



**HAL**  
open science

# Lignes de propagation intégrées à fort facteur de qualité en technologie CMOS. Application à la synthèse de circuits passifs millimétriques

Anne-Laure Franc

## ► To cite this version:

Anne-Laure Franc. Lignes de propagation intégrées à fort facteur de qualité en technologie CMOS. Application à la synthèse de circuits passifs millimétriques. Autre. Université de Grenoble, 2011. Français. NNT : 2011GRENT039 . tel-00625474

**HAL Id: tel-00625474**

**<https://theses.hal.science/tel-00625474>**

Submitted on 21 Sep 2011

**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

Pour obtenir le grade de

## DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radio fréquence**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« **Anne-Laure FRANC** »

Thèse dirigée par « **Philippe FERRARI** » et  
codirigée par « **Emmanuel PISTONO** »

préparée au sein du **Laboratoire IMEP-LAHC**  
dans l'**École Doctorale Électronique, Électrotechnique,**  
**automatique et traitement du signal**

# Lignes de propagation intégrées à fort facteur de qualité en technologie CMOS - Application à la synthèse de circuits passifs millimétriques

Thèse soutenue publiquement le « **6 juillet 2011** »,  
devant le jury composé de :

**M. Daniel PASQUET**

Professeur des universités, Cergy-Pontoise, Président

**M. Gilles DAMBRINE**

Professeur des universités, Lille, Rapporteur

**M. Ke WU**

Professeur, Montréal (Canada), Rapporteur

**M Pierre VINCENT**

Ingénieur CEA-Léti, Grenoble, Membre

**M. Daniel GLORIA**

Ingénieur STMicroelectronics, Crolles, Membre

**M. Philippe FERRARI**

Professeur des universités, Grenoble, Directeur de thèse

**M. Emmanuel PISTONO**

Maître de conférences, Grenoble, Co-directeur de thèse





# RÉSUMÉ / ABSTRACT

## ▪ Résumé

L'objectif de ces travaux est le développement en technologie intégrée standard d'une topologie de ligne de propagation optimisée en termes de pertes, d'encombrement et de facteur de qualité aux fréquences millimétriques. Cette topologie nommée S-CPW (Shielded CoPlanar Waveguide) utilise le phénomène d'ondes lentes afin de miniaturiser longitudinalement la ligne d'un facteur compris entre 1,3 et 3,2 par rapport à des topologies classiques. Disposant également de faibles pertes, les lignes développées présentent un facteur de qualité élevé parfois supérieur à 40, à 60 GHz. A partir de l'étude du champ électromagnétique dans la structure, un modèle électrique a été développé. C'est le premier modèle dans la littérature prenant en compte les pertes dans ce type de guide d'onde. Plusieurs dispositifs passifs intégrés réalisés avec des lignes S-CPW dans différentes technologies CMOS ont été caractérisés jusqu'à 110GHz. La compacité et les faibles pertes d'insertion obtenues pour la mesure de filtres à stubs et de diviseurs de puissance permettent de réussir l'intégration de circuits passifs compacts en technologie microélectronique CMOS standard aux fréquences millimétriques.

---

## ▪ Title

Development of high-performance slow-wave transmission lines at millimeter-wave frequencies - Application to circuits design.

## ▪ Abstract

This work focuses on high-performance S-CPW (Shielded CoPlanar Waveguide) transmission lines in classical CMOS integrated technologies for the millimeter-wave frequency band. Thanks to an important slow-wave phenomenon, the physical length of S-CPW decreases by a factor from 1.3 to 3.2 compared with classical transmission lines. Presenting also low attenuation loss, the developed transmission lines show very high quality factor (higher than 40 at 60 GHz). The precise study of the electromagnetism field leads to an electrical model for S-CPWs. This is the first model that takes the losses in this topology into account. Then, some basic passive circuits designed with S-CPWs and characterized up to 110 GHz are presented in various CMOS technologies. The low insertion losses and relative low surfaces of a power divider and a passband filter show the great interest of S-CPW to integrate compact passive circuits in classical CMOS technologies at millimeter-wave frequencies.



# REMERCIEMENTS

*Je souhaite tout d'abord remercier chacun des membres de mon jury de thèse d'avoir accepté de consacrer du temps à l'examen de mes travaux de recherche.*

*Je tiens à adresser toute ma reconnaissance à mes encadrants de thèse, Philippe Ferrari et Emmanuel Pistono, pour leur aide très précieuse durant ces trois années. Leur expérience et leur disponibilité ont assuré le succès de ce travail.*

*Je remercie vivement Daniel Gloria de STMicroelectronics qui m'a fait confiance en me permettant un large accès à une technologie spécifique RF.*

*Un grand merci à Nicolas Corrao qui a effectué les mesures sous pointes présentes dans mon mémoire, ainsi qu'à Gérard Meunier du laboratoire G2ELab pour son aide sur l'établissement d'un modèle électrique, sans oublier Alexandre Chagoya du CIME Nanotech pour les petits tracas informatiques qu'il a toujours su rapidement résoudre.*

*Merci également à tous les membres de l'équipe S-CPW pour les échanges toujours très enrichissants que nous avons pu avoir. Je pense tout particulièrement à Asma Laraba pour sa contribution à l'Annexe 1, Gustavo Rehder, Trang Vo Thu et Benjamin Blampey pour leurs idées sur le Chapitre 5 mais aussi à Darine Kaddour, Xiaolan Tang, Jean-Michel Fournier, Florence Podevin, François Burdin, Marwa Abdel-Aziz, Hamza Issa, Anne Vilcot, Estelle Lauga-Larozze, Jean-Daniel Arnould, Jean-Marc Duchamp, ...*

*Mes pensées vont aussi aux différents membres du bureau A233 (Guillaume, Rémy, Arnaud, Amélie, Hamza, Claire) pour leur bonne humeur quotidienne.*

*Je ne saurais oublier l'ensemble des membres du laboratoire que j'ai eu la chance de côtoyer ces trois années ainsi que les personnels techniques et administratifs pour leur aide toujours rapide et efficace.*

*Et pour finir, je remercie de tout mon cœur ma famille de m'avoir toujours encouragée et soutenue et Florian de si bien m'accompagner chaque jour.*



# TABLE DES MATIÈRES

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>13</b>
------------------------------------	-----------

<b>CHAPITRE 1 : MINIATURISATION DES LIGNES DE PROPAGATION ET FACTEUR DE QUALITÉ .....</b>	<b>15</b>
---	-----------

1.1 PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES D'UNE LIGNE DE PROPAGATION .....	16
1.1.1 Paramètres primaires .....	16
1.1.2 Paramètres secondaires .....	16
1.1.2.1 Cas général .....	16
1.1.2.2 Cas faibles pertes .....	17
1.1.3 Facteur de qualité .....	17
1.2 ÉTAT DE L'ART DE LA MINIATURISATION DE LIGNES DE PROPAGATION INTÉGRÉES .....	18
1.2.1 Lignes de propagation classiques .....	18
1.2.2 Méthodes classiques de miniaturisation par ondes lentes .....	20
1.2.2.1 Facteur d'ondes lentes .....	21
1.2.2.2 État de l'art de la miniaturisation en microélectronique .....	22
1.3 LIGNES À ONDES LENTES DISTRIBUÉES .....	24
1.3.1 Principe des lignes à ondes lentes distribuées .....	24
1.3.2 Historique et état de l'art .....	25
1.3.2.1 Mise en évidence d'un mode de propagation à ondes lentes .....	25
1.3.2.2 Implémentation sur substrat GaAs .....	26
1.3.2.3 Implémentation sur substrat de silicium .....	27
1.4 CONCLUSION .....	32

<b>CHAPITRE 2 : RÈGLES DE CONCEPTION DE LIGNES INTÉGRÉES À ONDES LENTES .....</b>	<b>35</b>
---	-----------

2.1 MÉTHODE DE SIMULATION .....	35
2.1.1 Outil de simulation électromagnétique .....	35
2.1.2 De-embedding .....	36
2.1.3 Extraction des paramètres .....	37
2.2 INFLUENCE DES DIFFÉRENTES DIMENSIONS PHYSIQUES .....	37
2.2.1 Géométrie de la ligne coplanaire .....	38
2.2.1.1 Ruban central et espacement entre le signal et les plans de masse .....	38
2.2.1.2 Réduction de la largeur des plans de masse .....	39
2.2.2 Épaisseur de diélectrique .....	41

2.2.3	<i>Dimensions du plan des barreaux flottants</i> .....	41
2.2.4	<i>Épaisseur des métaux</i> .....	44
2.2.5	<i>Recouvrement des barreaux sous le plan de masse</i> .....	45
2.3	MODÉLISATION ÉLECTRIQUE .....	46
2.3.1	<i>État de l'art de la modélisation de lignes S-CPW</i> .....	47
2.3.2	<i>Choix d'un modèle équivalent physique</i> .....	48
2.3.2.1	Détail du modèle .....	48
2.3.2.2	Paramètres secondaires du modèle RLRC .....	49
2.3.3	<i>Éléments réactifs</i> .....	50
2.3.4	<i>Éléments dissipatifs</i> .....	52
2.3.4.1	Conditions d'utilisation de Flux 3D™ .....	52
2.3.4.2	Étude électrique .....	52
2.3.4.3	Étude magnétique .....	53
2.3.4.4	Validation du modèle équivalent .....	55
2.3.4.5	Proportion des pertes .....	56
2.3.4.6	Résultat du modèle .....	57
2.4	SYNTHÈSE DES RÈGLES DE CONCEPTION .....	58

## **CHAPITRE 3 : SYNTHÈSE DE LIGNES S-CPW ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX..... 61**

3.1	REPRODUCTIBILITÉ .....	61
3.2	TECHNOLOGIE AMS 0,35 $\mu\text{M}$ .....	64
3.2.1	<i>Description de la technologie</i> .....	64
3.2.2	<i>Résultats</i> .....	65
3.2.2.1	Impédance caractéristique .....	65
3.2.2.2	Permittivité relative effective .....	66
3.2.2.3	Atténuation linéique et facteur de qualité .....	67
3.3	TECHNOLOGIE ST B9MW .....	68
3.3.1	<i>Description de la technologie B9MW</i> .....	68
3.3.2	<i>Résultats en B9MW</i> .....	69
3.3.2.1	Impédance caractéristique en technologie B9MW .....	69
3.3.2.2	Permittivité relative effective en technologie B9MW .....	71
3.3.2.3	Atténuation linéique en technologie B9MW .....	71
3.3.2.4	Facteur de qualité en technologie B9MW .....	73
3.4	COMPACTITÉ LATÉRALE .....	73
3.4.1	<i>Déphasage surfacique</i> .....	73
3.4.2	<i>Réduction de la largeur des plans de masse</i> .....	76
3.4.2.1	Influence de la largeur des plans de masse sur les paramètres électriques .....	76
3.4.2.2	Couplage entre deux lignes adjacentes .....	77

3.5	ORIGINE DES PERTES.....	78
3.5.1	<i>Dans les barreaux flottants</i> .....	78
3.5.1.1	Épaisseur des couches métalliques.....	78
3.5.1.2	Densité de barreaux.....	79
3.5.2	« Dummies ».....	79
3.6	COMPARAISON AVEC DES LIGNES CLASSIQUES.....	81
3.6.1	<i>Performances électriques</i> .....	81
3.6.1.1	S-CPW par rapport à CPW.....	81
3.6.1.2	S-CPW par rapport à microruban.....	82
3.6.2	<i>Compacité</i> .....	84
3.7	CONCLUSION DU CHAPITRE 3.....	86
<b>CHAPITRE 4 : CIRCUITS À BASE DE LIGNES S-CPW.....</b>		<b>89</b>
4.1	JONCTIONS.....	89
4.1.1	<i>Jonction S-CPW</i> .....	90
4.1.2	<i>Jonction microruban</i> .....	92
4.1.2.1	Jonction droite.....	92
4.1.2.2	Jonction en té.....	92
4.2	FILTRES DBR.....	94
4.2.1	<i>Principe</i> .....	94
4.2.2	<i>Résonateurs DBR intégrés</i> .....	96
4.2.3	<i>Filtre DBR du deuxième ordre</i> .....	97
4.2.4	<i>Comparaison avec des topologies classiques</i> .....	98
4.2.5	<i>Conclusion sur le filtrage</i> .....	99
4.3	DIVISEURS DE PUISSANCE.....	99
4.3.1	<i>Principe</i> .....	99
4.3.2	<i>Réalisation</i> .....	100
4.3.3	<i>Comparaison avec des méthodes alternatives</i> .....	103
4.4	INVERSEUR DE PHASE.....	103
4.5	CONCLUSION DU CHAPITRE 4.....	105
<b>CHAPITRE 5 : DISCUSSION ET PERSPECTIVES.....</b>		<b>107</b>
5.1	LIGNES S-CPW EN TECHNOLOGIE AVANCÉE 28 NM.....	107
5.1.1	<i>Description de la technologie 28 nm de STMicroelectronics</i> .....	107
5.1.2	<i>Aperçu des possibilités en technologie 28 nm</i> .....	108

5.1.3	Conclusion.....	109
5.2	CARACTÉRISATION DE COUCHES MINCES DE MATÉRIAUX DIÉLECTRIQUES.....	110
5.2.1	Difficulté de caractérisation de diélectriques en couches minces.....	110
5.2.2	Caractérisation de couches minces à l'aide de lignes à ondes lentes.....	110
5.2.2.1	Sensibilité par rapport à la permittivité relative.....	111
5.2.2.2	Sensibilité par rapport à la tangente de pertes.....	113
5.2.3	Conclusion.....	113
5.3	DÉPHASEURS ACCORDABLES MILLIMÉTRIQUES.....	114
5.3.1	État de l'art.....	114
5.3.2	Principe du déphaseur passif chargé par des varactors.....	115
5.3.3	Déphaseurs basés sur les lignes à ondes lentes.....	117
5.3.3.1	Déphaseur distribué S-CPW ferroélectrique.....	117
5.3.3.2	Déphaseur distribué S-CPW à MEMS.....	121
5.4	CONCLUSION.....	124

## **CONCLUSION GÉNÉRALE ..... 127**

## **ANNEXE 1 : LIGNES DE PROPAGATION À ONDES LENTES EN TECHNOLOGIE PCB CIRCUIT IMPRIMÉ DOUBLE COUCHE..... 129**

A1.1	ÉTAT DE L'ART DE LA MINIATURISATION EN CIRCUIT IMPRIMÉ.....	129
A1.1.1	Utilisation de matériaux « high k ».....	129
A1.1.2	Circuits hybrides : approche semi-localisée.....	130
A1.1.2.1	Éléments localisés.....	130
A1.1.2.2	Défauts de plan de masse.....	131
A1.1.2.3	Éléments distribués.....	131
A1.2	LIGNES À ONDES LENTES EN CIRCUIT IMPRIMÉ.....	132
A1.2.1	Topologie.....	132
A1.2.2	Réalisation et Mesures.....	132
A1.2.2.1	Réalisation.....	132
A1.2.2.2	Mesures fréquentielles.....	133
A1.2.2.3	Mesures temporelles.....	136
A1.2.3	Conclusion.....	137

## **ANNEXE 2 : CHAMP MAGNÉTIQUE ET INDUCTANCE ..... 139**

A2.1	CHAMP MAGNÉTIQUE CRÉÉ PAR UN FIL.....	139
A2.1.1	Magnétostatique.....	139

A2.1.1.1	Calcul à l'extérieur du conducteur .....	139
A2.1.1.2	Calcul à l'intérieur du conducteur.....	139
A2.1.2	<i>Magnétodynamique</i> .....	140
A2.2	INDUCTANCE LINÉIQUE.....	141
A2.2.1	<i>Inductance interne</i> .....	141
A2.2.2	<i>Inductance externe</i> .....	142
A2.2.3	<i>Inductance totale</i> .....	142
A2.3	CONCLUSION.....	142
<b>ANNEXE 3 :</b>	<b>PRÉSENTATION DU LOGICIEL FLUX 3D™</b> .....	<b>143</b>
A3.1	ANALYSE MAGNÉTIQUE .....	144
A3.2	ANALYSE ÉLECTRIQUE .....	144
<b>LISTE DES TRAVAUX</b>	.....	<b>145</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	.....	<b>147</b>



---

## Introduction générale

A l'apparition de la microélectronique à la fin des années 60, début 70, seuls les composants actifs étaient implantés sur puce. Les éléments passifs étaient alors déportés sur circuit imprimé. C'est seulement depuis la fin des années 90 que certains passifs localisés ont pu être intégrés dans l'empilement microélectronique, d'une part du fait de l'amélioration des performances du Back-End-Of-Line (BEOL), avec des métaux épais en cuivre, d'autre part du fait de l'augmentation des fréquences des circuits vers les GHz, permettant la réduction des dimensions de ces passifs. Aujourd'hui, les inductances et capacités sont largement utilisées au sein du BEOL. Les capacités de type MIM par exemple sont réalisées à l'aide de couches métalliques spécifiques inter-niveaux, les inductances étant réalisées en spirale au niveau du métal supérieur épais afin de minimiser les pertes. Concernant le facteur de qualité de ces passifs, celui des capacités est relativement élevé, supérieur à 100 à quelques GHz, par contre celui des inductances demeure limité à 15-20 pour les mêmes fréquences, ce qui engendre des pertes non négligeables dans les circuits. Excepté dans le cadre des interconnexions, correspondant au rôle historique majeur du BEOL, les lignes de propagation ne sont guère utilisées en radiofréquences au-delà de quelques GHz du fait de leur encombrement rédhibitoire. Ces lignes de propagation deviennent très pertinentes pour se substituer aux inductances aux fréquences millimétriques, ces dernières présentant des pertes importantes et donc des facteurs de qualité très insuffisants à plusieurs dizaines de GHz pour permettre de réaliser des fonctions hyperfréquences de bonne qualité.

Actuellement, de nouvelles applications apparaissent nécessitant la transmission d'un nombre important de données et les bandes passantes aux radiofréquences utilisées jusqu'alors tendent à saturer. Un fonctionnement dans la bande millimétrique permet de répondre à ce problème tout en assurant une forte miniaturisation des antennes. Ainsi, de nouvelles fréquences de fonctionnement comme les bandes V (50 GHz à 75 GHz) et W (75 GHz à 110 GHz) sont considérées puisqu'elles permettent de nombreuses applications comme l'imagerie micro-onde, les radars automobiles ou la communication sans fil à haut débit.

Aujourd'hui, avec l'augmentation des fréquences de fonctionnement et les fortes pertes dans les composants passifs, l'élaboration de circuits passifs à forts facteurs de qualité est donc un enjeu crucial pour la conception de systèmes complets, intégrés en technologie CMOS.

L'objectif de ce manuscrit est de développer une topologie de ligne de propagation optimisée en terme de pertes, de dimensions et de facteur de qualité. Différentes approches coûteuses ont été étudiées pour réduire les pertes dans les lignes de propagation. La topologie de lignes à ondes lentes S-CPW, initiée en 2003 par John Long, est développée dans ce travail. Elle permet de réussir l'intégration de dispositifs passifs en technologie microélectronique standard et faible coût.

Dans le premier chapitre, l'état de l'art des lignes de propagation intégrées est détaillé, permettant de situer ce travail.

Le second chapitre consiste en la description précise du fonctionnement de cette topologie et l'élaboration d'un modèle électrique permettant d'aboutir à l'optimisation de la structure proposée. Le modèle a été élaboré grâce à une analyse de plusieurs structures de lignes à l'aide d'un simulateur électromagnétique (EM) 3D, ayant permis de confirmer quantitativement des hypothèses émises quant au fonctionnement physique de ces lignes de propagation particulières. C'est donc un modèle que l'on peut qualifier de physique dans le sens que chacun de ses éléments constitutifs traduit un phénomène physique particulier.

Le chapitre 3 présente des résultats de mesure de ce type de ligne de propagation dans différentes technologies. Une technologie CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  assez ancienne du fondeur AMS est présentée, puis une technologie de STMicroelectronics spécifiquement optimisée pour les applications micro-ondes est utilisée (BiCMOS9 MW). Les résultats de mesure sont en bon accord avec les résultats de simulation. Ainsi, d'une part l'outil de conception (simulateur EM 3D) est validé, d'autre part l'intérêt des lignes à ondes lentes est confirmé pour concevoir des lignes de propagation, (i) à fort facteur de qualité, (ii) à fort degré de miniaturisation.

Dans le chapitre 4, afin de démontrer l'apport des lignes à ondes lentes aux fréquences millimétriques, plusieurs dispositifs passifs sont réalisés. Tout d'abord, des jonctions simples en té sont caractérisées afin d'ouvrir la voie aux applications de filtrage. Un filtre à stubs à 60 GHz du second ordre est alors mesuré jusqu'à 110 GHz. Puis, deux diviseurs de puissance fonctionnant à 60 et 77 GHz sont conçus et caractérisés. Un inverseur de phase large bande est également mesuré jusqu'à 110 GHz.

Finalement, le dernier chapitre présente des perspectives très encourageantes pour l'utilisation de cette topologie de ligne de propagation dans des technologies plus récentes ou pour des applications plus originales. Les performances des lignes S-CPW en technologie CMOS 28 nm sont étudiées. Puis, différentes applications de lignes à ondes lentes sont envisagées. Cette topologie permet notamment la caractérisation fine de diélectriques déposés en couches minces pour des fréquences de la RF au millimétrique. Par ailleurs, l'utilisation de matériau ferroélectrique de type BST est investiguée afin de réaliser des dispositifs accordables en fréquence. Finalement la topologie est modifiée avec pour objectif la réalisation d'un déphaseur distribué MEMS.

---

## Chapitre 1 : Miniaturisation des lignes de propagation et facteur de qualité

Les contraintes imposées aux systèmes micro-ondes présents dans les applications de télécommunication ne cessent d'augmenter. Contrairement aux éléments actifs vérifiant la loi de Moore, l'encombrement des composants passifs diminue lentement. Ainsi, la surface utilisée pour l'implantation de composants passifs constitue une part grandissante de la surface totale d'une puce. A titre d'exemple, dans un téléphone mobile, ces composants représentent actuellement près de 80 % de la surface de l'émetteur-récepteur radiofréquence (RF). L'intégration de fonctions passives comme les filtres, diviseurs de puissance, déphaseurs, baluns ou adaptateurs d'impédance est donc particulièrement pertinente pour assurer une forte miniaturisation globale des systèmes.

Dans le domaine des fréquences RF, de quelques centaines de MHz à quelques GHz, toute fonction basée sur les lignes de propagation nécessite une surface importante. Par ailleurs, les pertes d'insertion de ces dispositifs sont souvent élevées lorsque qu'une technologie intégrée de type CMOS est considérée, car les lignes de propagation disponibles présentent de faibles facteurs de qualité. Aujourd'hui, seules les technologies à ondes acoustiques surfaciques « SAW » (Surface Acoustic Wave) et plus récemment volumiques « BAW » (Bulk Acoustic Wave) permettent d'envisager l'intégration de filtres RF. Cependant, ces technologies coûteuses sont également complexes car elles imposent le report de la fonction filtrage sur la puce de silicium par wire-bondings ou flip-chip. Elles sont également limitées en fréquence, la précision sur l'épaisseur de la couche de matériau piézoélectrique ne permettant pas, aujourd'hui, d'envisager leur utilisation à des fréquences supérieures à 10 GHz environ. Toujours en considérant les technologies intégrées, les autres circuits RF de type déphaseurs, diviseurs de puissance, baluns, ou encore adaptateurs d'impédance sont réalisés à l'aide d'éléments localisés, inductances et condensateurs, du fait des dimensions rédhibitoires et du faible facteur de qualité des lignes de propagation. Ainsi de nombreux travaux sont poursuivis afin d'améliorer le facteur de qualité de ces composants localisés.

Dans le domaine des fréquences millimétriques<sup>1</sup>, de quelques dizaines de GHz à plus de 100 GHz, la dimension des circuits passifs réalisés à partir de lignes de propagation devient compatible avec les coûts d'intégration. En outre la réalisation d'inductances devient de plus en plus compliquée du fait des couplages parasites et des facteurs de qualité faibles (<15) engendrant de fortes pertes. Par ailleurs, les dimensions de ces inductances étant non négligeables par rapport à celles de lignes de propagation intégrées, la synthèse de circuits

---

<sup>1</sup> Dans le vocabulaire usuel, les fréquences millimétriques sont les fréquences associées à des longueurs d'ondes millimétriques.

passifs à éléments distribués devient donc pertinente aux fréquences millimétriques. Le principal verrou est alors lié au faible facteur de qualité des lignes de propagation intégrées. Il est également important de développer de nouvelles topologies de lignes permettant de miniaturiser les circuits, même aux fréquences millimétriques.

Dans ce chapitre, certaines grandeurs essentielles sont tout d'abord définies afin de disposer d'outils nécessaires à la caractérisation et la comparaison de différentes lignes de propagation en technologie intégrée. Puis, différentes topologies de lignes de propagation classiquement utilisées ainsi que leurs divers avantages et inconvénients sont brièvement rappelés. Finalement, les méthodes les plus classiques présentes dans la littérature et permettant une forte miniaturisation, par différentes mises en œuvre du phénomène d'ondes lentes, sont détaillées et comparées.

## 1.1 Paramètres caractéristiques d'une ligne de propagation

### 1.1.1 Paramètres primaires

Une ligne de propagation peut être caractérisée par différents paramètres. Les paramètres primaires constituant le modèle des télégraphistes permettent de traduire le comportement d'une longueur infinitésimale de la ligne (Figure 1.1). Les paramètres en série traduisent l'effet dans la direction de la propagation : la résistance linéique  $R_l$  (en  $\Omega.m^{-1}$ ) représente les pertes dans les conducteurs résistifs et l'inductance linéique  $L_l$  (en  $H.m^{-1}$ ) correspond à l'aptitude du conducteur à s'opposer à une variation du courant. Les éléments placés en parallèle traduisent, quant à eux, les effets du diélectrique : la capacité linéique  $C_l$  (en  $F.m^{-1}$ ) révèle le couplage entre les conducteurs, et la conductance linéique  $G_l$  (en  $S.m^{-1}$ ) correspond aux pertes liées aux fuites à travers le diélectrique non parfait.

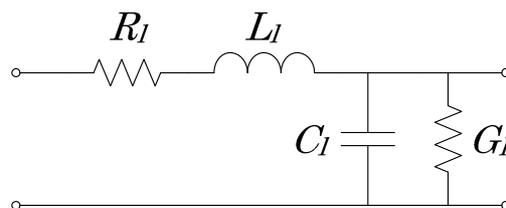


Figure 1.1 : Modèle des télégraphistes (ou modèle RLCG).

### 1.1.2 Paramètres secondaires

#### 1.1.2.1 Cas général

Il est également possible de décrire le comportement d'une ligne de propagation à l'aide de ses paramètres électriques, nommés aussi paramètres secondaires : l'impédance caractéristique  $Z_c$  et l'exposant de propagation  $\gamma$ . L'impédance caractéristique est liée aux paramètres primaires par la relation (1.1).

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_l + jL_l\omega}{G_l + jC_l\omega}} \quad (1.1)$$

L'exposant de propagation est défini par (1.2). Il peut se décomposer en parties réelle et imaginaire où  $\alpha$  est l'affaiblissement linéique ou constante d'atténuation en  $\text{Nep.m}^{-1}$  (généralement exprimé en  $\text{dB.m}^{-1}$  en pratique), et  $\beta$  est le déphasage linéique ou constante de phase (en  $\text{rad.m}^{-1}$ ).

$$\gamma = \sqrt{(R_l + jL_l\omega)(G_l + jC_l\omega)} = \alpha + j\beta \quad (1.2)$$

### 1.1.2.2 Cas faibles pertes

Pour une ligne présentant de faibles pertes, l'impédance caractéristique peut être considérée réelle et donnée à l'équation (1.3).

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (1.3)$$

Le développement au premier ordre de l'exposant de propagation permet d'extraire l'affaiblissement linéique (1.4) et le déphasage linéique (1.5).

Les pertes se décomposent sous la forme (1.4) avec  $Z_c$  l'impédance caractéristique,  $R_l$  et  $G_l$  les résistance et conductance linéiques du modèle des télégraphistes de la ligne de propagation considérée.

$$\alpha = \frac{1}{2} \frac{R_l}{Z_c} + \frac{1}{2} G_l Z_c \quad (1.4)$$

$$\beta = \omega \sqrt{L_l C_l} \quad (1.5)$$

### 1.1.3 Facteur de qualité

L'affaiblissement linéique est très utile pour étudier les pertes introduites par des interconnexions : plus l'affaiblissement linéique est élevé, moins le dispositif est performant. Cependant, dans le cas des circuits distribués utilisant des lignes de propagation, il faut s'intéresser aux déphasages engendrés par ces lignes aux fréquences de fonctionnement. Ainsi, l'affaiblissement linéique  $\alpha$  n'est plus suffisant puisqu'il traduit les pertes par mètre c'est-à-dire les pertes pour une certaine longueur physique de la ligne de propagation. Dans le cas des circuits distribués, des lignes quart-d'onde ou demi-onde sont nécessaires lors de la conception de filtres, de réseaux d'adaptation d'impédance, de diviseurs de puissance, de déphaseurs ou encore de coupleurs, c'est la longueur électrique qui impose le fonctionnement des divers dispositifs micro-ondes. Le facteur de qualité, défini comme (1.6) [Hsu, 1963], est alors nettement plus pertinent que l'affaiblissement linéique. En effet, il traduit les pertes par degré de phase c'est-à-dire les pertes en fonction du déphasage souhaité et donc de la longueur électrique de la ligne. D'après [Golde, 1963], cette définition est valable pour des

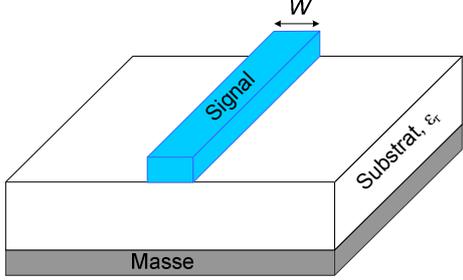
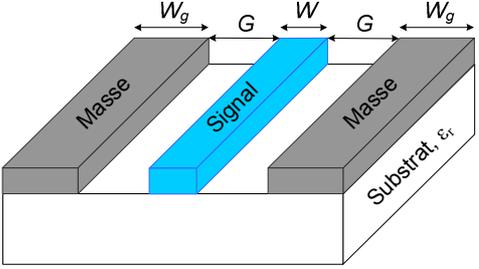
facteurs de qualité suffisamment élevés, supérieurs à 5. C'est cette définition que nous utiliserons tout au long de ce manuscrit.

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (1.6)$$

## 1.2 État de l'art de la miniaturisation de lignes de propagation intégrées

### 1.2.1 Lignes de propagation classiques

L'évolution de la microélectronique conduit à utiliser des structures de propagation planes. Ainsi, avec la montée en fréquence et le développement de substrats performants, les guides microruban et coplanaire CPW (CoPlanar Waveguide) sont actuellement très largement utilisés. Le Tableau 1.1 dresse un comparatif des caractéristiques essentielles de ces deux guides d'ondes.

	Microruban	CPW
Topologie	<p>Introduite en 1952 [Grieg, 1952], la ligne microruban comporte un ruban métallique de largeur <math>W</math> déposé sur un substrat. La seconde face du substrat est entièrement métallisée et constitue le plan de masse. La structure d'une ligne microruban est présentée Figure 1.2.</p>  <p>Figure 1.2 : Schéma d'une ligne microruban.</p>	<p>La ligne CPW, dont la géométrie est représentée Figure 1.3, a été introduite en 1969 [Wen, 1969]. La structure est composée de trois rubans métalliques : le ruban central de largeur <math>W</math> et deux plans de masse de largeur <math>W_g</math> sur la même face, séparés par des fentes de largeurs <math>G</math> égales.</p>  <p>Figure 1.3 : Schéma d'une ligne CPW.</p>
Modes	<p>Le mode fondamental est un mode hybride car le milieu n'est pas homogène.</p> <p>Toutefois, les composantes longitudinales des champs électrique et magnétique sont négligeables et le mode se propageant dans cette structure est quasi-TEM.</p>	<p>Deux modes : mode coplanaire impair dont le plan de symétrie peut être remplacé par un court-circuit magnétique et le mode fente pair dont le plan de symétrie peut être remplacé par un court-circuit électrique.</p> <p>Tout défaut dans la symétrie engendre l'excitation du mode fente qui peut être court-circuité par l'utilisation de ponts à air ou de « bondings » entre les deux masses latérales.</p>
Dispersion	Faible	Très faible

	Microruban	CPW
Impédance caractéristique	En PCB, toutes les impédances caractéristiques de 10 $\Omega$ à 200 $\Omega$ . En intégré, les fortes impédances caractéristiques nécessitent la diminution de $W$ , entraînant une forte augmentation des pertes.	Plus de souplesse qu'en microruban pour la réalisation d'une large gamme de valeurs d'impédances caractéristiques car le concepteur dispose d'un degré de liberté supplémentaire : le paramètre $G$ . La réalisation de faibles impédances caractéristiques introduit parfois des fentes étroites non réalisables technologiquement.
Compacité	Ligne très compacte.	Plus encombrant que la ligne microruban.
Couplage	Le plan de masse réalise un blindage qui limite naturellement la pénétration du champ électromagnétique. Il est nécessaire de tenir compte du couplage entre deux lignes de propagation adjacentes.	La présence de masses sur le même plan que le signal permet d'assurer un certain blindage électromagnétique vis-à-vis de structures adjacentes.
Connexions	Difficulté d'implantation d'éléments en parallèle. Des vias coûteux et parasites doivent être créés pour accéder à la masse.	Topologie uniplanaire, donc la connexion d'éléments en parallèle est simplifiée.
Modèles	Existence de nombreux modèles électriques.	Peu de modèles.
Coût	Simplicité de la structure, donc faible coût.	Faible coût.

Tableau 1.1 : Comparaison des guides microruban et CPW

Tout comme un guide CPW, les lignes couplées coplanaires CPS (CoPlanar Stripline), dont la structure est indiquée Figure 1.4 a), permettent de connecter facilement des éléments en parallèle. Cette topologie présente une compacité plus intéressante, l'avantage de ne supporter qu'un seul mode de propagation et la possibilité de réaliser facilement de fortes impédances. Cependant, très peu de modèles de ces structures ont été développés et leur forte dispersion les rend difficiles à manipuler à hautes fréquences.

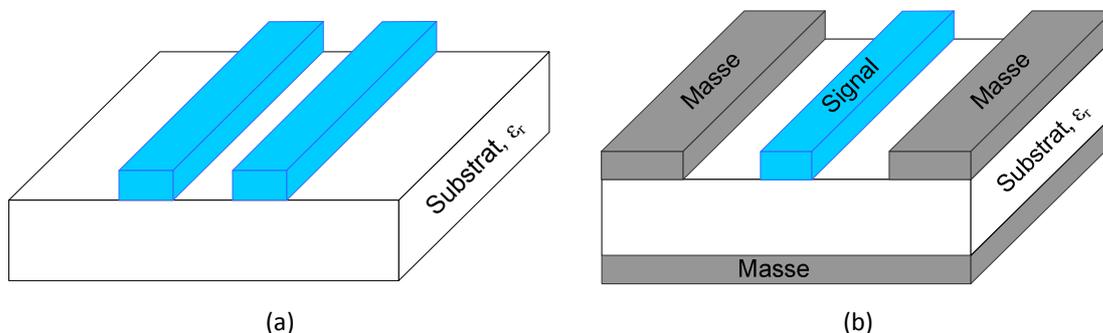


Figure 1.4 : (a) Schéma d'une ligne CPS. (b) Schéma d'une ligne CPWG.

Il est également possible d'ajouter un plan de masse à la ligne CPW qui devient alors une ligne CPWG (CoPlanar Waveguide Grounded) comme le montre la Figure 1.4 b). Ceci permet

de blinder la structure mais génère des pertes supplémentaires dans le plan de masse. Par ailleurs, l'ajout d'un conducteur conduit à la génération d'un mode parasite supplémentaire, le mode « microstrip ».

### *1.2.2 Méthodes classiques de miniaturisation par ondes lentes*

Avec le fort développement de la microélectronique et l'augmentation rapide des fréquences de fonctionnement, il est devenu essentiel d'implémenter des dispositifs hautes fréquences en technologies intégrées et en particulier en technologies CMOS.

Grâce à leur simplicité et leur bonne connaissance, les lignes de type microruban sont les plus répandues. De plus, le blindage réalisé par le plan de masse permet de s'affranchir totalement des pertes substrat. Cependant, l'évolution de la microélectronique impose de nouvelles contraintes sur les lignes de propagation. En effet, l'épaisseur totale du BEOL diminue avec l'évolution des technologies. Il est alors de plus en plus délicat de réaliser des lignes à haute impédance caractéristique car la diminution de la largeur du ruban signal entraîne une augmentation importante des pertes conductrices. Il est alors pertinent d'introduire des lignes CPW qui permettent, via l'ajout d'un paramètre géométrique supplémentaire, d'introduire une flexibilité de conception supplémentaire et surtout d'obtenir une gamme d'impédances caractéristiques plus vaste.

La difficulté essentielle pour l'utilisation de lignes CPW en CMOS réside dans les pertes liées à la présence du substrat de silicium dont la résistivité est classiquement de l'ordre de  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ . Dans [Eisenstadt, 1992] et [Milanovic, 1998], les auteurs relatent des pertes supérieures à  $1,2 \text{ dB/mm}$  à  $10 \text{ GHz}$ , soulignant ainsi l'intérêt d'une recherche approfondie pour limiter les pertes des lignes CPW. Les pertes en fonction de la résistivité du silicium ont été étudiées dans [Kleveland, 2001] pour des lignes CPW en fonction de divers paramètres dont les dimensions de la ligne CPW mais aussi les épaisseurs de métal et du BEOL. Diverses solutions simples ont été recherchées pour limiter ces pertes substrat. La première consiste à utiliser des lignes comportant un plan de masse afin d'écranter totalement le champ électrique. Par cette technique, des pertes faibles de  $0,5 \text{ dB/mm}$  sont atteintes à  $50 \text{ GHz}$  [Kim, 2004]. Cependant un blindage métallique plein est alors le siège de courants de Foucault qui peuvent introduire des pertes importantes à haute fréquence. Cependant il n'est plus possible de réaliser des lignes de propagation ayant une impédance caractéristique élevée, la limite réalisable se situant vers  $50 \Omega$ . Il est également possible d'utiliser des substrats à haute résistivité qui permettent de réduire fortement les pertes. Dans [Gianesello, 2006], des lignes CPW d'impédance caractéristique de l'ordre de  $50 \Omega$ , présentent, à  $60 \text{ GHz}$ , des pertes de  $3 \text{ dB/mm}$  sur substrat bulk et  $1 \text{ dB/mm}$  sur silicium sur isolant (SOI). Le coût du développement d'un substrat SOI est légèrement plus élevé qu'un substrat standard (environ 20 % sur le coût d'un wafer) mais les performances sont nettement plus élevées en terme de fréquences de coupure des transistors et de pertes aux fréquences microondes. En outre les éléments actifs peuvent être placés plus proches les uns des autres. Ainsi l'argument du coût est pratiquement

compensé. En tout état de cause, comme le SOI n'est pas compatible<sup>2</sup> avec les technologies bipolaires, il demeure nécessaire d'améliorer les performances des lignes de propagation sur substrat silicium standard.

Par ailleurs, bien que l'encombrement des passifs diminue avec la fréquence, la surface utilisée pour réaliser des fonctions passives reste très importante par rapport à la surface nécessaire pour les actifs. La miniaturisation des lignes de propagation, brique de base de l'ensemble des passifs, est donc aujourd'hui une priorité. Les fonctions passives millimétriques visées sont par exemple les réseaux d'adaptation d'impédance, les coupleurs et baluns, les diviseurs de puissance ou encore les filtres.

Pour atteindre ce double objectif de faibles pertes et forte miniaturisation, de nombreuses recherches se sont orientées sur l'utilisation du phénomène d'ondes lentes afin d'augmenter la longueur électrique d'une ligne de propagation. Le principe de miniaturisation résulte de l'équation (1.7) où  $v_\varphi$  représente la vitesse de phase de l'onde,  $c_0$  celle de la lumière dans le vide,  $\epsilon_{r\,eff}$  la permittivité relative effective,  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée et  $f$  la fréquence de travail. L'augmentation de la permittivité relative effective d'une ligne de propagation permet de réduire, à la fréquence souhaitée, la vitesse de phase de l'onde et donc la longueur d'onde. Ce phénomène offre donc une forte miniaturisation et constitue l'effet d'ondes lentes.

$$v_\varphi = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r\,eff}}} = \lambda_g \times f \quad (1.7)$$

Les techniques les plus répandues pour générer des ondes lentes sont l'utilisation de substrats à hautes permittivités, ou la modification de la géométrie de la ligne de propagation par ajout d'éléments localisés ou répartis. La plupart de ces techniques sont détaillées, dans le cas de la microélectronique, dans les paragraphes ci-dessous.

#### 1.2.2.1 Facteur d'ondes lentes

Afin de comparer les différentes solutions proposées à base d'ondes lentes, il est nécessaire de se munir de quelques outils. En ce qui concerne les pertes, la discussion sur la pertinence des pertes linéiques et du facteur de qualité a déjà été menée dans le paragraphe 1.1.2. Mais, pour le moment, aucun facteur de mérite n'a été donné afin de quantifier la miniaturisation.

Bien que la longueur physique d'une ligne de propagation soit importante puisqu'elle reflète directement la surface nécessaire sur une puce, ce n'est pas le paramètre le plus

---

<sup>2</sup> La réalisation d'un bipolaire sur un substrat SOI est envisageable. Mais la mauvaise qualité du collecteur limite alors les fréquences de coupures à 100 GHz alors que l'implantation d'un bipolaire sur du silicium massif permet d'atteindre des fréquences de coupure jusqu'à 300 GHz.

important pour le concepteur. En effet, le concepteur s'intéresse essentiellement au déphasage c'est-à-dire à la longueur électrique d'une portion de ligne. Le déphasage  $\theta$  introduit par la longueur physique  $l_{phys}$  d'une ligne est déterminé par la relation (1.8) où  $\lambda_g$  représente la longueur d'onde guidée dans la structure,  $\epsilon_{r,eff}$  la permittivité relative effective de la ligne et  $c_0$  la vitesse de la lumière dans le vide. Ainsi, la permittivité relative effective de la ligne, paramètre qui sera largement étudié dans ce mémoire, est une image directe de la longueur électrique. Plus la permittivité relative effective augmente, plus la longueur d'onde diminue, réduisant ainsi la longueur physique nécessaire pour réaliser un déphasage donné.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} = \frac{\theta}{l_{phys}} = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{r,eff}}}{c_0} \quad (1.8)$$

A partir de ce constat, deux définitions peuvent être données pour le facteur d'ondes lentes. La première, (1.9) où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide, compare la longueur physique de la ligne à ondes lentes étudiée et celle qui serait nécessaire pour obtenir le même déphasage dans le vide. Finalement, ceci revient à donner la permittivité relative effective de la ligne sous test sans référence particulière et s'avère suffisant si les lignes évaluées sont toutes réalisées dans la même technologie. Une seconde définition (1.10) est souvent introduite pour comparer différentes technologies mais surtout pour définir de manière univoque un facteur de miniaturisation. En effet, la longueur électrique d'une ligne à ondes lentes est comparée à celle d'une ligne dite classique (CPW ou microruban par exemple) dans la même technologie, et traduit ainsi réellement le gain de longueur dans le sens de la propagation du signal. Lorsque c'est possible, cette dernière définition est privilégiée dans l'ensemble de ce manuscrit.

$$SWF_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_{ondes\ lentes}} = \sqrt{\epsilon_{r,eff\ ondes\ lentes}} \quad (1.9)$$

$$SWF_{ondes\ lentes/"classique"} = \frac{\lambda_{"classique"}}{\lambda_{ondes\ lentes}} = \frac{\sqrt{\epsilon_{r,eff\ ondes\ lentes}}}{\sqrt{\epsilon_{r,eff\ "classique"}}} \quad (1.10)$$

### 1.2.2.2 État de l'art de la miniaturisation en microélectronique

Le problème des pertes dans les éléments passifs constitue un véritable verrou pour les applications millimétriques. Depuis environ deux décennies, de nombreuses topologies ont été explorées afin de tenter de proposer une solution à ce problème. La première approche envisageable pour ralentir l'onde est d'utiliser des matériaux à forte permittivité relative dits « high-k ». En effet, plus la permittivité d'un matériau est élevée, plus les champs sont confinés dans le diélectrique, offrant ainsi une forte possibilité de miniaturisation des circuits radiofréquences. Historiquement, les matériaux à forte permittivité relative se sont développés essentiellement afin de diminuer le volume et le poids des filtres pour des applications satellites. Dans [Ma, 2008], une ligne coplanaire est blindée par un diélectrique

artificiel réalisé par une fine couche de diélectrique entourée de deux plans de masse. La permittivité ainsi réalisée est anisotrope, très forte dans le plan du diélectrique artificiel et les pertes sont divisées par un facteur trois par rapport à une ligne non blindée. Cependant, ce type de solutions reste confiné à des technologies particulières puisque l'introduction de matériaux à forte permittivité n'est pas compatible avec les procédés de microélectronique standard. Seule leur utilisation pour miniaturiser les circuits imprimés est abordée dans l'Annexe 1.

Une seconde solution, dans la continuité de l'utilisation de matériaux « high-k », consiste à ajouter des composants localisés au dispositif à miniaturiser. Cette piste a été largement explorée en circuits imprimés et intégrés. Les lignes de propagation employées dans la conception des différentes fonctions sont alors perturbées ponctuellement ou périodiquement via l'introduction d'éléments réactifs en série ou en parallèle. La ligne de propagation est donc chargée en stockant de l'énergie qui peut être capacitive ou inductive. Dans la suite, des topologies générant le phénomène d'ondes lentes consistant en la modification de la géométrie des différentes couches métalliques en technologie CMOS sont donc présentées.

Dès 1979, une ligne CPW implantée sur un substrat GaAs est chargée périodiquement par des capacités intégrées [Bastida, 1979]. Celles-ci sont réalisées par le chevauchement partiel du ruban signal et des plans de masse latéraux. En fonction des capacités choisies, une réduction des dimensions par rapport à l'air libre ( $SWF_0$ ) comprise entre 10 et 20 est mesurée.

Lorsque la topologie choisie est en microruban, des défauts bien choisis peuvent être dessinés dans le plan de masse (DGS : Defected Ground Structures). Historiquement, ces perturbations ont généralement été introduites plutôt pour optimiser la réponse du circuit que dans un souci de miniaturisation. Cependant, les DGS conduisent souvent à des effets d'ondes lentes qui peuvent être pertinents. L'introduction de défauts dans le plan de masse peut aussi être adoptée pour des structures coplanaires comme des lignes CPW. Dans [Spickermann, 1993], des fentes sont ajoutées dans les plans de masse latéraux afin de modifier les inductance et capacité linéiques d'une ligne coplaire sur substrat GaAs. Un effet d'ondes lentes de  $SWF_{ondes\ lentes / CPW} = 1,3$  et des pertes de l'ordre de 0,55 dB/mm à 40 GHz sont rapportés.

Certains auteurs proposent de modifier la structure de la ligne de propagation et les différentes couches métalliques utilisées afin de modifier sa capacité linéique et son inductance linéique. Si l'espacement entre le ruban signal et les plans de masse d'une ligne CPW est modifié périodiquement, l'inductance et la capacité linéiques le sont également. En utilisant cette méthode, un facteur d'ondes lentes  $SWF_{ondes\ lentes / CPW}$  de 1,9 est atteint [Kim, 2007]. Dans [Wang, 2009], une ligne microruban en technologie CMOS 45 nm est modifiée périodiquement. Le ruban central est soit plus fin et sa distance au plan de masse maximisée soit plus large et sa distance au plan de masse est réduite. Le premier cas permet d'augmenter

la capacité linéique et le second d'augmenter l'inductance linéique de la ligne de propagation. D'après l'étude pratique réalisée, la capacité est peu modifiée mais l'inductance est augmentée de près de 50 %. Ainsi, le facteur d'ondes lentes maximal obtenu est  $SWF_{ondes\ lentes/\mu\text{ruban}} = 1,5$  à 60 GHz. Une autre méthode pour alterner les tronçons de ligne de propagation à faible et forte impédance caractéristique est implémentée dans [Chiang, 2007] sur une technologie CMOS 0,18  $\mu\text{m}$  disposant de six niveaux de métallisation. La portion inductive est réalisée en utilisant l'ensemble des couches métalliques pour le ruban signal. La partie capacitive est générée par un ruban signal disposé uniquement sur la couche de métal supérieure alors que les cinq autres sont empilées par des vias afin de rapprocher au maximum le plan de masse. Par ailleurs, ces lignes de propagation sont dessinées avec des méandres pour augmenter leur compacité. La description de cette topologie est détaillée sur la Figure 1.5.

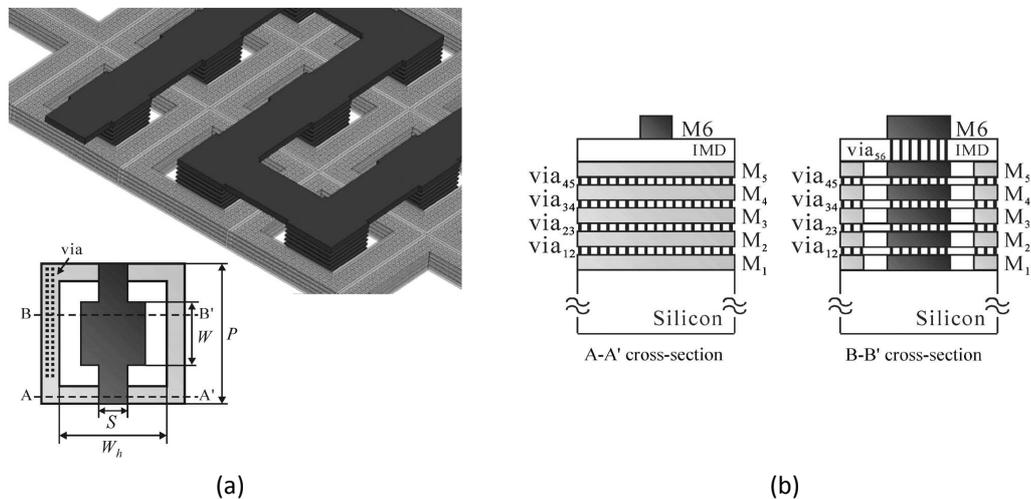


Figure 1.5 : (a) Vue 3D et (b) coupes transverses de la topologie proposée par [Chiang, 2007].

L'effet d'ondes lentes introduit par cette structure est très intéressant puisque des facteurs  $SWF_{ondes\ lentes/\mu\text{ruban}}$  de 4,8 sont obtenus. De plus, cette structure permet de satisfaire aux règles de dessin en densité imposées par les technologues. Cependant, les pertes introduites sont très importantes : les facteurs de qualité avec cette nouvelle topologie sont très proches de ceux qui seraient obtenus en microruban à même impédance caractéristique, soit entre 10 et 20.

### 1.3 Lignes à ondes lentes distribuées

#### 1.3.1 Principe des lignes à ondes lentes distribuées

Dans la continuité des recherches de chargement capacitif ou inductif de lignes de propagation, de nouvelles topologies ont été développées afin de ralentir l'onde. L'alternative la plus prometteuse aujourd'hui est l'utilisation de lignes à ondes lentes distribuées également dénommées S-CPW pour « Slow-wave Coplanar WaveGuide ». Ces lignes de propagation sont chargées de manière distribuée et non plus à l'aide d'éléments localisés ou quasi-localisés.

Elles sont constituées d'une ligne coplanaire classique chargée par des barreaux flottants conducteurs réalisés en silicium dopé ou en métal, et disposés dans le sens transversal à la propagation Figure 1.6. Ces rubans, appelés également barreaux flottants, forment un blindage périodique dont la période est suffisamment faible devant la longueur d'onde pour affirmer que l'effet de charge est distribué tout au long de la ligne de propagation.

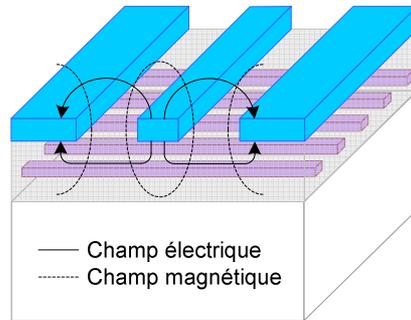


Figure 1.6 : Topologie d'une ligne à ondes lentes et allure du champ électromagnétique dans la structure.

L'allure des champs électrique et magnétique présents dans une structure à ondes lentes est schématisée sur la Figure 1.6. Si les dimensions du blindage sont bien choisies, celui-ci agit comme un conducteur plein vis-à-vis du champ électrique. Ainsi, les lignes de champ électrique sont captées par les barreaux flottants. Leur chemin étant raccourci, la capacité linéique équivalente de la ligne de propagation augmente. De plus, le champ électrique n'atteint pas le substrat, limitant ainsi les pertes générées dans le mauvais isolant qu'est le silicium massif. Par ailleurs, tant que l'épaisseur de peau est suffisamment grande, le blindage ne modifie pas les lignes de champ magnétique. Lorsque l'épaisseur de peau devient plus faible que l'épaisseur des barreaux flottants, les lignes du champ magnétique sont modifiées et passent uniquement entre les barreaux flottants. Le flux du champ magnétique demeure cependant quasi-constant, respectant le principe du flux conservatif. L'inductance linéique est donc très peu modifiée.

### 1.3.2 Historique et état de l'art

#### 1.3.2.1 Mise en évidence d'un mode de propagation à ondes lentes

La première mise en évidence du phénomène d'ondes lentes est relatée dès 1971 dans [Hasegawa, 1971]. Le comportement d'une ligne microruban classique, implantée sur un empilement Si-SiO<sub>2</sub>, avec de nombreuses conductivités pour le substrat et plusieurs largeurs de ruban signal, a mis en évidence l'existence de trois modes de propagation selon la fréquence : le mode quasi-TEM lorsque l'empilement Si-SiO<sub>2</sub> agit comme un diélectrique, le mode d'effet de peau lorsque le substrat agit comme un plan de masse parfait et le mode d'ondes lentes. Ce dernier se produit pour certaines valeurs du produit *fréquence* × *résistivité* : le silicium devient alors semi-conducteur et un mode d'ondes lentes, caractérisé par une faible vitesse de phase et de faibles pertes, se propage dans la structure. Des lignes coplanaires à effet d'ondes lentes sont réalisées dans [Hasegawa, 1977]. Elles sont basées sur l'utilisation de

jonctions Schottky ou Metal-Isolant-Semiconducteur sur substrat GaAs. Les auteurs proposent alors une première explication du phénomène d'ondes lentes qui serait lié à la séparation des champs électromagnétiques. En effet, le champ électrique est écranté par la jonction alors que le champ magnétique n'est pas perturbé et se situe autour de la ligne de propagation. Ainsi, l'inductance linéique  $L_l$  n'est pas perturbée par la présence de la jonction alors que la capacité linéique  $C_l$  augmente, conduisant à un ralentissement de l'onde d'après l'équation (1.11). Le potentiel de miniaturisation de ces structures est très important puisque le rapport  $\lambda_0/\lambda_g$  (c'est-à-dire le  $SWF_0$ ) atteint 30. Cependant, ces lignes présentent à la fois des pertes élevées et des impédances caractéristiques très faibles de l'ordre d'une dizaine d'ohms.

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_l C_l}} \quad (1.11)$$

### 1.3.2.2 Implémentation sur substrat GaAs

Dans [Seki, 1981], les auteurs utilisent le principe précédent pour créer des lignes à ondes lentes sur un substrat GaAs. Ces structures, baptisées « cross-tie », sont basées sur une ligne CPW classique chargée périodiquement par des conducteurs disposés dans le sens transversal à la propagation (Figure 1.7) permettant de réaliser une alternance de tronçons de lignes à faible puis haute impédance caractéristique. Le facteur d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW/CPW}$  obtenu atteint 6,4 ce qui confirme l'utilité de lignes à ondes lentes pour une miniaturisation efficace. Bien que fortement diminuées par rapport aux résultats de la structure à jonction Schottky, les pertes restent rédhibitoires puisqu'elles sont supérieures à 1 dB/mm dès 3 GHz. Face aux travaux contemporains développés dans [Bastida, 1979], les lignes « cross-tie » n'étaient pas pertinentes puisqu'elles ajoutaient de nombreuses pertes par courant de Foucault liées à la forte largeur des rubans métalliques (10  $\mu$ m). Au début des années 80, cette dimension était fortement limitée par les moyens technologiques disponibles et l'effet ne peut donc pas être considéré comme réparti.

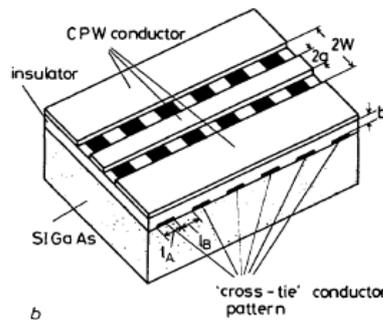


Figure 1.7 : Structure d'une ligne « cross-tie » CPW, d'après [Seki, 1981].

Depuis, de nombreuses variations ont été réalisées sur ces structures. Dans [Fukuoka, 1983], une géométrie périodique à base de jonction Métal-Isolant-Semiconducteur sous une ligne CPW combine l'intérêt de l'effet d'ondes lentes et l'aspect faibles pertes. Cependant, le facteur d'ondes lentes prévu par le calcul n'est pas aussi élevé que celui de [Seki, 1981]

puisque  $SWF_{S-CPW/CPW} = 1,46$ . Mais la topologie proposée devient pertinente puisque les pertes s'élèvent alors à 0,2 dB/mm à 10 GHz. Dans [Wang, 1988], [Lin, 1991] et [Hietala, 1994], les auteurs cherchent à simplifier la structure en plaçant les barreaux flottants au-dessus de la ligne principale de propagation, et à diminuer les pertes en modifiant les différents matériaux utilisés. La structure est alors nommée « crosstie overlay ». Le comportement est étudié pour différentes périodicités de la ligne de propagation. La fréquence de coupure, liée à l'effet de Bragg, est relatée dans [Wang, 1987] pour différentes périodes du blindage flottant. Les auteurs en déduisent que la période doit être très faible devant la longueur d'onde de fonctionnement pour que la ligne de propagation puisse être considérée comme uniforme. Malgré un effet d'ondes lentes intéressant ( $SWF_{S-CPW/CPW} = 2$ ), les pertes mesurées dans [Wang, 1988] sont supérieures d'un ordre de grandeur à celles introduites par une ligne CPW simple. De plus, placer les rubans métalliques au-dessus de la ligne n'est pas optimal puisque leur rôle n'est pas seulement de charger la ligne mais également de limiter le champ électrique pénétrant dans le substrat à pertes. Bien que le chargement capacitif permette en général de capter les lignes de champ électrique, le risque qu'une partie de ce champ atteigne le substrat est possible et l'importance de ce phénomène est reliée aux dimensions de la structure. Par ailleurs, la résolution fixée par les technologies alors disponibles (quelques dizaines de micromètres conduisant à de fortes pertes) était insuffisante pour faire valoir l'intérêt de l'effet d'ondes lentes de ces topologies qui furent délaissées.

### 1.3.2.3 Implémentation sur substrat de silicium

En 1999, les premiers résultats en technologie CMOS 0,35 $\mu$ m sont présentés dans [Lee, 1999]. Les rubans transversaux sont alors en polysilicium. Les barreaux flottants de largeur 10  $\mu$ m sont espacés d'un demi-micromètre. Ce travail met en évidence les variations d'inductance, de capacité et de longueur électrique pour une ligne classique, une ligne chargée par des rubans flottants et une troisième dont les rubans sont connectés à la masse. L'ajout de rubans ne modifie pas l'inductance mais augmente la capacité de la structure. L'article [Lowther, 2000] met en évidence l'intérêt des rubans en polysilicium pour limiter les pertes linéiques d'origine substrat à basse fréquence. A 10 GHz, les pertes avec les rubans en silicium dopé sont de l'ordre de 0,2 dB/mm alors que la même structure sans blindage présente des pertes supérieures à 1,1 dB/mm. Autour de 16 GHz, les pertes des deux structures s'équilibrent et les rubans en polysilicium sont le siège de très fortes pertes par courants de Foucault. La ligne de propagation sans blindage est alors plus intéressante.

Récemment, avec [Cheung, 2003] puis surtout en 2006 avec [Cheung, 2006], les premiers résultats réellement intéressants sur les lignes à ondes lentes ont été présentés en technologie microélectronique BiCMOS 0.18 $\mu$ m. Le principe est le même que celui décrit précédemment mais les rubans flottants sont alors implantés dans une couche métalliques en aluminium ou en cuivre au milieu de la couche isolante de SiO<sub>2</sub> d'épaisseur totale 8  $\mu$ m. La largeur des rubans et leur espacement sont choisis les plus petits possibles dans la technologie

considérée afin de limiter les courants de Foucault. La ligne S-CPW2 est particulièrement prometteuse : sa permittivité relative effective de 19 est très élevée comparée aux résultats compris entre 3 et 6 pour des lignes classiques (Figure 1.8). Malgré des résultats de mesure présentant de fortes oscillations parasites, les pertes obtenues pour cette ligne sont faibles, de l'ordre de 0,16 dB/mm à 10 GHz et le facteur de qualité associé atteint environ 22 à 10 GHz.

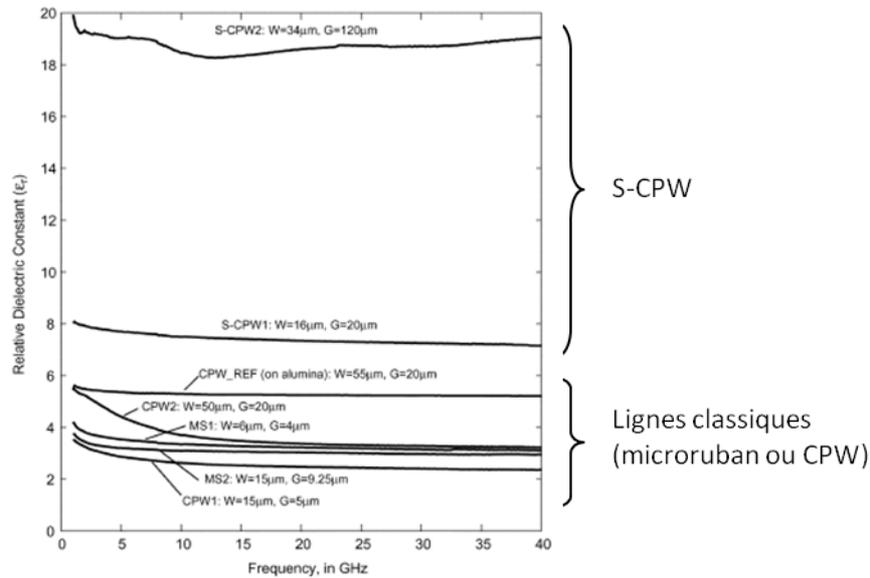


Figure 1.8 : Permittivité relative effective pour des lignes microruban, CPW et S-CPW, d'après [Cheung, 2006].

### 1.3.2.3.1 Résultats récents

De nombreuses équipes de recherche ont alors utilisé cette structure de ligne à ondes lentes très prometteuse avec différentes technologies de circuit intégré millimétrique et plusieurs dimensions de ligne CPW. Quelques résultats significatifs sont présentés dans ce paragraphe. Dans [Wang, 2004], un facteur d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW / \mu\text{ruban}}$  de 2 est présenté et, bien que très chahutées, les pertes peuvent être évaluées autour de 0,2 dB/mm autour de 5 GHz. Une ligne CPW a des pertes s'élevant à 2,8 dB/mm à 60 GHz alors que l'insertion d'un blindage flottant les réduit à 1,2 dB/mm [Varonen, 2008]. Comme l'ajout des rubans flottants entraîne une diminution de l'impédance caractéristique de 45 à 35  $\Omega$ , les pertes ne peuvent pas être comparées directement. Mais la forte augmentation du facteur de qualité de 5 à 15 à 60 GHz, confirme le fort intérêt des lignes à ondes lentes.

En technologie CMOS 90 nm, [Lai, 2007] met en évidence une relation étroite entre l'encombrement latéral de la ligne de propagation et son effet d'ondes lentes. En effet, les facteurs d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW / CPW}$  mesurés varient entre 1,6 et 2,6 pour des fentes de la ligne coplanaire respectivement de 14  $\mu$ m et 84  $\mu$ m. Les lignes à ondes lentes présentent alors un facteur de qualité de l'ordre de 10 vers 60 GHz soit environ quatre fois supérieur à celui d'une ligne CPW classique. Une de ces lignes à ondes lentes a été utilisée pour adapter un

mélangeur à 52 GHz dans [Lai, 2006]. Un LNA à 25 GHz en CMOS 0,18 $\mu$ m a été adapté à partir d'une ligne présentant, à 20 GHz, des pertes de 0,22 dB/mm ; une permittivité relative effective de 8,2 et un facteur de qualité de 25 [Sayag, 2008]. Quelques modèles circuits simples, mais peu convaincants, sont avancés pour des coude, court-circuit et jonction S-CPW/microruban. Dans [Sayag, 2009], l'influence de la largeur du ruban central est étudiée. Des impédances entre 90 et 30  $\Omega$  sont atteintes tout en conservant des facteurs de qualité supérieurs à 17 en mesure. Contrairement aux lignes microruban, la possibilité de réaliser des lignes à ondes lentes avec des pertes raisonnables et des impédances élevées est alors confirmée. En CMOS 130 nm, un déphaseur accordable est réalisé à partir d'une ligne à ondes lentes chargée périodiquement par des varactors disposés entre le signal et les plans de masse [Lahiji, 2008]. Les conducteurs de la ligne CPW servent d'électrodes pour modifier la valeur des capacités. L'utilisation d'une ligne à ondes lentes permet de diminuer les pertes d'insertion à 0,55 dB contre 1,05 dB pour une CPW classique et d'atteindre une meilleure compacité. Dans le cas de la mesure, la permittivité relative effective est augmentée de seulement 7 % correspondant à un  $SWF_{S-CPW/CPW}$ , et donc un gain en longueur, d'un faible facteur 1,03.

#### 1.3.2.3.2 Étude en fonction des dimensions du blindage

L'article [Cho, 2009] présente peu d'explications physiques mais des mesures assez complètes des différents paramètres en fonction des dimensions du blindage en technologie CMOS 45 nm. Des facteurs d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW/CPW}$  compris entre 2 et 3,1 sont atteints avec des pertes autour de 1 dB/mm à 30 GHz. Puis l'atténuation augmente rapidement au-delà de 40 GHz. Ces pertes augmentent d'autant plus vite que le blindage est proche de la ligne coplanaire et que celui-ci a un taux de remplissage métallique important. Quelques règles sont rapidement déduites : pour minimiser les pertes, il faut diminuer la largeur des rubans flottants, augmenter l'espacement entre deux rubans adjacents et éloigner le blindage de la ligne CPW. Afin de maximiser l'effet d'ondes lentes, des espacements faibles entre les rubans flottants et une faible épaisseur de diélectrique entre la ligne coplanaire et son blindage sont à privilégier. Comme ces critères s'opposent, les auteurs concluent que le concepteur doit optimiser la structure en fonction de la fréquence de fonctionnement de son dispositif. Cependant, un problème majeur n'est pas évoqué : seules des impédances caractéristiques faibles sont réalisées puisqu'elles ne dépassent pas 35  $\Omega$  sur l'ensemble des structures mesurées. Les mêmes conclusions sont énoncées en CMOS 65 nm [Vecchi, 2009] s'appuyant sur la période de répétition du blindage flottant (somme de la largeur d'un barreau et de l'espacement entre deux barreaux consécutifs) et le taux de remplissage de celui-ci (rapport entre la largeur d'un barreau et la période). L'effet d'ondes lentes présente un maximum pour un taux de remplissage de 50 % mais le facteur de qualité diminue avec de forts taux de remplissage. Quant à la période du blindage, elle n'influence pas le facteur de qualité mais son augmentation entraîne une diminution de l'effet d'ondes lentes. Dans cet article, le blindage conduit à un doublement des pertes mais aussi un doublement de l'exposant de propagation.

Ainsi, le facteur de qualité n'est pas amélioré par rapport à une ligne classique mais la longueur physique nécessaire pour réaliser un même déphasage est plus faible.

#### 1.3.2.3.3 Efficacité du blindage

L'efficacité du blindage est traitée dans [Sayag, 2009] et la conductance simulée présente de fortes variations pour des lignes S-CPW sur des substrats de conductivités différentes. Pour améliorer l'efficacité du blindage, [Sayag, 2009] propose de connecter les rubans à la masse. Ceci permet en particulier d'augmenter fortement la capacité linéique de la structure à ondes lentes. Cependant, [Cho, 2009] a mis en évidence l'augmentation très importante des pertes au-delà de 20 GHz (8 dB/mm à 40 GHz) et dans [Lee, 2010], les pertes augmentent fortement au-delà de 65 GHz (2,5 dB/mm à 67 GHz) confirmant que le blindage doit nécessairement rester flottant pour permettre des applications millimétriques.

De plus, bien que les dimensions des rubans flottants ne soient pas données explicitement pour le tracé de la conductance dans [Sayag, 2009], le résultat selon lequel la conductance dépend fortement de la conductivité du silicium semble être en contradiction avec les mesures de la permittivité relative effective. En effet, l'ensemble des mesures présentées dans l'article font état d'un fort effet d'ondes lentes confirmant qu'une part importante du champ électrique est captée par le blindage et n'atteint donc pas le silicium à pertes. Ce raisonnement est appuyé par la comparaison, en simulation, des pertes globales avec un silicium dopé P+ et un silicium non dopé détaillée dans [Vecchi, 2009]. L'absence de dopage entraîne une très faible amélioration des pertes car le blindage réalisé est très efficace.

Pour optimiser l'effet du blindage, des barreaux flottants peuvent être disposés en-dessous mais également au-dessus de la ligne de propagation CPW classique [Wang, 2008a]. Cette proposition a été étudiée en technologie CMOS 0,13  $\mu\text{m}$  mais l'éloignement de la couche métallique supérieure sur laquelle se situent les nouveaux barreaux flottants est trop important pour conduire à une forte variation de la capacité de charge (seulement 2 % supplémentaires ont été mesurés). Les auteurs mettent donc en avant l'importance du choix des couches métalliques utilisées dans la conception d'une ligne de propagation. Cependant, pour limiter les pertes conductrices dans la ligne coplanaire, il est préférable de la réaliser sur la couche la plus épaisse qui est généralement la couche supérieure. Il devient alors impossible d'inclure des rubans flottants au-dessus de la ligne.

#### 1.3.2.3.4 Ligne microruban à ondes lentes

Les lignes S-CPW ont été vues jusqu'à présent comme une ligne CPW à laquelle un blindage flottant était ajouté. Il est également possible d'avoir une vision complémentaire : une ligne microruban dont le plan de masse comporte des fentes et à laquelle sont ajoutés des plans de masses latéraux sur le même plan que le ruban signal. C'est la représentation abordée dans [Masuda, 2008], il s'agit alors simplement d'une ligne S-CPW dont les rubans sont connectés à la masse. Un facteur d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW/\mu\text{ruban}}$  de 1,7 est mesuré.

Dans [Lee, 2010], une ligne microruban à ondes lentes comportant un plan de masse avec des fentes est présentée en technologie  $0,13 \mu\text{m}$  (voir Figure 1.9).

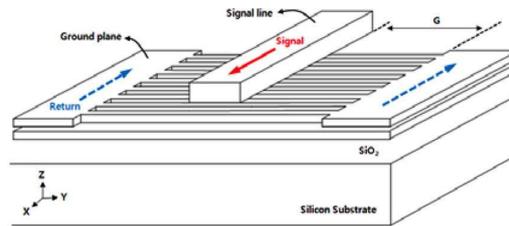


Figure 1.9 : Ligne microruban à ondes lentes, d'après [Lee, 2010].

Compte tenu des dimensions, (l'épaisseur du diélectrique entre le signal et le plan à motifs est généralement inférieure à  $1 \mu\text{m}$  alors que l'espacement entre le signal et les plans de masse latéraux est de plusieurs dizaines de micromètres), cette structure est identique à la précédente. Les auteurs mettent en évidence l'avantage d'égaliser les potentiels des deux plans de masse latéraux pour éviter l'apparition du mode fente de propagation et supprimer l'utilisation de ponts à air. Les rubans sont placés sur deux couches métalliques en quinconce afin d'empêcher toute fuite de champ électrique vers le substrat. Les pertes à 60 GHz sont de 1 dB/mm et le facteur de qualité obtenu vaut 30. Quant au facteur d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW/\mu\text{ruban}}$ , il atteint 2,8. Comme évoqué précédemment, l'introduction de plans de masse connectés aux rubans conduit à une forte augmentation des pertes au-delà de 65 GHz limitant le champ des applications millimétriques envisageables.

### 1.3.2.3.5 Lignes couplées à ondes lentes

Introduire un blindage flottant sous des lignes couplées permet également d'obtenir un mode de propagation à ondes lentes [Abdel Aziz, 2009]. Des lignes coplanaires couplées à ondes lentes sont améliorées pour permettre un contrôle de l'effet d'ondes lentes [LaRocca, 2008]. Un commutateur (« switch ») est placé en série au milieu de chaque ruban flottant (Figure 1.10).

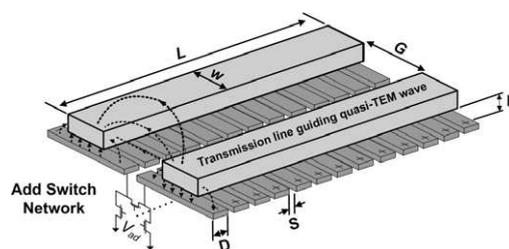


Figure 1.10 : Lignes couplées à ondes lentes accordables, d'après [LaRocca, 2008].

La permittivité relative effective est alors minimum lorsqu'ils sont tous à l'état bloqué et maximum lorsqu'ils sont tous passants. Des lignes en technologie CMOS  $0,18 \mu\text{m}$  ont été réalisées, en remplaçant les commutateurs par une connexion effective ou non. Cela permet d'obtenir une permittivité relative effective minimale de 10,4 et maximale de 79,9, soit une variation d'un facteur 7,4. La prospection en CMOS 90 nm permettrait de faire varier ce

paramètre entre 7 et 28. Cependant, le facteur de qualité d'une telle structure n'est pas évalué. Les pertes dans les « switches » sont généralement très élevées, le facteur de qualité n'étant pas meilleur que 3 à 5, et devraient conduire à des topologies non exploitables en pratique.

#### 1.4 Conclusion

Aujourd'hui, l'optimisation de lignes de propagation est réalisée dans des nœuds technologiques très avancés. L'épaisseur de l'empilement disponible pour réaliser des éléments passifs diminue fortement conduisant à la diminution à la fois des épaisseurs de diélectriques mais aussi des épaisseurs de conducteurs. C'est pourquoi, pour une même topologie, l'atténuation linéique des lignes de propagation tend plutôt à augmenter pour des nœuds plus avancés. Certaines idées, comme l'introduction de lignes de propagation en « above IC », peuvent conduire à des pertes très faibles (0,26 dB/mm à 60 GHz selon [Cathelin, 2007]). Cependant, cette approche impliquant un post-process est à la fois coûteuse, plus compliquée à mettre en œuvre et délicate en terme de modélisation.

En se limitant aux technologies purement CMOS, la vitesse de phase des lignes classiques, essentiellement microruban et CPW, dépend directement de la valeur de la permittivité des diélectriques environnant la ligne de propagation. Classiquement, ceux-ci sont souvent formés d'oxyde de silicium  $\text{SiO}_2$  dont la permittivité relative vaut environ 4. Ainsi, le facteur de qualité calculé selon (1.6) demeure modéré, de l'ordre de 10 à 20 selon les technologies et les impédances caractéristiques atteintes.

Ce phénomène est bien illustré sur la Figure 1.11 qui montre, à 60 GHz, le facteur de qualité en fonction de l'atténuation linéique pour des lignes microruban sur silicium massif et CPW sur substrat à haute résistivité. Les points sont extraits à partir des articles suivants : [Cathelin, 2007], [Gianesello, 2007], [Quemerais, 2010], [Morandini, 2010].

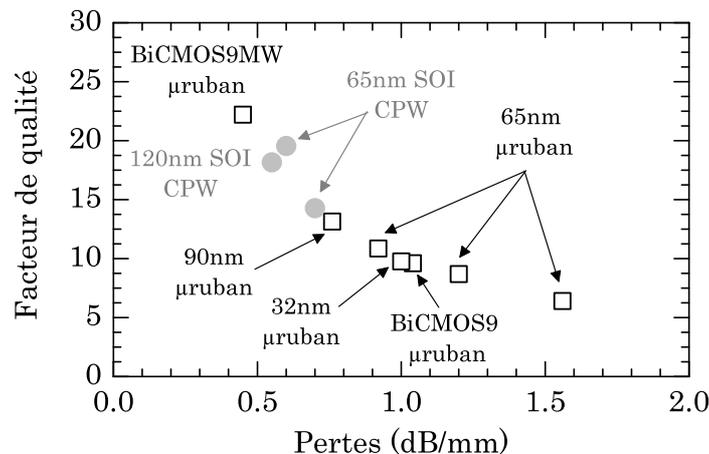


Figure 1.11 : Facteur de qualité en fonction de l'atténuation linéique à 60 GHz pour des lignes de propagation classiques à 50 Ω dans différentes technologies.

Toutes ces lignes ont une impédance caractéristique proche de  $50 \Omega$ , leurs pertes sont donc réellement comparables. Le facteur de qualité le plus élevé est obtenu sur des substrats à haute résistivité ou avec des technologies dédiées aux applications millimétriques comme la technologie BiCMOS9 MW possédant deux couches de métal épais de  $3 \mu\text{m}$ .

Comme la vitesse de phase est fixée par la technologie, la plupart de ces articles se concentrent essentiellement sur la minimisation de l'atténuation et le déphasage linéique n'est pas extrait. Dans ce cas, la vitesse de phase est déterminée comme dépendant directement de la valeur des permittivités des diélectriques environnant la ligne de propagation. Ceci conduit à des déphasages linéiques compris entre  $2250$  et  $2700 \text{ rad.m}^{-1}$ , à  $60 \text{ GHz}$ , soit des permittivités relatives effectives entre  $3,2$  et  $4,6$  suivant la technologie considérée. Un point représentant le facteur de qualité en fonction de la fréquence est donc grossièrement contraint à se déplacer sur une hyperbole (bien visible sur la Figure 1.11) puisque le facteur de qualité est inversement proportionnel aux pertes dans la ligne de propagation. La modification des dimensions géométriques de la ligne entraîne toujours une redistribution des lignes de champs dans les différentes couches diélectriques. En particulier dans le cas d'une ligne CPW, cette modification peut conduire à une variation de permittivité relative effective. Les technologies les plus récentes ont vu l'introduction de matériaux diélectriques poreux dans l'empilement du BEOL. Ces matériaux poreux à faibles permittivités relatives (« low-k ») diminuent l'effet capacitif entre deux couches métalliques et l'atténuation est alors réduite à impédance caractéristique constante. Ainsi, sachant que la conductance  $G_l$  s'exprime directement en fonction de l'angle diélectrique de pertes du matériau,  $\tan \delta$ , selon la relation (1.12) avec  $C_l$  la capacité équivalente et en s'appuyant sur les relations obtenues pour des lignes de propagation faibles pertes, l'hyperbole devrait tendre à se décaler vers des pertes plus basses mais aussi vers des facteurs de qualité plus faibles.

$$G_l = C_l \omega \tan \delta \quad (1.12)$$

L'intérêt des lignes à ondes lentes est d'augmenter la vitesse de phase tout en conservant des pertes généralement comparables à celles d'une ligne microruban pour une technologie donnée. Les lignes à ondes lentes permettent alors de s'affranchir de l'hyperbole reliant le facteur de qualité à l'atténuation linéique.

La Figure 1.12 présente le facteur de qualité en fonction des pertes de plusieurs lignes à ondes lentes de la littérature et de certains résultats présentés plus loin dans ce manuscrit. Les points de la Figure 1.11 relatant les performances de lignes microruban et CPW sont également ajoutés. Les lignes S-CPW extraites de la littérature ne présentent pas toujours une impédance de  $50 \Omega$  mais des impédances caractéristiques comprises entre  $35$  et  $50 \Omega$ . Seule l'impédance caractéristique de la ligne [Lai, 2007] n'est pas connue. En ce qui concerne les résultats des lignes à ondes lentes développées dans ce mémoire, seule la ligne comportant le plus de pertes n'est pas à  $50 \Omega$  mais à  $41 \Omega$ . Cette différence sur les impédances caractéristiques complique l'interprétation des valeurs de l'atténuation linéique mais il paraît

alors évident que pour une même technologie (BiCMOS9MW, CMOS 65 nm) des pertes du même ordre de grandeur peuvent être atteintes avec des lignes à ondes lentes alors que le facteur de qualité est nettement amélioré.

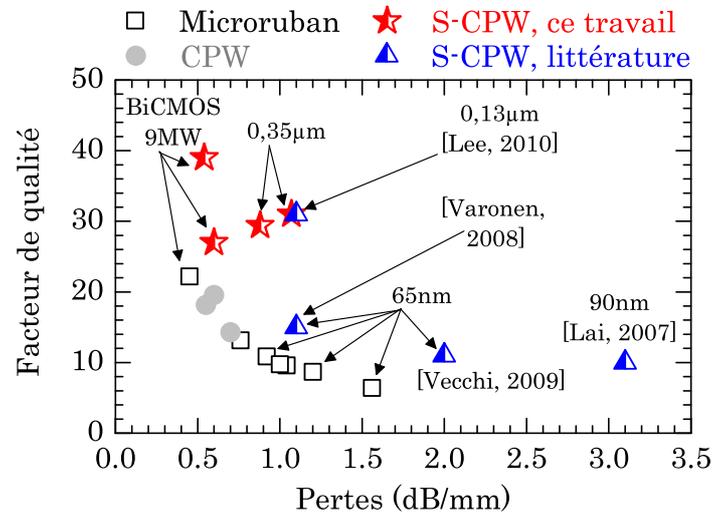


Figure 1.12 : Comparaison du facteur de qualité en fonction des pertes à 60 GHz pour des topologies classiques et des lignes S-CPW dans différentes technologies.

La ligne de propagation à ondes lentes est donc un très bon candidat pour allier miniaturisation et fortes performances en technologie CMOS. En effet, un fort facteur de qualité peut être atteint à faible coût puisqu'une technologie standard à seulement deux niveaux de métallisation est suffisante.

---

## Chapitre 2 : Règles de conception de lignes intégrées à ondes lentes

Les lignes à ondes lentes S-CPW sont nettement plus complexes que des lignes de propagation classique. En effet, la ligne S-CPW réunit l'ensemble des dimensions physiques des lignes microruban et coplanaire avec des paramètres supplémentaires pour décrire la géométrie du blindage. Ainsi, l'effet du chargement capacitif et des pertes introduites par le blindage flottant sont à étudier.

Ce chapitre est exclusivement consacré à la compréhension détaillée du fonctionnement des lignes S-CPW en technologie intégrée. Tout d'abord, l'outil de simulation est présenté et la méthode de calcul utilisée pour l'extraction des paramètres électriques de la ligne de propagation est précisée.

Puis, à travers une étape de simulation électromagnétique permettant de comprendre l'impact détaillé de chaque dimension physique sur les paramètres secondaires, l'optimisation des lignes à ondes lentes S-CPW est recherchée.

Un modèle électrique permettant de prédire le comportement d'une ligne S-CPW est alors explicité. Outre la vitesse de phase et l'impédance caractéristique de la ligne de propagation, ce modèle permet de déterminer les pertes dans la structure et de distinguer leurs différentes causes.

Finalement, les compromis alliant au mieux effet d'ondes lentes, compacité surfacique, faibles pertes et fort facteur de qualité sont visés.

### 2.1 Méthode de simulation

Dans cette partie, les outils utilisés dans ce manuscrit pour l'étude de lignes de propagation sont présentés, à savoir l'outil de simulation puis différentes méthodes de caractérisation bien connues.

#### 2.1.1 Outil de simulation électromagnétique

Les simulations présentées dans la première partie de ce chapitre ont été réalisées à l'aide de HFSS<sup>TM</sup> distribué par Ansoft. Ce logiciel est un simulateur de champ électromagnétique « full-wave » à trois dimensions. Il est basé sur la méthode des éléments finis qui permet une résolution numérique d'équations à dérivées partielles à travers la discrétisation de la géométrie du système à étudier. Dans le cas présent, le système est discrétisé par des mailles de type tétraédrique. Les équations de Maxwell sont alors résolues en différents points du maillage. Ce calcul permet d'obtenir une solution approchée suffisamment fiable lorsque les critères de convergence sont bien paramétrés. En pratique, cet

outil s'avère relativement lourd en temps de calcul et gourmand en mémoire vive mais les résultats obtenus sont tout à fait satisfaisants pour prévoir le comportement de nos circuits.

### 2.1.2 De-embedding

Après la simulation ou la mesure d'une ligne de propagation, l'utilisateur dispose des paramètres S qu'il exploite afin de remonter aux paramètres primaires ou secondaires de la ligne. Cependant, ceux-ci ne peuvent pas être traités directement puisqu'ils sont fortement entachés d'erreurs d'origines diverses. En simulation, l'établissement du champ électromagnétique typique d'une ligne à ondes lente nécessite une propagation de quelques micromètres après l'accès (« port »). Cette restriction s'applique également aux résultats de mesure. Cependant, la difficulté essentielle en mesure après calibrage est souvent la dimension du dispositif sous test par rapport aux plots d'accès permettant de le connecter à l'analyseur de réseau vectoriel. Afin de pallier ces difficultés, la même technique est employée pour extraire les paramètres à partir des résultats de mesure ou de simulation d'une ligne de propagation. La méthode choisie a été développée dans [Mangan, 2006] et se base sur la Figure 2.1 où les blocs Plot 1 et Plot 2 représentent les sections d'accès au dispositif sous test (DST). Ce schéma bloc peut se traduire en cascade des matrices chaînes selon l'équation (2.1).



Figure 2.1 : Schéma équivalent d'une ligne de transmission simulée ou mesurée.

$$ABCD_{tot} = ABCD_{plot1} ABCD_{DST} ABCD_{plot2} \quad (2.1)$$

Cette méthode nécessite deux lignes de propagation identiques et symétriques de longueurs différentes  $l_1 > l_2$ . La matrice  $ABCD$  calculée en (2.2) est celle d'une ligne de longueur  $l_1 - l_2$  avec uniquement des erreurs liées à l'un des plots d'accès.

$$\begin{aligned} ABCD_{l_1-l_2}^{eq} &= ABCD_{l_1} \times (ABCD_{l_2})^{-1} \\ &= ABCD_{plot1} \times ABCD_{l_1-l_2} \times (ABCD_{plot1})^{-1} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Sachant que la contribution essentielle des plots est une capacité en parallèle, les plots peuvent généralement être modélisés par une simple admittance  $Y$  localisée dont la matrice  $ABCD$  est de la forme (2.3).

$$ABCD_{plot1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

En travaillant à présent sur des matrices admittances, la matrice équivalente devient celle présentée en (2.4). La matrice d'une ligne fictive de même géométrie physique que les

lignes précédentes mais de longueur physique  $l_1-l_2$  est alors obtenue par l'équation (2.5) où la fonction swap est définie selon (2.6).

$$Y_{l_1-l_2}^{éq} = Y_{l_1-l_2} + \begin{pmatrix} Y & 0 \\ 0 & -Y \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

$$Y_{l_1-l_2} = \frac{Y_{l_1-l_2}^{éq} + \text{swap}(Y_{l_1-l_2}^{éq})}{2} \quad (2.5)$$

$$\text{swap} \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{22} & m_{21} \\ m_{12} & m_{11} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Les deux intérêts essentiels de cette méthode sont (i) de s'affranchir de part et d'autre de la ligne longue d'une section de longueur  $l_2/2$  et également (ii) d'obtenir la matrice de la ligne fictive de longueur  $l_1-l_2$ . Le point (i) permet d'assurer que la caractérisation ne tient pas compte de la portion où l'établissement du champ électromagnétique n'est pas définitif ce qui n'est pas le cas dans les méthodes classiques comme [Ito, 2008], [Koolen, 1991] et [Vandamme, 2001]. Il faut cependant vérifier que la longueur des lignes d'accès reste bien inférieure à la longueur d'onde pour assurer le caractère localisé de l'admittance  $Y$ . Le second avantage (ii) offre la possibilité d'extraire l'impédance caractéristique en plus de l'exposant de propagation qui peut-être déterminé avec une méthode simple et tout aussi précise [Ferrari, 1994].

### 2.1.3 Extraction des paramètres

Comme toute ligne de propagation, la matrice ABCD de la ligne fictive de longueur égale à la différence des deux longueurs mesurées ou simulées peut s'écrire sous la forme (2.7).

$$ABCD_{l_1-l_2} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma(l_1-l_2)) & Z_c \sinh(\gamma(l_1-l_2)) \\ \frac{\sinh(\gamma(l_1-l_2))}{Z_c} & \cosh(\gamma(l_1-l_2)) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Il est alors aisé de déterminer l'impédance caractéristique  $Z_c$  et l'exposant de propagation  $\gamma$  par les équations (2.8) et (2.9).

$$Z_c = \sqrt{\frac{B}{C}} \quad (2.8)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{\text{arccosh}(A)}{l_1-l_2} \quad (2.9)$$

## 2.2 Influence des différentes dimensions physiques

A présent, le lecteur dispose des méthodes et outils utilisés dans la suite de ce chapitre détaillant l'effet de chacune des dimensions géométriques d'une ligne à ondes lentes présentée Figure 2.2. Les phénomènes physiques conduisant aux modifications des

paramètres électriques sont expliqués afin de bien comprendre le fonctionnement des lignes S-CPW et d'en déduire des recommandations de dessin en fonction des objectifs recherchés par le concepteur.

Dans l'ensemble de l'étude paramétrique suivante, les dimensions de référence sont un ruban central  $W$  de  $7\ \mu\text{m}$ , des plans de masse de largeur  $W_g = 10\ \mu\text{m}$  et un espacement entre le signal et la masse également appelé fente ou « gap »  $G$  de  $50\ \mu\text{m}$ . Le conducteur supérieur, d'épaisseur  $t_{CPW} = 2,8\ \mu\text{m}$ , est éloigné du plan des barreaux flottants par  $1\ \mu\text{m}$  de diélectrique  $\text{SiO}_2$  de permittivité relative 3,9. Le blindage a une épaisseur  $t_{\text{barreaux flottants}}$  de  $0,64\ \mu\text{m}$  et les barreaux flottants ont pour largeur  $SL = 0,6\ \mu\text{m}$ . L'espacement entre deux barreaux flottants vaut  $SS = 1\ \mu\text{m}$ , enfin, les rubans flottants et les plans de masse ont une distance de recouvrement  $R$  de  $10\ \mu\text{m}$  (en vis-à-vis).

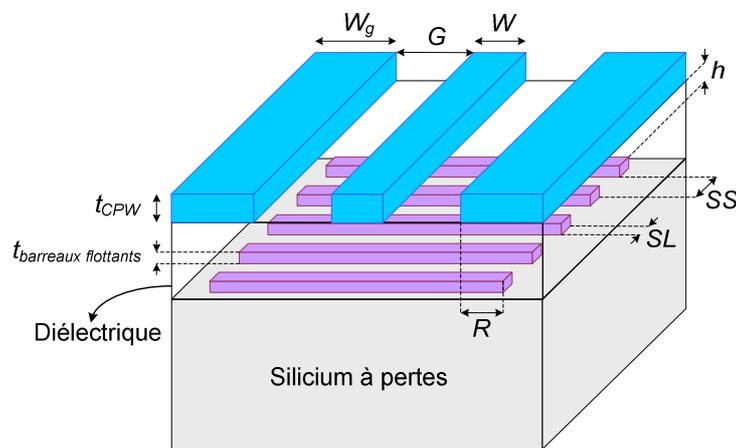


Figure 2.2 : Dimensions physiques d'une ligne de propagation S-CPW.

## 2.2.1 Géométrie de la ligne coplanaire

### 2.2.1.1 Ruban central et espacement entre le signal et les plans de masse

Premièrement, l'impact de la ligne CPW principale est étudié. Sur la Figure 2.3, les capacités et inductances linéiques équivalentes de différentes lignes de propagation sont extraites en fonction de la largeur du ruban central évoluant entre  $7$  et  $21\ \mu\text{m}$  et de la fente dont les valeurs sont comprises entre  $10$  et  $90\ \mu\text{m}$ .

Les barreaux flottants d'une ligne à ondes lentes en technologie intégrée sont généralement très proches du ruban signal (de l'ordre de  $1\ \mu\text{m}$ ) alors que les plans de masse sont disposés à plusieurs dizaines de micromètres de ce ruban central. Dès lors, la capacité entre le signal et les barreaux flottants est largement prépondérante devant celle de la ligne CPW simple. C'est pourquoi la capacité linéique équivalente  $C_{eq}$  de la ligne est quasiment indépendante de la largeur de la fente sur la Figure 2.3 b) pour une fente supérieure à  $10\ \mu\text{m}$ . Par ailleurs, l'utilisation d'un modèle de capacité plane entre le ruban signal et le blindage flottant permet d'expliquer l'évolution linéaire de cette capacité par la relation (2.10).

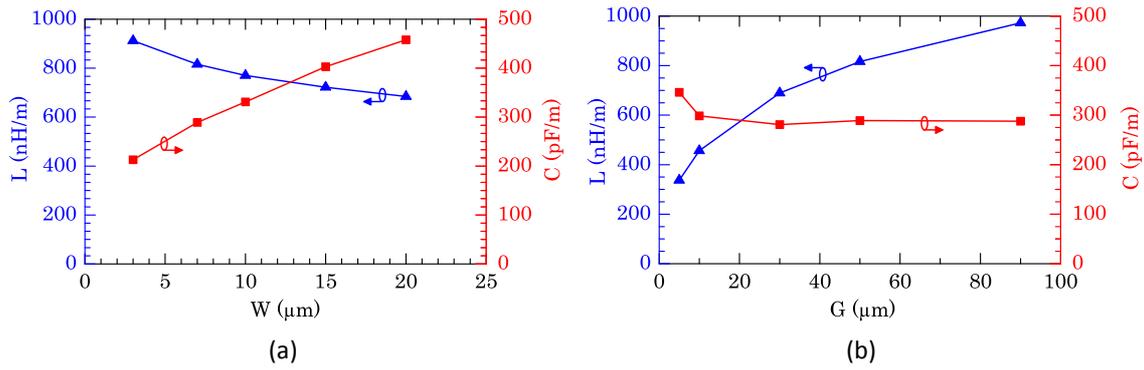


Figure 2.3 : Évolution, à 60 GHz, de la capacité et de l'inductance linéiques équivalentes en fonction des largeurs (a) du ruban central et (b) de la fente, ( $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ).

$$C_{\text{éq}} = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 W}{h} \quad (2.10)$$

Dans une ligne CPW classique, le champ magnétique  $\vec{B}$  est induit principalement par le courant circulant dans le conducteur central. Si l'on augmente la fente coplanaire, le flux  $\Phi$ , et donc l'inductance linéique  $L_l$ , augmentent (2.11). L'inductance externe augmente alors que l'inductance interne est constante.

$$\Phi = L_l I = \iint_S \vec{B} d\vec{S} \quad (2.11)$$

De plus, lorsque le ruban signal s'élargit (toutes les autres dimensions demeurant inchangées), l'inductance externe de la ligne de propagation n'est pas modifiée mais son inductance interne  $L_{\text{int}}$  diminue (voir Annexe 2). L'énergie totale stockée est donc la somme des énergies présentes dans les rubans métalliques CPW et à l'extérieur de ceux-ci. L'inductance équivalente totale est alors obtenue en sommant les deux contributions inductives, cette inductance équivalente diminuant avec l'augmentation de la largeur du ruban signal.

La répartition du champ magnétique dans une ligne à ondes lentes est relativement peu modifiée par rapport à une ligne CPW classique. Ainsi, les variations de l'inductance équivalente d'une ligne S-CPW, présentées Figure 2.3, sont identiques à celles qui seraient obtenues pour une ligne de propagation CPW.

### 2.2.1.2 Réduction de la largeur des plans de masse

Grâce à leur permittivité relative effective élevée, les lignes de propagation à ondes lentes présentent une forte miniaturisation dans le sens de la propagation. Cependant, pour une même impédance caractéristique, la permittivité relative effective, et donc la miniaturisation longitudinale, est d'autant plus importante que le ruban signal et la fente sont larges, c'est-à-dire que les dimensions latérales sont grandes. Ces deux phénomènes étant

contradictoire, il devient essentiel d'optimiser la largeur des plans de masse afin de rechercher une compacité surfacique maximale.

Dans une ligne CPW classique, les plans de masse doivent avoir une largeur suffisante pour être considérés comme infinis. En pratique, leur largeur minimale doit être comprise entre trois et cinq fois la largeur de la fente pour assurer que le champ électrique soit négligeable à leur extrémité. Dans le cas d'une ligne S-CPW, l'effet capacitif des barreaux flottants est tellement fort que le champ électrique est essentiellement confiné dans le diélectrique entre la ligne CPW et les barreaux flottants. Ainsi, des plans de masse plus fins peuvent être envisagés sans trop modifier la répartition des lignes de champs dans la structure.

En effet, pour une fente de  $50\ \mu\text{m}$ , lorsque les plans de masse varient de  $50$  à  $10\ \mu\text{m}$ , de faibles variations sont observées sur les paramètres électriques. Seule la capacité linéique équivalente diminue très légèrement. Lorsque la largeur des plans de masse devient très faible ( $10\ \mu\text{m}$ ), certaines lignes de champ se situant au-dessus de la ligne CPW contournent les plans de masse et sont captées par ceux-ci du côté opposé. Ces lignes de champ correspondent à une distance plus grande. Ce phénomène entraîne donc une diminution de la capacité linéique. La Figure 2.4 présente les paramètres électriques de la ligne pour différentes largeurs de plans de masse.

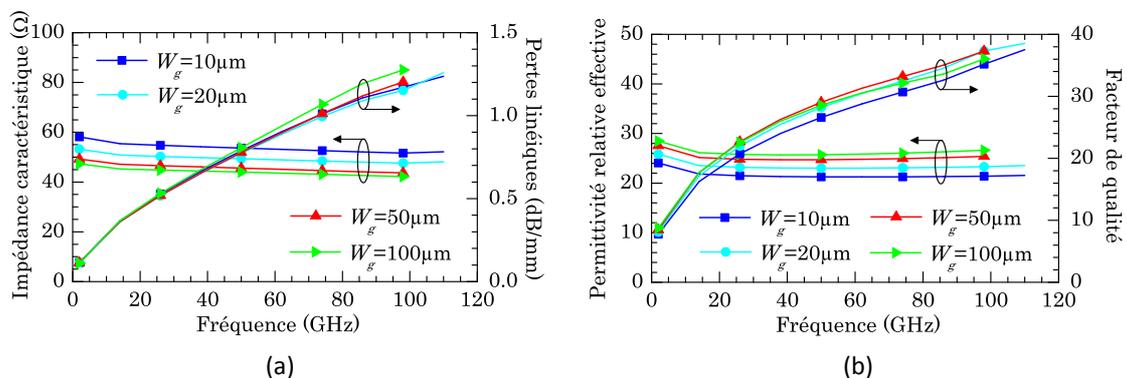


Figure 2.4 : a) Impédance caractéristique et pertes, b) Permittivité relative effective et facteur de qualité pour des lignes dont la largeur des plans de masse varie, ( $W = 7\ \mu\text{m}$ ,  $G = 50\ \mu\text{m}$ ,  $h = 1\ \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6\ \mu\text{m}$ ,  $SS = 1\ \mu\text{m}$ ,  $R = 10\ \mu\text{m}$ ).

L'impédance caractéristique est inversement proportionnelle à la capacité équivalente alors que la permittivité relative effective est proportionnelle à la valeur de la capacité linéique. Ainsi, la première augmente et la seconde diminue lorsque les plans de masse deviennent plus étroits. Par ailleurs, les paramètres électriques se stabilisent pour des plans de masse de largeur supérieure à  $50\ \mu\text{m}$ . Des plans de masse de  $50\ \mu\text{m}$  sont donc suffisants. Dans un souci de miniaturisation plus poussée, il est également envisageable d'utiliser des plans de masse très étroits ( $W_g = 10\ \mu\text{m}$ ). L'impédance caractéristique ne présente pas de dispersion et le facteur de qualité demeure très intéressant en comparaison avec des lignes de propagation classiques, bien qu'il soit légèrement dégradé. Ainsi, selon l'application visée et l'espace latéral

disponible, des facteurs de qualité différents pourront être atteints en fonction des largeurs de plans de masse réalisables.

Les pertes linéiques sont plus faibles d'environ un dixième de décibel à 60 GHz pour des plans de masse fins. Ceci est lié à la légère augmentation de l'impédance caractéristique qui compense l'augmentation de la résistance linéique des plans de masse. Les différences sur le facteur de qualité sont très peu sensibles. Seule la ligne aux plans de masse les plus étroits présente un facteur de qualité légèrement plus faible puisque l'effet d'ondes lentes, et donc la vitesse de phase, diminuent. Cependant, des valeurs supérieures à 30 sont atteintes dès 60 GHz, confirmant clairement les faibles pertes par degré de phase présentes dans les lignes à ondes lentes.

### 2.2.2 Épaisseur de diélectrique

Le diélectrique présent entre la ligne CPW et le plan flottant détermine la capacité introduite par les barreaux flottants. Lorsque l'épaisseur de ce diélectrique augmente, la capacité linéique de la ligne de propagation diminue alors que l'inductance est inchangée. Ainsi, l'impédance caractéristique de la structure augmente et l'atténuation linéique diminue car les pertes globales sont très majoritairement conductrices. Finalement, en-dessous de 90 GHz, la valeur du facteur de qualité est peu dépendante de l'épaisseur du diélectrique utilisée puisqu'elle varie de seulement 10 % à 60 GHz lorsque l'épaisseur varie de 0,5 à 2  $\mu\text{m}$  (Figure 2.5).

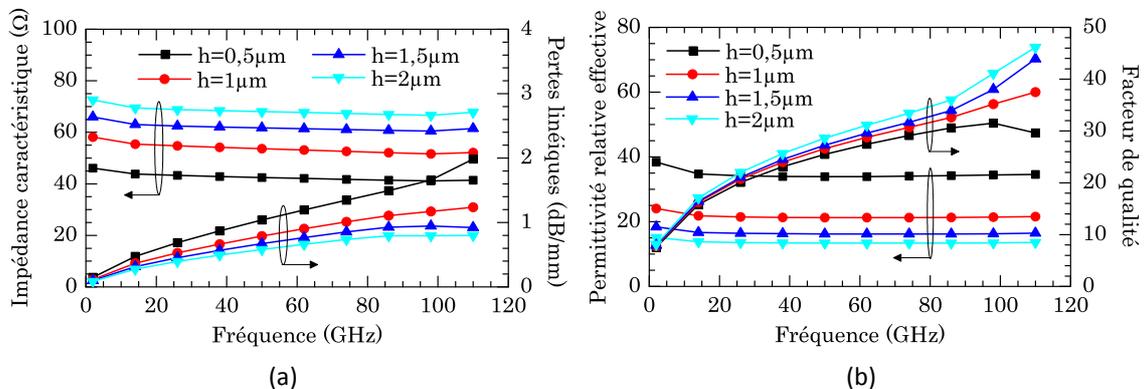


Figure 2.5 : a) Impédance caractéristique et pertes, b) Permittivité relative effective et facteur de qualité pour des lignes dont l'épaisseur de diélectrique varie, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ).

### 2.2.3 Dimensions du plan des barreaux flottants

L'effet des dimensions physiques de la ligne coplanaire sur les caractéristiques électriques ayant été présentées, l'effet des dimensions des barreaux flottants est à présent examiné. Deux nouveaux paramètres sont alors définis : la période  $p$  (2.12) et le taux de remplissage du blindage  $d$  donné en pourcentage (2.13). Si ce dernier vaut 0 %, la ligne est alors de type CPW et, s'il vaut 100 %, c'est une ligne de type CPWG. Le taux de remplissage a

déjà été évoqué dans [Vecchi, 2009] mais les différents phénomènes que nous décrivons ci-dessous n'ont pas été expliqués.

$$p = SL + SS \quad (2.12)$$

$$d = \frac{SL}{SL + SS} \quad (2.13)$$

L'effet d'ondes lentes dépend de la relation entre l'épaisseur de dioxyde et l'espacement entre les rubans flottants, voir Figure 2.6. En effet, si l'épaisseur d'isolant est trop faible par rapport à l'espacement des barreaux flottants, une forte portion du champ électrique fuit et traverse le blindage (Figure 2.6 b)). Celui-ci ne remplit alors plus sa fonction : la capacité équivalente n'est pas augmentée au maximum et les lignes de champ électrique pénètrent dans le silicium massif. Au contraire, si les dimensions  $SS$  et  $h$  sont bien choisies, tout le champ électrique est capté par le blindage flottant, qui est « vu » comme un plan métallique continu.

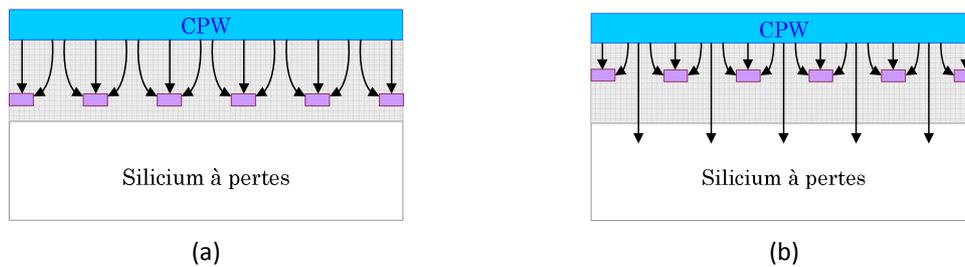


Figure 2.6 : Schéma de répartition des lignes de champ électrique dans une ligne S-CPW pour différents rapports  $SS/h$ , coupe dans le sens de la propagation.

Les Figure 2.7 et Figure 2.8 présentent les performances de lignes S-CPW en fonction de la période  $p$  et du taux de remplissage  $d$  du blindage.

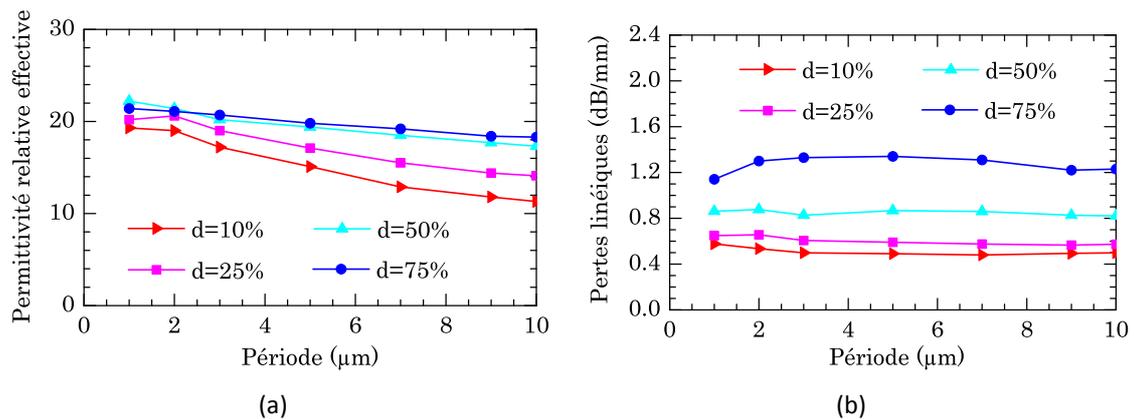


Figure 2.7 : a) Permittivité relative effective à 60 GHz et b) Pertes linéiques à 60 GHz en fonction de la période pour différents taux de remplissage, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ).

Pour de faibles périodes (1 ou 2  $\mu\text{m}$ ), la permittivité relative effective dépend faiblement du taux de remplissage (voir Figure 2.7 a)). En effet, l'espacement  $SS$  étant suffisamment faible, le plan des barreaux flottants agit comme un plan métallique plein vis-à-vis du champ électrique. Pour une période fixée, plus le taux de remplissage est faible, plus les fuites de champ électrique sont importantes, ce qui se traduit par une réduction de la permittivité relative. Ce phénomène est d'autant plus visible que la période est élevée puisque l'espacement entre les barreaux flottants augmente. Finalement, afin d'augmenter l'effet d'ondes lentes, la période doit être minimisée. D'un point de vue quantitatif, tant que l'espacement  $SS$  entre deux barreaux flottants reste inférieur ou de l'ordre de deux fois l'épaisseur  $h$  de dioxyde, le blindage électrique est efficace, ce qui est permis de maximiser la permittivité effective et donc l'effet d'ondes lentes de la structure. Cette règle, établie à partir de l'isolant  $\text{SiO}_2$ , est valable quelque soit le diélectrique utilisé. En effet, le rapport  $\epsilon_{r,eff} / \epsilon_r$  est indépendant de  $\epsilon_r$ , valeur de la permittivité relative de l'isolant. La répartition des lignes de champ électrique n'est donc pas modifiée par une variation de permittivité relative.

Les pertes linéiques (Figure 2.7 b)) ainsi que les facteurs de qualité (Figure 2.8 a)) sont donnés à 60 GHz pour différentes périodes et taux de remplissage.

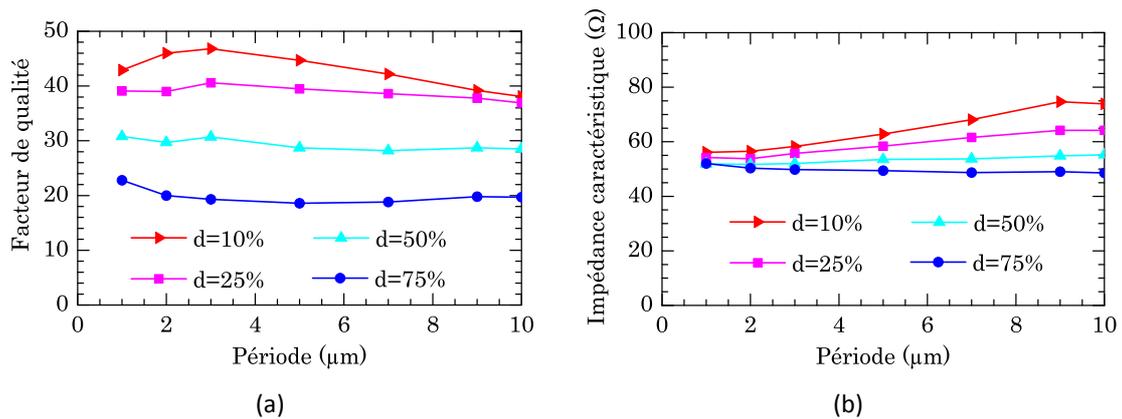


Figure 2.8 :a) Facteur de qualité à 60 GHz et b) impédance caractéristique à 60 GHz en fonction de la période pour différents taux de remplissage, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ).

Pour un taux de remplissage fixé, les pertes sont quasiment indépendantes de la période. Lorsque le taux de remplissage diminue, les pertes diminuent rapidement. En se plaçant à une période de 2  $\mu\text{m}$ , à laquelle la permittivité relative effective ne dépend pas fortement du taux de remplissage, le gain sur les pertes atteint 25 % pour un taux de remplissage de 25 % par rapport à un taux de remplissage de 50 % classiquement utilisé dans la littérature. Ce gain atteint 39 % lorsque le taux de remplissage considéré est fixé à 10 %. Ainsi, un faible taux de remplissage est optimal afin de minimiser les pertes linéiques de la ligne de propagation. Nous montrerons plus loin dans ce chapitre que les barreaux flottants sont le siège de courants de Foucault qui augmentent rapidement avec la quantité de métal présent. Cependant, les contraintes technologiques imposent généralement des densités de

métal minimales de 15 ou 20 % sur chaque couche métallique, limitant alors la diminution du taux de remplissage du plan des barreaux flottants.

Le paramètre le plus important pour qualifier ces lignes de propagation est le facteur de qualité qui traduit les pertes par longueur d'onde. D'après la Figure 2.8 a), pour un taux de remplissage fixé, le facteur de qualité varie peu avec la période. Il est légèrement plus élevé pour de faibles périodes puisque le blindage est alors plus efficace. De plus, lorsque le taux de remplissage augmente, les pertes augmentent et le facteur de qualité diminue. Ainsi, les facteurs de qualité les plus élevés sont obtenus par l'intersection des conditions permettant d'obtenir un fort effet d'ondes lentes et de faibles pertes. Il faut donc choisir une période et un taux de remplissage suffisamment faibles pour améliorer les performances d'une ligne S-CPW.

Quant à l'impédance caractéristique présentée Figure 2.8 b), elle est quasiment indépendante de la période pour des taux de remplissage de 50 % ou plus. Une plus grande gamme d'impédances caractéristiques peut être atteinte à l'aide de faibles taux de remplissage au détriment de fuites à travers le blindage et donc d'une diminution de l'effet d'ondes lentes. Cependant, le facteur de qualité ne variant pas, la période du plan de barreaux flottants peut être ajustée afin d'obtenir l'impédance caractéristique souhaitée sans modifier les dimensions de la ligne CPW.

#### 2.2.4 Épaisseur des métaux

Bien que les épaisseurs de métaux soient fixées par la technologie, il est important de connaître leur effet sur les paramètres électriques de la ligne. Il sera alors aisé de déterminer les couches métalliques les plus appropriées pour concevoir la ligne à ondes lentes avec l'impédance caractéristique souhaitée et le facteur de qualité maximal.

La modification de l'épaisseur des deux couches métalliques utilisées pour réaliser une ligne S-CPW (ligne CPW d'une part et barreaux flottants d'autre part) a peu d'impact sur l'inductance et la capacité linéiques équivalentes de la ligne et donc sur son impédance caractéristique et sa permittivité relative effective. En particulier l'épaisseur des barreaux flottants a un impact très faible sur ces deux paramètres puisque la capacité est maximale et le champ magnétique traverse le plan de rubans flottants d'une ligne S-CPW. Lorsque l'épaisseur du conducteur principal augmente, la capacité entre le ruban signal et les plans de masse de la ligne CPW devient plus importante (bien qu'elle soit toujours faible devant celle introduite par les barreaux flottants) et conduit à une augmentation de la capacité linéique équivalente. Quant à l'inductance équivalente, elle diminue lorsque l'épaisseur de la ligne CPW augmente. En effet, pour une ligne ayant les dimensions suivantes  $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ , l'inductance interne est constante alors que l'inductance externe diminue. Quantitativement, lorsque  $t_{CPW}$  passe de 0,8 à 3,8  $\mu\text{m}$ , l'impédance caractéristique diminue d'environ 12 % alors que la variation de la permittivité relative

effective est inférieure à 1 % (ceci correspond à une augmentation de la capacité équivalente de 13 % et une diminution de l'inductance équivalente de 13 %).

Seules les pertes sont donc étudiées et tracées sur la Figure 2.9. Les pertes globales lorsque l'épaisseur de la ligne principale varie se trouvent sur la Figure 2.9 a) et la Figure 2.9 b) donne les pertes totales pour différentes épaisseurs de rubans flottants.

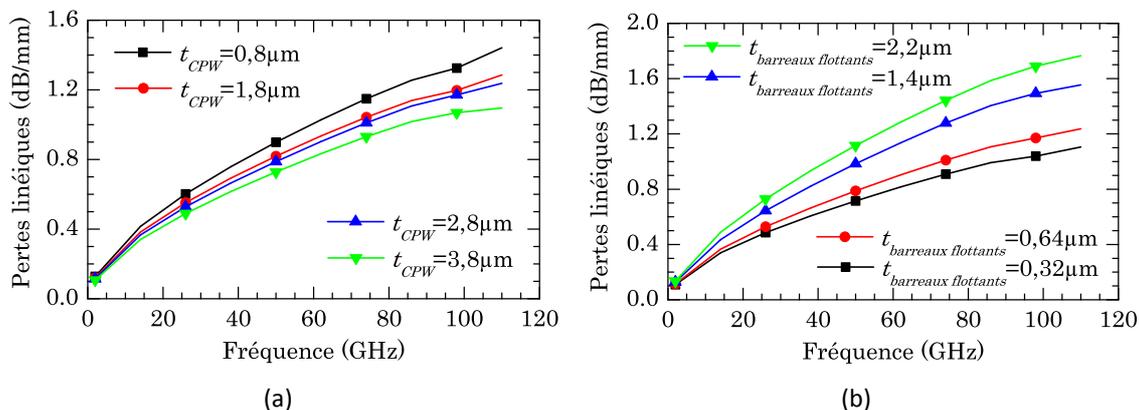


Figure 2.9 : Effet de l'épaisseur de a) la ligne CPW et b) du blindage flottant sur l'atténuation linéique, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

Lorsque l'épaisseur de la ligne coplanaire augmente, les pertes linéiques de la structure diminuent puisque la résistance conductrice de la ligne principale diminue. D'après la Figure 2.9 b), les pertes globales d'une ligne à ondes lentes diminuent lorsque l'épaisseur des barreaux flottants diminue. Ainsi, la majeure partie des pertes présentes dans le blindage flottant n'est pas d'origine conductrice. Les pertes sont donc certainement liées aux courants de Foucault générés par la présence des rubans flottants métalliques dans le champ magnétique créé par le courant traversant la ligne CPW supérieure. Nous montrerons clairement la présence de courants de Foucault dans la seconde partie de ce chapitre.

### 2.2.5 Recouvrement des barreaux sous le plan de masse

La dernière dimension essentielle d'une ligne à ondes lentes est le recouvrement  $R$ . Il correspond à la longueur physique de barreaux flottants en regard des plans de masse. S'il vaut  $0 \mu\text{m}$ , les extrémités des barreaux flottants sont exactement alignées avec le début des plans de masse. Si le recouvrement est négatif, les barreaux flottants s'achèvent dans la fente. Si il est positif mais inférieur à  $W_g$ , les barreaux flottants s'arrêtent sous les plans de masse et si il est supérieur à  $W_g$ , les barreaux flottants continuent au-delà des plans de masse.

Les variations du recouvrement traitées ici ne modifient pas l'inductance linéique équivalente. La diminution du recouvrement entraîne une baisse de l'effet capacitif et donc de l'effet d'ondes lentes. D'après la Figure 2.10, afin de maximiser la capacité équivalente de la ligne de propagation, le recouvrement doit être suffisamment grand.

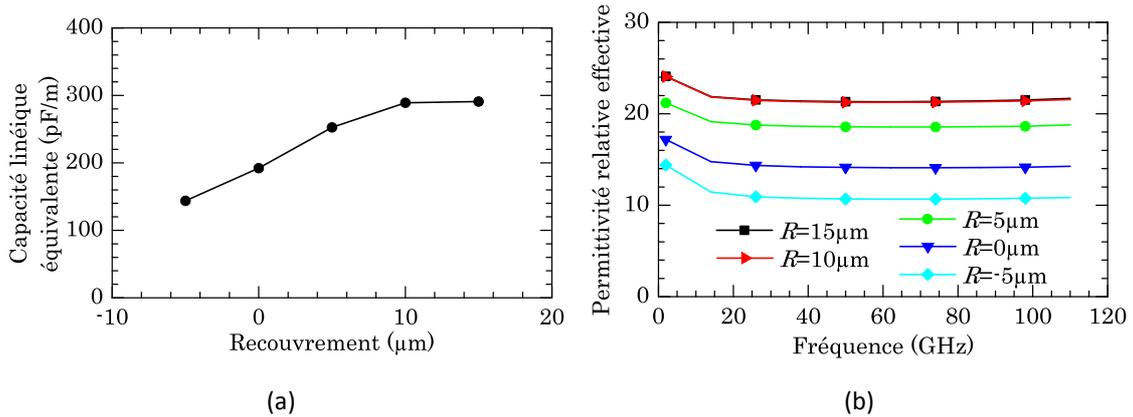


Figure 2.10 : a) Capacité équivalente en fonction du recouvrement à 60 GHz et b) permittivité relative effective en fonction de la fréquence pour différentes valeurs du recouvrement, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

Ainsi, utiliser un recouvrement supérieur à la largeur des plans de masse n'apporterait aucune amélioration des performances. Si l'on considère les pertes et le facteur de qualité, un recouvrement de  $5 \mu\text{m}$  suffit à obtenir un minimum de pertes et un facteur de qualité maximum (voir Figure 2.10 et Figure 2.11). Par contre, la longueur supplémentaire des barreaux flottants conduit à un encombrement global de la ligne S-CPW supérieur. Ceci n'est pas souhaitable puisque le facteur de qualité n'est pas sensiblement meilleur.

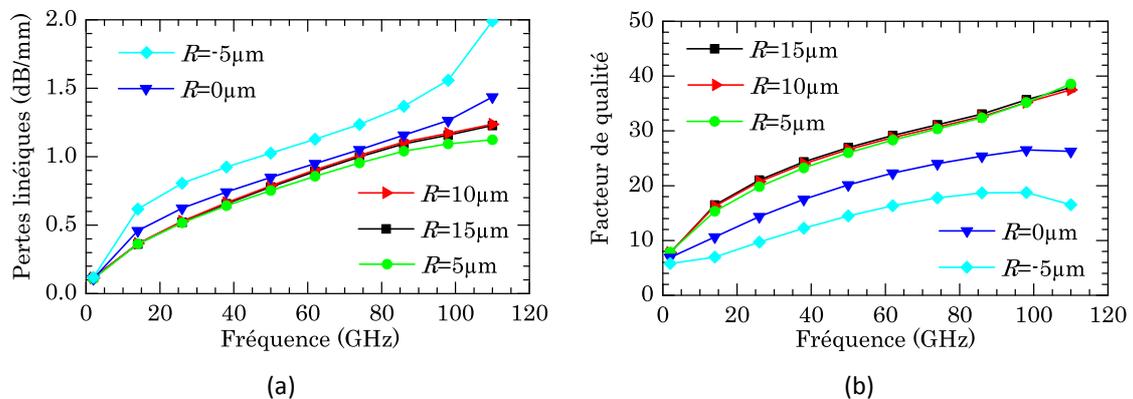


Figure 2.11 : a) Pertes linéiques et b) facteur de qualité pour différents recouvrements, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

Les pertes ne sont pas affectées par une variation du recouvrement tant que les rubans ont une portion en regard des plans de masse ( $R > 0 \mu\text{m}$ ). Lorsque ceux-ci n'atteignent pas le plan de masse, les lignes de champ électrique pénètrent dans le substrat entre les barreaux et les plans de masse, ce qui entraîne des pertes diélectriques dans le substrat silicium à pertes.

### 2.3 Modélisation électrique

L'important facteur de forme entre les barreaux flottants (au plus quelques micromètres) et les dimensions latérales d'une ligne à ondes lentes S-CPW conduit à des simulations électromagnétiques très gourmandes en mémoire vive mais aussi en temps de

calcul. De nombreux auteurs se sont donc attachés au développement d'un modèle équivalent afin de prédire le comportement de ces lignes de propagation à ondes lentes.

### 2.3.1 État de l'art de la modélisation de lignes S-CPW

Un premier modèle simpliste [Seki, 1981] a été réalisé par la mise en cascade de lignes de transmission successivement à faible et forte impédance caractéristique. Ce modèle est valable pour des périodes de blindage suffisamment importantes comme les 200  $\mu\text{m}$  rapportés dans l'article mais avec les technologies CMOS de plus en plus avancées, des périodes de quelques micromètres seulement peuvent être adoptées rendant ce modèle obsolète car il ne tient pas compte des effets de bord du champ électromagnétique [Abdel Aziz, 2009].

Dès 1999, [Lee, 1999] compare les caractéristiques de lignes de propagation à ondes lentes. Si l'inductance n'est pas modifiée par l'introduction des barreaux en polysilicium, la capacité d'une ligne avec des barreaux connectés à la masse est supérieure à celle d'une ligne comportant les mêmes barreaux flottants, elle-même supérieure à celle de la ligne non chargée. Cette observation est complétée par la suite lors de la présentation d'un modèle *RLCG* [Sayag, 2008]. Selon ce modèle, la ligne CPW de mêmes dimensions que la ligne à ondes lentes permettrait de connaître les éléments placés en série donc  $R$  et  $L$ , et la ligne CPWG donnerait les éléments en parallèle  $C$  et  $G$ . S'il paraît tout à fait valide pour la détermination des composants réactifs et donc pour la prévision de la vitesse de phase, le modèle des pertes n'est a priori pas satisfaisant. En effet, il n'est pas évident que la résistance série  $R_i$  traduise seulement les pertes conductrices de la ligne CPW puisque le champ magnétique autour du ruban signal traverse les barreaux flottants, générant des pertes par courants de Foucault. De même, les pertes diélectriques données par la conductance  $G_i$  de la ligne CPWG ne peuvent pas correspondre à celles du diélectrique d'une ligne S-CPW. Dans une ligne à ondes lentes, les pertes par courant de Foucault dans le blindage à rubans périodiques sont bien inférieures à celles présentes dans une ligne CPWG comportant un plan de masse plein. Par ailleurs, le courant traversant les barreaux flottants génère a priori des pertes conductrices à prendre en considération.

Un modèle semi-empirique a été développé dans [Wang, 2004]. Celui-ci tient compte à la fois du couplage entre deux rubans flottants successifs, des pertes substrat, des pertes dans le conducteur principal et des pertes dans les barreaux. Mais les mesures fortement « chahutées » ne permettent pas de présenter l'intérêt de cette méthode. [Masuda, 2008] a développé un modèle analytique pour l'inductance et la capacité linéiques équivalentes à partir de l'ensemble des dimensions physiques de la topologie (ligne CPW, rubans flottants, épaisseur de diélectrique). Mais les pertes ne sont pas évaluées. Des méthodes purement magnétiques sont exposées dans [Wang, 2008b] et [Tiemeijer, 2007]. Basées sur la méthode PEEC (Partial Element Equivalent Circuit), celles-ci consistent en la subdivision de chaque conducteur en plusieurs conducteurs supposés filiformes. Ces méthodes permettent de tenir compte à la fois de l'effet de peau et de l'effet de proximité et peuvent être appliquées

puisque l'influence des rubans orthogonaux à la ligne CPW peut être négligée d'un point de vue magnétique. Cependant, la totalité du problème n'est pas résolue puisque, seules l'inductance et la résistance des conducteurs principaux sont évaluées. Il apparaît ainsi qu'aucun modèle actuel ne permet de modéliser convenablement les lignes à ondes lentes et notamment leur atténuation.

Dans le paragraphe précédent, les variations des paramètres électriques en fonction des nombreuses dimensions physiques d'une ligne de propagation à ondes lentes ont été détaillées. Le concepteur qui souhaiterait utiliser une ligne de propagation devrait se référer à des valeurs de simulation tabulées pour choisir les dimensions les plus adaptées à son application. Cependant, il serait nettement plus utile de déterminer un modèle électrique qui permettrait de déterminer facilement et rapidement le comportement d'une ligne S-CPW de dimensions quelconques. Ce paragraphe s'intéresse à la modélisation électrique d'une ligne à ondes lentes à travers l'identification de ses paramètres constitutifs.

### 2.3.2 Choix d'un modèle équivalent physique

#### 2.3.2.1 Détail du modèle

Afin d'établir une modélisation complète, il faut introduire un modèle pour les pertes dans les lignes à ondes lentes. Nous n'avons pas opté pour le modèle des télégraphistes de type *RLCG* puisqu'il ne permet pas une bonne compréhension physique des pertes. Le modèle choisi est celui représenté sur la Figure 2.12, il est basé sur la physique des courants et champs dans la structure S-CPW.

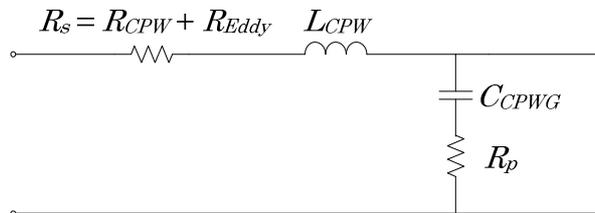


Figure 2.12 : Modèle équivalent RLRC choisi.

Les éléments réactifs de ce circuit sont connus puisqu'ils correspondent à l'inductance équivalente d'une ligne CPW et à la capacité équivalente d'une ligne CPWG de mêmes dimensions géométriques.

Les paramètres  $R_s$  et  $L_{CPW}$  en série reflètent les différents effets du courant dans la ligne CPW et du champ magnétique qu'il induit. Le conducteur supérieur est parcouru par un courant qui entraîne des pertes conductrices  $R_{CPW}$  dans la ligne CPW. Ce courant induit un champ magnétique autour du conducteur qui donne lieu à une inductance  $L_{CPW}$ . Le blindage flottant situé dans un champ magnétique est alors le siège de courants de Foucault dans les rubans flottants qui engendrent des pertes par effets Joules  $R_{Eddy}$ . La résistance série  $R_s$

s'exprime donc comme la somme de  $R_{CPW}$  et de  $R_{Eddy}$  multipliée par un coefficient dépendant du couplage magnétique entre la ligne CPW et les barreaux constituant le blindage flottant.

Les termes placés en parallèle dans le modèle équivalent sont une résistance  $R_p$  en série avec la capacité  $C_{CPWG}$  : ces termes modélisent les effets du champ électrique. La capacité  $C_{CPWG}$  entre la ligne CPW et le blindage flottant permet le développement d'un courant électrique alternatif dans les barreaux flottants et des pertes par conduction, modélisées par la résistance  $R_p$ , sont alors présentes dans le blindage. Ce modèle résulte de la mise en série de la résistance traduisant les pertes conductrices dans le plan flottant, de la capacité entre le conducteur central et les rubans flottants et celle entre le blindage flottant et les rubans de masse de la ligne CPW.

Finalement, les pertes des rubans flottants contribuent à la fois aux éléments dissipatifs série et parallèle du modèle. Les logiciels de simulation classiques dédiés aux applications hautes fréquences ne permettent pas de distinguer ces différentes contributions. Nous verrons plus loin que nous utiliserons une approche quasi-statique permettant de séparer les effets magnétiques des effets électriques afin de déterminer les éléments constituant le modèle de manière séparée.

### 2.3.2.2 Paramètres secondaires du modèle RLRC

Pour le modèle RLRC l'impédance caractéristique s'écrit selon (2.14) avec  $Z_s$  et  $Y_p$  respectivement l'impédance série et l'admittance parallèle données par (2.15) et (2.16).

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_s}{Y_p}} \quad (2.14)$$

$$Z_s = R_s + jL_{CPW} \omega \quad (2.15)$$

$$Y_p = \frac{jC_{CPWG} \omega}{1 + jR_p C_{CPWG} \omega} = \frac{(1 - jR_p C_{CPWG} \omega) jC_{CPWG} \omega}{1 + (R_p C_{CPWG} \omega)^2} \quad (2.16)$$

L'impédance caractéristique de la ligne devient alors (2.17). En supposant que le terme  $\frac{R_s R_p C_{CPWG}}{L_{CPW}}$  est négligeable devant 1, cette expression se simplifie sous la forme (2.18).

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{jL\omega}\right) \cdot (1 + jR_p C \omega)} \quad (2.17)$$

$$Z_c \approx \sqrt{\frac{L}{C}} + j \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \left( R_p C \omega - \frac{R_s}{L\omega} \right) \quad (2.18)$$

De même, l'exposant de propagation s'exprime par  $\gamma = \sqrt{Z_s \cdot Y_p}$ . Il en résulte alors l'équation (2.19). En supposant que  $\frac{R_s R_p C_{CPWG}}{L_{CPW}}$  et  $(R_p C_{CPWG} \omega)^2$  sont négligeables devant 1,

cette expression peut se simplifier sous la forme (2.20). Ces hypothèses sont largement vérifiées à partir des valeurs de résistances, de capacité et d'inductance déterminées dans la suite de cette étude.

$$\gamma = \frac{j\omega\sqrt{L_{CPW}C_{CPWG}}}{\sqrt{1+(R_p C_{CPWG}\omega)^2}} \sqrt{\left(1 + \frac{R_s}{jL_{CPW}\omega}\right) \cdot (1 - jR_p C_{CPWG}\omega)} \quad (2.19)$$

$$\gamma \approx j\omega\sqrt{L_{CPW}C_{CPWG}} \left(1 - j\left(\frac{R_s}{2L_{CPW}\omega} + \frac{R_p C_{CPWG}\omega}{2}\right)\right) \quad (2.20)$$

Puis, l'identification  $\gamma = \alpha + j\beta$  conduit à déterminer la constante de phase (2.21) et l'atténuation linéique (2.22). Cette dernière comporte deux termes. Le premier traduit les pertes conductrices de la ligne CPW qui évoluent en  $\sqrt{f}$  et les pertes par courants de Foucault dans le blindage flottant qui sont proportionnelles à  $f$ . Le second terme est négligeable et évolue en  $f^2\sqrt{f}$  du fait de l'effet de peau dans les rubans flottants (sur  $R_p$ ).

$$\beta \approx j\omega\sqrt{L_{CPW}C_{CPWG}} \quad (2.21)$$

$$\alpha \approx \frac{1}{2} \frac{R_s}{\sqrt{L_{CPW}/C_{CPWG}}} + \frac{1}{2} \omega^2 R_p C_{CPWG} \sqrt{L_{CPW}C_{CPWG}} \quad (2.22)$$

### 2.3.3 Éléments réactifs

L'allure du champ électromagnétique d'une ligne à ondes lentes a été évoquée dans le Chapitre 1. Si les dimensions du blindage ont été choisies afin qu'il présente une bonne efficacité (espacement des barreaux flottants  $SS$  suffisamment faible), une forte capacité est introduite par le plan des barreaux flottants. Le champ électrique est donc confiné entre la ligne principale et les barreaux flottants. La répartition du champ électrique dans une ligne à ondes lentes est alors très proche de celle d'une ligne CPWG de mêmes dimensions physiques comme le met en évidence la Figure 2.13 a)<sup>3</sup>. Par ailleurs, si l'espacement entre deux barreaux flottants successifs est suffisamment grand, la conservation du champ magnétique assure que celui-ci est peu perturbé par la présence du blindage. En simulation, ceci est vérifié sur la Figure 2.13 b) où le champ magnétique d'une ligne à ondes lentes est présent tout autour du conducteur central, même sous le plan des barreaux flottants.

---

<sup>3</sup> La Figure 2.13 est réalisée à partir du logiciel Flux 3D<sup>TM</sup> qui sera présenté en détail par la suite et dans l'Annexe 3.

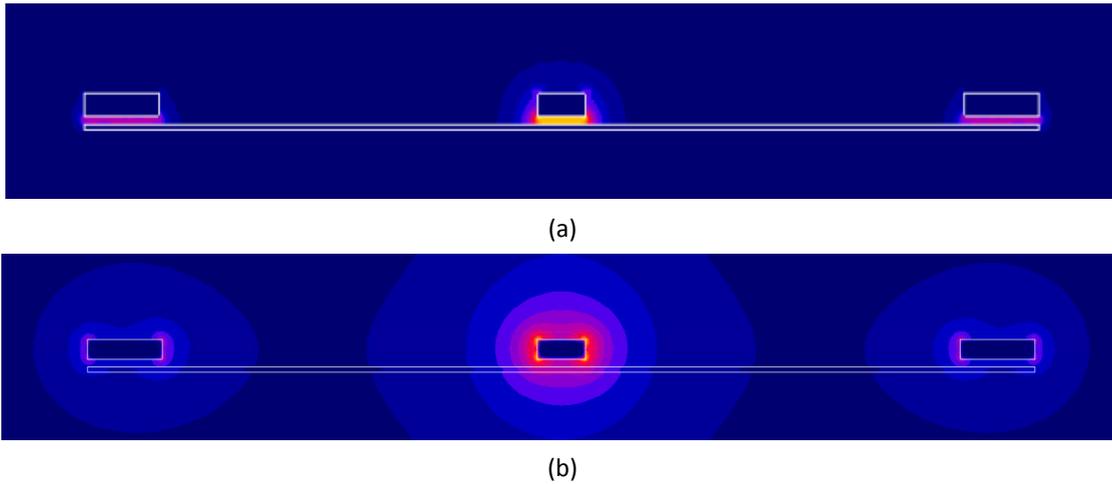


Figure 2.13 : Allure du champ électromagnétique simulé d'une ligne à ondes lentes : champ électrique (a) et magnétique(b) dans un plan transversal à celui de la propagation, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

D'après la répartition du champ électrique, les capacités linéiques équivalentes des structures S-CPW et CPWG de mêmes dimensions physiques sont très proches et supérieures à celle qui serait obtenue pour une ligne CPW. Ceci est vérifié Figure 2.14 a) où les capacités linéiques équivalentes des lignes à ondes lentes, coplanaires et coplanaires à plan de masse plein sont présentées. De même, deux lignes S-CPW et CPW ayant les mêmes dimensions physiques présentent des inductances linéiques équivalentes similaires et nettement plus élevées que celle de la ligne CPW correspondante (voir Figure 2.14 b)).

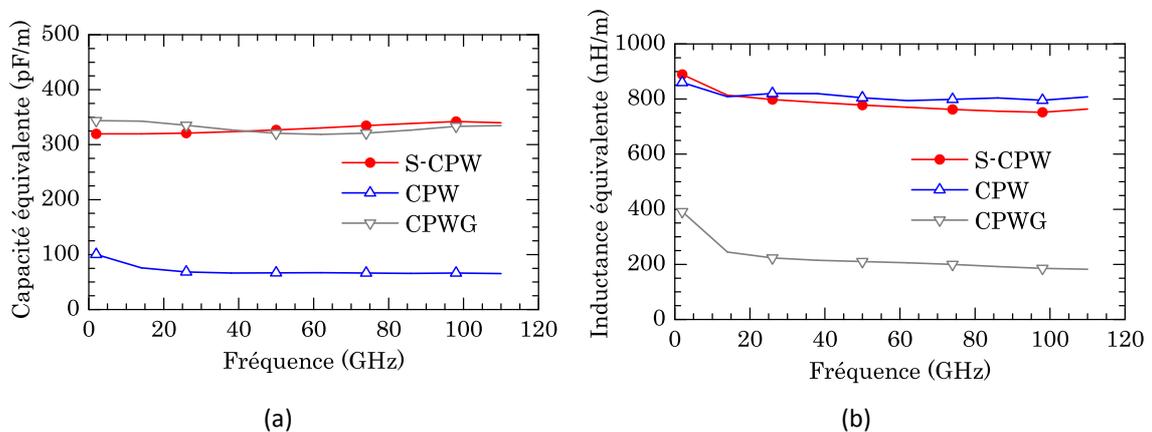


Figure 2.14 : a) Capacité linéique équivalente et b) inductance linéique équivalente pour plusieurs topologies de lignes SCPW, CPW et CPWG de mêmes dimensions physiques, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

### 2.3.4 Éléments dissipatifs

#### 2.3.4.1 Conditions d'utilisation de Flux 3D™

Le logiciel Flux 3D™ distribué par le Groupe Cédrat est alors utilisé dans la suite de ce chapitre destiné à l'établissement d'un modèle équivalent d'une ligne à ondes lentes S-CPW. Cet outil, basé sur la méthode des éléments finis, a été initialement développé pour l'étude électromagnétique et thermique de dispositifs électrotechniques. Le courant de déplacement n'est pas pris en compte, on ne peut donc appliquer Flux3D pour résoudre des problèmes de propagation. Cependant, compte tenu des dimensions très faibles des structures étudiées par rapport à la longueur d'onde, l'approche utilisée par Flux3D est tout à fait valable. Néanmoins, l'intérêt de Flux3D ne réside pas dans le fait qu'il soit quasi-statique bien entendu. En réalité, il permet de dissocier les études électriques et magnétiques, et offre en outre des outils de « post-processing » de très grande qualité, avec l'évaluation des puissances actives et réactives dans les volumes souhaités ainsi que des outils de visualisation des champs et des courants de grande finesse. A travers la possibilité d'étudier indépendamment les aspects électriques et magnétiques, l'outil de simulation Flux 3D™ permet d'isoler chacune des origines des pertes présentes dans la ligne à ondes lentes. On tire alors profit d'un avantage lié aux dimensions mais aussi à la périodicité du dispositif étudié, qui permet de faire des études découplées en quasi-statique. Les équations utilisées par Flux 3D™ pour la résolution des problèmes électrique et magnétique sont présentées dans l'Annexe 3.

#### 2.3.4.2 Étude électrique

Une première étude électrique permet d'évaluer la capacité introduite par la présence des barreaux flottants. Nous avons alors pu confirmer que la capacité d'une ligne S-CPW est égale à celle d'une ligne CPWG de mêmes dimensions physiques. Cette étude permet également de connaître les pertes conductrices dans les rubans flottants.

Pour la géométrie  $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ , la simulation électrique et le calcul à partir de (2.23) permettent de conclure que la résistance traduisant les pertes dans un barreau flottant est de l'ordre de  $1,3 \Omega$ . Les pertes linéiques associées (représentées par  $R_p$ ) sont très faibles et la résistance  $R_p$  vaut alors  $2.10^{-6} \Omega/\text{m}$ . Ainsi, les pertes conductrices dans le blindage flottant sont très faibles. Il n'est donc pas essentiel d'augmenter la section transversale des barreaux flottants pour minimiser les pertes par conduction. Nous verrons à travers l'étude magnétique que l'augmentation de cette section est en fait très pénalisante car elle augmente très fortement les courants de Foucault dans les barreaux.

### 2.3.4.3 Étude magnétique

Une étude purement magnétique<sup>4</sup> menée avec Flux 3D™ permet de déterminer avec précision la répartition du champ magnétique. Le comportement de la structure a été étudié à différentes fréquences.

#### 2.3.4.3.1 Champ magnétique

En magnétostatique, les rubans flottants sont inexistant pour le champ magnétique. En effet, à très basse fréquence, le champ magnétique généré par un premier conducteur traverse un second conducteur sans être modifié. Ce phénomène est reporté sur la Figure 2.15. De plus, le champ magnétique est réparti dans l'ensemble du conducteur principal avec une amplitude nulle au centre de celui-ci (voir Annexe 2). Notons que les angles du parallélépipède introduisent un effet de pointe important qui concentre le courant sur les arêtes du conducteur.

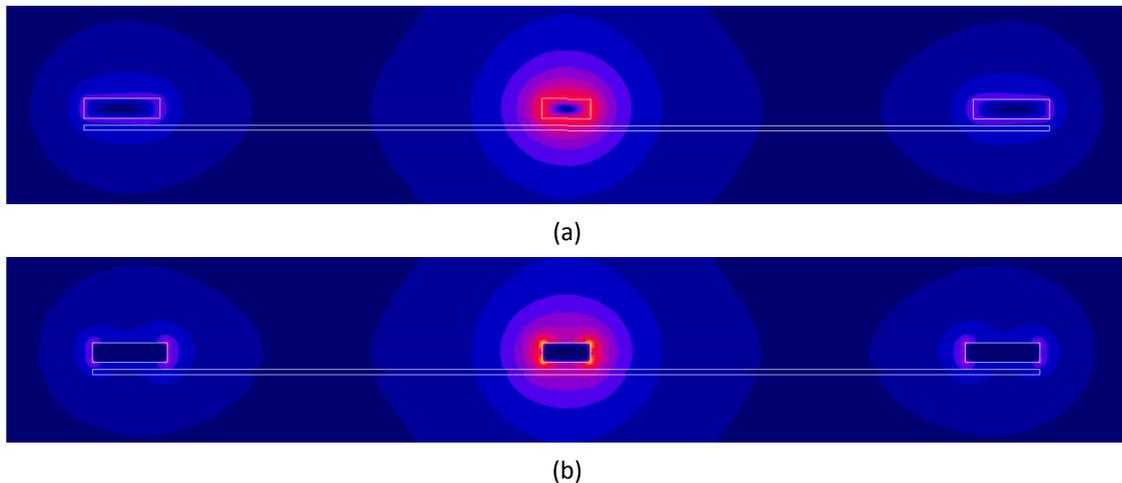


Figure 2.15 : Champ magnétique dans une ligne S-CPW, coupe dans un plan orthogonal à la propagation : a) en magnétostatique et b) à 60 GHz, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

Lorsque la fréquence augmente, le champ magnétique est expulsé sur les bords du conducteur principal comme expliqué dans l'Annexe 2. L'épaisseur de peau de chaque couche métallique est calculée par l'équation (2.23) avec  $f$  la fréquence,  $\mu_0$  la perméabilité du vide,  $\mu_r$  la perméabilité relative et  $\sigma_{cond}$  la conductivité du matériau considéré. Pour la ligne CPW, l'épaisseur de peau à 60 GHz vaut  $0,34 \mu\text{m}$  ce qui explique la concentration du champ magnétique sur une couronne du conducteur et la faible amplitude du champ magnétique à l'intérieur du conducteur principal (voire Annexe 2). Pour le blindage, l'épaisseur de métal

<sup>4</sup> L'aspect électrique est complètement ignoré dans ce calcul. En particulier, l'effet capacitif qui concentre le courant électrique sur la face inférieure du ruban principal n'est pas pris en compte.

utilisée est  $0,6 \mu\text{m}$  pour une épaisseur de peau de  $0,44 \mu\text{m}$  à  $60 \text{ GHz}$ . Ainsi, le champ magnétique pénètre en grande partie le blindage flottant (Figure 2.15).

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \mu_r \sigma_{cond}}} \quad (2.23)$$

Lorsque la fréquence devient très importante, le champ magnétique au niveau des barreaux flottants se déforme fortement. La Figure 2.16 a) présente une coupe dans le sens orthogonal à la propagation, sur un barreau flottant. Il apparaît nettement que le champ magnétique ne parvient plus à traverser le plan des rubans flottants. Il « passe » à côté, entre les barreaux, et n'est pas bloqué par la présence du blindage. La Figure 2.16 b) représente le champ magnétique sur une coupe dans le sens orthogonal à la propagation, entre deux rubans flottants. Le champ magnétique est déformé et traverse alors le plan flottant de plus en plus loin du conducteur principal. La conservation du flux magnétique permet d'expliquer cette observation. Ce phénomène est d'autant plus marqué que l'épaisseur de peau est faible devant l'épaisseur des rubans flottants c'est-à-dire lorsque la fréquence est élevée ou le blindage flottant épais. C'est pourquoi une fréquence très élevée ( $500 \text{ GHz}$ ) a été prise en compte sur la Figure 2.16 afin de mettre clairement ce phénomène en évidence. A  $60 \text{ GHz}$ , une légère déformation des lignes de champs magnétique est observée mais la représentation d'une coupe dans le sens orthogonal à la propagation ne permet pas de bien visualiser cet effet.

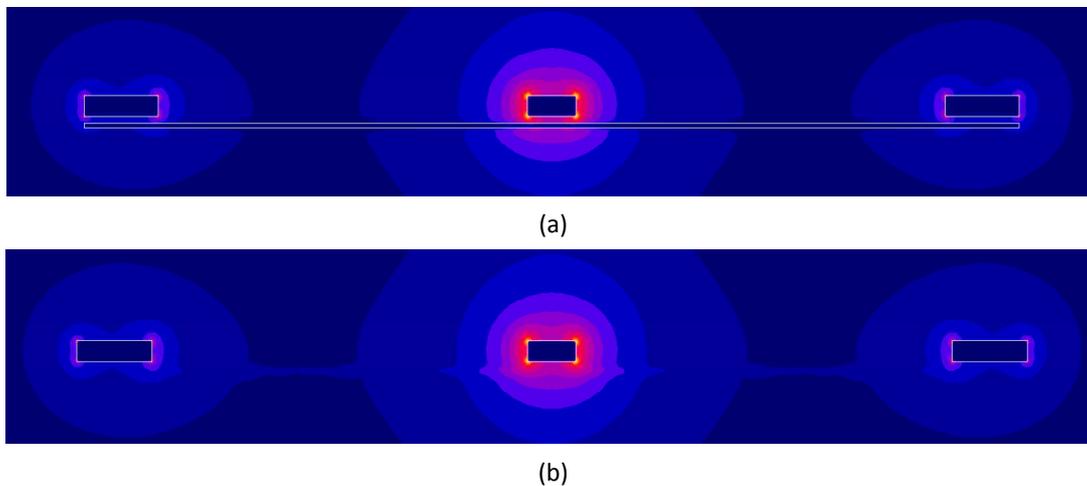


Figure 2.16 : Représentation du champ magnétique à  $500 \text{ GHz}$  dans le sens orthogonal à la propagation :  
a) coupe au milieu d'un barreau flottant et b) coupe entre deux barreaux flottants,  
( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

#### 2.3.4.3.2 Visualisation des courants de Foucault

Les courants de Foucault dans un ruban métallique du blindage flottant sont présentés sur la Figure 2.17. Deux angles différents permettent d'observer les boucles que réalisent les courants de Foucault.

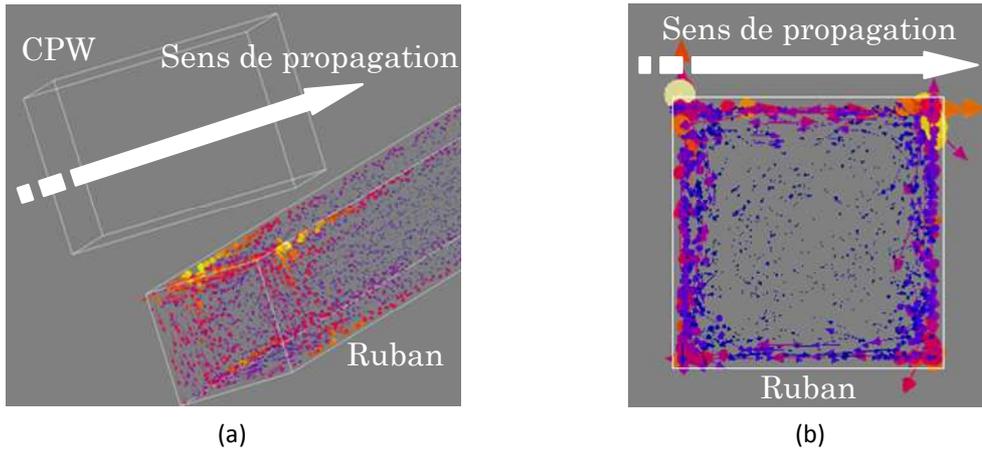


Figure 2.17 : Courants de Foucault dans un ruban flottant : a) vue 3D et b) vue 2D dans le sens de la propagation de la ligne CPW, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 2 \mu\text{m}$ ,  $SS = 2 \mu\text{m}$ ).

#### 2.3.4.4 Validation du modèle équivalent

La résistance  $R_{CPW}$  traduisant les pertes conductrices dans la ligne CPW et celle  $R_{Eddy}$  traduisant les courants de Foucault dans les rubans flottants sont mises en série dans le modèle. Ainsi, le même courant les traverse et le rapport des puissances dissipées par effet Joule (obtenues après simulation par Flux 3D™) permet d'accéder directement au rapport des résistances linéiques. Puis, les paramètres secondaires peuvent être calculés selon les équations dérivées précédemment (2.18), (2.21) et (2.22).

Les mesures seront présentées dans le Chapitre 3. Cependant, le modèle électrique établi avec le logiciel Flux 3D™ et les simulations électromagnétiques obtenues à partir de l'outil HFSS™ sont comparées aux paramètres mesurés sur la Figure 2.18.

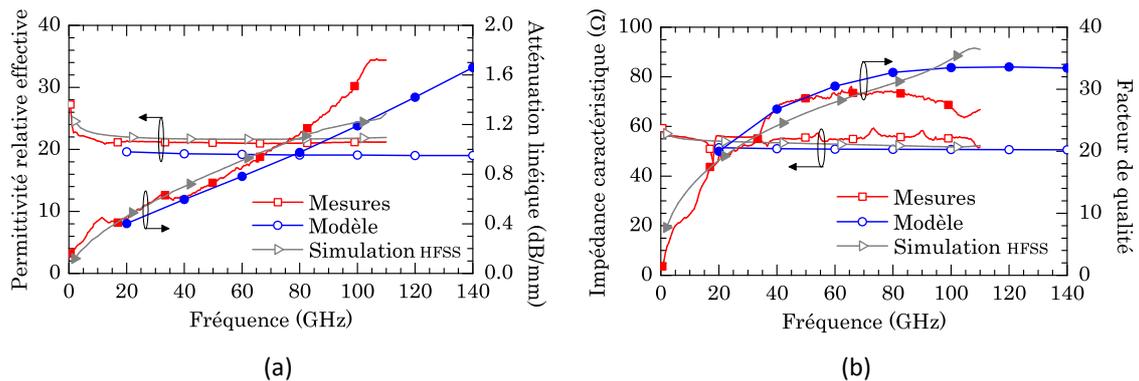


Figure 2.18 : Comparaison des résultats de mesure, de simulation et du modèle pour a) la permittivité relative effective et l'atténuation linéique, b) l'impédance caractéristique et le facteur de qualité, ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $R = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ ).

Le modèle déterminé est en bon accord avec les mesures réalisées jusqu'à 110 GHz. L'impédance caractéristique et la permittivité relative sont moins bien évaluées à l'aide du modèle mais la précision est tout de même meilleure que 10 %. Les pertes en revanche sont

bien décrites sur toute la gamme de fréquence puisque leur évolution rapide au-delà de 80 GHz est mieux prédite à partir du modèle que par la simulation électromagnétique. Ceci peut être lié à la précision du maillage sous Flux 3D<sup>TM</sup>. Une seule période est simulée avec ce logiciel alors qu'une longueur de ligne suffisamment longue (plusieurs dizaines de périodes) est nécessaire avec HFSS<sup>TM</sup>. La précision du maillage est donc plus faible dans HFSS<sup>TM</sup>. De plus, l'évaluation des pertes dans le blindage flottant nécessiterait de mailler assez finement les conducteurs aux fréquences élevées ce qui imposerait un espace de mémoire dynamique trop important. La validité du modèle ainsi décrit est donc assurée.

#### 2.3.4.5 Proportion des pertes

Ce paragraphe permet l'optimisation de lignes S-CPW à travers l'explication détaillée de la contribution de chaque type de pertes. Le logiciel Flux 3D<sup>TM</sup> permet de remonter aux pertes par effet Joule dans chaque conducteur de la structure. L'étude électrique a mis en évidence que la résistance  $R_p$  traduisant les pertes conductrices dans les rubans flottants, est très faible. A partir de la simulation magnétique, les pertes conductrices de la ligne CPW et les pertes par courant de Foucault dans le blindage flottant sont identifiées sur la Figure 2.19. La Figure 2.19 a) donne directement les pertes d'une courte portion de ligne S-CPW excitée par une source de 1 A. Les pertes conductrices dans la ligne coplanaire sont proportionnelles à la racine de la fréquence et les pertes dans le ruban flottant sont proportionnelles au carré de la fréquence. Sur la Figure 2.19 b), les pertes sont extraites à partir de l'impédance de la structure et sont rapportées en dB/mm selon les équations de la partie 2.3.2.2. Cette évaluation des pertes nous semble plus précise puisqu'elle tient également compte des variations de capacité et d'inductance équivalentes. L'évolution en racine de la fréquence est alors moins franche. Une incertitude subsiste et les deux résultats seront donc présentés en parallèle.

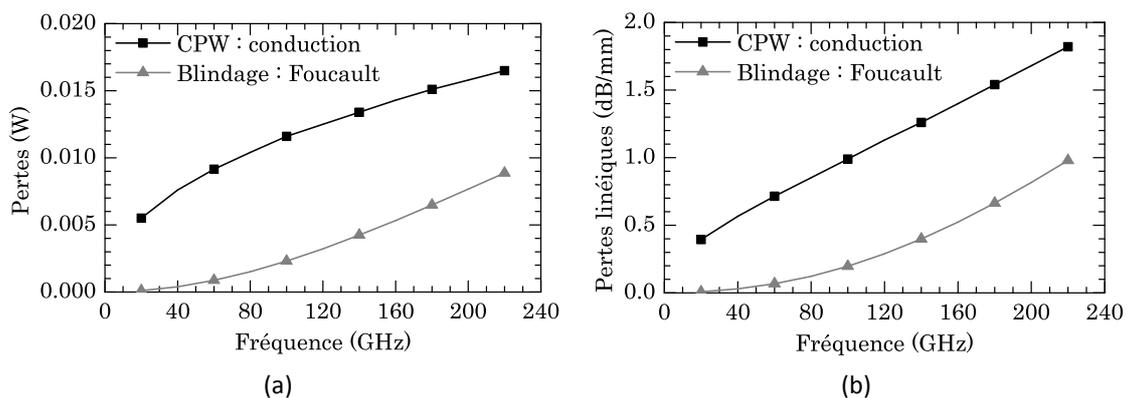


Figure 2.19 : a) Pertes conductrices et par courant de Foucault pour une courte section de ligne S-CPW et b) atténuations linéiques correspondantes,  $(W = 7 \mu\text{m}, G = 50 \mu\text{m}, W_g = 10 \mu\text{m}, h = 1 \mu\text{m}, R = 10 \mu\text{m}, SL = 0,6 \mu\text{m}, SS = 1 \mu\text{m})$ .

### 2.3.4.6 Résultat du modèle

Lorsque l'épaisseur des rubans flottants augmente, toute autre dimension étant égale, les pertes par effet Joule liées à la conduction dans la ligne CPW ne sont pas modifiées (Figure 2.20 a)). Les courants de Foucault génèrent d'autant plus de pertes que le blindage est épais. En effet, un volume plus important permet plus facilement la naissance de boucles de courants de Foucault.

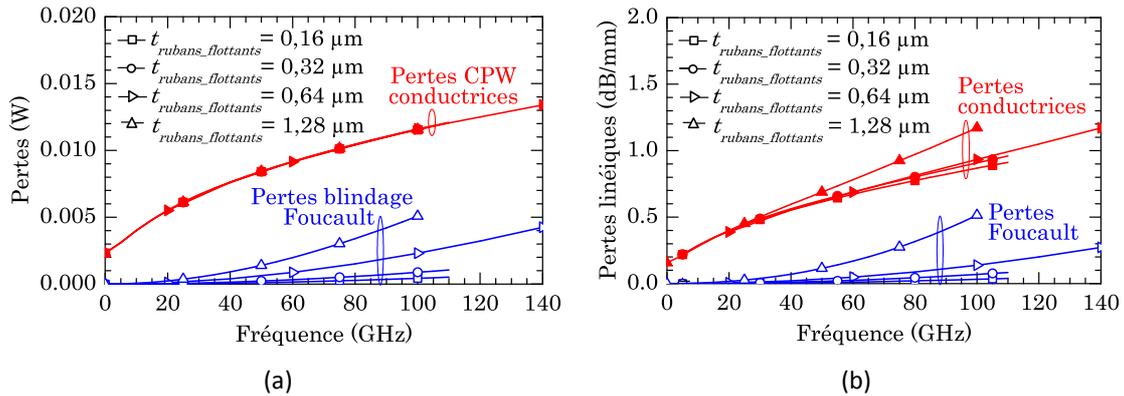


Figure 2.20 : a) Pertes dans une section de ligne S-CPW et b) pertes linéiques dans la ligne pour différentes épaisseurs de blindage flottant.

Cependant, l'observation des pertes linéiques ne permet pas de conclure facilement. En effet, les capacités et inductance équivalentes varient légèrement (moins de 5 %) avec l'épaisseur du blindage. Ainsi, l'impédance caractéristique est légèrement modifiée et les pertes conductrices linéiques dans la ligne CPW ne sont pas égales pour différentes épaisseurs de rubans comme mis en évidence sur la Figure 2.20 b). Plus l'épaisseur du blindage augmente, plus les pertes conductrices et par courant de Foucault augmentent. En tout état de cause, cette étude montre que, dans les deux cas, les pertes globales sont minimisées lorsque l'épaisseur des barreaux est faible.

La Figure 2.21 présente les pertes d'une portion de ligne à ondes lentes avec différents taux de remplissage. Les pertes de la ligne CPW sont rigoureusement égales pour les différentes configurations de blindage puisque la même ligne CPW est utilisée avec des longueurs identiques. Les pertes dans les rubans métalliques flottants augmentent très rapidement avec le taux de remplissage, confirmant à nouveau l'existence de pertes par courant de Foucault dans le blindage métallique.

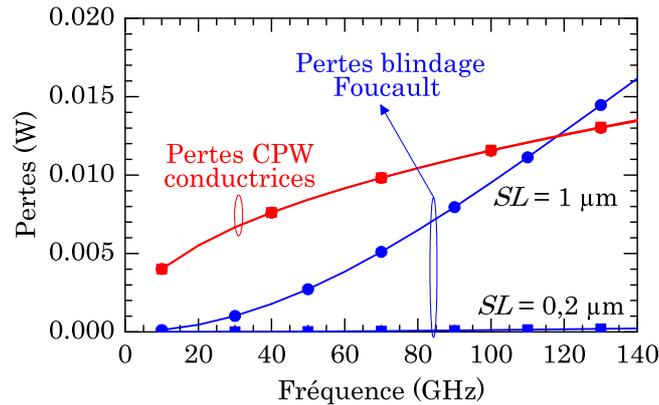


Figure 2.21 : Pertes dans une portion de longueur  $1,2 \mu\text{m}$  de ligne S-CPW pour différents taux de remplissage du blindage flottant.

Finalement, les pertes par courant de Foucault étant proportionnelles au carré de la fréquence, le blindage flottant introduit peu de pertes à basses fréquences. Ces pertes peuvent toutefois devenir très importantes aux fréquences millimétriques lorsque les dimensions des rubans métalliques sont modifiées. Ainsi, il est essentiel de minimiser le volume occupé par le blindage. Les dimensions des rubans flottants sont fortement dépendantes de la technologie puisqu'il faut choisir un métal fin autorisant une faible largeur pour les rubans métalliques. Cette dernière est généralement de l'ordre de grandeur de l'épaisseur du métal. Une fois ces conditions vérifiées, la majeure partie des pertes, aux fréquences millimétriques, se situe dans la ligne coplanaire.

## 2.4 Synthèse des règles de conception

Une des grandes difficultés des lignes de propagation à ondes lentes est le grand nombre de paramètres physiques mis en jeu dans la conception et la réalisation d'une ligne S-CPW. La recherche d'un fort effet d'ondes lentes conduit souvent à des dimensions latérales  $W$ ,  $G$  et  $W_g$  très importantes. Afin de ne pas obtenir une ligne trop encombrante, la largeur des plans de masse  $W_g$  peut être fortement réduite du fait de la géométrie du champ électrique. Par ailleurs, les conducteurs de la ligne CPW doivent être choisis épais pour minimiser les pertes conductrices. Alors que le plan des barreaux flottants, siège de courants de Foucault, doit présenter une épaisseur minimale. Pour cette même raison, la largeur des barreaux flottants  $SL$  doit être minimisée. Ainsi, pour aboutir à de faibles pertes, le taux de remplissage du blindage flottant doit être faible. Mais ceci revient parfois à sacrifier en partie l'effet d'ondes lentes. Il faut donc associer faible taux de remplissage et espacement  $SS$  suffisamment faible entre deux barreaux flottants afin d'assurer une bonne efficacité électrique du blindage.

Ces premiers résultats de simulation électromagnétique sont confirmés par l'élaboration d'un modèle équivalent basé sur la physique des champs électrique et magnétique ainsi que sur les courants présents dans une ligne à ondes lentes S-CPW. Ce modèle confirme la présence de boucles de courants de Foucault dans le blindage. Il tient donc compte des pertes

conductrices dans la ligne principale CPW et dans les barreaux flottants ainsi que des pertes par courant de Foucault dans le blindage. L'effet de peau conduit à des pertes conductrices proportionnelles à la racine de la fréquence dans la ligne CPW. Les pertes dans le blindage flottant sont largement dominées par les pertes par effet Joule liées aux courants de Foucault puisque la présence de nombreux rubans métalliques en parallèle permet de négliger les pertes de conduction dans le blindage flottant. De plus, les courants de Foucault entraînent des pertes d'autant plus importantes que les rubans métalliques flottants sont épais et larges. Ceux-ci, générés par le champ magnétique, sont modélisés en série avec la ligne principale.

Finalement, l'impédance caractéristique de la ligne de propagation recherchée ainsi que sa longueur électrique sont généralement connues. Il s'agit donc d'obtenir un gain en surface important. Les différents paramètres géométriques doivent donc être choisis au mieux pour obtenir un encombrement latéral raisonnable, un fort effet d'ondes lentes (miniaturisation dans le sens de la propagation) et un fort facteur de qualité (de faibles pertes pour le déphasage souhaité).



---

## Chapitre 3 : Synthèse de lignes S-CPW et résultats expérimentaux

L'étude théorique des lignes à ondes lentes S-CPW, en particulier le développement d'un modèle électrique équivalent, a été présentée au Chapitre 2. J'ai montré que la réalisation d'une structure de propagation à ondes lentes nécessite peu de contraintes sur le BEOL puisque seules deux couches conductrices sont absolument nécessaires. De plus, la souplesse introduite par les nombreuses dimensions de la ligne CPW permet de pallier une éventuelle faible épaisseur de diélectrique (entre les barreaux flottants et la ligne CPW), tendance actuelle des technologies CMOS récentes qui limite la réalisation d'impédances caractéristiques élevées.

Dans ce chapitre, des lignes à ondes lentes sont conçues, puis caractérisées jusqu'à 110 GHz sur deux technologies différentes : la technologie CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  de la fonderie AMS et la technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics spécifiquement optimisée pour les applications microondes. Une première partie est consacrée à étudier la reproductibilité des mesures, qui a priori peut être affectée par la précision du BEOL (en particulier la variabilité de l'épaisseur des couches) et par la reproductibilité des mesures elles-mêmes (en particulier la variabilité sur le positionnement des pointes de test). Par ailleurs, cette partie est également destinée à comparer les simulations et les mesures afin de valider l'outil de simulation et donc les conclusions du Chapitre 2. Puis, des lignes de propagation réalisées en technologies CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  et BiCMOS9MW sont caractérisées. Leurs performances électriques permettent de conclure sur les règles de conception évoquées au Chapitre 2. L'encombrement nécessaire pour une ligne à ondes lentes est également traité. Enfin, les S-CPW sont comparées à des topologies de lignes classiques dans les mêmes technologies afin de quantifier l'amélioration apportée par les lignes à ondes lentes.

Les dimensions physiques de l'ensemble des lignes de propagation mesurées dans ce chapitre sont détaillées dans le Tableau 3.1 qui récapitule également les performances électriques essentielles à 60 GHz.

### 3.1 Reproductibilité

La mesure de plusieurs puces en technologie AMS 0,35  $\mu\text{m}$  est présentée afin d'évaluer la fiabilité des simulations réalisées avec HFSS<sup>TM</sup>, la reproductibilité des mesures et la dispersion technologique. Une même ligne de propagation à ondes lentes AMS\_SCPW1 ( $W = 10 \mu\text{m}$ ,  $G = 100 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 60 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $SL = SS = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $t_{CPW} = 2,8 \mu\text{m}$ ,  $t_{\text{barreaux flottants}} = 0,64 \mu\text{m}$ ) est mesurée sur huit puces différentes. Ces mesures sont effectuées avec le même calibrage LRRM de 45 MHz à 65 GHz à l'aide d'un analyseur de réseau Anristu 3739D.

	Dimensions géométriques								Performances électriques à 60 GHz					
	Ligne principale				Blindage				$Z_c$	$\epsilon_{r\text{eff}}$	$\alpha$	Q	SWF	$\Phi/\text{mm}^2$
	Métal	W	G	$W_g$	Métal	SL	SS	h						
AMS_CPW	M4	10 $\mu\text{m}$	7 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$					53 $\Omega$	4,6	1,16 dB/mm	10	1	42 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW1	M4	10 $\mu\text{m}$	100 $\mu\text{m}$	60 $\mu\text{m}$	M3	0,6 $\mu\text{m}$	0,6 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$	40 $\Omega$	35	1,07 dB/mm	31	2,8	23 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW2		18 $\mu\text{m}$							31 $\Omega$	47	1,17 dB/mm	33	3,2	25 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW3		150 $\mu\text{m}$	36 $\Omega$	48		1,41 dB/mm	29		3,2	20 rad/mm <sup>2</sup>				
AMS_SCPW4		7 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$		0,7 $\mu\text{m}$	0,7 $\mu\text{m}$		53 $\Omega$	23,5	0,99 dB/mm	27	2,3	48 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW5	M4	7 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$	M3	0,6 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$	55 $\Omega$	21,2	0,74 dB/mm	36	2,1	46 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW6				30 $\mu\text{m}$					53 $\Omega$	20,4	0,90 dB/mm	27	2,1	34 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW7				50 $\mu\text{m}$					52 $\Omega$	20,0	0,90 dB/mm	27	2,1	27 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW8	M4	7 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$	M3	0,7 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$	1 $\mu\text{m}$	55 $\Omega$	21,2	0,78 dB/mm	31	2,1	46 rad/mm <sup>2</sup>
AMS_SCPW9				M3 + M2	55 $\Omega$				21,2	0,81 dB/mm	31	2,1	46 rad/mm <sup>2</sup>	
B9MW_μruban1	AP + M6	20 $\mu\text{m}$		Plan de masse plein en M1 sur 10 $\mu\text{m}$ puis M1, M2 grillagés sur 45 $\mu\text{m}$ supplémentaires soit $W_g = 100 \mu\text{m}$ et $h = 8,3 \mu\text{m}$ .					35 $\Omega$	3,7	~0,8 dB/mm	< 14	1	24 rad/mm <sup>2</sup>
B9MW_μruban2	AP + M6	12,5 $\mu\text{m}$							44 $\Omega$		~0,8 dB/mm	< 14		
B9MW_μruban3	AP + M6	4,8 $\mu\text{m}$							61 $\Omega$		~0,9 dB/mm	< 14		
B9MW_SCPW1	AP → M2	5 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$		0,16 $\mu\text{m}$	0,64 $\mu\text{m}$	0,4 $\mu\text{m}$	35 $\Omega$	25,6	0,66 dB/mm	43	2,6	51 rad/mm <sup>2</sup>
B9MW_SCPW2	AP → M3							1,15 $\mu\text{m}$	49 $\Omega$	13,3	0,49 dB/mm	42	1,9	37 rad/mm <sup>2</sup>
B9MW_SCPW3	AP → M5							10 $\mu\text{m}$	4,55 $\mu\text{m}$	66 $\Omega$	7,5	0,44 dB/mm	35	1,4
B9MW_SCPW4	M5	10 $\mu\text{m}$	40 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$		0,2 $\mu\text{m}$	0,8 $\mu\text{m}$	3,05 $\mu\text{m}$	65 $\Omega$	10,1	~0,6 dB/mm	~35	1,7	36 rad/mm <sup>2</sup>
B9MW_SCPW5	M6 + M5	5 $\mu\text{m}$						70 $\Omega$	8,2	~0,48 dB/mm	~38	1,5	34 rad/mm <sup>2</sup>	
B9MW_SCPW6		10 $\mu\text{m}$	50 $\mu\text{m}$	0,44 $\mu\text{m}$	1,76 $\mu\text{m}$	1,5 $\mu\text{m}$	50 $\Omega$	15	~0,54 dB/mm	~40	2,0	37 rad/mm <sup>2</sup>		
B9MW_SCPW7		30 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$				30 $\Omega$	13,7	0,61 dB/mm	33	1,9	52 rad/mm <sup>2</sup>		
B9MW_SCPW8	M6 + M5	5 $\mu\text{m}$	20 $\mu\text{m}$	10 $\mu\text{m}$		0,44 $\mu\text{m}$	1,76 $\mu\text{m}$	1,5 $\mu\text{m}$	50 $\Omega$	8,9	0,66 dB/mm	25	1,6	58 rad/mm <sup>2</sup>

Tableau 3.1 : Nomenclature et dimensions géométriques des lignes S-CPW en technologies AMS 0,35  $\mu\text{m}$  et STMicroelectronics BiCMOS9MW.

Dans cette partie, les performances absolues de la ligne S-CPW ne sont pas détaillées, seul l'aspect reproductibilité est traité. Pour chacun des paramètres extraits en fonction de la fréquence, les huit mesures sont tracées, la moyenne et écart-type étant indiqués sur les graphes tous les 10 GHz. De plus, le résultat de simulation obtenu par HFSS<sup>TM</sup> est également ajouté.

La Figure 3.1 a) présente la permittivité relative effective. La simulation et la moyenne des mesures sont en très bon accord sur toute la gamme de fréquence avec une dispersion non négligeable de 8,5 % entre les puces les plus éloignées. Cet écart peut essentiellement s'expliquer par la variation de la position des pointes de mesures liées aux conditions expérimentales. En effet, les mesures ne sont pas automatiques et il est raisonnable d'évaluer que l'opérateur introduit un léger décalage de 5 % sur chaque plot de mesure. En effet, comme la méthode d'extraction employée utilise la mesure de deux lignes, l'imprécision due à la pose des pointes RF sur la longueur physique peut alors atteindre 20  $\mu\text{m}$ , conduisant à une dispersion de 4,6 % sur la valeur de la permittivité relative effective. Une faible modification de la permittivité relative ou de l'épaisseur de ce matériau pourrait expliquer la dispersion totale car les lignes à ondes lentes sont très sensibles aux caractéristiques du dioxyde entre la ligne CPW et les barreaux flottants. Les pertes linéiques sont tracées sur la Figure 3.1 b). La dispersion augmente avec la fréquence mais reste inférieure à 5 % à 60 GHz, assurant une bonne reproductibilité. Par ailleurs, l'accord entre les mesures et la simulation est tout à fait correct. Les simulations électromagnétiques permettent donc d'évaluer avec une bonne précision les pertes d'insertion d'un dispositif passif à base de lignes à ondes lentes.

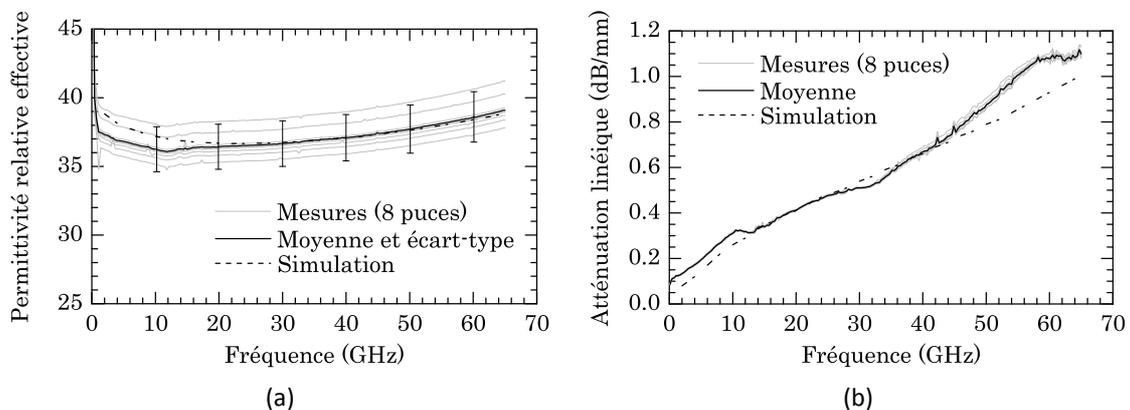


Figure 3.1 : a) Permittivité relative effective, b) atténuation linéique mesurées sur huit puces différentes.

Sur la Figure 3.2, le facteur de qualité et l'impédance caractéristique sont tracés en fonction de la fréquence. La dispersion sur le facteur de qualité est limitée à 3 % à 60 GHz, confirmant une très bonne reproductibilité de ce paramètre. De plus, l'accord entre mesures et simulation est plutôt bon. La mesure de l'impédance caractéristique comprend d'importantes discontinuités qui révèlent la fréquence de résonance de la ligne équivalente de longueur égale à la différence des deux lignes (longue et courte). Ces multiples discontinuités observées sur l'impédance caractéristique, présentes pour toutes les lignes de propagation

mesurées dans ce chapitre, ne seront par la suite plus décrites. Cependant, l'accord avec les simulations est bon. Les résultats issus des simulations ne sont pas affectés par les résonances puisque de faibles longueurs de lignes sont utilisées pour les simulations.

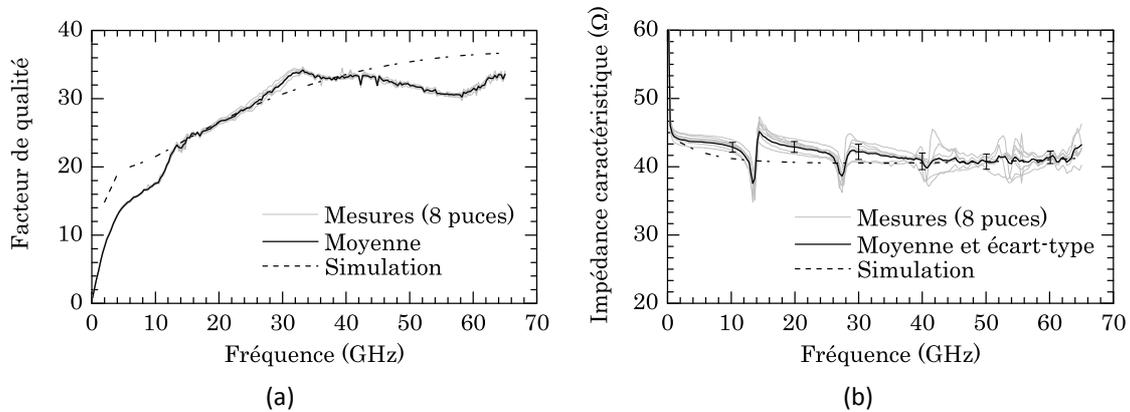


Figure 3.2 : a) Facteur de qualité et b) impédance caractéristique mesurés sur huit puces différentes.

Finalement, une très bonne reproductibilité est vérifiée jusqu'à 65 GHz sur huit puces différentes. Les résultats de simulation sont en très bon accord avec les mesures, confirmant l'exactitude de l'outil de simulation pour prévoir le comportement de lignes S-CPW.

### 3.2 Technologie AMS 0,35 $\mu\text{m}$

#### 3.2.1 Description de la technologie

La première technologie utilisée est la CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  de la fonderie AustriaMicroSystems (AMS). Cette technologie n'est pas récente mais elle permet, à relativement moindre coût, d'établir le comportement de chaque paramètre physique sur les caractéristiques électriques de la ligne de propagation. Elle comporte quatre niveaux de métallisation en aluminium dont un métal épais, le niveau supérieur M4, d'épaisseur 2,8  $\mu\text{m}$  (voir Figure 3.3).

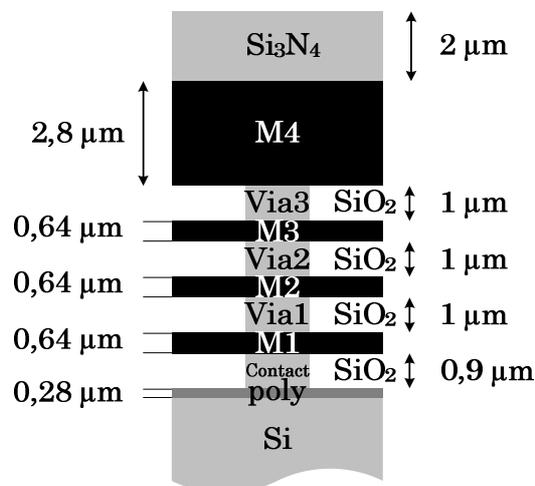


Figure 3.3 : Empilement de la technologie CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  de AMS.

La disponibilité d'un métal épais permet de minimiser les pertes conductrices des lignes de propagation. Les trois autres métaux ont une épaisseur de 0,64  $\mu\text{m}$  et chaque couche le dioxyde  $\text{SiO}_2$  présente entre deux métaux possède une épaisseur égale à 1  $\mu\text{m}$ . L'empilement est recouvert d'une couche de passivation (2  $\mu\text{m}$  de nitrure de silicium  $\text{Si}_3\text{N}_4$ ) pour protéger les dispositifs de la corrosion. La permittivité du nitrure de silicium s'élève à 7,4, ce qui permet donc également de limiter la fuite des lignes de champ électrique dans l'air.

### 3.2.2 Résultats

#### 3.2.2.1 Impédance caractéristique

Comme démontré dans le Chapitre 2, l'impédance caractéristique d'une ligne à ondes lentes ne dépend pas des dimensions du blindage inférieur lorsque les paramètres  $SL$  et  $SS$  sont correctement choisis. La Figure 3.4 présente les impédances caractéristiques de quatre lignes de propagation AMS\_SCPW1, AMS\_SCPW2, AMS\_SCPW3 et AMS\_SCPW4 (voir Tableau 3.1) mesurées jusqu'à 110 GHz. La ligne CPW principale de ces quatre structures est placée sur le métal épais M4 alors que les rubans flottants sont gravés sur le métal M3 ; l'épaisseur de diélectrique  $h$  vaut donc 1  $\mu\text{m}$ . Pour l'ensemble de ces lignes de propagation, les dimensions du blindage sont identiques :  $SL = SS = 0,6 \mu\text{m}$  sauf pour AMS\_SCPW4 qui vérifie  $SL = SS = 0,7 \mu\text{m}$ .

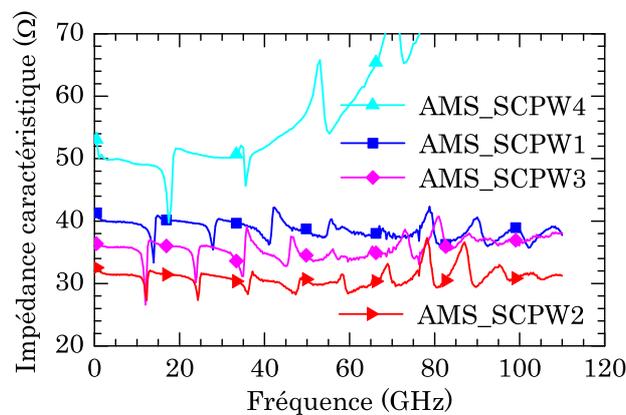


Figure 3.4 : Mesure de l'impédance caractéristique de quatre lignes de propagation en technologie AMS 0,35  $\mu\text{m}$ .

L'espacement entre le ruban signal central et les plans de masse est généralement large (entre 50 et 150  $\mu\text{m}$ ) pour assurer une inductance linéique suffisante afin de compenser la forte capacité introduite par les barreaux flottants. Les impédances caractéristiques observées sont plutôt faibles, comprises entre 30 et 55  $\Omega$ , avec de nombreux pics altérant les mesures, phénomène lié à la résonance des lignes déjà décrit au paragraphe précédent. L'impédance caractéristique est régie par la relation (3.1) où  $L_l$  et  $C_l$  représentent l'inductance et la capacité linéiques de la ligne de propagation dans le modèle présenté au chapitre 2.

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (3.1)$$

L'impédance caractéristique est en première approximation majoritairement déterminée par la largeur du ruban signal puisque l'inductance équivalente est peu modifiée par une variation de la largeur du ruban central (l'inductance externe diminue légèrement lorsque la largeur du ruban signal augmente). Par contre, plus le ruban central est large, plus la capacité linéique est élevée et donc l'impédance caractéristique faible. De plus, pour une même largeur de ruban central, l'éloignement des plans de masse permet d'augmenter l'inductance linéique et donc d'augmenter l'impédance caractéristique. Par ailleurs, des impédances caractéristiques nettement plus élevées pourraient être obtenues en éloignant les rubans flottants, c'est-à-dire en augmentant l'épaisseur  $h$  du diélectrique.

L'impédance caractéristique de la ligne AMS\_SCPW4 est beaucoup plus dispersive que celle des trois autres dimensions. En effet, cette ligne de propagation, beaucoup plus compacte, nécessite l'introduction d'accès progressifs (« tapérisations ») pour connecter le dispositif aux plots de mesure adaptés aux sondes présentant un espacement (« pitch ») de 150  $\mu\text{m}$  entre les sondes signal et masse. Dans la suite de ce manuscrit, certaines structures nécessitent également l'utilisation de « tapérisations » mais des sondes plus adaptées avec un « pitch » de 100 ou 50  $\mu\text{m}$  ont généralement été choisies afin de minimiser cet effet. (Dans ce chapitre, la ligne AMS\_SCPW5 a été mesurée dans deux configurations d'accès différentes.)

### 3.2.2.2 Permittivité relative effective

La Figure 3.5 montre la permittivité relative effective mesurée pour les quatre lignes de propagation. De manière générale, la permittivité relative effective augmente lorsque l'impédance caractéristique diminue. En effet, en basse fréquence (en-dessous de 20 GHz), la ligne AMS\_SCPW4 avec  $Z_c = 55 \Omega$  présente une permittivité relative effective égale à 21 alors que la ligne AMS\_SCPW2 avec  $Z_c = 31 \Omega$  présente une permittivité relative effective plus élevée égale à 46. Ceci est lié à l'augmentation du chargement capacitif réalisé par les barreaux flottants lorsque la largeur du ruban central augmente.

Cependant, l'inductance linéique  $L_l$  est également à prendre en compte dans le calcul de la permittivité relative effective selon (3.2). Ainsi, si la capacité linéique est la même (même  $W$  et même  $h$ ), l'augmentation de l'impédance caractéristique par augmentation de l'espacement entre le ruban central et les plans de masse latéraux conduit à une augmentation de la permittivité relative effective. Ce raisonnement est confirmé par l'observation de la permittivité relative effective des lignes AMS\_S-CPW2 et AMS\_SCPW3 dont les fentes de la ligne CPW valent respectivement 100 et 150  $\mu\text{m}$ , toutes les autres dimensions étant égales.

$$\epsilon_{r,eff} = c_0^2 \times L_l C_l \quad (3.2)$$

J'ai également mesuré une ligne CPW d'impédance caractéristique égale à  $52 \Omega$ . Elle me sert de référence pour le calcul du facteur d'ondes lentes  $SWF_{S-CPW/CPW}$  des quatre lignes à ondes lentes considérées. Le facteur d'ondes lentes est très élevé. Il est compris entre 2,3 et 3,2 (calcul effectué à 20 GHz), attestant d'une forte miniaturisation. Par ailleurs, plus la permittivité relative est élevée, plus la dispersion mesurée est importante. Nous ne sommes pas parvenus à expliquer la raison de cette augmentation de la permittivité relative effective. Ceci peut présenter une difficulté pour des applications large bande par rapport aux lignes CPW classiques qui sont très peu dispersives. A l'inverse, pour des applications à bande étroite, la dispersion introduite par les lignes à ondes lentes n'est pas un obstacle.

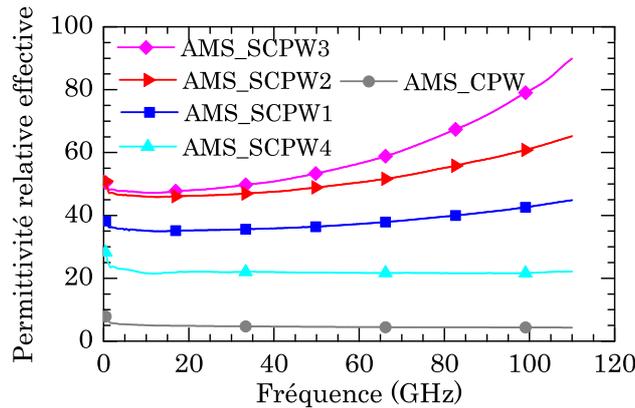


Figure 3.5 : Mesure de la permittivité relative effective de quatre lignes de propagation S-CPW et d'une ligne CPW en technologie AMS  $0,35 \mu\text{m}$ .

### 3.2.2.3 Atténuation linéique et facteur de qualité

L'atténuation linéique et le facteur de qualité de ces quatre lignes de propagation à ondes lentes est tracée sur la Figure 3.6.

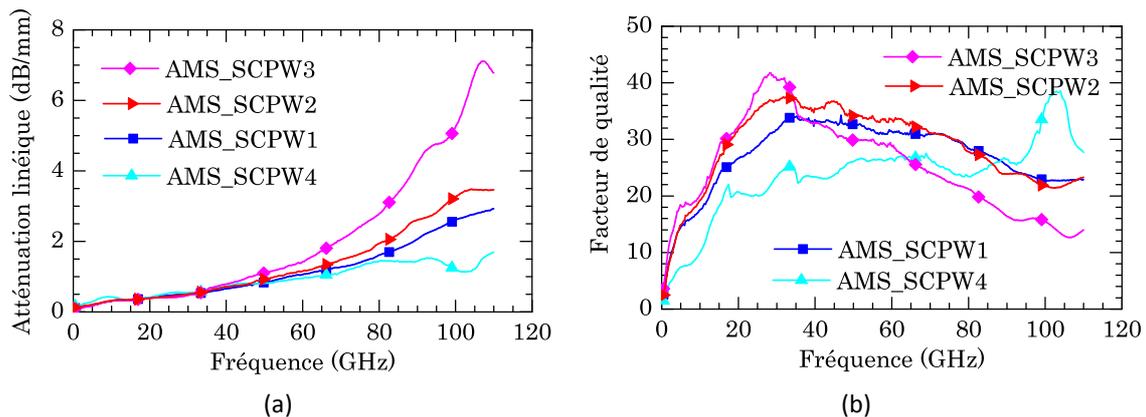


Figure 3.6 : Extraction à partir des mesures pour les quatre lignes de propagation S-CPW en technologie AMS  $0,35 \mu\text{m}$  de l'atténuation linéique et a) du facteur de qualité b).

Les pertes sont comprises entre 1 et 1,4 dB/mm à 60 GHz et entre 1,6 et 5,3 dB/mm à 100 GHz. L'observation conjointe de la Figure 3.5 et de la Figure 3.6 a) permet de conclure que la ligne AMS\_SCPW3 comportant un large ruban central ( $W = 18 \mu\text{m}$ ) et un large espacement

entre le signal et la masse ( $G = 150 \mu\text{m}$ ) semble particulièrement pertinente pour des applications à des fréquences inférieures à 60 GHz puisque son facteur d'ondes lentes est très élevé (3,2) et que ses pertes linéiques sont modérées.

Au-delà de 60 GHz, les pertes linéiques deviennent trop importantes pour mettre en avant l'intérêt de la structure à ondes lentes. En effet, plus les lignes à ondes lentes sont larges, plus elles présentent une forte miniaturisation longitudinalement (mais attention, l'encombrement latéral est alors important) et plus leurs pertes augmentent rapidement avec la fréquence. Néanmoins, un récent article qui sera publié à la conférence EuMC 2011 à Amsterdam met en avant un problème lié à la géométrie des pointes sous test pour l'extraction de l'atténuation linéique de lignes de propagation au-delà d'une fréquence située vers 50 GHz. L'article explique que l'atténuation est fortement surévaluée. Notre banc de test étant semblable à celui considéré dans cet article, un artéfact de mesure n'est pas à exclure, et l'atténuation linéique des lignes S-CPW mesurées est peut-être en réalité bien meilleure que celle présentée sur la Figure 3.6 a) au-delà de 50 GHz.

Cette remarque concerne également le facteur de qualité des lignes présenté sur la Figure 3.6 b). Rappelons que celui-ci permet de juger des mérites d'une ligne de propagation utilisée dans une fonction pour laquelle une longueur électrique déterminée est souhaitée. La ligne AMS\_SCPW3 présente un très fort facteur de qualité autour de 30 GHz (supérieur à 35 entre 22 et 35 GHz) mais celui-ci chute rapidement lorsque la fréquence augmente puisque l'atténuation linéique augmente alors très rapidement. Pour des applications à plus hautes fréquences de fonctionnement, la ligne AMS\_SCPW4 ( $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ) est alors plus judicieuse puisqu'elle combine un effet d'ondes lentes intéressant avec une faible atténuation linéique, permettant d'obtenir le facteur de qualité le plus élevé entre 40 et 70 GHz environ.

### **3.3 Technologie ST B9MW**

#### *3.3.1 Description de la technologie B9MW*

La seconde technologie utilisée est la BiCMOS9MW (Figure 3.7). Cette technologie est une BiCMOS 130 nm spécialement conçue pour limiter les pertes dans les éléments passifs comme les lignes de propagation ou les inductances. Elle comporte six niveaux de métallisation en cuivre dont deux niveaux supérieurs d'épaisseur  $3 \mu\text{m}$  (M5 et M6). Les quatre niveaux inférieurs sont d'épaisseurs de plus en plus faibles. Une couche d'aluminium nommée Alucap (AP) est également disponible afin d'augmenter l'épaisseur d'un conducteur pour diminuer les pertes conductrices. Comme en technologie CMOS  $0,35 \mu\text{m}$ , l'isolant utilisé est du dioxyde de silicium et son épaisseur varie entre  $0,4 \mu\text{m}$  et  $1,5 \mu\text{m}$  en fonction des couches considérées.

Pour la suite du chapitre, nous utiliserons B9MW par souci de simplicité, au lieu du nom complet BiCMOS9MW.

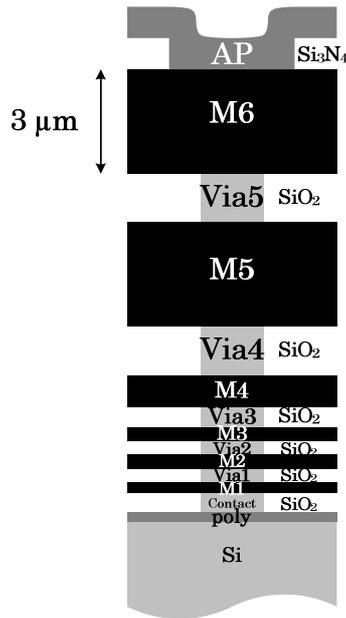


Figure 3.7 : Empilement de la technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics.

### 3.3.2 Résultats en B9MW

#### 3.3.2.1 Impédance caractéristique en technologie B9MW

Dans la technologie AMS 0,35  $\mu\text{m}$  précédente, seules la modification des dimensions de la ligne CPW ont été étudiées. Cependant, une grande variation de la valeur de l'impédance caractéristique peut également être obtenue par la modification de l'épaisseur de diélectrique  $h$  entre la ligne principale et les rubans flottants. La Figure 3.8 présente les variations d'impédance caractéristique pour différentes lignes de propagation en technologie B9MW. Ces lignes ont des dimensions géométriques différentes et la ligne principale ainsi que les barreaux flottants sont disposés sur diverses couches métalliques

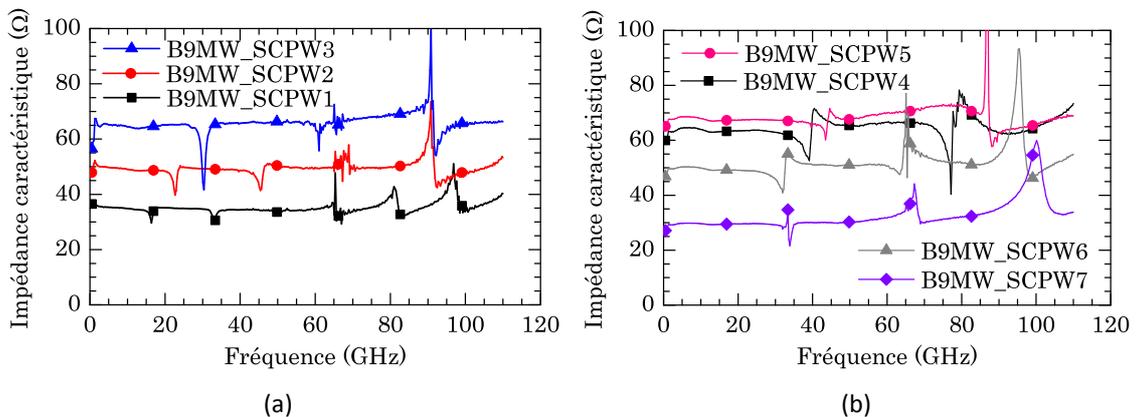


Figure 3.8 : Mesure de l'impédance caractéristique pour différentes épaisseurs de dioxyde en technologie B9MW.

Sur la Figure 3.8 a), les impédances caractéristiques de trois lignes à ondes lentes de dimensions très proches ont été extraites. Les lignes B9MW\_SCPW1 et B9MW\_SCPW2 ont les mêmes dimensions latérales ( $W = 5 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,16 \mu\text{m}$ ,  $SS = 0,64 \mu\text{m}$ ) et la ligne B9MW\_SCPW3 diffère seulement par un ruban signal de largeur  $W = 10 \mu\text{m}$ . Le blindage flottant de ces trois lignes de propagation se situe sur la même couche métallique. Ces lignes se différencient essentiellement par l'épaisseur de diélectrique entre la ligne CPW et les barreaux flottants. En effet, la ligne CPW de la ligne B9MW\_SCPW1 est constituée de nombreuses couches métalliques empilées (AP, M6, M5, M4, M3 et M2) reliées par une forte densité de vias et l'épaisseur de diélectrique  $h$  vaut seulement  $0,4 \mu\text{m}$ . La ligne CPW de la ligne B9MW\_SCPW2 est réalisée avec les couches empilées de l'Alucap jusqu'à M3 et  $h = 1,15 \mu\text{m}$ . Pour la ligne B9MW\_SCPW3 les métaux AP, M6 et M5 composent la ligne principale, conduisant à une hauteur élevée  $h = 4,61 \mu\text{m}$ . Les mesures de la Figure 3.8 a) confirment comme attendu que l'impédance caractéristique des lignes de propagation S-CPW dépend fortement de l'épaisseur du diélectrique puisqu'elle évolue entre  $35$  et  $66 \Omega$ , l'impédance caractéristique étant d'autant plus élevée que l'épaisseur de diélectrique  $h$  est importante (la capacité linéique de la ligne est alors d'autant plus faible).

Afin de compléter l'étude concernant l'effet des dimensions sur la valeur de l'impédance caractéristique, plusieurs autres lignes à ondes lentes sont comparées sur la Figure 3.8 b). La ligne CPW est placée sur les deux niveaux de métallisation épais M6+M5 empilés excepté pour la ligne B9MW\_SCPW4 pour laquelle la ligne CPW est réalisée avec le niveau de métal M5 uniquement. Les rubans flottants sont disposés sur la même couche métallique pour les lignes B9MW\_SCPW4 et B9MW\_SCPW5. Les autres dimensions de ces deux lignes sont identiques à l'exception de la largeur du ruban central qui est deux fois plus large pour la ligne B9MW\_SCPW4. Les impédances caractéristiques observées sont donc proches :  $65 \Omega$  pour la ligne B9MW\_SCPW4 et environ  $70 \Omega$  pour la ligne B9MW\_SCPW5. Deux phénomènes concourent de manière antagoniste à la modification de l'impédance caractéristique : l'élargissement du ruban central pour la ligne B9MW\_SCPW4 implique une augmentation de la capacité linéique à l'interface ligne CPW / barreaux flottants et une légère diminution de l'inductance linéique, (voir Chapitre 2 et Annexe 2). A l'inverse, pour la ligne B9MW\_SCPW5, la capacité linéique de la ligne coplanaire diminue alors que l'inductance linéique augmente. Au total, si l'on compare la ligne B9MW\_SCPW4 par rapport à la ligne B9MW\_SCPW5, la capacité linéique est augmentée de  $15 \%$  car l'effet capacitif introduit par les rubans flottants est très important et l'inductance linéique est abaissée de  $4 \%$ , donc l'impédance caractéristique est légèrement plus faible.

Les dimensions de la ligne B9MW\_SCPW6 sont semblables aux précédentes mais les rubans flottants se situent sur une couche métallique supérieure, donc plus proche de la ligne coplanaire. Ceci explique la diminution de l'impédance caractéristique. Enfin les dimensions de la ligne B9MW\_SCPW7 ont été choisies afin de maximiser la capacité (fort  $W$  et faible  $G$ ), ce qui conduit à une impédance caractéristique nettement plus faible égale  $30 \Omega$ .

En conclusion, j'ai montré qu'en combinant une épaisseur de dioxyde variable et une certaine souplesse sur les dimensions latérales de la ligne CPW principale, des impédances caractéristiques comprises entre  $20 \Omega$  et  $80 \Omega$  pouvaient être réalisées facilement. Le fait de pouvoir réaliser des impédances caractéristiques de forte valeur constitue un point important que nous aborderons de nouveau par la suite.

### 3.3.2.2 Permittivité relative effective en technologie B9MW

La Figure 3.9 présente la permittivité relative effective de l'ensemble des lignes B9MW réalisées. Une nouvelle fois, la corrélation forte entre faible impédance caractéristique et fort facteur d'ondes lentes est vérifié. Des valeurs de permittivité relative effective comprises entre 7,5 et 25,6 sont obtenues, conduisant à des facteurs d'ondes lentes compris entre 1,4 et 2,7. Une importante miniaturisation est donc atteinte avec chacune des lignes à ondes lentes présentées sur ces graphes. Notons également le caractère non dispersif des lignes réalisées en technologie B9MW, par rapport aux lignes précédemment réalisées en technologie AMS  $0,35 \mu\text{m}$ .

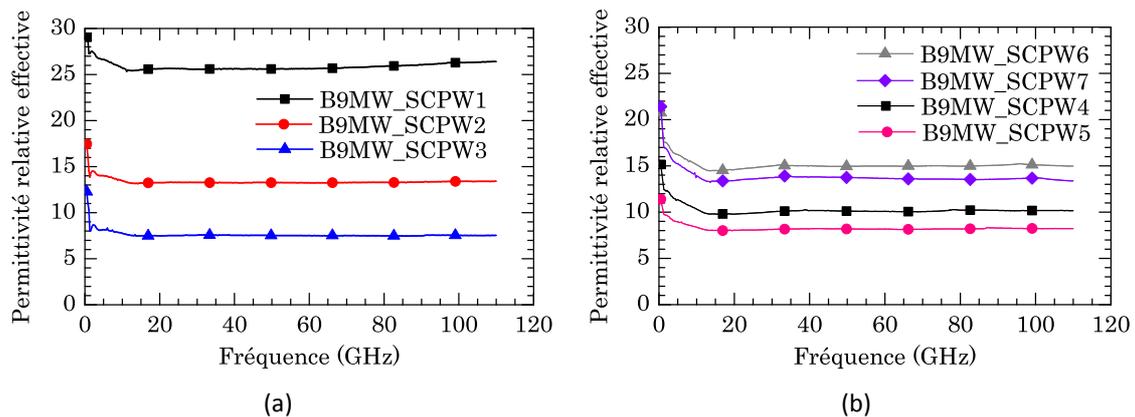


Figure 3.9 : Mesure de la permittivité relative effective pour différentes géométries de lignes en technologie B9MW.

### 3.3.2.3 Atténuation linéique en technologie B9MW

L'atténuation linéique des différentes lignes à ondes lentes caractérisées en B9MW est présentée sur la Figure 3.10. Les résonances observées sur les impédances caractéristiques extraites se retrouvent également sur la mesure de l'atténuation linéique et sont particulièrement marquées pour les lignes B9MW\_SCPW4, B9MW\_SCPW5 et B9MW\_SCPW6, entre 80 et 100 GHz.

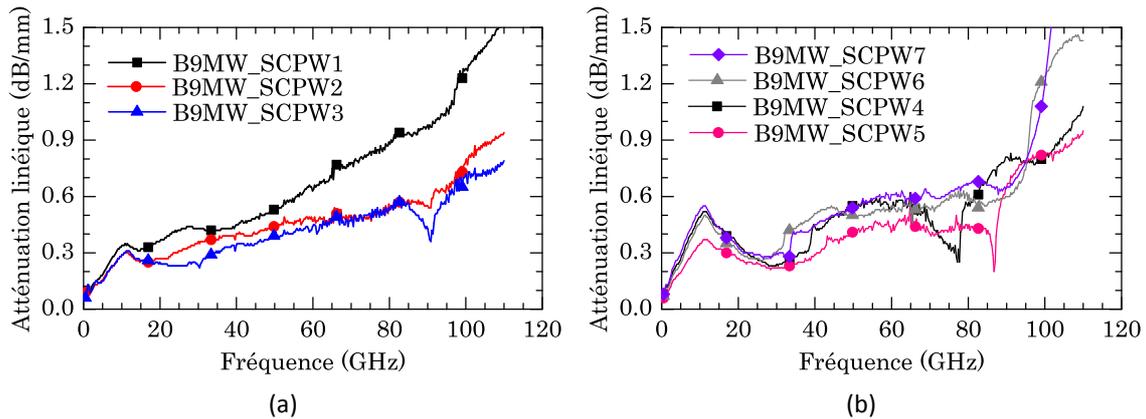


Figure 3.10 : Mesure de l'atténuation linéique en fonction de la fréquence pour différentes lignes en technologie B9MW.

La ligne B9MW\_SCPW4 a des dimensions géométriques et une impédance caractéristique proches de la ligne B9MW\_SCPW5, les rubans flottants se situent sur la même couche métallique. Leur atténuation peut donc être facilement comparée. Par contre, la ligne principale CPW est dessinée sur M5 uniquement pour la topologie B9MW\_SCPW4 ( $t_{CPW} = 3 \mu\text{m}$ ) contre M5 et M6 empilés pour la topologie B9MW\_SCPW5 (soit  $t_{CPW} \sim 7,5 \mu\text{m}$  en supposant un métal plein d'épaisseur la somme des épaisseurs des métaux M5 et M6 et du dioxyde  $\text{SiO}_2$  intermédiaire). En conséquence, la ligne B9MW\_SCPW4 présente une atténuation linéique plus élevée : environ 0,6 dB/mm contre 0,48 dB/mm pour la ligne B9MW\_SCPW5 à 60 GHz.

De même, les lignes B9MW\_SCPW2 ( $t_{CPW} = 12,2 \mu\text{m}$  et l'épaisseur des barreaux flottants,  $t_{\text{barreaux flottants}}$ , la plus fine) et B9MW\_SCPW6 ( $t_{CPW} = 7,5 \mu\text{m}$  et  $t_{\text{barreaux flottants}} = 0,9 \mu\text{m}$ ) ont la même impédance caractéristique  $50 \Omega$ , leur atténuation peut donc également être facilement comparée. L'atténuation linéique de la ligne B9MW\_SCPW2 est très faible, 0,49 dB/mm à 60 GHz, alors que pour la ligne B9MW\_SCPW6, celle-ci est légèrement plus élevée, 0,54 dB/mm. La plus faible atténuation linéique de la ligne B9MW\_SCPW2 s'explique par la combinaison des deux phénomènes suivants : la forte épaisseur de la ligne CPW permet de réduire la résistance série de la ligne et la faible épaisseur du blindage flottant permet de réduire les pertes par courants de Foucault induits dans les barreaux métalliques du blindage.

Les lignes B9MW\_SCPW2, B9MW\_SCPW3 et B9MW\_SCPW5 et B9MW\_SCPW6 sont très pertinentes puisqu'elles présentent une très faible atténuation linéique, comprise entre 0,44 et 0,54 dB/mm à 60 GHz. Ces performances sont particulièrement intéressantes puisqu'elles sont très proches des résultats publiés par [Cathelin, 2007] présentant l'atténuation linéique d'une ligne microruban dans la même technologie.

### 3.3.2.4 Facteur de qualité en technologie B9MW

Pour l'ensemble des lignes de propagation mesurées sur la Figure 3.11, le facteur de qualité est supérieur à 20 dès 20 GHz et atteint des valeurs très élevées supérieures à 40 et 50, respectivement à 60 GHz et 90 GHz pour certaines lignes.

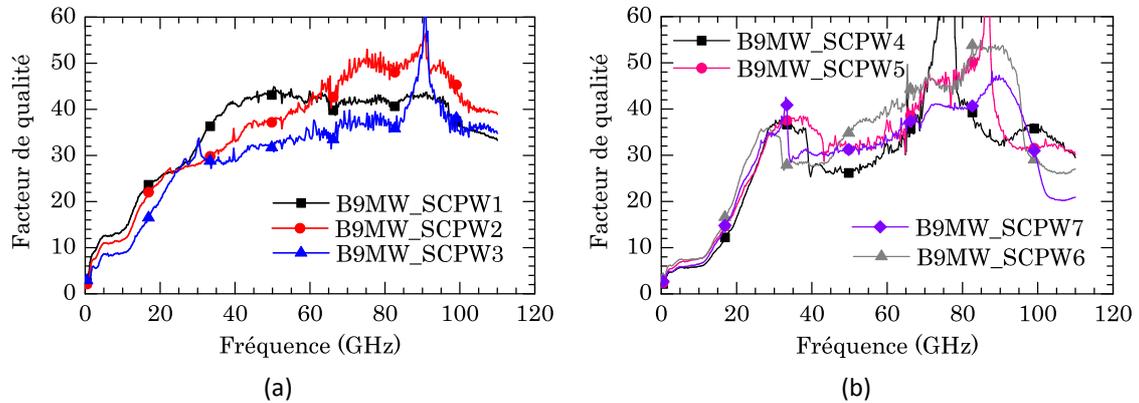


Figure 3.11 : Mesure du facteur de qualité pour différentes lignes à ondes lentes en technologie B9MW.

Malgré certains pics de résonance menant à des mesures parfois bruitées autour de 90 GHz, les facteurs de qualité semblent diminuer lorsque la fréquence dépasse 100 GHz. Ce phénomène est lié à la plus rapide augmentation de l'atténuation linéique à partir de 100 GHz observée sur la Figure 3.10.

Les lignes à ondes lentes sont donc principalement adaptées à la réalisation de fonctions millimétriques puisque leur facteur de qualité est maximal dans une gamme de fréquences comprise entre 40 et 100 GHz (Figure 3.11). D'après le Chapitre 2, les courants de Foucault dans les barreaux flottants sont une cause de pertes plus importantes à hautes fréquences mais ne suffisent pas à expliquer l'augmentation rapide au de-là de 100 GHz. Celle-ci, Figure 3.11 b), est probablement liée aux résonances des lignes observées à ces fréquences mais, comme évoqué précédemment, des perturbations liées au système de mesure ne sont pas exclues.

## 3.4 Compacité latérale

### 3.4.1 Déphasage surfacique

L'effet d'ondes lentes permet de diminuer fortement la longueur physique pour une longueur électrique donnée. Après l'obtention de facteurs de qualité élevés, c'est ici l'avantage « dimensionnel » des lignes à ondes lentes qui est abordé. La conception des circuits millimétriques est basée sur la longueur électrique des lignes de propagation. Les lignes à ondes lentes présentent donc un gain sur puce important. Cependant, afin d'augmenter l'effet d'ondes lentes, la largeur du ruban principal  $W$  et la fente  $G$  de la ligne CPW doivent être élevées. Ainsi, la capacité et l'inductance linéiques sont simultanément rehaussées et la permittivité relative effective peut être importante tout en conservant des impédances

caractéristiques relativement élevées. La recherche d'un facteur d'ondes lentes maximal mène alors à un fort gain en longueur mais conduit généralement à un très fort élargissement de la structure. Pour la ligne AMS\_SCPW3, la permittivité relative effective traduit une réduction de la longueur d'un facteur trois dans le sens de la propagation mais la ligne nécessite un encombrement latéral de 438  $\mu\text{m}$  ce qui représente une largeur totale entre quatre et huit fois celle qui serait utilisée pour une ligne microruban classique. De plus, comme cela a été montré au paragraphe 3.2.2.2, la diminution des dimensions latérales d'une ligne à ondes lentes conduit à un comportement moins dispersif. La ligne de propagation devient donc plus simple à utiliser en terme de conception. Il est donc essentiel de chercher à limiter l'encombrement latéral des lignes S-CPW sans toutefois renoncer à l'obtention d'un fort facteur de qualité. Nous avons alors défini un nouveau facteur de mérite traduisant le déphasage surfacique exprimé en  $\text{rad}/\text{mm}^2$  donné par l'équation (3.3). Le paramètre  $S_{\text{totale}} = (W+2G+2W_g) l_{\text{physique}}$  est la surface occupée par une ligne de propagation de longueur physique  $l_{\text{physique}}$  réalisant un déphasage  $\vartheta = \beta l_{\text{physique}}$ . Ce facteur de mérite devra être maximisé pour gagner en compacité et maximiser le déphasage engendré par la ligne de propagation considérée.

$$\Phi / \text{mm}^2 = \frac{\theta}{S_{\text{totale}}} = \frac{\beta}{W + 2G + 2W_g} \quad (3.3)$$

La ligne de propagation à ondes lentes B9MW\_SCPW8 présente des dimensions transversales plutôt faibles : 65  $\mu\text{m}$  en comptant les plans de masse. Comme la fente  $G$  de la ligne CPW est faible, l'inductance linéique est réduite. Donc la présence des rubans flottants ne diminue plus autant la vitesse de phase que pour une autre ligne à ondes lentes développée sur la même technologie et de même impédance caractéristique. Par exemple, les lignes B9MW\_SCPW6 et B9MW\_SCPW8 possèdent une impédance caractéristique égale à 50  $\Omega$  et les mêmes couches métalliques sont utilisées pour la ligne principale CPW et pour les barreaux flottants. Ainsi, l'augmentation des pertes d'insertion de la ligne B9MW\_SCPW8 est causée par une largeur de ruban signal  $W$  plus faible (5  $\mu\text{m}$  contre 10  $\mu\text{m}$  pour la ligne B9MW\_SCPW6). Finalement, ces deux phénomènes conduisent à une diminution importante du facteur de qualité pour une ligne de propagation à ondes lentes plus étroite Figure 3.12. Le facteur de mérite représenté par le déphasage surfacique permet alors d'évaluer le gain en surface. La ligne compacte B9MW\_SCPW8 présente un déphasage surfacique de 58  $\text{rad}/\text{mm}^2$  contre 37  $\text{rad}/\text{mm}^2$  pour la ligne B9MW\_SCPW6. Ainsi, pour un déphasage donné, cette nouvelle ligne offre une miniaturisation plus importante mais des pertes plus élevées que la ligne B9MW\_SCPW8.

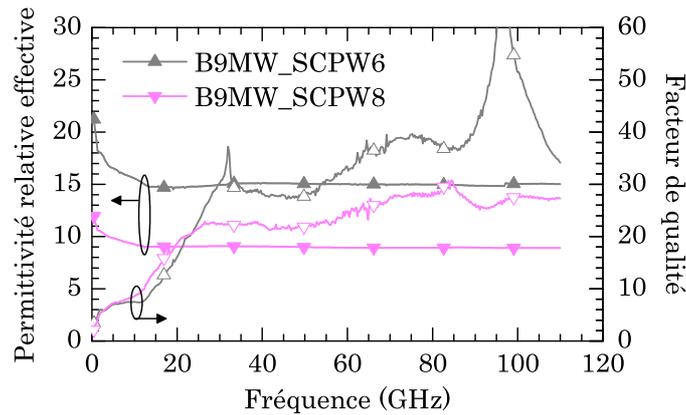


Figure 3.12 : Mesure du facteur de qualité et de l'atténuation linéique pour différents encombrements latéraux : 130  $\mu\text{m}$  (B9MW\_SCPW6) et 65  $\mu\text{m}$  (B9MW\_SCPW8).

Le déphasage surfacique à 60 GHz en fonction du facteur de qualité est tracé sur la Figure 3.13 pour différentes lignes de propagation dont les impédances caractéristiques sont comprises entre 35 et 50  $\Omega$ . Trois lignes à ondes lentes de la littérature dont les mesures sont disponibles à 60 GHz ont été ajoutées. Dans [Varonen, 2008] et [Lee, 2010], les lignes de propagation ont une impédance caractéristique égale à respectivement 35  $\Omega$  et 44  $\Omega$ . La largeur des plans de masse n'étant pas indiquée, elle est fixée à trois fois le maximum entre la largeur du ruban central et l'éloignement signal-masse. La surface ainsi évaluée est a priori optimiste par rapport à la structure effectivement mesurée dans ces deux articles. Pour [Vecchi, 2009], un échange avec les auteurs a indiqué que, malgré une étude permettant d'affirmer qu'une largeur de 50  $\mu\text{m}$  serait suffisante,  $W_g$  a été fixée à 100  $\mu\text{m}$  pour faciliter la connexion du dispositif au système de mesure. Nous avons utilisé une valeur de 50  $\mu\text{m}$  dans le calcul du déphasage surfacique de la ligne de propagation d'impédance caractéristique 44  $\Omega$ <sup>5</sup>.

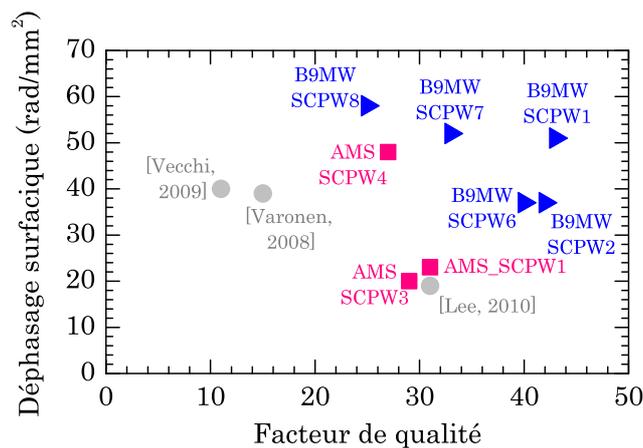


Figure 3.13 : Déphasage surfacique en fonction du facteur de qualité à 60 GHz.

<sup>5</sup> Un déphasage surfacique nettement plus élevé (100  $\text{rad}/\text{mm}^2$  à 60 GHz) est obtenu en considérant des plans de masse très étroits de 10  $\mu\text{m}$ . En effet, sans tenir compte des plans de masse, cette ligne de propagation est très compacte mais son facteur de qualité est assez faible.

Une ligne de propagation optimale combine donc un fort facteur de qualité et un déphasage surfacique élevé. En ce sens, la ligne AMS\_SCPW4 semble la plus intéressante en technologie AMS. En technologie B9MW, la ligne B9MW\_SCPW7 paraît constituer un bon compromis entre la ligne B9MW\_SCPW1 qui offre le facteur de qualité le plus élevé et la ligne B9MW\_SCPW8 qui est une ligne à ondes lentes particulièrement compacte.

### 3.4.2 Réduction de la largeur des plans de masse

#### 3.4.2.1 Influence de la largeur des plans de masse sur les paramètres électriques

Comme présenté dans le Chapitre 2, le champ électrique se situe essentiellement entre les deux couches métalliques utilisées pour concevoir la ligne. Ainsi des plans de masse étroits peuvent être utilisés. Ce paragraphe a pour objectif d'étudier expérimentalement la largeur minimale nécessaire pour les plans de masse des lignes à ondes lentes. L'étude est menée sur les trois lignes de propagation AMS\_S-CPW5, AMS\_S-CPW6 et AMS\_S-CPW7 dont seule la largeur des plans de masse est modifiée entre 10 et 50  $\mu\text{m}$ . Leur photo est présentée sur la Figure 3.14. Les lignes d'accès présentent des « tapérisations » permettant de connecter le circuit avec le dispositif de mesure. Une portion de ligne à ondes lentes (avec  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ) identique pour les trois largeurs de plans de masse est introduite avant le changement de largeur des masses.

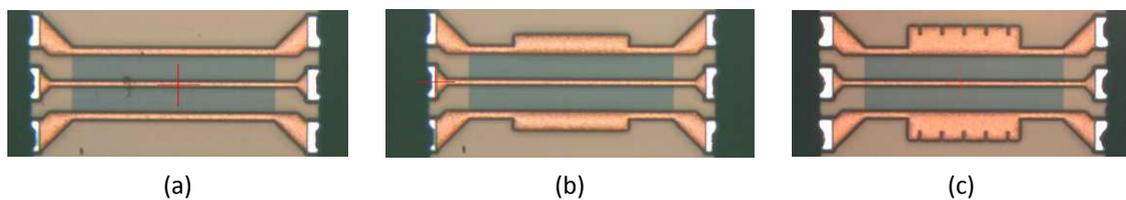


Figure 3.14 : Photos des lignes à ondes lentes avec différentes largeurs de plan de masse : a) AMS\_SCPW5 :  $W_g = 10 \mu\text{m}$ , b) AMS\_SCPW6 :  $W_g = 30 \mu\text{m}$  et c) AMS\_SCPW7 :  $W_g = 50 \mu\text{m}$ .

La Figure 3.15 rapporte les paramètres électriques secondaires pour les trois lignes de propagation comportant un plan de masse de même largeur que l'espacement entre le signal et la masse ( $W_g = G = 50 \mu\text{m}$  pour AMS\_SCPW7) et des plans de masse plus fins de 30 et 10  $\mu\text{m}$ .

L'impédance caractéristique ainsi que la permittivité relative effective ne sont pas affectées par une diminution de la largeur des plans de masse de 50 à 30  $\mu\text{m}$  car le champ est très bien confiné dans le diélectrique entre les métaux M3 et M4. Seule une dimension de plans de masse très « agressive » ( $W_g = 10 \mu\text{m}$  pour AMS\_SCPW5) engendre une augmentation de quelques pourcents sur l'impédance caractéristique et de 6% sur la permittivité relative. Comme prévu en simulation, plus la largeur des plans de masse diminue, plus les pertes sont faibles. Mais comme l'augmentation de la permittivité relative effective (inférieure à 6%) n'était pas prévue dans les simulations du Chapitre 2, la conclusion sur le facteur de qualité n'est pas la même. Lorsque la largeur des plans de masse diminue, la capacité linéique diminue

et l'inductance linéique augmente. Si la simulation prévoit l'évolution de l'inductance avec justesse, la baisse de la capacité est largement surévaluée d'un facteur 3. Ainsi, contrairement aux simulations, les mesures attestent qu'il est plus intéressant d'utiliser des lignes à plans de masse étroits pour maximiser le facteur de qualité. Celui-ci est effectivement amélioré de plus de 30 % à 60 GHz puisqu'il vaut seulement 27 pour des plans de masse de 50  $\mu\text{m}$  contre environ 36 pour des masses de 10  $\mu\text{m}$  comme mis en évidence sur la Figure 3.15 b).

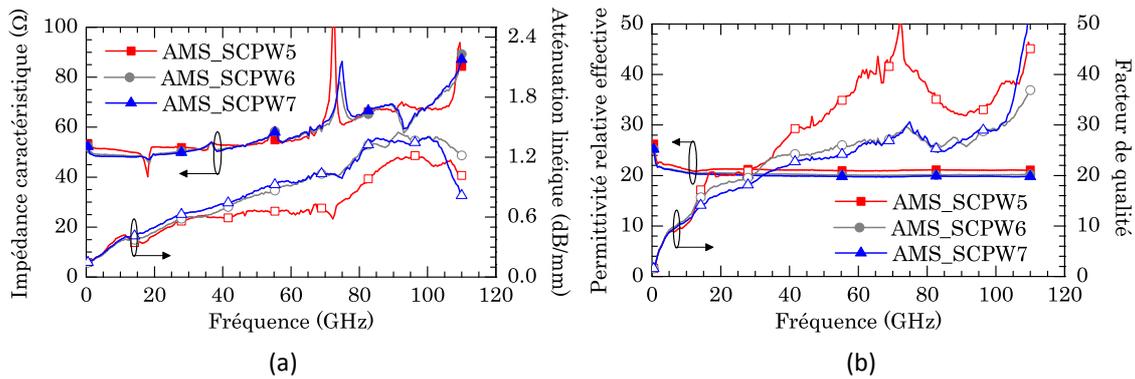


Figure 3.15 : Mesure pour trois largeurs de plans de masse différentes de a) l'impédance caractéristique et l'atténuation linéique et b) la permittivité relative effective et le facteur de qualité.

La ligne AMS\_SCPW7 présente un déphasage surfacique de seulement 27  $\text{rad}/\text{mm}^2$  ce qui est à peine plus intéressant que les lignes AMS\_SCPW1, AMS\_SCPW2 ou AMS\_SCPW3 qui nécessitent pourtant une surface latérale très importante. Lorsque la largeur des plans de masse diminue à 30  $\mu\text{m}$ , le déphasage surfacique vaut 34  $\text{rad}/\text{mm}^2$ , et pour des masses étroites de 10  $\mu\text{m}$ , il atteint 45  $\text{rad}/\text{mm}^2$ . Ainsi, la réduction de la largeur des plans de masse de 50 à 10  $\mu\text{m}$  permet de diminuer de 40 % la surface nécessaire pour réaliser le même déphasage, tout en diminuant les pertes.

### 3.4.2.2 Couplage entre deux lignes adjacentes

La forte diminution de la largeur des plans de masse pourrait conduire à des fuites du champ électrique entre deux structures adjacentes. Pour quantifier le couplage induit, deux lignes proches ont été mesurées. Elles ont chacune les dimensions de la ligne AMS\_SCPW6 comportant des plans de masse étroits ( $W_g = 30 \mu\text{m}$ ) et sont espacées de 50  $\mu\text{m}$  (Figure 3.16 a)) ou 10  $\mu\text{m}$  (Figure 3.16 b)). Des isolations de -27 dB et -15 dB (dans le pire cas) ont été obtenues pour des espacements entre lignes S-CPW de respectivement (a) 50  $\mu\text{m}$  et (b) 10  $\mu\text{m}$  (voir Figure 3.16 c)). Ainsi, peu de champ électrique s'échappe de la structure et l'isolation entre deux lignes adjacentes et éloignées de seulement 10  $\mu\text{m}$  est suffisante (si elles sont bien évidemment utilisées pour transporter des signaux de puissance du même ordre de grandeur).

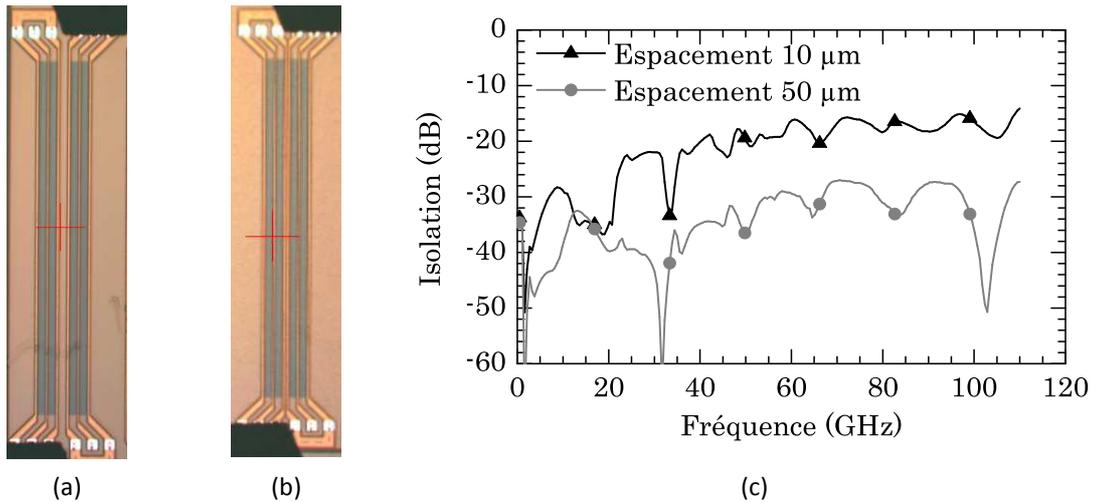


Figure 3.16 : Couplage entre deux lignes S-CPW adjacentes :  
 photographies de deux lignes AMS\_SCPW6 (a) espacées de 50 µm, (b) espacées de 10 µm,  
 (c) Mesure de l'isolation pour les deux paires de lignes couplées.

### 3.5 Origine des pertes

#### 3.5.1 Dans les barreaux flottants

##### 3.5.1.1 Épaisseur des couches métalliques

Il est à présent nécessaire d'étudier les pertes de la structure à ondes lentes en fonction des dimensions du blindage. Les lignes AMS\_SCPW8 et AMS\_SCPW9 sont alors considérées. Ces deux lignes de propagation à ondes lentes ont exactement les mêmes dimensions géométriques. Seuls les rubans flottants ne sont pas placés sur la même couche métallique. Pour la ligne AMS\_SCPW8, ces barreaux se situent sur M3 et pour la ligne AMS\_SCPW9, ils se situent sur M3 et M2 reliés par de nombreux trous métallisés (vias) le long de chaque barreau flottant. La Figure 3.17 présente le paramètre  $S_{21}$  pour ces deux lignes sans de-embedding. Cette étude expérimentale en fonction de l'épaisseur des barreaux flottants a été effectuée sur le paramètre  $S_{21}$  des lignes les plus longues (2 mm) afin de maximiser la sensibilité. D'après les paramètres bruts. La ligne AMS\_SCPW9 présente des pertes légèrement supérieures pour des fréquences supérieures à 60 GHz. Cependant l'observation des paramètres de-embeddés ne permet pas d'affirmer l'intérêt de l'utilisation d'un plan de rubans flottants fin puisque les paramètres de transmission sont alors confondus. Pourtant, des rubans plus épais n'apportent pas d'amélioration et d'après la partie de simulation du Chapitre 2, ils seraient à proscrire puisque les pertes linéiques augmentent lorsque l'épaisseur des barreaux flottants augmente du fait de l'augmentation des pertes par courants de Foucault. De plus, parmi les lignes de propagation mesurées précédemment, les plus faibles pertes sont obtenues lorsque le plan des rubans métalliques se situe sur la couche la plus fine.

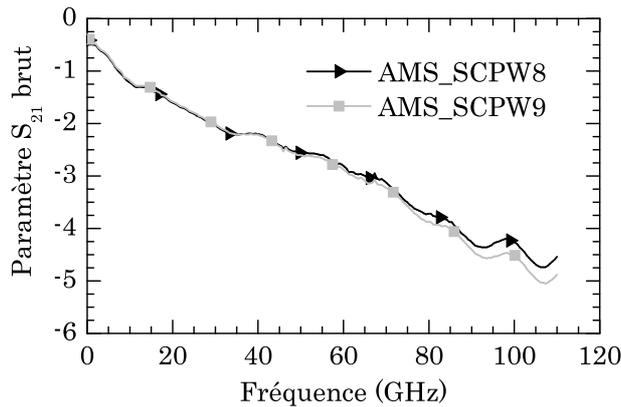


Figure 3.17 : Mesure du paramètre de transmission pour deux épaisseurs de blindage différentes.

### 3.5.1.2 Densité de barreaux

Plus le taux de remplissage du blindage flottant est faible, plus les pertes sont faibles. Ceci se vérifie sur les lignes AMS\_SCPW4 et AMS\_SCPW5 qui présentent les mêmes dimensions de ligne principale mais des taux de remplissage du blindage différents, respectivement 50 % et 37,5 %. D'après le Tableau 3.1, les pertes à 60 GHz diminuent de 0,99 dB/mm pour la ligne AMS\_SCPW4 à 0,74 dB/mm pour la ligne AMS\_SCPW5, confirmant l'intérêt d'une faible densité métallique pour les barreaux flottants.

### 3.5.2 « Dummies »

Les technologies CMOS imposent des contraintes de plus en plus sévères. En particulier, le taux de remplissage de chaque couche métallique doit généralement être compris entre 20 et 80 %. Cette règle de densité n'est a priori pas respectée pour une ligne à ondes lentes qui ne nécessite que deux niveaux métalliques. Ce paragraphe traite de l'effet de l'ajout de « dummies », c'est-à-dire l'insertion de portions de métal flottant sur les couches non utilisées par les conducteurs de la ligne CPW ou les barreaux flottants afin d'assurer le remplissage demandé par la technologie.

Comme les rubans flottants créent un blindage du champ électrique vis-à-vis du substrat, le remplissage des couches situées en dessous de ces rubans flottants n'est a priori pas problématique. Il faut toutefois s'employer à utiliser également des barreaux afin de ne pas réduire drastiquement l'inductance linéique équivalente et limiter l'induction de courants de Foucault. Par contre, dans le cas de lignes S-CPW à impédances caractéristiques élevées, une forte épaisseur de diélectrique est nécessaire entre la ligne principale et le plan des doigts. Par exemple, pour la ligne B9MW\_SCPW5, de nombreuses couches métalliques ne sont pas utilisées (en particulier une couche métallique entre la ligne coplanaire et le blindage flottant) et ne comportent donc pas de métal. La photo présentée sur la Figure 3.18 b) représente une ligne de propagation de longueur 200  $\mu\text{m}$  avec les « dummies » visibles dans la fente du CPW. Leur répartition précise est la suivante : elles sont situées en rubans transversaux au sens de la propagation. Ces rubans sont dessinés les plus fins possibles en fonction des règles de dessin

pour chacune des couches métalliques. Ils sont insérés sous les plans de masse et dans la fente de la ligne CPW en conservant une marge de quelques micromètres afin de ne pas trop perturber les lignes de champ électrique. La disposition des dummies sur une couche métallique est détaillée sur la Figure 3.18 a). Il est toutefois à noter que les conditions de dessin sur les différentes couches de métal ne sont pas les mêmes. Ainsi, des « dummies » plus ou moins larges et de différentes périodes de répétition ont été introduits. Cette répartition permet d'obtenir un taux de remplissage de 20 % sur chaque couche métallique mais elle n'est peut-être pas optimale puisque des rubans relativement longs sont introduits ( $13,5 \mu\text{m}$  au maximum dans la fente CPW). L'ajout de nombreuses petites portions métalliques non reliées entre elles permettrait de limiter les courants de Foucault dans les « dummies ».

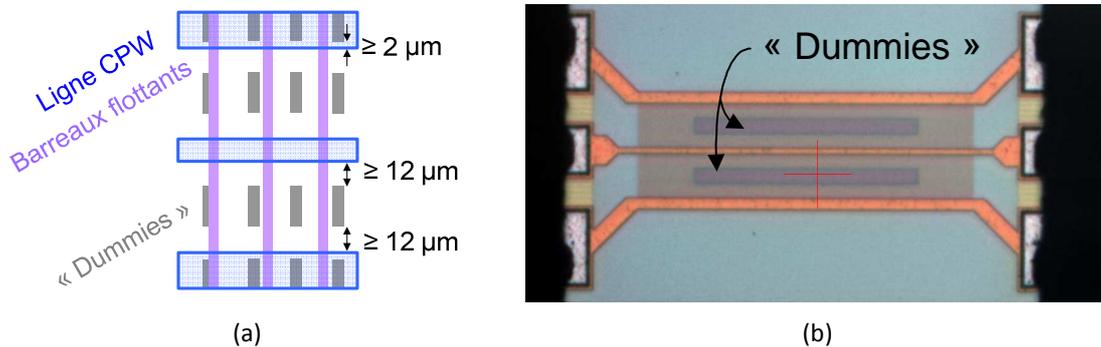


Figure 3.18 : a) Schéma de la disposition des dummies sur une couche métallique, b) photo d'une ligne B9MW\_SCPW5 de longueur  $200 \mu\text{m}$  comportant des dummies.

La Figure 3.19 compare les caractéristiques de la ligne B9MW\_SCPW5 avec et sans « dummies ».

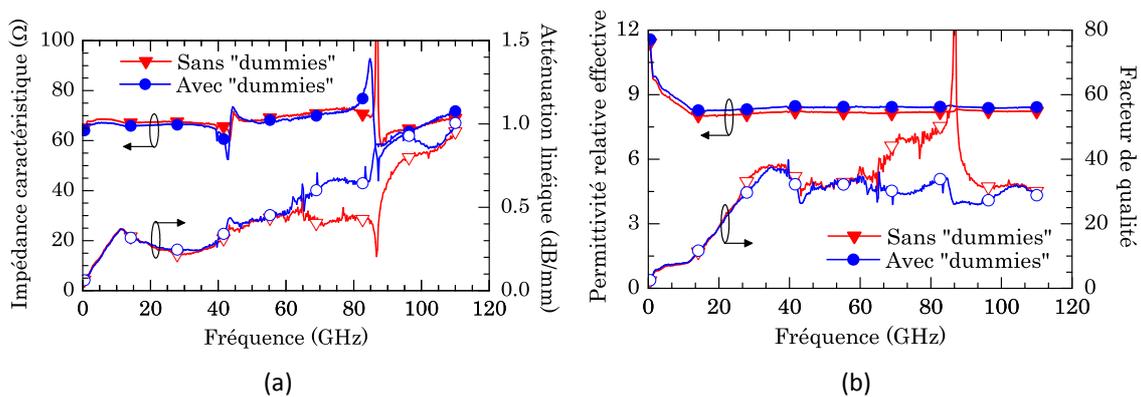


Figure 3.19 : Mesure des paramètres électriques de la ligne B9MW\_SCPW5 avec et sans dummies : a) Impédance caractéristique et atténuation linéique, b) Permittivité relative effective et facteur de qualité.

D'une manière générale, les paramètres électriques nécessaires à la conception de dispositifs basés sur les lignes à ondes lentes (impédance caractéristique et vitesse de phase) sont très peu affectés par l'ajout de « dummies ». Cependant, les pertes se dégradent entre 70 et 100 GHz. Cet écart n'est probablement pas lié à la présence de « dummies » mais plus à une imprécision de l'extraction des pertes pour la ligne sans « dummies ». En effet la mesure

semble très fortement affectée par la résonance de la ligne autour de 90 GHz. Ainsi, l'ajout de « dummies » judicieusement positionnés ne semble pas perturber le fonctionnement électrique d'une ligne de propagation à ondes lentes puisque d'éventuelles pertes supplémentaires dues à ces morceaux de métal flottant ne sont pas quantifiables.

### 3.6 Comparaison avec des lignes classiques

#### 3.6.1 Performances électriques

##### 3.6.1.1 S-CPW par rapport à CPW

Les résultats présentés dans ce chapitre montrent que les lignes à ondes lentes présentent des performances électriques très intéressantes. Afin de comparer ces performances à celles de lignes CPW classiques, nous avons réalisé et mesuré des lignes CPW classiques sur la technologie AMS 0,35  $\mu\text{m}$ , la Figure 3.20 montre la comparaison entre une ligne CPW classique (AMS\_CPW) et une ligne à ondes lentes optimisée (AMS\_SCPW5).

L'espacement entre le signal et les plans de masse de la ligne AMS\_CPW est de seulement 7  $\mu\text{m}$  afin d'obtenir une impédance caractéristique de 53  $\Omega$ . Pour réaliser une impédance caractéristique plus faible, une fente plus étroite devrait être gravée. La limite de gravure du métal supérieur dans la technologie AMS est une fente de 2  $\mu\text{m}$  qui permettrait d'obtenir une ligne CPW d'impédance caractéristique 21  $\Omega$ . Le premier avantage des lignes à ondes lentes est la réalisation aisée d'une large gamme d'impédances caractéristiques sans atteindre les dimensions critiques de la technologie, auxquelles se heurte classiquement la conception d'une ligne CPW à faible impédance caractéristique.

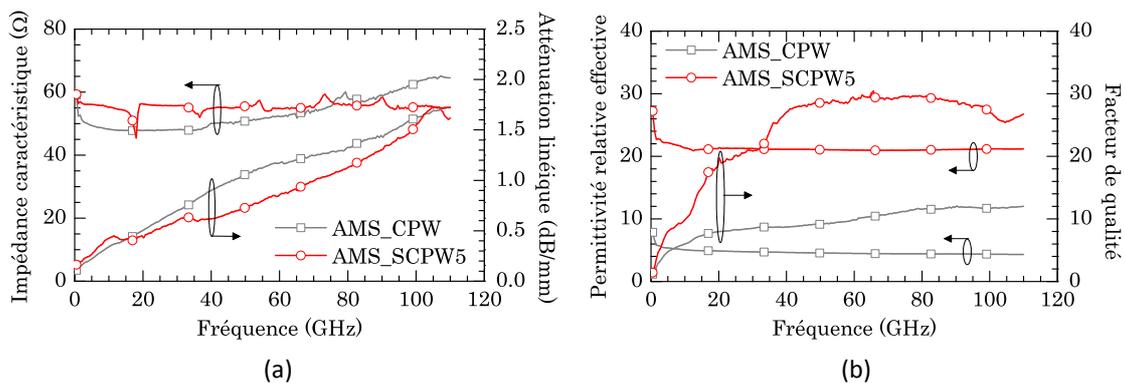


Figure 3.20 : Paramètres électriques d'une ligne à ondes lentes et d'une ligne CPW :

a) Impédance caractéristique et pertes linéiques, b) Permittivité relative effective et facteur de qualité.

De plus, la comparaison entre les lignes AMS\_CPW et AMS\_SCPW5, d'impédance caractéristique proche de 50  $\Omega$ , permet de mettre en avant l'efficacité du blindage réalisé par les barreaux flottants. La ligne AMS\_CPW comprend des rubans métalliques plus larges ( $W$  et  $W_0$ ) que la ligne AMS\_SCPW5, donc les pertes conductrices dans la ligne classique sont plus faibles. Ceci se vérifie en-dessous de 14 GHz sur la Figure 3.20 a) : les pertes de la ligne

AMS\_CPW sont inférieures à celles de la ligne à ondes lentes puisqu'à basses fréquences, les pertes conductrices sont prédominantes. Lorsque la fréquence augmente, les pertes d'origine substrat deviennent significatives dans la ligne AMS\_CPW. Les pertes de la ligne AMS\_SCPW5 deviennent alors plus faibles que celles de la ligne classique puisque le blindage empêche le champ électrique d'atteindre le silicium à pertes : à 60 GHz elles atteignent 1,16 dB/mm pour la ligne CPW et environ 0,74 dB/mm pour la ligne à ondes lentes. Outre un facteur d'ondes lentes élevé ( $SWF_{S-CPW/CPW} = \sqrt{21,2/4,6} = 2,1$ ) pour la ligne S-CPW, dû à la présence des barreaux flottants, l'atout de ces lignes à ondes lentes est son facteur de qualité élevé. Ce dernier est certes influencé par la légère baisse des pertes mais surtout très amplifié par le fort facteur d'ondes lentes. Un facteur de qualité  $Q = 36$  est ainsi obtenu pour la ligne AMS\_SCPW5 à 60 GHz contre seulement 10 pour la topologie classique CPW. Ainsi, l'avantage le plus important de la ligne AMS\_SCPW5 est la diminution d'un facteur 3,6 des pertes d'insertion pour une longueur électrique donnée.

### 3.6.1.2 S-CPW par rapport à microruban

Bien que les lignes S-CPW présentent des avantages majeurs par rapport à une ligne coplanaire classique, une topologie CPW simple sera très rarement utilisée sur un substrat silicium avec de fortes pertes. On préfère utiliser des topologies de lignes microruban. Ce paragraphe s'intéresse ainsi à la comparaison plus réaliste des lignes à ondes lentes avec des lignes microruban sur la même technologie B9MW et pour des impédances caractéristiques proches. La comparaison est réalisée pour trois lignes d'impédance caractéristique différente : 30, 50 et 70  $\Omega$ . La Figure 3.21 montre les résultats expérimentaux obtenus pour les lignes microruban et S-CPW.

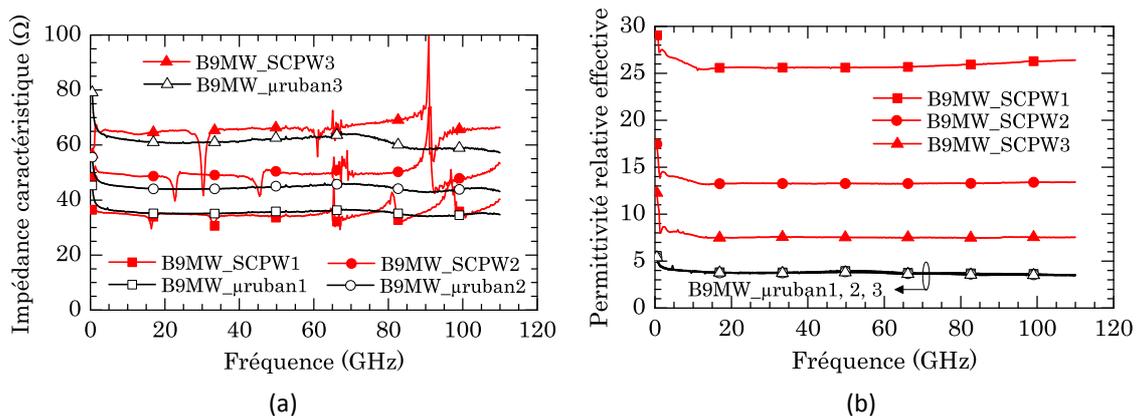


Figure 3.21 : Mesures en fonction de la fréquence de (a) l'impédance caractéristique et (b) la permittivité relative effective pour des topologies microruban et S-CPW.

Les lignes microruban utilisées sont issues du « Design Kit » lié à la technologie. Les lignes B9MW\_μruban1 et B9MW\_μruban3 ont un ruban central respectivement de largeur 20  $\mu\text{m}$  et 4,8  $\mu\text{m}$ . Ces valeurs sont très proches des limites autorisées dans la technologie ( $4,4 \mu\text{m} < W < 20 \mu\text{m}$ ). Il est donc difficile de réaliser des lignes microruban d'impédances

caractéristiques en dehors de la gamme  $30 \Omega$  à  $70 \Omega$ . Les nombreux paramètres supplémentaires présents dans une ligne à ondes lentes permettent de s'affranchir aisément de cette gamme d'impédances.

La Figure 3.21 a) montre les résultats de mesure concernant l'impédance caractéristique des lignes. On obtient bien, à quelques ohms près, des impédances caractéristiques proches de 30, 50 et  $70 \Omega$ .

Sur la Figure 3.21 b), la permittivité relative effective des lignes microruban et à ondes lentes est tracée. Les trois lignes microruban présentent une permittivité effective très proche, de l'ordre de 3,7. Un avantage de ces lignes est donc la simplicité d'utilisation pour la conception de fonctions millimétriques puisque la longueur physique de la ligne ne dépend que du déphasage souhaité. Pour les lignes à ondes lentes, la longueur électrique est étroitement liée à la valeur de l'impédance caractéristique visée. Mais cette « complexité » est largement atténuée d'une part par les facteurs de qualité élevés démontrés précédemment, d'autre part par le gain en surface suggéré par les forts effets d'ondes lentes. Le  $SWF_{S-CPW/\mu\text{ruban}}$  vaut 2,7 pour la ligne B9MW\_SCPW1 d'impédance caractéristique  $35 \Omega$  et, malgré l'impédance caractéristique élevée de la ligne B9MW\_SCPW3, son effet d'ondes lentes atteint tout de même 1,4.

Les pertes linéiques mesurées des lignes microruban et S-CPW sont rapportées sur Figure 3.22 a).

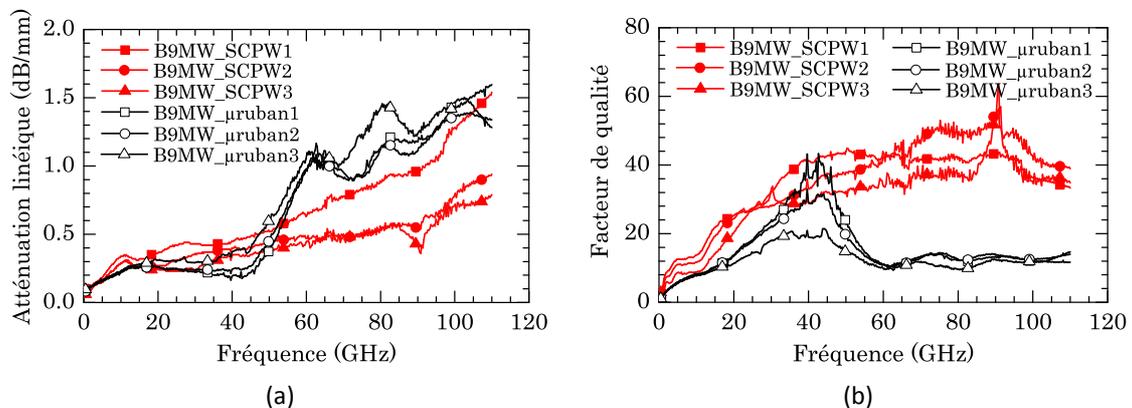


Figure 3.22 : Mesure en fonction de la fréquence (a) des pertes linéiques et (b) du facteur de qualité pour des lignes microruban et S-CPW en technologie B9MW.

L'extraction de l'atténuation linéique des lignes microruban semble être entachée d'erreurs sur une large gamme de fréquences autour de 40 GHz. Une résonance parasite ne peut pas expliquer ce phénomène puisque la faible permittivité relative effective des lignes microruban repousse ces problèmes vers des fréquences beaucoup plus hautes. L'extraction selon [Mangan, 2006] s'appuie sur deux lignes de longueurs  $200 \mu\text{m}$  et  $800 \mu\text{m}$  en microruban et  $200 \mu\text{m}$  et  $2000 \mu\text{m}$  pour des lignes à ondes lentes. Bien que la précision entre 20 GHz et 70 GHz soit insuffisante, l'allure globale des pertes confirme que l'atténuation dans les lignes à

ondes lentes est intéressante par rapport aux structures microruban. Selon l'estimation de [Cathelin, 2007], les pertes d'une ligne microruban à  $50 \Omega$  dessinée avec de l'alucap et du métal M6 en technologie B9MW devraient s'élever à seulement 0,5 dB/mm à 60 GHz. Dans cet article, le ruban central a une largeur égale à  $12 \mu\text{m}$  (contre  $12,5 \mu\text{m}$  pour la ligne B9MW\_μruban2) et l'épaisseur de diélectrique est de  $7 \mu\text{m}$  (contre  $8,3 \mu\text{m}$  pour la ligne B9MW\_μruban), soit des paramètres géométriques très proches. Les mêmes couches métalliques ont été utilisées donc l'origine de l'écart entre les épaisseurs n'est pas déterminée. Les pertes mesurées pour la ligne B9MW\_SCPW2 sont de 0,49 dB/mm à 60 GHz. Ainsi, à impédances caractéristiques égales, les pertes d'une ligne à ondes lentes sont du même ordre de grandeur que les pertes attendues sur des lignes microruban mais leur faible vitesse de phase permet d'atteindre des facteurs de qualité très élevés alors que celui d'une ligne microruban est limité à 15 environ (mesure prise en dehors de la zone erronée autour de 40 GHz, sur la Figure 3.22 b). En s'appuyant sur l'évaluation des pertes de [Cathelin, 2007], un facteur de qualité d'environ 20 serait obtenu à 60 GHz. Pour un déphasage donné, les lignes à ondes lentes offrent donc des pertes d'insertion divisées par deux par rapport à la topologie classique microruban. A partir des mesures présentées sur la Figure 3.22 b), les pertes d'insertion des lignes à ondes lentes sont divisées par environ 2,3.

### 3.6.2 Compacité

Les lignes à ondes lentes offrent plus de degrés de liberté que les lignes CPW ou microruban. Ainsi plusieurs choix dimensionnels sont possibles pour un même couple d'impédance caractéristique et de longueur électrique, en jouant sur les dimensions de la ligne CPW et la hauteur du diélectrique entre la ligne CPW et le plan des barreaux métalliques. Connaissant l'impédance caractéristique et la longueur électrique souhaitées, le concepteur doit donc établir un compromis entre le facteur de qualité de la ligne de propagation et le déphasage surfacique qu'elle nécessite. De manière générale, pour un encombrement total proche de  $100 \mu\text{m}$  (compris entre  $90$  et  $130 \mu\text{m}$  pour toutes les lignes en technologie B9MW sauf la ligne B9MW\_SCPW8), le facteur de qualité dépend finalement assez peu de la valeur de l'impédance caractéristique. La Figure 3.23 a) montre des facteurs de qualité compris entre 33 et 43 à 60 GHz pour toutes les lignes à ondes lentes réalisées SCPW1 à SCPW7. Seule la ligne SCPW8 présente un facteur de qualité nettement inférieur, de l'ordre de 26.

Ce résultat s'explique du fait que les différentes options conduisant à une augmentation de l'impédance caractéristique contribuent de manière opposée à l'évolution du facteur de qualité. Si la fente de la ligne CPW est augmentée, l'effet d'ondes lentes est alors renforcé mais les pertes dans le blindage flottant augmentent du fait d'une part d'une augmentation de la résistance des barreaux métalliques entraînant une augmentation des pertes par conduction, et d'autre part de l'augmentation des pertes par courants de Foucault. De même, si les rubans flottants sont éloignés de la ligne CPW, l'effet d'ondes lentes diminue, donc le déphasage surfacique augmente, mais ceci tend également à diminuer les pertes linéiques

puisque les métaux inférieurs sont plus fins, entraînant moins de pertes par courants de Foucault. Le ruban signal pourrait également être affiné mais sa contribution sur la capacité équivalente est si importante que de faibles variations sur  $W$  sont suffisantes pour modifier fortement la capacité sans trop modifier les pertes. Finalement, pour un encombrement total relativement constant, le facteur de qualité est faiblement altéré par une variation de l'impédance caractéristique.

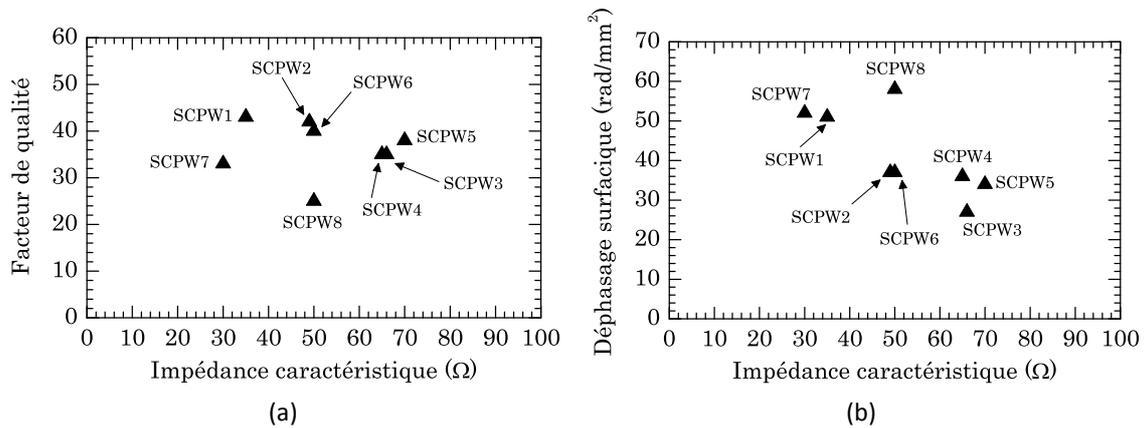


Figure 3.23 : a) Facteur de qualité à 60 GHz et a) déphasage surfacique à 60 GHz en fonction de l'impédance caractéristique pour les lignes à ondes lentes réalisées en technologie B9MW.

La ligne B9MW\_SCPW8 est très relativement différente puisque sa largeur totale est de seulement  $65 \mu\text{m}$ , elle présente donc un effet d'ondes lentes moyen et des pertes plutôt élevées par rapport à la moyenne des structures réalisées. Ainsi, cette ligne à  $50 \Omega$  requiert une surface faible puisque son déphasage surfacique est le plus élevé (voir la Figure 3.23 b)). Si l'on ne considère pas cette ligne, nous pouvons conclure que le déphasage par unité de surface augmente lorsque l'impédance caractéristique diminue. La longueur électrique étant directement reliée à la permittivité relative effective, la diminution de l'impédance caractéristique augmente généralement le facteur d'ondes lentes et le déphasage surfacique augmente, puisque l'encombrement varie peu.

Quelle que soit la technologie utilisée, les lignes à ondes lentes conduisent facilement à une diminution de la longueur d'une ligne de propagation d'un facteur 2. Cependant, comme évoqué précédemment, les dimensions latérales sont nettement plus importantes. Le déphasage surfacique en fonction du facteur de qualité est présenté sur la Figure 3.24 pour des lignes d'impédance caractéristique proche de  $50 \Omega$  réalisées dans les technologies AMS  $0,35 \mu\text{m}$  et B9MW.

La comparaison du déphasage surfacique des lignes AMS\_CPW et AMS\_SCPW4 permet d'affirmer que malgré des dimensions latérales importantes, les lignes à ondes lentes nécessitent une surface légèrement moindre pour un facteur de qualité nettement supérieur. L'observation des résultats expérimentaux concernant lignes réalisées en technologie B9MW met en évidence l'intérêt des lignes à ondes lentes puisque le facteur de qualité et le

déphasage surfacique sont nettement plus élevés. La ligne microruban de [Cathelin, 2007] semble très intéressante mais n'a pas pu être ajoutée sur la Figure 3.24 puisque son encombrement n'est pas connu.

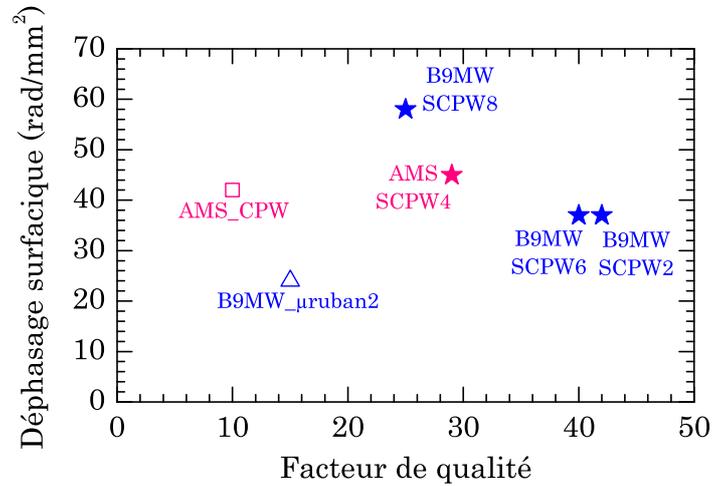


Figure 3.24 : Déphasage surfacique en fonction du facteur de qualité à 60 GHz pour des lignes microruban, CPW et S-CPW en technologies AMS 0,35  $\mu\text{m}$  et B9MW.

### 3.7 Conclusion du chapitre 3

Le dimensionnement d'une ligne S-CPW est donné par les dimensions de la ligne CPW ainsi que l'épaisseur de dioxyde séparant la ligne principale des barreaux métalliques. Ces grandeurs contrôlent majoritairement l'impédance caractéristique et la vitesse de phase. Ces dernières constituent les grandeurs nécessaires à la conception d'une fonction millimétrique réalisée à partir de lignes à ondes lentes.

L'augmentation de la largeur du ruban central permet de réduire les pertes conductrices dans la ligne principale et conduit à l'augmentation de la capacité linéique. Celle-ci engendre une augmentation de l'effet d'ondes lentes ainsi qu'une diminution de l'impédance caractéristique de la ligne de propagation. L'espacement entre le ruban central et la masse peut ensuite être ajusté (augmenté) afin d'obtenir l'impédance caractéristique souhaitée. Cette augmentation entraîne également une augmentation de l'effet d'ondes lentes du fait que l'inductance linéique augmente.

Lorsque l'épaisseur de diélectrique augmente, l'effet d'ondes lentes introduit par les barreaux flottants diminue. Les couches métalliques inférieures étant généralement les plus fines, l'éloignement du blindage flottant permet de réaliser des structures à faibles pertes d'insertion. Ainsi, un compromis entre fort effet d'ondes lentes et faibles pertes apparaît. Il est néanmoins assez simple de réaliser d'une part des lignes S-CPW à impédance caractéristique élevée comportant de faibles pertes, et d'autre part des lignes S-CPW à impédance caractéristique faible avec un facteur d'ondes lentes intéressant. Le facteur de qualité demeure élevé quelle que soit l'impédance caractéristique recherchée. Afin de minimiser les

perdes dans la structure, l'épaisseur de la ligne CPW doit être maximisée afin de minimiser les pertes par conduction, comme les résultats expérimentaux en attestent. L'épaisseur des rubans flottants doit au contraire être minimisée afin de diminuer les pertes par courants de Foucault. De plus, un faible taux de remplissage du blindage flottant et des rubans métalliques les plus fins possibles sont essentiels pour réduire les courants de Foucault et donc réduire les pertes. Ceci peut être réalisé pour toutes les lignes à ondes lentes puisque la vitesse de phase et l'impédance caractéristique ne dépendent pas de ces paramètres. Cela permet donc de maximiser le facteur de qualité.

Bien que les lignes à ondes lentes présentent une importante miniaturisation dans le sens de la propagation, elles sont nettement plus larges que des lignes microruban pour la même impédance caractéristique. Afin d'obtenir des lignes compactes tout en conservant des caractéristiques électriques performantes, nous avons montré qu'un compromis entre l'effet d'ondes lentes et l'encombrement surfacique devait être réalisé. Si la plus grande source de miniaturisation dans le sens transversal est la diminution des dimensions de la ligne CPW ( $W$  et  $G$ ), nous avons montré que les plans de masse pouvaient également être choisis très étroits sans modifier le comportement électrique puisque le champ électrique est fortement confiné dans le diélectrique.

Enfin, les mesures ont permis d'établir que, sur une même technologie, les lignes à ondes lentes constituent une alternative tout à fait pertinente en termes de facteur de qualité et/ou de miniaturisation par rapport aux lignes classiques CPW et microruban. De plus, les lignes à ondes lentes ne font intervenir aucune dimension critique d'un point de vue technologique et offrent en outre la possibilité de ne pas déroger aux règles de dessin imposées par les technologies. Nous avons montré que des « dummies » pouvaient effectivement être introduits sur chaque couche métallique sans perturber le fonctionnement de la structure. A l'avenir, les lignes à ondes lentes pourraient permettre de remplir l'ensemble des contraintes de densités métalliques de plus en plus critiques depuis l'introduction de dioxyde poreux dans le BEOL. Celui-ci introduit d'autant plus de pertes que l'humidité parvient à s'infiltrer lorsque les densités métalliques sont trop faibles.



---

## Chapitre 4 : Circuits à base de lignes S-CPW

La plupart des fonctions passives radiofréquences sont conçues à partir de sections de lignes de propagation dont la longueur électrique est déterminée par le concepteur. Il s'agit souvent de lignes de propagation quart d'onde ou demi onde pour réaliser des réseaux d'adaptation d'impédance, des filtres ou encore des baluns. Bien qu'aux fréquences millimétriques les longueurs d'onde soient nettement diminuées, les éléments passifs restent très gourmands en surface. Classiquement, pour un substrat silicium, la longueur d'onde d'une ligne de propagation vaut environ 6,1 mm à 20 GHz et 2,5 mm à 60 GHz (en prenant  $\epsilon_{r\text{eff}} = 6$  pour une ligne CPW ou microruban). L'effet d'ondes lentes présente donc une miniaturisation très adaptée aux composants passifs dont la conception est basée sur des lignes de propagation. En effet, les facteurs d'ondes lentes relevés dans le Chapitre 3 permettent d'envisager des réductions dans la direction de propagation comprises entre 1,4 et 3,2. Tous les dispositifs présentés dans ce chapitre ont été réalisés en technologie B9MW du fondeur STMicroelectronics. Trois types de dispositifs ont été conçus, réalisés et caractérisés :

- Des jonctions qui constituent les briques de base pour la réalisation de stubs, nécessaires par exemple pour la réalisation de réseaux d'adaptation pour les amplificateurs,
- Des diviseurs de puissance, utilisés lors de la mise en parallèle d'amplificateurs de puissance ou l'alimentation de réseaux d'antennes,
- Des inverseurs de phase 180°, permettant d'envisager la réalisation de baluns très compacts et large bande,
- Des filtres passe-bande, qui constituent d'excellents vecteurs de test, de part leur grande sensibilité, afin de démontrer les performances de la technologie développée.

Ces dispositifs constituent les premières briques de base pour la conception de front-end intégrés totalement sur silicium, à savoir mélangeur, amplificateurs (puissance et faible bruit), diviseurs de puissance, réseaux d'adaptation et baluns.

### 4.1 Jonctions

Il est indispensable de maîtriser la conception des jonctions pour la réalisation des stubs, coupleurs hybrides, baluns, rat-race, filtres, ...

Deux types de jonctions en T ont été étudiées et réalisées : une jonction entièrement réalisée en lignes à ondes lentes puis une seconde à base de lignes microruban.

#### 4.1.1 Jonction S-CPW

Une jonction en té conçue uniquement à partir de lignes à ondes lentes est très intéressante puisqu'elle permet une forte miniaturisation de la structure. Cependant, la présence des barreaux flottants complique l'étape de conception.

Afin de ne pas trop perturber la continuité des lignes de propagation, des rubans flottants ont été introduits orthogonalement à chacun des deux sens de propagation comme le montre la Figure 4.1. Plusieurs de ces rubans sont connectés aux masses CPW par des vias permettant ainsi d'imposer le même potentiel aux différentes masses coplanaires et donc de prévenir l'apparition du mode fente dans la structure. Lorsque les rubans flottants se trouvent sur la même couche métallique pour la ligne principale et la ligne placée en parallèle, un grillage est alors réalisé (Figure 4.1 a)). Lorsque deux métaux différents sont utilisés pour les blindages flottants de la ligne principale et du stub en parallèle, ceux-ci sont connectés par des vias (Figure 4.1 b)) afin d'obtenir une structure de géométrie proche de la précédente.

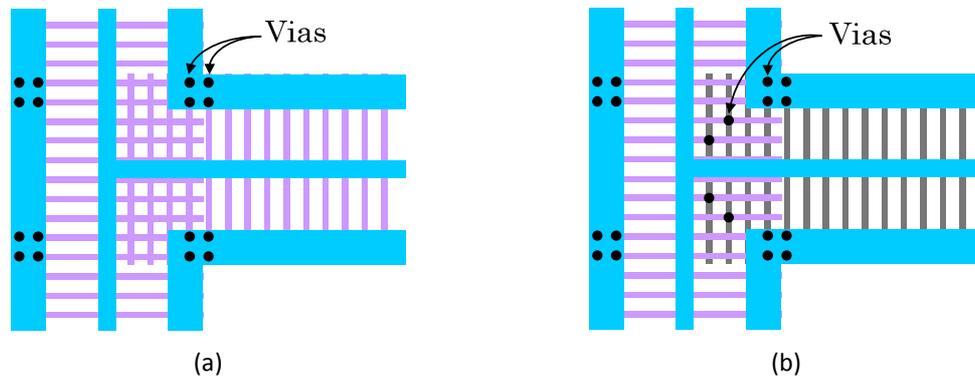


Figure 4.1 : Schéma de l'arrangement des rubans flottants dans une jonction en té : a) métaux identiques et b) deux métaux différents pour les blindages flottants de la ligne principale et du stub

Deux stubs différents sont caractérisés. Dans les deux cas, les lignes d'accès ont une impédance caractéristique de  $50 \Omega$ . Pour le Té- $35\Omega$ , les accès sont réalisés à l'aide de la topologie de ligne B9MW\_SCPW2. Le stub en parallèle est quant à lui constitué au niveau de la jonction par une ligne du même type (B9MW\_SCPW2 à  $50 \Omega$ ) de longueur  $62 \mu\text{m}$  cascadée avec une ligne à  $35 \Omega$  (topologie de B9MW\_SCPW1) de  $190 \mu\text{m}$ . Les rubans flottants de ces lignes de propagation se situent sur la couche métallique inférieure M1. Un grillage en deux dimensions est alors réalisé dans la zone de superposition des rubans flottants. Le Té- $70\Omega$  est réalisé avec la ligne B9MW\_SCPW6 pour les accès à  $50 \Omega$  et avec une ligne B9MW\_SCPW5 pour le stub en parallèle d'impédance caractéristique  $70 \Omega$  et de longueur  $456 \mu\text{m}$ . La photographie de ces stubs se trouve sur la Figure 4.2.



Figure 4.2 : Photographie des deux té : stubs en circuit ouvert placés en parallèle de la ligne principale.

Dans ces topologies, le stub est terminé en circuit ouvert. A la fréquence pour laquelle sa longueur vaut  $\lambda/4$ , il ramène un court-circuit dans le plan de la ligne d'accès et introduit donc un zéro de transmission. La mesure des paramètres de transmission et de réflexion des deux structures Té-70 $\Omega$  et Té-35 $\Omega$  est présentée sur la Figure 4.3.

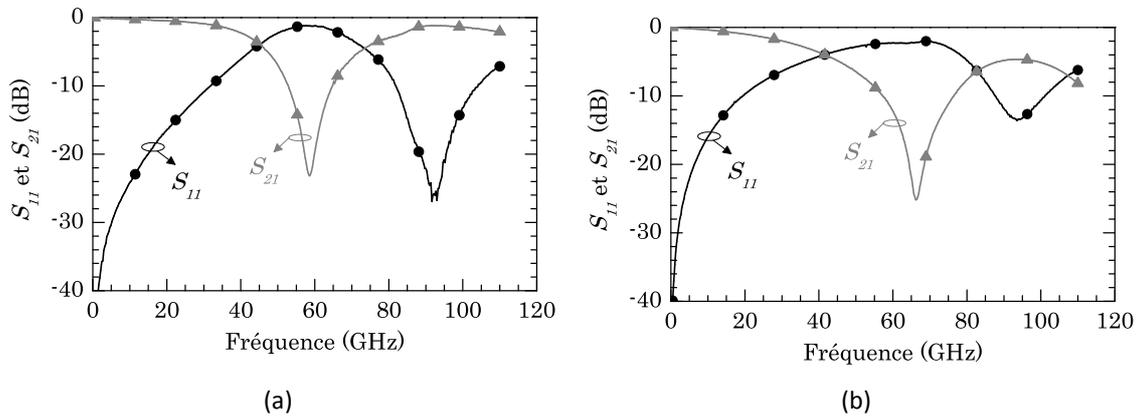


Figure 4.3 : Mesure de stubs S-CPW résonant à 60 GHz : a) Té-70 $\Omega$  et b) Té-35 $\Omega$ .

Chacun des stubs en parallèle présente une bonne réjection, meilleure que -23 dB. Les deux structures résonnent à des fréquences supérieures aux fréquences attendues. (Le Té-70 $\Omega$ , conçu pour fonctionner à 57 GHz, résonne à 59 GHz et le Té-35 $\Omega$  présente un zéro de transmission à 66 GHz au lieu de 63 GHz). Dans les deux cas, à la fréquence de résonance le stub placé en parallèle présente un déphasage théorique de 95°. Ce résultat permet d'affirmer que la permittivité relative dans la zone de la jonction est probablement plus faible que celle de la ligne S-CPW.

Afin de déterminer précisément la fréquence de résonance de stubs réalisés en lignes à ondes lentes, un modèle de la jonction en té serait nécessaire. Cependant, celui-ci est très probablement dépendant des dimensions géométriques ainsi que des couches métalliques utilisées.

#### 4.1.2 Jonction microruban

Comme les jonctions conçues à partir de lignes à ondes lentes n'ont pas permis d'obtenir une bonne précision de la fréquence de résonance d'un stub, des jonctions de type microruban ont ensuite été étudiées. Aux fréquences micro-ondes, la longueur de la jonction reste suffisamment faible pour ne pas pénaliser fortement l'aspect miniaturisation ni l'aspect faibles pertes.

##### 4.1.2.1 Jonction droite

Tout d'abord, une jonction droite a été réalisée. La transition d'une ligne microruban à une ligne à ondes lentes n'engendre que peu de modifications sur la répartition du champ électrique. En effet, si les dimensions des rubans flottants sont bien choisies, ceux-ci agissent comme un blindage plein vis-à-vis du champ électrique. Seul le champ magnétique est perturbé puisqu'il ne traverse pas le blindage plein d'une ligne microruban. Sur la Figure 4.4 a), une jonction microruban - S-CPW - microruban est présentée. Les portions de ligne de propagation B9MW\_μruban2 et B9MW\_SCPW2 ont simplement été accolées sans introduire de zone d'adaptation progressive spécifique (de type « taperisation »). Après correction de l'effet capacitif des plots d'accès, les paramètres S de cette structure sont tracés sur la Figure 4.5 après un calibrage de type LRRM [Davidson, 1990]. Malgré un léger décalage des impédances caractéristiques des lignes S-CPW et microruban, l'adaptation reste meilleure que -20 dB, confirmant la bonne qualité de la transition. Le bruit observé autour de 65 GHz est lié à des imprécisions du banc de mesure. Un phénomène proche d'une résonance est observé autour de 77 GHz, fréquence à laquelle la structure génère un déphasage de 72°.

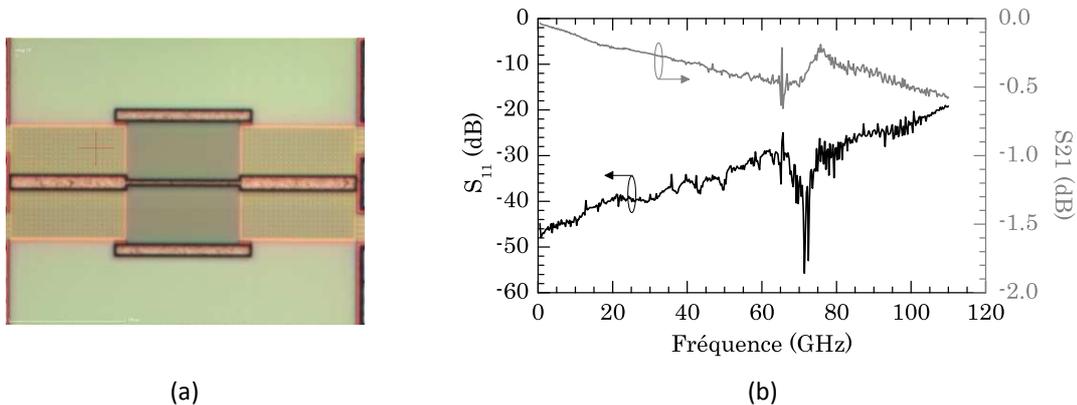


Figure 4.4 : a) Photographie et b) paramètres S d'une jonction microruban - S-CPW - microruban.

##### 4.1.2.2 Jonction en té

Deux stubs en parallèle ont été étudiés en technologie B9MW afin de caractériser les jonctions en té. L'un fonctionne à 20 GHz et le second à 60 GHz. A l'exception de la jonction en té réalisée à l'aide d'une ligne microruban d'impédance caractéristique 35 Ω (B9MW\_μruban1), les lignes d'accès et le stub sont dessinés en topologie lignes à ondes lentes

(B9MW\_SCPW1) à  $35 \Omega$  également. La photo du stub fonctionnant à 60 GHz est présentée sur la Figure 4.5.

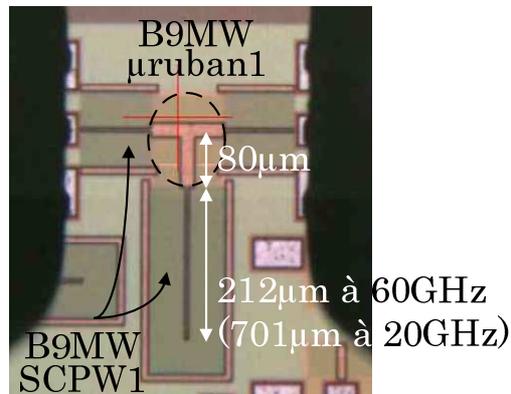


Figure 4.5 : Photographie « sous pointes » d'un stub à 60 GHz et dimensions pour celui à 20 GHz.

Pour les deux stubs de longueurs différentes, la ligne microruban utilisée présente une longueur de  $80 \mu\text{m}$  dans le sens du stub. Cette portion microruban du stub introduit un déphasage de  $4^\circ$  à 20 GHz. Ce déphasage a été pris en compte lors de la conception du résonateur quart d'onde que constitue le stub. Le stub à 20 GHz en S-CPW présente une longueur de  $701 \mu\text{m}$  soit un déphasage de  $85^\circ$ . Le déphasage total introduit par la ligne en parallèle est donc de  $89^\circ$  à 20 GHz.

La Figure 4.6 a) donne les paramètres S mesurés du stub à 20 GHz après un de-embedding de type short-open [Koolen, 1991].

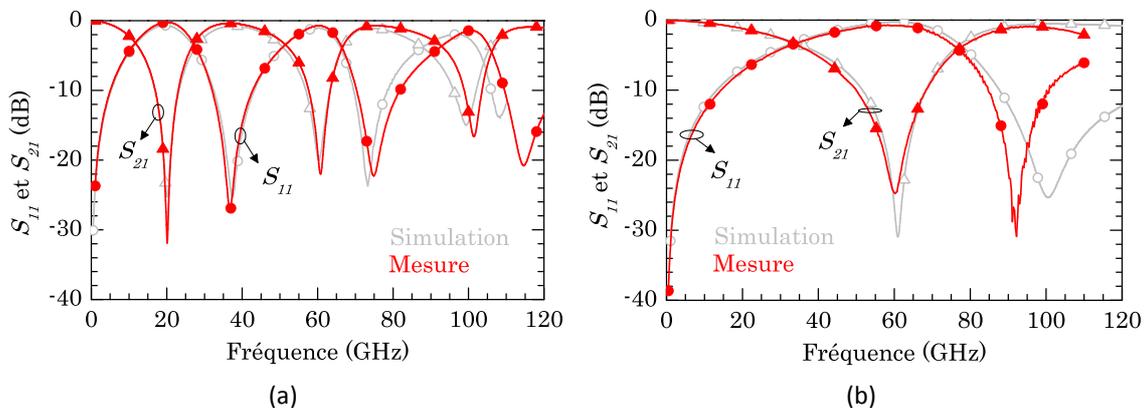


Figure 4.6 : Mesure d'un stub en S-CPW avec une jonction microruban : a) 20 GHz, b) 60 GHz.

Sur cette figure se trouvent également les résultats de simulation obtenus à partir de simulations électriques de la structure. Les simulations électriques ont été réalisées en considérant le modèle équivalent mesuré des lignes S-CPW et microruban à la fréquence de travail. La jonction en té n'est pas modélisée en détail mais simplement comme la connexion de trois lignes de propagation microruban. Un zéro de transmission est bien observé à 20 GHz. Finalement, la longueur totale du résonateur vaut  $781 \mu\text{m}$  alors qu'il faudrait environ  $1,9 \text{ mm}$

pour un stub réalisé uniquement en technologie microruban. La ligne à ondes lentes permet donc une réduction de la longueur physique d'un facteur 2,5.

Concernant le stub à 60 GHz, la portion microruban du stub prend plus d'importance et introduit 11° de déphasage. La ligne S-CPW est alors choisie de longueur 212 μm et le déphasage total du stub vaut 88° à 60 GHz (Figure 4.5). La résonance à 60 GHz se traduit également par un zéro de transmission à cette fréquence comme le montre la Figure 4.6 b). La longueur physique totale du stub est 292 μm et représente une réduction de longueur d'un facteur 2,2 par rapport à un résonateur classique en technologie microruban seulement.

Pour chacun des deux stubs, le facteur de qualité du résonateur est évalué par la relation (4.1) où  $f_{centrale}$  est la fréquence de travail et  $\Delta f_{3dB}$  la bande passante à -3 dB [Chirala, 2006b]. Cette mesure conduit à un facteur de qualité de l'ordre de 18 à 20 GHz et 19 à 60 GHz.

$$Q_{résonateur} = \frac{f_{centrale}}{\Delta f_{3dB}} \quad (4.1)$$

L'accord entre les résultats de mesure et les simulations est très bon à la fréquence de travail mais une différence intervient lorsque la fréquence augmente. Le recherche de la cause précise de cet écart est en cours d'étude. Une piste pourrait être l'utilisation d'un modèle à la fréquence de travail donc non dispersif.

## 4.2 Filtres DBR

### 4.2.1 Principe

Un résonateur DBR classique (Dual Behavior Resonator) est constitué d'une ligne de propagation chargée en parallèle par deux stubs en circuit ouvert [Quendo, 2003]. La structure classique d'un DBR du premier ordre est présentée sur la Figure 4.7.

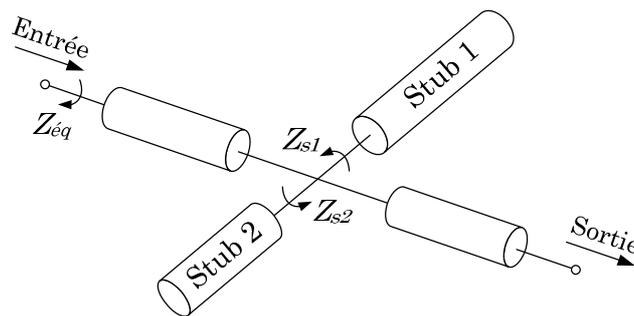


Figure 4.7 : Schéma d'un filtre DBR d'ordre 1.

La structure totale composée des deux stubs se comporte comme un résonateur demi-onde dont la bande passante est obtenue à la fréquence pour laquelle la longueur totale des stubs 1 et 2 est égale à une demi-longueur d'onde. Chaque stub constitue quant à lui un résonateur quart d'onde introduisant un zéro de transmission. Ces deux zéros de transmission sont placés de part et d'autre de la fréquence centrale du filtre réalisé permettant d'accroître

la sélectivité du filtre ainsi réalisé. L'impédance équivalente  $Z_{eq}$  de cette structure est donnée par l'équation (4.2) où  $Z_{s_i}$  représente l'impédance ramenée par le  $i^{\text{ème}}$  stub.

$$Z_{eq} = \frac{Z_{s1} Z_{s2}}{Z_{s1} + Z_{s2}} \quad (4.2)$$

L'impédance équivalente s'annule lorsque  $Z_{s1}$  ou  $Z_{s2}$  est nulle et un court-circuit est alors ramené à l'entrée du DBR. La condition d'annulation de l'impédance équivalente permet donc de définir les deux zéros de transmission de part et d'autre de la bande passante. Si le dénominateur de l'équation (4.2) s'annule, les deux stubs ramènent alors un circuit ouvert soit un pôle à une fréquence située entre les deux zéros de transmission. L'originalité essentielle de cette structure est le contrôle indépendant des zéros de transmission.

Un filtre DBR d'ordre  $N$  est constitué de  $N$  résonateurs soit  $2 \times N$  stubs reliés par  $N-1$  inverseur quarts d'onde. Les  $N$  pôles liés aux résonateurs demi-onde se situent dans la bande passante du filtre. Les résonateurs quarts d'onde introduisent  $N$  zéros de transmission de part et d'autres de la bande passante. La Figure 4.8 présente la réponse en fréquence d'un filtre du cinquième ordre simulé à partir de lignes idéales sans pertes. La méthode de synthèse de ce type de filtre est détaillée dans [Manchec, 2006]. L'augmentation de l'ordre du filtre permet d'augmenter la réjection des lobes secondaires mais conduit à un encombrement important. Ainsi, la miniaturisation de cette structure revêt un grand intérêt et constitue une bonne application afin de montrer le potentiel des lignes à ondes lentes.

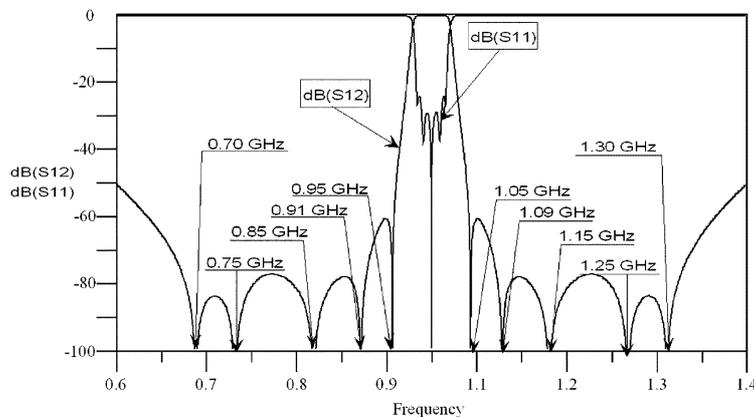


Figure 4.8 : Réponse fréquentielle d'un filtre DBR d'ordre 5, [Quendo, 2004].

Dans [Issa, 2008], les auteurs utilisent une approche localisée pour réduire l'encombrement d'un filtre DBR du premier ordre à 1 GHz : le chargement capacitif des stubs permet de réduire la surface totale de 75 %. Cependant, les facteurs de qualité des capacités utilisées entraînent des pertes d'insertion supplémentaires. Cet inconvénient est compensé en répartissant les capacités le long du stub mais la réduction des dimensions atteint alors seulement 50 %. Dans le cas des circuits réalisés en technologie CMOS, le chargement capacitif n'est pas envisageable car il nécessite l'utilisation de lignes de propagation à impédance caractéristique élevée, ce qui n'est guère envisageable en technologie microruban ou CPW.

#### 4.2.2 Résonateurs DBR intégrés

Deux résonateurs DBR à 60 GHz (voir Figure 4.9) présentant des réponses fréquentielles différentes ont été réalisés et caractérisés. Comme précédemment, la longueur de la ligne de chaque stub est calculée afin que le déphasage total, introduit par la ligne à ondes lentes et la ligne microruban atteigne  $90^\circ$  à la fréquence à laquelle un zéro de transmission est souhaité.

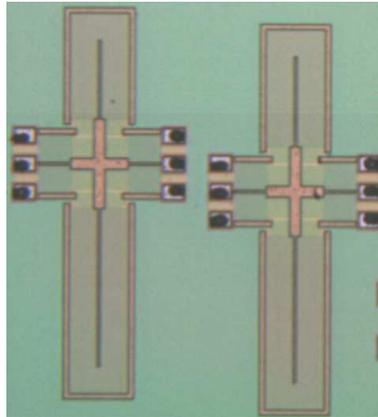


Figure 4.9 : Photographie des résonateurs DBR à 60 GHz  
(à gauche : bande passante large, à droite : bande passante étroite).

L'un (Figure 4.10 a)) présente des pertes d'insertion raisonnables et une bande passante assez large. Les pertes d'insertion s'élevèrent à  $-2,6$  dB contre  $-1,4$  dB prévus en simulation avec une adaptation meilleure que  $-10$  dB et la bande passante à  $-3$  dB vaut 22 % (19 % en simulation). Le second a été conçu avec une bande passante plus étroite (11 % en conception et 14 % effectivement mesurés) mais les pertes d'insertion sont alors nettement plus élevées :  $-4,1$  dB en mesure contre  $-2,2$  dB attendus. De plus, l'adaptation est mauvaise puisqu'elle atteint à peine  $-8$  dB à la fréquence de fonctionnement (voir la Figure 4.10 b)). Si l'on excepte les pertes d'insertion, l'accord entre simulations et mesures est cependant plutôt bon, confirmant ainsi la bonne maîtrise de la conception de jonctions.

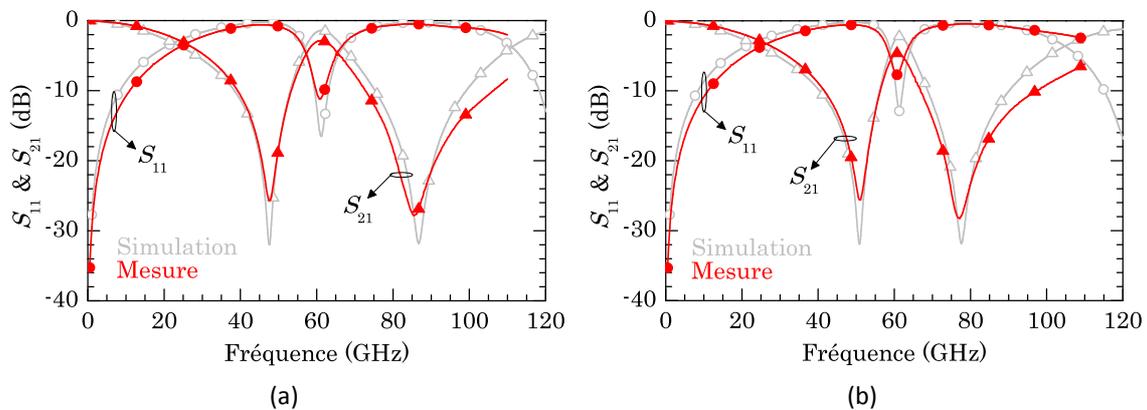


Figure 4.10 : Mesures des paramètres  $S$  de deux résonateurs DBR à 60 GHz : a) large bande passante et faibles pertes d'insertion, b) bande passante étroite et pertes d'insertion élevées.

### 4.2.3 Filtre DBR du deuxième ordre

Un filtre DBR du deuxième ordre a été réalisé (voir Figure 4.11 a)). L'effet d'ondes lentes permet une forte compacité de ce filtre dont l'implémentation sur puce nécessite une surface inférieure à  $0,29 \text{ mm}^2$ .

Les paramètres  $S$  mesurés et simulés sont comparés à la Figure 4.11 b). Comme précédemment, la simulation électrique a été réalisée à partir du modèle mesuré des lignes de propagation S-CPW et microruban sans modélisation de la jonction en croix. De plus, les valeurs des paramètres secondaires ont été considérés constantes et égales à la valeur à 60 GHz, la fréquence de travail.

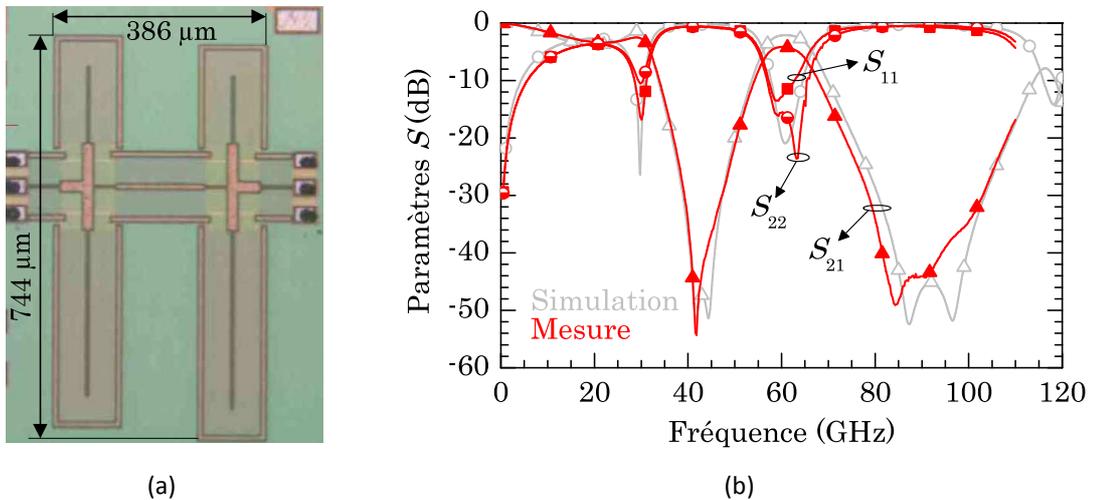


Figure 4.11 : a) Photographie et b) mesures des paramètres  $S$  d'un filtre DBR du deuxième ordre à 60 GHz.

Comme le prédisait la simulation, le filtre mesuré est bien centré à 60 GHz. Les pertes d'insertion mesurées s'élèvent à  $-4,1 \text{ dB}$  soit  $2 \text{ dB}$  supplémentaires par rapport au résultat de simulation. La bande passante relative à  $-3 \text{ dB}$  vaut  $17 \%$  ce qui est en très bon accord avec les  $18 \%$  attendus en simulation. Par contre, un problème de caractérisation nous limite pour connaître l'adaptation précise du circuit. En effet, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  mesurés sont tracés sur la Figure 4.11 b). L'opération de de-embedding a été réalisée à partir de la méthode de [Koolen, 1991] et corrige à la fois l'accès des plots et d'une faible portion de ligne d'accès. Cette méthode est contestable car les lignes d'accès sont de longueurs  $50 \mu\text{m}$  et ne peuvent donc pas rigoureusement être considérées comme localisées à la fréquence de travail.

L'adaptation dans la bande est donc meilleure que  $-14 \text{ dB}$  et la réjection hors bande est très intéressante puisqu'un filtre d'ordre deux suffit pour atténuer de  $30 \text{ dB}$  environ les fréquences entre  $76$  et  $106 \text{ GHz}$ .

#### 4.2.4 Comparaison avec des topologies classiques

Le Tableau 4.1 recense les performances de filtres de la littérature dans diverses technologies CMOS.

Technologie	Surface (mm <sup>2</sup> )	Fréquence	BP <sub>3dB</sub>	IL	Q <sub>u</sub>	FDM	Références
CMOS 0,18μm	/	60 GHz	50 %	-3 dB	8,7	/	[Sun, 2007]
	1,71	64 GHz	20 %	-4,9 dB	13,3	0.12	[Hsu, 2008b]
	/	60 GHz	10 %	-9,3 dB	14,0	/	[Nan, 2008]
	0,44	70 GHz	26 %	-3,6 dB	13,9	0,45	[Hsu, 2008a]
	0,08	63,5 GHz	28 %	-4,8 dB	9,7	1,91	[Hsiao, 2010]
	0,12	35 GHz	57 %	-4,5 dB	5,1	1,21	[Yeh, 2010]
HR SOI	/	180 GHz	60 %	-1,8 dB	12,1	/	[Gianesello, 2007]
	/	170 GHz	40 %	-2,3 dB	14,2	/	
CMOS 0,13μm	/	63,5 GHz	38 %	-2 dB	17,1	/	[Chang, 2009]
	0.29	60 GHz	17 %	-4,1 dB	18,7	1,15	DBR 2 <sup>nd</sup> ordre

Tableau 4.1 : Résumé des performances de filtres en technologies CMOS.

La surface, la fréquence de travail, la bande passante à -3 dB ( $BP_{3dB}$ ), les pertes d'insertion ( $IL$ ) et le facteur de qualité non chargé ( $Q_u$ ) sont donnés. Ce dernier est évalué en considérant un filtre de Butterworth à deux pôles à l'aide de la relation (4.3) extraite de [Cohn, 1959]. Les  $g_i$  sont les éléments du prototype passe-bas de Butterworth.

$$Q_u = 4,343 \times \frac{\sum_{i=1}^n g_i}{BP_{3dB} \times IL} \quad (4.3)$$

Ce mode d'évaluation du facteur de qualité à vide est largement critiquable car d'une part tous les filtres comparés ne sont pas forcément d'ordre deux (certains auteurs ne précisent pas ce point important !), et les fonctions utilisées ne sont pas forcément de type Butterworth (ce point n'est pas toujours précisé également). Cette méthode est cependant la seule disponible afin d'établir une comparaison grossière entre différents filtres.

Puis le facteur de mérite  $FDM$  est calculé par (4.4). Celui-ci permet également de tenir compte de la surface sur puce et de la fréquence de fonctionnement du filtre.

$$FDM = \frac{Q_u}{Surface \times Fréquence} \quad (4.4)$$

Les facteurs de qualité non chargés et facteurs de mérite des filtres du Tableau 4.1 sont présentés sur la Figure 4.12. Les facteurs de qualité non chargés des filtres de la littérature sont inférieurs à 17 alors que le DBR du second ordre développé à l'aide de lignes à ondes lentes présente un facteur de qualité de 18,7. Le facteur de mérite du DBR à S-CPW est

intéressant mais inférieur à celui obtenu par [Hsiao, 2010]. En effet, dans [Hsiao, 2010], les auteurs allient effet d'ondes lentes et méandres permettant de diminuer très fortement la surface de silicium nécessaire.

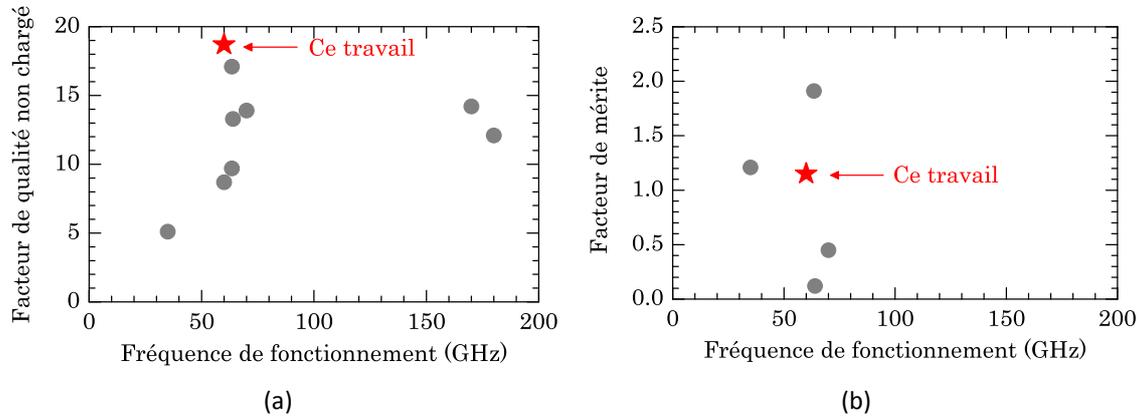


Figure 4.12 : a) Facteur de qualité non chargé et b) facteur de mérite en fonction de la fréquence pour des filtres de la littérature.

#### 4.2.5 Conclusion sur le filtrage

Le développement de fonctions de filtrage à base de lignes à ondes lentes permet d'allier un facteur de qualité non chargé élevé et une surface sur puce raisonnable. Dans le cas des filtres à stubs mis en œuvre, la portion microruban, présente dans la jonction en té du stub, introduit un déphasage fixe à une fréquence donnée. Ainsi, la miniaturisation qu'offrent les lignes à ondes lentes S-CPW est légèrement réduite lorsque la fréquence augmente (2,5 à 20 GHz et 2,2 à 60 GHz). Cependant la miniaturisation demeure élevée et l'utilisation de lignes à ondes lentes pour la conception de fonctions filtrantes est particulièrement intéressante entre aux fréquences micro-ondes.

### 4.3 Diviseurs de puissance

#### 4.3.1 Principe

Les diviseurs de puissance sont des composants de conception aisée dont le rôle est de séparer un signal d'entrée en deux signaux présentant le même déphasage et la même amplitude. Deux tronçons de ligne de propagation quart d'onde d'impédance caractéristique  $\sqrt{2} \times Z_c$  permettent d'adapter l'accès 1 ( $Z_c$  étant l'impédance caractéristique des accès), voir Figure 4.13. Dans le cas particulier d'un diviseur de Wilkinson introduit dans [Wilkinson, 1960], la résistance introduite entre les accès de sortie (2 et 3) permet d'adapter simultanément les trois accès tout en conservant la symétrie des accès 2 et 3 par rapport à l'accès 1 (Figure 4.13). Cette structure peut également être utilisée comme combineur. Si des signaux sont introduits en entrée sur les accès 2 et 3, l'accès 1 devient la sortie et contient la somme des deux signaux d'entrée. En outre les accès 2 et 3 sont isolés.

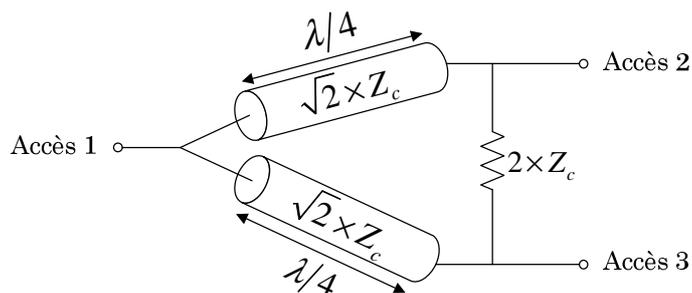


Figure 4.13 : Diviseur de puissance de Wilkinson.

#### 4.3.2 Réalisation

Deux diviseurs de puissance ont été réalisés aux fréquences de travail de 60 GHz (Power Splitter-60 GHz noté PS-60) et 77 GHz (PS-77). Lors de cette première conception, aucune résistance n'a été insérée entre les deux accès de sortie, conduisant à une mauvaise isolation. Deux lignes de propagation à ondes lentes caractérisées dans le Chapitre 3 ont été utilisées afin de réaliser les diviseurs de puissance.

La ligne B9MW\_SCPW6 d'impédance caractéristique  $Z_c = 50 \Omega$  a été utilisée pour réaliser les accès de part et d'autre du dispositif. Deux lignes quart d'onde B9MW\_SCPW5 d'impédance caractéristique  $\sqrt{2} \times Z_c = 70 \Omega$  ont été utilisées pour obtenir le diviseur de puissance. Un analyseur vectoriel de réseaux 2 ports a été utilisé pour effectuer les mesures. Ainsi, seuls deux accès sont accessibles pour les mesures sous pointes, le troisième accès du diviseur étant chargé à  $50 \Omega$  à l'aide d'une résistance « polysilicium » sur la puce. La photographie du diviseur PS-60 et les dimensions physiques pour les deux fréquences de travail se trouvent sur la Figure 4.14.

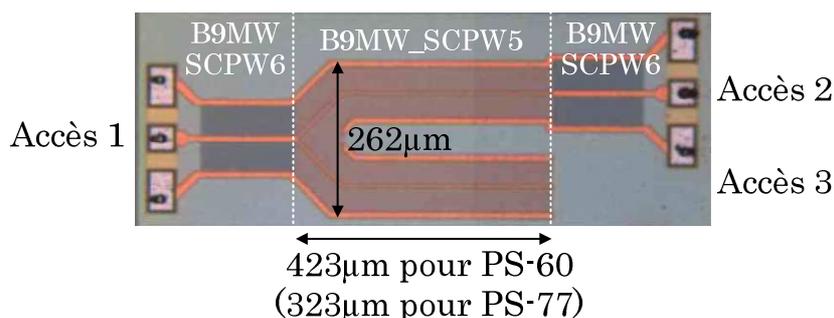


Figure 4.14 : Photographie du diviseur de puissance PS-60 et dimensions pour PS-77.

Les pertes d'insertion de ces dispositifs peuvent être estimées à partir de l'atténuation linéique de la ligne B9MW\_SCPW5 mesurées au Chapitre 3. Les pertes d'insertion théoriques d'un diviseur de puissance parfait s'élèvent à -3 dB du fait de la division symétrique des signaux. Le PS-60 (PS-77, respectivement) comporte une ligne quart d'onde de longueur  $437 \mu\text{m}$  ( $340 \mu\text{m}$  pour PS-77), les pertes d'insertion supplémentaires peuvent donc être estimées à -0,21 dB (-0,17 dB pour PS-77). Ainsi, les pertes totales sont estimées autour de -3,21 dB pour PS-60 et -3,17 dB pour PS-77. Les pertes d'insertion évaluées sont donc plus

faibles que celles correspondant à l'état de l'art actuel pour des lignes microruban en technologie CMOS puisque des pertes comprises entre -3,9 dB et -4,3 dB sont ont été rapportées dans [Chirala, 2006b] pour des fréquences de fonctionnement autour de 60 et 80 GHz.

Après un calibrage de type LRRM, la méthode de de-embedding classique [Koolen, 1991] a été utilisée. Cette technique nécessite la mesure d'un circuit ouvert et d'un court-circuit présentés sur la Figure 4.15.

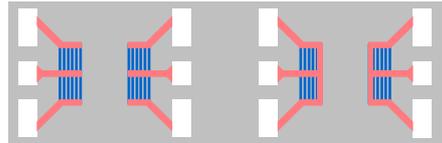


Figure 4.15 : Vue schématique des dispositifs de de-embedding (circuit ouvert à gauche, court-circuit à droite).

Les résultats de mesure des paramètres S bruts et « de-embeddés » en transmission et en réflexion sont présentés sur la Figure 4.16 a) et Figure 4.16 b), respectivement pour les diviseurs de puissance PS-60 et PS-77. L'observation des paramètres S bruts (c'est-à-dire avant « de-embedding ») semble indiquer des fréquences de fonctionnement nettement supérieures aux fréquences de travail prévues lors de la conception. Une très bonne adaptation, meilleure que -20 dB) est obtenue à 81 GHz pour PS-60 et 91 GHz pour PS-77. Les pertes d'insertions sont assez faibles : -3,46 à 81 GHz et -3,42 à 91 GHz. Bien que ces résultats semblent tout à fait intéressants, la permittivité relative effective extraite dans le Chapitre 3 permet d'affirmer que la ligne B9MW\_SCPW5 ne correspond pas à un tronçon de ligne quart d'onde à ces fréquences.

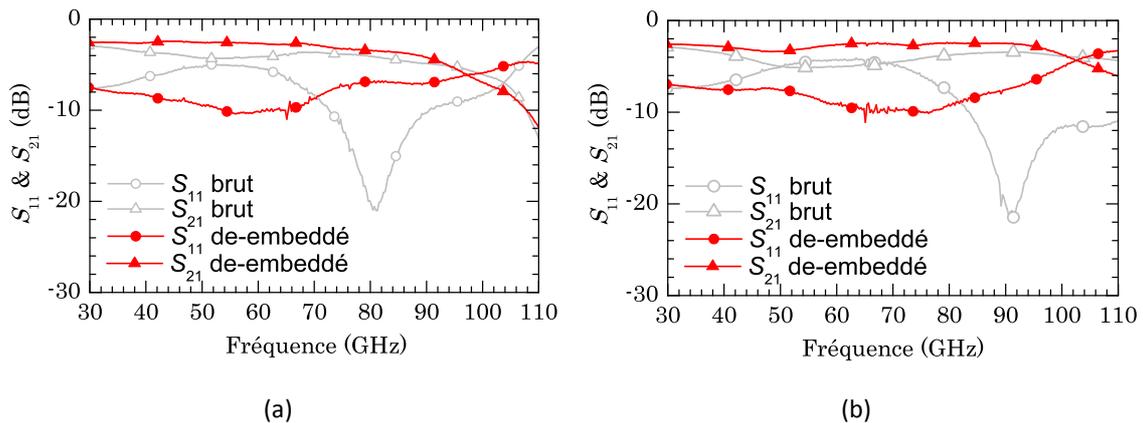


Figure 4.16 : Mesure du module des paramètres S bruts et « de-embeddés » : a) PS-60, b) PS-77.

En considérant à présent les paramètres « de-embeddés », une adaptation d'environ -10 dB est effectivement mesurée. La meilleure adaptation est alors obtenue à la fréquence de travail de conception soit entre 52 GHz et 65 GHz pour PS-60 et de 67 GHz à 78 GHz pour PS-77. Les pertes d'insertion sont plus faibles car les pertes des portions de ligne d'accès à

50  $\Omega$  sont retirées par l'opération de « de-embedding ». Les pertes d'insertion deviennent alors très faibles puisqu'elles atteignent -2,7 dB pour PS-60 et -2,5 dB pour PS-77. Dans le cas d'un diviseur de puissance parfait (conçu avec des lignes de propagation d'impédances caractéristiques rigoureusement égales à 50  $\Omega$  et 70,7  $\Omega$  et chargé à l'accès 3 par une résistance précise à 50  $\Omega$ ), des pertes d'insertion inférieures à -3 dB ne seraient pas explicables physiquement. D'après le Chapitre 3, la ligne B9MW\_SCPW5 présente bien une impédance caractéristique de 70  $\Omega$ . Mais notre méthode de mesure mène à une précision de l'ordre de 5 à 10 %, soit une erreur comprise entre 3,7 et 7  $\Omega$  sur l'impédance caractéristique de la ligne B9MW\_SCPW5. Cependant, la plus grande source d'erreur est probablement liée à la valeur de la résistance de charge de l'accès 3. Celle-ci a été réalisée en polysilicium et, d'après la dispersion connue du process, sa valeur réelle peut être estimée entre 40 et 60  $\Omega$ . Un écart de 1 dB entre les deux voies du diviseur de puissance peut être expliqué par une charge qui serait égale à 40  $\Omega$ . Ainsi, plus de la moitié de la puissance parvient à l'accès 2 et moins à l'accès 3. Ceci pourrait être vérifié en mesurant indépendamment la valeur de la résistance, mais cette mesure n'a pas pu être réalisée pour le moment. Des mesures à l'aide d'un VNA quatre ports permettraient également de confirmer cette hypothèse.

Afin de conclure sur la fréquence de fonctionnement de ce diviseur de puissance, la Figure 4.17 donne la valeur de la phase du paramètre de transmission  $S_{21}$  après « de-embedding » en fonction de la fréquence pour les deux diviseurs de puissance.

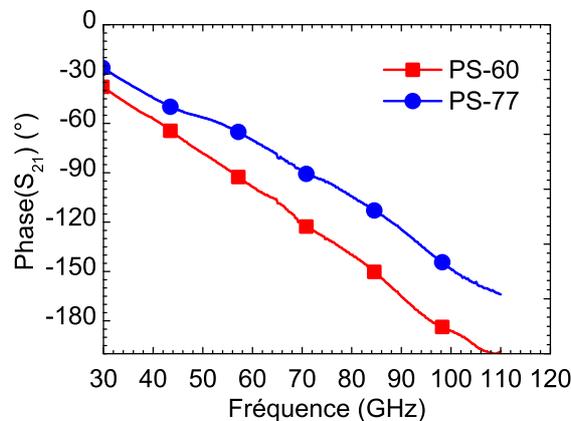


Figure 4.17 : Mesure de la phase de  $S_{21}$  après « de-embedding ».

D'après ce tracé, la fréquence à laquelle la différence de phase entre les accès 1 et 2 vaut 90° est 56 GHz pour PS-60 et 71 GHz pour PS-77. Ce déphasage a été calculé au niveau des plans des accès 1 et 2 en pointillés sur la Figure 4.14. Aux fréquences de travail, un déphasage de 98° est relevé pour les deux diviseurs de puissance. L'écart de 8° entre la simulation et la mesure à la fréquence de fonctionnement prévue est très probablement lié à la jonction en té. En effet, celle-ci est réalisée en lignes à ondes lentes et comporte des rubans flottants dont la géométrie et le positionnement par rapport à la ligne CPW n'ont pas été optimisés.

### 4.3.3 Comparaison avec des méthodes alternatives

Le Tableau 4.2 résume les performances de diviseurs de puissance en technologie CMOS. La surface sur la puce, les pertes d'insertion ( $IL$ ), la réflexion en entrée et en sortie ( $RL$  : Return Loss), l'isolation ainsi que le déséquilibre entre les voies 2 et 3 du diviseur de puissance fonctionnant à 60 GHz ont été répertoriées.

Technologie	Surface (mm <sup>2</sup> )	$IL^6$	$RL$		Isolation	Déséquilibre $ S_{23}-S_{32} $	Références
			entrée	sortie			
65 nm	0,0055	-0,5 dB	< -21 dB		< -20 dB	0,07 dB	[Ercoli, 2011]
90 nm	0,08	-0,54 dB	< -24 dB		< -22 dB	0,05 dB	[Law, 2010]
130 nm	0,12	-0,8 dB	< -21 dB	< -15 dB	< -20 dB	0,8 dB	[Ding, 2007]
130 nm	0,11	-0,21 dB	< -10 dB				PS-60

Tableau 4.2 : Résumé des performances de diviseurs de puissance à 60 GHz en technologies CMOS.

Si les diviseurs de puissance développés dans ce manuscrit ne présentent pas une très bonne adaptation, leur surface est raisonnable et leurs pertes d'insertion nettement plus faibles que celles observées dans la littérature. Ces dispositifs doivent être alors optimisés au niveau de leur jonction. De plus, l'ajout d'une résistance de 100  $\Omega$  entre les voies 2 et 3 permettra de réaliser un Wilkinson utilisable en diviseur et combineur. L'étude de l'isolation et du déséquilibre entre les accès 2 et 3 devra être menée prochainement à partir de dispositifs conçus pour effectuer des mesures en quatre ports.

### 4.4 Inverseur de phase

Afin d'augmenter le potentiel de miniaturisation offert par les lignes à ondes lentes, un inverseur de phase (ou déphaseur 180°) a été étudiée. La géométrie proposée, extraite de [Chirala, 2006a], permet de miniaturiser très fortement la portion d'un rat-race de longueur  $3\lambda/4$  conçu à partir de lignes coplanaires. En effet, l'inverseur présente une longueur très faible devant la longueur d'onde comme le montre la Figure 4.18.

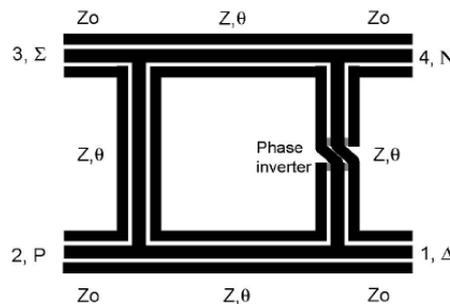


Figure 4.18 : Schéma d'un rat-race en CPW comportant un inverseur d'impédance, [Chirala, 2006a].

<sup>6</sup> Les pertes d'insertion  $IL$  représentent ici les pertes de la structure en soustrayant les -3 dB introduit par la division de puissance par 2.

Deux inverseurs de phase ont été caractérisés. Leur impédance caractéristique est respectivement égale à  $35 \Omega$  ou  $66 \Omega$ . Ils ont été conçus respectivement à partir des lignes B9MW\_SCPW1 et B9MW\_SCPW3. Le schéma de la Figure 4.19 a) détaille la géométrie de cette structure. Au niveau de chaque accès, les signaux « masse » et « signal » sont inversés : les plans de masse se combinent pour former le ruban signal alors que les plans de masse sont réalisés par le ruban signal. Les connexions des plans de masse sont réalisées par des vias métallisés entre les rubans de masse et les barreaux flottants. Une photographie de l'inverseur d'impédance caractéristique  $66 \Omega$  au niveau des accès est présentée sur la Figure 4.19 b).

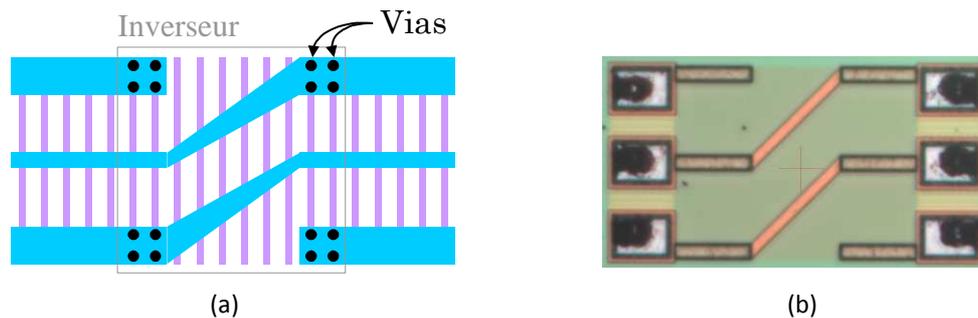


Figure 4.19 : a) Schéma des inverseurs de phase et b) photographie de l'inverseur réalisé à partir de lignes de propagation à  $66 \Omega$ .

Le module des paramètres de réflexion et de transmission est présenté sur la Figure 4.20 après de-embedding, au niveau des vias. Le déphasage introduit par ces structures (l'inverseur seulement, sans les lignes d'accès) est également tracé.

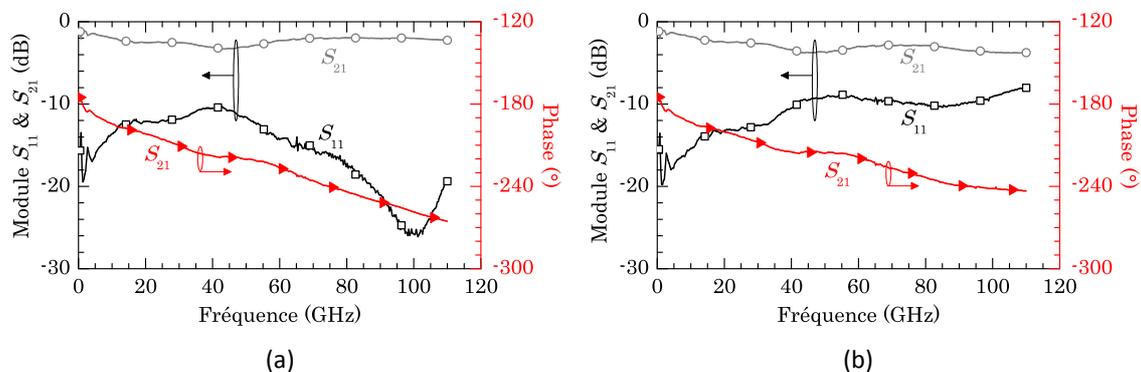


Figure 4.20 : Mesure des caractéristiques des inverseurs d'impédance

Il est intéressant de noter le caractère large bande de ces déphaseurs : en effet, un déphaseur de  $-180^\circ$  est obtenu dès les basses fréquences, ce qui est dû à la topologie même de l'inverseur. Les déphasages mesurés sont augmentés à haute fréquence : ils atteignent  $-226^\circ$  pour l'inverseur à  $34 \Omega$  et  $-219^\circ$  pour celui à  $66 \Omega$  à la fréquence de 60 GHz, ces déphasages étant alors dus à la longueur physique finie des inverseurs. Par ailleurs, pour les deux inverseurs, l'adaptation est inférieure à  $-10$  dB à 60 GHz et les pertes d'insertion sont élevées puisqu'elles sont comprises entre  $-1$  dB et  $-3,7$  dB sur toute la gamme de fréquence mesurée. La couche métallique inférieure M1 de très faible épaisseur a été utilisée pour connecter les

plans de masse entre eux. La présence d'un courant de conduction dans cette couche très fine pourrait expliquer l'origine de pertes d'insertion élevées.

Sachant que les inverseurs réalisés ici présentent une longueur de  $72,8 \mu\text{m}$  et  $70,4 \mu\text{m}$  respectivement, ceux-ci sont environ 22 fois plus compacts qu'une ligne microruban présentant le même déphasage à 60 GHz (soit respectivement 1,63 mm et 1,58 mm). Un démonstrateur de balun à base de lignes à ondes S-CPW et de ce type d'inverseur est en cours de fabrication [Burdin, 2011].

#### **4.5 Conclusion du chapitre 4**

Dans ce chapitre, des lignes à ondes lentes S-CPW ont été utilisées pour réaliser différentes fonctions. Les lignes à ondes lentes alliant fort effet d'ondes lentes et fort facteur de qualité permettent de concevoir des structures à faibles pertes d'insertion et faible encombrement. Cependant, les rubans flottants des lignes S-CPW introduisent une difficulté de disposition dans les transitions de type jonction ou coude. Différents arrangements géométriques ont été étudiés afin d'obtenir des jonctions S-CPW. Il semble évident que l'implémentation de ce type de jonctions S-CPW est assez fastidieuse en technologie intégrée. L'utilisation de jonctions à base de lignes microruban pourra être préférée car bien plus simple à modéliser et à mettre en œuvre.

Un filtre du deuxième ordre fonctionnant à 60 GHz conçu à partir de lignes à ondes lentes a été caractérisé. Cette première version de filtre passif à lignes S-CPW présente des performances très prometteuses bien que ses pertes d'insertion soient assez élevées. En effet, sa bande passante est de 17 %, son adaptation est meilleure que -14 dB et sa surface sur silicium est inférieure à  $0,29 \text{ mm}^2$ . Deux diviseurs de puissance dont les fréquences de fonctionnement sont 60 et 77 GHz ont également été réalisés et caractérisés. Leurs pertes d'insertion, très faibles, permettent de mettre en évidence l'intérêt des lignes à ondes lentes. Cependant, une amélioration consisterait à pouvoir calculer l'isolation entre les deux sorties et à utiliser des lignes microruban dans la jonction afin de mieux maîtriser la précision de la fréquence de travail d'une part et de simplifier sa mise en œuvre (problème lié à l'arrangement des rubans flottants dans cette zone) d'autre part. Un inverseur de phase a également été réalisé. Celui-ci, très large bande, devra être optimisé afin d'en améliorer l'adaptation. Cependant, la topologie utilisée permet de réaliser un composant de très faible encombrement pour miniaturiser au maximum une portion de ligne de propagation introduisant un fort déphasage.

Ces différentes fonctions millimétriques ont donc permis de prouver l'intérêt des lignes à ondes lentes S-CPW pour obtenir une diminution des pertes d'insertion et une forte miniaturisation des dispositifs passifs intégrés.



---

## Chapitre 5 : Discussion et perspectives

Les chapitres précédents ont permis de mettre en évidence l'intérêt des lignes à ondes lentes par rapport aux lignes de propagation classiques. En effet, les lignes S-CPW conduisent à une large gamme d'impédances caractéristiques facilement réalisables mais aussi de faibles pertes par degré de phase, caractérisées par de forts facteurs de qualité et une importante miniaturisation. Ces lignes, ensuite utilisées dans des fonctions millimétriques simples, ont confirmé la pertinence de la conception de circuits à partir de lignes à ondes lentes.

Dans ce dernier chapitre, l'intérêt des lignes à ondes lentes dans des technologies plus récentes est étudié afin d'évaluer leur intérêt futur. Les performances attendues des lignes S-CPW en technologie avancée CMOS 28 nm de STMicroelectronics sont données. Cette technologie nettement plus contraignante que les technologies évaluées dans ce manuscrit mais aussi que les technologies antérieures (65 nm et 45 nm), comporte un Back End Of Line très « agressif » : la conception de lignes de propagation classiques de type microruban devient alors une réelle difficulté. Les lignes à ondes lentes pourraient donc la réalisation de lignes de propagation alliant de forts facteurs de qualité sur une large gamme d'impédances caractéristiques, ce qui est actuellement impossible à réaliser dans ce type de technologie à partir de lignes microruban ou CPW.

Plusieurs applications originales à base de lignes à ondes lentes sont ensuite proposées. Tout d'abord, l'utilisation de lignes à ondes lentes est abordée pour la caractérisation de couches minces de matériaux, de la RF aux fréquences millimétriques. En effet, la topologie de ces lignes à ondes lentes est très sensible aux caractéristiques du diélectrique compris entre la ligne CPW principale et les barreaux flottants. Une seconde application possible de ces lignes S-CPW est la conception de déphaseurs accordables. L'accordabilité peut alors être réalisée par l'insertion d'un matériau ferroélectrique entre la ligne principale et le blindage flottant. La polarisation du matériau permet de modifier ses propriétés diélectriques, et donc de faire varier le déphasage engendré par la ligne. Une autre proposition d'accordabilité consiste en une ligne à ondes lentes à MEMS. Les barreaux flottants deviennent mobiles et leur proximité avec la ligne CPW permet de moduler l'effet d'ondes lentes et donc le déphasage obtenu à la sortie du dispositif.

### 5.1 Lignes S-CPW en technologie avancée 28 nm

#### 5.1.1 Description de la technologie 28 nm de STMicroelectronics

Généralement, les applications hautes fréquences nécessitent plusieurs couches métalliques épaisses et des diélectriques également épais pour diminuer les pertes dans la structure tout en assurant des impédances caractéristiques suffisamment élevées. Dans les chapitres précédents, les technologies utilisées pour concevoir des lignes à ondes lentes

contenaient au moins un métal d'une épaisseur de plusieurs micromètres. Elles étaient donc tout à fait pertinentes pour la réalisation de fonctions millimétriques à faibles pertes. Nous avons évalué les performances des lignes à ondes lentes S-CPW dans une technologie beaucoup plus agressive, la récente technologie 28 nm de STMicroelectronics. La technologie CMOS 28 nm est dédiée aux applications numériques à très forte densité d'intégration et présente donc un Back End Of Line nettement moins adapté à la conception de lignes de propagation classiques par rapport aux technologies précédentes (40 nm ou 65 nm). L'empilement du BEOL, donné sur la Figure 5.1, comporte sept niveaux de métallisation dont les deux supérieurs sont les plus épais (880 nm) alors que les couches M1 à M5 ont toutes la même épaisseur et sont beaucoup plus fines que les métaux M6 et M7. Le diélectrique entre les métaux M7-M6 et M6-M5 est du SiO<sub>2</sub> mais en-dessous du métal M5, un diélectrique poreux est introduit afin de réduire les capacités parasites entre deux lignes d'interconnexion.

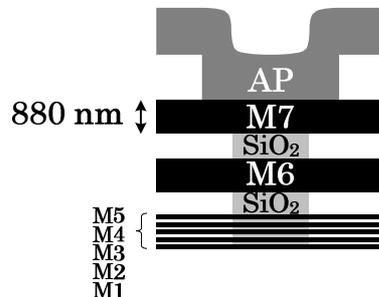


Figure 5.1 : Empilement de la technologie CMOS 28 nm de STMicroelectronics.

### 5.1.2 Aperçu des possibilités en technologie 28 nm

Les diélectriques poreux sont a priori très sensibles à l'humidité et les pertes dans ces matériaux peuvent alors devenir rédhibitoires lors du vieillissement des composants. Afin de s'affranchir de ce problème présent dans les lignes microruban classiques, le blindage flottant des lignes à ondes lentes étudiées en technologie 28 nm est toujours placé en M5 par la suite. Le champ électrique n'atteint donc pas les couches diélectriques poreuses. De plus, les épaisseurs de diélectriques étant très faibles, la ligne CPW principale est placée sur M7 afin d'obtenir facilement des impédances caractéristiques relativement élevées ( $h = 2,2 \mu\text{m}$  si le plan des barreaux flottants est situé sur M5). Par ailleurs, comme les diélectriques poreux et les métaux autres que M6 et M7 sont très fins, l'épaisseur  $h$  entre la ligne CPW et les rubans flottants évolue assez peu lorsque les rubans flottants sont placés sur M1 au lieu de M5 ( $h$  est alors augmentée de 35 %), ce qui rend peu intéressante l'utilisation du niveau M1 pour placer les barreaux flottants.

La Figure 5.2 prévoit les performances électriques de quelques lignes de propagation à ondes lentes réalisables dans cette technologie. L'encombrement latéral de ces lignes S-CPW est proche de  $100 \mu\text{m}$  (compris entre  $105 \mu\text{m}$  pour la Ligne 1 et  $85 \mu\text{m}$  pour la Ligne 3). Une large gamme d'impédances caractéristiques peut facilement être réalisée tout en assurant un effet d'ondes lentes important. En effet, des impédances caractéristiques comprises entre

30  $\Omega$  et 80  $\Omega$  conduisent à des effets d'ondes lentes  $SWF_{SCPW/CPW}$  compris entre 1,7 et 1,9. Les facteurs de qualité attendus évoluent entre 28 et 38 à 60 GHz et entre 34 et 46 à 100 GHz.

La topologie de ligne microruban ne permet pas de réaliser des lignes d'impédance caractéristique supérieure à 50-60  $\Omega$  présentant des pertes raisonnables. L'utilisation des lignes à ondes lentes est donc tout à fait pertinente car elle permet d'améliorer de manière très significative les performances des lignes, et ainsi d'envisager l'intégration de fonctions RF dans le BEOL, pour des applications millimétriques entre 50 GHz et plus de 100 GHz.

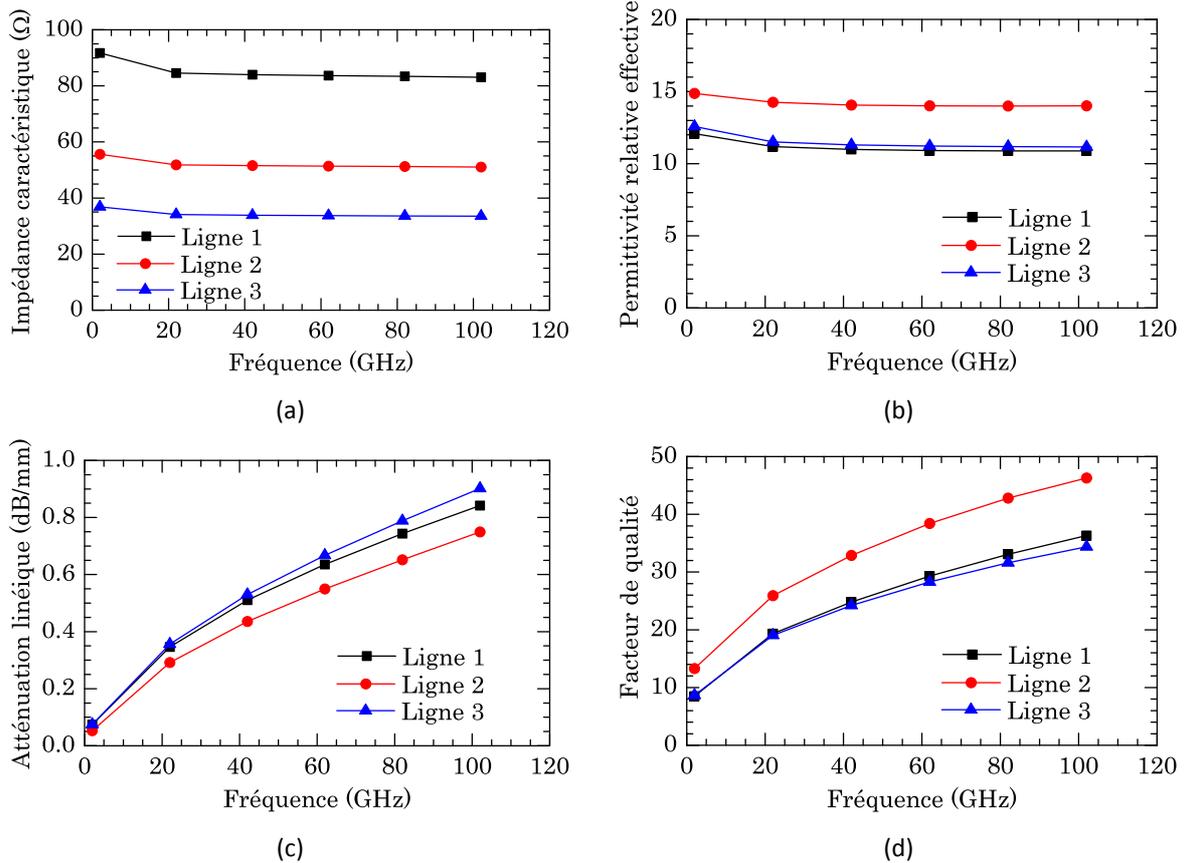


Figure 5.2 : a) Impédance caractéristique, b) permittivité relative effective, c) atténuation linéique d) facteur de qualité de lignes de propagation à ondes lentes en technologie 28 nm.

### 5.1.3 Conclusion

La topologie de lignes à ondes lentes semble donc très performante sur des Back End Of Line très agressifs comme c'est le cas pour la technologie 28 nm. Une large gamme d'impédances caractéristiques peut être obtenue tout en conservant un effet d'ondes lentes intéressant et un facteur de qualité élevé. Par ailleurs, ces lignes sont moins sensibles aux pertes susceptibles d'être introduites par les diélectriques poreux (situés au-dessous des barreaux flottants) et permettent de respecter assez facilement les règles de dessin de plus en plus contraignantes dans les technologies avancées. Les lignes à ondes lentes sont donc une

alternative prometteuse aux lignes de propagation classiques dans les technologies récentes et futures comportant un BEOL agressif.

## **5.2 Caractérisation de couches minces de matériaux diélectriques**

### *5.2.1 Difficulté de caractérisation de diélectriques en couches minces*

Dans cette partie, une nouvelle méthode de caractérisation de matériaux diélectriques basée sur la mesure à hautes fréquences de lignes de propagation à ondes lentes est présentée. Cette technique permet d'envisager, aux fréquences millimétriques, des caractérisations précises de matériaux se présentant en couches minces. En effet, la sensibilité aux caractéristiques du matériau étudié est nettement plus élevée que pour les méthodes classiquement utilisées.

La caractérisation de matériaux diélectriques en couches minces, de quelques centaines de nanomètres à quelques micromètres, constitue un enjeu important pour les matériaux de la microélectronique et les matériaux piézoélectriques utilisés dans les circuits microondes accordables. Deux approches expérimentales sont actuellement utilisées pour déterminer leur permittivité relative effective et leur tangente de pertes. La première consiste en l'utilisation de capacités pour lesquelles le matériau à caractériser constitue le diélectrique. Les mesures, réalisées à l'aide de systèmes de mesure de type pont RLC, sont généralement effectuées à des fréquences relativement basses - inférieures à 1 GHz - voire le plus souvent à 1 MHz maximum. Cette approche, très simple à mettre en œuvre, donne des résultats très fiables pour les matériaux dont les caractéristiques dépendent peu de la fréquence. Elles sont inadaptées dans le cas contraire. Leur mise en œuvre peut cependant être compliquée du fait de la nécessité d'une étape de calibrage. La seconde méthode vise à utiliser des lignes de propagation avec, pour diélectrique, le matériau à caractériser. Cette approche donne de très bons résultats lorsque le matériau inconnu est épais car il constitue alors l'ensemble du diélectrique. Quand les matériaux à caractériser se présentent en couches minces, comme les matériaux de type BST ou STO, ou lorsque leur croissance en couche épaisse est coûteuse, ils ne peuvent être utilisés seuls pour former une ligne microruban ou CPW. En effet, si l'on prend l'exemple d'un matériau inconnu d'épaisseur 1  $\mu\text{m}$ , il ne pourra être utilisé ni comme substrat pour une ligne microruban, l'impédance devenant alors beaucoup trop faible, ni pour une ligne CPW, pour un problème de tenue mécanique. Ils sont alors généralement déposés sur un substrat connu, formant un empilement hétérogène utilisé pour les lignes microruban ou CPW [Vo, 2008]. Mais dans ce cas la sensibilité des mesures vis-à-vis du matériau inconnu est très mauvaise.

### *5.2.2 Caractérisation de couches minces à l'aide de lignes à ondes lentes*

L'utilisation de lignes à ondes lentes représente une méthode originale de mise en œuvre aisée pour caractériser des diélectriques sur une très large bande de fréquence, du DC aux fréquences millimétriques. Du fait du confinement du champ électrique, la sensibilité au

matériau situé entre le plan CPW et les barreaux flottants est forte et la caractérisation à l'aide de ligne à ondes lentes est très bien adaptée à la détermination des propriétés de matériaux en couches minces. Avec une ligne CPW simple, il est nécessaire de déposer les matériaux en couche mince sur un substrat épais (au moins 100  $\mu\text{m}$  pour des raisons de tenue mécanique). La sensibilité du champ à la couche mince du matériau inconnue est donc très fortement diminuée même pour des fentes du CPW étroites (quelques  $\mu\text{m}$ ). Dans le cas de lignes microruban, en considérant une permittivité relative du matériau inconnu égale à 5 et une épaisseur de 1  $\mu\text{m}$ , il faut une largeur de ruban de 3,2  $\mu\text{m}$  pour obtenir une impédance caractéristique de seulement 30  $\Omega$ . Ceci entraîne des pertes métalliques ne permettant plus d'envisager une caractérisation de la tangente de pertes. Ainsi, une impédance caractéristique faible diminue la sensibilité de l'extraction d'un point de vue expérimental.

Nous avons effectué une étude sur une ligne à ondes lentes particulière afin de montrer la sensibilité de la méthode proposée. L'étude a été réalisée à partir de la topologie de la Figure 5.3 à l'aide du logiciel HFSS<sup>TM</sup>. Les dimensions envisagées pour les calculs sont les suivantes :  $W = 7 \mu\text{m}$ ,  $G = 50 \mu\text{m}$ ,  $W_g = 10 \mu\text{m}$ ,  $h = 1 \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,6 \mu\text{m}$ ,  $SS = 1 \mu\text{m}$ , épaisseur du CPW et des barreaux flottants  $t_{CPW} = 2,8 \mu\text{m}$ ,  $t_{\text{barreaux flottants}} = 0,64 \mu\text{m}$ , recouvrement des barreaux flottants sous le plan de masse  $R = 10 \mu\text{m}$ .

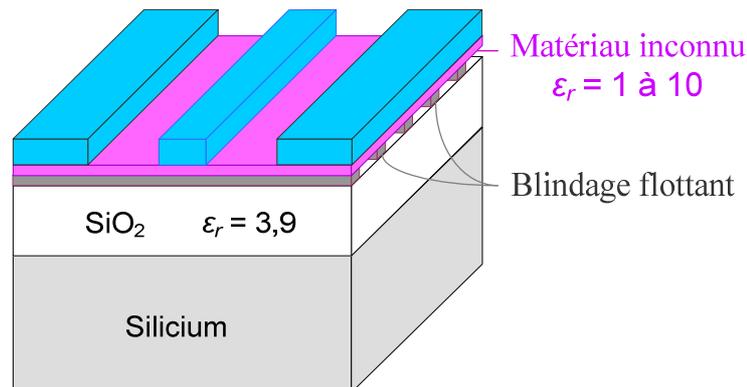


Figure 5.3 : Coupe transversale dans le plan d'un barreau flottant d'une ligne S-CPW support de test.

L'ensemble des paramètres caractéristiques d'une ligne de propagation sont extraits à partir de la méthode des deux lignes [Ferrari, 1994]. De plus, les simulations ont été réalisées en ajoutant une couche de passivation au-dessus de la couche métallique supérieure, afin de se placer dans un contexte de technologie industrielle. Le nitrure de silicium utilisé a une permittivité relative de 7,5.

#### 5.2.2.1 Sensibilité par rapport à la permittivité relative

L'impédance caractéristique et la permittivité relative effective de la ligne sont présentées sur la Figure 5.4 pour plusieurs types de matériaux inconnus, avec des permittivités relatives comprises entre 1 et 10. Ces paramètres sont très sensibles à la valeur de la permittivité relative du matériau à caractériser.

Il est alors intéressant de comparer la méthode à partir de lignes à ondes lentes avec des approches classiques. Pour une épaisseur de matériau inconnu de  $1 \mu\text{m}$ , la permittivité relative effective  $\epsilon_{r \text{ eff}}$  est tracée Figure 5.5 en fonction de la permittivité relative à caractériser pour différentes topologies de lignes : S-CPW, microruban et CPW.

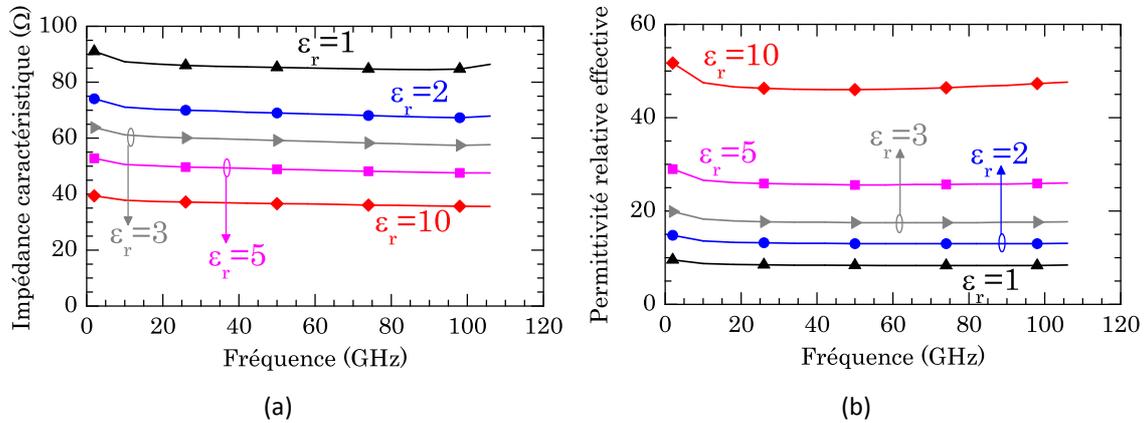


Figure 5.4 : (a) Impédance caractéristique et (b) permittivité relative effective d'une ligne à ondes lentes pour différentes permittivités relatives du matériau à caractériser en couche mince.

La ligne microruban présente un ruban central de  $5 \mu\text{m}$  conduisant à des impédances caractéristiques comprises entre 15 et  $30 \Omega$ . Quant à la ligne CPW, son ruban central a une largeur de  $10 \mu\text{m}$ , une fente de  $20 \mu\text{m}$  et un plan de masse de  $60 \mu\text{m}$ . Les impédances caractéristiques ainsi atteintes se situent entre 50 et  $65 \Omega$ . Le tracé met en évidence la sensibilité largement supérieure de la méthode utilisant des lignes à ondes lentes en comparaison aux techniques classiques à base de lignes microruban ou CPW.

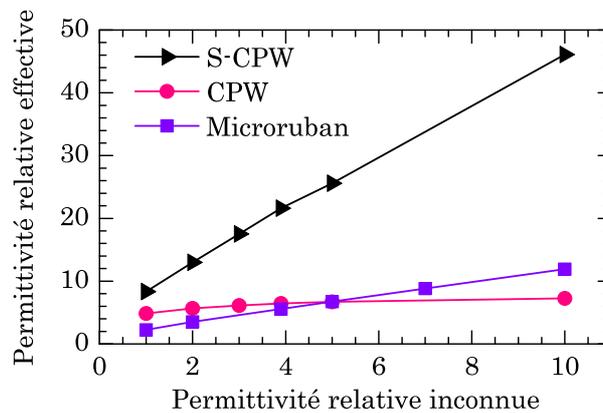


Figure 5.5 : Comparaison de la sensibilité de caractérisation de la permittivité relative avec différentes topologies de lignes (microruban, coplanaire et coplanaire à ondes lentes) à 60 GHz.

La courbe obtenue à partir de la caractérisation à l'aide de lignes à ondes lentes est proche d'une droite. Pour une ligne S-CPW, la capacité linéique est largement dominée par la capacité entre le plan CPW et le plan des barreaux flottants. Un modèle simple de capacité plan peut donc être adopté :  $C_l = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{W}{h}$ . Or la permittivité relative effective s'exprime selon

la relation suivante  $\varepsilon_{r,eff} = c_0^2 \times L_l C_l$ . Comme  $L_l$  est constante pour une géométrie de ligne CPW donnée,  $\varepsilon_{r,eff}$  est proportionnelle à  $\varepsilon_r$ , la pente étant déterminée par  $c_0^2 L_l \varepsilon_0 \frac{W}{h}$ .

### 5.2.2.2 Sensibilité par rapport à la tangente de pertes

La Figure 5.6 présente l'atténuation linéique en fonction de l'angle diélectrique de pertes ( $\tan(\delta)$ ) du matériau inconnu pour la méthode utilisant une ligne à ondes lentes et les méthodes classiques à base de lignes microruban ou CPW. Pour ces calculs, la permittivité relative du matériau à caractériser a été choisie égale à 3,9. Plus la permittivité relative du matériau inconnue est élevée, plus les pertes dans la ligne de propagation augmentent puisqu'une part plus importante des lignes de champ se situe dans le matériau à pertes.

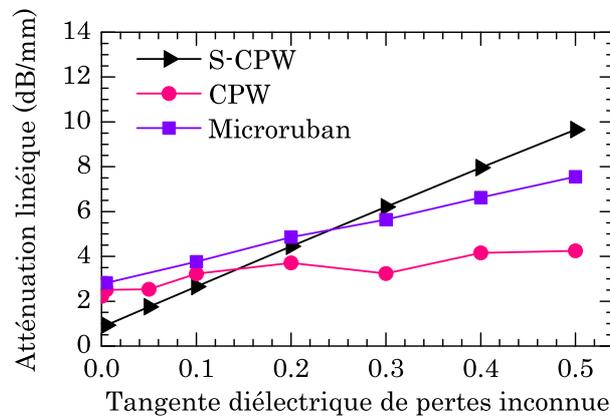


Figure 5.6 : Comparaison de la sensibilité de caractérisation de l'angle diélectrique de pertes pour diverses topologies de lignes, à 60 GHz.

L'utilisation des lignes à ondes lentes permet d'obtenir une meilleure sensibilité vis-à-vis de la tangente de pertes du matériau à caractériser. En effet, à 60 GHz, les pertes linéiques sont linéaires entre 1 et 10 dB/mm lorsque la tangente de pertes évolue de 0 à 0,5, et sont plus sensibles à la variation de  $\tan(\delta)$  que les lignes classiques CPW ou microruban.

Cette étude permet également de conclure que les lignes à ondes lentes, très efficaces pour la caractérisation, ne sont pas adaptées pour véhiculer un signal si le diélectrique entre la ligne CPW et les barreaux flottants présente de fortes pertes diélectriques, avec un  $\tan(\delta)$  typiquement supérieur à 0,1.

### 5.2.3 Conclusion

La méthode proposée permet d'envisager des caractérisations précises de matériaux déposés en couches minces, sur une large bande de fréquences, de la RF aux fréquences millimétriques. Elle conduit à une sensibilité bien supérieure aux méthodes classiques utilisant des lignes microruban ou CPW, que ce soit pour la permittivité relative ou pour la tangente de pertes. La sensibilité issue des simulations permet d'envisager de caractériser des matériaux

possédant une tangente de pertes de l'ordre de 0,02 avec une précision d'environ 0,005. Ceci est particulièrement intéressant pour les matériaux piézoélectriques.

### 5.3 Déphaseurs accordables millimétriques

#### 5.3.1 État de l'art

L'augmentation de l'utilisation des systèmes de télécommunications d'une part, et la nécessaire augmentation des débits d'autre part, nécessite aujourd'hui de développer des systèmes intégrés, large bande, à bas coût et travaillant aux fréquences millimétriques. Le déphaseur accordable est une fonction particulièrement intéressante pour la réalisation de réseaux d'antennes à balayage pour des applications de type radar automobiles, imagerie microondes ou encore transmission d'un important débit de données vers des récepteurs potentiellement mobiles (WLAN à 60 GHz et HDMI). Un réseau d'antennes à balayage permet d'adapter électroniquement son diagramme de rayonnement en fonction de son environnement.

Les déphaseurs peuvent être séparés en deux catégories : déphaseurs actifs ou passifs. Les déphaseurs actifs peuvent travailler aux fréquences millimétriques en réception du signal ou alors à une fréquence intermédiaire (IF pour « Intermediate Frequency ») [Kishimoto, 2009], [Sarkas, 2009], [Koh, 2007]. Ce dernier cas correspond à un système total plus complexe puisqu'il nécessite l'introduction d'un mélangeur après l'antenne de réception. L'inconvénient essentiel des déphaseurs actifs réside dans l'importante consommation qu'ils entraînent. Les déphaseurs passifs aux fréquences millimétriques peuvent se diviser en trois catégories :

- Les lignes de propagation connectées par des « switches » permettent de réaliser différents déphasages fixes [Buck, 2010], [Tseng, 2009].
- Les déphaseurs à réflexion (RTPS pour « Reflection-Type Phase Shifter ») comprennent un coupleur hybride chargé à certains accès par des capacités variables [Wu, 2008], [Biglarbegian, 2009].
- Le dernier groupe concerne les lignes de propagation chargées par des varactors [Vadivelu, 2009], [Parlak, 2010].

Un résumé des performances actuelles des différents déphaseurs est présenté dans le Tableau 5.1. Les valeurs du déphasage et des pertes d'insertion associées (IL pour « insertion loss ») sont souvent utilisées pour comparer les déphaseurs passifs. Un nouveau facteur de mérite, défini par l'équation (5.1), permet de prendre en compte l'influence de la fréquence de fonctionnement et de la surface de silicium nécessaire pour la réalisation du déphaseur.

$$FDM = \frac{\frac{\Phi(^{\circ})}{360^{\circ}} \times \frac{60GHz}{f(GHz)}}{IL_{/360^{\circ}}(dB) \times Aire(mm^2)} \quad (5.1)$$

Finalement, les déphaseurs actifs nécessitent une consommation importante et leur surface est généralement assez élevée (supérieure à 0,5 mm<sup>2</sup> pour plusieurs déphaseurs actifs du Tableau 5.1). Dans le paragraphe suivant, nous décrivons les difficultés de réalisation de déphaseurs passifs performants avec les technologies classiques actuelles, puis nous développons deux approches innovantes afin de réaliser des déphaseurs passifs très performants et nécessitant une très faible consommation, à l'aide de lignes à ondes lentes.

### 5.3.2 Principe du déphaseur passif chargé par des varactors

Le déphaseur accordable le plus simple se présente classiquement sous la forme d'une ligne de propagation chargée par des capacités variables, Figure 5.7. La variation de la phase est contrôlée par la tension de polarisation appliquée aux varactors. Un déphaseur très performant réunirait les conditions suivantes : une faible surface, une réalisation sur puce à faible coût, une grande fiabilité, de faibles tensions de polarisation, une bonne adaptation et de faibles pertes d'insertion.

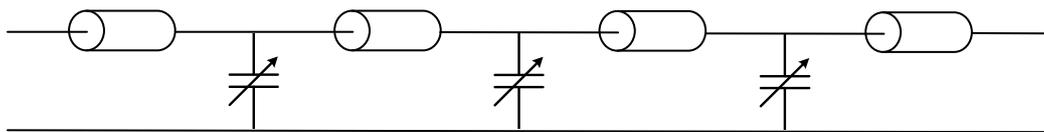


Figure 5.7 : Circuit électrique équivalent d'un déphaseur chargé par des varactors.

Aujourd'hui, deux approches sont privilégiées pour réaliser ce type de déphaseurs. La solution « above IC » consiste en l'insertion de composants MEMS après création de la puce pour permettre l'agilité du déphaseur. Pour conserver les fonctionnalités des circuits intégrés et la fiabilité de la structure, les composants sont connectés à basse température. De ce fait, les déphaseurs réalisés en post-process sont chers. En outre ils s'avèrent difficiles à modéliser du fait de la complexité des connections.

Une approche alternative consiste à utiliser des varactors AMOS sur puce lors de la réalisation du circuit intégré. Cependant, à hautes fréquences, les varactors intégrés sont peu performants puisque le rapport vraisemblable des capacités est limité à 4, et surtout leur facteur de qualité reste inférieur à 6 à 60 GHz [Parlak, 2010]. Les faibles facteurs de qualité des varactors ne permettent pas d'assurer des structures à faibles pertes.

Technologie	Type	Fréquence	Pertes d'insertion (IL) ou Gain / Précision	Déphasage	IL / <sub>360°</sub>	Surface (mm <sup>2</sup> )	FDM	Puissance DC consommée	Référence
CMOS 90-nm	Système complet - Bande de base 6 voies RF pour « beam steering »	60 GHz	-	60°		12.5 mm <sup>2</sup>		960 mW	[Kishimoto, 2009]
BiCMOS SiGe 65 nm	Actif Récepteur 4 bits	77 GHz	+16 dB / ± 1 dB	360°		0,075 mm <sup>2</sup>		128 mW	[Sarkas, 2009]
CMOS 65 nm	Actif - Émetteur 4 bits	94 GHz	+0 dB / ± 2 dB	360°		0,12 mm <sup>2</sup>		142 mW	
CMOS 0.13 µm	Actif - 4 bits	24 GHz	-4 dB / ± 1,5 dB	360°		0,14 mm <sup>2</sup>		11.7 mW	[Koh, 2007]
CMOS 90 nm	Actif - 5 bits	60 GHz	+12 dB / ± 0,5 dB	360°		0,65 mm <sup>2</sup>		60 mW	[Kim, 2010]
CMOS 65 nm	Actif - 4 bits	60 GHz	+12 dB / ± 2 dB	360°		1,6 mm <sup>2</sup>		168 mW	[Yu, 2010]
CMOS 90 nm	Actif	53 GHz	-4,9 dB / ± 0,9 dB	360°		0,18 mm <sup>2</sup>		23 mW	[Vadivelu, 2009]
BiCMOS SiGe 0.12 µm	Hybride Actif / Passif	94 GHz	+12 dB / ± 3 dB	65°		0,21 mm <sup>2</sup>		36 mW	[Parlak, 2010]
CMOS 90 nm	Passif - Lignes à ondes lentes couplées (S-CPS) + Amplification	60 GHz	-	100°	-	0,33 mm <sup>2</sup>	-	10 mW	[LaRocca, 2009]
HR Si	Passif - MEMS pour connecter des lignes à différents retards	77 GHz	-3 dB / ± 0,9 dB	91°	-11,9 dB	-	-	0 mW	[Buck, 2010]
CMOS 0.18 µm	Passif - Lignes de transmission « switchées » (3 bits)	24 GHz	-11,8 dB / ± 1,5 dB	315°	-13,5 dB	0,285 mm <sup>2</sup>	0,57	0 mW	[Tseng, 2009]
CMOS 0.18 µm	Passif - RTPS	24 GHz	-11 dB / ± 1,2 dB	360°	-11,0 dB	0,33 mm <sup>2</sup>	0,69	0 mW	[Wu, 2008]
CMOS 90 nm	Passif - RTPS	60 GHz	-6,25 dB / ± 1,75 dB	87°	-25,9 dB	0,075 mm <sup>2</sup>	0,12	0 mW	[Biglarbegian, 2009]
CMOS 90 nm	Passif Ligne chargée par des varactors	53 GHz	-16,75 dB / ± 2,4 dB	141°	-42,8 dB	0,14 mm <sup>2</sup>	0,07	0 mW	[Vadivelu, 2009]
BiCMOS SiGe 0.12 µm	Passif Ligne chargée par des varactors	94 GHz	-12,5 dB / ± 4,5 dB	65°	-69,2 dB	0,21 mm <sup>2</sup>	0,008	0 mW	[Parlak, 2010]
CMOS 0.13 µm	Passif - Ligne à ondes lentes (S-CPW) chargée par des varactors	10 GHz	-3,2 dB / ± 0,6 dB	60°	-19,2 dB	0,264 mm <sup>2</sup>	0,20	0 mW	[Lahiji, 2008]
CMOS 65 nm	Passif Ligne chargée par des varactors	60 GHz	-9,4 dB / ± 3 dB	180°	-18 dB	0,2 mm <sup>2</sup>	0,14	0 mW	[Yu, 2008]

Tableau 5.1 : État de l'art des déphaseurs en technologies CMOS et BiCMOS.

Par ailleurs, la longueur physique d'un déphaseur de 360° à la fréquence  $f$  est donnée par la relation (5.2) :

$$l = \frac{c_0}{f \left( \sqrt{\epsilon_{r\text{eff max}}} - \sqrt{\epsilon_{r\text{eff min}}} \right)} \quad (5.2)$$

$c_0$  étant la célérité de la lumière dans le vide,  $\epsilon_{r\text{eff max}}$  et  $\epsilon_{r\text{eff min}}$  étant les permittivités relatives effectives extrêmes de la ligne S-CPW chargée capacitivement. Une structure suffisamment longue est donc nécessaire pour obtenir une variation de phase importante.

Actuellement, les performances des déphaseurs passifs sont donc essentiellement limitées par trois facteurs critiques :

- Des pertes importantes sont introduites par les lignes de propagation utilisées. Ces pertes sont de l'ordre de 3,2 dB en moyenne pour un déphasage de 60° [Lahiji, 2008] et 9,4 dB pour 180° [Yu, 2008].
- En technologie intégrée, les faibles facteurs de qualité des capacités variables limitent fortement les performances des déphaseurs accordables à hautes fréquences.
- La faible agilité des varactors implique une structure longue et donc une surface sur la puce importante.

Dans les paragraphes suivants, deux approches nouvelles sont proposées permettant de réaliser des déphaseurs agiles en technologie intégrée à base de lignes à ondes lentes. Ces deux alternatives permettent de faire varier la capacité équivalente entre la ligne CPW principale et les barreaux flottants. La première consiste en l'introduction d'un matériau accordable, le BST, et la seconde réunit les concepts de ligne S-CPW et de MEMS (MicroElectroMechanical System). Étant basés sur des lignes à ondes lentes à fort facteur de qualité, ces deux types de déphaseurs combinent performances élevées et faible consommation.

### 5.3.3 Déphaseurs basés sur les lignes à ondes lentes

#### 5.3.3.1 Déphaseur distribué S-CPW ferroélectrique

##### 5.3.3.1.1 Principe

Le BST, alliage de baryum, strontium et titanate [Boikov, 1995], [Roy, 1993], est très utilisé pour la réalisation de fonctions radiofréquences et microondes accordables comme des filtres, des VCO ou encore des réseaux d'adaptation. Dans ce paragraphe, le développement d'un déphaseur à base de ligne à ondes lentes comportant du BST entre la ligne CPW et le plan des barreaux flottants est étudié. La structure proposée est donc très proche de celle utilisée

pour la caractérisation de la Figure 5.3 où le matériau jusqu'alors inconnu est remplacé par un matériau accordable.

La sensibilité du BST est un paramètre essentiel de conception puisque les tensions d'alimentation dans les circuits intégrés sont de plus en plus faibles (inférieures au volt pour les technologies avancées 45 et 28 nm) pour limiter la consommation mais également limiter les risques de décharges électrostatiques. La structure de lignes à ondes lentes est bien adaptée car le champ électrique d'une ligne S-CPW est fortement confiné dans le diélectrique situé entre le plan de la ligne coplanaire et celui des barreaux flottants permettant une forte sensibilité au matériau accordable. De plus, l'épaisseur du BST est de l'ordre de  $1\ \mu\text{m}$  ce qui devrait être nettement suffisant pour moduler fortement la permittivité du matériau. Dans la littérature, une agilité de 63 % a été rapportée avec un champ électrique de  $1,4\ \text{V}/\mu\text{m}$  sur des capacités à base de BST présentant un facteur de qualité de 50 à 30 GHz [Al Ahmad, 2007]. Cette sensibilité correspond à une très forte variation de la permittivité relative du BST, de 100 à 300.

#### 5.3.3.1.2 Performances

Pour évaluer les performances liées à l'introduction d'un matériau ferroélectrique, le diélectrique entre la ligne CPW et le blindage flottant est remplacé par du BST dont la permittivité relative varie entre 100 et 300. Comme la permittivité relative du BST est très élevée, une faible largeur de ruban central et une large fente sont choisies afin de ne pas obtenir une impédance caractéristique trop faible. Les dimensions sont les suivantes :  $W = 3\ \mu\text{m}$ ,  $G = 60\ \mu\text{m}$ ,  $W_g = 30\ \mu\text{m}$ ,  $SL = 0,2\ \mu\text{m}$ ,  $SS = 0,5\ \mu\text{m}$ ,  $t_{CPW} = 1\ \mu\text{m}$ ,  $t_{\text{barreaux flottants}} = 500\ \text{nm}$ ). Une épaisseur de 700 nm de BST est utilisée. Cette valeur correspond à l'épaisseur maximale qui pourrait être déposée par le procédé de pulvérisation. L'empilement utilisé pour le calcul est schématisé sur la Figure 5.8.

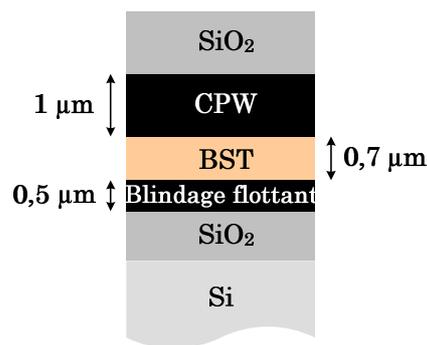


Figure 5.8 : Empilement choisi comportant du BST.

Les conducteurs sont en platine pour des raisons technologiques. En effet, le BST nécessite un recuit à haute température qui n'autorise pas l'utilisation d'aluminium (température de fusion proche de celle du recuit du BST). Et le cuivre présente une organisation cristallographique éloignée de celle du BST. Le platine est un mauvais conducteur

de conductivité  $9,7 \cdot 10^6$  S/m. Par ailleurs, l'article [Al Ahmad, 2007] relate un angle diélectrique de pertes du BST compris entre 0,02 et 0,06. La valeur optimiste de  $\tan \delta = 0,02$  est introduite en simulation.

De très faibles impédances caractéristiques (inférieures à  $20 \Omega$ ) sont obtenues (voir Figure 5.9 a)) puisque l'effet capacitif entre le plan des doigts et la ligne CPW est considérablement renforcé par la présence du BST, matériau à forte permittivité relative. La permittivité relative effective de la structure comprenant le matériau ferroélectrique est très élevée et sa sensibilité très forte par rapport à la permittivité relative du BST (voir Figure 5.9 b)). Tant que la fréquence de travail n'est pas trop élevée, la permittivité relative effective est linéaire en fonction de la permittivité relative du BST. Un fort phénomène de dispersion apparaît lorsque la fréquence augmente et cet effet est renforcé pour des permittivités relatives de BST élevées. La très forte accordabilité de la permittivité relative effective (entre 440 et 1830 à 60 GHz) permettrait d'obtenir un déphaseur  $360^\circ$  de longueur  $230 \mu\text{m}$  à 60 GHz. La dimension latérale totale de  $193 \mu\text{m}$  permet de conclure que l'encombrement nécessaire à un déphaseur  $360^\circ$  serait de  $0,44 \text{ mm}^2$ .

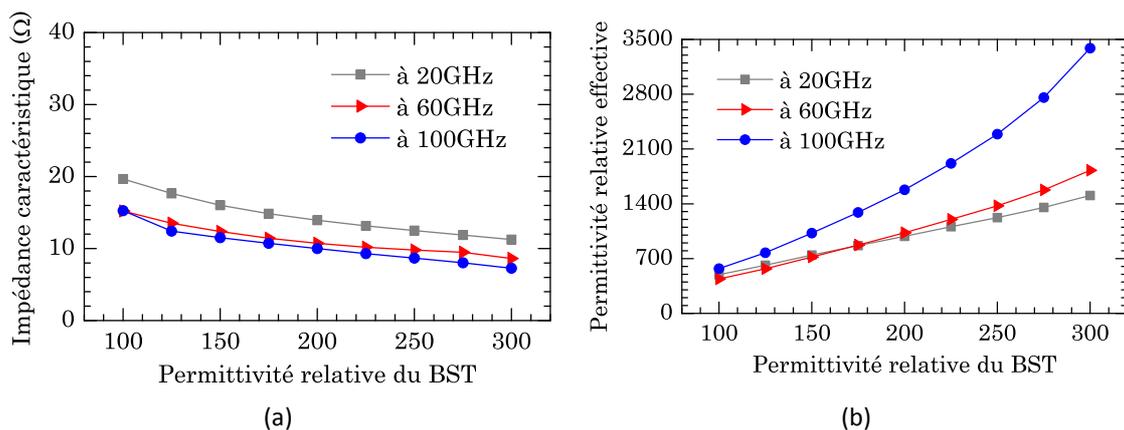


Figure 5.9 : (a) Impédance caractéristique et (b) permittivité relative effective en fonction de la permittivité relative du BST, à différentes fréquences.

Les pertes simulées d'une telle structure sont présentées sur la Figure 5.10 a). Différentes raisons concourent à des pertes très importantes même à basse fréquence puisque les pertes sont comprises entre 1 et 2 dB/mm à 20 GHz et plusieurs dizaines de dB par millimètre aux fréquences millimétriques. En effet, le platine n'a pas une bonne conductivité et le BST, qui concentre l'essentiel des lignes de champ électrique, présente un angle diélectrique de pertes élevé. Le facteur de qualité, présenté sur la Figure 5.10 b), est peu dépendant de la permittivité relative du BST jusqu'à 60 GHz. Il est toujours très faible, inférieur à 10.

Un déphaseur accordable basé sur des lignes S-CPW comprenant du BST n'est donc pas envisageable puisque les facteurs de qualité des lignes ainsi obtenus sont beaucoup trop faibles. Afin de déterminer l'origine des pertes dans cette structure, et de connaître plus précisément l'importance des pertes diélectriques par rapport aux pertes conductrices, un

conducteur parfait a été considéré en simulation pour la ligne CPW et le blindage flottant. A 60 GHz, l'atténuation linéique est nettement diminuée (voir Figure 5.10 a)) puisqu'elles restent inférieures à 7 dB/mm quelle que soit la permittivité relative du BST (entre 100 et 300). Ces pertes sont uniquement liées aux fortes pertes diélectriques du matériau BST ( $\tan(\delta)$  de l'ordre de 0,02). Comme évoqué précédemment, le cuivre est plus difficile à utiliser avec le BST. Mais le calcul du facteur de qualité avec du cuivre, bien meilleur conducteur que le platine, conduit à des valeurs assez faibles, comprises entre 9,3 et 12 à 60 GHz pour des permittivités de BST de 100 et 300.

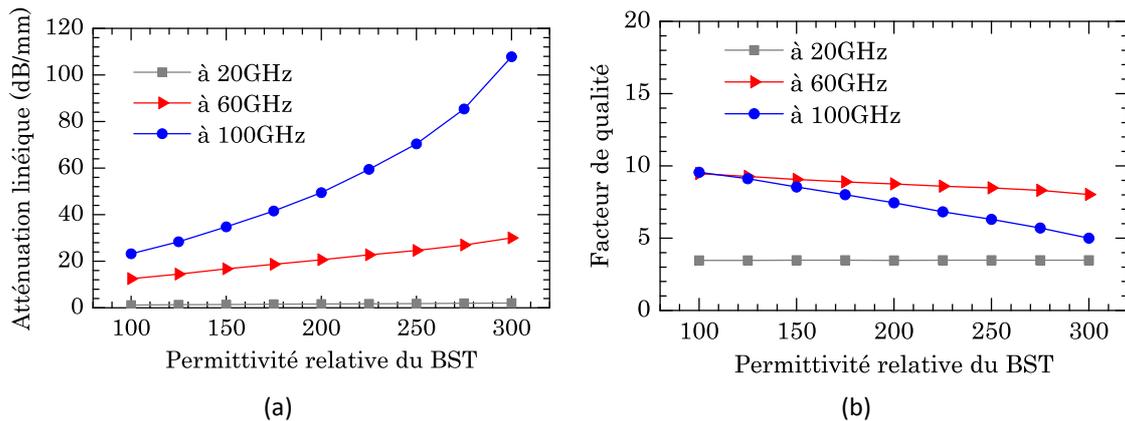


Figure 5.10 : Pour trois fréquences, (a) atténuation linéique et (b) facteur de qualité en fonction de la permittivité relative du matériau ferroélectrique.

Cette étude permet de mettre en évidence la présence de fortes pertes métalliques pour une ligne S-CPW utilisant un matériau diélectrique à forte permittivité. En effet, cette forte permittivité engendre un fort effet capacitif entre la ligne CPW et les barreaux flottants. Ainsi, l'essentiel du courant est concentré sur une épaisseur de conducteur très faible, augmentant ainsi la résistance de la ligne de propagation et donc ses pertes par effet Joule.

### 5.3.3.1.3 Conclusion sur le déphaseur distribué S-CPW ferroélectrique

L'étude à base de conducteur parfait permet de conclure que la forte permittivité du BST (matériau utilisé comme diélectrique variable entre la ligne CPW et les barreaux) engendre des pertes rédhibitoires dans ces derniers, pertes liées à l'effet de proximité. Une solution possible pourrait être le dépôt d'une couche de matériau ferroélectrique plus épaisse afin de diminuer cet effet de proximité mais un nouveau problème apparaît alors : il est technologiquement difficile de déposer une épaisseur supérieure à 1  $\mu\text{m}$  de BST à cause des contraintes métalliques alors imposées au matériau ferroélectrique.

Cependant, cette approche est très intéressante car des matériaux BST alliant des constantes diélectriques plus modérées de l'ordre de 50 et des angles diélectriques de pertes autour de 0,01 pourraient émerger dans les prochaines années.

### 5.3.3.2 Déphaseur distribué S-CPW à MEMS

#### 5.3.3.2.1 Principe et description de la technologie

L'approche lignes à ondes lentes accordables à base de MEMS consiste à utiliser une technologie « simple » et à effectuer une ultime étape post-process de gravure d'oxyde permettant la libération des barreaux flottants. La technologie considérée dans cette partie est la CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  mais toute technologie comportant au moins trois niveaux de métallisation peut être envisagée pour réaliser les déphaseurs présentés.

Afin de libérer les barreaux flottants de la ligne S-CPW, une gravure post-process HF vapeur du dioxyde  $\text{SiO}_2$  doit être réalisée à température ambiante. Aucun masque supplémentaire n'est nécessaire puisque les zones comportant des barreaux flottants à libérer sont préalablement déterminées via l'absence de métal sur la ligne principale. Le masque est donc simplement constitué du métal de la ligne CPW. Deux points d'ancrage sont conservés de part et d'autres des barreaux flottants pour assurer le maintien mécanique de la structure envisagée.

La vitesse de phase d'une ligne à ondes lentes, pour des dimensions de ligne CPW données, est essentiellement déterminée par la capacité entre la ligne CPW et le plan des barreaux flottants (1.8). Les barreaux flottants ainsi libérés peuvent se déplacer dans l'air lorsqu'une tension de commande est appliquée entre ceux-ci et une seconde électrode. L'épaisseur entre la ligne CPW et les barreaux flottants est alors modulée et la vitesse de phase modifiée. Lorsqu'une tension DC est appliquée entre la ligne coplanaire et les barreaux (Figure 5.11 a)), la force électrostatique attire les barreaux flottants vers la ligne CPW et la capacité linéique augmente. Afin de diminuer la capacité linéique de la ligne, un second plan de barreaux flottants est placé en-dessous des barreaux mobiles et sert d'électrode permettant d'éloigner les barreaux mobiles de la ligne CPW (Figure 5.11 b)).

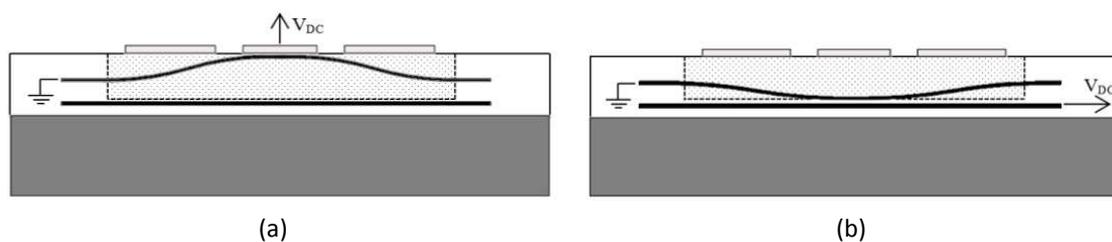


Figure 5.11 : Principe d'accordabilité d'une ligne à ondes lentes MEMS : exemples pour une capacité linéique équivalente (a) maximale, (b) minimale.

#### 5.3.3.2.2 Performances

Afin d'évaluer les performances attendues pour ce dispositif, des simulations électromagnétiques ont été réalisées à l'aide de l'outil de simulation HFSS<sup>TM</sup>. Le dioxyde de silicium entre les deux plans métalliques utilisés est remplacé par de l'air et la couche de passivation a été supprimée. Les dimensions ont été optimisées avec un encombrement latéral

de 100  $\mu\text{m}$  afin d'avoir un facteur de qualité élevé. Les résultats en fonction de l'épaisseur de diélectrique,  $h$ , sont présentés sur la Figure 5.12.

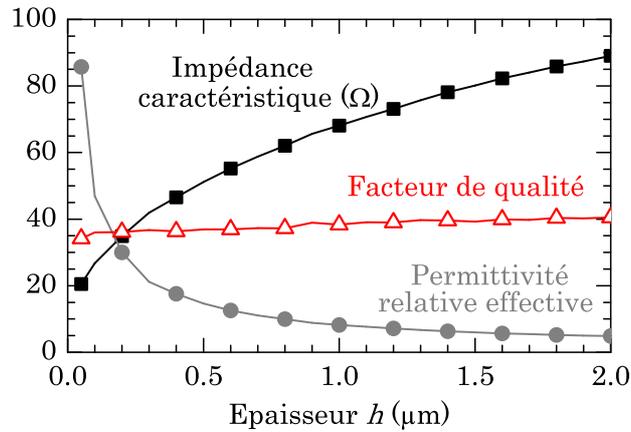


Figure 5.12 : Impédance caractéristique, permittivité relative effective et facteur de qualité du déphaseur accordable en fonction de la distance  $h$  entre la ligne CPW et le plan des barreaux mobiles, à 60 GHz.

La permittivité relative effective varie fortement avec l'épaisseur d'air : de 47 à 5,8 lorsque cette épaisseur augmente de 0,1  $\mu\text{m}$  à 2  $\mu\text{m}$ . Il est donc possible d'avoir une variation de phase importante avec une impédance caractéristique raisonnablement modifiée, l'inductance linéique étant quasiment indépendante de l'épaisseur  $h$ . L'impédance caractéristique évolue entre 27  $\Omega$  et 89  $\Omega$  ce qui correspond à un rapport d'onde stationnaire, rappelé à l'équation (5.3), inférieur à 2 et donc un coefficient de réflexion  $\Gamma$  meilleur que -10 dB pour une épaisseur d'air  $h$  comprise entre 0,1  $\mu\text{m}$  et 2  $\mu\text{m}$ .

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{Z_{cmax} + Z_{cmin}}{Z_{cmax} - Z_{cmin}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (5.3)$$

La longueur nécessaire pour réaliser un déphaseur à la fréquence  $f$  est donnée par la relation (5.2). Comme la permittivité relative effective varie entre 36 et 4, une longueur de 1,25 mm serait suffisante pour réaliser un déphasage de  $360^\circ$  à 60 GHz. Comme cette étude a été menée pour une ligne de propagation d'encombrement latéral 110  $\mu\text{m}$ , l'encombrement surfacique total de ce déphaseur serait inférieur à 0,14  $\text{mm}^2$ .

Il est également pertinent de remarquer que malgré l'accordabilité importante, le facteur de qualité varie très peu avec l'épaisseur d'air et donc les pertes par degré de phase sont peu dépendantes du déphasage visé. Par ailleurs, celui-ci représente donc une atténuation par degré de phase (5.4) de l'ordre  $2,7 \cdot 10^{-3}$  dB soit une atténuation pour  $360^\circ$  inférieure à 1 dB pour un déphasage de  $360^\circ$ .

$$dB / ^\circ = \frac{\pi \times 8,69}{360} \frac{1}{Q} \quad (5.4)$$

### 5.3.3.2.3 Comparaison avec des lignes de propagation classiques

L'article [Gianesello, 2006] présente un facteur de qualité à l'état de l'art, proche de 15, pour une ligne CPW sur un substrat SOI à haute résistivité. En considérant le déphaseur comme la mise en cascade des lignes de propagation et des varactors, le facteur de qualité total ( $Q_{tot}$ ) peut s'exprimer de manière approchée par la combinaison simple des facteurs de qualité de la ligne seule ( $Q_{ligne}$ ) et d'un varactor ( $Q_{varactor}$ ) (5.5). Les faibles facteurs de qualité des varactors en technologie intégrée (inférieurs à 6 à 94 GHz en technologie SiGE BiCMOS 0,12  $\mu\text{m}$  selon [Parlak, 2010]) conduiraient à un facteur de qualité de la structure totale d'environ 4,3 et une atténuation pour 360° égale à 6,3 dB.

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \frac{1}{Q_{ligne}} + \frac{1}{Q_{varactor}} \quad (5.5)$$

De plus, la faible gamme de variation des varactors, d'un facteur 2,5 selon [Parlak, 2010], imposerait une longueur de ligne d'environ deux fois la longueur d'onde guidée (soit environ  $2\lambda_g = 4 \text{ mm}$ ) afin d'atteindre un déphasage de 360°. Ainsi, pour une ligne de propagation d'encombrement latéral 109  $\mu\text{m}$ , la surface de silicium nécessaire serait de 0,4  $\text{mm}^2$ .

Le déphaseur à l'aide d'une ligne à ondes lentes MEMS proposé permettrait donc une forte amélioration des performances du déphaseur puisque les pertes et la surface sur puce sont réduites. Par ailleurs, l'absence de varactors pour réaliser le déphasage variable permet de limiter la consommation du déphaseur, qui peut être considérée comme nulle du fait qu'aucun courant DC n'est consommé.

### 5.3.3.2.4 Déphasage à plusieurs bits

D'après la Figure 5.12, une variation continue de la phase est en théorie possible via la variation continue de la permittivité relative effective avec l'évolution de l'épaisseur d'air. Mais, en pratique, lorsque l'espacement entre les deux électrodes vaut environ deux tiers de la distance au repos (soit un déplacement d'un tiers), la force électrostatique colle les barreaux mobiles à la ligne CPW. La réalisation d'un déphasage continu est donc limitée par ce phénomène, sauf si l'on utilise les électrodes opposées comme force de rappel, ce qui implique de fortes tensions de l'ordre de 20 à 25 volts.

Une variation discrète de la phase doit alors être considérée. Pour cela, plusieurs sections de lignes S-CPW de longueurs différentes doivent être cascadiées. Chacune de ces sections présente des barreaux mobiles reliés entre eux à leur extrémité et commandés par un champ électrostatique. Le déphasage engendré par le dispositif est alors discret puisque codé sur plusieurs bits, gérés par la polarisation imposée sur chacune des sections. Chaque ensemble de barreaux pourrait donc se trouver dans une des trois positions discrètes suivantes : collé à l'électrode inférieure composée de barreaux mobiles fixes, au repos ou collé à la ligne CPW. Cette variation de topologie n'affecte pas le facteur de qualité de la structure.

En pratique, la longueur de ces différentes sections doit être très petite devant la longueur d'onde à la fréquence de travail afin que la fréquence de Bragg liée à cette nouvelle périodicité reste très élevée : la périodicité doit donc être limitée à environ un vingtième de la longueur d'onde, conduisant à des sections de longueur inférieure à 40  $\mu\text{m}$  (car la permittivité relative maximale, à 60 GHz, vaut 36).

#### 5.3.3.2.5 Conclusion sur le déphaseur distribué S-CPW à MEMS

Finalement, le facteur de mérite prévisionnel obtenu à l'aide du déphaseur à MEMS vaut 7,14. La Figure 5.13 présente les différents facteurs de mérite pour les déphaseurs passifs recensés dans le Tableau 5.1 et le déphaseur distribué à MEMS. Ce tracé met en évidence l'importante amélioration que les déphaseurs distribués à base de lignes à ondes lentes MEMS promettent.

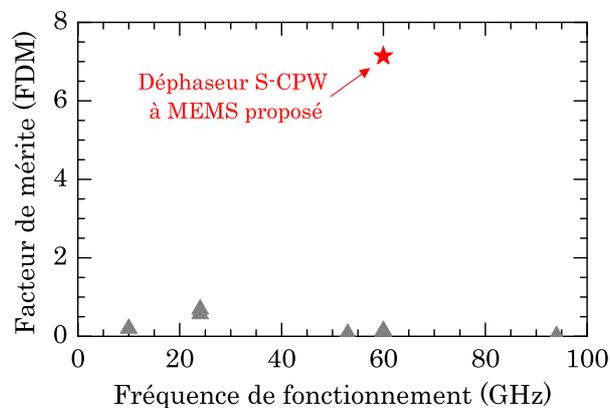


Figure 5.13 : Facteur de mérite de différents déphaseurs passifs.

## 5.4 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en évidence le fort intérêt des lignes à ondes lentes pour des technologies récentes comme la CMOS 28 nm. En effet, les lignes S-CPW présentent une souplesse de conception très importante en termes de couches métalliques utilisées mais aussi de gamme d'impédance caractéristique accessible. Par ailleurs, les performances prévues en simulation sont supérieures à celles obtenues avec des lignes microruban. En outre, la structure à ondes lentes devrait permettre de limiter l'influence des pertes dans les matériaux poreux lors du vieillissement des structures. Les lignes à ondes lentes apparaissent donc comme une alternative très prometteuse aux topologies classiques.

Des applications plus innovantes ont ensuite été proposées, avec en particulier l'application des lignes S-CPW pour la caractérisation aux fréquences millimétriques de matériaux diélectriques déposés en couches minces. Le matériau à caractériser est alors déposé entre les deux couches métalliques de la ligne à ondes lentes. Les simulations démontrent une sensibilité de cette topologie beaucoup plus importante aux caractéristiques

diélectriques (permittivité relative effective, angle diélectrique de pertes) du matériau que les méthodes classiques.

Puis un déphaseur à base de ligne à ondes lentes a été conçu en simulation. La première option utilisant un matériau ferroélectrique pour moduler la capacité équivalente introduite par le plan des barreaux flottant se révèle difficilement utilisable en pratique car la présence de BST et le conducteur à pertes génère des pertes trop importantes. Cependant une amélioration des caractéristiques du matériau BST n'est pas à exclure dans les prochaines années, avec l'arrivée de matériaux possédant des constantes diélectriques plus modérées (autour de 50 au lieu de 200 aujourd'hui) tout en présentant des tangentes de pertes faibles (de l'ordre de 0,01). La seconde possibilité introduisant une étape de post-process pour rendre les barreaux flottants mobiles a permis de conclure que cette topologie présente une réelle amélioration des performances par rapports aux déphaseurs existants.

Ce chapitre permet donc de conclure que les lignes à ondes lentes seront adaptées, à l'avenir, en tant que simple vecteur de propagation d'un signal dans des technologies futures, mais également que le concept de lignes à ondes lentes permet d'envisager de nombreuses autres applications très pertinentes aux fréquences millimétriques, en technologie intégrée.



---

## Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont concerné le développement de lignes de propagation à ondes lentes intégrées en technologie CMOS pour un fonctionnement aux fréquences millimétriques. Ces lignes présentent un facteur de qualité élevé ainsi qu'un caractère de miniaturisation, du fait de l'effet d'ondes lentes, en comparaison aux topologies classiques de lignes CPW ou microruban. Sur la base des lignes développées, plusieurs dispositifs passifs intégrés ont ensuite été réalisés et caractérisés : jonctions en T, stubs, filtres, diviseurs de puissance.

Dans ces travaux, une première étude a permis, à l'aide de simulations électromagnétiques, de déterminer précisément l'influence de chaque paramètre sur le fonctionnement de la topologie S-CPW. J'ai alors pu optimiser les lignes à ondes lentes S-CPW afin d'obtenir une miniaturisation intéressante et un fort facteur de qualité. Il m'a également été possible de dériver un modèle électrique simple et reposant sur la physique des champs pour décrire le comportement d'une ligne S-CPW.

Puis, des lignes de propagation d'impédances caractéristiques comprises entre 30 et 70  $\Omega$  ont été caractérisées jusqu'à 110 GHz. Un fort effet d'ondes lentes a été obtenu puisque des permittivités aussi élevées que 25,6 ont pu être mesurées correspondant à une miniaturisation dans le sens de la propagation d'un facteur 2,6 par rapport aux lignes microruban. Par ailleurs, dans une même technologie, ces lignes de propagation présentent des pertes du même ordre de grandeur que celles de lignes microruban classiques. Ainsi, l'association de faibles pertes (inférieures à 1,5 dB/mm à 60 GHz en technologie CMOS AMS 0,35  $\mu\text{m}$  et inférieures à 0,7 dB/mm à 60 GHz en technologie BiCMOS B9MW) et d'un fort effet d'ondes lentes permet d'aboutir à des facteurs de qualité à l'état de l'art, supérieurs à 30 et atteignant jusqu'à 43 à 60 GHz. Un effort particulier a été réalisé afin de miniaturiser la surface sur puce de ces lignes de propagation.

Des structures passives réalisées à base de lignes S-CPW ont alors permis de confirmer l'intérêt de cette topologie pour la réalisation de fonctions plus complexes. Je me suis tout d'abord concentrée sur des fonctions de filtrage à 60 GHz. Des résonateurs uniques sont présentés. L'un d'eux présente une bande passante relative de 22 % et des pertes d'insertion de -2,6 dB. Un filtre à stub du second ordre est ensuite proposé, présentant des performances très prometteuses: une bande passante de 17 %, une surface inférieure à 0,29  $\text{mm}^2$ . L'adaptation est meilleure que -14 dB. Les pertes d'insertion de -4,1 dB restent à améliorer, en particulier en travaillant sur l'optimisation des jonctions en T. Par ailleurs, deux diviseurs de puissance fonctionnant à 60 et 77 GHz ont été réalisés avec succès. Ces structures nécessitent une surface de silicium respectivement de 0,11  $\text{mm}^2$  et 0,09  $\text{mm}^2$ . L'adaptation mesurée est de -10 dB mais l'imprécision sur l'impédance de charge du dispositif ne nous permet pas d'établir les pertes d'insertion avec précision. Cependant, des pertes d'insertion mesurées très faibles

(probablement comprises entre 0,2 et 0,4 dB) permettent de confirmer la pertinence des lignes à ondes lentes pour introduire un fort déphasage avec des pertes linéiques faibles.

Finalement, les performances des lignes S-CPW sur une technologie très récente 28 nm ont été évaluées en simulation. Une large gamme d'impédances caractéristiques peut être atteinte (30 à 80  $\Omega$ ) avec des effets d'ondes lentes importants conduisant à des facteurs de qualité compris entre 28 et 39 à 60 GHz. De plus, les lignes à ondes lentes S-CPW étant très sensibles au diélectrique présent entre la ligne coplanaire et le blindage flottant, elles peuvent être utilisées pour une caractérisation très efficace de matériaux déposés en couches minces comme des piézoélectriques. A l'inverse, un matériau ferroélectrique peut être introduit comme diélectrique afin de modifier les caractéristiques électriques de la structure et permettent la réalisation d'un déphaseur accordable compact. Malheureusement, les caractéristiques actuelles de matériaux comme le BST semblent conduire à des pertes linéiques beaucoup trop importantes. Cependant, l'évolution de ces matériaux dans les prochaines années pourrait permettre d'atteindre des performances intermédiaires (permittivité relative moins importantes et angle diélectriques de pertes plus faibles) et les déphaseurs en lignes à ondes lentes comportant du BST pourraient devenir intéressants. Une autre topologie a été envisagée pour réaliser des déphaseurs en lignes à ondes lentes S-CPW accordables. Les rubans métalliques flottants peuvent être libérés par une étape de post-process. Une fois rendus mobiles, ceux-ci peuvent être approchés ou éloignés de la ligne coplanaire par une activation à l'aide d'une tension de polarisation.

L'ensemble de mes travaux a posé les bases de la recherche sur les lignes à ondes lentes au sein du laboratoire IMEP-LAHC. La poursuite de la conception de structures passives est en cours avec notamment la réalisation de coupleurs hybrides et de baluns à 60 GHz. Les lignes S-CPW sont également utilisées pour réaliser des amplificateurs de puissance [Tang, 2011] et des amplificateurs faibles bruits. Un troisième axe se concentre actuellement sur la réalisation du déphaseur MEMS accordable [Rehder, 2011].

---

## **Annexe 1 : Lignes de propagation à ondes lentes en technologie PCB circuit imprimé double couche**

Dans cette annexe, une étude des lignes à ondes lentes de type S-CPW en technologie circuit imprimé est présentée. Les lignes S-CPW en circuit imprimé sont à la fois moins coûteuses et plus simples à réaliser que des lignes de propagation à ondes lentes semi-localisées comprenant des composants localisés. Contrairement aux lignes intégrées, les S-CPW en circuit imprimé ne présentent pas un meilleur facteur de qualité que les topologies classiques mais leur miniaturisation est très importante. En effet, leur compacité est meilleure que celle des lignes repliées à l'aide de méandres.

### **A1.1 État de l'art de la miniaturisation en circuit imprimé**

#### *A1.1.1 Utilisation de matériaux « high k »*

Les matériaux « high k » sont utilisés afin de réduire la vitesse de l'onde pour permettre une miniaturisation importante. Dès le début des années 80, une céramique présentant de bonnes performances électriques avec une permittivité de l'ordre de 38 a été utilisée pour obtenir un filtre compact à cavité résonante [Fiedziuszko, 1982]. Cependant, la compacité n'est pas la seule caractéristique importante pour une fonction RF et il est intéressant de rechercher des matériaux diélectriques alliant fortes permittivités relatives et faibles pertes. C'est le cas du  $ZrSnTiO_4$  (oxyde de titane étain et zirconium) dont la permittivité vaut 38 et l'angle diélectrique de pertes  $10^{-4}$  [Winter, 1991]. De plus, ces matériaux doivent être suffisamment stables en température pour supporter un important confinement du champ électromagnétique.

Après avoir été utilisées pour réaliser des cavités résonantes, les céramiques ont permis de réduire l'encombrement des filtres planaires radiofréquences [Kennerley, 1995]-[Hsu, 2005]. Bien que les performances de miniaturisation soient bien démontrées, les difficultés les plus importantes des céramiques sont la forte diminution du rayonnement et la modification du couplage entre les structures. Ces limitations ne sont pas trop inquiétantes pour des applications planaires microondes comme les filtres ou les diviseurs de puissance mais, tout en permettant une baisse de la fréquence de résonance, elles diminuent le gain et la bande passante des antennes [Hwang, 1997]-[Psychoudakis, 2004].

Dans [Rao, 2001], un nouveau type de diélectrique est envisagé et combine la facilité de process des polymères avec les propriétés électriques intéressantes des céramiques. Ainsi, une capacité adaptée aux applications RF est réalisée à l'aide d'un nouveau matériau composite de permittivité relative de l'ordre de 150. Ces matériaux composites permettent une certaine souplesse en terme de conception puisque la composition des matériaux peut être modifiée. Il est également envisageable de travailler avec des diélectriques à forte permittivité et des

diélectriques plus classiques de permittivité relative inférieure à 10 pour jouer sur une variation de la permittivité relative effective. Un filtre à saut d'impédance a ainsi pu être réalisé en microruban avec une largeur de ruban constante tout au long de la structure en modifiant seulement le substrat [Johansson, 2005].

Par ailleurs, de fortes valeurs de permittivité relative des diélectriques conduisent, pour une même géométrie, à des impédances plus faibles. Ainsi, pour réaliser sur substrat « high k » des lignes de propagation à impédances caractéristiques élevées, la largeur de la ligne de propagation devra être fortement diminuée. Un ruban signal de largeur faible génère de fortes pertes conductrices et pourrait ne plus être réalisable technologiquement si la topologie choisie est microruban. Afin de s'affranchir totalement des difficultés que présente l'insertion de matériaux « high k » mais aussi d'aboutir à un fort taux de miniaturisation, l'article [Semouchkina, 2004] propose d'ajouter localement des inclusions de différents matériaux à forte permittivité relative comme des céramiques ou encore du bi-pyrochlore. Cette approche est cependant coûteuse en terme de technologie.

#### *A1.1.2 Circuits hybrides : approche semi-localisée*

Dans la continuité de la méthode présentée dans [Semouchkina, 2004], une approche de miniaturisation consiste à ajouter des composants localisés au dispositif. Sa géométrie est alors modifiée ponctuellement ou périodiquement et sa fréquence de fonctionnement est diminuée.

Afin de miniaturiser des lignes de propagation en circuit imprimé, la ligne de propagation peut être chargée par des inductances en série et des capacités en parallèle. Ces éléments peuvent être localisés (composants CMS, capacité interdigitée) ou encore répartis (modification de la topologie, défauts de plans de masse). Les composants montés en surface (CMS) sont souvent privilégiés en circuit imprimé du fait de leur compacité meilleure à basses fréquences que les éléments répartis.

##### *A1.1.2.1 Éléments localisés*

Dans l'article [Zhu, 2003], le ruban central d'une ligne CPW est chargé par des inductances en série afin d'obtenir un facteur d'ondes lentes  $SWF_{\text{ondes lentes} / \text{CPW}}$  de 1,2. Dans [Issa, 2010], le facteur de qualité de lignes de propagation microruban chargées en parallèle par des capacités CMS est étudié. Un compromis entre performance et miniaturisation est mis en évidence. Une miniaturisation de 55 % est atteinte tout en permettant une amélioration du facteur de qualité. Cette nouvelle ligne de propagation est alors utilisée pour optimiser un filtre DBR (Dual Band Resonator). Un diviseur de puissance chargé capacitivement à ses trois accès et conçu à base de lignes CPW et de lignes couplées asymétriques a permis d'atteindre une miniaturisation de 74 %. Ces performances ont été obtenues sans trop diminuer la bande passante ni dégrader les pertes d'insertion [Scardelletti, 2002]. Les lignes chargées CPW ou microruban ont été utilisées dans de nombreux circuits radiofréquences comme les filtres

passé-bas [Kaddour, 2006], les filtres passe bande [Pistono, 2005], [Kaddour, 2006] ou encore les coupleurs [Lin, 2007]. De plus, lorsqu'elle est bien maîtrisée, l'insertion de capacités permet de mieux maîtriser la réponse du système, notamment en élargissant la bande de réjection de filtres passe-bas [Martín, 2003], en diminuant les remontées des harmoniques [Lei, 2005], [Kaddour, 2006] ou encore en ajoutant des zéros de transmission autour de la bande passante [Sheen, 2000].

#### A1.1.2.2 Défauts de plan de masse

Il est également possible d'introduire des défauts dans le plan de masse (DGS). Comme en circuit intégré, les DGS peuvent conduire à des effets d'ondes lentes notables. Dans [Lee, 2002], le plan de masse d'une ligne microruban est perforé périodiquement par des fentes. Chacune d'entre elle est donc équivalente à un tronçon inductif. Le facteur d'ondes lentes  $SWF_{\text{ondes lentes} / \mu\text{ruban}}$  vaut alors 1,2 et le facteur de qualité de la ligne de propagation est augmenté de 20 % à 7 GHz. Un diviseur de puissance en microruban comportant des défauts de plan de masse est réalisé dans [Yang, 2008] et présente une surface de 34 % de l'aire conventionnelle pour ce type de structures. De même, un filtre passe bande à base de résonateurs à modes multiples dessinés à l'aide de DGS propose une réduction de surface de 25 %. Dans [Woo, 2008], une ligne CPW est modifiée par l'insertion de spirales cascades dans les plans de masse coplanaires au ruban signal. Le facteur d'ondes lentes obtenu  $SWF_{\text{ondes lentes} / \text{CPW}}$  vaut 2,1 à basse fréquence, offrant ainsi une forte possibilité de miniaturisation.

#### A1.1.2.3 Éléments distribués

Le chargement capacitif des lignes de propagation peut être réalisé de manière distribuée grâce à l'ajout de stubs. Cette méthode a été intensivement utilisée sur différentes fonctions microondes. La taille de filtres microruban coupe-bande et passe bande a pu être réduite de presque 29 % tout en permettant une amélioration de la réponse du second harmonique dans [Tu, 2006]. Un coupleur hybride a été miniaturisé en utilisant l'espace disponible à l'intérieur de la géométrie pour charger les lignes par des stubs en circuit ouvert, [Chuang, 2005]. La forte miniaturisation d'un rat-race par des stubs en court-circuit est présentée dans [Tseng, 2008]. L'encombrement final est égal à seulement 4 % de la taille de la structure conventionnelle. Le diviseur de puissance de [Rawat, 2009] peut également être cité. Le gain surfacique de ce diviseur de Wilkinson est de 28 %.

Il est également possible d'envisager un chargement à la fois inductif et capacitif de la ligne de propagation. C'est le cas dans le travail [Zhou, 2008] où la géométrie du ruban central et du plan de masse est modifiée afin d'obtenir une topologie à ondes lentes. Les auteurs obtiennent de forts facteurs d'ondes lentes ( $SWF_0 = 3,4$  à basse fréquence) et révèlent alors un compromis essentiel entre, d'une part, l'effet d'ondes lentes élevé, donc une réduction des dimensions et, d'autre part, une fréquence de coupure plus basse ainsi qu'une dispersion plus importante. En effet, parmi les structures présentées ci-dessus, plusieurs sont périodiques et la

périodicité de la ligne de propagation chargée est de quelques millimètres (de 1 à quelques dizaines de millimètres). La fréquence de Bragg de ces circuits est alors suffisamment faible pour être observée et mesurée à quelques gigahertz seulement. La fréquence de Bragg  $f_B$  peut être calculée à partir des expressions de l'équation (A1.1) où  $L_l$  et  $C_l$  sont les inductance et capacité linéiques de la ligne de propagation,  $c_0$  la célérité de la lumière dans le vide,  $l_{phys}$  la longueur physique de la ligne considérée et  $\epsilon_{reff}$  sa permittivité relative effective.

$$f_B = \frac{1}{\pi\sqrt{L_l \times C_l}} = \frac{c_0}{4 \times l_{phys} \times \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (A1.1)$$

Dans le cas de lignes en technologie circuit imprimé, l'augmentation du facteur de qualité ne représente pas un verrou technologique. Les lignes à ondes lentes sont plutôt introduites pour atteindre une importante miniaturisation.

## A1.2 Lignes à ondes lentes en circuit imprimé

### A1.2.1 Topologie

Une ligne à ondes lentes en technologie circuit imprimé se présente comme le montre la Figure A1.1. La ligne CPW est placée sur la face métallique supérieure, la largeur du ruban signal est notée  $W$ , celle de la masse  $W_g$  et l'espacement entre le signal et la masse  $G$ . Des barreaux métalliques flottants sont disposés perpendiculairement au sens de la propagation et sont gravés sur la face inférieure du circuit imprimé. La largeur des barreaux flottants est notée  $SL$  et l'espacement entre deux barreaux consécutifs est notée  $SS$ .

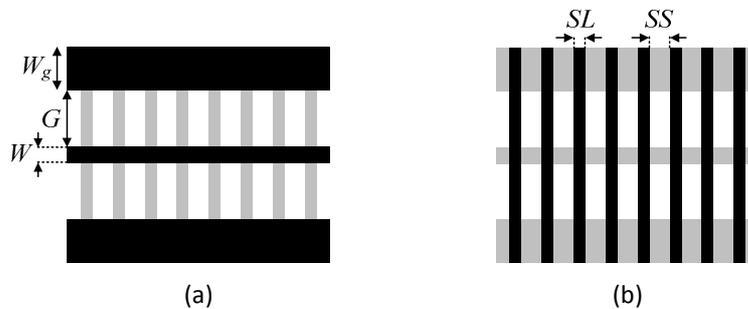


Figure A1.1 : Vue schématique d'une ligne à ondes lentes en technologie PCB, a) Vue de dessus, b) Vue de dessous.

### A1.2.2 Réalisation et Mesures

#### A1.2.2.1 Réalisation

Les lignes à ondes lentes caractérisées dans cette annexe ont été réalisées en circuit imprimé (PCB) double face. Le substrat est un Rogers<sup>TM</sup> RO4003C de permittivité relative  $\epsilon_r = 3,38$  et de tangente de pertes  $\tan \delta = 0,0027$ . Deux épaisseurs de substrat (203  $\mu\text{m}$  et 508  $\mu\text{m}$ ) ont été envisagées et le cuivre déposé sur chaque face a une épaisseur de 35  $\mu\text{m}$ .

Les caractéristiques fréquentielles des différentes lignes ont été mesurées sur l'analyseur de réseau vectoriel Agilent 8510C après un calibrage TRL (Thru, Reflect, Line). Celui-ci permet de déplacer le plan de référence de la mesure au-delà des accès en CPW classique de longueur 5 mm et après une distance de 5 mm de lignes à ondes lentes (Figure A1.2). Cette dernière précaution permet d'assurer que le mode d'ondes lentes est bien établi dans le plan de la mesure.

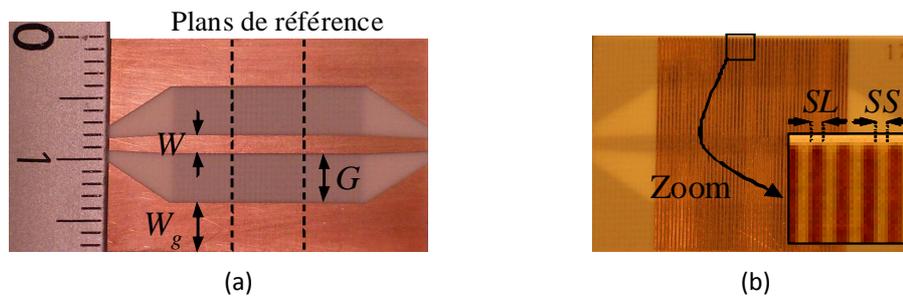


Figure A1.2 : Photos d'une ligne de propagation à ondes lentes en PCB :  
a) Vue de dessus, b) Vue de dessous.

#### A1.2.2.2 Mesures fréquentielles

##### A1.2.2.2.1 Extraction de la permittivité relative effective

En plus des motifs de calibrage, deux lignes de longueurs 6 mm et 12 mm ont été réalisées pour chaque géométrie. La méthode des deux lignes présentée dans l'article [Ferrari, 1994] est alors appliquée afin d'extraire la permittivité relative effective de la ligne de propagation.

Sur la Figure A1.3, les résultats de mesure et de simulation de différentes lignes sont présentés jusqu'à 4 GHz. Seules les dimensions de la ligne CPW ainsi que l'épaisseur du substrat varient. Les dimensions du blindage réalisé par les barreaux flottants sont fixes :  $SL = SS = 150 \mu\text{m}$ . Les simulations ont été effectuées par l'outil de simulation électromagnétique 3D HFSS<sup>TM</sup>.

Deux lignes à ondes lentes ont les mêmes dimensions de ligne CPW ( $W = 1,5 \text{ mm}$ ,  $G = 4 \text{ mm}$  et  $W_g = 1,5 \text{ mm}$ ) alors que l'épaisseur  $h$  du substrat prend deux valeurs :  $203 \mu\text{m}$  et  $508 \mu\text{m}$ . La capacité équivalente de la ligne est réalisée par les deux armatures que sont la ligne CPW et les barreaux métalliques transversaux avec pour isolant le substrat d'épaisseur  $h$ . Ainsi, lorsque l'épaisseur de substrat augmente, cette capacité diminue et la permittivité relative effective évolue de 12,5 pour  $h = 203 \mu\text{m}$  à 6,3 pour  $h = 508 \mu\text{m}$ . De même, lorsque la largeur  $W$  du ruban central augmente, la surface des armatures constituant la capacité équivalente augmente, renforçant ainsi sa valeur. Si l'on compare les lignes de même fente et même épaisseur de substrat ( $G = 2 \text{ mm}$ ,  $h = 203 \mu\text{m}$ ), lorsque la largeur du ruban central est doublée, la permittivité passe de 9,5 pour  $W = 1,5 \text{ mm}$  à 12,5 pour  $W = 3 \text{ mm}$ .

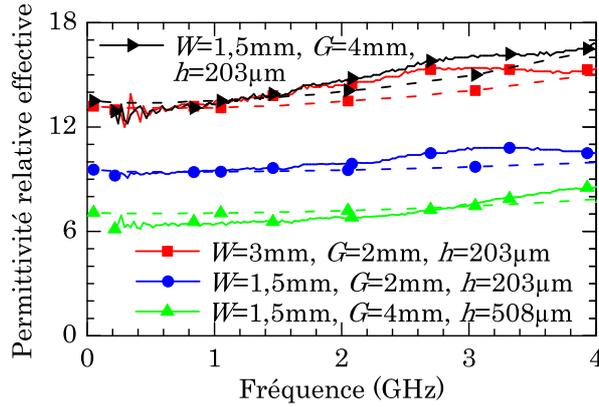


Figure A1.3 : Permittivité relative effective mesurée (—) et simulée (- -) en fonction de la fréquence pour différentes épaisseur de substrat, différentes largeurs de signal et différentes fentes pour  $W_g = \max(W, G)$  et  $SL = SS = 150 \mu\text{m}$ .

Quant à la fente  $G$ , son augmentation ne fait pas varier la capacité équivalente de la ligne de propagation. En effet, contrairement à une ligne CPW classique, la capacité principale d'une ligne S-CPW est essentiellement introduite par les barreaux flottants. Les plans de masse étant nettement plus éloignés que le plan des barreaux, la capacité qu'ils génèrent est fortement négligeable devant celle introduite par les barreaux comme le schématise la Figure A1.4. Ainsi, lorsque la fente augmente, la capacité linéique reste quasiment inchangée alors que l'inductance linéique augmente. Comme la permittivité relative effective est obtenue par la relation (A1.2 où  $C_l$  et  $L_l$  représentent respectivement la capacité linéique et l'inductance linéique, la permittivité est alors augmentée. Pour  $W = 1,5 \text{ mm}$ ,  $h = 203 \mu\text{m}$ , lorsque la fente passe de 2 mm à 4 mm, la permittivité relative effective augmente de 9,5 à 12,5. En outre, une dispersion plus importante apparaît Figure A1.3 pour les mesures des lignes comportant des dimensions transversales larges par rapport à des lignes étroites.

$$\epsilon_{r\text{eff}} = c_0^2 \cdot L_l C_l \quad (\text{A1.2})$$

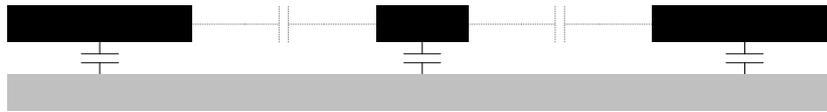


Figure A1.4 : Schéma des capacités présentes dans une ligne à ondes lentes.

Une ligne de propagation microruban sur le même substrat présenterait une permittivité relative effective de l'ordre de 2,5. Ainsi, les mesures de la Figure A1.3 conduisent à des facteurs d'ondes lentes  $SWF_{S\text{-CPW}/\mu\text{ruban}}$  compris entre 1,6 et 2,3. De même, la permittivité relative effective d'une ligne CPW sur le substrat Rogers 4003C (constante diélectrique égale à 3,38) vaudrait 1,2. Les facteurs d'ondes lentes  $SWF_{S\text{-CPW}/\mu\text{ruban}}$  des lignes mesurées ci-dessus seraient alors compris entre 2,3 et 3,3, confirmant le fort potentiel des lignes à ondes lentes sur circuit imprimé en terme de miniaturisation.

Après l'analyse de l'influence de l'épaisseur de substrat et des dimensions de la ligne CPW, le rôle des dimensions du blindage est à présent étudié. Sur la Figure A1.5 sont tracées les permittivités relatives effectives mesurées et simulées pour une même ligne CPW ( $W = 1,5 \text{ mm}$ ,  $G = 2 \text{ mm}$ ,  $h = 203 \text{ }\mu\text{m}$ ) avec différentes dimensions de blindage. La largeur des barreaux flottants  $SL$  et l'espacement entre deux barreaux consécutifs  $SS$  prennent les valeurs 150 ou 300  $\mu\text{m}$ .

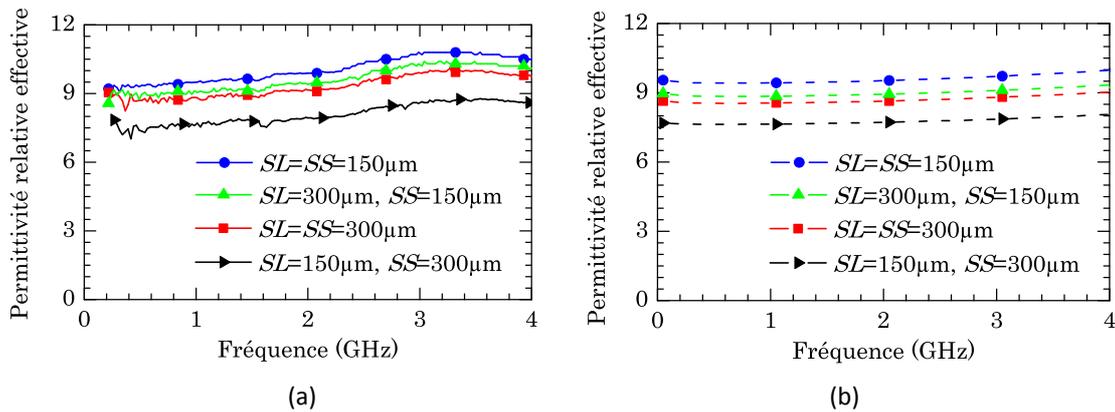


Figure A1.5 : Permittivité relative effective a) mesurée et b) simulée en fonction de la fréquence pour différents couples de  $SL$  et  $SS$  avec  $W = 1,5 \text{ mm}$ ,  $G = 2 \text{ mm}$ ,  $h = 203 \text{ }\mu\text{m}$ .

Pour une ligne avec  $SL = 150 \text{ }\mu\text{m}$  et  $SS = 300 \text{ }\mu\text{m}$ , la permittivité relative effective obtenue en basse fréquence vaut 7,5. En conservant cet espacement, lorsque la largeur des barreaux passe de 150  $\mu\text{m}$  à 300  $\mu\text{m}$ , une part plus importante du champ électrique est captée par le blindage flottant conduisant à une permittivité relative effective plus élevée de 8,7. Lorsque la largeur des barreaux augmente alors que l'espacement diminue ( $SL = 300 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $SS = 150 \text{ }\mu\text{m}$ ), le blindage agit comme un conducteur parfait vis-à-vis du champ électrique. La permittivité relative effective est donc légèrement supérieure à la valeur précédente et atteint 9. Lorsque les barreaux et leur espacement sont fins ( $SL = SS = 150 \text{ }\mu\text{m}$ ), une permittivité de 9,4 est atteinte en basse fréquence. Cette valeur est supérieure au cas ( $SL = 300 \text{ }\mu\text{m}$ ,  $SS = 150 \text{ }\mu\text{m}$ ). Une explication pourrait être la présence de courants de Foucault dans les barreaux, s'opposant par leur effet au champ magnétique généré par le courant circulant dans le conducteur central. Ces courants de Foucault étant d'autant plus importants que  $SL$  est grand, cela expliquerait que la permittivité relative effective diminue lorsque  $SL$  augmente, pour  $SS$  constant.

#### A1.2.2.2.2 Difficulté d'extraction des pertes

L'effet capacitif renforce le confinement du champ électrique dans le substrat à faibles pertes. De plus, les lignes de propagation réalisées sont de longueurs relativement faibles. Ces deux effets contribuent à la présence de pertes trop faibles pour être mesurées avec précision. Sur l'ensemble des réalisations, les simulations électromagnétiques prévoient des pertes inférieures à  $8,8 \cdot 10^{-3} \text{ dB/mm}$  à 4 GHz. Ainsi, une longueur de 6 mm entrainera 0,05 dB de

perles à 4 GHz. La précision de la mesure à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau ne permet pas d'extraire convenablement cette valeur.

### A1.2.2.3 Mesures temporelles

Les mesures TRL exploitées précédemment ont permis de connaître la permittivité relative effective. Cependant, ces mesures ne permettent pas de déterminer l'impédance caractéristique du dispositif sous test. En effet, le calibrage TRL n'intègre pas la mesure d'une charge connue avec précision, l'impédance de référence étant celle du dispositif LINE mesuré. Afin d'évaluer la valeur de l'impédance caractéristique de ces lignes de propagation, une méthode temporelle a été utilisée. Malgré des lignes de longueur relativement courte (22 mm de ligne S-CPW), l'effet d'ondes lentes permet d'avoir une longueur électrique suffisante pour effectuer des mesures temporelles TDR (Time Domain Reflectometry) précises avec le réflectomètre TDR Tektronix CSA8000.

A partir de ces mesures temporelles, l'impédance caractéristique à basse fréquence est extraite et présentée, pour différentes lignes à ondes lentes dont les dimensions du blindage flottant sont identiques ( $SL = SS = 150 \mu\text{m}$ ) sur la Figure A1.6. Sur ce graphe, différentes zones se distinguent clairement. La première, jusqu'à 300 ps, correspond à la portion du câble coaxial alimentant le dispositif sous test, l'impédance est donc égale à  $50 \Omega$ . Une seconde partie, autour de 350 ps, présente une impédance très élevée car la ligne d'accès (« tapérisation ») est effectuée à l'aide d'un tronçon de ligne CPW sans blindage dont l'impédance caractéristique est nettement plus élevée (voir Figure A1.2). A partir de 450 ps, le tracé se stabilise et la valeur de l'impédance caractéristique de la ligne à ondes lentes peut ainsi être relevée. Puis, l'impédance caractéristique augmente à nouveau fortement à cause du second accès CPW symétrique et d'une terminaison en circuit ouvert.

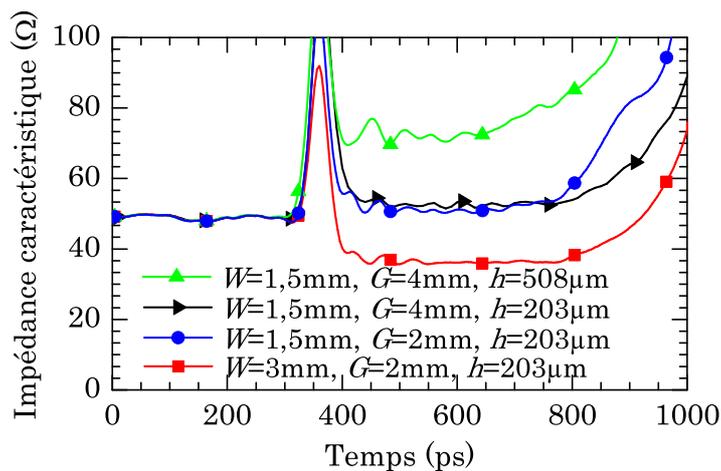


Figure A1.6 : Mesures TDR d'impédances caractéristiques pour des lignes avec  $SL = SS = 150 \mu\text{m}$ .

Les impédances caractéristiques inférieures à  $50 \Omega$  sont facilement réalisables sans introduire de dimensions critiques pour la gravure chimique ou mécanique. La comparaison des différentes mesures permet de mettre une nouvelle fois en évidence les phénomènes

obtenus pour la permittivité relative effective. En effet, le même effet apparaît lorsque l'épaisseur de substrat augmente ou lorsque la largeur du ruban central diminue, toutes autres dimensions étant égales par ailleurs. Dans ces deux situations, l'effet capacitif est réduit et l'impédance caractéristique augmente. Mais lorsque la largeur de la fente CPW augmente, la même impédance est obtenue sans que nous n'ayons pu établir la cause de ce phénomène.

### *A1.2.3 Conclusion*

L'intérêt principal des lignes à ondes lentes en circuit imprimé est la très forte miniaturisation pouvant atteindre jusqu'à un facteur 3,3 correspondant à un important gain en surface. Pourtant, les facteurs de qualité prévus par les simulations sont moins intéressants en S-CPW qu'avec certaines structures classiques. Des valeurs légèrement supérieures à 200 peuvent être obtenues à 4 GHz alors que des lignes CPW sur le même substrat présentent des facteurs de qualité parfois supérieurs à 400. En effet, dans le cas de lignes CPW, la majeure partie du champ électrique se situe dans l'air où les pertes sont très faibles. Mais, pour atteindre des impédances caractéristiques faibles (autour de  $50 \Omega$ , voire inférieures), la ligne CPW sur le substrat Rogers 4003C n'est plus adaptée car elle introduit des dimensions physiques prohibitives pour les fentes entre rubans. Il est alors plus pertinent d'utiliser des lignes microruban présentant des facteurs de qualité proches de 100.

Par ailleurs, la dispersion des lignes à ondes lentes à grandes dimensions transversales n'est pas problématique à condition d'envisager des applications bande étroite de ces lignes de propagation. Ainsi, non appropriées pour transporter un signal à large spectre, les lignes de propagation à ondes lentes sont parfaitement adaptées pour réaliser des fonctions de filtrage compactes.



---

## Annexe 2 : Champ magnétique et inductance

Cette annexe se concentre sur l'aspect magnétique des lignes de propagation. La répartition simplifiée du champ magnétique dans des conducteurs circulaires est premièrement présentée. Puis les inductances interne et externe d'un conducteur coaxial sont calculées (rappelées) afin de connaître leur variation en fonction des dimensions géométriques de la structure.

Dans l'ensemble de ce manuscrit, les conducteurs considérés sont des parallélépipèdes. Mais pour simplifier le calcul, des conducteurs circulaires sont introduits dans cette annexe. Les modèles utilisés dans cette annexe sont très simplistes mais permettent de rappeler les effets magnétiques. Des phénomènes magnétiques similaires et une répartition similaire du champ magnétique sont observés dans le cas de conducteurs parallélépipèdes. Seul un fort effet de pointe est présent dans les angles des structures parallélépipédiques étudiées, que l'on ne retrouve pas dans les conducteurs circulaires.

### A2.1 Champ magnétique créé par un fil

Le champ magnétique engendré par un conducteur circulaire de rayon  $a$  parcouru par un courant total  $I$  est calculé en magnétostatique puis en dynamique.

#### A2.1.1 Magnétostatique

##### A2.1.1.1 Calcul à l'extérieur du conducteur

La première étude est réalisée en statique. Le courant continu est donc réparti uniformément dans le conducteur circulaire. Le théorème d'Ampère formulé à l'équation (A2.1) relie le champ magnétique  $\vec{B}$  au courant embrassé  $I_{\text{embrassé}}$  par un contour  $C$ , avec  $\mu$  la perméabilité du matériau.

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu \times I_{\text{embrassé}} \quad (\text{A2.1})$$

L'application de ce théorème à l'extérieur du conducteur conduit à un champ s'atténuant en  $1/r$ , d'après (A2.2).

$$\text{Pour } |r| > a, \quad B = \frac{\mu I}{2\pi r} \quad (\text{A2.2})$$

##### A2.1.1.2 Calcul à l'intérieur du conducteur

Lorsque le champ à l'intérieur du conducteur est étudié, le rayon  $r$  considéré est inférieur au rayon  $a$  du conducteur. Comme le courant est réparti uniformément, le courant embrassé par un disque de rayon  $r$  est directement proportionnel à la surface ainsi déterminée

soit  $I \times \frac{\pi r^2}{\pi a^2}$ . Le champ magnétique dans le conducteur est alors régi par l'équation (A2.3). Il varie de manière linéaire avec le rayon considéré.

$$\text{Pour } |r| < a, \quad B = \frac{\mu I}{2\pi a^2} r \quad (\text{A2.3})$$

### A2.1.2 Magnétodynamique

L'augmentation de la fréquence implique une expulsion progressive des courants sur les bords du cylindre, par effet de peau. L'épaisseur de peau, déterminée par (A2.4) avec  $\mu$  la perméabilité,  $\sigma$  la conductivité du matériau et  $f$  la fréquence considérée, est l'épaisseur sur la périphérie du conducteur où se concentre la majeure partie du courant. L'épaisseur de peau,  $\delta$ , est le résultat d'un modèle simple consistant à dire que le courant est non nul uniquement en périphérie, sur une distance précisément égale à  $\delta$ .

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu \sigma f}} \quad (\text{A2.4})$$

Le champ à l'extérieur du conducteur s'exprime toujours selon (A2.2). En supposant (hypothèse grossière expliquée ci-dessus) que le courant est uniforme dans cette zone le calcul du champ magnétique est alors simple. Le courant embrassé est nul tant que le rayon  $r$  considéré reste inférieur au rayon du conducteur moins l'épaisseur de peau, donc le champ magnétique est nul au centre du conducteur tant que  $0 < |r| < a - \delta$ . Lorsque le rayon considéré est compris entre  $a - \delta$  et  $a$ , le rapport des surfaces permet de connaître le courant embrassé et l'amplitude du champ magnétique est donc déterminée par (A2.5).

$$\text{Pour } a - \delta < |r| < a, \quad B = \frac{\mu I}{2\pi} \frac{1}{r} \frac{\pi [r^2 - (a - \delta)^2]}{\pi [a^2 - (a - \delta)^2]} \quad (\text{A2.5})$$

L'allure du champ magnétique en statique et pour différentes épaisseurs de peau est présentée sur la Figure A2.1.

En réalité cependant, le courant n'est pas uniforme dans la zone d'effet de peau. Il tend à s'atténuer progressivement lorsque l'on s'éloigne de la périphérie du conducteur. Ainsi, pour des rayons inférieurs à celui du conducteur, l'allure du champ magnétique devient beaucoup plus lisse que celle présentée sur la Figure A2.1. Celui-ci s'atténue alors exponentiellement lorsqu'il pénètre dans le conducteur.

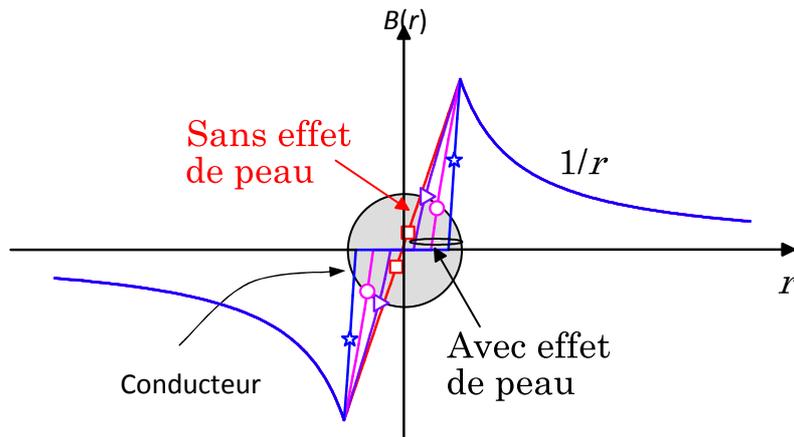


Figure A2.1 : Amplitude du champ magnétique généré par un conducteur cylindrique parcouru par un courant à différentes fréquences, en utilisant le modèle d'épaisseur de peau à courant constant.

## A2.2 Inductance linéique

Le paragraphe précédent a permis de démontrer que le champ magnétique généré par un conducteur circulaire peut se décomposer en un champ interne et un champ externe au conducteur. Afin de s'approcher de la structure CPW utilisée dans ce manuscrit, le cas d'un câble coaxial est choisi. Le conducteur central, de rayon  $a$ , est parcouru par un courant  $I$  et le retour de courant ( $-I$ ) s'effectue dans le conducteur extérieur de rayon  $b$  comme schématisé sur la Figure A2.2. Pour le calcul qui suit, les conducteurs sont supposés parfaits.

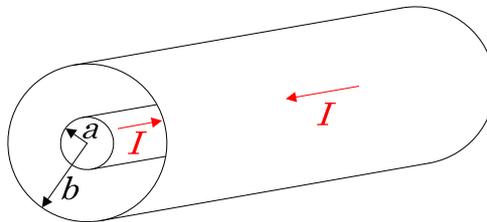


Figure A2.2 : Schéma d'un câble coaxial.

Les inductances linéiques interne et externe du câble coaxial sont calculées à partir de l'équation (A2.6).

$$\Phi = \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = LI \quad (A2.6)$$

### A2.2.1 Inductance interne

D'après les résultats obtenus pour un conducteur circulaire, à une distance  $r$  du centre du câble coaxial avec  $r < a$ , le champ magnétique s'exprime selon (A2.3). L'application de l'équation (A2.6) permet alors d'obtenir le flux  $\Phi$  du champ magnétique (A2.7) pour une longueur  $x$  de câble. Ainsi, l'inductance linéique interne donnée par l'équation (A2.8) est indépendante des dimensions géométriques du câble coaxial.

$$\Phi = \frac{\mu}{4\pi} I x \quad (A2.7)$$

$$L_{interne} = \frac{\mu}{4\pi} \quad (A2.8)$$

### A2.2.2 Inductance externe

En se plaçant dans le diélectrique entre le conducteur central et le conducteur externe ( $a < r < b$ ), le champ magnétique s'exprime selon (A2.2). Le flux du champ magnétique est donné par l'équation (A2.9) et l'inductance interne s'en déduit simplement (A2.10). Celle-ci dépend des dimensions géométriques des conducteurs.

$$\Phi = \frac{\mu}{2\pi} I x \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (A2.9)$$

$$L_{externe} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (A2.10)$$

### A2.2.3 Inductance totale

L'énergie magnétique de la structure totale est la somme des énergies magnétiques liée à chacune des contributions (interne et externe). Ainsi, l'inductance totale de la structure est la somme des deux inductances interne et externe. Elle dépend donc des dimensions géométriques du câble coaxial. En particulier, l'inductance linéique totale augmente lorsque le rayon externe augmente et diminue lorsque le rayon du conducteur principal augmente.

## A2.3 Conclusion

En extrapolant les résultats obtenus dans le cas d'un câble coaxial au cas d'une ligne CPW, nous pouvons conclure que :

- l'inductance linéique augmente avec l'augmentation de la largeur de la fente  $G$ ,
- l'inductance linéique diminue avec l'augmentation de la largeur du ruban central  $W$ .

---

## Annexe 3 : Présentation du logiciel Flux 3D™

L'outil Flux 3D™ permet de résoudre des problèmes contenant des phénomènes électromagnétiques ou thermiques en présence de matériaux diélectriques ou magnétiques. Dans le cas général, il s'agit de coupler les équations de l'électromagnétisme aux équations de la thermique. Afin de simplifier les études et du fait que Flux3D a été conçu au départ pour résoudre des problèmes d'électrotechnique et d'électronique de puissance en basse fréquence, trois types d'analyses simples ont été développées : électrique, magnétique et thermique. Des analyses couplées de type magnétique / thermique et électrique / thermique sont également prévues. Chaque type d'analyse nécessite la définition des matériaux et sources en présence ainsi que la définition des conditions aux limites. L'analyse peut alors être statique, transitoire ou encore harmonique et couplée à un circuit électrique pour une bonne maîtrise des accès de la structure.

Dans le cas général, la densité de charges électriques  $q$ , la densité de courant  $\vec{J}$ , l'intensité du champ électrique  $\vec{E}$ , la densité de flux électrique, l'intensité du champ magnétique  $\vec{D}$  et la densité du flux magnétique  $\vec{H}$  sont reliées par les équations de Maxwell (2.23) à (2.27).

$$\operatorname{div}\vec{D} = q \quad (2.24)$$

$$\operatorname{rot}\vec{E} = -\frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (2.25)$$

$$\operatorname{div}\vec{B} = 0 \quad (2.26)$$

$$\operatorname{rot}\vec{H} = \vec{J} - \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (2.27)$$

De plus, l'équation (2.28) relie la densité de courant au champ électrique dans un matériau conducteur. De même, la relation (2.29) se vérifie dans un matériau magnétique et (2.30) dans un diélectrique.  $\sigma$  est la conductivité,  $\mu$  la perméabilité et  $\varepsilon$  la permittivité du milieu considéré.

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} \quad (2.28)$$

$$\vec{B} = \mu\vec{H} \quad (2.29)$$

$$\vec{D} = \varepsilon\vec{E} \quad (2.30)$$

Lors d'une étude en quasi-statique (à basse fréquence et/ou pour une structure de dimensions faibles), les champs  $(\vec{E}, \vec{D})$  et  $(\vec{B}, \vec{H})$  sont découplés et nous disposons alors de deux jeux d'équations.

### A3.1 Analyse magnétique

Pour un calcul en magnétodynamique, la variation temporelle de  $\vec{D}$ , c'est-à-dire la variation du courant de déplacement, est négligée. Le terme  $\vec{D}$  n'est alors pas calculé et les équations de Maxwell se simplifient (2.31) à (2.34).

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0 \quad (2.31)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (2.32)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (2.33)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} \quad (2.34)$$

L'outil de simulation permet alors d'évaluer les pertes de conduction et les pertes par courant de Foucault ( $\rho J^2$ ) dans chaque conducteur, ainsi que le flux du champ magnétique, permettant de remonter aux inductances propres et mutuelles.

### A3.2 Analyse électrique

Une analyse électrodynamique s'appuie sur les relations (2.35) à (2.37). La variation temporelle des champs  $\vec{B}$  et  $\vec{H}$  est négligée. Les pertes diélectriques et ohmiques peuvent alors être évaluées, ainsi que les capacités.

$$\operatorname{div} \vec{D} = q \quad (2.35)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = 0 \quad (2.36)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (2.37)$$

### ▪ Articles

A.-L. Franc, D. Kaddour, H. Issa, E. Pistono, N. Corrao, J.-M. Fournier and P. Ferrari, "Impact of technology dispersion on slow-wave high performance shielded CPW transmission lines characteristics," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 52, no. 12, pp. 2786-2789, December 2010.

D. Kaddour, H. Issa, A.-L. Franc, N. Corrao, E. Pistono, J.-M. Fournier, and P. Ferrari, "High-Q Slow-Wave Coplanar Transmission lines on 0.35- $\mu\text{m}$  CMOS Process," *Microwave and Wireless Components Letters*, vol.19, no.9, pp.542-544, September 2009.

### ▪ Conférences internationales

F. Burdin, F. Podevin, A.-L. Franc, E. Pistono, D. Gloria, and P. Ferrari, "Miniaturized low-loss millimeter-wave rat-race balun in a CMOS 28 nm technology," accepted in International Conference on RFID-Technologies and Applications, 15-16 September 2011, Sitges, Barcelona, Spain.

A.-L. Franc, E. Pistono, N. Corrao, D. Gloria, and P. Ferrari, "Compact high-Q, low-loss mmW transmission lines and power splitters in RF CMOS technology," *Microwave Symposium Digest*, June 2011, Baltimore, United States.

A.-L. Franc, E. Pistono, N. Corrao, and P. Ferrari, "Compact high rejection notch and DBR designed with slow-wave transmission lines," *Asia Pacific Microwave Conference*, 7-10 December 2010, Yokohama, Japan.

A.-L. Franc, E. Pistono, and P. Ferrari, "Design guidelines for high performance slow-wave transmission lines with optimized floating shield dimensions," *40th European Microwave Conference*, pp. 1190-1193, 28 September-1 October 2010, Paris, France.

A.-L. Franc, D. Kaddour, H. Issa, E. Pistono, N. Corrao, J.-M. Fournier, and P. Ferrari, "Slow-wave High Performance Shielded CPW Transmission Lines: a lossy model," *39th European Microwave Conference*, pp. 185-188, 28 September - 2 October 2009, Rome, Italy.

A.-L. Franc, D. Kaddour, E. Pistono, N. Corrao, J.-M. Fournier, and P. Ferrari, "Miniaturized high performance shielded CPW transmission lines from RF to mm-waves," *European Solid-State Device Research Conference*, 14-18 September 2009, pp.129-132, Athens, Greece.

A.-L. Franc, A. Laraba, E. Pistono, and P. Ferrari, "Slow-Wave Coplanar Waveguides in a Printed Circuit Technology," *10th Mediterranean Microwave Symposium*, 25-27 August 2010, Cyprus.

A.-L. Franc, A. Laraba, D. Kaddour, E. Pistono, and P. Ferrari, "Slow-wave coplanar waveguides in CMOS and printed circuit technologies," *International Symposium on Microwave and Optical Technology*, pp. 435-438, 16-19 December 2009, New Delhi, India.

M. Abdel Aziz, F. Podevin, A. Safwat, A.-L. Franc, E. Pistono, N. Corrao, A. Vilcot and P. Ferrari, "Slow-wave shielded coplanar striplines for UWB filtering applications," International Symposium on Microwave and Optical Technology, pp. 446-449, 16-19 December 2009, New Delhi, India.

▪ **Conférences nationales**

A.-L. Franc, E. Pistono et P. Ferrari, « Caractérisation de couches minces de matériaux diélectriques de la RF au millimétrique à l'aide de lignes à ondes lentes », Journées Nationales Microondes, 18-20 mai 2011, Brest, France.

A.-L. Franc, E. Pistono et P. Ferrari, « Diviseur de Wilkinson CMOS compact à 92 GHz à base de lignes à ondes lentes S-CPW », Journées Nationales Microondes, 18-20 mai 2011, Brest, France.

A.-L. Franc, E. Pistono, P. Ferrari, « Influence des « dummies » dans des lignes à ondes lentes à fort facteur de qualité en technologie BiCMOS9-MW », aux Journées Nationales Microondes, 18-20 mai 2011, Brest, France.

D. Kaddour, A.-L. Franc, H. Issa, E. Pistono et P. Ferrari, « Lignes coplanaires à onde lente en technologie CMOS-0.35  $\mu\text{m}$  », Journées Nationales Microondes, 27-29 mai 2009, Grenoble, France.

D. Kaddour, A.-L. Franc, E. Pistono et P. Ferrari, « Lignes coplanaires à onde lente en technologie « circuit imprimé » », Journées Nationales Microondes, 27-29 mai 2009, Grenoble, France.

---

## Bibliographie

[Abdel Aziz, 2009]

M. Abdel Aziz, H. Issa, D. Kaddour, F. Podevin, A. M. E. Safwat, E. Pistono, J. M. Duchamp, A. Vilcot, J. M. Fournier, and P. Ferrari, "Shielded coplanar striplines for RF integrated applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 2, pp. 352-358, Feb. 2009.

[Al Ahmad, 2007]

M. Al Ahmad, M. Brunet, S. Payan, D. Michau, M. Maglione, and R. Plana, "Wide-Tunable Low-Field Interdigitated Barium Strontium Titanate Capacitors," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 11, pp. 769-771, Nov. 2007.

[Bastida, 1979]

E. M. Bastida and G. P. Donzelli, "Periodic slow-wave low-loss structures for monolithic GaAs microwave integrated circuits," *Electronics Letters*, vol. 15, no. 19, pp. 581-582, Sept. 1979.

[Biglarbegan, 2009]

B. Biglarbegan, M. R. Nezhad-Ahmadi, M. Fakharzadeh, and S. Safavi-Naeini, "A Wideband 90° continuous phase shifter for 60GHz phased array transceiver in 90nm CMOS technology," in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, pp. 479-482, 28-29 Sept. 2009, Rome, Italy.

[Boikov, 1995]

Y. A. Boikov, Z. G. Ivanov, A. N. Kiselev, E. Olsson, and T. Claeson, "Epitaxial  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  /  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  heterostructures on silicon-on-sapphire for tunable microwave components," *Journal of Applied Physics*, vol. 78, no. 7, pp. 4591-4595, 1995.

[Buck, 2010]

T. Buck and E. Kasper, "RF MEMS phase shifters for 24 and 77 GHz on high resistivity silicon," in *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 224-227, 11-13 Jan. 2010, New Orleans, L.A., USA.

[Burdin, 2011]

F. Burdin, F. Podevin, A. L. Franc, E. Pistono, D. Gloria, and P. Ferrari, "Miniaturized Low-Loss Millimeter-Wave Rat-Race Balun in a CMOS 28 nm technology " in *Submitted to International Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Intergration Technologies (IMWS) 2011*, Sitges, Barcelona, Spain.

[Cathelin, 2007]

A. Cathelin, B. Martineau, N. Seller, S. Douyere, J. Gorisse, S. Pruvost, C. Raynaud, F. Ganesello, S. Montusclat, S. P. Voinigescu, A. M. Niknejad, D. Belot, and J. P. Schoellkopf, "Design for millimeter-wave applications in silicon technologies," in *33rd European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pp. 464-471, 11-13 Sept. 2007, Munich, Germany

[Chang, 2009]

J.-F. Chang, Y.-S. Lin, P.-L. Huang, and S.-S. Lu, "A micromachined V-band CMOS bandpass filter with 2-dB insertion-loss," in *59th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp. 1590-1593, 26-29 May 2009 2009, San Diego, CA, USA.

[Cheung, 2003]

T. S. D. Cheung, J. R. Long, K. Vaed, R. Volant, A. Chinthakindi, C. M. Schnabel, J. Florkey, Z. X. He, and K. Stein, "Differentially-shielded monolithic inductors," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 95-98, 21-24 Sept. 2003, San Jose, California, USA.

[Cheung, 2006]

T. S. D. Cheung and J. R. Long, "Shielded passive devices for silicon-based monolithic microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 5, pp. 1183-1200, May 2006.

[Chiang, 2007]

M.-J. Chiang, H.-S. Wu, and C. K. C. Tzuang, "Design of Synthetic Quasi-TEM Transmission Line for CMOS Compact Integrated Circuit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, pp. 2512-2520, Dec. 2007.

[Chirala, 2006a]

M. K. Chirala and B. A. Floyd, "Millimeter-Wave Lange and Ring-Hybrid Couplers in a Silicon Technology for E-Band Applications," in *IEEE International Microwave Symposium*, pp. 1547-1550, 11-16 June 2006 2006a, San Francisco, CA.

[Chirala, 2006b]

M. K. Chirala and C. Nguyen, "Multilayer Design Techniques for Extremely Miniaturized CMOS Microwave and Millimeter-Wave Distributed Passive Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4218-4224, Dec. 2006b.

[Cho, 2009]

H.-Y. Cho, T.-J. Yeh, S. Liu, and C.-Y. Wu, "High-Performance Slow-Wave Transmission Lines With Optimized Slot-Type Floating Shields," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 56, no. 8, pp. 1705-1711, Aug. 2009.

[Chuang, 2005]

M.-L. Chuang, "Miniaturized ring coupler of arbitrary reduced size," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2005.

[Cohn, 1959]

S. B. Cohn, "Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters," *Proceedings of the IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1342-1348, Aug. 1959.

[Davidson, 1990]

A. Davidson, K. Jones, and E. Strid, "LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance," in *ARFTG Conference Digest-Fall, 36th*, pp. 57-63, Nov. 1990 1990,

[Ding, 2007]

H. Ding, K. Lam, E. Mina, J. Rascoe, D. Jordan, A. Zeeb, and B. Gaucher, "On-Chip Millimeter-Wave Library Device - Scalable Wilkinson Power Divider/Combiner," in *57th Electronic Components and Technology Conference*, pp. 1246-1251, May 29 2007-June 1 2007 2007, Reno, NV, USA.

[Eisenstadt, 1992]

W. R. Eisenstadt and Y. Eo, "S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization," *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, vol. 15, no. 4, pp. 483-490, Aug. 1992.

[Ercoli, 2011]

M. Ercoli, D. Dragomirescu, and R. Plana, "Small size high isolation Wilkinson power splitter for 60 GHz wireless sensor network applications," in *11th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 85-88, 17-19 Jan. 2011 2011, Phoenix, AZ.

[Ferrari, 1994]

P. Ferrari, B. Flechet, and G. Angenieux, "Time domain characterization of lossy arbitrary characteristic impedance transmission lines," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 177-179, June 1994.

[Fiedziuszko, 1982]

S. J. Fiedziuszko, "Dual-Mode Dielectric Resonator Loaded Cavity Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 9, pp. 1311-1316, Sept. 1982.

[Fukuoka, 1983]

Y. Fukuoka and T. Itoh, "Slow-wave propagation on MIS periodic coplanar waveguide," *Electronics Letters*, vol. 19, no. 2, pp. 37-38, Jan. 1983.

[Gianesello, 2006]

F. Gianesello, D. Gloria, S. Montusclat, C. Raynaud, S. Boret, C. Clement, G. Dambrine, S. Lepilliet, F. Saguin, P. Scheer, P. Benech, and J. M. Fournier, "65 nm RFCMOS technologies with bulk and HR SOI substrate for millimeter wave passives and circuits characterized up to 220 GHz," in *International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 1927-1930, 11-16 June 2006 2006, San Francisco, CA, USA.

[Gianesello, 2007]

F. Gianesello, D. Gloria, S. Montusclat, C. Raynaud, S. Boret, G. Dambrine, S. Lepilliet, B. Martineau, and R. Pilard, "1.8 dB insertion loss 200 GHz CPW band pass filter integrated in HR SOI CMOS Technology," in *International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 453-456, 3-8 June 2007, Honolulu, HI, USA.

[Golde, 1963]

H. Golde and C. Yeh, "On "A relation between  $\alpha$  and Q", " *Proceedings of the IEEE*, vol. 51, no. 3, pp. 484-484, March 1963.

[Grieg, 1952]

D. D. Grieg and H. F. Engelmann, "Microstrip-A New Transmission Technique for the Kilomegacycle Range," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 12, pp. 1644-1650, 1952.

[Hasegawa, 1971]

H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, "Properties of Microstrip Line on Si-SiO<sub>2</sub> System," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 19, no. 11, pp. 869-881, Nov. 1971.

[Hasegawa, 1977]

H. Hasegawa and H. Okizaki, "M.I.S. and Schottky slow-wave coplanar striplines on GaAs substrates," *Electronics Letters*, vol. 13, no. 22, pp. 663-664, Oct. 1977.

[Hietala, 1994]

V. M. Hietala, J. S. Martens, T. A. Plut, C. P. Tigges, T. E. Zipperian, D. S. Ginley, and J. K. Truman, "High temperature superconducting slow-wave coplanar transmission lines with normal-metal crossbars," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, pp. 972-975, June 1994.

[Hsiao, 2010]

Y.-C. Hsiao and C.-H. Tseng, "Design of 60 GHz CMOS bandpass filters using complementary-conducting strip transmission lines," in *International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 1712-1715, 23-28 May 2010 2010, Anaheim, CA, USA.

[Hsu, 2005]

C.-H. Hsu, H. T. Soong, C.-L. Huang, and M.-T. Kao, "Microstrip rectangular ring bandpass filter design using high permittivity substrate," in *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)* p. 3 pp., 4-7 Dec. 2005 2005, Suzhou, China.

[Hsu, 2008a]

C.-Y. Hsu, C.-Y. Chen, and H.-R. Chuang, "70 GHz Folded Loop Dual-Mode Bandpass Filter Fabricated Using 0.18  $\mu\text{m}$  Standard CMOS Technology," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 587-589, Sept. 2008a.

[Hsu, 2008b]

C.-Y. Hsu, C.-Y. Chen, and H.-R. Chuang, "A 60-GHz Millimeter-Wave Bandpass Filter Using 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Technology," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, no. 3, pp. 246-248, March 2008b.

[Hsu, 1963]

H. P. Hsu, "On The General Relation Between  $\alpha$  and Q (Correspondence)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 11, no. 4, pp. 258-258, July 1963.

[Hwang, 1997]

Y. Hwang, Y. P. Zhang, T. K. C. Lo, K. M. Luk, and E. K. N. Yung, "Miniaturization on planar antennas with very high permittivity materials," in *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 217-220 vol.1, 2-5 Dec 1997 1997, Hong Kong.

[Issa, 2008]

H. Issa, J. M. Duchamp, and P. Ferrari, "Miniaturized DBR filter: Formulation and performances improvement," in *International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 671-674, 15-20 June 2008 2008, Atlanta, GA, USA.

[Issa, 2010]

H. Issa, J. Duchamp, S. Abou-Chahine, and P. Ferrari, "Loaded miniature transmission lines compatible with low cost substrates: Q-factor improvement," in *European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 1218-1221, 28-30 Sept. 2010 2010, Paris, France.

[Ito, 2008]

H. Ito and K. Masuy, "A simple through-only de-embedding method for on-wafer S-parameter measurements up to 110 GHz," in *International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 383-386, 15-20 June 2008 2008, Atlanta, GA, USA.

[Johansson, 2005]

C. Johansson and M. Robertsson, "Microstrip stepped impedance filters with variable dielectric or variable width," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 13, pp. 745-746, June 2005.

[Kaddour, 2006]

D. Kaddour, E. Pistono, J. M. Duchamp, J. D. Arnould, H. Eusebe, P. Ferrari, and R. G. Harrison, "A compact and selective low-pass filter with reduced spurious responses, based on CPW tapered periodic structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2367-2375, June 2006.

[Kennerley, 1995]

A. J. Kennerley and I. C. Hunter, "Miniature microwave filters using high permittivity ceramics," in *MTT-S Symposium on Technologies for Wireless Applications Digest*, pp. 135-139, 20-22 Feb 1995 1995, Vancouver, BC, Canada.

[Kim, 2007]

H. Kim and R. F. Drayton, "Size Reduction Method of Coplanar Waveguide (CPW) Electromagnetic Bandgap (EBG) Structures Using Slow Wave Design," in *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, pp. 191-194, 10-12 Jan. 2007 2007, Long Beach, CA, USA.

[Kim, 2004]

J. Kim, B. Jung, P. Cheung, and R. Harjani, "Novel CMOS low-loss transmission line structure," in *IEEE Radio and Wireless Conference*, pp. 235-238, 19-22 Sept. 2004 2004, Atlanta, GA, USA.

[Kim, 2010]

K.-J. Kim, K. H. Ahn, T. H. Lim, H. C. Park, and Y. Jong-Won, "A 60 GHz Wideband Phased-Array LNA With Short-Stub Passive Vector Generator," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 628-630, Nov. 2010.

[Kishimoto, 2009]

S. Kishimoto, N. Orihashi, Y. Hamada, M. Ito, and K. Maruhashi, "A 60-GHz band CMOS phased array transmitter utilizing compact baseband phase shifters," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 215-218, 7-9 June 2009 2009, Boston, MA, USA.

[Kleveland, 2001]

B. Kleveland, C. H. Diaz, D. Vook, L. Madden, T. H. Lee, and S. S. Wong, "Exploiting CMOS reverse interconnect scaling in multigigahertz amplifier and oscillator design," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 10, pp. 1480-1488, Oct. 2001.

[Koh, 2007]

K.-J. Koh and G. M. Rebeiz, "0.13- $\mu\text{m}$  CMOS Phase Shifters for X-, Ku-, and K-Band Phased Arrays," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, no. 11, pp. 2535-2546, Nov. 2007.

[Koolen, 1991]

M. C. A. M. Koolen, J. A. M. Geelen, and M. P. J. G. Versleijen, "An improved de-embedding technique for on-wafer high-frequency characterization," in *Bipolar Circuits and Technology Meeting*, pp. 188-191, 9-10 Sep 1991 1991,

[Lahiji, 2008]

R. R. Lahiji, L. P. B. Katehi, and S. Mohammadi, "A Distributed Analogue CMOS Phase Shifter with Shielded Transmission Line," in *38th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 817-820, 27-31 Oct. 2008 2008, Amsterdam, The Netherlands.

[Lai, 2006]

I. C. H. Lai, Y. Kambayashi, and M. Fujishima, "60-GHz CMOS Down-Conversion Mixer with Slow-Wave Matching Transmission Lines," in *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (ASSCC)*, pp. 195-198, 13-15 Nov. 2006 2006, Hangzhou, China

[Lai, 2007]

I. C. H. Lai and M. Fujishima, "High-Q Slow-Wave Transmission Line for Chip Area Reduction on Advanced CMOS Processes," in *IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS)*, pp. 192-195, 19-22 March 2007 2007, Tokyo, Japan.

[LaRocca, 2008]

T. LaRocca, T. Sai-Wang, H. Daquan, G. Qun, E. Socher, W. Hant, and F. Chang, "Millimeter-wave CMOS digital controlled artificial dielectric differential mode transmission lines for reconfigurable ICs," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 181-184, 15-20 June 2008 2008, Atlanta, GA, USA.

[LaRocca, 2009]

T. LaRocca, J. Liu, F. Wang, and F. Chang, "Embedded DiCAD linear phase shifter for 57 GHz reconfigurable direct frequency modulation in 90nm CMOS," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC 2009)*, pp. 219-222, 7-9 June 2009 2009, Boston, MA, USA.

[Law, 2010]

C. Y. Law and A. V. Pham, "A high-gain 60GHz power amplifier with 20dBm output power in 90nm CMOS," in *IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, pp. 426-427, 7-11 Feb. 2010 2010, San Francisco, CA.

[Lee, 2002]

G.-A. Lee, H.-Y. Lee, and F. De Flaviis, "Perforated microstrip structure for miniaturising microwave devices," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 15, pp. 800-801, July 2002.

[Lee, 2010]

J. J. Lee and C. S. Park, "A Slow-Wave Microstrip Line With a High-Q and a High Dielectric Constant for Millimeter-Wave CMOS Application," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 381-383, July 2010.

[Lee, 1999]

S.-G. Lee, H.-Y. Gwak, and R. Lowther, "Characteristics of interconnect lines with patterned ground shields and its implication for microwave ICs," in *6th International Conference on VLSI and CAD (ICVC)*, pp. 444-447, 26-27 October 1999, Seoul , South Korea.

[Lei, 2005]

M.-F. Lei and H. Wang, "An analysis of miniaturized dual-mode bandpass filter structure using shunt-capacitance perturbation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 861-867, March 2005.

[Lin, 2007]

L. Lin, X. Feng, K. Wu, S. Delprat, H. JaeHo, and M. Chaker, "Slow-Wave Line Coupler With Interdigital Capacitor Loading," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 11, pp. 2427-2433, Nov. 2007.

[Lin, 1991]

Y. D. Lin and T. Itoh, "Frequency-scanning antenna using the crosstie-overlay slow-wave structures as transmission lines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 3, pp. 377-380, March 1991.

[Lowther, 2000]

R. Lowther and S.-G. Lee, "On-chip interconnect lines with patterned ground shields," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 2, pp. 49-51, Feb. 2000.

[Ma, 2008]

Y. Ma, B. Rejaei, and Y. Zhuang, "Artificial Dielectric Shields for Integrated Transmission Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 431-433, July 2008.

[Manchec, 2006]

A. Manchec, C. Quendo, E. Rius, C. Person, and J. F. Favennec, "Synthesis of dual behavior resonator (DBR) filters with integrated low-pass structures for spurious responses suppression," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, no. 1, pp. 4-6, Jan. 2006.

[Mangan, 2006]

A. M. Mangan, S. P. Voinigescu, Y. Ming-Ta, and M. Tazlauanu, "De-embedding transmission line measurements for accurate modeling of IC designs," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, no. 2, pp. 235-241, Feb. 2006.

[Martín, 2003]

F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, M. Coderch, and M. Sorolla, "Periodic-loaded sinusoidal patterned electromagnetic bandgap coplanar waveguides," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 36, no. 3, pp. 181-184, Feb. 2003.

[Masuda, 2008]

T. Masuda, N. Shiramizu, T. Nakamura, and K. Washio, "Characterization and Modeling of Microstrip Transmission Lines with Slow-Wave Effect," in *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pp. 155-158, 23-25 Jan. 2008 2008, Orlando, FL, USA.

[Milanovic, 1998]

V. Milanovic, M. Ozgur, D. C. DeGroot, J. A. Jargon, M. Gaitan, and M. E. Zaghoul, "Characterization of broad-band transmission for coplanar waveguides on CMOS silicon substrates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 5, pp. 632-640, May 1998.

[Morandini, 2010]

Y. Morandini, F. Giancesello, S. Boret, S. Lasserre, D. Gloria, and J. Pekarik, "Evaluation of sub-32nm CMOS technology for Millimeter wave applications," in *European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 417-420, 28-30 Sept. 2010 2010, Paris, France.

[Nan, 2008]

L. Nan, K. Mouthaan, Y.-Z. Xiong, J. Shi, S. C. Rustagi, and B.-L. Ooi, "Design of 60- and 77-GHz Narrow-Bandpass Filters in CMOS Technology," *Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 8, pp. 738-742, 2008.

[Parlak, 2010]

M. Parlak and J. F. Buckwalter, "A Low-Power, W-Band Phase Shifter in a 0.12  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS Process," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 20, no. 11, pp. 631-633, Nov. 2010.

[Pistono, 2005]

E. Pistono, P. Ferrari, L. Duvillaret, J. M. Duchamp, and R. G. Harrison, "Hybrid Narrow-Band Tunable Bandpass Filter Based on Varactor Loaded Electromagnetic-Bandgap Coplanar Waveguides," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 8, pp. 2506-2514, Aug. 2005.

[Psychoudakis, 2004]

D. Psychoudakis, S. K. C. Pillai, J. H. Halloran, and J. L. Volakis, "Miniaturization of a bow-tie antenna with textured dielectric superstrates," in *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, pp. 2572-2575 Vol.3, 20-25 June 2004 2004, Sendai, Japan.

[Quemerais, 2010]

T. Quemerais, L. Moquillon, J. M. Fournier, and P. Benech, "65-, 45-, and 32-nm Aluminium and Copper Transmission-Line Model at Millimeter-Wave Frequencies," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 9, pp. 2426-2433, Sept. 2010.

[Quendo, 2003]

C. Quendo, R. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 734-743, March 2003.

[Quendo, 2004]

C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 3, pp. 1034-1044, March 2004.

[Rao, 2001]

Y. Rao, J. Yue, and C. P. Wong, "Material characterization of high dielectric constant polymer-ceramic composite for embedded capacitor to RF application," in *International Symposium on Advanced Packaging Materials*, pp. 280-285, 11-14 mars 2001 2001, Braselton, GA , USA.

[Rawat, 2009]

K. Rawat and F. M. Ghannouchi, "A Design Methodology for Miniaturized Power Dividers Using Periodically Loaded Slow Wave Structure With Dual-Band Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3380-3388, Dec. 2009.

[Rehder, 2011]

G. Rehder, B. Blampey, T. T. Vo, and P. Ferrari, "Distributed MEMS tunable phase shifters on CMOS technology for millimeter wave frequencies," in *12<sup>th</sup> International Symposium on RF MEMS and RF Microsystems*, 27-29 June 2011, Athens, Greece.

[Roy, 1993]

D. Roy and S. B. Krupanidhi, "Excimer laser ablated barium strontium titanate thin films for dynamic random access memory applications," *Applied Physics Letters*, vol. 62, no. 10, pp. 1056-1058, March 1993.

[Sarkas, 2009]

I. Sarkas, M. Khanpour, A. Tomkins, P. Chevalier, P. Garcia, and S. P. Voinigescu, "W-band 65-nm CMOS and SiGe BiCMOS transmitter and receiver with lumped I-Q phase shifters," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 441-444, 7-9 June 2009 2009, Boston, MA, USA.

[Sayag, 2008]

A. Sayag, S. Levin, D. Regev, D. Zfira, S. Shapira, D. Goren, and D. Ritter, "One stage 24 GHz LNA with 6.4dB Gain and 2.8 dB NF using 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS technology and slow wave transmission lines," in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, pp. 1-10, 13-14 May 2008 2008, Tel-Aviv, Israel.

[Sayag, 2009]

A. Sayag, D. Ritter, and D. Goren, "Compact Modeling and Comparative Analysis of Silicon-Chip Slow-Wave Transmission Lines With Slotted Bottom Metal Ground Planes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 4, pp. 840-847, April 2009.

[Scardelletti, 2002]

M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, and T. M. Weller, "Miniaturized Wilkinson power dividers utilizing capacitive loading," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 1, pp. 6-8, Jan. 2002.

[Seki, 1981]

S. Seki and H. Hasegawa, "Cross-tie slow-wave coplanar waveguide on semi-insulating GaAs substrates," *Electronics Letters*, vol. 17, no. 25, pp. 940-941, Dec. 1981.

[Semouchkina, 2004]

E. Semouchkina, A. Baker, G. Semouchkin, and M. Lanagan, "Microwave component miniaturization by local embedding high-permittivity dielectric materials in low-permittivity substrates," in *34th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 1225-1228, 11-15 Oct. 2004 2004, Amsterdam, The Netherlands.

[Sheen, 2000]

J. W. Sheen, "A compact semi-lumped low-pass filter for harmonics and spurious suppression," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 3, pp. 92-93, March 2000.

[Spickermann, 1993]

R. Spickermann and N. Dagli, "Millimetre wave coplanar slow wave structure on GaAs suitable for use in electro-optic modulators," *Electronics Letters*, vol. 29, no. 9, pp. 774-775, April 1993.

[Sun, 2007]

S. Sun, J. Shi, L. Zhu, S. C. Rustagi, and K. Mouthaan, "Millimeter-Wave Bandpass Filters by Standard 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS Technology," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 28, no. 3, pp. 220-222, March 2007.

[Tang, 2011]

X. Tang, E. Pistono, J. M. Fournier, and P. Ferrari, "Apport des lignes à ondes lentes S-CPW sur les performances d'amplificateurs de puissance à 60 GHz en technologie CMOS 40 nm," in *17<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, 18-20 May 2011, Brest, France.

[Tiemeijer, 2007]

L. F. Tiemeijer, R. M. T. Pijper, R. J. Havens, and O. Hubert, "Low-Loss Patterned Ground Shield Interconnect Transmission Lines in Advanced IC Processes," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 3, pp. 561-570, March 2007.

[Tseng, 2008]

C.-H. Tseng and H.-J. Chen, "Compact Rat-Race Coupler Using Shunt-Stub-Based Artificial Transmission Lines," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 11, pp. 734-736, Nov. 2008.

[Tseng, 2009]

W.-J. Tseng, C.-S. Lin, Z.-M. Tsai, and H. Wang, "A miniature switching phase shifter in 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS," in *Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, pp. 2132-2135, 7-10 Dec. 2009 2009, Singapore.

[Tu, 2006]

W.-H. Tu and K. Chang, "Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 6, pp. 2497-2502, June 2006.

[Vadivelu, 2009]

P. B. Vadivelu, P. Sen, S. Sarkar, D. Dawn, S. Pinel, and J. Laskar, "Integrated CMOS mm-wave phase shifters for single chip portable radar," in *International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pp. 565-568, 7-12 June 2009 2009, Boston, USA.

[Vandamme, 2001]

E. P. Vandamme, D. M. M. P. Schreurs, and G. Van Dinther, "Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 4, pp. 737-742, April 2001.

[Varonen, 2008]

M. Varonen, M. Karkkainen, M. Kantanen, and K. Halonen, "Millimeter-Wave Integrated Circuits in 65-nm CMOS," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 9, pp. 1991-2002, Sept. 2008.

[Vecchi, 2009]

F. Vecchi, M. Repposi, W. Eyssa, P. Arcioni, and F. Svelto, "Design of Low-Loss Transmission Lines in Scaled CMOS by Accurate Electromagnetic Simulations," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2605-2615, Sept. 2009.

[Vo, 2008]

T. T. Vo, T. Lacrevez, C. Bermond, T. Bertaud, B. Flechet, A. Farcy, Y. Morand, S. Blonkowski, J. Torres, B. Guigues, and E. Defay, "In situ microwave characterisation of medium-k HfO<sub>2</sub> and high-k SrTiO<sub>3</sub> dielectrics for metal-insulator-metal capacitors integrated in back-end of line of integrated circuits," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 2, no. 8, pp. 781-788, 2008.

[Wang, 2008a]

G. Wang, W. Woods, H. Ding, and E. Mina, "Novel low-cost on-chip CPW slow-wave structure for compact RF components and mm-wave applications," in *58th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp. 186-190, 27-30 May 2008 2008a, Lake Buena Vista, Florida, USA.

[Wang, 2009]

G. Wang, W. Woods, H. Ding, and E. Mina, "Novel on-chip high performance slow wave structure using discontinuous microstrip lines and multi-layer ground for compact millimeter wave applications," in *59th Electronic Components and Technology Conference (ECTC)*, pp. 1606-1611, 26-29 May 2009 2009, Las Vegas, USA.

[Wang, 2004]

P. Wang and E. C. C. Kan, "High-speed interconnects with underlayer orthogonal metal grids," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 27, no. 3, pp. 497-507, Aug. 2004.

[Wang, 1987]

T. H. Wang and T. Itoh, "Compact Grating Structure for Application to Filters and Resonators in Monolithic Microwave Integrated Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1176-1182, Dec. 1987.

[Wang, 1988]

T. H. Wang, T. M. Wang, and T. Itoh, "Experimental confirmation of slow-waves in a crossie overlay coplanar waveguide and its application to band-reject gratings," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 383-386, 25-27 May 1988 1988, New York, USA.

[Wang, 2008b]

X. Wang, W.-Y. Yin, and J.-F. Mao, "Parameter Characterization of Silicon-Based Patterned Shield and Patterned Ground Shield Coplanar Waveguides," in *Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM)*, pp. 142-145, 21-24 April 2008 2008b, Nanjing, China.

[Wen, 1969]

C. P. Wen, "Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, no. 12, pp. 1087-1090, Dec. 1969.

[Wilkinson, 1960]

E. J. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 8, no. 1, pp. 116-118, 1960.

[Winter, 1991]

F. Winter, J. Taub, and M. Marcelli, "High-dielectric constant stripline band-pass filters," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 555-556 vol.2, 10-14 Jul 1991 1991, Boston, MA , USA.

[Woo, 2008]

D. J. Woo, J. W. Lee, and T. K. Lee, "Multi-band Rejection DGS with Improved Slow-wave Effect," in *38th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 1342-1345, 27-31 Oct. 2008 2008, Edinburgh, UK.

[Wu, 2008]

J.-C. Wu, C.-C. Chang, S.-F. Chang, and T.-Y. Chin, "A 24-GHz full-360° CMOS reflection-type phase shifter MMIC with low loss-variation," in *Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, pp. 365-368, June 17 2008-April 17 2008 2008, Phoenix, AZ, USA.

[Yang, 2008]

J. Yang, C. Gu, and W. Wu, "Design of Novel Compact Coupled Microstrip Power Divider With Harmonic Suppression," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 9, pp. 572-574, Sept. 2008.

[Yeh, 2010]

L. K. Yeh, C. Y. Chen, and H. R. Chuang, "A Millimeter-Wave CPW CMOS On-Chip Bandpass Filter Using Conductor-Backed Resonators," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 31, no. 5, pp. 399-401, May 2010.

[Yu, 2008]

Y. Yu, P. Baltus, A. van Roermund, D. Jeurissen, A. de Graauw, E. van der Heijden, and R. Pijper, "A 60GHz digitally controlled phase shifter in CMOS," in *34th European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)*, pp. 250-253, 15-19 Sept. 2008 2008, Edinburgh, Scotland, United-Kingdom.

[Yu, 2010]

Y. Yu, P. G. M. Baltus, A. de Graauw, E. van der Heijden, C. S. Vaucher, and A. H. M. van Roermund, "A 60 GHz Phase Shifter Integrated With LNA and PA in 65 nm CMOS for Phased Array Systems," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 9, pp. 1697-1709, Sept. 2010.

[Zhou, 2008]

C. Zhou and H. Y. D. Yang, "Design Considerations of Miniaturized Least Dispersive Periodic Slow-Wave Structures," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 467-474, Feb. 2008.

[Zhu, 2003]

L. Zhu, "Guided-wave characteristics of periodic coplanar waveguides with inductive loading - unit-length transmission parameters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 10, pp. 2133-2138, Oct. 2003.