant les pertes ohmiques négligeables, le schéma électrique équivalent aux dispositifs se simplifie selon le schéma de la Figure V.29.

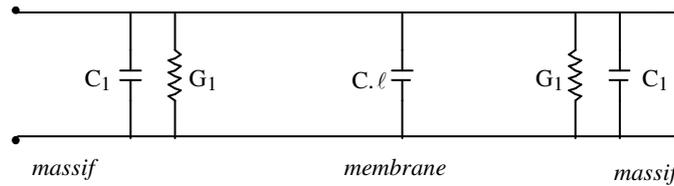


Figure V.29 : Schéma électrique équivalent des dispositifs à très basse fréquence

G_1 et C_1 représentent la conductance et la capacité des accès et transitions sur substrat massif, le produit $C.l$ la capacité totale d'une ligne sur membrane de longueur l .

L'admittance d'un tel dispositif mesurée à une extrémité en laissant l'autre extrémité ouverte s'écrit :

$$Y = 2G_1 + j\omega(2C_1 + C.l) \quad [\text{éq. V.22}]$$

Y est mesuré à l'analyseur d'impédance. Par combinaison des valeurs de la partie imaginaire pour plusieurs longueurs de ligne l , on déduit la capacité linéique C . [Bel. 97t]

Pour obtenir la meilleure précision nous avons été conduits à alimenter les dispositifs par une tension sinusoïdale de 60 kHz et d'amplitude 30 mV.

V.4.2/ Caractéristiques obtenues par la méthode de Bianco et Parodi

V.4.2.a) Coefficients d'affaiblissements linéiques et permittivités effectives

Nous avons appliqué la méthode de Bianco et Parodi à tous les couples de lignes 75 et 100 Ω (d'épaisseur 2,5 μm) dont nous disposons : 6-4, 6-2, 6-0, 4-2, 4-0, 2-0.

Nous présentons, à titre d'exemple, les évolutions fréquentielles sur la Figure V.30 du coefficient d'affaiblissement linéique et sur la Figure V.31 de la permittivité effective, pour les impédances 75 et 100 Ω .

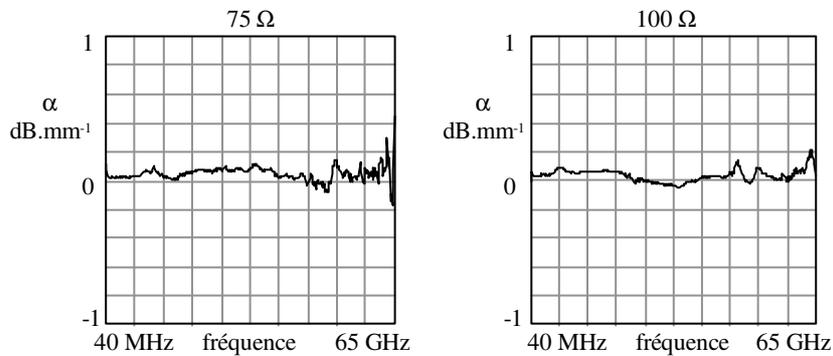


Figure V.30 : Coefficient d'affaiblissement linéique sur membrane en utilisant la méthode de Bianco et Parodi

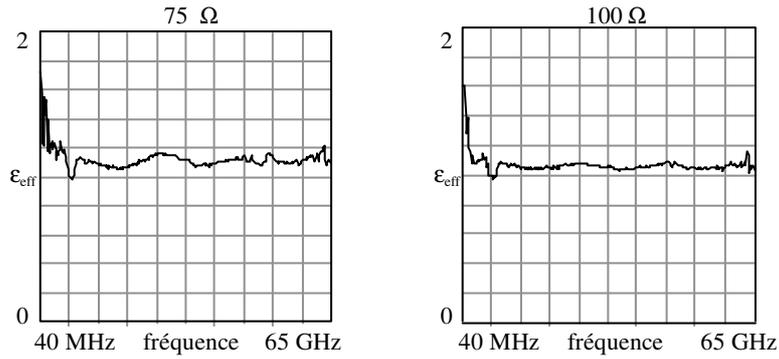


Figure V.31 : Permittivité effective sur membrane établie par la méthode de Bianco et Parodi

Les fluctuations observables sur ces courbes donnent une idée de la précision que l'on peut obtenir :

- pour le coefficient d'affaiblissement, sa valeur est indiscernable dans la fluctuation de $\pm 0,1 \text{ dB.mm}^{-1}$;
- pour la permittivité, dans 25 % des mesures le calcul diverge lors des sauts de phase.

Ces deux difficultés ont été reconnues par Bianco et Parodi. Pour le coefficient d'affaiblissement nous pouvons seulement estimer qu'il est inférieur à $0,1 \text{ dB.mm}^{-1}$ dans toute la gamme de fréquences. Pour la permittivité nous avons effectué une moyenne de 10 à 50 GHz des résultats crédibles et nous estimons l'erreur finale à $\pm 0,05$.

Les résultats finals sont présentés dans le Tableau V.13. Les résultats concernant la permittivité effective paraissent très satisfaisants, nous sommes proche d'un $\epsilon_{\text{eff}} \approx 1$.

Tableau V.13 : Permittivité effective et coefficient d'affaiblissement linéique des lignes sur membrane par la méthode de Bianco et Parodi

	lignes 75 Ω	lignes 100 Ω
ϵ_{eff} Bianco *	1,13	1,06
α Bianco (dB.mm^{-1})	< 0,1	< 0,1

* valeurs moyennées de 10 à 50 GHz

V.4.2.b) Impédances caractéristiques

L'application de la méthode du § V.V.4.1.c) à la ligne 75 et 100 Ω a permis de déterminer les impédances caractéristiques présentées dans le Tableau V.14.

Tableau V.14 : Capacités linéiques et impédances caractéristiques pour des lignes 75 et 100 Ω d'épaisseur $2,5 \mu\text{m}$

	ligne $Z_0 = 75 \Omega$	ligne $Z_0 = 100 \Omega$
C (fF.mm^{-1})	52,5	37
$\text{Re}(Z_0)$ (Ω) moyen	68	93
$ \text{Im}(Z_0) $ (Ω) à 30 GHz	< 1,1	< 1,6

Nous pouvons remarquer que les impédances caractéristiques obtenues à partir des mesures sont inférieures d'environ 10 % à celles calculées en quasi statique (cf § IV.3.2.d). La très faible valeur de la partie imaginaire illustre le fait que la ligne est quasiment sans pertes.

Deux exemples d'évolution en fréquence de la partie réelle de l'impédance caractéristique sont illustrés sur la Figure V.32.

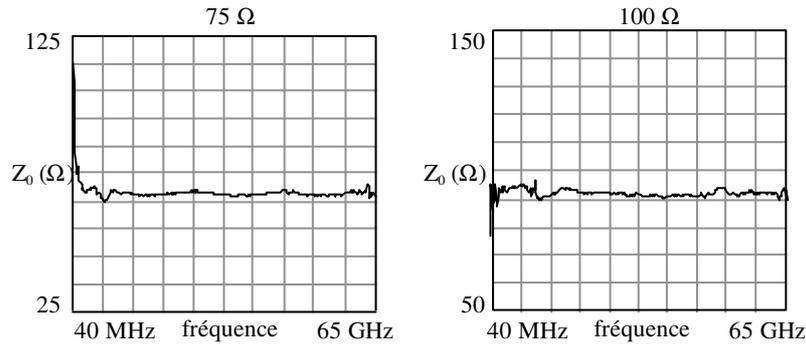


Figure V.32 : Impédances caractéristiques (partie réelle) des 2 types de lignes d'épaisseur $2,5 \mu\text{m}$; (a) : 75Ω ; (b) : 100Ω

Nous constatons une très bonne constance de l'impédance caractéristique dans la gamme de fréquences. Ce résultat découle de la très faible dispersion des lignes sur membrane.

V.4.3/ Caractéristiques des lignes 75Ω obtenues après calibration TRL

V.4.3.a) Caractérisation de la ligne de référence sur membrane

La Figure V.33 et la Figure V.34 présentent les évolutions fréquentielles des modules de transmission et de réflexion respectivement d'une ligne de 4 mm et d'une ligne de 6 mm d'impédance caractéristique 75Ω .

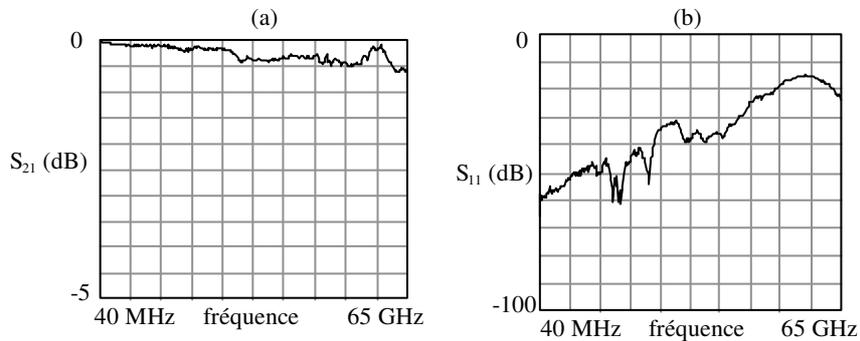


Figure V.33 : Modules des paramètres S d'une ligne 75Ω de 4 mm après épluchage TRL (a) : transmission ; (b) : réflexion

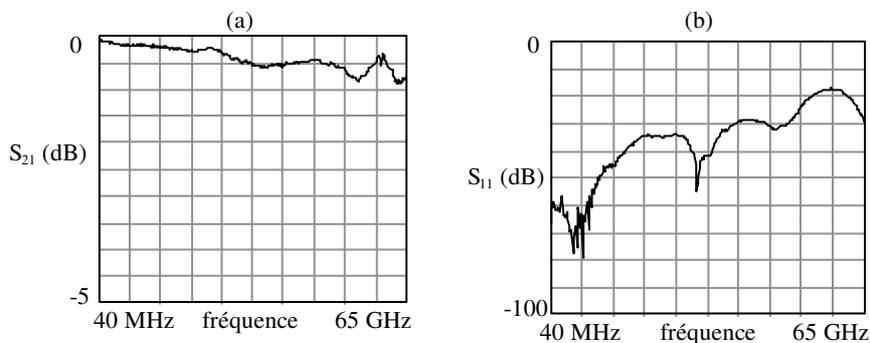


Figure V.34 : Modules des paramètres S d'une ligne 75Ω de 6 mm après épluchage TRL (a) : transmission ; (b) : réflexion

Le coefficient de transmission voisin de 0 dB, montre une excellente transmission. La faible valeur du coefficient de réflexion est normale puisqu'il n'y a pas de changement d'impédance caractéristique entre les plans de référence de la mesure. Toutefois au-dessus de 30 GHz l'augmentation du coefficient de réflexion montre les limites d'efficacité du calibrage TRL.

La Figure V.35 présente l'évolution fréquentielle du coefficient d'affaiblissement linéique de la ligne 75 Ω sur membrane, calculée selon l'équation V.17 c'est-à-dire en supposant les pertes par désadaptation négligeables.

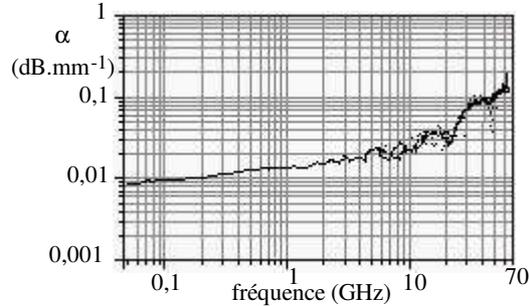


Figure V.35 : Coefficient d'affaiblissement linéique de la ligne 75 Ω sur membrane

Nous constatons que les pertes sont très faibles (0,02 à 0,14 dB.mm⁻¹ dans la plage 10-60 GHz) et comparables aux estimations de la simulation 2,5D.

Par ailleurs la pente moyenne est voisine de 1/2 autour de 20 GHz ; elle est plus faible aux fréquences inférieures à 20 GHz, annonçant un peu prématurément le palier attendu ; elle est plus élevée aux fréquences supérieures. Il est sans doute inutile de chercher une signification précise à ces légères anomalies, étant donné la difficulté de mettre en œuvre un calibrage TRL très précis pour un niveau de pertes aussi faible.

La Figure V.36 présente l'évolution fréquentielle de la permittivité d'un dispositif 75 Ω sur membrane.

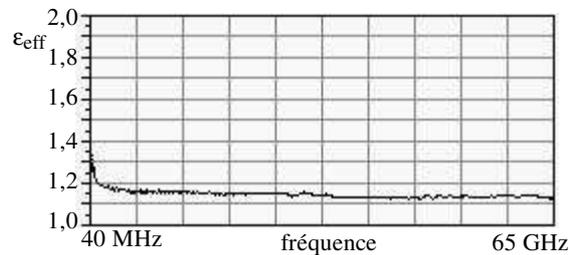


Figure V.36 : Permittivité effective d'une ligne 75 Ω sur membrane obtenue après épluchage TRL

Nous observons une excellente stabilité de la permittivité effective ($\approx 1,14$), et donc l'absence de dispersion dans toute la gamme de fréquences étudiée (10-65 GHz).

Le Tableau V.15 présente un résumé des caractéristiques électriques des lignes 75 Ω sur membrane, obtenues après calibrage TRL.

Tableau V.15 : Caractéristiques des lignes 75 Ω sur membrane obtenues par calibrage TRL

	vers 10 GHz	vers 30 GHz	vers 50 GHz
S_{11} maximum (ligne de 6 mm) (dB)	- 35	- 30	- 17
S_{21} (ligne de 6 mm) (dB)	- 0,15	- 0,5	- 0,6
α (dB.mm ⁻¹)	0,025	0,06	0,10
ϵ_{eff}	1,15	1,14	1,13

Nous trouvons une valeur de permittivité voisine de celle obtenue par la méthode de Bianco et Parodi (cf § V.V.4.2/). Nous avons en outre une estimation du coefficient d'affaiblissement compatible avec la valeur majorante ($0,1 \text{ dB.mm}^{-1}$) estimée par la méthode de Bianco et Parodi.

V.4.3.b) *Influence de l'épaisseur de métallisation*

➤ *Influence sur le coefficient d'affaiblissement*

Le coefficient d'affaiblissement présenté à la Figure V.35 est celui de la ligne de référence, avec une épaisseur de métallisation de $2,5 \mu\text{m}$. L'influence de l'épaisseur de métallisation n'était pas visible sur les mesures globales parce que l'affaiblissement est alors dominé par les pertes diélectriques dans les accès. Nous avons donc essayé de le mettre en évidence grâce au calibrage TRL.

La Figure V.37 et le Tableau V.16 présentent l'évolution du coefficient d'affaiblissement de la ligne 75Ω pour 2 épaisseurs de métallisation ($2,5$ et $10 \mu\text{m}$).

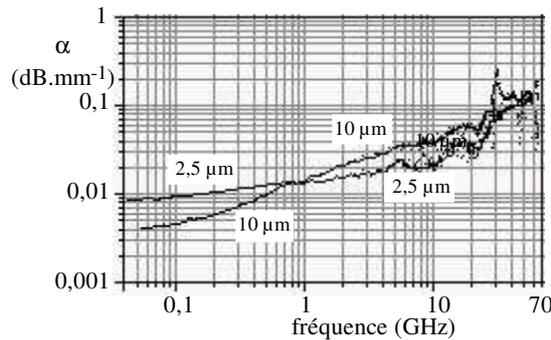


Figure V.37 : Coefficients d'affaiblissement linéique comparés de 2 lignes 75Ω sur membrane (épaisseur de métal : $2,5 \mu\text{m}$; $10 \mu\text{m}$)

Tableau V.16 : Coefficients d'affaiblissement linéique de deux lignes 75Ω sur membrane (Au : $2,5 \mu\text{m}$ et $10 \mu\text{m}$)

	vers 10 GHz	vers 30 GHz	vers 50 GHz
α (dB.mm^{-1}) (épaisseur : $2,5 \mu\text{m}$)	0,025	0,06	0,10
α (dB.mm^{-1}) (épaisseur : $10 \mu\text{m}$)	0,04	0,09	0,15

Contre toute attente, aux fréquences supérieures à 1 GHz, l'épaisseur la plus grande correspond à l'affaiblissement le plus élevé. Aux fréquences très basses, où l'effet de peau n'intervient plus, l'épaisseur $t = 10 \mu\text{m}$ devrait donner un α environ 4 fois plus petit que celui correspondant à l'épaisseur $2,5 \mu\text{m}$; on observe seulement un rapport 2,5 en faveur de la ligne la plus épaisse. En somme, toute la courbe correspondant à l'épaisseur $10 \mu\text{m}$ paraît décalée vers le haut d'un facteur sensiblement constant de l'ordre de 1,5.

Mais en fait nous avons raisonné ci-dessus en supposant implicitement que dans l'expression de α ($=R/2Z_0$), seule la résistance linéique R varie avec t . En réalité l'impédance caractéristique Z_0 en dépend également comme nous allons le voir.

➤ Influence sur la permittivité effective

La Figure V.38 et le Tableau V.17 présentent l'évolution fréquentielle de la permittivité effective de 2 lignes 75 Ω sur membrane d'épaisseur de métallisation 2,5 et 10 μm.

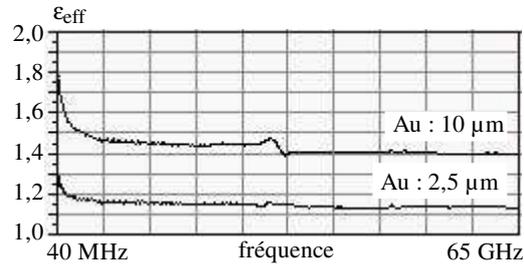


Figure V.38 : Variation de la permittivité effective selon l'épaisseur de métallisation (2,5 et 10 μm) d'une ligne 75 Ω

Tableau V.17 : Permittivité effective de deux lignes 75 Ω sur membrane selon l'épaisseur de métallisation (2,5 et 10 μm)

	vers 10 GHz	vers 30 GHz	vers 50 GHz
ϵ_{eff} (épaisseur : 2,5 μm)	1,15	1,14	1,13
ϵ_{eff} (épaisseur : 10 μm)	1,45	1,43	1,40

Nous observons une forte augmentation de la permittivité effective avec l'augmentation de l'épaisseur. La constance de la permittivité effective dans toute la gamme de fréquence déjà observée pour une épaisseur de 2,5 μm s'observe également pour une épaisseur de 10 μm. Toutefois elle est rompue dans la zone des 30 GHz par un accident qui était à peine visible pour l'épaisseur de 2,5 μm. Sans doute révèle-t-il la présence d'un mode parasite qui ne se développe qu'aux fortes épaisseurs de métallisation.

➤ Influence sur l'impédance caractéristique

L'application de la méthode du § V.V.4.1.c), donne les résultats présentés au Tableau V.18.

Tableau V.18 : Capacités linéiques et impédances caractéristiques pour des lignes 75 Ω d'épaisseur 0,5 ; 2,5 et 10 μm

	0,5 μm	2,5 μm	10 μm
C (fF.mm ⁻¹)	47	52,5	65
Re(Z ₀) (Ω) moyen	74 *	69	61
Im(Z ₀) (Ω) à 30 GHz	-	-0,70	-0,85

* Nous ne disposons pas de la mesure de permittivité effective pour l'épaisseur 0,5 μm ; nous avons utilisé la valeur déterminée par calcul quasi statique (= 1,1).

La Figure V.39 présente les évolutions fréquentielles des parties réelles des impédances caractéristiques pour les lignes 75 Ω selon les 2 épaisseurs de métallisation.

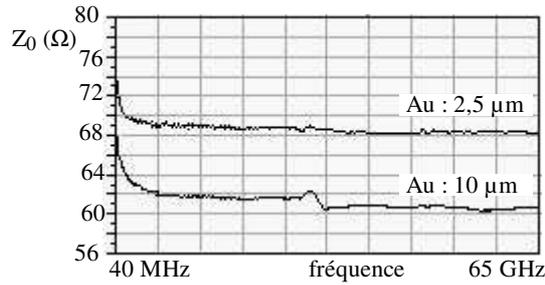


Figure V.39 : Variation de l'impédance caractéristiques des lignes 75 Ω sur membrane pour deux épaisseurs de métallisation (2,5 et 10 μm)

Nous pouvons remarquer que l'impédance caractéristique diminue assez fortement lorsque l'épaisseur des conducteurs augmente. L'impédance caractéristique presque purement réelle, illustre le fait que la ligne est quasiment sans pertes.

Nous allons maintenant regrouper cette information avec celles relatives au coefficient d'affaiblissement linéique et à la permittivité effective pour permettre une interprétation globale.

➤ Synthèse de l'influence de l'épaisseur de métallisation

Nous présentons dans le Tableau V.19 une synthèse des résultats obtenus sur des lignes 75 Ω sur membrane pour 3 épaisseurs de métallisation à 30 GHz.

Tableau V.19 : Caractéristiques de la ligne 75 Ω sur membrane à 30 GHz en fonction de l'épaisseur de métallisation

épaisseur de métallisation	0,6 μm	2,5 μm	10 μm	''10/2,5''
ϵ_{eff}	1,1 (quasi statique)	1,14	1,43	1,25
C (fF.mm ⁻¹)	47	52,5	65	1,24
Z_0 (Ω)	74	69	61	1/1,13
α (dB.mm ⁻¹)	-	0,06	0,09	1,5

Nous avons porté, dans le dernière colonne de ce tableau, le rapport des paramètres obtenus pour deux épaisseurs. Nous voyons que la capacité linéique C varie comme la permittivité effective ce qui revient à dire que la capacité de la ligne à air associée C_a est constante malgré la changement d'épaisseur. Il est vrai que ce changement de 2,5 à 10 μm est très petit vis-à-vis de la largeur du ruban (300 μm) et de celles des plans de masse.

Nous voyons aussi que l'impédance caractéristique varie comme $1/\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ ce qui, d'après les formules établies en quasi statique par la transformation conforme (équation IV.3), correspond aussi à une invariance de la géométrie.

La diminution de Z_0 dans le rapport 1,13 ne suffit pas à elle seule à expliquer l'augmentation de $\alpha = R/2Z_0$ dans le rapport 1,5. Donc R augmente dans le rapport 1,32. Ainsi l'augmentation d'épaisseur du métal se traduit paradoxalement par une augmentation de la résistance linéique. Rappelons que l'épaisseur de peau à 30 GHz est d'environ 0,5 μm, c'est-à-dire très inférieure aux deux épaisseurs de métal considérées.

L'explication la plus plausible de ce phénomène est à rechercher dans la distribution horizontale des courants. Il doit se produire une accentuation de la concentration de la densité de courant au bord des fentes lorsque l'épaisseur de métal augmente, du moins dans le cas des facteurs d'aspect élevés (fentes étroites, ici 27 μm). Cette explication est cohérente avec l'augmentation constatée de la permittivité effective.

Si nous voulions conserver l'impédance caractéristique de 74Ω déterminée en quasi statique, nous serions amenés à élargir les fentes, ce qui diminuerait l'importance de la concentration de courant, donc R , d'après les résultats de simulation commentés au § IV.5.4.c. Dans ce cas le coefficient d'affaiblissement α bénéficierait, non seulement de l'augmentation de Z_0 , mais en outre de la diminution de R . Cette diminution de R est très sensible pour des facteurs d'aspect supérieurs à 0,8 ; le résultat global pourrait très bien correspondre au rapport 1,5, voire davantage. Pour illustrer cette hypothèse, nous avons retracé sur la Figure V.40 la courbe de α pour l'épaisseur $10 \mu\text{m}$ en multipliant toutes les ordonnées par 1,5.

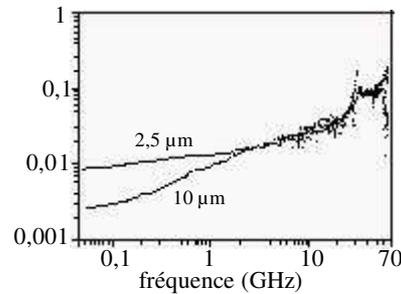


Figure V.40 : Coefficients d'affaiblissement linéique comparés de la ligne d'épaisseur $2,5 \mu\text{m}$ (mesure brute) et de la ligne d'épaisseur $10 \mu\text{m}$ (mesure compensée)

L'épaississement de $2,5$ à $10 \mu\text{m}$ apparaît payant aux fréquences inférieures à 2 GHz . Ce résultat correspond de très près à celui issu des simulations présentées à la Figure IV.24. En nous appuyant sur la Figure IV.24, nous pouvons conclure que l'épaississement des conducteurs au delà de $1 \mu\text{m}$ est intéressant pour les fréquences inférieures à $20/30 \text{ GHz}$. Cependant cet avantage n'est réellement obtenu qu'à condition que l'on tienne compte, lors de la conception, de l'influence de l'épaisseur de métallisation en élargissant les fentes de manière appropriée, afin que l'impédance caractéristique soit égale à l'objectif fixé.

Rappelons que l'épaississement des conducteurs peut avoir d'autres mérites, indépendants de la fréquence, par exemple celui de faciliter l'évacuation de la chaleur dans le cas des circuits à haute puissance électrique.

V.5/ Conclusion sur la faisabilité des lignes sur membrane

V.5.1/ Résultats généraux

Nous avons réalisé en de nombreux exemplaires des dispositifs à guide coplanaire sur membrane diélectrique, à partir d'un substrat de silicium micro-usiné. Les dispositifs varient par l'impédance caractéristique (75Ω ou 100Ω), par la longueur de circuit sur membrane (0 à 6 mm) et par d'autres options.

Les mesures effectuées ont confirmé la nécessité d'utiliser comme substrat du silicium de haute résistivité ($1500 \Omega.\text{cm}$). Tous les dispositifs réalisés sur silicium haute résistivité fonctionnent conformément aux paramètres de conception présentés au chapitre IV, à un point près : l'affaiblissement trop important dans les accès sur silicium massif, mais une voie d'optimisation a été présentée au § V.V.3.6.c). Cette réserve ne met pas en cause la faisabilité des lignes sur membrane par les technologies décrites aux chapitres II et III.

V.5.2/ Résultats spécifiques aux lignes sur membrane

Un résumé des résultats théoriques et expérimentaux est présenté au Tableau V.20.

Tableau V.20 : Récapitulatif des caractéristiques de lignes sur membrane ($t = 2,5 \mu\text{m}$)

		valeurs théoriques		valeurs mesurées	
		quasi statique	simu. 2,5 D	Bianco	TRL
75 Ω	ϵ_{eff}	1,10	1,13	1,13	1,14
	α (dB.mm ⁻¹) à 30 GHz	-	0,075	< 0,1	0,06
	Z_0 (Ω)	74	-	68	69
100 Ω	ϵ_{eff}	1,05	1,06	1,06	1,10
	α (dB.mm ⁻¹) à 30 GHz	-	0,035	< 0,1	-
	Z_0 (Ω)	99	-	93	-

Les lignes sur membrane :

- présentent une permittivité effective très proche de 1;
- ne montrent pas de dispersion ;
- ont un coefficient d'affaiblissement inférieur à 0,1 dB.mm⁻¹ entre 10 et 50 GHz.

Les impédances et les permittivités sont particulièrement constantes dans toute la gamme où nous disposons de mesures. L'homogénéité du milieu permet de supposer que cette constance doit se poursuivre jusqu'à des fréquences beaucoup plus élevées.

Cependant les impédances caractéristiques obtenues sont inférieures aux objectifs visés. Une correction du facteur d'aspect $K = w/d$ est nécessaire lors de la conception, en fonction de l'épaisseur de métallisation prévue.

L'affaiblissement obtenu à 30 GHz avec une épaisseur de métal de 2,5 μm , serait conservé jusqu'à des épaisseurs aussi petites que 0,5 à 1 μm . Une épaisseur de métallisation supérieure à 1 μm permettrait de diminuer le coefficient d'affaiblissement aux fréquences inférieures à 30 GHz.

Le Tableau V.21 compare le coefficient d'affaiblissement linéique mesuré des lignes développées par le LAAS, avec ceux publiés par l'Université du Michigan et par l'IEMN.

Tableau V.21 : Comparaison des coefficients d'affaiblissement annoncés à 30 GHz pour des lignes d'impédances 75 et 100 Ω (en dB.mm⁻¹)

	$Z_0 = 75 \Omega$	$Z_0 = 100 \Omega$
Univ. Michigan ($t = 1 \mu\text{m}$) [Wel. 95t]	0,06	0,025
IEMN (polyimide) ($t = 3,2 \mu\text{m}$) [Sal. 96n]	0,13	-
LAAS ($t = 2,5 \mu\text{m}$)	0,06	0,03*

* estimation

La technologie que nous avons développée se caractérise par des performances hyperfréquences comparables à celles rapportées par l'Université du Michigan.

Sur la base de ces résultats, il semble possible de réaliser dans cette technologie une famille de circuits passifs micro-ondes à faible pertes. Pour étayer cette possibilité nous avons développé le micro-blindage et réalisé le filtre présentés au chapitre VI.

VI/ Le micro-blindage des circuits sur membrane --- Application au filtrage

VI.1/ Introduction

Nous avons montré dans les chapitres précédents l'aptitude de la nouvelle filière technologique à constituer une famille de circuits micro-ondes passifs à faibles pertes sur membrane diélectrique. Le démonstrateur utilisé, la ligne de transmission, a l'avantage de faciliter de par sa simplicité, la mise en évidence et l'analyse de toute imperfection. Il n'est cependant pas représentatif de la complexité d'un circuit de traitement du signal. Pour aller plus loin dans l'exploration des potentialités de la filière nous avons simulé, réalisé et mesuré un filtre passe-bande. La structure du filtre, plus complexe que celle d'une ligne, met davantage à l'épreuve les aptitudes de la filière dans la perspective d'une production industrielle. Si la nouvelle filière est fondée sur des principes identiques à ceux de la filière de l'Université du Michigan, elle en diffère sur plusieurs points : composition de la membrane, mode et épaisseur de métallisation, ordonnancement du processus. Il est donc intéressant de comparer les résultats obtenus avec les deux filières sur un même dessin de circuit et de montrer si possible l'équivalence des caractéristiques fonctionnelles.

Par ailleurs, l'intégration de fonctions électroniques multiples dans un même boîtier nécessite que soient prises, au niveau de chaque fonction, les dispositions minimisant les interférences électromagnétiques, par conduction et par rayonnement. La protection contre les rayonnements émis et reçus est particulièrement nécessaire pour un circuit micro-ondes parce que ses dimensions sont voisines de la longueur d'onde ou même supérieures.

Enfin pour rendre un dispositif à membrane aisément manipulable, il est utile de le munir d'une protection mécanique intrinsèque.

Pour répondre à ces trois préoccupations et expliciter les potentialités de la nouvelle filière, nous avons développé une technologie de capot intégré, associant une protection mécanique et une isolation électromagnétique, et nous avons mesuré la modification que le capot apporte aux caractéristiques d'un filtre passe-bande, réalisé sur membrane selon un dessin identique à celui dont [Wel. 95t] fait rapport. Dans ce qui suit nous présentons successivement :

- la technologie du capot ;
- la conception, la réalisation et la caractérisation électrique du filtre ;
- l'influence du capot sur le filtre.

VI.2/ La technologie du capot intégré

VI.2.1/ Principe et objectifs du capot

La protection usuelle des circuits électroniques, sur le plan mécanique et sur le plan électromagnétique, consiste en la mise sous boîtier métallique. Dans le cas des circuits sur membrane, la protection contre toute pression accidentelle par contact est aussi indispensable.

Nous avons vu aux chapitres IV et V que les circuits coplanaires reposent généralement sur un support métallique (et nous avons vérifié que, pour l'épaisseur de 360 μm de substrat silicium, l'influence électromagnétique du support était acceptable). Dans ces conditions la membrane est protégée contre les agressions par la face inférieure.

La précaution à prendre en priorité pour des circuits sur membrane est donc de protéger la face supérieure où la membrane affleure. Le capot supérieur doit donc :

- constituer une barrière mécanique robuste et indéformable,
- constituer un écran électromagnétique, donc être métallique ou métallisé,
- être fixe par rapport aux circuits, donc être collé ou soudé,

- avoir une influence faible ou parfaitement reproductible sur les caractéristiques fonctionnelles des circuits protégés, donc avoir des dimensions contrôlées avec précision.

De plus :

- l'écran métallique doit être raccordé électriquement aux deux demi-plans de masse pour parfaire la symétrie électrique de guide coplanaire et défavoriser le mode parasite pair ;

- la hauteur du capot doit pouvoir être adaptée aux exigences particulières de chaque type de circuit à protéger.

VI.2.2/ Architecture du capot

Compte tenu de la maîtrise du développement technologique du silicium micro-usiné comme substrat, il est logique d'avoir recours à la même technologie pour le capot. Le capot sera donc formé d'un substrat de silicium de résistivité standard, micro-usiné et métallisé sur sa face inférieure. Nous bénéficions ainsi de la rigidité du cristal, de la précision géométrique de la gravure anisotropique et de la technologie de fabrication collective, permettant de réaliser plusieurs dizaines de capots à partir d'un même substrat.

Comme les accès doivent rester libres pour permettre le raccordement à d'autres circuits, la structure qui s'impose est celle d'un pont. Le pont s'étend d'une seule pièce sur toute la longueur (en z) du circuit à blinder, son empattement (en x) est suffisant pour qu'il prenne appui sur le silicium massif du substrat inférieur. Pour permettre le passage des pointes de mesure, des fenêtres sont aménagées dans le tablier du pont aux emplacements appropriés. La Figure VI.1 présente une vue de principe en coupe.

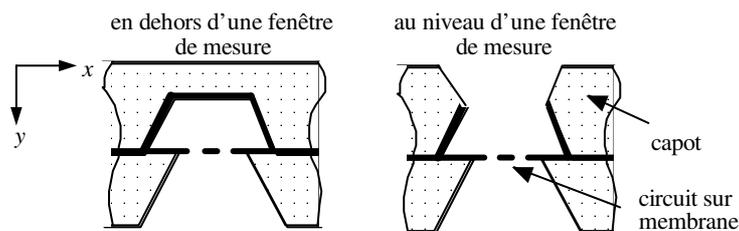


Figure VI.1 : Schéma de principe en vue de coupe d'un circuit micro-blindé

La partie inférieure du capot repose sur les demi-plans de masse du circuit, les deux structures à assembler sont recouvertes d'or. Comme l'assemblage est la dernière opération du processus de fabrication, il doit obligatoirement se faire à une température assez basse pour ne pas mettre en cause l'intégrité du composant. Nous avons adopté un assemblage par collage avec une colle conductrice. Cette technique, simple à mettre en œuvre, est largement utilisée en micro-électronique.

Nous avons préféré cette solution aux techniques de soudure. L'inconvénient de la température élevée, normalement nécessaire à une soudure, pouvait être contourné de plusieurs façons. La soudure laser or/or localise l'échauffement en des régions extrêmement limitées, mais elle nécessite un appareillage lourd. L'eutectique or/indium permet une soudure à une température voisine de 200 °C mais cette technique revient très cher à cause du coût de l'indium.

VI.2.3/ Réalisation technologique

La Figure VI.2 présente une vue schématique d'un capot.

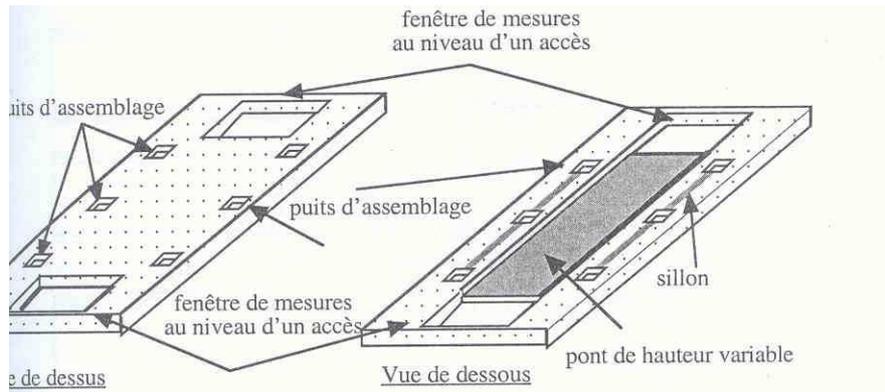


Figure VI.2 : *Vue schématique d'un motif de capot*

La partie supérieure du capot est tout d'abord micro-usinée par gravure chimique anisotropique au niveau des fenêtres de mesure et des puits d'assemblage dans du KOH. Lorsque l'épaisseur de silicium restante est égale à deux fois la hauteur de pont désirée, la partie inférieure est micro-usinée en parallèle au niveau du pont, des puits d'assemblage et des sillons. Ce deuxième micro-usinage est effectuée plus lentement dans du TMAH afin de diminuer la rugosité en vue de la métallisation ultérieure. La Figure VI.3 présente un résumé des différentes étapes technologiques.

L'assemblage entre le capot et le circuit est réalisé à l'aide d'une machine de photogravure classique, le capot prenant la place habituellement occupée par le masque. L'alignement est effectué à l'aide de mires réalisées sur le circuit à travers des trous usinés dans le capot. Les deux plaquettes sont ensuite mises fermement en contact. Puis une goutte calibrée de colle conductrice (Epo-Tek H20E à base de laque d'argent) est déposée dans chaque puits à l'aide d'une seringue pneumatique. Cette étape, bien qu'effectuée de manière manuelle, pourrait être automatisée sans difficultés. La colle est enfin polymérisée pendant 18 heures à température ambiante, en maintenant la pression mécanique entre les deux plaquettes, puis 2 heures à 200°C.

Pour augmenter la surface d'adhésion, des sillons sont préalablement micro-usinés dans le substrat du capot. Ces sillons réunissent les puits entre eux et permettent un écoulement de la colle. La Figure VI.4 présente une vue de coupe entre deux paires de puits d'assemblage et au niveau d'une paire de puits d'assemblage.

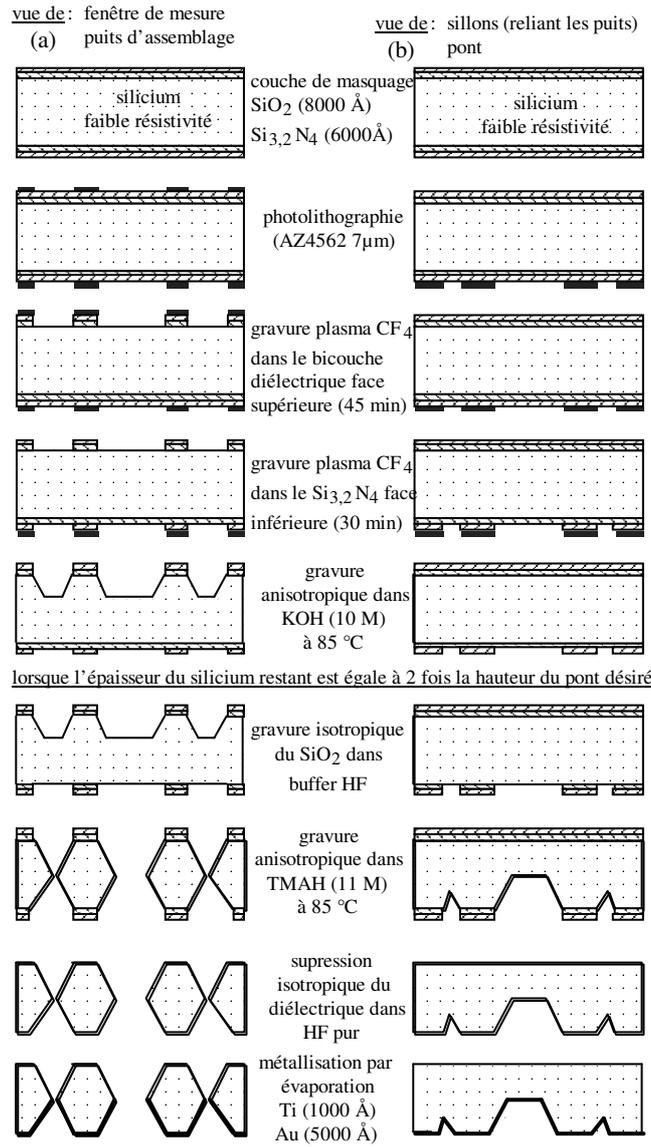


Figure VI.3 : Filière technologique de réalisation du capot vue en coupe au niveau des fenêtres de mesure (a) et du pont (b)

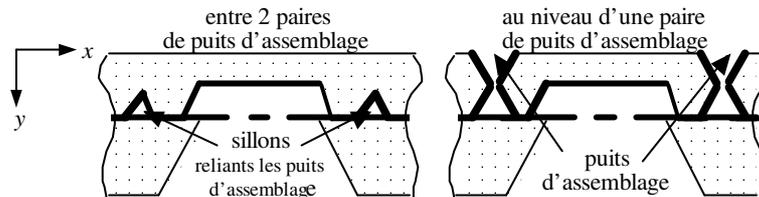


Figure VI.4 : Vue de coupe au niveau d'une paire de puits d'assemblage

La Figure VI.5 présente une photographie d'un groupe de capots. Nous distinguons les ponts encadrés par leurs fenêtres de mesures. De part et d'autre des ponts, nous apercevons les puits d'assemblage reliés entre eux par un sillon.

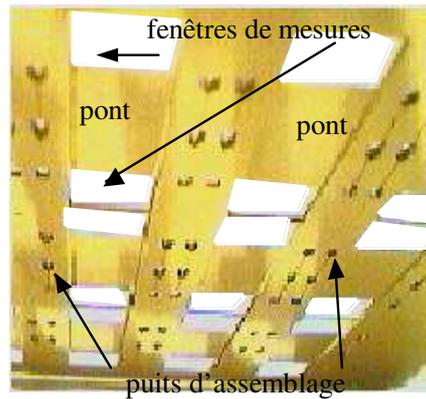


Figure VI.5 : Vue collective de capots (vue de dessous)

VI.2.4/ Conclusion et perspectives

La filière de réalisation du capot a pu être développée simplement à partir de la filière de réalisation des circuits. La technique d'assemblage est simple et a donné satisfaction. A partir de ces développements il serait aussi possible de développer des capots inférieurs, si le besoin en apparaissait. La Figure VI.6 schématise cette possibilité.

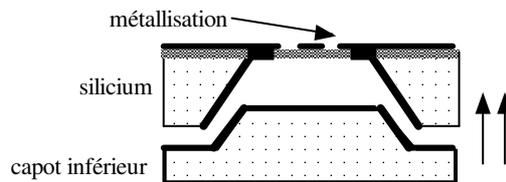


Figure VI.6 : Exemple de micro-blindage inférieur à hauteur adaptable

VI.3/ Le filtre passe-bande

VI.3.1/ Définition et simulation du filtre

VI.3.1.a) Géométrie du filtre

Nous avons réalisé, comme démonstrateur de fonction, un filtre passe-bande dans la gamme 30 GHz à partir d'une topologie de 3 stubs ouverts $\lambda/4$ en technologie coplanaire [Ese. 97b]. Le schéma du filtre réalisé est donné sur la Figure VI.7.

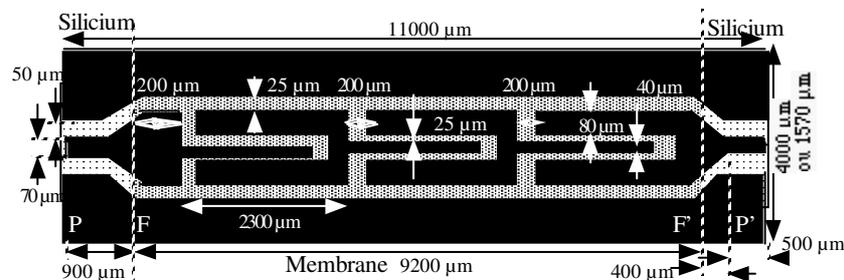


Figure VI.7 : Schéma et cotes du filtre passe-bande

L'impédance du filtre est de 75Ω . Le dessin du filtre entre les plans F et F' est identique à celui de [Wel. 95t]. Pour les accès et transitions (PF, P'F') nous avons repris la solution adoptée pour nos lignes et décrite au § IV.3.4.b ; les dimensions de ruban ($250 \mu\text{m}$) et de fente ($25 \mu\text{m}$) sont proches de celles de notre ligne 75Ω ($300 \mu\text{m}$, $27 \mu\text{m}$).

VI.3.1.b) Simulation du filtre entre les plans FF' (membrane)

Nous avons utilisé Momentum, pour simuler le filtre sur membrane selon la procédure de simulation décrite au § IV.4. La Figure VI.8 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S simulés. Le pic à 57 GHz correspond à l'harmonique 2 de la fréquence centrale du filtre

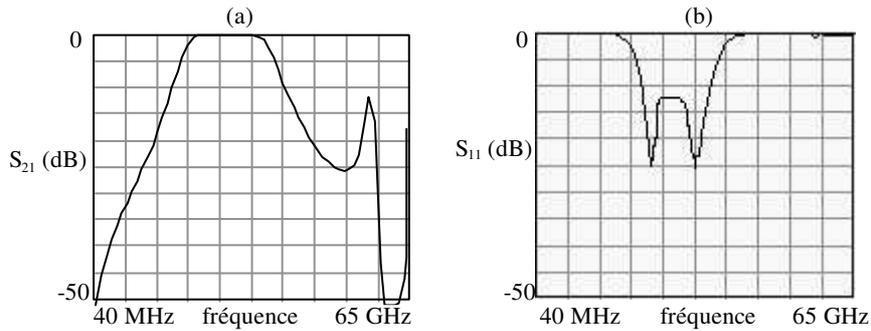


Figure VI.8 : Modules de paramètres S simulés du filtre sur membrane

Le Tableau VI.1 donne les principales caractéristiques de la simulation du filtre sur membrane.

Tableau VI.1 : Caractéristiques du filtre entre les plans FF' d'après les simulation 2,5D

transmission	niveau moyen du plateau (dB)	-0,0
	bande passante à -3 dB (GHz)	15,5
	fréquence centrale (GHz)	28,5
réflexion	niveau du plateau (dB)	-13
	fréquences des 2 pôles (GHz)	24 33

VI.3.1.c) Simulation du filtre entre les plans PP' (accès + membrane)

De même, avant sa réalisation, le dispositif complet englobant le filtre a été simulé en employant les modèles d'accès et de transitions présentés Figure IV.13. Les accès sont simulés avec un substrat de résistivité de $1500 \Omega\cdot\text{cm}$. La Figure VI.9 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S et le Tableau VI.2 donne les principales caractéristiques.

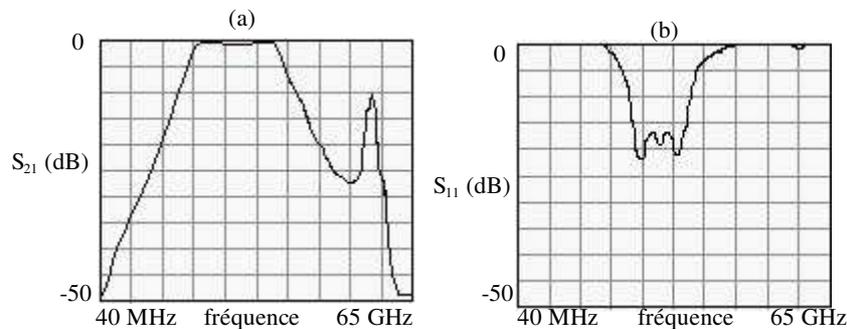


Figure VI.9 : Modules des paramètres S simulés du filtre avec accès sur silicium $1500 \Omega\cdot\text{cm}$

Tableau VI.2 : Caractéristiques du filtre entre les plans PP' d'après la simulation 2,5D

transmission	niveau moyen du plateau (dB)	- 0,2
	bande passante à -3 dB (GHz)	18
	fréquence centrale (GHz)	28
réflexion	atténuation du plateau (dB)	-17
	fréquences des 3 pôles (GHz)	24 / 29 / 33

VI.3.2/ Réalisation du filtre

Les filtres ont été réalisés selon la filière nominale résumée au § III.4.4 (Figure III.20) dans une seule option d'épaisseur de métal : 2,5 μm . Nous avons gardé deux options de largeur de plans de masse ; sur une plaquette 13 filtres sont à plans de masse étroits et 13 à plans de masse larges. Nous avons également gardé deux options de résistivité du substrat, 1 plaquette est de résistivité 20 $\Omega\cdot\text{cm}$ et 5 plaquettes sont de résistivité 1500 $\Omega\cdot\text{cm}$. Au total 156 filtres ont été réalisés.

La Figure VI.10 indique les cotes du filtre dans les 2 options de largeur de plan de masse.

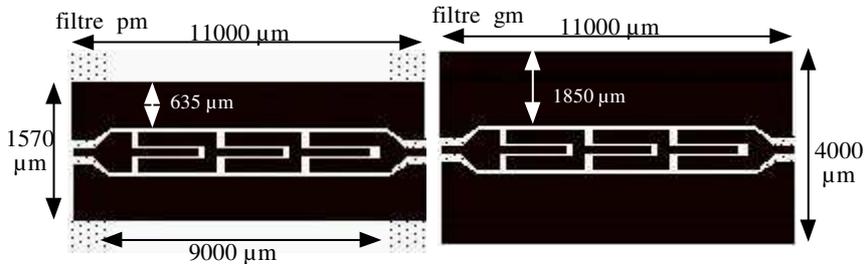


Figure VI.10 : Schéma des deux types de filtres à plans de masse étroits "pm" ; à plans de masse élargis "gm"

La Figure VI.11 montre les faces supérieure et inférieure d'une plaquette portant 26 filtres. La Figure VI.12 présente une vue détaillée de 4 filtres. Nous pouvons remarquer, pour les filtres situés à droite, la membrane transparente qui s'étend au delà des plans de masse.

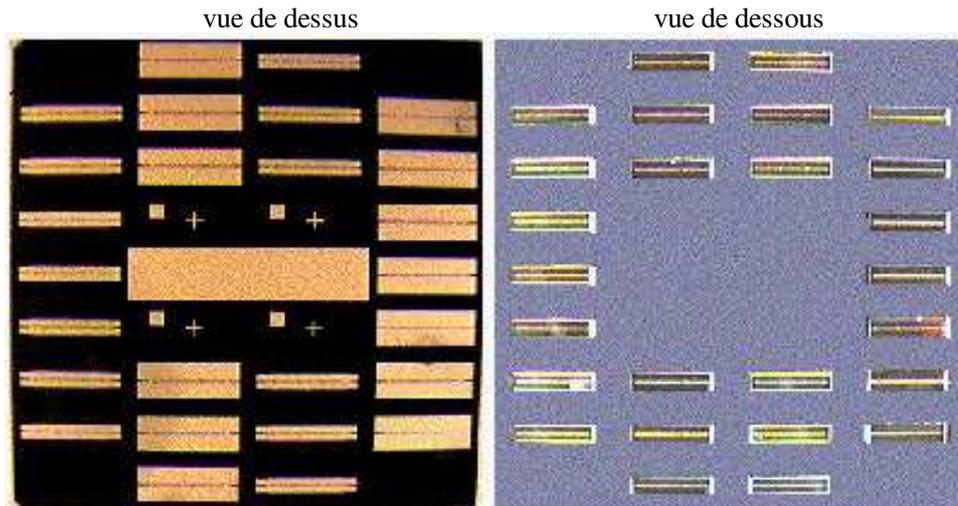


Figure VI.11 : Photographies d'une plaquette comportant 26 filtres

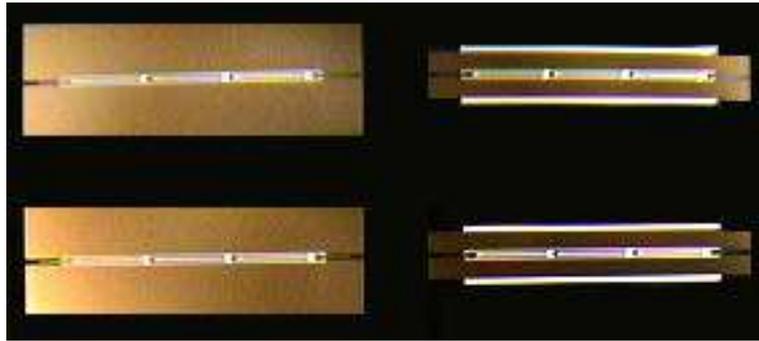


Figure VI.12 : *Vue détaillée de 4 filtres*
(à gauche à plans de masse larges, à droite à plans de masse étroits)

VI.3.3/ Mesures des filtres avec leurs accès

Comme pour les lignes de transmission nous avons utilisé un analyseur de réseau vectoriel et un jeu d'étalons SOLT (cf § V.3.1). Les paramètres S sont donc mesurés dans les plans des sondes hyperfréquences ; ils caractérisent le dispositif dans son intégralité, transitions et accès compris. Les mesures ont été effectuées entre 40 MHz et 65 GHz.

VI.3.3.a) Réponse de référence

Nous avons pris comme dispositif de référence un filtre réalisé sur substrat de haute résistivité ($1500 \Omega \cdot \text{cm}$) avec des demi-plans de masse larges.

La Figure VI.13 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S mesurés pour la transmission (a) et pour la réflexion (b) avec rappel en pointillés des résultats obtenus par simulation du filtre avec accès.

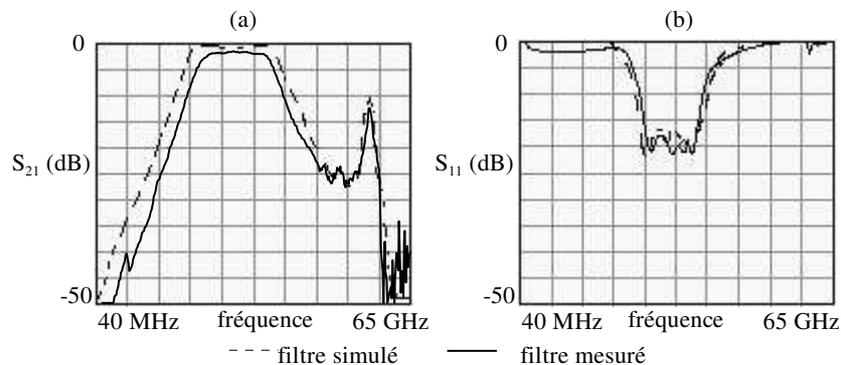


Figure VI.13 : *Modules des paramètres S du filtre de référence avec accès*
(a) : transmission ; (b) : réflexion

Nous observons une assez bonne correspondance entre les mesures et les simulations :

- les fréquences centrales sont respectivement 29 et 28 GHz,
- les largeurs de bande à -3 dB sont respectivement 16 et 18 GHz,
- toutefois le niveau de transmission mesuré sur le plateau (-2,4 dB) est nettement en deçà du niveau simulé (-0,2 dB).

Compte tenu des enseignements recueillis sur les lignes (chapitre V) nous sommes conduits à estimer qu'une part importante des pertes de transmission dans la bande est attribuable aux accès sur silicium massif. En effet les simulations sont faites en supposant que la résistivité du substrat des accès est de $1500 \Omega \cdot \text{cm}$. Or d'après le § V.3.6, la résistivité du silicium est beaucoup plus faible au voisinage du contact avec le film diélectrique.

VI.3.3.b) Réversibilité du filtre

Bien que le dessin du filtre ne soit pas symétrique par rapport au plan transversal xy , nous avons examiné sur la Figure VI.14 sa réversibilité en comparant S_{22} à S_{11} et S_{21} à S_{12} .

En transmission aucune différence n'apparaît. En réflexion une petite différence apparaît : l'ondulation de S_{22} dans la bande est plus forte, avec 2 pics au lieu de 3 pour S_{11} ; ce phénomène lié à une variation de phase est dû à la dissymétrie géométrique des conducteurs. Cependant le filtre peut être aussi bien utilisé dans un sens que dans l'autre.

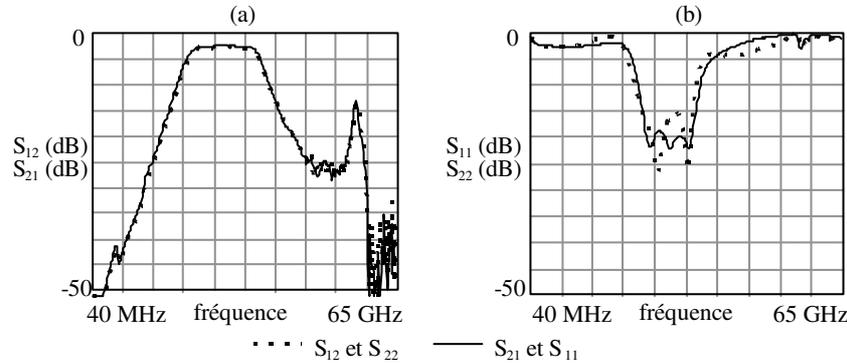


Figure VI.14 : Coefficients S_{12} et S_{21} (a) et S_{11} et S_{22} (b) du filtre de référence avec la contribution des accès

VI.3.3.c) Reproductibilité du filtre

La dernière étude a porté sur la dispersion des caractéristiques hyperfréquences, en superposant sur un même graphique les facteurs de transmission et de réflexion de plusieurs filtres réalisés sur différentes plaquettes avec des plans de masse larges ou étroits La Figure VI.15 présente l'évolution fréquentielle des modules des paramètres S en transmission (a) et en réflexion (b).

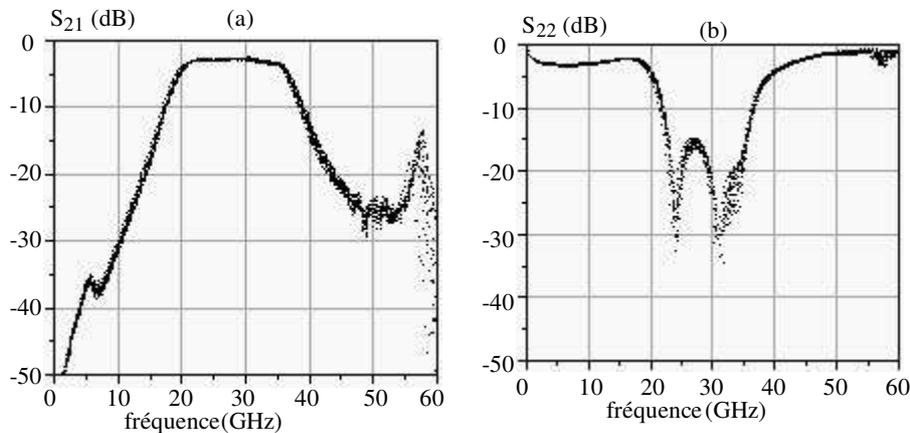


Figure VI.15 : Tracés superposés des paramètres S de 20 filtres avec des plans de masse larges ou étroits, issus de différentes plaquettes de silicium

Nous pouvons remarquer que tous ces filtres ont des réponses sensiblement identiques, ce qui démontre la bonne reproductibilité de notre technologie, malgré des rapports de formes très grands (fentes de $27 \mu\text{m}$ de large sur $9000 \mu\text{m}$ de long). Puisque la largeur de plans de masse n'a pas d'incidence sur les caractéristiques micro-ondes, nous recommandons les plans de masse larges pour mieux garantir la tenue mécanique, comme nous l'avons fait pour les lignes.

VI.3.4/ Réponse du filtre après épluchage TRL - Comparaisons

Pour caractériser le filtre sur membrane, en excluant les accès et transitions sur substrat massif, nous avons procédé à un calibrage TRL tel que décrit au § V.4.1.b. En toute rigueur, nous aurions dû fabriquer un jeu d'étalons exactement adaptés aux dimensions du filtre d'impédance 75Ω . Mais comme les dimensions d'entrée du filtre ($w = 250 \mu\text{m}$, $s = 25 \mu\text{m}$) sont voisines de celles de la ligne de transmission 75Ω ($w = 300 \mu\text{m}$, $s = 27 \mu\text{m}$), nous avons réutilisé le jeu d'étalons TRL de la ligne 75Ω .

VI.3.4.a) Caractérisation du filtre sur membrane

La Figure VI.16 présente les évolutions fréquentielles des modules des paramètres S mesurés pour la transmission (a) et pour la réflexion (b) avec rappel en pointillés des résultats obtenus par simulation du filtre sur membrane.

Nous constatons une concordance générale meilleure que précédemment. Les fréquences centrales et les largeurs de bande ne diffèrent plus que de $0,5 \text{ GHz}$; et le niveau du plateau ne diffère plus que de 1 dB .

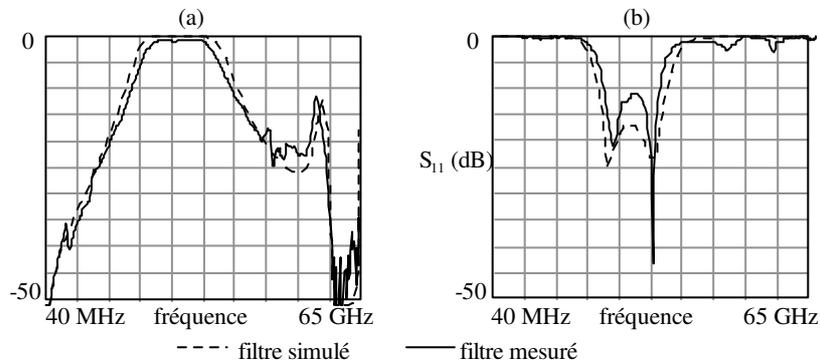


Figure VI.16 : Modules des paramètres S du filtre de référence sur membrane
(a) : transmission ; (b) : réflexion

La légère dissymétrie entre S_{11} et S_{22} , attribuable à la dissymétrie du motif lui-même (que nous avons décelée pour le filtre muni de ses accès (§ VI.3.3.b) est plus marquée sur la courbe de réflexion du filtre sur membrane comme le montre la Figure VI.17. On pouvait s'y attendre puisque les accès et transitions sont parfaitement symétriques et contribuent donc à la symétrie du dispositif complet.

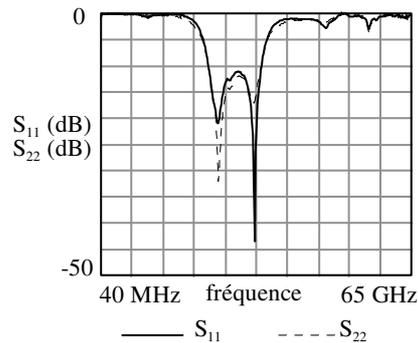


Figure VI.17 : Comparaison des deux facteurs de réflexion pour un filtre sur membrane

VI.3.4.b) *Caractérisation des accès*

La Figure VI.18 compare l'évolution fréquentielle en transmission (a) et en réflexion (b) des modules des paramètres S du filtre avec puis sans les accès. Nous observons une augmentation générale du niveau des 2 coefficients, attribuable à l'élimination des pertes dans les accès. En particulier le facteur de transmission dans la bande passante monte de -2,4 à -1,0 dB. La largeur de bande à -3 dB diminue de 1 GHz.

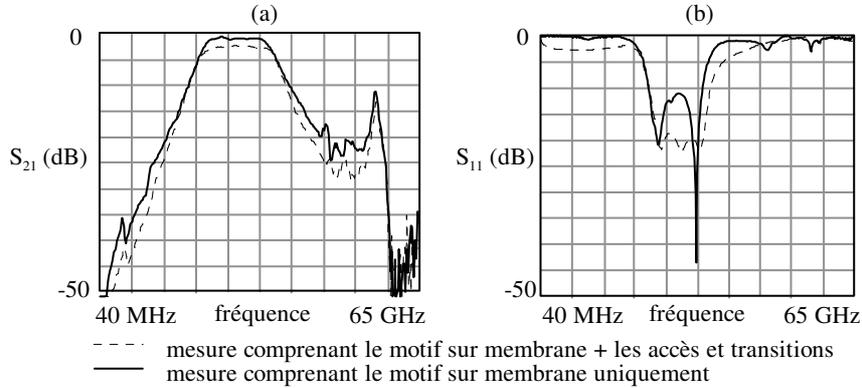


Figure VI.18 : *Comparaison des paramètres S du filtre avant et après calibrage TRL (a) transmission ; (b) réflexion*

Rappelons que les accès et transitions ont été développés uniquement dans le but de pouvoir procéder à des mesures sur les structures sur membrane. Une voie de réduction des pertes dans les accès a été portée au § V.3.6.

VI.3.4.c) *Comparaison des filières du LAAS et de l'Université du Michigan*

Avant de rapprocher les caractéristiques micro-ondes du filtre réalisé par le LAAS avec celui du Michigan, nous présentons au Tableau VI.3 les principales différences technologiques entre les 2 filières [Kat. 92n & 92p][Dra. 94m] [Wel. 95t].

Tableau VI.3 : *Principales différences technologiques des filtres comparés*

	filière LAAS	filière Michigan
membrane diélectrique	SiO ₂ /Si _{3,2} N ₄	SiO ₂ /Si ₃ N ₄ /SiO ₂
épaisseur (nm)	800/600	700/300/400
permittivité relative en RF	3,9/8,1	3,9/7,5/3,9
métallisation	Ti/Au	Ti/Al/Au
épaisseur (nm)	600+1900	1000
technique de dépôt	physique généralisé puis électrochimique localisé	physique localisé "lift-off"
ordonnancement	métallisation avant le micro-usinage du Si	micro-usinage du Si avant la métallisation

La Figure VI.19 présente les modules des paramètres S du filtre micro-blindé (à blindage inférieur) d'après [Wel. 95t]. Les mesures de ce filtre doivent être comparées aux mesures après TRL du filtre du LAAS sans micro-blindage posé sur un support métallique (cf. Figure VI.16)

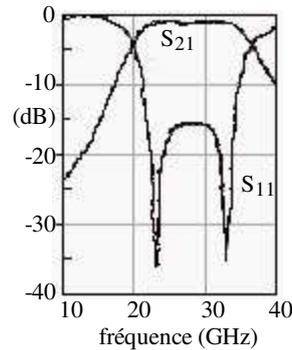


Figure VI.19 : Transmission et réflexion du filtre micro-blindé d'après [Wel. 95t]

Le Tableau VI.4 présente une comparaison des caractéristiques d'après la Figure VI.16 et Figure VI.19, des filtres réalisés avec les 2 technologies. Nous remarquons la très bonne concordance des 2 résultats de mesure, avec un niveau de plateau de transmission identique. Les quelques différences constatées sont attribuables pour une bonne part à l'imprécision de lecture des courbes publiées par Weller et al. Ces résultats montrent que les caractéristiques fonctionnelles du filtre sont très peu sensibles aux différences des filières technologiques.

Tableau VI.4 : Comparaison des caractéristiques des filtres réalisés au LAAS et au Michigan

		LAAS avec accès	LAAS seul	Michigan seul
transmission	niveau moyen du plateau (dB)	-2,4	- 1,0	- 1,0
	ondulation du plateau crête à creux (dB)	< 0,5	< 0,3	< 0,2
	bande passante à -3 dB (GHz)	16	15	17
	fréquence centrale (GHz)	29	29	28
	niveau hors bande (dB) • à 8 GHz au-dessous du bord inférieur • à 8 GHz au-dessus du bord supérieur	-23 -19	-20 -16	-22 -
réflexion	niveau moyen du plateau (dB)	-21	-16	-16
	• fréquences des pôles (GHz)	26 30 34	25 29 33	23 - 33
	niveau hors bande (dB) • à 8 GHz au-dessous du bord inférieur • à 8 GHz au-dessus du bord supérieur	-2,5 -2,5	-0,5 -1	-0,3 -

VI.3.5/ Conclusion

Les résultats obtenus sur le filtre passe-bande peuvent se résumer comme suit :

- la réponse mesurée après épluchage TRL concorde assez bien avec les simulations 2,5 D ;
- elle concorde très bien avec celle publiée par l'université du Michigan ;
- la reproductibilité observée sur une vingtaine de filtres est quasiment parfaite ;
- les pertes mesurées avant calibrage TRL sont supérieures à celles prévues par la simulation du filtre pourvu de ses accès ; comme pour les lignes de transmission, nous attribuons ce phénomène à un fonctionnement non purement diélectrique du substrat massif dans les accès. Bien que ces pertes restent d'un niveau proche de l'état de l'art, elles pourraient être réduites selon la voie d'amélioration présentée au § V.3.6.3.

La caractérisation du filtre passe-bande va maintenant nous permettre d'étudier les perturbations éventuelles introduites par un micro-blindage de ce filtre par le capot supérieur décrit au § VI.VI.2/.

VI.4/ Le filtre passe-bande micro-blindé

VI.4.1/ Introduction

Nous avons vu au § VI.VI.2/ que le micro-blindage des circuits permet leur protection contre les agressions mécaniques et contre les rayonnements émis et reçus. Le contact métallique entre le capot et les demi-plans de masse offre un avantage supplémentaire : l'égalisation des potentiels des plans de masse, inhibant la propagation du mode parasite pair. Tous ces avantages sont certains, quoique difficilement quantifiables.

Le but de l'étude présentée ci-après est de déceler les inconvénients pouvant résulter du micro-blindage. Ces inconvénients sont de 2 ordres :

- l'excitation du mode parasite micro-ruban,
- plus généralement la modification des caractéristiques fonctionnelles des circuits recouverts par le capot.

Pour cette étude, il est utile de paramétrer la hauteur du capot.

VI.4.2/ Adaptation du capot au filtre

VI.4.2.a) Modifications au filtre pour faciliter le report du capot supérieur

Le démonstrateur de fonction conçu est le même que précédemment (cf. § VI.3.1.a) pour ses dimensions sur la membrane ainsi qu'au niveau des accès et transitions.

Cependant, nous avons été amenés à apporter de modifications au démonstrateur au-delà des accès. Tout d'abord nous avons allongé et élargi les plans de masse sur le silicium massif afin de faciliter l'assemblage avec le capot, portant ainsi la longueur totale de 11 à 15 mm et la largeur de 4 à 7 mm. La deuxième modification porte sur ces mêmes plans de masse qui à présent se rejoignent au-delà des accès ce qui les met au même potentiel et participe ainsi à la réduction du mode parasite ligne à fente, ou mode pair. Un schéma du motif du filtre est présenté sur la Figure VI.20 qui montre les modifications par rapport à la Figure VI.7.

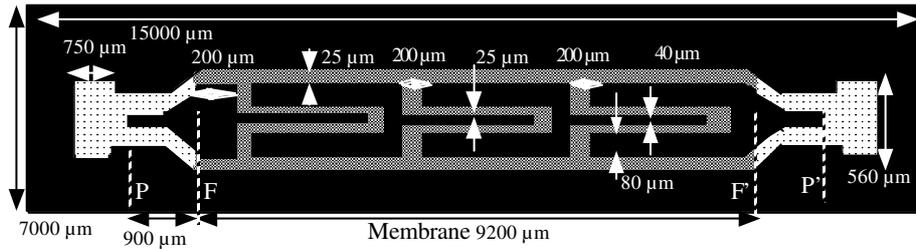


Figure VI.20 : Schéma du filtre micro-blindé avec ses cotes (avant blindage)

Les filtres ont été réalisés selon la filière nominale résumée au § III.4.4 (Figure III.20) dans une seule option d'épaisseur de métallisation : 2,5 µm et dans l'option plans de masse larges uniquement. Cinq plaquettes ont été réalisées en vue de l'assemblage avec des capots de différentes hauteurs.

La Figure VI.21a) présente une photographie d'une plaquette de silicium comportant 20 filtres avant montage du capot. La Figure VI.21b) est une vue agrandie de 2 filtres, elle permet de voir les changements géométriques apportés par rapport à la Figure VI.12.

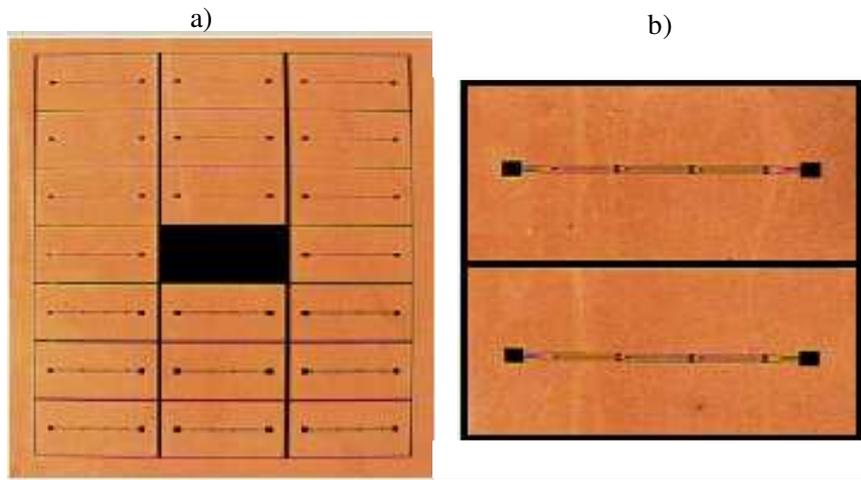


Figure VI.21 : Plaquette de silicium comportant 20 filtres vus avant association du capot

VI.4.2.b) Choix de la hauteur du capot

L'un des avantages du capot est de minimiser la propagation du mode parasite pair, non seulement par la mise en contact des 2 demi-plans de masses, mais aussi par un rôle d'écran qui a été analysé par Omar et al [Oma. 93s]. Dans ce rôle d'écran, [Oma. 93s] a recommandé que la hauteur du capot h_t , respecte la condition :

$$h_t < d \quad \text{[éq. VI.1]}$$

avec $d = w + 2s$.

Ici le filtre utilise 2 structures coplanaires de dimensions transversales $d = 300 \mu\text{m}$ et $130 \mu\text{m}$, cette dernière étant la plus exigeante au sens de Omar et al. Nous avons choisi d'associer le filtre successivement à des capots de :

55 µm, 110 µm et 210 µm de hauteur.

La plus petite de ces 3 hauteurs est supposée être la plus efficace contre le mode parasite pair, mais la plus susceptible de favoriser un mode parasite micro-ruban. Dans le Tableau VI.5 nous présentons la situation des options pour les 2 structures par rapport à la recommandation de Omar et al.

Tableau VI.5 : Satisfaction de la recommandation de Omar selon l'option de hauteur de capot

Option	Structure $d = 300 \mu\text{m}$	Structure $d = 130 \mu\text{m}$
$h_t = 55 \mu\text{m}$	oui	oui
$h_t = 110 \mu\text{m}$	oui	oui
$h_t = 210 \mu\text{m}$	oui	non

La Figure VI.22 représente une vue du capot sous forme schématique avec ses cotes principales. Pour la clarté de la figure, nous n'avons pas représenté le flanc de silicium qui ferme la fenêtre de mesure située devant.

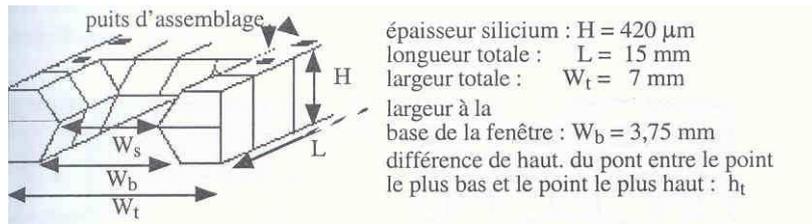


Figure VI.22 : Définition des cotes du capot

Le Tableau VI.6 rapporte les caractéristiques géométriques complémentaires du capot ; pour chaque caractéristique, les données du tableau sont des moyennes sur 20 échantillons.

Tableau VI.6 : Caractéristiques complémentaires des capots

hauteur de pont (h_t)	$55 \mu\text{m}$	$110 \mu\text{m}$	$210 \mu\text{m}$
Largeur au sommet (W_s)	$3,49 \text{ mm}$	$3,41 \text{ mm}$	$3,27 \text{ mm}$
Δh_t max. du tablier (θ)	$3,1 \mu\text{m}$	$3,2 \mu\text{m}$	$2,9 \mu\text{m}$
Epaisseur d'or	$0,5 \mu\text{m}$	$0,5 \mu\text{m}$	$0,5 \mu\text{m}$
Rugosité de l'or	11 nm	12 nm	11 nm

VI.4.2.c) L'assemblage capot / filtre

C'est un assemblage collectif de tous les circuits d'une même plaquette avec tous les capots d'une plaquette conçue en correspondance. Nous illustrons sur la Figure VI.23 l'assemblage au niveau d'un seul démonstrateur.

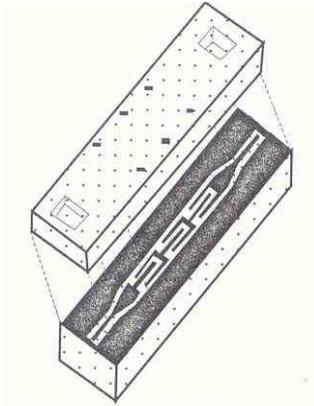


Figure VI.23 : Association du capot sur le filtre

La Figure VI.24, vue de dessus de 20 filtres équipés de leurs capots, est à comparer à la Figure VI.21 qui montrait les filtres sans capot. Les carrés clairs, de part et d'autre des ponts (en noir), sont les fenêtres permettant la pose des pointes pour les mesures micro-ondes. Nous apercevons sur l'agrandissement, l'extrémité modifiée du filtre dans chaque fenêtre, ainsi que l'ouverture des puits d'assemblage remplis par la colle.

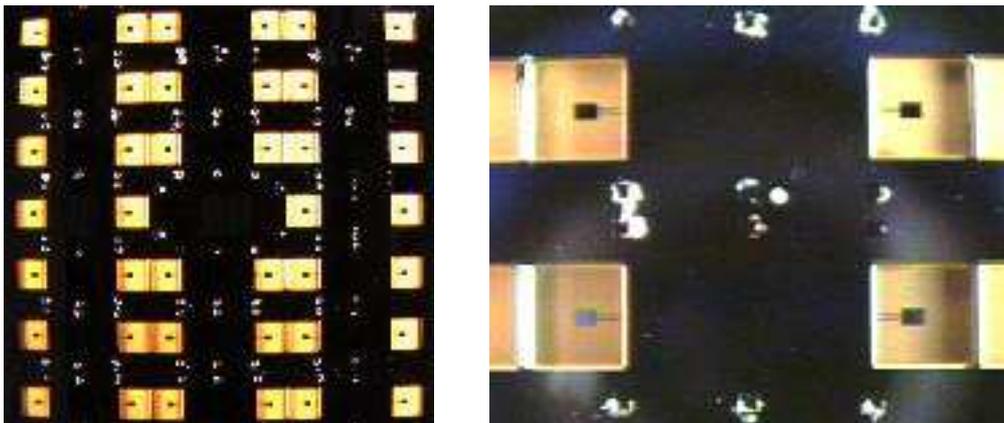


Figure VI.24 : Vue de dessus de 20 filtres équipés de leur capot

VI.4.3/ Influence du capot sur le filtre

Nous avons étudié l'influence du capot sur le filtre par simulation et par mesure. Les simulations dont nous disposons (effectuées avec le logiciel SONNET) [Gui. 98f] portent seulement sur les filtres sur membrane sans leurs accès pour des raisons de maillage et de capacité de mémoire ; la simulation ne prend donc pas non plus en compte la prolongation des plans de masse et leur réunion au-delà des accès. Inversement, les mesures portent seulement sur les filtres complets avec leurs accès car, dans le cadre des travaux sur le filtre micro-blindé, nous n'avons pas réalisé de jeu d'étalons TRL.

La Figure VI.25 permet de comparer les évolutions fréquentielles des paramètres de réflexion mesurés (a) et simulés (b) ; de même pour la Figure VI.26 qui présente les paramètres de transmission. Les mesures présentent 3 hauteurs de capot (55 μm , 210 μm et sans capot), les simulations ne présentent que deux hauteurs (55 μm et sans capot).

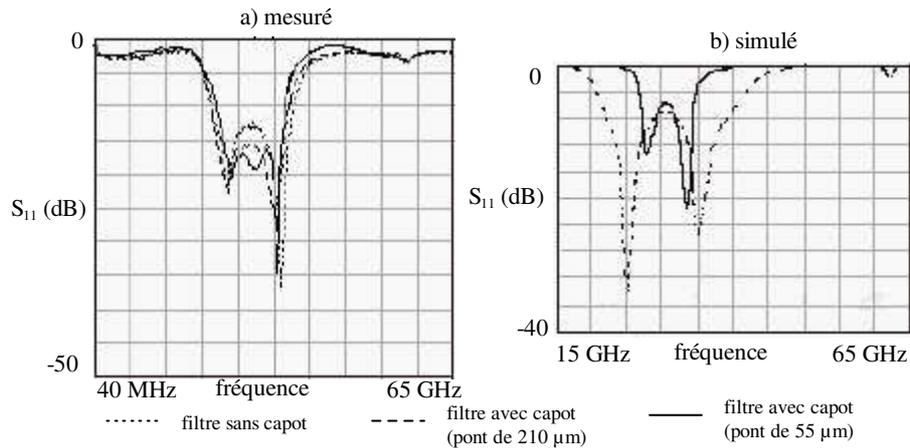


Figure VI.25 : Modules de réflexion mesurés et simulés selon la hauteur du capot

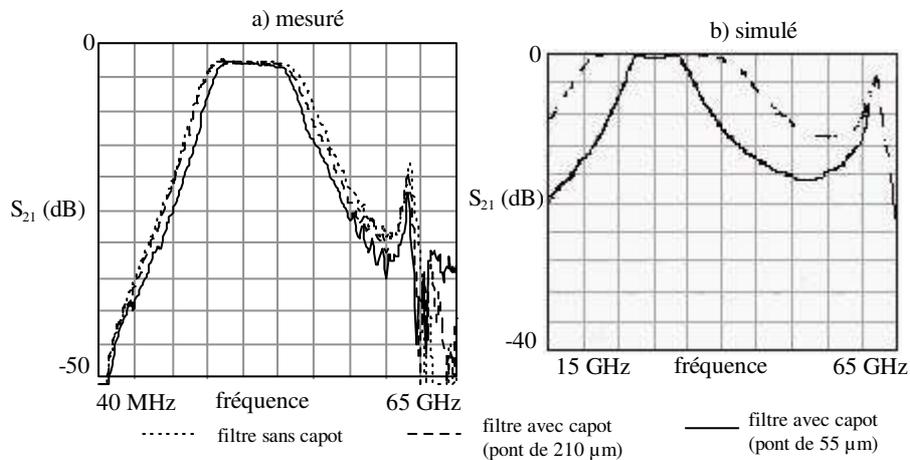


Figure VI.26 : Modules de transmission mesurés et simulés selon la hauteur du capot

Nous constatons que l'effet du capot sur le filtre est une réduction de la bande passante, mais les mesures montrent que cette réduction est beaucoup moins forte que ce qu'indiquent les simulations. Les commentaires qui suivent sont fondées sur les mesures.

En ce qui concerne la réflexion (cf Figure VI.25), nous voyons une réduction de la distance entre les deux pôles, cette réduction atteint 2 GHz pour le pont de 55 µm de hauteur. Les deux pôles se déplacent de 24 à 25 GHz et de 33 à 32 GHz. Enfin nous observons une modification du maximum du module de S_{11} dans la bande, qui passe de -13 à -18 dB avec la présence du capot de 55 µm de hauteur.

En ce qui concerne la transmission, nous allons nous référer à la Figure VI.27, qui est un agrandissement de la Figure VI.26a) et au Tableau VI.7 qui présente l'évolution de la bande passante et de la fréquence centrale en transmission en fonction de la hauteur du capot.

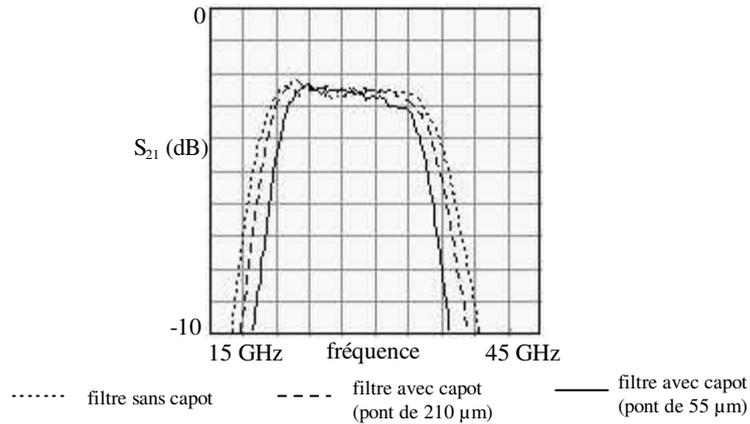


Figure VI.27 : Evolution du module de transmission selon la hauteur du capot

Tableau VI.7 : Variation de la largeur de la bande passante et de la fréquence centrale selon la hauteur du capot

	largeur de bande à -3 dB	fréquence centrale
filtre de 11 mm (sans réunion des plans de masse) (cf Figure VI.13)	16 GHz	29 GHz
filtre de 15 mm sans capot	18,5 GHz	28 GHz
filtre de 15 mm avec capot de 210 µm	16,5 GHz	28 GHz
filtre de 15 mm avec capot de 55 µm	14,5 GHz	28 GHz

La Figure VI.27 et le Tableau VI.7 appellent les commentaires suivants :

- avant la pose du capot, nous remarquons que la prolongation et la réunion des plans de masse a élargi la bande passante de 16 à 18 GHz ;
- le second effet de la prolongation et la réunion des plans de masse sur la courbe de transmission est l'abaissement de la fréquence centrale (de 1 GHz) qui est ainsi passée de 29 à 28 GHz. Par contre cette nouvelle valeur n'est pas affectée par la pose des capots.
- la présence du capot réduit la bande passante et d'autant plus que la hauteur du pont diminue (22 % dans le cas du capot de 55 µm).

Ce dernier effet peut s'expliquer par le fait que, par sa présence, le capot a créé des capacités parallèles entre le circuit et le pont métallisé, l'impédance du filtre se trouve donc modifiée. Plus le capot est proche du circuit, plus la capacité parallèle est importante.

- le niveau du plateau dans la bande passante et la raideur des flancs ne sont affectés en aucun cas ; l'atténuation reste toujours à -2,4 dB.

Par ailleurs les réponses du filtre avec un capot de 110 µm se situent entre celles du filtre avec des capots de 210 et de 55 µm.

VI.4.4/ Conclusion sur l'association du capot au filtre

Rappelons que le capot est destiné à la protection du circuit contre les agressions mécaniques et les interférences électromagnétiques. Notre expérimentation avait pour but de vérifier qu'il n'avait pas d'inconvénient. Sur ce point 2 remarques peuvent être faites :

- les pertes n'ont pas été modifiées ;
- la présence du capot diminue la bande passante du filtre, qui est fonction directe de sa hauteur.

De plus cette association nous permet d'entrevoir la perspective de structures micro-ondes micro-usinées tridimensionnelles.

VI.5/ Conclusion

Nous avons démontré dans ce chapitre qu'il était possible à partir de la nouvelle filière technologique pour circuits micro-ondes, de réaliser des capots protecteurs fixés sur la face supérieure des circuits et utilisant les mêmes matériaux et technologies.

Nous avons également prouvé qu'une fonction relativement complexe (filtre passe-bande) pouvait être réalisée en conformité avec des simulations 2,5D. Un même dessin de filtre réalisé par la filière de l'université du Michigan ou par celle du LAAS donne les mêmes performances.

Par ailleurs nous avons observé que le micro-blindage du filtre passe-bande par le capot apporte une modification de la bande passante. Lors de la conception des circuits il faudra donc prendre en compte la présence du capot.

Enfin la reproductibilité de tous ces résultats a été montrée sur plusieurs dizaines de filtres avec et sans micro-blindage.

Conclusion Générale

Le développement rapide des communications par satellite et la saturation des canaux induisent un déplacement progressif des spectres d'émission et de réception vers les bandes de fréquences centimétriques et millimétriques. Cette montée en fréquence sous-tend le développement de composants, de circuits et de systèmes capables de fonctionner jusqu'à une centaine de gigahertz tout en conservant un coût raisonnable. A ces fréquences les circuits micro-rubans et les circuits coplanaires courants sont peu onéreux à réaliser mais présentent une dispersion fréquentielle et des pertes diélectriques élevées. Pour minimiser ces phénomènes, il a été proposé depuis quelques années d'élaborer les circuits sur des membranes diélectriques minces. Dans ce cas la propagation des ondes s'effectue pour l'essentiel dans l'air c'est-à-dire dans des conditions quasi-idéales.

Les travaux rapportés dans ce mémoire avaient pour objectif le développement et l'évaluation d'une filière technologique fondée sur les matériaux, les procédés et les équipements utilisés pour fabriquer les circuits intégrés sur silicium. Cette approche - suivie depuis plus de quinze années pour fabriquer des capteurs nouveaux - s'est avérée extrêmement fructueuse. Pour ce qui a trait aux circuits hyperfréquences, les travaux effectués à l'Université du Michigan avaient montré qu'elle était riche de potentialités.

Le développement d'une filière technologique constitue un problème d'une grande complexité aux plans scientifique et technique. Il implique en premier lieu la mise au point et la maîtrise d'une multitude de procédés et en deuxième lieu une association de ces procédés satisfaisant les contraintes spécifiques au domaine d'application visé. En général on ne peut pas se limiter à une transposition de recettes éprouvées. Dans les cas les plus simples il faut les adapter, le plus souvent il faut innover.

Pour atteindre les objectifs fixés, nous avons adopté une méthode de travail fondée sur deux principes :

- a) analyser en profondeur les contraintes scientifiques et techniques à satisfaire,
- b) mettre en œuvre des études expérimentales systématiques pour définir les choix optimaux.

Les résultats obtenus justifient a posteriori la validité de cette méthode.

Le premier chapitre du mémoire définit d'une manière progressive la structure générale des circuits visés par les travaux. L'élément de base d'un circuit micro-onde étant la ligne de transmission, nous avons d'abord recensé les méthodes d'étude et de calcul à la disposition du concepteur. Les méthodes quasi statiques, d'emploi facile, permettent la conception initiale en utilisant des modèles basés sur des approximations TEM. Lorsqu'une conception en quasi statique est achevée, sa géométrie spécifique est déterminée et peut alors être analysée avec des techniques de simulation électromagnétique plus lourdes, pour évaluer finement ses performances électriques. Ces simulations exigent une définition précise de la géométrie, mais en échange elles permettent une prévision très précise des caractéristiques. A partir de là, l'amélioration des performances peut être obtenue par une méthode itérative.

Nous avons ensuite passé en revue les arguments qui, depuis une dizaine d'années, ont fait émerger les structures coplanaires de préférence aux autres géométries possibles : la facilité de conception de ces circuits en quasi statique, leur souplesse de réalisation grâce aux deux paramètres métalliques (largeur de ruban et largeur de fente) et la facilité d'intégration d'autres composants sous forme monolithique ou hybride. Par ailleurs nous avons identifié les deux principales voies d'amélioration possibles des caractéristiques des structures coplanaires : l'utilisation de substrats en silicium pour assurer une compatibilité avec des techniques de fabrication à faible coût, et la suppression locale de ces substrats pour permettre aux circuits de reposer sur des membranes sans pertes diélectriques. Enfin nous avons souligné les perspectives offertes par cette technologie en matière de réduction des pertes ohmiques et de réduction de la dispersion fréquentielle.

Après avoir défini le type et la structure des circuits, nous avons mis au point une technologie de fabrication de membranes diélectriques minces. Elles sont constituées à partir de films minces déposés sur un substrat de silicium, qui sont par la suite libérés du substrat par un micro-usinage chimique. Il est nécessaire que ces films soient en tension, afin de rester parfaitement plans lors de la phase de libération, sans excéder toutefois une contrainte supérieure à 200 MPa qui les fragiliserait.

Pour la fabrication, nous avons eu recours aux matériaux d'usage courant en micro-électronique, mais leurs procédés de fabrication ont été adaptés aux exigences particulières de tenue mécanique. Plus précisément, nous avons élaboré un film d'oxyde de silicium par croissance thermique à la surface du substrat à pression atmosphérique. A condition d'être effectuée sur un substrat rigoureusement nettoyé, l'opération n'a pas présenté de difficultés particulières. Cependant le film obtenu était contraint en compression (- 300 MPa), il présentait donc un risque de flambement lors de sa libération. Nous avons alors élaboré un film de nitrure de silicium standard par dépôt chimique en phase vapeur à basse pression (LPCVD). Il présentait une contrainte en tension de 1100 MPa. Un choix approprié des réactifs gazeux et du rapport de leurs débits nous a permis d'obtenir un nitrure enrichi en silicium ($\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$), dont les caractéristiques sont stables et dont la contrainte est réduite à 600 MPa. Nous avons jugé cette valeur encore trop élevée pour permettre l'utilisation d'un film composé uniquement de nitrure.

A la suite des études précédentes nous avons réalisé des membranes d'épaisseur totale de 1,4 μm , à partir de films bicouches oxyde/nitrure selon un rapport d'épaisseurs approprié, assurant une compensation mutuelle des contraintes des deux matériaux. La contrainte résultante est de 85 MPa en tension. Ils sont libérés par micro-usinage du silicium dans un bain basique usuel et donnent toute satisfaction sur plusieurs lots de fabrication. Les membranes nues de $5 \times 10 \text{ mm}^2$ peuvent supporter une pression différentielle limite de 0,5 bar.

Disposant alors d'un support diélectrique solide, nous avons porté nos efforts sur le circuit métallique. Le choix de l'or comme matériau s'imposait par sa faible résistivité et par son inaltérabilité ; pour les quantités utilisées son coût n'est pas prohibitif. Par contre plusieurs techniques de dépôt et plusieurs techniques de mise en forme des couches métalliques étaient en concurrence. Après expérimentation et optimisation des combinaisons les plus intéressantes, nous avons défini deux filières de réalisation de circuits micro-ondes sur membrane, chacune adaptée à une gamme d'épaisseurs. Toutes deux permettent de réaliser des circuits de géométrie variée avec un dimensionnement précis (1 μm), sans nécessiter de moyens lourds de fabrication. Pour les épaisseurs inférieures à 1 μm , nous optons pour le dépôt physique d'or en phase vapeur, suivi d'une mise en forme par photolithographie. Pour les épaisseurs de 1 à 10 μm , nous optons pour une combinaison du procédé précédent (jusqu'à 0,6 μm) avec un procédé de dépôt électrochimique localisé. Ce procédé utilise un moule réalisé avec une résine photosensible positive, dans des conditions opératoires spécialement adaptées aux grandes épaisseurs.

Pour valider ces technologies, nous avons conçu et réalisé des démonstrateurs de fonctions électroniques simples : des lignes et des filtres.

La conception de guides coplanaires a été effectuée par une analyse quasi statique et complétée par des simulations électromagnétiques en 2,5D avec le logiciel Momentum. Nous avons montré la nécessité de concevoir des démonstrateurs associant aux éléments sur membrane, des tronçons d'accès sur silicium massif reliés par des transitions linéaires. Une analyse paramétrique, utilisant les formules quasi statiques et les simulations 2,5D, nous a permis de vérifier l'insensibilité des caractéristiques micro-ondes aux dispersions de fabrication de la membrane. Cette analyse, par contre, a montré que les procédés de confection des circuits doivent avoir une résolution de l'ordre du micron. Enfin la simulation 2,5D nous a permis d'évaluer les pertes ohmiques et de prévoir l'influence, sur ces pertes, du rapport des largeurs ruban/fente et celle de l'épaisseur des conducteurs.

A l'issue de la phase de conception, nous avons réalisé des lignes d'impédances caractéristiques variées et de longueurs comprises entre 2 et 6 mm. Les caractérisations ont mis en évidence une bonne reproductibilité et une grande robustesse au plan technologique. Par ailleurs elles ont montré également une bonne stabilité des caractéristiques électriques dans une plage de températures - 65/+125°C.

Enfin elles ont révélé que les accès sont le siège de pertes diélectriques importantes. Ces pertes sont réduites par l'utilisation de silicium à haute résistivité. Une réduction supplémentaire peut être obtenue par suppression du film diélectrique sur le substrat des accès. Les lignes expérimentales sur silicium massif, que nous avons réalisées sur ce principe, ont présenté un coefficient d'affaiblissement réduit d'un facteur supérieur à 5.

A partir de mesures sur les lignes de longueurs différentes, nous avons pu déterminer complètement les caractéristiques de propagation de nos structures. Le guide coplanaire conçu en quasi statique avec une impédance caractéristique de 75Ω et fabriqué avec une épaisseur de métal de $2,5 \mu\text{m}$ possède une permittivité effective de 1,14 et présente un coefficient d'affaiblissement linéique d'origine purement ohmique de $0,06 \text{ dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 30 GHz. Aucune dispersion n'a été décelée entre 10 et 65 GHz.

De plus nous avons étudié avec soin l'influence de l'épaisseur des métallisations. Nous avons montré que l'avantage potentiel de diminution des pertes ohmiques, offert par l'augmentation d'épaisseur, n'était réellement accessible qu'à condition de compenser l'abaissement d'impédance caractéristique qui en résulte, en corrigeant les largeurs de ruban et de fente par rapport aux valeurs déterminées par le calcul quasi statique.

Pour compléter la validation de la nouvelle filière technologique, nous avons mis en œuvre un filtre passe-bande centré à 30 GHz, basé sur une topologie déjà utilisée par ailleurs, mais réalisé par notre filière technologique. Nous avons vérifié que nous obtenions des résultats comparables à ceux publiés, qui concernaient également une technologie sur membrane. Les largeurs de bande à 3 dB sont voisines (15 et 17 GHz) et les coefficients de transmission dans cette bande sont identiques (1 dB).

Par ailleurs nous avons développé une filière de fabrication de micro-blindages, procurant une protection mécanique et une isolation électromagnétique des circuits. Les technologies utilisées pour réaliser ces micro-blindages dérivent directement de celles mises en œuvre pour les circuits. L'assemblage du blindage au circuit a été effectué par collage avec une colle conductrice. Cette technique simple est largement utilisée en micro-électronique.

Nous avons enfin expérimenté l'association de ce micro-blindage au filtre passe-bande. Pour une hauteur de pont de $55 \mu\text{m}$, la bande passante du filtre est réduite de 22% mais le coefficient de transmission reste inchangé à 1 dB.

En définitive, l'objectif que nous nous étions fixé a été atteint pour l'essentiel. Les difficultés de mesure des lignes 75Ω que nous avons rencontrées en raison de leurs performances sont encore plus sérieuses pour les lignes 100Ω qui, d'après les simulations, ont des pertes ohmiques deux fois plus faibles, alors que l'effet de la désadaptation des accès sur 50Ω est aggravé. Leur caractérisation demanderait peut-être la conception d'un dispositif spécifique.

L'analyse que nous avons présentée sur l'effet de l'épaississement du circuit métallique pourrait être complétée par la réalisation et la mesure de lignes corrigées en impédance. Elle bénéficierait également de confrontations avec des simulations 3D précisant l'influence de l'épaisseur sur les lignes de champ électromagnétique et de courant.

Dans le cadre de nos travaux, nous avons donc développé des éléments de base montrant les potentialités et les particularités des circuits coplanaires sur membrane d'oxyde et de nitrure de silicium. D'autres travaux sont en cours pour améliorer les transitions entre circuit sur substrat massif et circuit sur membrane.

Au-delà de notre objectif, la conception et la caractérisation de circuits associant des éléments résonnants micro-usinés et des éléments actifs constituerait une avancée majeure dans la mise en œuvre de circuits performants, que cette association soit monolithique ou par report en "flip chip". Le succès de cette nouvelle étape autoriserait la conception de structures de circuits 3D sur membrane.

Pour terminer il est utile de rappeler que les caractérisations effectuées jusqu'ici l'ont été jusqu'à une fréquence de 65 GHz, mais que l'absence de dispersion et de pertes par rayonnement laisse augurer des possibilités de performances satisfaisantes à des fréquences beaucoup plus élevées.

Annexes au Chapitre II

« Développement de la filière technologique »

I/ Le nettoyage des substrats

I.1/ Avant le début d'une filière technologique

Bien que les plaquettes aient subi en fin de fabrication un nettoyage soigné chez le fondeur avant emballage, l'utilisateur doit au début de son processus de traitement procéder à un nouveau nettoyage car le stockage des plaquettes entraîne une recontamination. Les sources de contamination sont multiples :

- résidus de résines de polissage,
- ions métalliques issus de l'appareillage de découpe du lingot de silicium,
- graisses et résidus organiques.

Chaque catégorie de contaminants nécessite un bain de nettoyage approprié. Plusieurs possibilités existent tant pour le choix des solutions que pour leur ordre d'intervention. En général le dernier bain est fait avec de l'eau très pure (désionisée) car les produits précédents peuvent contenir eux-mêmes des contaminants [Mcg. 88b]. Dans le cas où la première étape technologique est une oxydation du silicium, il est cependant nécessaire de bien désoxyder les plaquettes, car l'oxyde natif (dû à la grande réactivité du silicium avec l'oxygène de l'air) est de mauvaise qualité.

I.2/ En cours de filière technologique

En cours de processus d'autres nettoyages seront nécessaire, il seront effectués avec des produits spécifiques afin de ne pas dégrader l'état de la surface. Les solutions les plus couramment utilisées sont des solvants organiques comme l'acétone, le trichloréthylène, le trichloroéthane, le propanol, ainsi que l'eau désionisée.

I.3/ Protocole utilisé dans le cadre de cette étude avant la première étape technologique

Notre procédé de nettoyage comprend les étapes suivantes :

- l'oxydation du silicium par une solution d'acide sulfurique (H_2SO_4) et d'eau oxygénée (H_2O_2) à 85 °C durant quelques minutes ;
- le rinçage en eau désionisée ;
- la gravure de l'oxyde créé par de l'acide fluorhydrique (HF) à 35 % durant quelques minutes jusqu'au moment où la solution ne mouille plus la surface ;
- 3 rinçages successifs en eau désionisée. La pureté de l'eau usée est contrôlée par la mesure de la résistivité du bain ;
- le séchage dans une centrifugeuse avec rinçage et séchage final par souffle d'azote.

L'oxydation est l'étape clé du nettoyage. Les impuretés qui ne partent pas avec le bain oxydant sont piégées dans la couche d'oxyde et partiront avec elle. Comme le HF mouille l'oxyde et pas le silicium, cette propriété permet d'attester que tout l'oxyde est supprimé.

II/ Méthodes et outils de caractérisation des films diélectriques

II.1/ Les paramètres caractéristiques

Les paramètres principaux caractérisant les films diélectriques sont : l'épaisseur, la permittivité relative ou l'indice de réfraction, la contrainte.

II.1.1/ L'épaisseur

L'épaisseur (e) est exprimée en micromètres (μm) ou en nanomètres ($1 \text{ nm} = 10^{-3} \mu\text{m}$).

II.1.2/ La permittivité relative et l'indice de réfraction

La permittivité relative (ϵ_r) ou constante diélectrique est une grandeur sans dimension, elle est caractéristique de la nature du matériau. Pour les matériaux considérés ici elle est assimilable à un scalaire ; sa valeur est différente en ondes optiques et en radiofréquence (RF) [Per. 91m]. Elle est cataloguée dans des tables de constantes physiques. Dans le cas des matériaux non magnétiques, l'indice de réfraction $n = \sqrt{\epsilon_r}$.

II.1.3/ La contrainte

Dans le cas de nos structures, les principales contraintes sont liées à l'association de plusieurs matériaux, le substrat et les couches minces déposées. Les contraintes peuvent avoir pour effet :

- la déformation des plaquettes de substrat
- le décollement ou le craquèlement des couches déposées.

La contrainte (σ) est exprimée en pascal (Pa), son signe est positif si le film est étiré (contrainte en tension), négatif s'il est comprimé (contrainte en compression). La contrainte d'un film sur un support est due à la nature et au mode d'élaboration de ce film. Les 2 principales composantes de la contrainte sont : la contrainte thermique et la contrainte intrinsèque. En pratique, seule la résultante des contraintes est accessible à la mesure.

a) La contrainte thermique

Elle est due à la différence des coefficients de dilatation entre le film et le substrat. La contrainte thermique d'un film mince déposé sur un substrat à une température T_d puis refroidi jusqu'à la température T_a (en général température de l'ambiante) est définie comme suit :

$$\sigma_{th} = \frac{E_f}{1 - \nu_f} (\alpha_f - \alpha_s) (T_d - T_a) \quad [\text{éq. A.II.15}]$$

avec :

E_f, ν_f : module d'Young, coefficient de Poisson du film α_f, α_s : coefficients de dilatation du film et du substrat.

Nous admettons pour simplifier que les matériaux ont un module d'Young isotrope et qu'il reste constant avec l'épaisseur. Nous supposons aussi que les coefficients de dilatation sont constants. En fait ils peuvent dépendre de la température lors de grandes variations de température. Ces approximations permettent de définir un ordre de grandeur de la contrainte thermique.

b) la contrainte intrinsèque

Elle est due aux modifications physico-chimiques du film lui-même lors de la croissance ou du dépôt. Le dépôt des films minces se fait en général hors équilibre structural, le réarrangement atomique se produisant ultérieurement avec pour principe la minimisation de l'énergie. Ce réarrangement entraîne une variation du volume du film et par là-même l'apparition de contraintes.

II.2/ Mesures de l'épaisseur et de l'indice de réfraction par ellipsométrie

L'ellipsométrie est une méthode de caractérisation optique non destructive bien adaptée à l'analyse des matériaux transparents en couches minces. L'ellipsomètre mesure le changement de polarisation d'une onde lumineuse résultant de son interaction avec la ou les couches superposées. Pour chaque couche les inconnues sont : l'épaisseur, l'indice de réfraction et le coefficient d'extinction. Pour pouvoir déterminer toutes ces inconnues et lever les ambiguïtés inhérentes au phénomène, l'appareil du type Rudolph Auto-Ell offre des conditions d'observation variées : 3 longueurs d'onde et 2 angles d'incidence. [Hen. 94s]

Les matériaux que nous avons étudiés pour le film diélectrique étant très transparents (coefficient d'extinction fixé à 0), il nous a suffi de 2 longueurs d'onde (830 et 633 nm) et d'un angle d'observation (70°). La précision de la mesure dépend du matériau étudié et de l'épaisseur de la couche. Pour la mesure de l'épaisseur, nous la considérons comme étant de +/- 0,5 nm ; pour l'indice de réfraction nous la considérons comme étant de +/- 0,01.

II.3/ Détermination de la contrainte par mesure de la flèche

La méthode de la flèche est particulièrement appropriée au domaine des dépôts en couches minces. Elle consiste à déterminer le rayon de courbure d'un substrat déformé après dépôt d'une couche mince. Le sens de la courbure donne le signe de la contrainte du film : courbure convexe pour une contrainte en compression, courbure concave pour une contrainte en tension, comme le montre la Figure A.II.1. Cette détermination peut être optique [Fli. 87i] ou mécanique comme pour notre étude. Le profil de l'échantillon est relevé par la position verticale d'un stylet se déplaçant selon le diamètre du système substrat / film et suivant la direction cristallographique <110>. La différence maximale entre la position du stylet et sa position en bord de plaquette donne la flèche d'où nous déduisons le rayon de courbure. Cette opération est effectuée avant dépôt (R_0) et après dépôt (R).



Figure A.II.1 : Courbure convexe et courbure concave d'un substrat après dépôt

Dans le cas où le film se dépose sur les 2 faces du substrat, les contraintes des 2 films se compensent et la courbure disparaît. Il faut alors retirer le film sur l'une des faces pour permettre à la contrainte de se manifester par la courbure du système substrat / film.

La relation qui permet de relier la déformation observée à la contrainte dans le film dans le cas de dépôt mince ($t_s/t_f > 100$) a été établie par Stoney en 1909, en utilisant le principe de l'équilibre des moments et des forces au sein du substrat et du film [Sto. 09r] :

$$\sigma_f = \frac{1}{6} \frac{E_s}{1 - \nu_s} \frac{e_s^2}{e_f} \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_0} \right) \quad [\text{éq. A.II.16}]$$

où :

E_s et ν_s : modules d'Young et coefficient de Poisson du substrat dans la direction <110>

e_f et e_s : épaisseurs respectives du film et du substrat

R : rayon de courbure après dépôt

R_0 : rayon de courbure avant dépôt

L'équation A.II.2 suppose que la contrainte est uniforme dans la couche déposée. Elle fournit donc la résultante des contraintes mécaniques dans la couche, sans donner d'information sur le gradient éventuel des contraintes dans cette couche. Elle implique une bonne connaissance du module d'Young et du coefficient de Poisson du substrat mais ne fait pas intervenir les propriétés mécaniques du film.

Le rayon de courbure est obtenue à partir de la mesure de la flèche selon le principe de la Figure A.II.2.

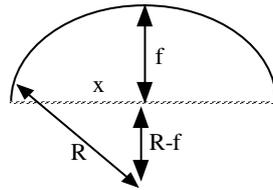


Figure A.II.2 : Détermination de la flèche à partir du rayon de courbure

Nous pouvons écrire au vue de la Figure A.II.2 :

$$(R-f)^2 + x^2 = R^2 \quad [\text{éq. A.II.17}]$$

En considérant dans la Figure A.II.2 que f^2 est négligeable devant les autres termes, nous obtenons une relation simple liant R à f :

$$\frac{1}{R} = \frac{8f}{L^2} \quad [\text{éq. A.II.18}]$$

où L est le diamètre du substrat.

Dans notre cas les mesures sont effectuées avec un profilomètre de type Tenkor P-1. Il permet de déterminer des contraintes comprises entre 100 MPa et 1000 MPa, la résolution de l'appareil est de l'ordre de 10 MPa [Ten. 90u].

II.4/ Caractérisation de l'uniformité des paramètres e, n, σ

Une propriété désirée dans tout processus de fabrication est la reproductibilité des caractéristiques d'un lot à un autre et son uniformité à l'intérieur d'un même lot. Nous distinguerons l'uniformité intraplaquette et l'uniformité interplaquettes.

a) Pour étudier l'uniformité du film à l'intérieur d'une plaquette nous procédons à une découpe fictive en 24 secteurs comme le montre la Figure A.II.3.

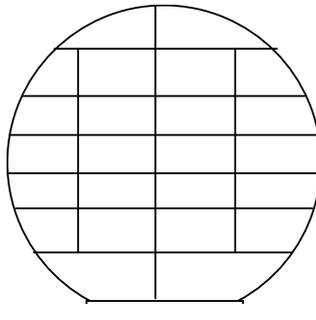


Figure A.II.3 : Découpe fictive d'une plaquette en 24 secteurs

Il est possible de pratiquer une mesure par ellipsométrie sur chacun des secteurs et donc de caractériser l'uniformité intraplaquette de l'épaisseur et de la composition du film. Par contre la mesure de courbure étant effectuée sur une plaque entière seulement, l'uniformité intraplaquette de la contrainte n'est pas connue.

b) L'uniformité du film sur un lot de plaquettes traitées dans un même cycle opératoire (en général 12) est établie en comparant les paramètres obtenus au centre de chaque plaquette. L'uniformité interplaquettes est déterminée pour les 3 paramètres : épaisseur, composition et contrainte. Une indication de la reproductibilité des lots est donnée en comparant la moyenne de chaque lot.

c) Pour caractériser l'uniformité (intraplaquette ou interplaquettes), nous utilisons la caractéristique de dispersion la plus usuelle, l'écart type. Malgré le caractère déterministe de la distribution de certaines caractéristiques, dû à la disposition des plaquettes dans les réacteurs, l'écart type donne un bon résumé statistique de l'uniformité.

III/ Indice de réfraction, permittivité relative et composition atomique d'un milieu hétérogène

III.1/ Théorie des milieux hétérogènes

Les nitrures de silicium ne doivent pas être considérés comme des corps composés à l'échelle atomique, mais comme des mélanges entre un nitrure stœchiométrique (ni) et du silicium amorphe (si) purs, mélanges considérés comme des milieux hétérogènes. Pour ces milieux la relation de Bruggeman s'applique. Elle relie les constantes diélectriques du mélange (ϵ) et des 2 constituants purs (ϵ_{ni} et ϵ_{si}), aux fractions volumiques des constituants du mélange (f_{ni} et f_{si}).

$$f_{ni} \frac{\epsilon_{ni} - \epsilon}{\epsilon_{ni} + 2\epsilon} + f_{si} \frac{\epsilon_{si} - \epsilon}{\epsilon_{si} + 2\epsilon} = 0 \quad [\text{éq. A.II.19}]$$

Nous pouvons déduire de l'équation A.II.6, les expressions des fractions volumiques en considérant que $f_{ni} + f_{si} = 1$:

$$f_{ni} = \frac{2\epsilon^2 + e(\epsilon_{ni} - 2\epsilon_{si}) - \epsilon_{ni}\epsilon_{si}}{3\epsilon(\epsilon_{ni} - \epsilon_{si})} \quad [\text{éq. A.II.20}]$$

$$f_{si} = \frac{2\epsilon^2 + e(\epsilon_{si} - 2\epsilon_{ni}) - \epsilon_{si}\epsilon_{ni}}{3\epsilon(\epsilon_{si} - \epsilon_{ni})} \quad [\text{éq. A.II.21}]$$

La relation de Bruggeman s'applique aux permittivités complexes, c'est-à-dire comportant un terme d'extinction. Pour notre étude nous utilisons cette relation à 2 reprises en infrarouge et en radiofréquence. Dans les 2 cas le terme d'extinction est négligeable et nous pouvons écrire :

$$\epsilon = n^2 \quad [\text{éq. A.II.22}]$$

III.2/ Application en Infrarouge à 830 nm

Connaissant les indices n_{ni} et n_{si} du nitrure stœchiométrique et du silicium amorphe à 830 nm et mesurant l'indice du mélange à 830 nm, les équations A.II.6 et A.II.7 permettent de déduire les fractions volumiques.

III.3/ Application en radiofréquence

Connaissant les permittivités relatives ϵ_{ni} et ϵ_{si} du nitrure stœchiométrique et du silicium amorphe en radiofréquence, et connaissant également les fractions volumiques déterminées précédemment, la relation de Bruggeman (équation A.II.5) permet de déduire la permittivité relative du mélange ϵ en radiofréquence.

IV/ Dispersion de l'épaisseur d'oxyde sur une plaquette

Pour étudier l'uniformité du film d'oxyde au niveau d'une plaquette, nous avons procédé pour la plaquette située au centre de la nacelle à une découpe fictive en 24 secteurs. La Figure A.II.4 représente l'écart de l'épaisseur d'oxyde dans ces différents secteurs par rapport à l'épaisseur moyenne. La Figure A.II.5 simplifie cette information en répartissant les écarts selon 4 classes.

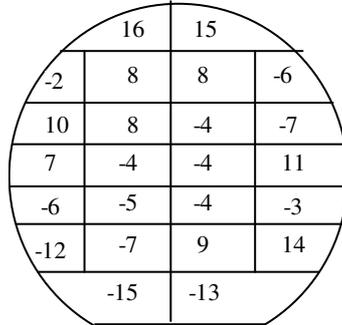


Figure A.II.4 : Distribution des écarts à la moyenne de l'épaisseur (en nm) d'oxyde

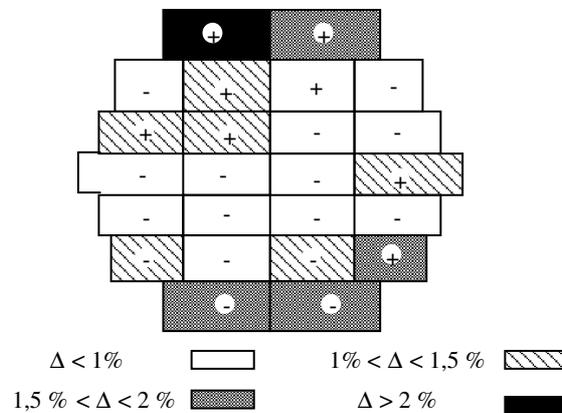


Figure A.II.5 : Répartition des écarts relatifs en valeur absolue de l'épaisseur d'oxyde

Nous constatons que l'épaisseur d'oxyde diminue de haut en bas. Cette répartition s'est montrée relativement stable d'une plaquette à une autre. Nous pouvons l'attribuer à l'orientation de plaquettes dans le four, le flux gazeux glissant du haut vers le bas.

L'amplitude de dispersion est cependant très faible, peut-être à cause d'un phénomène d'autorégulation par la diffusion des gaz dans la couche déjà formée, le ralentissement par la diffusion étant d'autant plus marqué que la couche est plus épaisse.

V/ Dispersion de l'épaisseur de nitrure sur une plaquette

Pour étudier l'uniformité du film de nitrure au niveau d'une plaquette, nous avons procédé à une découpe fictive en 24 secteurs sur la plaquette située au centre de la nacelle. La Figure A.II.6 représente l'écart de l'épaisseur de nitrure dans ces différents secteurs par rapport à l'épaisseur moyenne. La Figure A.II.7 simplifie cette information en répartissant les écarts selon 4 classes.

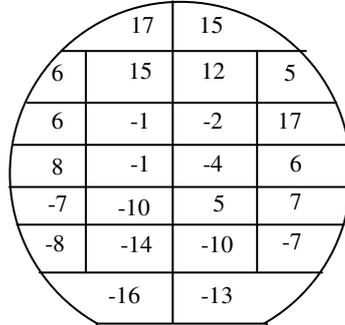


Figure A.II.6 : Distribution des écarts à la moyenne de l'épaisseur (en nm) de nitrure

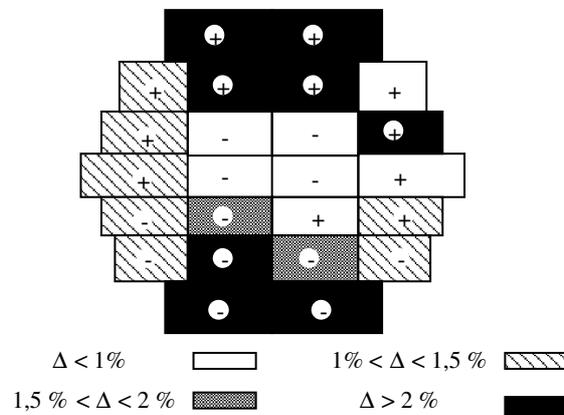


Figure A.II.7 : Répartition des écarts relatifs en valeur absolue de l'épaisseur de nitrure

Nous constatons que l'épaisseur de nitrure diminue de haut en bas. Cette répartition s'est montrée relativement stable d'une plaquette à une autre. Nous pouvons l'attribuer comme pour l'oxyde (cf annexe chapII IV/) à l'orientation des plaquettes dans le four, le flux gazeux glissant du haut vers le bas. L'amplitude de dispersion est cependant plus élevée, 8 secteurs ont une épaisseur qui diffère de l'épaisseur moyenne de plus de 2 %. Cette plus forte dispersion peut s'expliquer par le fait que la couche limite gazeuse (cf II.3.2.a) ne joue pas de rôle régulateur alors que dans le cas de la croissance d'oxyde, la diffusion lente à travers la couche en formation remplit ce rôle.

VI/ Dispersion de l'épaisseur du bicouche sur une plaquette

La mesure d'épaisseur par ellipsométrie ne peut porter que sur une seule couche. Ainsi nous avons mesuré l'épaisseur d'oxyde avant dépôt du nitrure puis nous avons mesuré l'épaisseur du nitrure et effectué l'addition secteur par secteur. La Figure A.II.8 représente l'écart de l'épaisseur du bicouche dans ces différents secteurs par rapport à l'épaisseur moyenne. La Figure A.II.9 simplifie cette information en répartissant les écarts selon 4 classes.

	33		27	
6	21	17	20	
24	15	-8	17	
16	-4	-8	18	
-14	-20	0,6	2	
-20	-20	-20	17	
	-53		-22	

Figure A.II.8 : Distribution des écarts à la moyenne de l'épaisseur (en nm) du film bicouche sur une plaquette

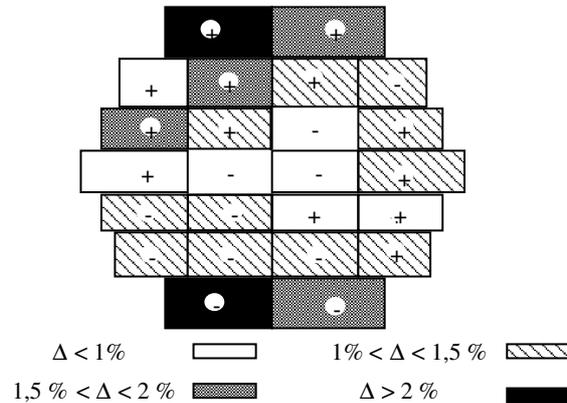


Figure A.II.9 : Répartition des écarts en valeur absolue de l'épaisseur du film bicouche sur une plaquette

Cette répartition est tout à fait analogue à celles observées dans le cas des couches d'oxyde et de nitrure séparées (cf annexes chap.II IV/ et V/). Nous retrouvons une grande stabilité d'une plaquette à une autre.

VII/ La surgravure des angles saillants dans le silicium

La réalisation de sillons de prédécoupe qui permettent de séparer par clivage les différents composants fabriqués sur un même substrat, nous a amené à traiter le problème de surgravure des angles saillants.

A proximité des coins saillants du motif, la gravure d'une plaquette de silicium (100), au lieu de s'arrêter sur les plans de type (111), se poursuit jusqu'à des plans (331) (cas du KOH), (221) ou (112) selon la nature du bain. La Figure A.II.10 indique la géométrie de la gravure des angles saillants dans le plan (100).

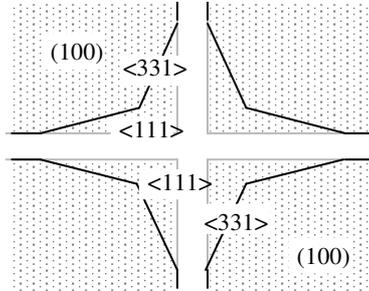


Figure A.II.10 : Gravure des angles saillants pour Si (100) par du KOH

Pour remédier à ce phénomène, il est possible :

- d'ajouter dans la solution de gravure de l'alcool iso-propylique,
 - de compléter le masque par une pièce en équerre, dont la dimension dépend de l'épaisseur à graver.
- La Figure A.II.8 présente un schéma de principe. Les carrés en noirs servent à compenser la surgravure ; si leurs dimensions ont été calculées avec exactitude, la gravure devrait s'arrêter sur les directions $\langle 111 \rangle$ (en gris).

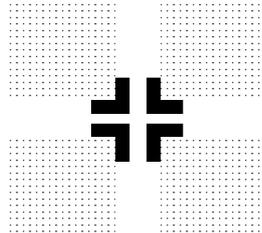


Figure A.II.11 : Motifs de compensation afin d'éviter la surgravure sur du silicium (100) dans un bain de gravure KOH

Cette solution a été mise en œuvre et à donner satisfaction.

VIII/ Résistance de divers matériaux aux bains de gravure du silicium

L'étude a été faite à partir de 12 échantillons prélevés sur une même plaquette. L'épaisseur a été mesurée au centre de chaque échantillon à des temps réguliers. Nous présentons la valeur moyenne de gravure de chaque temps.

VIII.1/ Tenue de l'oxyde (SiO₂)

Compte tenu de la dispersion des temps de gravure du substrat, il faut admettre que le film diélectrique puisse se trouver en contact avec le bain de gravure pendant une durée pouvant aller au maximum jusqu'à 15 minutes pour le KOH et 30 minutes pour le TMAH.

Tout d'abord, nous avons étudié la résistance de l'oxyde au bain de TMAH 11 mol.l⁻¹ à 85 °C. La Figure A.II.12 présente en superposition les profondeurs de gravure des 12 films en fonction du temps.

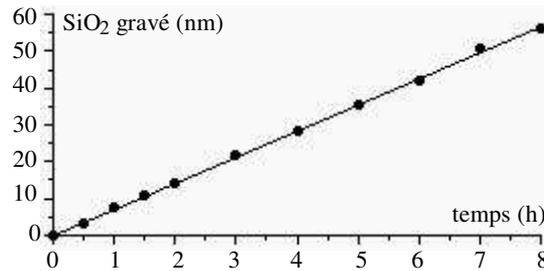


Figure A.II.12 : Cinétique de gravure du SiO₂ dans du TMAH 11 M à 85°C

La même étude a été faite dans un bain de KOH à 10 mol.l⁻¹ à 85 °C. Le résultat est présenté sur la Figure A.II.13.

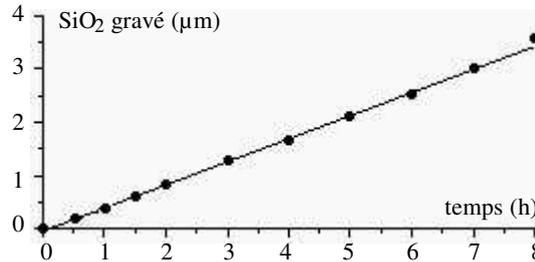


Figure A.II.13 : Cinétique de gravure du SiO₂ dans du KOH 10 mol.l⁻¹ à 85°C

Dans le Tableau A.II.1, nous résumons les cinétiques de gravure de la couche d'oxyde humide

Tableau A.II.1 : Cinétique de gravure de SiO₂ selon le bain de gravure à 85 °C

	cinétique de gravure	profondeur gravée en 15 min	profondeur gravée en 30 min
TMAH (11 mol.l ⁻¹)	7 nm.h ⁻¹	-	4 nm
KOH (10 mol.l ⁻¹)	450 nm.h ⁻¹	110 nm	-

L'oxyde ne subit pas la gravure du TMAH, tandis que dans le cas du KOH, elle commence à ne plus être négligeable.

VIII.2/ Tenue du nitrure ($\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$)

Le film de nitrure peut se trouver en contact avec le bain de gravure du substrat pendant toute la durée de cette opération, soit environ 4 heures dans le KOH et 10 heures dans le TMAH. La résistance du Si_xN_y aux solutions comme le KOH et le TMAH décroît avec une décroissance du rapport N/Si ; il est donc utile de bien contrôler la vitesse de gravure de ce nitrure.

Tout d'abord, nous avons étudié la résistance de l'oxyde au bain de TMAH 11 mol.l^{-1} à 85°C . La Figure A.II.14 présente en superposition les profondeurs de gravure des 12 films en fonction du temps.

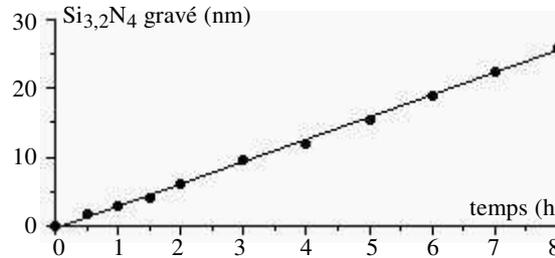


Figure A.II.14 : Cinétique de gravure du $\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$ dans du TMAH 11 M à 85°C

La même étude a été faite dans un bain de KOH à 10 mol.l^{-1} à 85°C . Le résultat est présenté sur la Figure A.II.15.

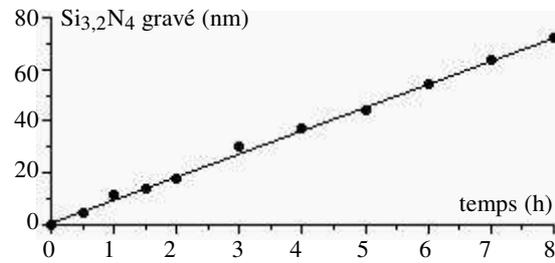


Figure A.II.15 : Cinétique de gravure du $\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$ dans du KOH 10 M à 85°C

Dans le Tableau A.II.2, nous résumons les cinétiques de gravure de la couche de nitrure.

Tableau A.II.2 : Cinétique de gravure de $\text{Si}_{3,2}\text{N}_4$ selon le bain de gravure à 85°C

	cinétique de gravure	profondeur gravée en 4 h	profondeur gravée en 10 h
TMAH (11 mol.l^{-1})	3 nm.h^{-1}	-	$\approx 30 \text{ nm}$
KOH (10 mol.l^{-1})	9 nm.h^{-1}	44 nm	-

La profondeur gravée est du même ordre dans les 2 cas (40 nm).

Annexes au Chapitre III

« Développement de filières de circuits coplanaires sur membrane »

I/ Dispersion d'épaisseur de dépôt électrochimique sur une plaquette

Les dépôts d'or devraient avoir une épaisseur à peu près constante sur une plaquette. Nous avons réalisé 2 dépôts, d'épaisseurs théoriques 2,5 μm et 5 μm , puis nous avons mesuré l'épaisseur en 24 points de la plaquette. Dans le cas d'un dépôt théorique de 2,5 μm , la Figure A.III.1 présente l'écart à la moyenne de l'épaisseur d'or ; la Figure A.III.2 simplifie cette information en répartissant les écarts selon 4 classes. La Figure A.III.3 et la Figure A.III.4 se rapportent à une épaisseur théorique de 5 μm .

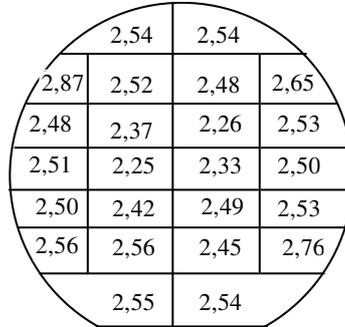


Figure A.III.1 : Répartition de l'écart en épaisseur du dépôt d'Or d'épaisseur de 2,5 μm sur une plaquette

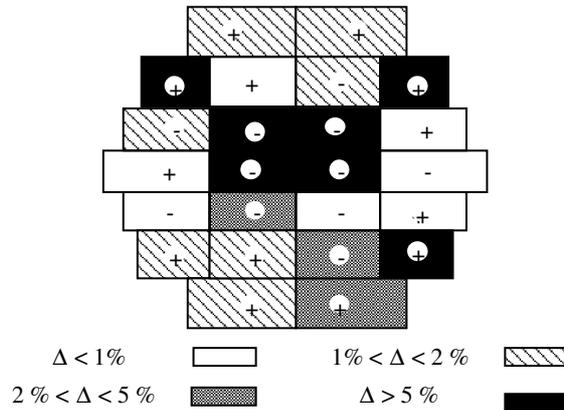


Figure A.III.2 : Répartition des écarts en valeur relative d'épaisseur du dépôt d'Or d'épaisseur de 2,5 μm sur une plaquette

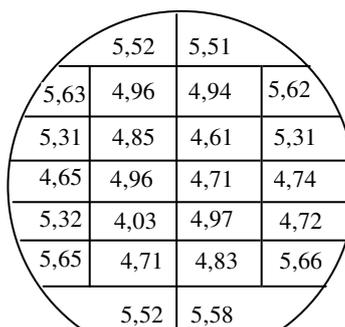


Figure A.III.3 : Répartition de l'écart en épaisseur du dépôt d'Or d'épaisseur de 5 μm sur une plaquette

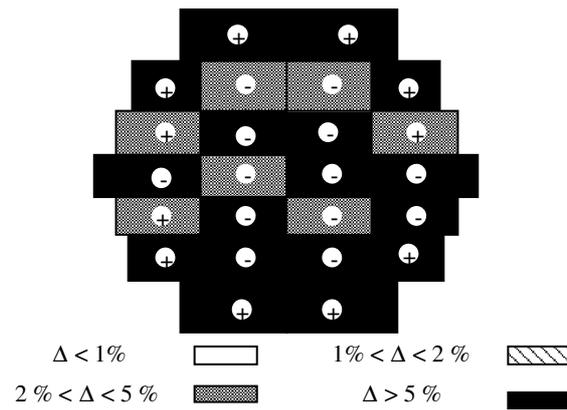


Figure A.III.4 : Répartition des écarts en valeur relative d'épaisseur du dépôt d'Or d'épaisseur de $5\ \mu\text{m}$ sur une plaquette

Nous remarquons que la répartition des épaisseurs sur le substrat montre une épaisseur supérieure à la moyenne sur les bords aux emplacements des connexions qui assurent la conduction électrique entre le porte-substrat et le substrat.

Annexes au Chapitre V

« Faisabilité de lignes micro-ondes sur membrane »

I/ Pertes et affaiblissement d'un quadripôle passif

Si la puissance incidente sur un quadripôle passif réciproque est normée à 1, les puissances de signal réfléchi et transmise sont respectivement $|S_{11}|^2$ et $|S_{21}|^2$.

$|S_{11}|^2$ peut être considéré comme la puissance perdue par désadaptation.

La somme $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2$ est la puissance transmissible (elle serait égale à la puissance transmise $|S_{21}|^2$ en l'absence de désadaptation).

I.1/ Facteur de pertes

L'absence de pertes, autre que par désadaptation, se traduirait par :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad [\text{éq. A.V.23}]$$

Le facteur de pertes du quadripôle est défini par :

$$P = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. A.V.24}]$$

il représente les pertes intrinsèques, c'est-à-dire le pourcentage de puissance perdue par les causes autres que la désadaptation (effet Joule, rayonnement).

I.2/ Facteur d'affaiblissement

Le facteur d'affaiblissement intrinsèque du quadripôle est défini par :

$$A = \frac{1}{|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2} \quad [\text{éq. A.V.25}]$$

il représente le rapport de la puissance incidente à la puissance transmissible.

Exprimé sous forme logarithmique A s'écrit :

$$A (N_p) = -\frac{1}{2} \ln(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. A.V.26}]$$

$$A (dB) = -10 \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. A.V.27}]$$

I.3/ Facteur d'affaiblissement pour une structure uniforme

Pour une structure uniforme selon l'axe de propagation et de longueur ℓ (mm), nous pouvons écrire :

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = e^{-2\alpha\ell} \quad [\text{éq. A.V.28}]$$

Ainsi nous pouvons définir le coefficient d'affaiblissement linéique en écrivant :

$$A(\text{Np}) = -\frac{1}{2} \ln(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) = -\frac{1}{2} \ln(e^{-2\alpha\ell}) = \alpha\ell \quad [\text{éq. A.V.29}]$$

d'où $\alpha(\text{Np/unité de long.}) = -\frac{1}{2\ell} \ln(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. A.V.30}]$

et aussi :

$$A(\text{dB}) = -10 \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) = -10 \log(e^{-2\alpha\ell}) = 20 \log(e) \alpha\ell \quad [\text{éq. A.V.31}]$$

soit $A(\text{dB}) = 8,69 \alpha\ell$ où α est en Np/unité de longueur

α peut aussi être exprimé en dB/unité de longueur ; dans ce cas :

$$\alpha(\text{dB/unité de long.}) = A(\text{dB})/\ell \quad [\text{éq. A.V.32}]$$

d'où :

$$\alpha(\text{dB/unité de long.}) = -\frac{10}{\ell} \log(|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2) \quad [\text{éq. A.V.33}]$$

II/ L'association métal / semi-conducteur

Reyes et al [Rey. 95s] (Motorola et Université de l'Arizona) ont procédé à plusieurs types d'association circuit coplanaire / substrat semi-conducteur. Ils ont expliqué les résultats surprenants obtenus en s'appuyant sur la théorie des semi-conducteurs. Selon eux, pour l'analyse des pertes, on ne peut se contenter des contributions en volume du circuit et du substrat ; il faut prendre en considération leur jonction, qu'elle soit directe (métal/semi-conducteur) comme dans une diode Schottky ou indirecte (métal / isolant / semi-conducteur).

Soit le métal est en contact direct avec le semi-conducteur ; dans ce cas il se crée dans le substrat, au voisinage de la jonction, une zone de déplétion de résistivité très élevée. Soit une mince couche isolante est interposée entre circuit et substrat ; dans ce cas, selon Reyes, il peut se produire une accumulation de charges et un abaissement de la résistivité de surface du semi-conducteur.

Reyes appuie cette analyse sur des résultats expérimentaux qui sont intéressants en raison de leur caractère comparatif. Différents guides coplanaires ont été réalisés avec les mêmes valeurs de largeur de ruban et de largeur de fente. Dans tous les cas le circuit métallique a une épaisseur de 2,5 μm . Les épaisseurs de substrat sont voisines entre elles (400 à 600 μm).

Trois guides coplanaires de 1 mm de long ont été réalisés :

n° 1 - substrat de quartz	$Z_0 = 61 \Omega$	$\epsilon_{\text{eff}} = 2,2$
n° 2 - substrat de silicium haute résistivité (HR)	$Z_0 = 38 \Omega$	$\epsilon_{\text{eff}} = 5,7$
n° 3 - substrat AsGa couvert d'isolant (bicouche de 2 μm)	$Z_0 = 38 \Omega$	$\epsilon_{\text{eff}} = 4,3$

Deux autres guides coplanaires, de 1,4 mm de longueur, ont été réalisés :

- n° 4 - même structure que le n° 3 (seule la longueur diffère)
- n° 5 - substrat de silicium HR couvert d'isolant (bicouche de 2 μm)

Le film diélectrique bicouche est dans tous les cas constitué d'oxyde et de nitrure de silicium. Le coefficient d'affaiblissement a été mesuré dans les 5 cas de 0 à 25 GHz. La Figure A.V.1 présente les courbes obtenues pour les différents coefficients d'affaiblissement linéique.

Nous constatons que la ligne à substrat de silicium recouvert de film diélectrique présente un coefficient d'affaiblissement linéique beaucoup plus élevé que toutes les autres lignes (0,15 $\text{dB}\cdot\text{mm}^{-1}$ à 25 GHz). La ligne sur silicium nu présente un coefficient d'affaiblissement 10 fois plus petit, qui est égal ou inférieur à celui des lignes sur AsGa recouvert de diélectrique.

Notons que cette étude admet implicitement que les pertes diélectriques sont dominantes par rapport aux pertes ohmiques aux fréquences et avec les matériaux considérés.

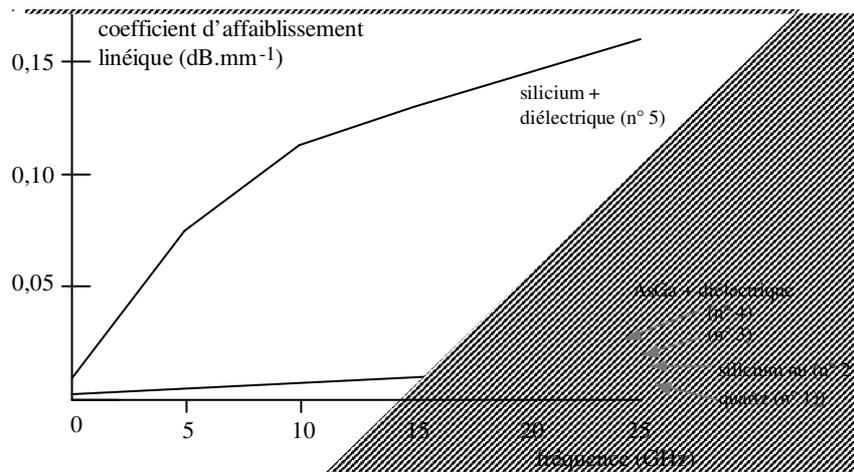


Figure A.V.1 : Coefficient d'affaiblissement de diverses lignes coplanaires selon la nature du substrat, d'après [Rey. 95s]

Liste des références bibliographiques

- [All. 93d] M.G. Allen ; *Polyimide based processes for the fabrication of thick electroplated microstructures*. Digest Technical Papers ; Transducers 93, Yokohama, Japan, p. 60-64, 1993.
- [Bed. 92j] S.S. Bedair, I. Wolff ; *Fast, accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameter of supported coplanar waveguide for MMIC*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 40, n° 1, p. 41-48, january 1992.
- [Bel. 97t] J.M. Belquin ; Développement de bancs de mesures et de modèles de bruit des HEMT pour la conception de circuits faible bruit en gamme d'ondes millimétriques. Doctorat de l'Université de Limoges ; 1997.
- [Bia. 76f] B. Bianco, M. Parodi ; *Determination of the propagation constant of uniform microstrip lines*. Alta Frequenza ; vol. XLV, n° 2, p. 19E(107)-22E(110), february 1976.
- [Che. 94d] H.J. Cheng, J.F. Whitaker, T.M. Weller, L.P.B. Katehi ; *Terahertz-bandwidth characteristics of coplanar transmission lines on low permittivity substrates*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 42, n° 12, p. 2399-2406, december 1994.
- [Che. 94f] H.J. Cheng, J.F. Whitaker, T.M. Weller, L.P.B. Katehi ; *Terahertz-bandwidth transmission lines on low-permittivity substrates*. Fifth International Symposium on Space Terahertz Technology ; Ann Arbor, MI, p. 698-699, may 1994.
- [Che. 94i] H.J. Cheng, J.F. Whitaker, T.M. Weller, L.P.B. Katehi ; *Terahertz-bandwidth characterization of coplanar waveguide on dielectric membrane via time-domain electro-optic sampling*. IEEE MTT-S ; p. 477-480, 1994.
- [Che. 94m] H.J. Cheng, J.F. Whitaker, T.M. Weller, L.P.B. Katehi ; *Terahertz-bandwidth pulse propagation on a coplanar stripline fabricated on a thin membrane*. IEEE Microwave and Guided wave Letters ; vol. 4, n° 3, p. 89-91, march 1994.
- [Com. 91j] P.F. Combes ; *Transmission en espace libre et sur les lignes*. Dunod ; 1991.
- [Com. 95j] P.F. Combes ; *Micro-ondes ; lignes, guide et cavités*. Dunod ; 1995.
- [Con. 97r] V. Conedera, N. Fabre, M. Dilhan ; *A simple optical system to optimize a high dept to width aspect ratio applied to a positive photoresist lithography process*. Journal of Micromechanics and Microengineering ; n° 7, p. 118-120, september 1997.
- [Con. 97s] V. Conedera ; *Le vide*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997.
- [Con. 97t] V. Conedera ; *L'évaporation*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997. **p. 60**
- [Dav. 73i] M.E. Davis et al ; *Finite-boundary corrections to the coplanar waveguide analysis*. IEEE Transaction ; vol. MTT-21, p. 593-596, 1973.
- [Dds. 92a] *Dictionnaire de spatiologie*. 3ème édition, "Tome 1 : termes et définitions" ; 1992.
- [Dea. 65j] B.E. Deal, A.S. Grove ; *General relationship for the thermal oxidation of silicon*. J. Appl. Phys. ; 36, p. 3770- , 1965.
- [Deh. 95t] E. Dehan, P.Temple-Boyer, R. Henda, J.J. Pedroviejo, E. Scheid ; *Optical and structural properties of SiOx and SiNx materials*. Thin Solid Films ; 266, p. 14-19, 1995.
- [Dib. 91f] N.I. Dib, W.P. Harokopus Jr., L.P.B. Katehi, C.C. Ling, G.M. Rebeiz ; *Study of a novel planar transmission line*. IEEE MTT-S Digest, p. 623-626, 1991.
- [Dib. 93m] N.I. Dib, R.F. Drayton, L.P.B. Katehi ; *A theoretical and experimental study of microshield circuits*. Microwave and Optical Technology Letters ; vol. 6, n° 6, p. 333-338, may 1993.
- [Dil. 97t] M. Dilhan ; *La gravure*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997.
- [Dra. 93s] R.F. Drayton, L.P.B. Katehi ; *Micromachined circuits for mm-wave applications*. European Microwave Conference ; Madrid, Espagne, p. 587-588, september 1993.
- [Dra. 94c] R.F. Drayton, L.P.B. Katehi ; *Development of miniature microwave circuit components using micromachining techniques*. IEEE MTT-S International Microwave Symposium ; San Diego, California, p. 225-228, 1994.

- [Dra. 94m]** R.F. Drayton, T.M. Weller, L.P.B. Katehi ; *Development and characterization of miniaturized circuits for high frequency applications using micromachining techniques*. International Society for Hybrid Microelectronics Society ; Boston, Massachusset, 1994.
- [Dra. 95q]** R.F. Drayton, N.I. Dib, L.P.B. Katehi ; *Design of micromachined high frequency circuit components*. The International Journal of Microcircuits and Electronics Packaging ; vol. 18, n°1, p.19-28, 1995.
- [Dub. 97j]** D. Dubuc ; *Etude, fabrication et caractérisation de structures coplanaires micro-usinées*. Diplôme d'Etude Approfondie en micro-ondes et transmission optique de l'Ecole Doctorale d'Electronique de Toulouse ; juin 1997.
- [Fli. 87i]** P.A. Flinn, D.S. Gardner, W.D. Nix ; *Measurement and interpretation of stress in aluminium-based metallization as a function of thermal history*. IEEE Trans. on Electron Devices ; 34(3), p. 689-699, march 1987.
- [Ghi. 84f]** G. Ghione, C. Naldi ; *Analytical formulas for coplanar lines in hybrid and monolithic MICs*. Electronics Letters ; vol.20, p. 179-181, february 1984.
- [God. 93i]** E. M. Godshalk ; *Generation and observation of surface waves on dielectric slabs and coplanar structures*. MTT-S ; p. 923-926, 1993.
- [Gro. 67f]** A.S. Grove ; *Physics and Technology of Semiconducteur devices*. Wiley ; 1967.
- [Gup. 79h]** K.C. Gupta, R. Garg, I.J. Bahl ; *Microstrip lines and Slotlines*. Artech House, 1979.
- [Ham. 75p]** E.D. Hammerstad ; *Equations for microstrip circuit design*. European Microwave Conference ; p. 268-272, 1975.
- [Han. 87c]** *Handbook of chemistry and physics*. CRC Press ; 1987.
- [Hei. 90o]** W. Heinrich ; *Full-wave analysis of conductor losses on MMIC transmission lines*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 38, n°. 10, p. 1468-1472, october 1990.
- [Hen. 94s]** R. Henda ; *Dépôts de nitrure de silicium par procédés chimiques en phase vapeur à basse pression et à faible bilan thermique*. Doctorat de Institut National Polytechnique de Toulouse ; septembre 1994.
- [Her. 98j]** K.J. Herrick, T.A. Schwarz, L.P.B. Katehi ; *Si-micromachined coplanar waveguides for use in high-frequency circuits*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 46, n°. 6, p. 762-768, june, 1998.
- [Jac. 86d]** R.W. Jackson ; *Considerations in the use of coplanar waveguide for millimeter-wave integrated circuit*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. MTT-34, n° 12, p. 1450-1456, december 1986.
- [Jac. 86s]** R.W. Jackson ; *Coplanar waveguide vs. microstrip for millimeter wave integrated circuit*. IEEE MTT-S Digest ; p. 699-702, 1986.
- [Kat. 92n]** L.P.B. Katehi ; *Novel transmission lines for the submillimeter-wave region*. Proceedings of the IEEE ; vol. 80, n°. 11, p. 1771-1787, november 1992.
- [Kat. 92p]** L.P.B. Katehi, N.I. Dib, R.F. Drayton ; *Theoretical and experimental characterization of microshield circuits*. URSI International Symposium on Signals, Systems and Electronics ; Paris, France, september 1992.
- [Kat. 93o]** L.P.B. Katehi, G.M. Rebeiz, T.M. Weller, R.F. Drayton, H.J. Cheng, J.F. Whitaker ; *Micromachined circuits for millimeter and sub-millimeter wave applications*. IEEE Antennas and Propagation Magazine ; vol. 35, n°. 5, p. 9-17, october 1993.
- [Kul. 93c]** R. Kulke, T. Sporkmann ; *Coplanar waveguide element for a european CAO environment*. European Microwave Conference ; 1993.
- [Lew. 84j]** L. Lewin ; *A method of avoiding the edge current divergence in perturbation loss calculations*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. MTT-32, n°. 7, p. 717-719, july 1984.

- [Mai. 95j]** D. Maier-Schneider, A. Ersoy, J. Maibach, D. Schneider, E. Obermeier ; Influence of annealing on elastic properties of LPCVD silicon nitride and LPCVD polysilicon. *Sensors and Materials* ; vol. 7, n° 2, p. 121-129, 1995.
- [Mcg. 88b]** *Semiconductor materials and process technology handbook for very large scale integration and ultra large scale integration*. Noyes Publications, ed. G.E. McGuire ; 1988.
- [Mil. 97m]** V. Milanovic, M. Gaitan, E.D. Bowen, M.E. Zaghoul ; *Micromachined Microwave Transmission Lines in CMOS Technology*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 45, n° 5, p. 630-635, may 1997.
- [Mur. 88d]** M. Muraguchi, T. Hirota, A. Minakawa, K. Ohwada, T. Sugeta ; *Uniplanar MMIC's and their applications*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 36, n° 12, p. 1896-1901, december 1988.
- [Nos. 88t]** A.G. Noskov, E.B. Gorokhov, G.A. Sokolova, E.M. Trukhanov, S.I. Stenin ; *Correlation between stress and structure in chemically vapour deposited silicon nitride films*. *Thin Film Solid Films* ; 162, p. 129-143, 1988.
- [Oll. 95n]** E. Ollier ; *Etude et réalisation d'un micro-commutateur opto-mécanique pour circuits optiques intégrés sur substrat de silicium*. Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble ; novembre 1995.
- [Oma. 93s]** A.A. Omar, Y.L. Chow ; *Coplanar waveguide with top and bottom shields in place of air-bridges*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 41, n° 9, p. 1559-1563, september 1993.
- [Pan. 85d]** P. Pan, W. Berry ; *The composition and physical properties of LPCVD silicon nitride deposited with different NH₃/SiH₂Cl₂ gas ratios*. *J. Electrochem. Soc. : Solid-State Science and Technology* ; vol. 132, n° 12, p. 3001-3005, december 1985.
- [Per. 91m]** J.Ph. Perez, R. Carles, R. Flecknger ; *Electromagnétisme : vide et milieux matériels*. Masson ; 1991.
- [Pha. 97t]** H. Pham Huu ; *La gravure plasma*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997.
- [Pri. 95j]** D. Prieto, T. Parra, J. Graffeuil ; *Circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC) en technologie uniplanaire*. 2^{ème} rapport d'avancement, contrat CNES-CNRS, contrats AES-CNRS ; rapport LAAS n° 95331, juillet 1995.
- [Rey. 95s]** A.C. Reyes, S.M. El-Ghazaly, S.J. Dorn, M. Dydyk, D.K. Schroder, H. Patterson ; *Coplanar waveguides and microwave inductors on silicon substrates*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 43, n° 9, p. 2016-2022, september 1995.
- [Ria. 87n]** M. Riazat, I.J. Feng, R. Majidi-Ahy, B.A. Auld ; *Single mode operation of coplanar waveguides*. *Electronic letters* ; vol. 23, n° 24, november 1987.
- [Ria. 90m]** M. Riazat, R. Majidi-Ahy, I.J. Feng ; *Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 38, n° 3, p. 245-251, march 1990.
- [Ria. 93d]** M. Riazat, et al ; *Monolithic millimeter wave CPW circuits*. IEEE MTT-S International Symposium Digest ; 1993.
- [Rob. 96a]** S.V. Robertson, L.P.B. Katehi, G.M. Rebeiz ; *Micromachined W-band filters*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 44, n°4, p. 598-606, april 1996.
- [Rog. 92m]** A. Rogner, J. Eichert, D. Munchmeyer, R.P. Peters, J. Mohr ; *The LIGA technique. what are the new opportunities*. *J. Micromech. Microeng.* ; 2, 1992.
- [Rou. 97n]** B. Rousset ; *Les dépôts CVD*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997.
- [Rou. 97t]** B. Rousset ; *L'oxydation thermique du silicium*. Cours de technologie ; TEAM-LAAS, 1997.
- [Sal. 96e]** P. Salzenstein, O. Dupuis, M. Hélal, E. Lheurette, O. Vanbésien, P. Mounaix, D. Lippens ; *Coplanar waveguides on dielectric membranes micromachined on a GaAs substrate*. *Electronics Letters* ; 32 (9), p. 821-822, april 1996.

- [Sal. 96n]** P. Salzenstein ; *Technologie des composants à hétérostructures pour les têtes de réception par satellite aux longueurs d'ondes millimétriques*. Doctorat de l'Université des Sciences et Technologiques de Lille ; novembre, 1996.
- [Sto. 09r]** G.G. Stoney ; *The tension of metallic films deposited by electrolysis*. The Royal Society of London [A] ; 82, p. 172-175, 1909.
- [Sze. 81w]** S.M. Sze ; *Physics of semiconductor devices*. 2nd edition. Wiley-interscience edition ; 1981.
- [Ten. 90u]** Tencor P-1 ; *Long Scan Profiler, User manual* . 1990.
- [Tey. 92m]** J.L. Teyssier, H. Brunet ; *Introduction à la physique des matériaux conducteurs et semi-conducteurs*. Dunod Université ; 1992.
- [Tow. 87j]** P.H. Townsend, D.M. Barnett, T.A. Brunner ; *Elastic relationships in layered composite media with approximation for the case of thin films on a stick substrate*. J. Applied Physics ; 62(11), p. 4438-4444, december 1987.
- [Wal. 93d]** J.L.B. Walker ; *A survey of european activity on coplanar waveguide*. IEEE MTT-S International Symposium Digest ; p. 693-696, 1993.
- [Wel. 95t]** T.M. Weller, L.P.B. Katehi, G.M. Rebeiz ; *High performance microshield line components*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. 43, n°. 3, p. 534-543, march 1995.
- [Wen. 69d]** C.P. Wen ; *Coplanar waveguide : a surface strip transmission line suitable for nonreciprocal gyromagnetic device applications*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques ; vol. MTT-17, n°. 12, p. 1087-1090, december 1969.
- [Whe. 77m]** H.A. Wheller ; *Transmission lines properties of a strip on a dielectric sheet on a plane*. IEEE Transactions, vol. MTT-25 ; p. 631-647, 1977.
- [Wol. 93c]** I. Wolf ; *Design rules and realisation of coplanar circuits for communication applications*. European Microwave Conference ; 1993.

Liste des publications

Rapport de contrat

Etude et réalisation de structures micro-usinées sur silicium. Marché n°. 962/CNES/95/1833/00.

Revue scientifique

Sensors and Actuators - A ; vol. 68/1-3, 1998.

A dedicated micromachined technology for high aspect ratio millimeter-wave circuits.

E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, P. Temple, V. Conedera, M. Dilhan, X. Chauffleur, Ph. Ménini, R. Plana, T. Parra, B. Guillon, J.C. Lalaurie ; p. 435-441. [**Ese. 98s**]

Journal of Vacuum Science and Technology A, Vol.16, n°4, Jul/Aug 1998.

Residual stress in LPCVD SiNx films deposited from silane and ammonia.

P. Temple-Boyer, C. Rossi, E. Saint-Etienne, E. Scheid ; p. 2003-2007. [**Tem. 98n**]

Manifestations internationales

21st International Conference on Micro-Electronics (MIEL'97) ; Nis, Serbie, 15-17 septembre 1997.

Micromachined Millimeter-Wave Technology.

E. Saint-Etienne, B. Guillon, P. Pons, G. Blasquez, T. Parra, P. Blondy, R. Plana, J. Graffeuil ; p. 519-522. [**Ese. 97m**]

11th European Conference on Solid-State Transducers (EUROSENSORS XI), Vol.3, Varsovie (Pologne), 21-24 septembre 1997.

An efficient technological process for millimetric wave circuits on silicon.

E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, P. Temple, V. Conédéra, M. Dilhan, X. Chauffleur, R. Plana ; p. 1185-1188. [**Ese. 97p**]

2nd ESA Workshop on Millimetre Wave Technology and Applications: Antennas, Circuits and Systems, Espoo (Finlande), 27-29 mai 1998.

Design and Technological trends for Si Micromachined millimeter wave circuits.

B. Guillon, K. Grenier, E. Saint-Etienne, P. Pons, T. Parra, J.C. Lalaurie, J. Graffeuil, R. Plana ; p. 74-79. [**Gui. 98f**]

28th European Microwave Conference, Amsterdam (Pays-Bas), 5-9 octobre 1998.

High performances micro-machined millimeter-wave structures.

B. Guillon, E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, T. Parra, J.C. Lalaurie, D. Cros, J. Graffeuil, R. Plana ; p. 690-694.

Manifestations nationales

Dixièmes Journées Nationales Micro-ondes ; Saint-Malo, 21-23 mai 1997.

Vers une nouvelle filière technologique de réalisation industrielle de circuits passifs pour ondes millimétriques sur silicium.

E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, P. Temple, V. Conédéra, M. Dilhan, X. Chauffleur, R. Plana ; p. 212-213. [**Ese. 97a**]

Microstructures Micro-usinées Millimétriques : 3M.

E. Saint-Etienne, B. Guillon, P. Pons, G. Blasquez, T. Parra, R. Plana, J. Graffeuil ; p. 202-203. [**Ese. 97b**]

Etude de structures coplanaires micro-usinées sur silicium.

B. Guillon, P. Blondy, R. Plana, T. Parra, J. Graffeuil, G. Blasquez, P. Pons, E. Saint-Etienne ; p. 208-209. [**Gui. 97a**]

Onzièmes Journées Nationales Micro-ondes ; Arcachon, 5-7 mai 1999.

Filière technologique de fabrication de circuits coplanaires micro-blindés sur membrane diélectrique d'oxyde et de nitrure de silicium.

E. Saint-Etienne, G. Blasquez, P. Pons, R. Plana, C. Douziech, P. Favaro, N. Fabre, J. Graffeuil, T. Parra.

Forum National ADEMIS, Paris (France), 20-21 novembre 1997.

Microstructure micro-ondes sur membrane diélectrique.

E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, P. Temple, V. Conédéra, M. Dilhan, X. Chauffleur, R. Plana, J. Sombrin, J.C. Lalaurie. [**Ese. 97q**]

Le micro-usinage pour le développement des micro-systèmes micro-ondes.

B. Guillon, E. Saint-Etienne, K. Grenier, P. Blondy, P. Pons, G. Blasquez, T. Parra, J. Graffeuil, J.C. Lalaurie, R. Plana. [**Gui. 97q**]

4ème Journée Nationale Réseau Doctoral en Microtechnologies ; Besançon, mars 1997.

Structures micro-ondes sur membrane diélectrique.

E. Saint-Etienne, P. Pons, G. Blasquez, R. Plana, J. Graffeuil, T. Parra, B. Guillon, D. Dubuc ; 4^{ème} Journée Nationale Réseau Doctoral en Microtechnologies ; p. 77. [**Ese. 97r**]

Conception et caractérisation de structures micro-ondes micro-usinées.

B. Guillon, R. Plana, P. Blondy, P. Parra, E. Saint-Etienne, J. Graffeuil ; p. 78.

1er séminaire de l'Ecole Doctorale d'Electronique de Toulouse ; septembre 1997.

Etude et réalisation de structures micro-ondes passives micro-usinées sur du silicium.

E. Saint-Etienne, G. Blasquez, J. Graffeuil. [**Ese. 97t**]