

Titre: Utilisation d'un nouveau substrat BST $[(\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x})\text{TiO}_3]$ pour la fabrication de dispositifs en micro-ondes
Title:

Auteur: Adil Arrout
Author:

Date: 2000

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Arrout, A. (2000). Utilisation d'un nouveau substrat BST $[(\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x})\text{TiO}_3]$ pour la fabrication de dispositifs en micro-ondes [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/8797/>
Citation:

 **Document en libre accès dans PolyPublie**
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8797/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Ke Wu, & Maurice Chartrand
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

**UTILISATION D'UN NOUVEAU SUBSTRAT BST [(Ba_xSr_{1-x})TiO₃]
POUR LA FABRICATION DE DISPOSITIFS EN MICRO-ONDES**

**ADIL ARROUT
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL**

**MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE
MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
MAI 2000**

© Adil Arrout, 2000.



National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

Our file *Notre référence*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

0-612-57388-5

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

**UTILISATION D'UN NOUVEAU SUBSTRAT BST $[(\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x})\text{TiO}_3]$
POUR LA FABRICATION DE DISPOSITIFS EN MICRO-ONDES**

Présenté par : **ARROUT Adil**

en vue de l'obtention du diplôme de : **Maîtrise ès sciences appliquées**
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. **BOSISIO Renato G.**, président

M. **WU Ke**, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. **CHAKER Mohamed**, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. **LAURIN Jean Jacques**, Ph.D., membre

À la mémoire de ma mère,

À mon père, mes frères et sœurs;

Merci encore...

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier le professeur Ke WU, mon directeur de recherche qui, par son appui, ses conseils et son sens de relations humaines, m'a permis de mener à terme ce travail.

Je remercie aussi le professeur Mohamed CHAKER mon codirecteur et ses assistants de l'INRS Énergie et Matériaux, Sébastien et Pierre Paul, pour leur contribution et leur excellente collaboration. Leur apport fut essentiel pour accomplir ces travaux de recherche.

Un grand Merci aussi à M. Michel CUHACI du CRC Ottawa pour ses encouragements et son soutien financier.

Je termine en remerciant Jules GHAUTIER pour son aide et son temps consacré à la fabrication des circuits et tous mes collègues de Poly-Grames qui m'ont aidé et soutenu pendant toute la durée de ma formation.

RÉSUMÉ

Les matériaux ferroélectriques présentent des propriétés électriques intéressantes qui peuvent être exploitées en hyperfréquences. En effet, ils possèdent une grande constante diélectrique qui peut changer avec la variation de la tension appliquée. Notre recherche consiste à utiliser l'un de ces matériaux comme substrat pour la fabrication des circuits en micro-ondes. Il s'agit du $[(Ba_xSr_{1-x})TiO_3]$, plus connu sous le nom de BST. Le projet constitue une collaboration entre le laboratoire Poly-Grames de l'École Polytechnique de Montréal et l'INRS Énergie et Matériaux.

Le travail consiste à développer et optimiser un procédé de fabrication pour le dépôt des couches BST sur d'autres substrats (Pt, Al_2O_3 ou MgO). Plusieurs paramètres comme la température, la pression, le temps de cuisson...etc., peuvent affecter les propriétés des couches déposées. Deux techniques de dépôt ont donc été utilisées : le "Sol-Gel" et l'ablation laser "PLD". Les propriétés physiques des échantillons obtenus par les deux méthodes ont été étudiées et comparées ainsi que leurs performances électriques comme substrats utilisés dans la fabrication des circuits.

Le développement théorique sert au choix et à la caractérisation de la structure utilisée pour la fabrication des circuits. Trois structures ont été considérées au départ : Les lignes micro-ruban "Microstrips", les lignes coplanaires "CP's" et les guides d'ondes

coplanaires "CPW's". Nous avons opté pour les lignes "CPW" à cause des avantages qu'elles présentent et des contraintes de mesure. Un modèle théorique a été développé pour la caractérisation des structures coplanaires multicouches. Il sert à calculer les paramètres de la ligne, soit la constante diélectrique effective ϵ_{eff} , l'impédance caractéristique Z_0 et le coefficient des pertes α_{pertes} . L'obtention de ses paramètres nous permet d'évaluer l'influence des dimensions de la ligne sur ses différentes performances. Elle permet aussi de faire la conception des circuits utilisant le BST comme substrat avant leur fabrication.

Une fois les circuits réalisés, il faudra extraire les propriétés de la ligne et du substrat et les comparer aux résultats théoriques. Une technique de résonance a été développée pour ce fait ainsi que les formules analytiques permettant d'obtenir les propriétés électriques du nouveau substrat BST.

Les problèmes rencontrés sont dus aux limites que présente le procédé de fabrication des circuits et le dépôt des couches métalliques sur le BST. Les résultats obtenus montrent qu'en contournant ces problèmes, plusieurs applications futures peuvent être exploitées.

ABSTRACT

Ferroelectric materials are very attractive because of their electrical properties. Their high dielectric constant can be changed and controlled by applying a DC bias voltage. This work consists on using the [$(\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x})\text{Ti O}_3$], more known as BST, as a substrate for microwave circuits. The project is a collaboration between Poly-Grames, the microwave research center of "École Polytechnique de Montréal" and the "Institut National de Recherche Scientifique Énergie et Matériaux".

First, this study consists on developing an optimal fabrication procedure for BST deposition on other substrates (Pt, Al_2O_3 and MgO). The process of deposition of BST films can be affected by many parameters: temperature, pressure, drying and firing time...etc, and this could change the films properties.

Two techniques have been used: Sol-Gel and Pulsed Laser Deposition "PLD". Samples from both techniques were examined, compared and used for circuit's fabrication.

The theoretical study is developed to characterize the structure used for fabrication. Three transmission lines were considered at the beginning: Microstrip lines, Coplanar lines CP's and Coplanar Waveguides CPW's. CPW's were finally chosen because of several advantages and measurement facilities. A theoretical model was then developed to characterize CPW's on multilayer substrates. Analytical formulas were

used to determine the effective dielectric constant ϵ_{eff} of the structure, its characteristic impedance Z_0 and the loss factor α_{losses} . This will allow us to optimize the design of microwave circuits using BST as substrate before the fabrication.

A resonant technique is used to extract the line parameters from S -measurements. The results are then compared to theory.

For this work, the major problem is caused by circuit's fabrication and metal deposition on BST. However, the results obtained show that many applications can be started once this fabrication problem is solved.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	V
RÉSUMÉ	VI
ABSTRACT	VIII
TABLE DES MATIÈRES	X
LISTE DES TABLEAUX	XII
LISTE DES FIGURES	XIII
LISTE DES ANNEXES	XVI
CHAPITRE I : INTRODUCTION	1
CHAPITRE II : PROCÉDÉS DE DÉPÔT DES COUCHES BST	4
2.1 INTRODUCTION	4
2.2 DÉPOSITION PAR "SOL-GEL"	5
2.3 TECHNIQUE D'ABLATION LASER (PLD)	9
CHAPITRE III : CARACTÉRISATION DES LIGNES DE TRANSMISSION MULTICOUCHES	12
3.1 INTRODUCTION	12
3.2 CARACTÉRISATION DES STRUCTURES CPW MULTICOUCHES	14
3.2.1 <i>Analyse quasi-statique de la structure</i>	15
3.2.2 <i>Calcul des Pertes</i>	26
3.2.3 <i>Validation du modèle</i>	31
3.3 SIMULATION ET ÉTUDE PARAMÉTRIQUE	35
3.3.1 <i>Constante diélectrique effective et impédance caractéristique</i>	35
3.3.2 <i>Pertes dans la ligne</i>	37

CHAPITRE IV : TECHNIQUES DE MESURE ET D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DE LA LIGNE CPW	41
4.1 INTRODUCTION	41
4.2 UTILISATION D'UN RÉSONATEUR CPW LINÉAIRE	42
4.2.1 <i>Mesure expérimentale de ϵ_{eff}</i>	43
4.2.2 <i>Extraction du facteur de pertes</i>	44
4.2.3 <i>Extraction de Z_0</i>	46
4.3 PROCÉDE DE MESURES	51
CHAPITRE V :RÉSULTATS ET DISCUSSION	53
5.1 INTRODUCTION	53
5.2 PREMIERS CIRCUITS	53
5.2 CIRCUITS FABRIQUÉS À POLY-GRAMES	56
5.3 AMÉLIORATION DU PROCÉDÉ DE DÉPÔT DU MÉTAL.....	62
5.3.1 <i>Calcul de ϵ_{eff} et $\epsilon_r(BST)$</i>	63
5.3.2 <i>Calcul des pertes</i>	65
5.3.3 <i>Utilisation des capacités interdigitales</i>	67
5.3.4 <i>Calcul de l'impédance caractéristique</i>	71
CHAPITRE VI :CONCLUSION	73
RÉFÉRENCES	77
ANNEXE A	81
ANNEXE B.....	86
ANNEXE C	90

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 : <i>Valeurs de ϵ_r (BST) pour les deux procédés et différentes épaisseurs</i>	11
Tableau 3.1 : <i>Paramètres d'une ligne CPW à 3 couches</i>	32
Tableau 5.1 : <i>Dimensions considérées pour la fabrication</i>	57
Tableau 5.2 : <i>Calcul de ϵ_{eff}</i>	59
Tableau 5.3 : <i>Valeurs obtenues de ϵ_{eff} et ϵ_r (BST)</i>	65

Figure 3.10 : <i>Coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W $\epsilon_r(BST) = 150$; $h = 3 \mu m$ et $S = 10 \mu m$.....</i>	40
Figure 4.1 : <i>Vue de dessus du résonateur CPW</i>	42
Figure 4.2 : <i>Réponse à la fréquence de résonance</i>	45
Figure 5.1 : <i>Paramètres S_{11} et S_{21} du résonateur</i>	54
Figure 5.2 : <i>Coefficient de transmission pour une ligne CPW</i>	55
Figure 5.3 : <i>Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L = 5,2 \text{ mm}$; $S = 40 \mu m$; $W = 100 \mu m$; $W_0 = 700 \mu m$ et $gap = 20 \mu m$</i>	58
Figure 5.4 : <i>Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L = 4,2 \text{ mm}$; $S = 20 \mu m$; $W = 100 \mu m$; $W_0 = 700 \mu m$ et $gap = 20 \mu m$</i>	60
Figure 5.5 : <i>Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L = 10,2 \text{ mm}$; $S = 50,8 \mu m$; $W = 105 \mu m$; $W_0 = 3000 \mu m$ et $gap = 25 \mu m$</i>	60
Figure 5.6 : <i>Coefficient de transmission S_{21} pour le même résonateur</i>	61
<i>A1 : Épaisseur de 100 nm de BST, B1 : 200nm de BST</i>	61
Figure 5.7 : <i>Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L = 5,2 \text{ mm}$; $S = 50,8 \mu m$; $W = 100 \mu m$; $W_0 = 700 \mu m$ et $gap = 20 \mu m$</i>	64
Figure 5.8 : <i>Paramètres S d'un résonateur CPW avec $L = 5,2 \text{ mm}$; $S = 50,8 \mu m$; $W = 100 \mu m$; $W_0 = 700 \mu m$ et $gap = 20 \mu m$</i>	66
Figure 5.9 : <i>Layout de la nouvelle structure du gap.....</i>	67

Figure 5.10 : *Réponse fréquentielle du résonateur CPW avec structure interdigitale ...* 68

Figure 5.11 : *Paramètres S mesurés pour une structure interdigitale avec $W = 105 \mu\text{m}$,*

$S = 50 \mu\text{m}$, $W_0 = 700 \mu\text{m}$ et $L = 5\text{mm}$ 70

Figure 5.12 : *Impédance caractéristique théorique et mesurée de la ligne CPW.....* 71

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A: Fichier Matlab contenant le programme de caractérisation	81
ANNEXE B: Programme Matlab pour tracer les contours de ϵ_{eff} et Z_0	86
ANNEXE C: Programme Matlab permettant la solution d'équations non linéaires avec coefficients complexes	90

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Les matériaux ferroélectriques possèdent l'unique propriété de changer de constante diélectrique en fonction de la tension de polarisation appliquée. D'autre part, la grande valeur de cette constante diélectrique introduit une petite longueur d'onde qui peut réduire la taille et la masse des dispositifs en micro-ondes. L'oxyde de Baryum-Strontium Titanate $[(Ba_x Sr_{1-x}Ti)O_3]$ ou BST, est le plus populaire dans la bande des hyperfréquences.

Ces propriétés électriques du BST ainsi que sa compatibilité potentielle avec la technologie des circuits intégrés monolithiques "MMIC" peuvent permettre la réalisation de plusieurs applications :

1. Composants de base : lignes de transmission, résonateurs, ...
2. Circuits électriquement contrôlables : déphaseurs, modulateurs, oscillateurs contrôlables par tension, ...
3. Applications non linéaires : mélangeurs, convertisseurs, ...

Cependant, la raison pour laquelle le BST n'a pas été encore utilisé en micro-ondes est le fait que la tension nécessaire pour changer sa constante diélectrique est très élevée. Il faut aussi ajouter la valeur élevée des pertes engendrées par le matériau. Toutefois, l'utilisation des couches minces, l'amélioration des techniques de fabrication ainsi que l'ajout de couches dopantes peuvent réduire les pertes et la tension de polarisation.

Notre étude, développée en collaboration avec l'INRS Énergie et Matériaux consiste à :

- développer une procédure de fabrication optimale qui nous permettra d'avoir un substrat possédant les meilleures caractéristiques.
- créer un modèle pour caractériser les lignes de transmission utilisant le BST comme substrat.
- concevoir des techniques de mesures pour extraire les différentes propriétés électriques du BST : La constante diélectrique $\epsilon_r(\text{BST})$, le coefficient des pertes α_{pertes} et la variation de ϵ_r en fonction de la tension appliquée $\epsilon_{\text{BST}}(V_{\text{DC}})$

Le diagramme ci-dessous résume les différentes étapes de cette recherche.

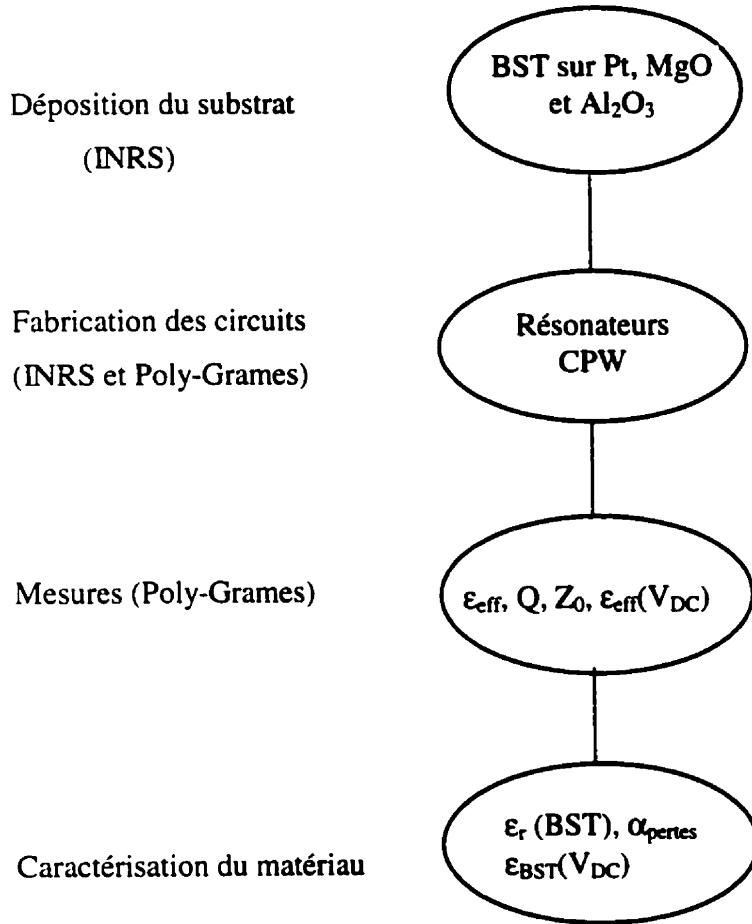


Figure 1.1 : *Étapes de la recherche*

CHAPITRE II

PROCÉDÉS DE DÉPÔT DES COUCHES BST

2.1 Introduction

Les techniques de fabrication du BST influencent beaucoup la composition et la cristallisation du diélectrique. Par conséquent, elles modifient aussi les propriétés diélectriques : constante diélectrique, capacité, courant de fuite...etc. Durant la fabrication, plusieurs facteurs entrent en considération, soit la température, la pression ou encore le temps de cuisson. D'autre part, la préparation de la solution est affectée par d'autres paramètres comme la concentration et le vieillissement qui peuvent aussi modifier le produit final.

Les deux techniques de fabrication les plus utilisées sont le "Sol-Gel" et l'ablation laser "Pulse Laser Deposition" PLD. Ces deux procédures de déposition ont été utilisées à l'INRS.

2.2 Dépôt par "Sol-Gel"

Le procédé Sol-Gel est prometteur pour la fabrication des couches minces à cause de la possibilité de déposer à grande échelle et de façon économique. Il offre aussi une simplicité d'application et la possibilité d'une automation des étapes. La figure 2.1 résume les différentes étapes de cette technique. Tout le procédé est fait en salle blanche.

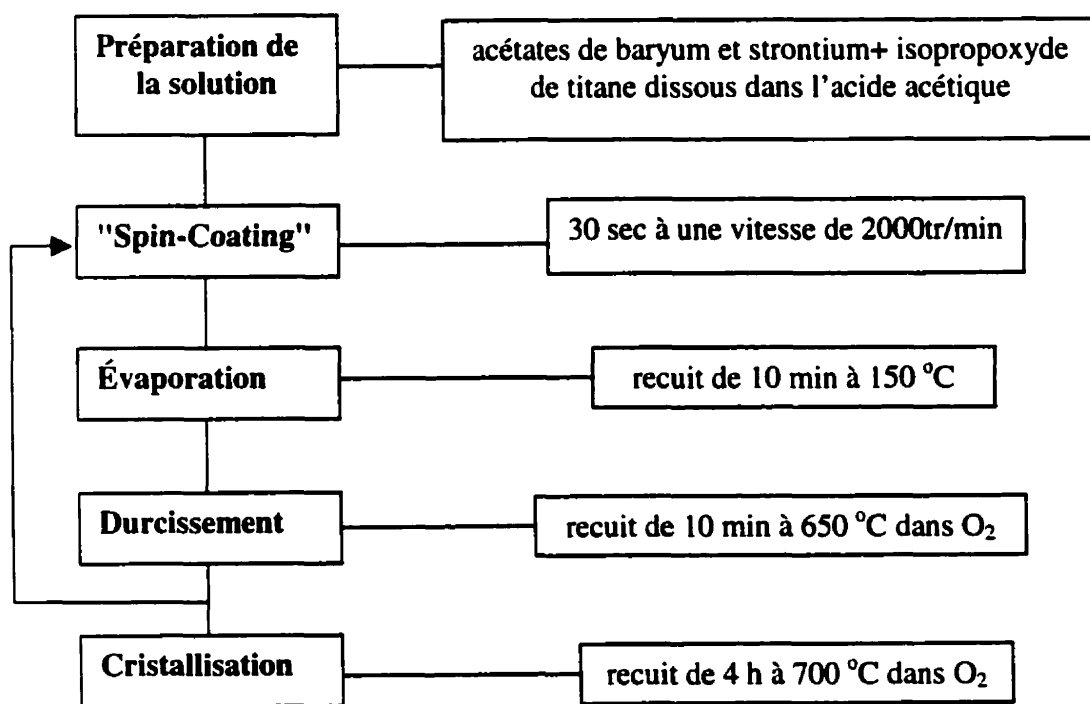


Figure 2.1 : Diagramme descriptif du procédé Sol-Gel

Préparation de la solution :

Cette étape est très importante puisqu'elle définit la composition du BST obtenu. En effet, le $[(Ba_x Sr_{1-x}Ti)O_3]$ peut donner du BST ($x = 0.5$) ou du BST ($x = 0.7$) selon la proportion x du mélange. Prenons l'exemple du BST ($x = 0.5$) :

- Mettre 2,554g d'acétate de baryum (10^{-2} mol) et 2,057g d'acétate de strontium (10^{-2} mol) dans 100 ml d'acide acétique (solvant);
- Ajouter 10 ml d'anhydride acétique pour aider l'extraction de l'eau;
- Chauffer ($120\text{ }^{\circ}\text{C}$) et agiter la solution pour dissoudre les sels et enlever l'eau;
- Refroidir à température ambiante à l'aide d'un bain de glace;
- Ajouter 4,1 ml de pentanedione pour stabiliser la solution et empêcher la précipitation des sels;
- Ajouter 6,14 ml d'isopropoxyde de Titane. (2×10^{-2} mol).

Le produit final constitue la solution BST avec le x bien défini. Il s'agit d'une solution visqueuse de couleur jaune pâle qu'on utilise pour le dépôt du matériau.

Dépôt des films :

L'appareil utilisé est un "spin coater" constitué d'une plaque qui tourne autour d'un rotor avec une vitesse ajustable. Un jet d'air absorbant à la surface de la plaque sert à immobiliser l'échantillon. Le dépôt se fait alors par force centrifuge et le procédé complet se résume comme suit :

- Déposer et immobiliser une plaquette du diélectrique qui va servir comme première couche. Dans notre cas, plusieurs matériaux ont été utilisés : Pt, MgO, Al_2O_3 ...

- Mettre 2 ou 3 gouttes de la solution;
- Choisir la vitesse de rotation et démarrer le "spin coater" pour étaler la solution pendant 30 s. La viscosité du liquide et la force centrifuge de l'appareil permettent d'avoir une première couche uniforme, étalée sur la surface du premier diélectrique;
- Mettre l'échantillon dans un four à 150 °C pendant 10 min afin d'évaporer le solvant;
- Recuire l'échantillon dans le four à 650 °C pendant 10 min dans une atmosphère d'oxygène. Ce recuit sert à durcir la couche déposée pour obtenir un film amorphe de BST.

Ceci constitue le cycle de dépôt d'une première couche de BST dont l'épaisseur varie de 50 à 100 nm. Pour augmenter l'épaisseur, il faut donc refaire la même procédure. Cependant, la première couche est plus épaisse que les suivantes et on tend vers une saturation. Le maximum de cycles réussis est de 7 et l'épaisseur est ~ 500 nm. Enfin, pour favoriser la cristallisation du matériau, l'échantillon est recuit sous atmosphère d'oxygène à 700 °C pendant 4h.

Ces expériences nous ont donc permis de déterminer deux paramètres qui peuvent varier l'épaisseur des films BST obtenus : L'épaisseur des couches augmente à mesure que la concentration augmente (viscosité de la solution) et à mesure que la vitesse de spin diminue (étalement par force centrifuge). Les résultats sont présentés par les figures 2.2 et 2.3.

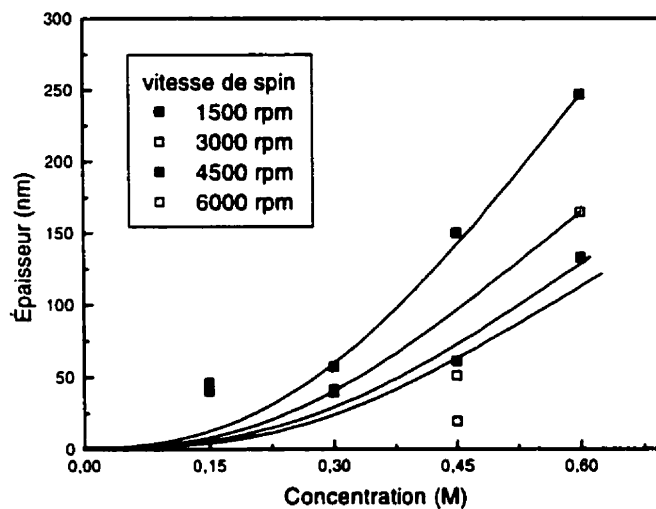


Figure 2.2 : Variation de l'épaisseur des films BST déposés par sol-gel en fonction de la concentration de la solution de base

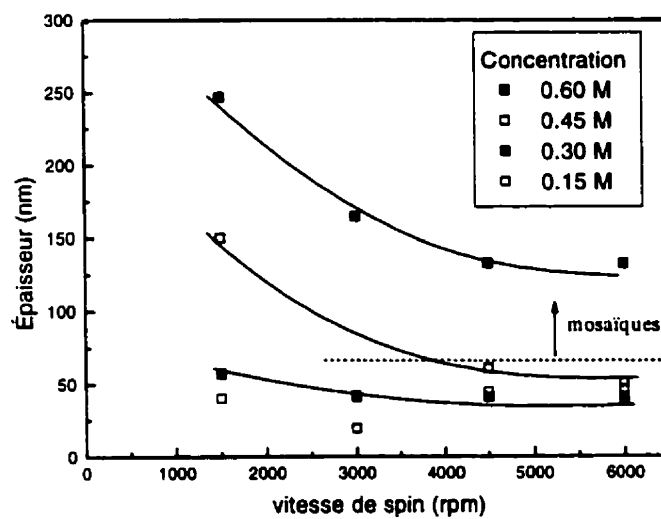


Figure 2.3 : Variation de l'épaisseur des films BST déposés par sol-gel en fonction de la vitesse de spin

Ainsi, d'après ces courbes, il apparaît possible d'améliorer l'épaisseur en augmentant la concentration de la solution et en diminuant la vitesse de spin. Toutefois, on ne peut pas trop augmenter l'épaisseur déposée par cycle puisqu'il existe une valeur limite au delà de laquelle les dépôts cristallisent en mosaïque et/ou deviennent poreux. Diminuer la vitesse de spin n'est pas non plus une bonne solution, car cela diminue l'uniformité des couches et augmente la densité des défauts.

En conclusion, le procédé sol-gel présente plusieurs avantages : simplicité, économie, rapidité, possibilité d'automation et uniformité des couches. Mais, il a aussi ses limites : couches très minces (épaisseur inférieure à 500 nm) et répercussion des défauts de fabrication d'une couche sur les couches subséquentes (poussière, grain de sel...).

2.3 Technique d'ablation laser (PLD)

Pour obtenir des couches plus épaisses, un autre procédé est appliqué. Il s'agit de l'ablation laser, plus connue sous le nom PLD, pour "Pulse Laser Deposition". La figure 2.4 illustre cette technique de fabrication. Nous utilisons une cible solide de BST commercial (plusieurs types de BST sont disponibles) et un laser "Excimer Krf" à fréquence ajustable 0-30 Hz. L'intensité du laser est de 7.5 J/cm^2 et la taille de la tache focale est déterminée en fonction de la position de la lentille de focalisation. Le laser,

réfléchi et dirigé par le miroir, touche la cible de BST et crée un plasma. Les particules de BST viennent ensuite se déposer sur le diélectrique (MgO ou Al_2O_3) fixé auparavant sur la plaque tournante. Cette rotation permet d'uniformiser les dépôts. Le procédé se fait sous un flux d'oxygène. Cette technique permet d'augmenter l'épaisseur du substrat qui peut atteindre $3 \mu\text{m}$

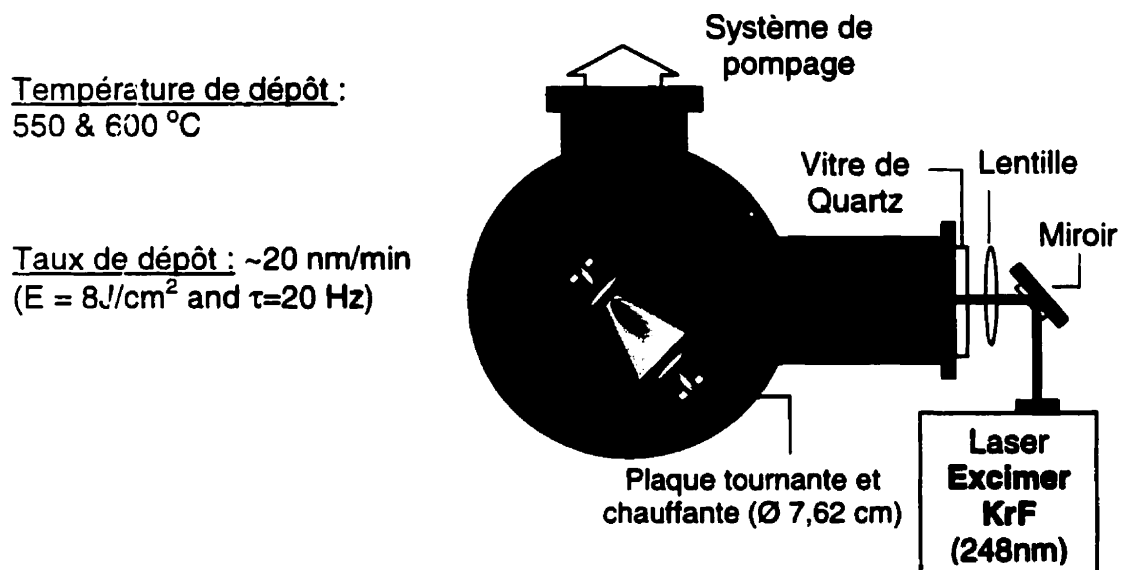


Figure 2.4 : Schéma descriptif du système d'ablation laser

Le dépôt par ablation laser constitue donc un procédé avancé qui permet d'obtenir des couches plus épaisses avec des microstructures plus parfaites. En effet, la cristallisation se fait au fur et à mesure que les particules sont déposées et les couches

sont moins poreuses. Le procédé reste toutefois coûteux et difficile à installer en industrie (à cause du laser). Le temps de dépôt est plus long (20 nm/min) et la possibilité d'avoir des défauts n'est pas exclue : Il se peut que l'intensité du laser "arrache" des morceaux de la cible BST qui viennent se déposer sur la plaque. Ceci dit, l'ablation laser reste un moyen très efficace pour avoir des couches plus épaisses avec une constante diélectrique plus grande. Le tableau 2.1 compare cette technique avec le sol-gel pour 4 échantillons. Les valeurs sont extraites des mesures de capacités, faites à basse fréquence.

Tableau 2.1 : Valeurs de ϵ_r (BST) pour les deux procédés et différentes épaisseurs

Épaisseur	50 nm	100 nm	150 nm	200 nm
Sol-gel		120	180	240
PLD	80	160	240	300

CHAPITRE III

CARACTÉRISATION DES LIGNES DE TRANSMISSION MULTICOUCHES

3.1 Introduction

Une fois la procédure de dépôt de BST optimisée, nous devons considérer la structure à utiliser pour caractériser notre diélectrique. Nous avons étudié trois types de lignes : les lignes micro-rubans "Microstrips", les lignes coplanaires "Coplanar Strips CPS" et les guides d'ondes coplanaires "Coplanar Waveguides CPW". Nous avons opté pour la structure CPW à cause des avantages qu'elle offre. En effet, les guides d'ondes coplanaires sont très utilisés dans la fabrication des circuits micro-ondes monolithiques (MMIC's). Comme le montre la figure 3.1, le conducteur central et les plans de masse sont sur le même côté du substrat. Ceci permet de réaliser des connexions parallèles et en série des différentes composantes en état solide, passives et actives. De plus l'utilisation des CPW ne nécessite pas des trous métallisés pour connecter le conducteur central à la masse; ce qui réduit la complexité des circuits monolithiques et augmente

leur rendement. Finalement, l'utilisation d'une telle structure, nous permettra d'appliquer des tensions de polarisation raisonnables. En effet, des études antérieures ont démontré que pour changer la constante diélectrique du BST, il faut appliquer des tensions assez élevées.

La figure 3.1 montre donc la configuration à deux couches utilisée. Le BST, comme signalé auparavant, est déposé sur une couche de MgO ou Al_2O_3 et les plans de masse sont finis.

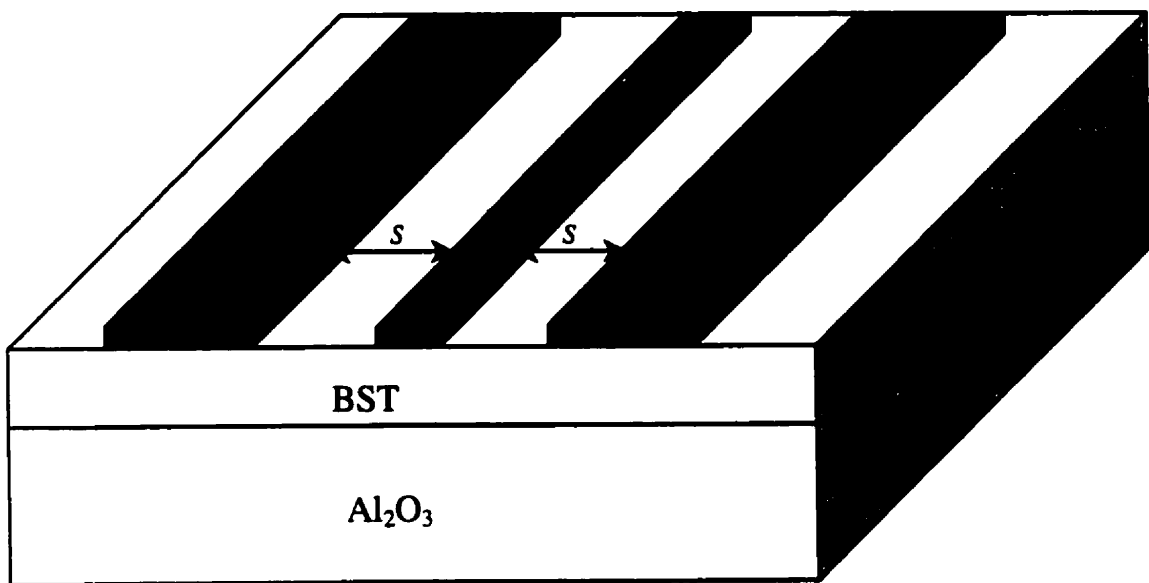


Figure 3.1 : *La structure CPW utilisée*

Une fois la structure choisie, un modèle a été développé pour la caractérisation théorique de la ligne afin d'extraire tous ses paramètres.

3.2 Caractérisation des structures CPW multicouches

Cette étape consiste à développer un modèle théorique permettant d'obtenir les différentes caractéristiques de la ligne de transmission utilisée. Il s'agit de calculer sa constante diélectrique effective ϵ_{eff} , son impédance caractéristique Z_0 et la constante de propagation à travers la ligne (vitesse de phase et coefficient d'atténuation). Ces valeurs dépendent de la fréquence d'opération, des dimensions de la ligne et des substrats utilisés. Des simulations théoriques nous permettront donc de faire le bon design.

En micro-ondes, deux modèles sont utilisés :

- L'approche quasi-statique qui considère que le mode de propagation dans la ligne de transmission est électromagnétique transversal "Transverse Electromagnetic Mode TEM " pur. Les caractéristiques de la ligne sont donc calculées à partir de la capacité électrostatique de la structure.
- L'analyse d'onde complète "fullwave analysis" qui tient compte de la nature hybride du mode de propagation.

La deuxième méthode est plus complète puisqu'elle tient compte du phénomène de dispersion dans la ligne de transmission (variation de ϵ_{eff} et Z_0 avec la fréquence). Cependant, elle est plus rigoureuse et plus complexe à analyser puisqu'elle demande des simulations numériques. C'est la raison pour laquelle plusieurs auteurs utilisent

l'approche quasi-statique et développent des modèles de dispersion quasi-empiriques. Ce qui permet d'obtenir des formules analytiques plus simples.

3.2.1 Analyse quasi-statique de la structure

L'approximation quasi-statique suppose que le mode de propagation dans la ligne de transmission est un TEM pur. Elle est valide jusqu'à une fréquence de 100 GHz. Les paramètres de la ligne sont donc calculés à partir de deux capacités :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C}{C_0} \quad (3.1)$$

$$v_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.2)$$

$$Z_0 = \frac{1}{Cv_{ph}} \quad (3.3)$$

Où c est la vitesse de la lumière dans le vide, C la capacité de la ligne de transmission et C_0 la capacité de la ligne sans diélectrique. Donc. Afin de trouver les paramètres quasi-statiques de la ligne, il suffit de calculer les capacités C et C_0 .

Nous considérons le cas le plus général d'une structure CPW avec plusieurs couches de diélectriques.

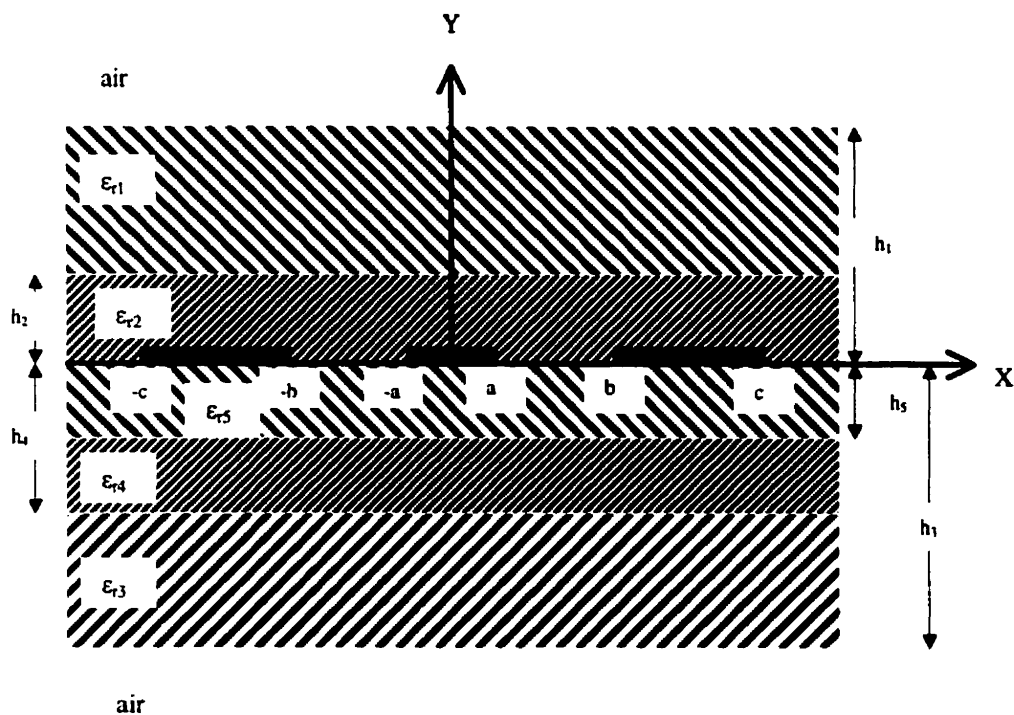


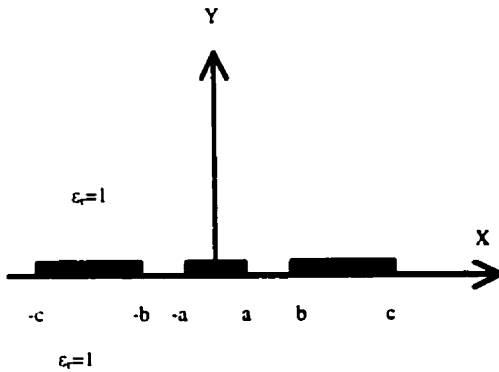
Figure 3.2 : Configuration de la ligne CPW utilisée pour l'analyse

En utilisant la méthode de superposition, nous pouvons calculer la capacité C de la ligne.

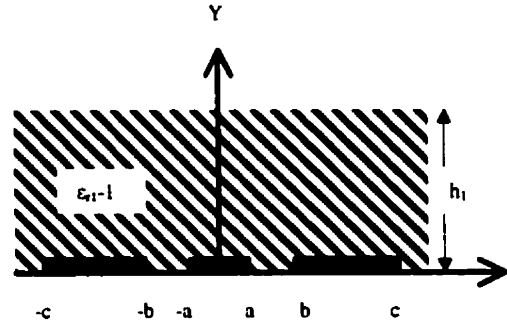
Cette dernière est la somme de six capacités partielles :

$$C = C_0 + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 \quad (3.4)$$

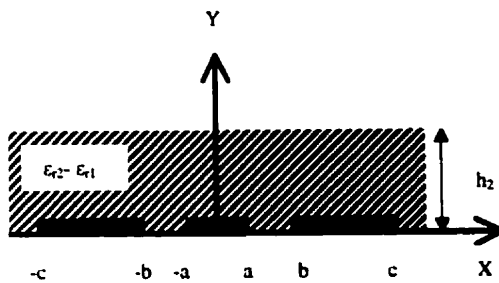
Les configurations de ces capacités sont montrées aux figures 3.3 (a)-(f). Cependant, pour pouvoir diviser la capacité de la ligne en capacités partielles, il faut que les limites des diélectriques se situent le long des lignes du champ électrique. Ce qui n'est pas le cas des lignes coplanaires multicouches. L'approximation a été toutefois validée expérimentalement par plusieurs auteurs [1], [2] et [3].



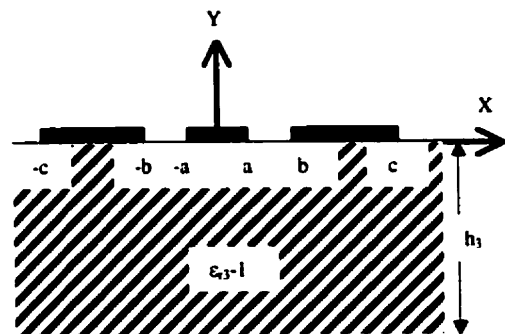
(a)



(b)



(c)



(d)

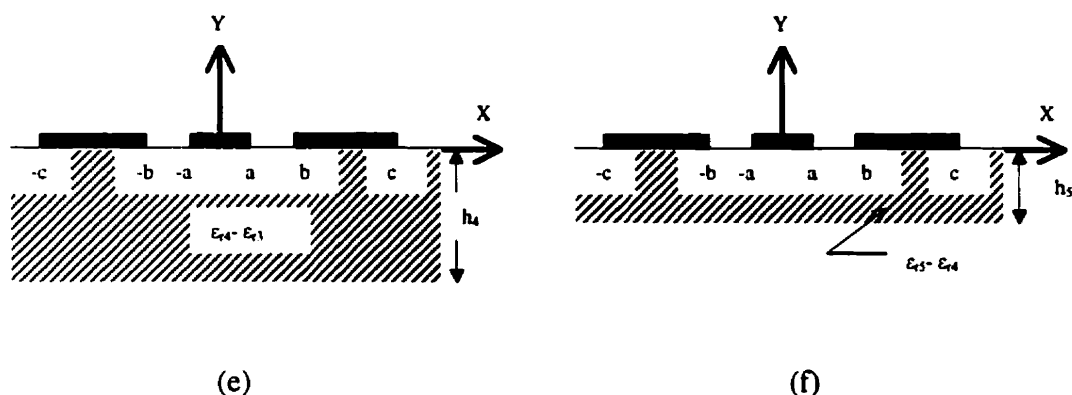
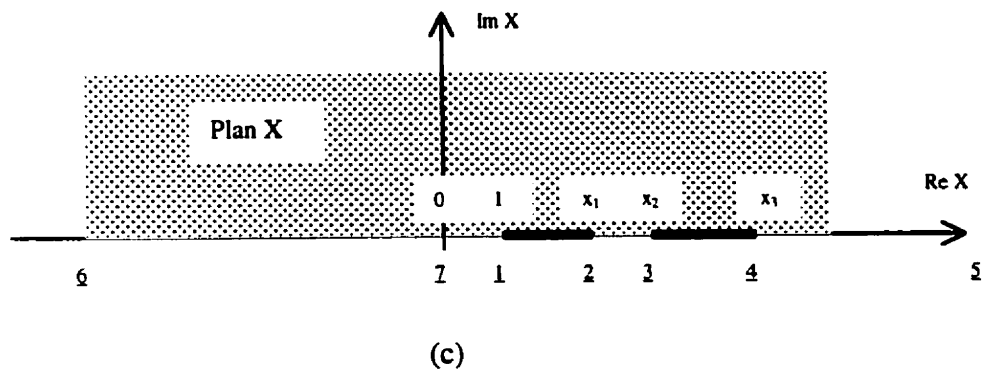
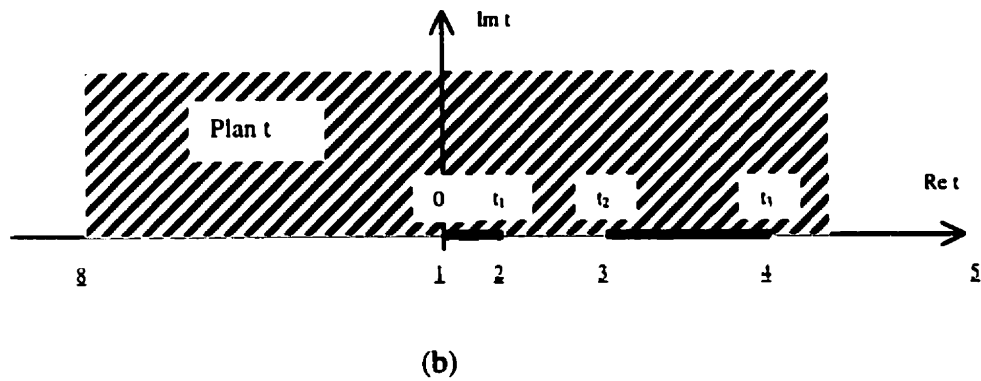
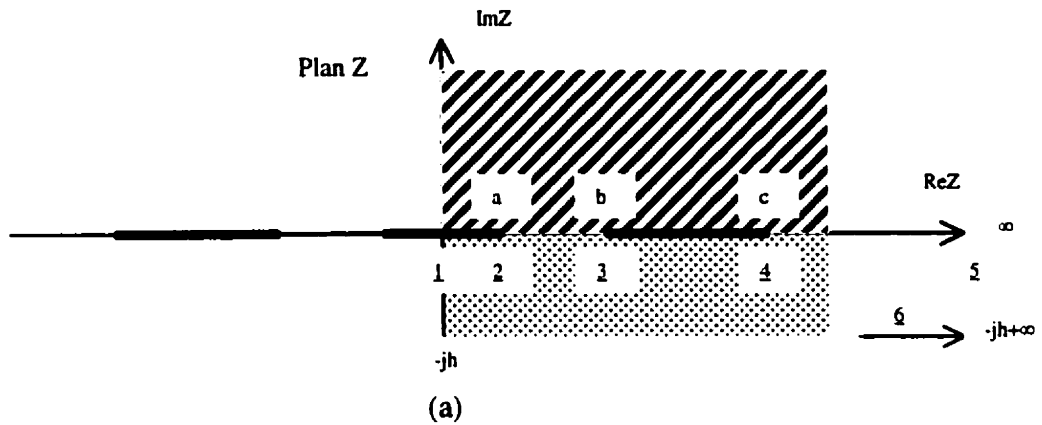


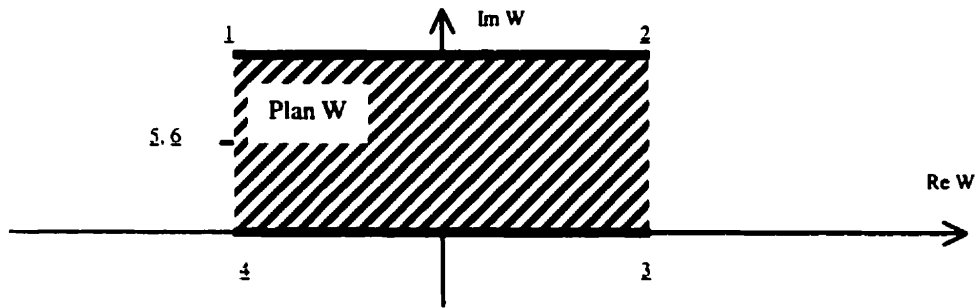
Figure 3.3 : Configurations des capacités (a) C_0 , (b) C_1 , (c) C_2 , (d) C_3 , (e) C_4 , et (f) C_5 .

"Conformal mapping" :

Pour le calcul des capacités, on utilise la technique du "conformal mapping" décrite par C. Veyres et V. Fouad Hanna [2] ainsi que G. Ghione [4]. Elle suppose que toutes les interfaces diélectriques de la structure peuvent être remplacées par des murs magnétiques. Comme on l'a déjà signalé, cette hypothèse est valide pour les structures dont les lignes de champ électrique se trouvent le long des interfaces diélectriques. Dans ce cas, les demi-plans au dessus et au dessous du plan de métallisation de la structure, peuvent être analysés séparément. La capacité totale de la ligne est alors la somme algébrique de deux capacités. Pour les calculer, il faut effectuer certaines transformations pour obtenir une capacité entre deux plans parallèles. Ce sont les transformations de Schwarz-Christoffel qui transforment une portion du diélectrique du

plan Z à l'intérieur d'un rectangle du plan W avec les surfaces du conducteur en haut et en bas. Prenons l'exemple d'une structure CPW avec des plans de masse finis et deux diélectriques.





(d)

Figure 3.4 : "Conformal mapping" pour la structure CPW avec plans de masse finis
 a) structure originale ; b) transformation intermédiaire de la région hachurée ;
 c) transformation intermédiaire de la région en pointillés d) transformation finale
 à une capacité entre deux plans parallèles (valide pour les deux régions)

Calcul de C_0 :

La capacité C_0 de la ligne en absence de tous les diélectriques est alors calculée en considérant de l'air ($\epsilon_r = 1$) en haut et en bas des lignes conductrices (Figure 3.3.a). En prenant en considération la symétrie de la ligne, il s'agit de transformer le premier quadrant du plan Z de la figure 3.4 (a) au demi-plan supérieur t de la figure 3.4 (b) en utilisant le changement de variable $t = z^2$.

Cette géométrie est ensuite transformée en capacité entre deux plaques parallèles dans le plan W comme l'indique la figure 3.4 (d). Ceci en utilisant la transformation :

$$w = \int_0^t \frac{dt}{\sqrt{t(t-1)(t-t_1)(t-t_2)}} \quad (3.5)$$

Et donc, comme $t = z^2$, nous avons : $t_1 = a^2$, $t_2 = b^2$ et $t_3 = c^2$.

La capacité recherchée par unité de longueur serait donc :

$$C_0 = 4 \epsilon_0 \frac{\overline{12}}{23}$$

où ij est la distance entre les points i et j dans le plan W . Le calcul se fait à l'aide de l'intégrale de transformation (3.5) et donne :

$$\frac{\overline{12}}{23} = \frac{K'(k)}{K(k)}$$

où $K(\cdot)$ et $K'(\cdot)$ sont l'intégrale elliptique complète du premier genre et son complément.

Les deux sont reliées par l'équation suivante :

$$K'(k) = K(k') \quad \text{avec } k' = \sqrt{1 - k^2}$$

L'argument k de l'intégrale est donné par :

$$k = \frac{c}{b} \sqrt{\frac{b^2 - a^2}{c^2 - a^2}}$$

Nous obtenons donc : $C_0 = 4 \epsilon_0 \frac{K'(k)}{K(k)}$ (3.6)

Il faut aussi signaler que pour ce calcul, les conducteurs sont supposés infiniment minces.

Calcul de C_3 :

La configuration de cette capacité est montrée à la figure 3.3 (d). L'approximation de Fouad Hanna [2] permet de calculer sa valeur en considérant la contribution d'un diélectrique d'épaisseur h_3 et de permittivité $\epsilon_{r3} - 1$. En d'autres termes, il s'agit de remplacer l'interface air-diélectrique par un mur magnétique et le substrat par un autre équivalent de permittivité $\epsilon_{r3} - 1$.

En appliquant le "conformal mapping", la région correspondante au diélectrique (figure 3.4 (a)) est transformée au demi-plan X de la figure 3.4(c) en utilisant le changement de variable : $x = \cosh^2(\pi z / 2h)$. Après, on obtient la région rectangulaire de la figure 3.4(d) en utilisant la transformator :

$$w = \int_m^x \frac{dx}{\sqrt{(x-1)(x-x_1)(x-x_2)(x-x_3)}} \quad (3.7)$$

La capacité est alors donnée par :

$$C_3 = 2 \epsilon_0 \frac{\sqrt{2}}{23} = 2 \epsilon_0 (\epsilon_{r3} - 1) \frac{K(k'_3)}{K(k_3)} \quad (3.8)$$

On remarque que le coefficient 2 tient compte de la symétrie de la structure.

La valeur des variables k_3 et k'_3 est donnée par :

$$k_3 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_3}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_3}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_3}\right)}}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_3}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_3}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_3}\right)}} \quad (3.9a)$$

$$k_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad (3.9b)$$

Calcul de C_1 :

La figure 3.3 (b) montre la configuration de cette capacité qui représente le même cas que C_3 . La seule différence est que le diélectrique se trouve dans le demi-plan supérieur. Le calcul est donc le même et nous donne :

$$C_1 = 2 \varepsilon_0 \frac{\overline{12}}{23} = 2 \varepsilon_0 (\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1')}{K(k_1)} \quad (3.10)$$

avec :

$$k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_1}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_1}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_1}\right)}}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_1}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_1}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_1}\right)}} \quad (3.11a)$$

et

$$k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad (3.11b)$$

Calcul de C_2 , C_4 et C_5 :

Ces capacités sont montrées aux figures 3.3 (c), (e) et (f). Il s'agit des couches intermédiaires de permittivités ε_{r2} , ε_{r4} et ε_{r5} . Toutes les interfaces diélectrique-diélectrique sont remplacées par des murs magnétiques et le champ électrique existe seulement dans les couches d'épaisseurs h_2 , h_4 et h_5 et de constantes diélectriques

relatives $\epsilon_{r2}-\epsilon_{r1}$, $\epsilon_{r4}-\epsilon_{r3}$ et $\epsilon_{r5}-\epsilon_{r4}$. Le même raisonnement nous donne donc les valeurs des capacités respectives :

$$C_2 = 2 \epsilon_0 (\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}) \frac{K(k_2')}{K(k_2)} \quad (3.12)$$

$$C_4 = 2 \epsilon_0 (\epsilon_{r4} - \epsilon_{r3}) \frac{K(k_4')}{K(k_4)} \quad (3.13)$$

$$C_5 = 2 \epsilon_0 (\epsilon_{r5} - \epsilon_{r4}) \frac{K(k_5')}{K(k_5)} \quad (3.14)$$

où :

$$k_i = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right) \sqrt{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}} \quad (3.15a)$$

et

$$k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \quad \text{pour } i = 2, 4 \text{ ou } 5 \quad (3.15b)$$

Calcul de ϵ_{eff} , v_{ph} et Z_0 :

D'après les formules développées (3.6), (3.8), (3.10) et (3.12) à (3.14) qu'on remplace dans (3.1) :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_0 + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5}{C_0}$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{eff} = 1 + \frac{1}{2}(\epsilon_{r1} - 1) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k)} + \frac{1}{2}(\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k_2)} \\ + \frac{1}{2}(\epsilon_{r3} - 1) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k_3)} + \frac{1}{2}(\epsilon_{r4} - \epsilon_{r3}) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k_4)} + \frac{1}{2}(\epsilon_{r5} - \epsilon_{r4}) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k_5)} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Et en utilisant les relations (3.2) et (3.3), nous obtenons :

$$v_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (3.17)$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad \text{en } \Omega \quad (3.18)$$

avec $1/4c\epsilon_0 = 30 \pi$

Pour une structure CPW avec une seule couche, nous avons : $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = \epsilon_{r3} = \epsilon_{r4} = 1$,
l'équation (3.16) devient alors

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{1}{2}(\epsilon_{r5} - 1) \frac{K(k)K(k')}{K(k')K(k_5)} \quad (3.19)$$

Ce qui représente la formule donnée par Veyres et Hanna [2]. Et si le substrat est infiniment épais ($h_s \rightarrow \infty$), alors $k_5 = k$ et la constante diélectrique effective devient :

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{2}(\epsilon_{r5} + 1) \quad (3.20)$$

C'est la formule connue et utilisée par tous les auteurs.

Simplification :

Les formules obtenues sont données sous la forme d'intégrales elliptiques de première espèce. Ces valeurs sont difficiles à calculer même avec des outils informatiques. Cependant, les approximations de Hilberg [5] permettent de simplifier le rapport $K(k)/K(k')$:

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{2}{\pi} \ln \left(2 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \right) \quad \text{pour } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \quad (3.21a)$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{\pi}{2 \ln \left(2 \sqrt{\frac{1+k'}{1-k'}} \right)} \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \quad (3.21b)$$

3.2.2 Calcul des Pertes

L'atténuation est une autre caractéristique des guides CPW. Elle est fonction de la géométrie de la ligne, de ses propriétés électriques, du substrat utilisé, des conducteurs et de la fréquence d'opération. Les lignes coplanaires présentent trois types de pertes : diélectriques, ohmiques et les pertes de radiation. Dans notre étude, nous nous considérons que les deux premiers types, les pertes par radiation étant plus complexes à évaluer.

Les pertes peuvent être exprimées sous forme de coefficients par unité de longueur. Pour une onde qui se propage dans la direction positive, selon un mode quasi-TEM, la puissance engendrée est :

$$P^+(z) = 1/2 (V^+ e^{-\alpha z} \Gamma^+ e^{-\alpha z}) = |V^+|^2 e^{-2\alpha z} / 2Z_0$$

Ce qui donne le coefficient de pertes α :

$$\alpha = \frac{-dP(z)/dz}{2P(z)}$$

avec $\alpha = \alpha_d + \alpha_c$, α_d étant le facteur de pertes diélectriques et α_c celui des pertes ohmiques (dans les conducteurs).

Pertes diélectriques :

Ces pertes sont engendrées par la conductivité partielle des diélectriques utilisés. Pour une ligne de transmission uniformément remplie par un diélectrique (ϵ_r), le coefficient α_{du} est indépendant de la géométrie [6] :

$$\alpha_{du} = \frac{gZ_0}{2} = \frac{\omega}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}} \epsilon'' = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon'} \tan \delta \quad (3.22)$$

où g est la capacité en série par unité de longueur de la ligne, ϵ' la partie réelle et ϵ'' la partie imaginaire de la permittivité du diélectrique et ω la fréquence angulaire.

Dans le cas contraire, une autre variable est introduite : la tangente de perte " $\tan\delta$ " qui est donnée par :

$$\tan\delta = \sigma_c / \omega\epsilon$$

σ_c est lié à conductivité σ du diélectrique par : $\sigma_c = q\sigma + (1-q)\sigma_0$, q étant le facteur de remplissage du diélectrique :

$$q = \frac{\epsilon_{eff} - 1}{\epsilon_r - 1}$$

et $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$

Le coefficient de pertes est alors donné par [6] comme étant :

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu \epsilon_{eff}} \tan \delta \quad \text{Np / unité de longueur} \quad (3.23)$$

En introduisant la longueur d'onde dans l'espace libre λ_0 , plusieurs auteurs [6]-[8] ont obtenu :

$$\alpha_d = \frac{27,3}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon'} \tan \delta \quad \text{dB / unité de longueur} \quad (3.24)$$

Notons que $\omega = 2\pi f$ et $1 \text{ dB} = 8.686 \text{ Np}$

Ceci est valable pour un milieu homogène, ce qui n'est pas le cas pour notre structure à deux couches. Dans ce cas, les valeurs de σ et ϵ' du diélectrique sont remplacées par les valeurs effectives de la conductivité et de la constante diélectrique :

$$\alpha_d \approx \frac{27,3}{\lambda_0} \frac{\sigma_e}{\omega \epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{dB / unité de longueur} \quad (3.25)$$

où la conductivité effective est donnée par :

$$\sigma_e = q\sigma_2 + (1-q)\sigma_1$$

σ_1 et σ_2 sont les conductivités respectives des deux substrats et q le facteur de remplissage donné par :

$$\epsilon_{eff} = q\epsilon_{r2} + (1-q)\epsilon_{r1}$$

L'équation (3.25) devient alors :

$$\alpha_d \approx \frac{27,3}{\lambda_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\epsilon_{r1} \tan \delta_1 + (\epsilon_{r2} \tan \delta_2 - \epsilon_{r1} \tan \delta_1) \left(\frac{\epsilon_{r1} - \epsilon_{eff}}{\epsilon_{r1} - \epsilon_{r2}} \right) \right] \text{ dB / unité de longueur} \quad (3.26)$$

où $\tan \delta_1$ et $\tan \delta_2$ sont les tangentes de pertes des substrats 1 et 2 respectivement.

Pertes ohmiques :

La constante d'atténuation α_c due aux conducteurs est définie comme étant :

$$\alpha_c = \frac{P_c}{2P(z)} \quad \text{Np / unité de longueur}$$

où P_c représente la puissance dissipée dans les conducteurs et $P(z)$ la puissance transmise.

En introduisant la résistance de surface du métal R_s et l'impédance caractéristique Z_0 de la structure, nous pouvons obtenir la formule générale citée dans plusieurs références [9]- [11] :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{2 Z_0 I^2} \oint_{\gamma} |J|^2 dl \quad (3.27)$$

I représente le courant total circulant dans la ligne, J la densité de courant longitudinal de la ligne et γ la longueur totale du conducteur.

La solution de cette intégrale est compliquée, elle se fait par un "Conformal mapping" de la densité de courant dans le métal. Owyang et Wu [12] et Tuncer [13] ont donné une expression de α_c qui a été corrigée par Ghione [10]. Sa formule assume que l'épaisseur t des conducteurs et négligeable devant les dimensions du CPW : $t \ll a$ et $t \ll (b-a)$. Ce qui est largement respecté en fabrication.

$$\alpha_c = \frac{8.686 R_s \sqrt{\epsilon_{eff}}}{480 \pi K(k_1) K'(k_1) (1 - k_1^2)} \left\{ \frac{1}{a} \left[\pi + \ln \left(\frac{8 \pi a (1 - k_1)}{t (1 + k_1)} \right) \right] + \frac{1}{b} \left[\pi + \ln \left(\frac{8 \pi b (1 - k_1)}{t (1 + k_1)} \right) \right] \right\} \quad (3.28)$$

Le facteur d'atténuation α_c est donné en dB / unité de longueur.

Cette formule est valide pour les structures CPW symétriques, avec un diélectrique d'épaisseur finie ou infinie ainsi que pour les structures CPW multicouches.

D'autre part, les séries $K(k)$ utilisées sont données par les tables des fonctions complexes [14] :

Pour $0 \leq k \leq 0,707$

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 + 2 \frac{k^2}{8} + 9 \left(\frac{k^2}{8} \right)^2 + 50 \left(\frac{k^2}{8} \right)^3 + 306,25 \left(\frac{k^2}{8} \right)^4 + \dots \right\} \quad (3.29a)$$

et pour $0,707 \leq k \leq 1$

$$K(k) = p + (p - 1) \left(\frac{k^2}{4} \right) + 9(p - 7/6) \left(\frac{k^4}{64} \right) + 25(p - 37/30) \left(\frac{k^6}{256} \right) + \dots \quad (3.29b)$$

avec

$$p = \ln(4/k')$$

3.2.3 Validation du modèle

D'autres auteurs ont utilisé le modèle quasi-statique pour caractériser les lignes de transmission. Nous utilisons les relations développées dans cette étude pour comparer les résultats et vérifier la validité de notre modèle théorique proposé.

Erlin Chen et Stephen Chou [1] ont publié des résultats de calcul de la permittivité effective et de la vitesse de phase pour une ligne CPW à 3 couches. Il s'agit d'une structure à deux couches diélectriques supérieures (Silica de constante diélectrique relative 3,78 et LiTaO₃ de constante diélectrique relative 43) et une couche diélectrique

inférieure constituée de Si avec $\epsilon_r = 11,8$. Le tableau 3.1 résume les résultats publiés dans l'étude en comparaison avec ceux obtenus par notre modèle. Nous pouvons vérifier que les résultats sont assez comparables.

Tableau 3.1 : Paramètres d'une ligne CPW à 3 couches

	Étude [1]	Modèle proposé
$a = W/2 (\mu m)$	6,75	
$B = W/2 + S (\mu m)$	17,25	
$c = W/2 + S + W_0 (\mu m)$	117,25	
ϵ_{r1}	3,78	
ϵ_{r2}	43	
ϵ_{r3}	11,8	
$h_1 (mm)$	3,7	
$h_2 (\mu m)$	24	
$h_3 (nm)$	550	
ϵ_{eff}	24,66	24,438
$v_{ph} (x10^{10} cm/s)$	0,604	0,606

À noter que W représente la largeur du conducteur central, W_0 celle des plans de masse et S la distance séparant le conducteur central de ces plans.

Une autre étude a été publiée par Ghione et Naldi [4] concernant la caractérisation d'une ligne CPW avec une seule couche et l'effet des plans de masse finis. Cette étude donne des courbes de variation de la permittivité effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 en fonction de deux dimensions : a/b et b/c . Nous avons repris le même concept pour obtenir des contours de ϵ_{eff} et Z_0 similaires aux résultats de cette publication.

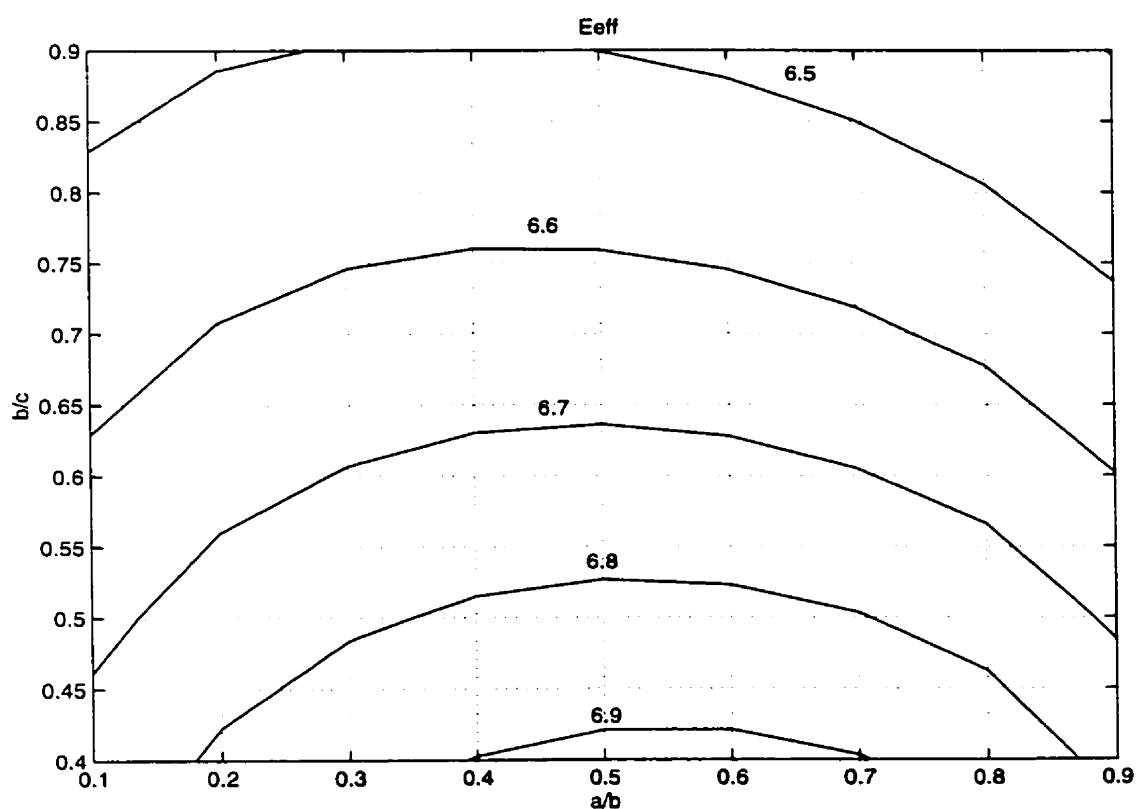


Figure 3.5 :Contours de ϵ_{eff} d'une ligne CPW avec plans de masse finis en fonction des rapports a/b et b/c ($h/b=1$ et $\epsilon_r=13$)

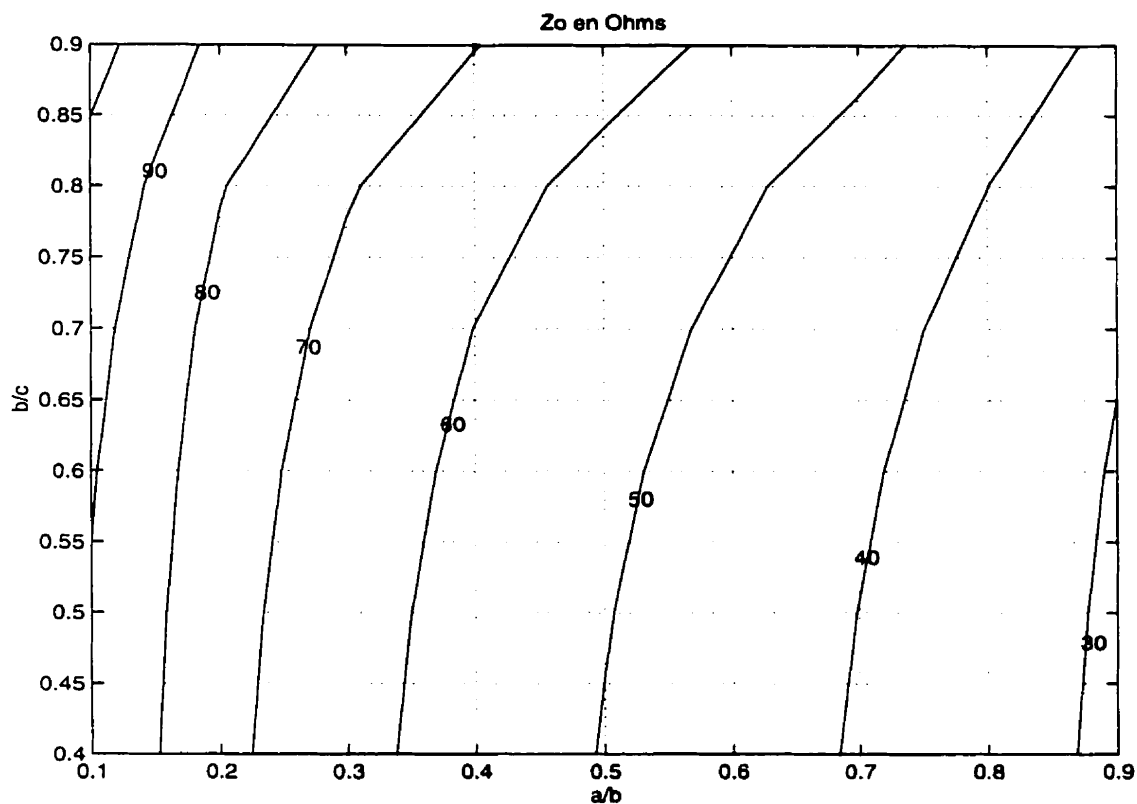


Figure 3.6 : Contours de Z_0 d'une ligne CPW avec plans de masse finis en fonction des rapports a/b et b/c ($h/b=1$ et $\epsilon_r=13$)

Ces courbes permettent de choisir les dimensions de la ligne CPW pour avoir les paramètres désirés. La variation de l'impédance caractéristique est très importante et dépend considérablement des dimensions a et b . Nous pouvons aussi remarquer qu'on peut obtenir des lignes à haute impédance sans trop réduire la largeur du conducteur central.

3.3 Simulation et étude paramétrique

Le modèle quasi-statique nous a permis d'obtenir les formules analytiques des différents paramètres de la structure CPW utilisée. La constante diélectrique effective ϵ_{eff} et l'impédance caractéristique Z_0 qui sont supposées indépendantes de la fréquence, dépendent des dimensions de la ligne, tandis que les pertes varient aussi avec la fréquence d'opération. Les dimensions considérées sont : la largeur du conducteur central W , la distance S entre ce conducteur et les plans de masse ainsi que l'épaisseur h de la couche BST. Donc, une étude paramétrique de la structure est essentielle avant la fabrication des circuits. Elle nous permettra d'optimiser les dimensions de la ligne afin d'obtenir les meilleurs résultats.

Afin de simuler ces différentes variations, nous avons conçu un programme Matlab englobant toutes les expressions obtenues. Ce programme est présenté en annexe.

3.3.1 Constante diélectrique effective et impédance caractéristique

La figure ci-dessous montre la variation de la constante diélectrique effective ϵ_{eff} et de l'impédance caractéristique en fonction des dimensions de la ligne.

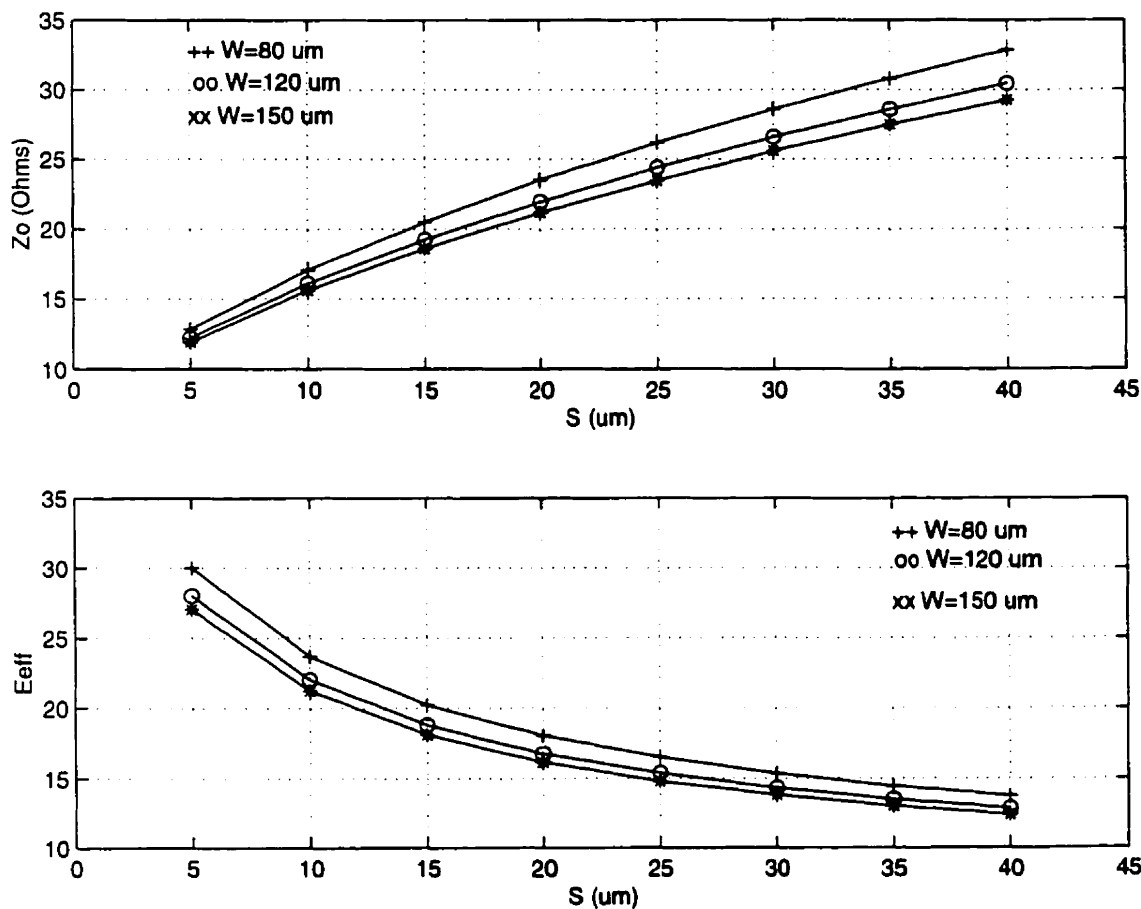


Figure 3.7 : a) Variation de Z_0 en fonction de S pour différentes valeurs de W
 b) Variation de ϵ_{eff} en fonction de S pour différentes valeurs de W

La variation de la distance S entraîne un changement de la capacité de la ligne qui est proportionnelle à la valeur de ϵ_{eff} (voir équation (3.1)). Donc, une augmentation de la distance S engendre une diminution de la capacité C de la ligne. Par suite, la valeur de ϵ_{eff} diminue aussi. D'autre part, comme l'impédance caractéristique Z_0 est inversement reliée à C (équation (3.2)), sa valeur augmente. Nous remarquons aussi que

plus le conducteur central est large, plus les valeurs de ϵ_{eff} et Z_0 sont petites. Les valeurs de Z_0 obtenues varient entre 12 et 33 Ω , ce qui les éloigne de la valeur standard de 50 Ω . Pour se rapprocher de cette valeur, il faudra donc augmenter l'espacement entre la ligne centrale et les plans de masse. Toutefois, pour des contraintes futures, nous devons limiter cet espacement pour diminuer la tension de polarisation. Des études antérieures ont montré que le BST demande une tension de polarisation assez élevée. Il s'agit donc d'un compromis à faire pour prendre cette donnée en considération. De toute façon, il y a toujours moyen d'adapter l'impédance obtenue au système 50 Ω .

Les courbes de variation ont été obtenues pour une épaisseur de BST de 3 μm sur une couche d'alumine de 254 μm . Les permittivités relatives des diélectriques sont 150 pour le BST et 9,9 pour l'alumine. La largeur des plans de masse est de 300 μm et l'épaisseur du métal est de 1 μm .

3.3.2 Pertes dans la ligne

En ce qui concerne les pertes, l'étude a porté sur les dimensions de la ligne ainsi que la fréquence d'opération. À noter que l'épaisseur h de la couche BST devient un paramètre important puisque le matériau est reconnu pour avoir des pertes. La figure 3.8 montre que le facteur d'atténuation $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ augmente avec l'épaisseur, mais aussi avec la fréquence d'opération. Nous obtenons des valeurs de pertes assez élevées

(jusqu'à 6,8 dB/cm à 30 GHz). Le circuit utilisé est le même que pour les premières simulations avec des valeurs fixes de S et W , soit $10\ \mu\text{m}$ et $80\ \mu\text{m}$ respectivement.

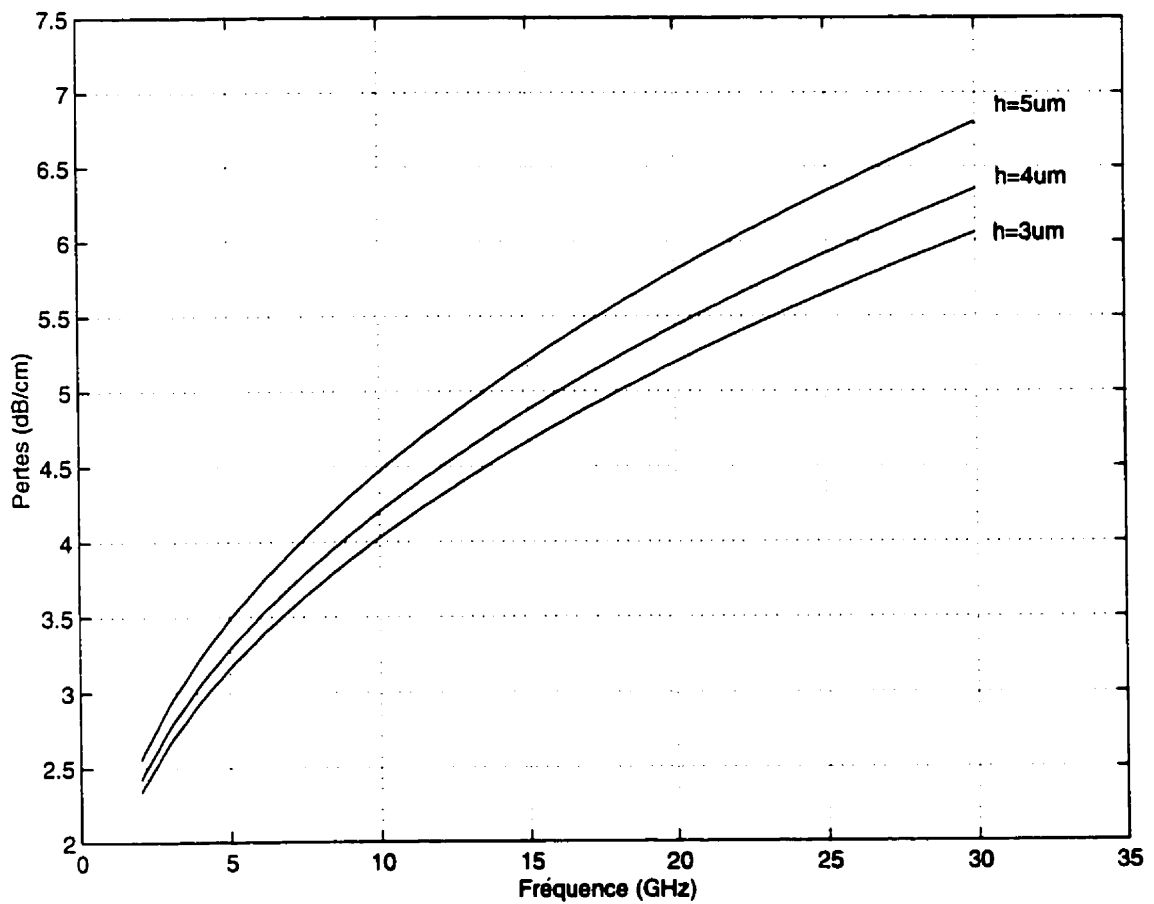


Figure 3.8: Facteur d'atténuation α en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de h

D'autre part, comme le calcul du coefficient de pertes est relié à la valeur de ϵ_{eff} , les variations de S et W sont aussi importantes. Comme l'indiquent les figures 3.9 et 3.10, les pertes augmentent considérablement lorsque l'espacement S entre les lignes conductrices diminue. La valeur de α augmente d'à peu près 3,5 dB/cm lorsque l'espacement passe de 10 à 5 μm . Cependant, la largeur W de la ligne centrale a une influence moindre sur le facteur d'atténuation : une augmentation de 1,2 dB/cm quand W diminue de 200 à 80 μm . Les résultats sont obtenus pour une épaisseur BST de 3 μm .

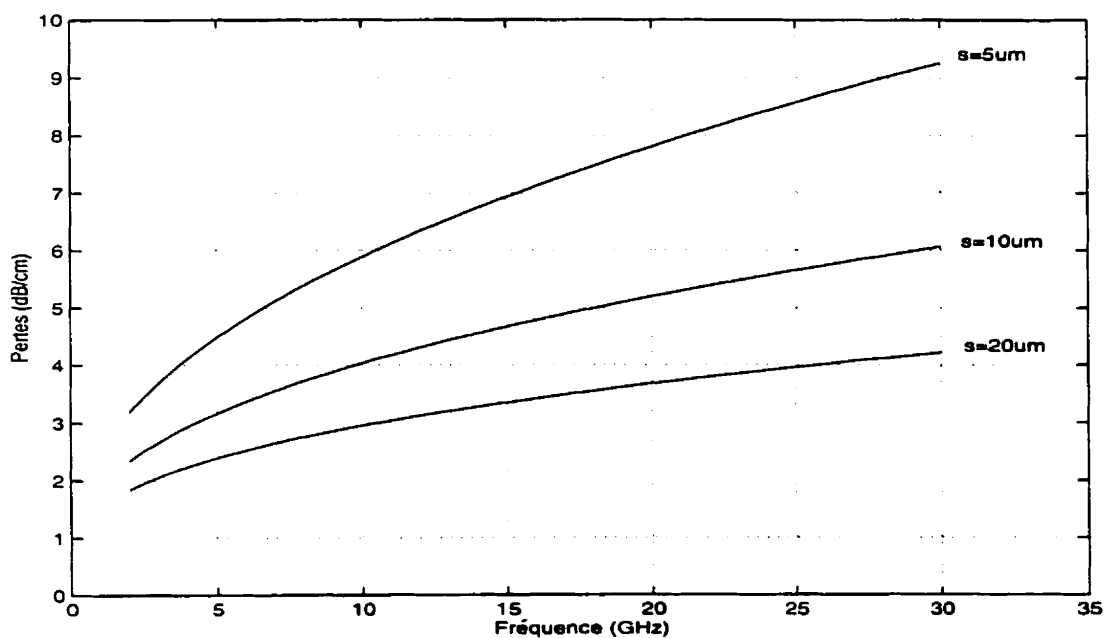


Figure 3.9 : Coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de S
 $\epsilon_r(\text{BST}) = 150$; $h = 3\ \mu\text{m}$ et $W = 80\ \mu\text{m}$

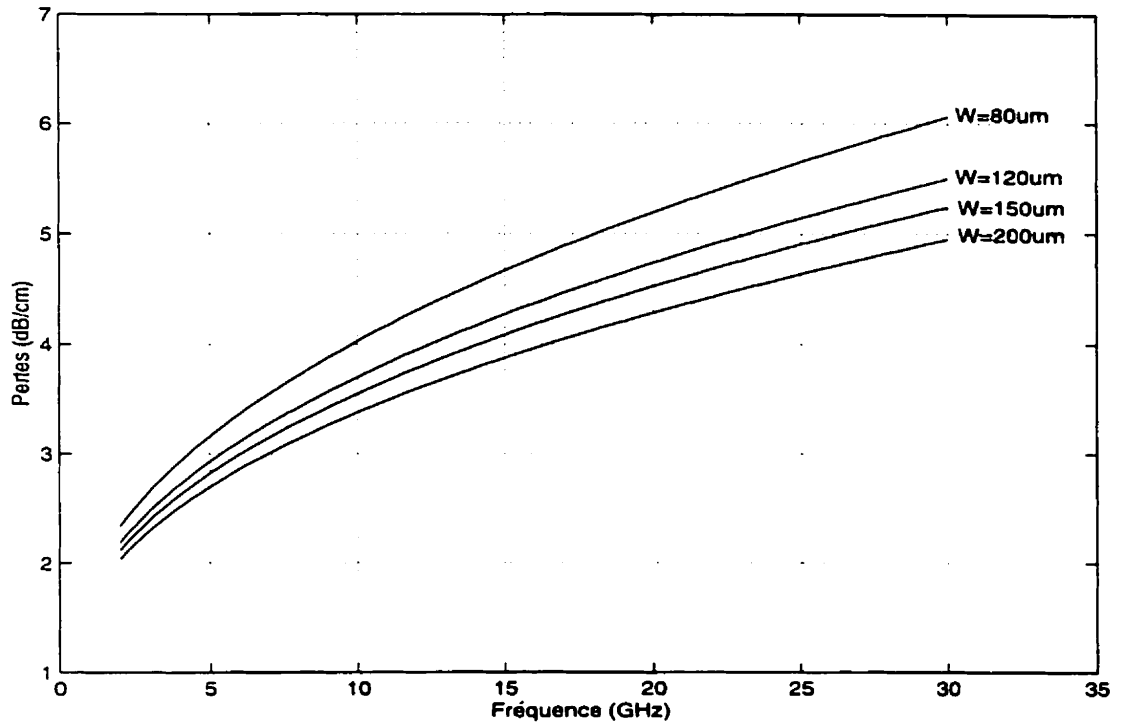


Figure 3.10 : Coefficient d'atténuation en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de W
 $\epsilon_r(\text{BST}) = 150$; $h = 3 \mu\text{m}$ et $S = 10 \mu\text{m}$

CHAPITRE IV

TECHNIQUES DE MESURE ET D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DE LA LIGNE CPW

4.1 Introduction

Comme nous l'avons déjà signalé, le but de cette recherche est d'obtenir les caractéristiques électriques des structures CPW utilisant le BST comme substrat. L'étude théorique nous a permis la conception de modèles pour la fabrication. Une fois les circuits fabriqués, les mesures permettent d'avoir les paramètres S , desquels il faut extraire l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, sa permittivité effective ϵ_{eff} , le facteur d'atténuation α et la constante diélectrique relative du substrat $\epsilon_r(BST)$.

Plusieurs techniques pour ce type de mesures ont été décrites dans la littérature [11], [15]-[20]. Les méthodes utilisées incorporent le diélectrique dans une structure résonante; la permittivité effective et l'atténuation sont calculées à partir des mesures faites à la fréquence de résonance. La constante diélectrique relative du BST et la

vitesse de phase sont ensuite déduites à l'aide des formules (3.16) et (3.17) développées et intégrées dans le programme Matlab. Pour obtenir l'impédance caractéristique, nous utilisons une transformation de la matrice S des éléments mesurés.

4.2 Utilisation d'un résonateur CPW linéaire

Afin de déduire les paramètres du circuit, nous considérons un résonateur linéaire à demi-longueur d'onde, en structure coplanaire. Cette technique a été préférée à celle des résonateurs en anneaux à cause de sa simplicité. Les résonateurs en anneaux augmentent aussi les pertes par radiation.

Le résonateur linéaire est constitué d'une couche de BST déposée sur alumine, les conducteurs sont disposés de la façon suivante :

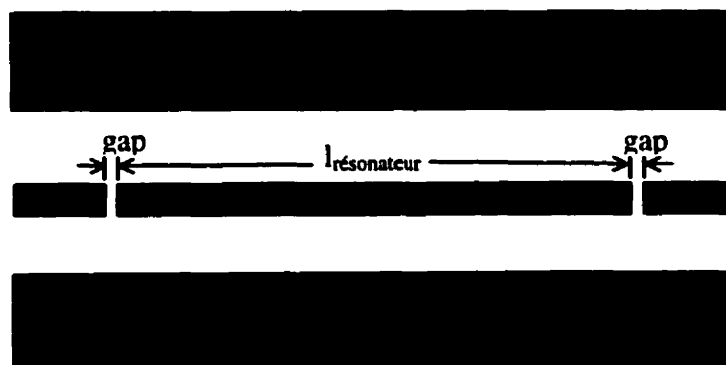


Figure 4.1 : Vue de dessus du résonateur CPW

4.2.1 Mesure expérimentale de ϵ_{eff}

Comme nous l'avons déjà mentionné, la valeur de la constante diélectrique effective de la ligne peut être déduite des mesures à la fréquence résonante. En effet, d'après l'équation (3.2) :

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{v_{ph}} \right)^2$$

Or, la vitesse de phase est liée à la longueur d'onde guidée et à la fréquence par la relation :

$$v_{ph} = f \lambda_g$$

Donc:

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{c}{f \lambda_g} \right)^2$$

La longueur du résonateur est choisie comme étant un multiple de la demi-longueur d'onde guidée :

$$l_r = n \lambda_g / 2 \quad \text{pour } n = 1, 2, 3, \dots$$

Donc :

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{nc}{2f n l_r} \right)^2 \quad (4.1)$$

Donc, si la longueur du résonateur, la fréquence de résonance f_0 et l'ordre n de la résonance sont connus, il est facile de calculer ϵ_{eff} .

4.2.2 Extraction du facteur de pertes

La méthode utilisée pour déterminer le facteur des pertes est le calcul du facteur de qualité sans charge Q_0 pour une ligne résonante. Donc, nous utilisons la même structure pour extraire ϵ_{eff} et α_{pertes} . En effet, pour une ligne CPW, il est possible de trouver une expression qui lie la constante d'atténuation et le facteur de qualité sans charge Q_0 .

L'énergie U emmagasinée dans un résonateur CPW à demi-longueur d'onde $\lambda_g/2$, avec une distribution de tension $V \sin \beta_g z$ est donnée par :

$$U = \frac{V^2}{8Z_0 f_0}$$

En négligeant les pertes de radiation, la puissance moyenne W dissipée est due aux pertes diélectriques et ohmiques :

$$W = \frac{1}{4} \frac{V^2}{Z_0} \lambda_g \alpha$$

Le facteur de qualité sans charge est donné par :

$$Q_0 = \frac{\omega U}{W} = \frac{2\pi f_0 U}{W} = \frac{\pi}{\lambda_g \alpha} \quad (4.2)$$

f_0 étant la fréquence de résonance.

D'autre part, le calcul du facteur de qualité sans charge Q_0 se fait à partir du facteur avec charge Q_l défini comme étant :

$$Q_l = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (4.3)$$

Les fréquences f_1 et f_2 déterminent la largeur de bande et sont données par la réponse à la fréquence de résonance.

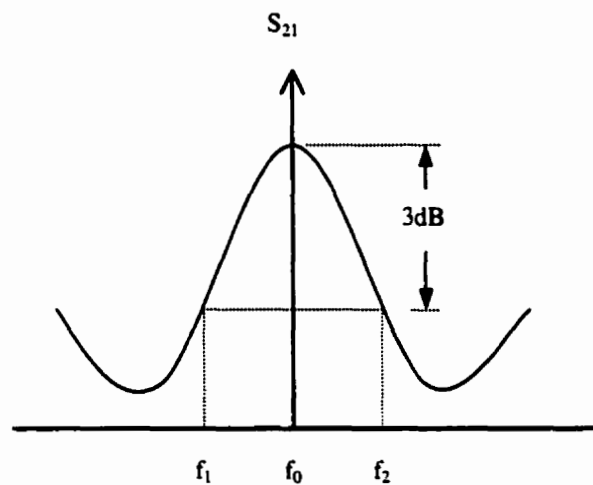


Figure 4.2 : Réponse à la fréquence de résonance

Or, d'après [20] :

$$Q_0 = \frac{Q_l}{1 - 10^{-L/20}} \quad (4.4)$$

nous obtenons d'après (4.2) et (4.4) :

$$\alpha = \frac{(1 - 10^{-L/20})\pi}{Q_l \lambda_g} \quad (\text{Np / unité de longueur})$$

où $L(\text{dB}) = -20 \log |S_{21}(f_0)|$ représente la perte d'insertion;

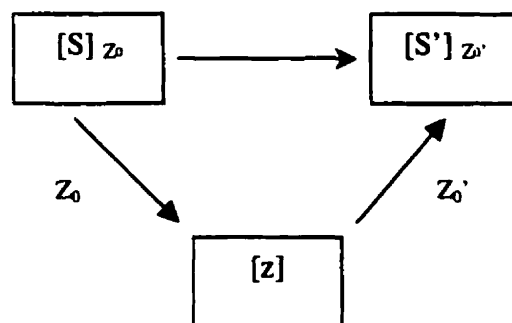
et $\lambda_g = c / f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$ représente la longueur d'onde guidée à la fréquence de résonance f_0 .

La formule plus détaillée en dB/m (1dB = 8.686 Np) est donnée alors par :

$$\alpha = \frac{8,686 \pi f_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} (1 - 10^{-L/20})}{c Q_l} \quad (\text{dB/m}) \quad (4.5)$$

4.2.3 Extraction de Z_0

Pour extraire l'impédance caractéristique de la structure, nous utilisons des transformations des matrices $[S]$ et $[z]$. Il s'agit de trouver les paramètres S' dans un système à impédance caractéristique Z_0' à partir des paramètres S mesurés dans un système Z_0 . Pour ceci, nous utilisons la matrice $[z]$ qui est indépendante de l'impédance caractéristique :



Pour déterminer la relation entre les matrices $[S]$ et $[z]$, nous revenons aux définitions paramètres z et S d'un circuit à deux ports. Nous avons :

$$[V] = [z] [I] \quad (4.6)$$

où

$$[V] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

et

$$[z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$$

En introduisant les ondes incidentes et réfléchies, l'équation (4.6) devient :

$$[V^*] + [V] = [z] ([I^*] - [I])$$

Or

$$[V^*] = Z_0 [I^*] \quad \text{et} \quad [V] = Z_0 [I]$$

Donc

$$([z] + [Z_0]) [I] = ([z] - [Z_0]) [I^*]$$

avec Z_0 supposé réel et :

$$[Z_0] = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 \\ 0 & Z_0 \end{bmatrix}$$

D'autre part, la matrice $[S]$ est définie comme suit :

$$[S] = \frac{[V^-]}{[V^+]} = -\frac{[I^-]}{[I^+]} = ([z] - [Z_0])([z] + [Z_0])^{-1} \quad (4.7)$$

nous obtenons aussi :

$$[z] = [Z_0]([E] - [S])^{-1}([E] + [S]) \quad (4.8)$$

La matrice $[E]$ représente la matrice identité :

$$[E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans notre cas, la nouvelle matrice $[S']$ peut s'écrire alors :

$$[S'] = ([z] - [Z_0'])([z] + [Z_0'])^{-1} = ([z] - Z_0'[E])([z] + Z_0'[E])^{-1}$$

En introduisant l'équation (4.8), nous obtenons :

$$[S'] = \{Z_0'([E] - [S])^{-1}([E] + [S]) - Z_0'[E]\} \{Z_0'([E] - [S])^{-1}([E] + [S]) + Z_0'[E]\}^{-1}$$

Notons la relation matricielle suivante : $(AB)^{-1} = B^{-1}A^{-1}$

Donc :

$$\begin{aligned} [S'] &= ([E] - [S])^{-1} \{Z_0'([E] + [S]) - Z_0'[E]\} \{Z_0'([E] + [S]) + Z_0'[E]\}^{-1} ([E] - [S]) \\ &= ([E] - [S])^{-1} \{(Z_0 - Z_0')[E] + (Z_0 + Z_0')[S]\} \{(Z_0 + Z_0')[E] + (Z_0 - Z_0')[S]\}^{-1} ([E] - [S]) \end{aligned}$$

En prenant $(Z_0 + Z_0')$ comme facteur commun, nous obtenons :

$$[S'] = ([E] - [S])^{-1} (Z_0 + Z_0') \left\{ \frac{(Z_0 - Z_0')}{(Z_0 + Z_0')} [E] + [S] \right\}$$

$$(Z_0 + Z_0')^{-1} \left\{ [E] + \frac{(Z_0 - Z_0')}{(Z_0 + Z_0')} [S] \right\}^{-1} ([E] - [S])$$

Définissons maintenant le coefficient : $R = \frac{Z_0' - Z_0}{Z_0' + Z_0}$ (4.9)

$[S']$ peut s'écrire donc :

$$[S'] = ([E] - [S])^{-l} ([S] - R[E]) ([E] - R[S])^{-l} ([E] - [S])$$

Enfin :

$$[S'] = ([S] - R[E]) ([E] - R[S])^{-l} \quad (4.10)$$

D'autre part, la matrice $[S']$ représente les paramètres S de la ligne de transmission d'impédance Z_0' . Elle peut s'écrire donc sous la forme :

$$[S'] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

où l est la longueur de la ligne de transmission et $\gamma = \alpha + j\beta$ est la constante de propagation complexe.

Nous développons ensuite les matrices $([S] - R[E])$ et $([E] - R[S])^{-l}$

$$[S] - R[E] = \begin{bmatrix} S_{11} - R & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} - R \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \text{et } ([E] - R[S])^{-1} &= \begin{bmatrix} 1 - RS_{11} & -RS_{12} \\ -RS_{21} & 1 - RS_{22} \end{bmatrix}^{-1} \\ &= \frac{1}{(1 - RS_{11})(1 - RS_{22}) - R^2 S_{12}S_{21}} \begin{bmatrix} 1 - RS_{22} & RS_{12} \\ RS_{21} & 1 - RS_{11} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Donc :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 & e^{-\lambda} \\ e^{-\lambda} & 0 \end{bmatrix} &= \frac{1}{(1 - RS_{11})(1 - RS_{22}) - R^2 S_{12}S_{21}} \begin{bmatrix} 1 - RS_{22} & RS_{12} \\ RS_{21} & 1 - RS_{11} \end{bmatrix} \\ &\quad * \begin{bmatrix} S_{11} - R & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} - R \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.11)$$

La comparaison des termes diagonaux nous donne alors les deux équations :

$$(S_{11} - R)(1 - RS_{22}) + RS_{12}S_{21} = 0 \quad (4.12)$$

$$(S_{22} - R)(1 - RS_{11}) + RS_{12}S_{21} = 0 \quad (4.13)$$

La ligne étant symétrique, nous avons : $S_{11} = S_{22}$ et $S_{21} = S_{12}$. Nous obtenons alors :

$$S_{11}R^2 + (S_{12}^2 - S_{11}^2 - 1)R + S_{11} = 0$$

Ou encore:

$$R^2 + \frac{(S_{12}^2 - S_{11}^2 - 1)}{S_{22}} R + 1 = 0 \quad (4.14)$$

Comme les paramètres S sont complexes, la solution de l'équation (4.14) ne peut être obtenue qu'à l'aide d'un outil informatique. Nous avons conçu donc un programme Matlab qui donne la solution de ce type d'équations non linéaires avec coefficients complexes. Ce programme est présenté en annexe.

Donc, une fois la valeur de R calculée, nous pouvons déterminer l'impédance caractéristique Z_0' en utilisant l'équation (4.9).

4.3 Procédé de Mesures

Les mesures ont été effectuées au laboratoire Poly-Grames à l'aide d'un analyseur de réseaux de marque Hewlett Packard et de numéro de modèle 8510C. Cet appareil couvre la marge de fréquence de 45 MHz à 50 GHz. Les câbles de connexion utilisés limitent toutefois la fréquence maximale à 40 GHz.

L'analyseur de réseaux est lié à une station de prise de mesures "Probe Station" qui est constituée de sondes, d'un système de micro-positionnement, et d'une caméra microscopique. Le système est aussi muni d'un écran pour visualiser les étapes de mesure.

Les sondes utilisées sont de type 40A-GSG-168-P de la compagnie Picoprobe. Elles sont destinées aux mesures effectuées sur des guides d'ondes coplanaires. Chaque sonde est liée à un port de l'analyseur de réseaux et placée à une extrémité de la ligne. Elle contient trois doigts qui se placent sur les trois conducteurs de la ligne (le

conducteur central et les deux plans de masse). La distance entre deux doigts est de 168 μm , ce qui correspond aux dimensions choisies pour nos circuits.

L'étalonnage se fait pour tout le dispositif de mesures à l'aide de la trousse fournie avec les sondes. Il s'agit de circuits coplanaires représentant des courts-circuits, des circuits ouverts et des lignes de différentes longueurs. Nous avons choisi une technique OSL " Open Short Line" qui compile les mesures effectuées sur un circuit ouvert, un court circuit et une ligne de transmission pour étalonner le système.

Les résultats des mesures sont présentés au chapitre V.

CHAPITRE V

RÉSULTATS ET DISCUSSION

5.1 Introduction

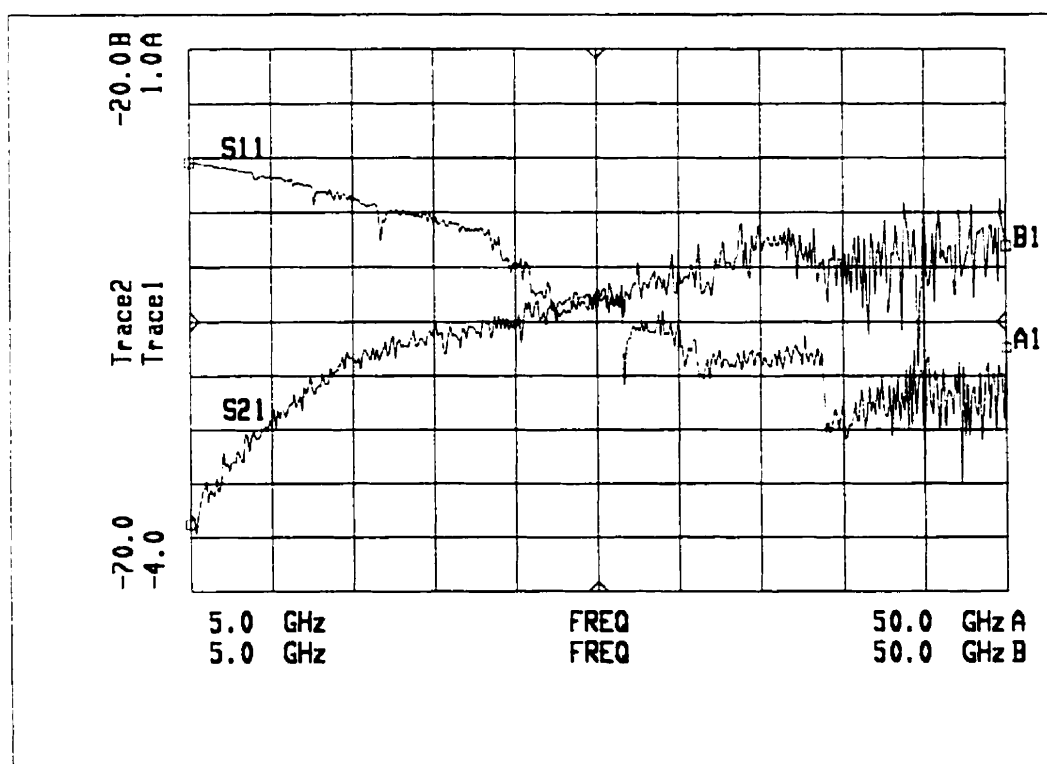
Plusieurs mesures ont été effectuées sur différents échantillons. Ce chapitre présente les résultats obtenus et une comparaison avec les valeurs théoriques. Les premiers circuits ont été fabriqués à l'INRS et les autres à Poly-Grames. Nous analysons les deux cas.

5.2 Premiers circuits

Les premiers masques ont été conçus à partir de l'étude théorique et des contraintes futures. Il fallait fabriquer des circuits de petites dimensions pour pouvoir appliquer une tension de polarisation raisonnable. Les dépôts de BST ont été faits avec la technique Sol-Gel sur des couches de MgO ou d'alumine. La largeur W des conducteurs centraux était de $80\ \mu\text{m}$ et celle des plans de masse de $300\ \mu\text{m}$. Pour les résonateurs, les valeurs des gaps ont été tirées de la littérature : plusieurs valeurs ont été considérées, soit $3\ \mu\text{m}$, $5\ \mu\text{m}$, $7\ \mu\text{m}$ et $10\ \mu\text{m}$.

Les dépôts de métal ont été réalisés par gravure chimique en considérant des couches d'iridium dont l'épaisseur variait entre 2 et 3 nm.

Les mesures effectuées sur ces échantillons n'ont pas donné de résonance et ont montré que la majorité du signal est réfléchi. La figure 5.1 montre la réponse fréquentielle d'un résonateur de longueur 3000 μm avec un gap de 7 μm .

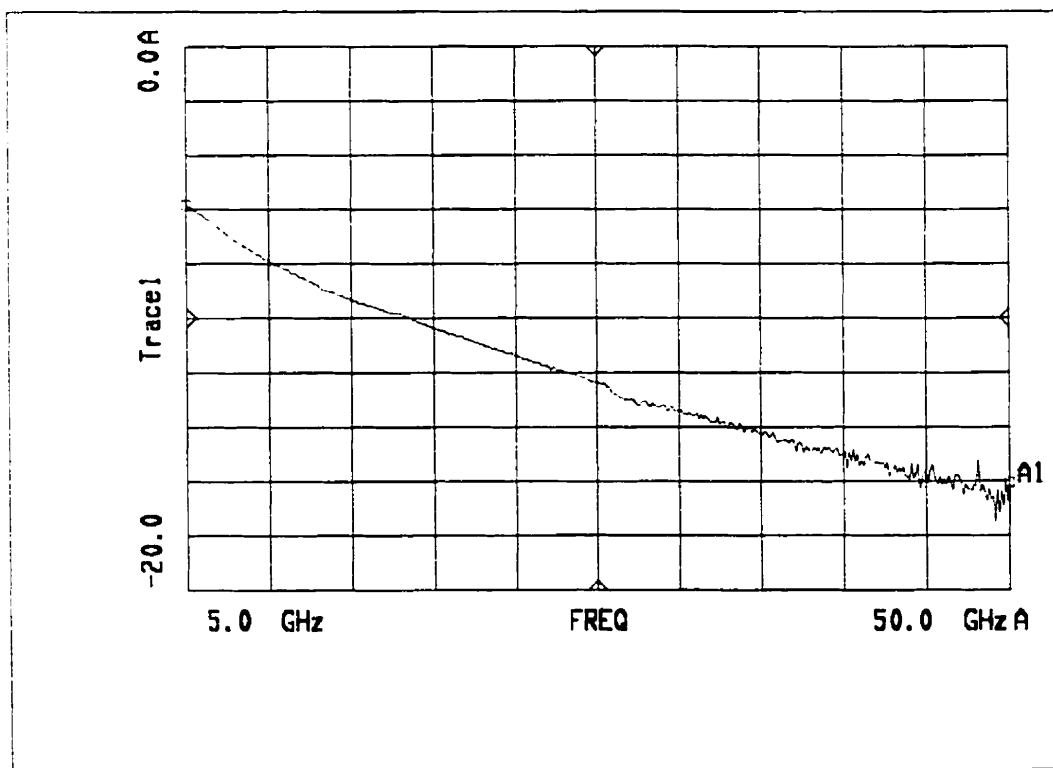


Trace1=dB(S[1,1])

Trace2=dB(S[2,1])

Figure 5.1 : Paramètres S_{11} et S_{21} du résonateur

Les résultats ont été obtenus pour une large bande de fréquence (5 à 50 GHz) pour vérifier la présence possible d'une résonance. Nous remarquons que la perte d'insertion représentée par le paramètre S_{21} est très élevée (une moyenne de -40 dB) et que la réflexion au port 1 est quasi-totale. Pour vérifier ces résultats nous avons mesuré le coefficient de transmission d'une simple ligne CPW possédant les mêmes dimensions.



Trace1=dB(S[2,1])

Figure 5.2 : Coefficient de transmission pour une ligne CPW

La ligne, de longueur 3 mm, présente des pertes d'insertion variant de 6 à 18 dB, donc une atténuation de 2 à 6 dB/mm. Pour des valeurs similaires, il est impossible d'avoir des pics de résonance. Deux raisons peuvent expliquer ce niveau élevé d'atténuation :

- La valeur relativement petite de l'impédance caractéristique Z_0 qui fait en sorte que la majorité du signal est réfléchi. En effet, les simulations théoriques donnent des valeurs de 12 à 16,5 Ω (figure 3.5) qui sont largement inférieures au standard 50 Ω des appareils de mesure.
- La structure et la couche de BST utilisée engendrent un coefficient d'atténuation très élevé.

5.2 Circuits fabriqués à Poly-Grames

Pour remédier à ce problème, nous avons décidé de modifier la structure utilisée afin d'augmenter la valeur de l'impédance caractéristique. D'autre part, nous avons opté pour le procédé de fabrication de Poly-Grames qui nous est plus familier et plus optimal. Des restrictions sur les dimensions s'imposent toutefois : Les espaces et les gaps entre les conducteurs doivent respecter un minimum de 20 μm .

Les dépôts de BST sur alumine se faisaient donc à l'INRS et la fabrication des circuits à Poly-Grames. Les premiers échantillons utilisaient des couches de BST d'épaisseurs 150 à 200 nm déposées sur 254 μm (1 mil) d'alumine. Les dimensions des couches métalliques sont résumées dans le tableau ci-dessous :

Tableau 5.1 : Dimensions considérées pour la fabrication

Paramètres	W	S	gap	W₀
Valeurs considérées (μm)	100 105	20 25 50,8	20 25	700 3000

Rappelons que W représente l'épaisseur du conducteur central, W_0 celle des plans de masse et S la distance entre les conducteurs. Les gaps sont reliés aux résonateurs $\lambda/2$ dont la longueur retenue varie entre 3,5 et 10 mm.

Plusieurs circuits ont été donc fabriqués en utilisant différentes dimensions afin de pouvoir comparer les résultats. La technique de gravure permet d'avoir des couches conductrices en or, épaisses de 1 μm . Le procédé nécessite cependant l'utilisation d'une couche de titane pour l'adhésion de l'or qui attaque le BST. Ce dernier contient du titanate qui réagit probablement avec la couche adhésive.

Les résultats obtenus étaient comme même encourageants puisque plusieurs résonances ont été observées. Les figures ci-dessous montrent les réponses fréquentielles de plusieurs résonateurs.

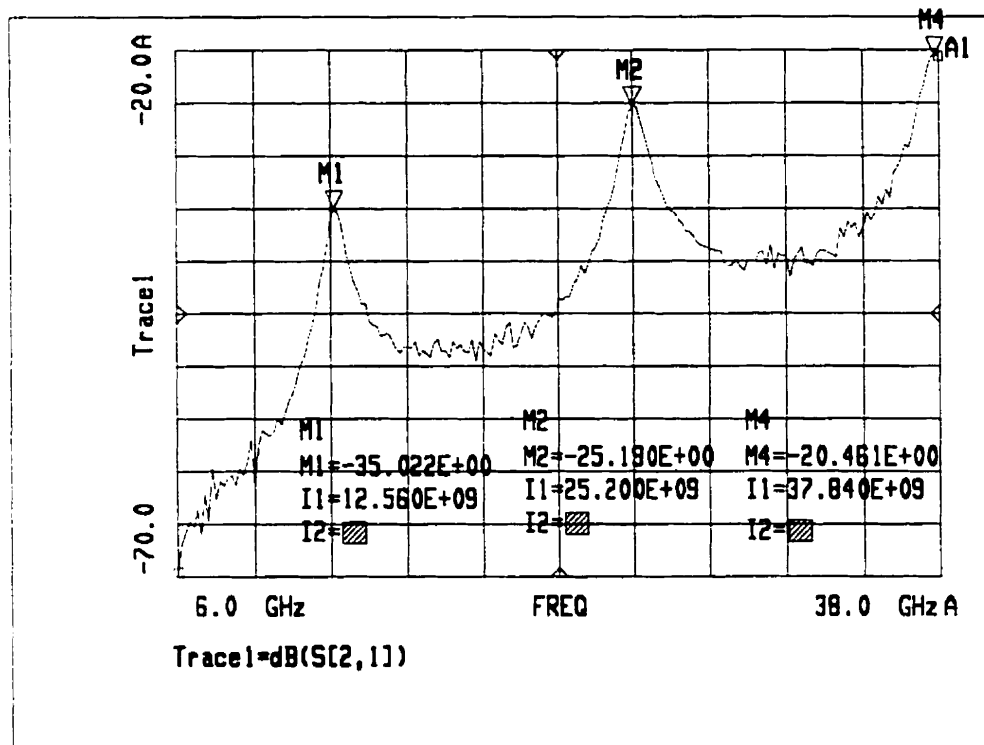


Figure 5.3 : Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L=5,2$ mm; $S=40\mu\text{m}$; $W=100\mu\text{m}$; $W_0=700\mu\text{m}$ et $\text{gap}=20\mu\text{m}$

La courbe représentant le coefficient de transmission S_{21} montre bien la présence de trois résonances à trois fréquences multiples. Les valeurs réduites de S_{21} (entre -20 et -35 dB) sont dues au faible couplage obtenu. En effet, le procédé de fabrication nous limite à un minimum de $20\mu\text{m}$ pour les gaps, ce qui rend le couplage entre les deux extrémités assez faible. Les pertes par radiation deviennent alors importantes. Cependant, le calcul de ϵ_{eff} ne dépend que de l'emplacement de la résonance dans l'intervalle de fréquence.

Pour extraire la permittivité de la ligne de cette courbe résonante, nous utilisons la formule (4.1). Les résultats sont résumés dans le tableau 5.2.

Tableau 5.2 : Calcul de ϵ_{eff}

Ordre de résonance n	Fréquence de résonance f_0	Permittivité ϵ_{eff}
1	12,56 GHz	5,27
2	25,2 GHz	5,24
3	37,84GHz	5,23

Nous obtenons donc des valeurs presque constantes de la constante diélectrique effective de la ligne. Les petites différences sont dues au fait que les pics ne se présentent pas à des multiples exacts de la première résonance. Cependant, les valeurs obtenues sont très faibles et se rapprochent plus de la permittivité effective d'une structure CPW avec une seule couche d'alumine ($\epsilon_{eff} = 5,4$). C'est ce qui confirme la destruction de la couche BST par le titane.

D'autre part, en modifiant les dimensions des résonateurs (longueur L et espacement S entre les conducteurs), nous modifions la fréquence de résonance. Les figures 5.4 et 5.5 montrent les résultats obtenus pour deux autres résonateurs.

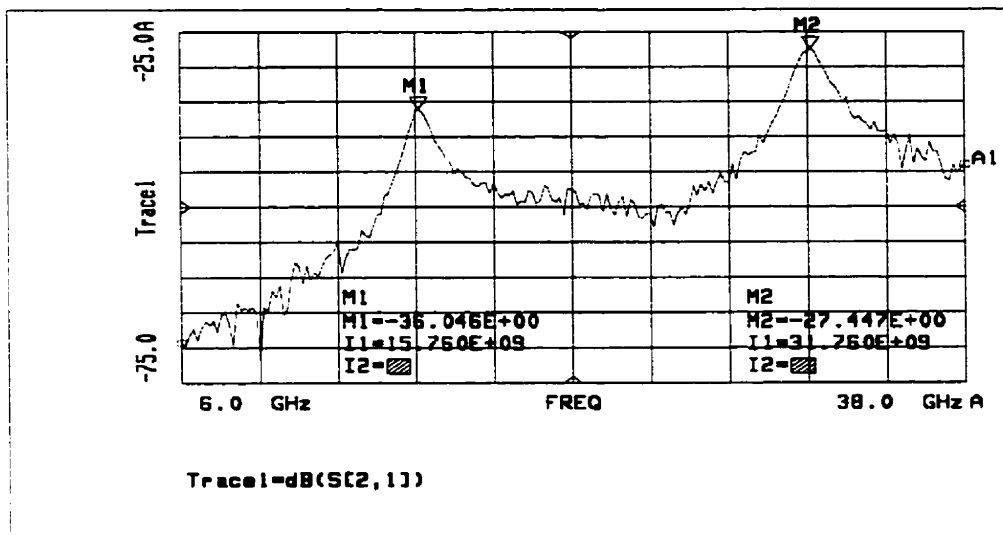


Figure 5.4 : Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L=4,2$ mm; $S=20\mu\text{m}$; $W=100\mu\text{m}$;
 $W_0=700\mu\text{m}$ et $\text{gap}=20\mu\text{m}$

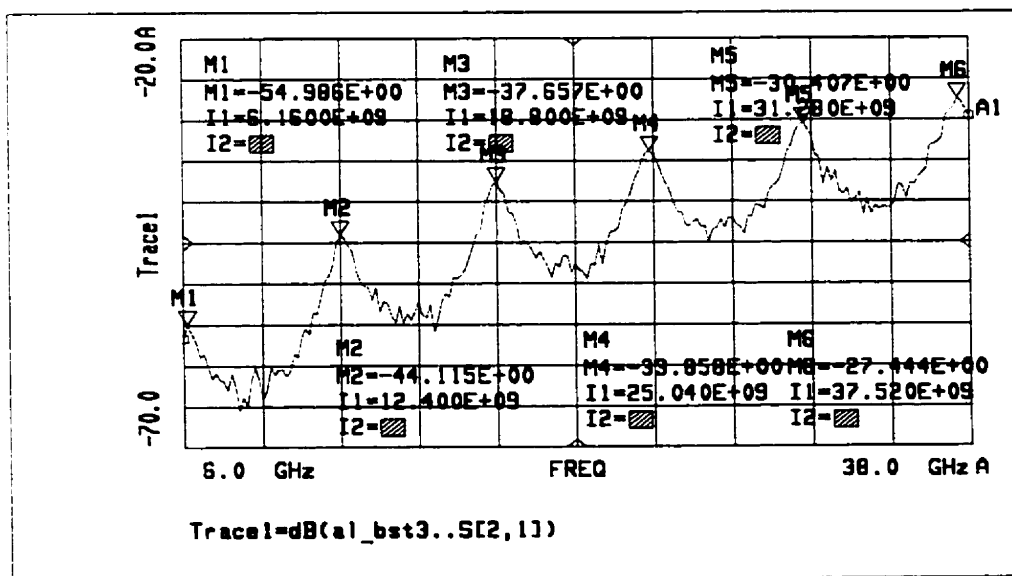


Figure 5.5 : Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L=10,2$ mm; $S=50,8\mu\text{m}$; $W=105\mu\text{m}$;
 $W_0=3000\mu\text{m}$ et $\text{gap}=25\mu\text{m}$

Les valeurs de permittivité effective obtenues ne diffèrent pas beaucoup de celles obtenues pour le premier résonateur, soient 5,2 et 5,6. Donc, l'influence de la couche BST érodée par le titane est très limitée. Alors, comme deuxième étape, nous avons essayé d'augmenter l'épaisseur de cette couche afin qu'elle supporte mieux la réaction avec le titane. Nous avons donc gravé les mêmes circuits sur une couche BST de 200 nm. Les résultats ont peu changé comme le montre la figure 5.6. Il s'agit de la comparaison de la réponse en fréquence de deux résonateurs : celui de la figure 5.3 et un autre identique utilisant une couche de BST plus épaisse.

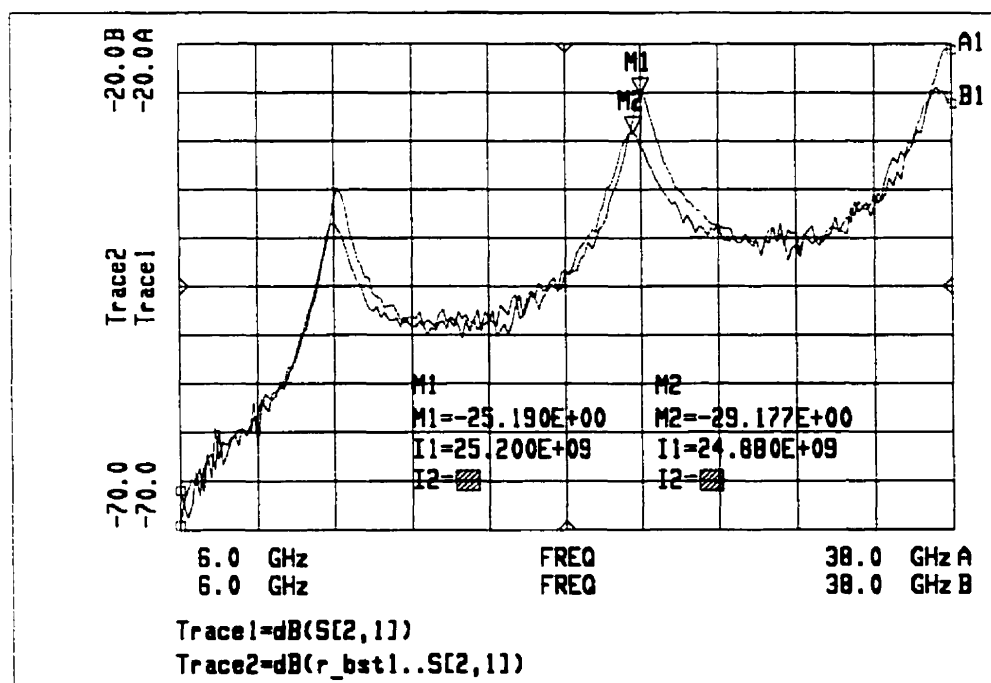


Figure 5.6 : Coefficient de transmission S_{21} pour le même résonateur
A1 : Épaisseur de 100 nm de BST, B1 : 200nm de BST

La deuxième structure résonne à des fréquences plus basses puisque sa permittivité est plus grande. En effet, l'utilisation de couches plus épaisses augmentent la permittivité de la structure puisqu'elle permet une meilleure propagation du champ électrique dans ces couches.

En conclusion, la modification des dimensions des lignes ainsi que l'utilisation du nouveau procédé de fabrication ont nettement amélioré les résultats obtenus : La structure résonne mais l'effet de la couche BST reste négligeable.

5.3 Amélioration du procédé de dépôt du métal

Afin de préserver la couche de BST, il fallait modifier la technique de dépôt des couches métalliques. Deux autres procédés ont été essayés :

- Utilisation de l'aluminium comme conducteur au lieu de l'or;
- Utilisation du "Lift off" comme technique de dépôt de l'or au lieu de la gravure chimique .

Les essais avec aluminium ont été faits sur des échantillons BST semblables à ceux utilisés pour les dépôts d'or. L'adhésion du métal se faisait bien, mais la définition des lignes conductrices posait d'énormes problèmes. Il faut dire que le procédé de dépôt d'alumine n'est pas au point.

En ce qui concerne le "lift off", nous ne disposons pas du matériel nécessaire au laboratoire Poly-Grames. Deux essais avec du cuivre ont été donc réalisés au laboratoire de génie physique de l'École Polytechnique, un sur BST et l'autre sur alumine seulement. Ces essais n'étaient pas concluants non plus puisque le procédé demandait une étude plus approfondie des conditions de dépôt.

Enfin, pour des contraintes de temps, nous avons reconsidéré la gravure chimique de l'or avec une petite modification. Elle consistait à ne pas utiliser la couche de titane qui sert à une meilleure adhésion de l'or. De cette façon, la couche de BST ne serait pas érodée et son influence serait plus nette. Les circuits ont été fabriqués sur une couche plus épaisse de BST (2 μm) déposée par ablation laser sur 254 μm d'alumine. L'épaisseur de l'or était toujours de 1 μm . L'inconvénient majeur de cette modification est que les circuits obtenus étaient plus "fragiles" puisque l'or se décollait facilement de la surface du substrat. Il fallait donc être plus vigilant pour effectuer les mesures et la plupart des circuits se détruisaient après une seule prise de données.

5.3.1 Calcul de ϵ_{gr} et ϵ_r (BST)

Ce calcul se fait comme décrit auparavant à l'aide des courbes de résonance. Vérifions d'abord la réponse fréquentielle du résonateur

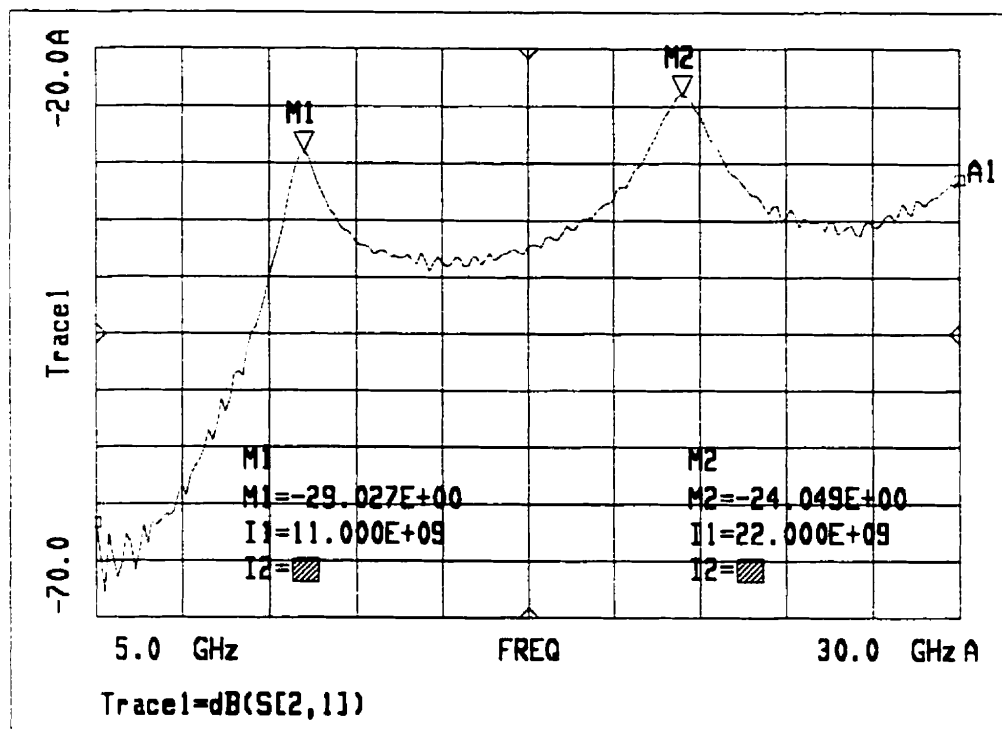


Figure 5.7 : Réponse fréquentielle d'un résonateur CPW avec $L=5,2$ mm; $S=50,8\mu\text{m}$; $W=100\mu\text{m}$; $W_0=700\mu\text{m}$ et $\text{gap}=20\mu\text{m}$

La figure ci-dessus montre bien la présence de deux résonances à deux fréquences exactement multiples, soit 11 GHz et 22 GHz. Le niveau du signal transmis demeure bas (-29,027 dB et -24,049 dB) à cause de la dimension du gap (20 μm) exigée par les limites de fabrication, comme expliqué auparavant. Les valeurs obtenues pour la fréquence de résonance sont toutefois inférieures à celles obtenues pour les premiers résonateurs. En effet, le calcul de la permittivité effective de cette structure donne des valeurs plus élevées : 7,44. Cette augmentation est due à l'effet de la première couche

constituée de BST. En incluant cette valeur dans le programme de caractérisation, nous obtenons une valeur de la constante diélectrique relative pour le BST : $\epsilon_r(\text{BST}) = 58,8$. le tableau 5.3 résume les résultats calculés.

Tableau 5.3 : Valeurs obtenues de ϵ_{eff} et $\epsilon_r(\text{BST})$

n	f_0 (GHz)	ϵ_{eff}	$\epsilon_r(\text{BST})$
1	11	7,44	58,8
2	22	7,44	58,8

5.3.2 Calcul des pertes

L'extraction du coefficient de pertes α se fait aussi à partir de la résonance, comme l'indique l'équation 4.5. Cependant, comme la valeur de S_{21} intervient dans les calculs, il faut s'assurer qu'on obtient une bonne transmission le long du résonateur. Reprenons l'exemple du résonateur de la figure 5.7 avec les paramètres S_{11} et S_{21} mesurés.

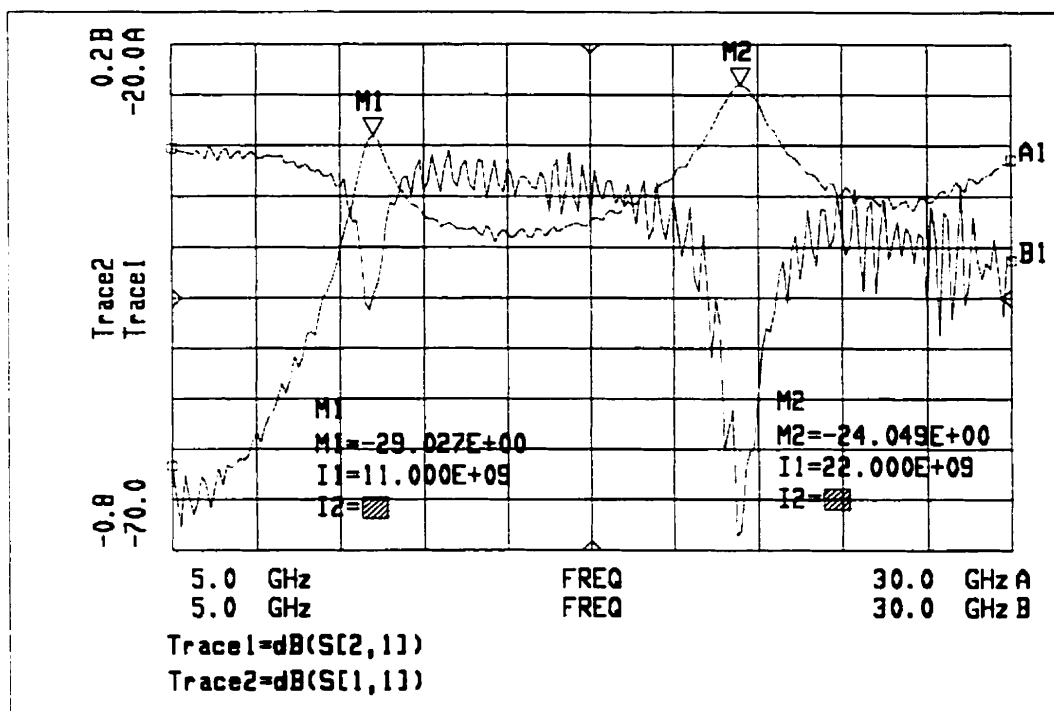


Figure 5.8 : Paramètres S d'un résonateur CPW avec $L=5,2$ mm; $S=50,8\mu\text{m}$; $W=100\mu\text{m}$; $W_0=700\mu\text{m}$ et $\text{gap}=20\mu\text{m}$

Nous remarquons qu'on a une réflexion presque totale à l'entrée du port 1. Ceci est dû à la présence du gap d'air de $20\mu\text{m}$ qui atténue complètement le signal. En effet, le résonateur est constitué d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique 50Ω , perturbée par deux discontinuités (gaps). Ces gaps peuvent être modélisés par un circuit de capacités en π et un circuit RLC à la résonance. Chaque gap représente donc une impédance caractéristique différente du standard 50Ω qui cause la réflexion du signal.

La modélisation des gaps en circuits coplanaires étant complexe, nous avons essayé d'augmenter le couplage à l'aide d'autres moyens.

5.3.3 Utilisation des capacités interdigitales

Afin d'augmenter le couplage au niveau des gaps, nous avons opté pour une structure de capacités interdigitales, appelée aussi structure "en dents". La configuration de cette structure est présentée à la figure 5.9. La largeur des dents est de 5 μm , la longueur est de 100 μm et l'espacement entre elles est de 5 μm .

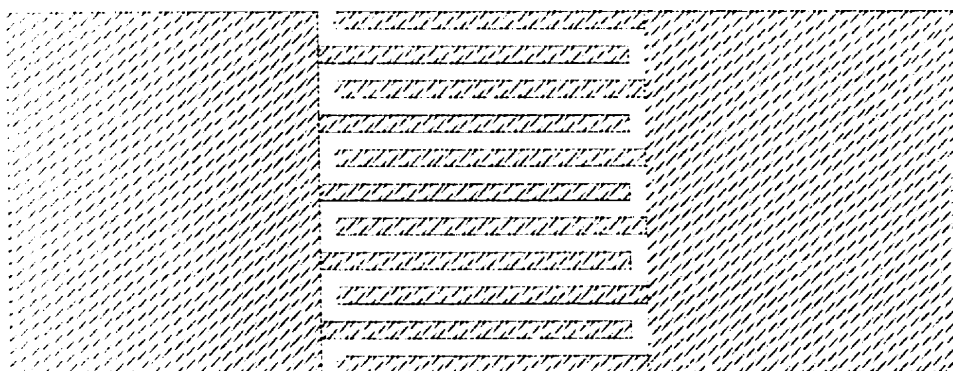


Figure 5.9 : *Layout de la nouvelle structure du gap*

Cette structure engendre toutefois un autre problème : la détérioration du facteur de qualité du résonateur. En effet, le couplage est amélioré sur toute la bande de fréquence et non pas seulement aux résonances. Les pics deviennent alors plus "larges" et la détermination de la bande -3 dB en hautes fréquences plus ardue.

La fabrication a été réalisée avec la nouvelle machine "Photo plotter" nouvellement acquise par le laboratoire. Les dépôts de métal n'étaient possibles que sur une couche d'alumine. La figure 5.11 montre les paramètres S obtenus pour un résonateur CPW avec une structure de capacités interdigitales.

Nous remarquons que la transmission a été nettement améliorée aux fréquences de résonance ($-0,63$ dB de pertes d'insertion à 25 GHz). D'autre part, le coefficient de réflexion S_{11} a considérablement diminué (-20 dB à 25 GHz) et les deux résonances se situent à des fréquences multiples de 12,5 GHz et 25 GHz. Les petites perturbations en hautes fréquences sont dues à des erreurs d'étalonnage engendrées par des défauts des câbles de mesure.

Il faut aussi souligner qu'il s'agissait d'un premier essai avec le nouvel outil de fabrication; donc, les résultats peuvent être sujets à amélioration.

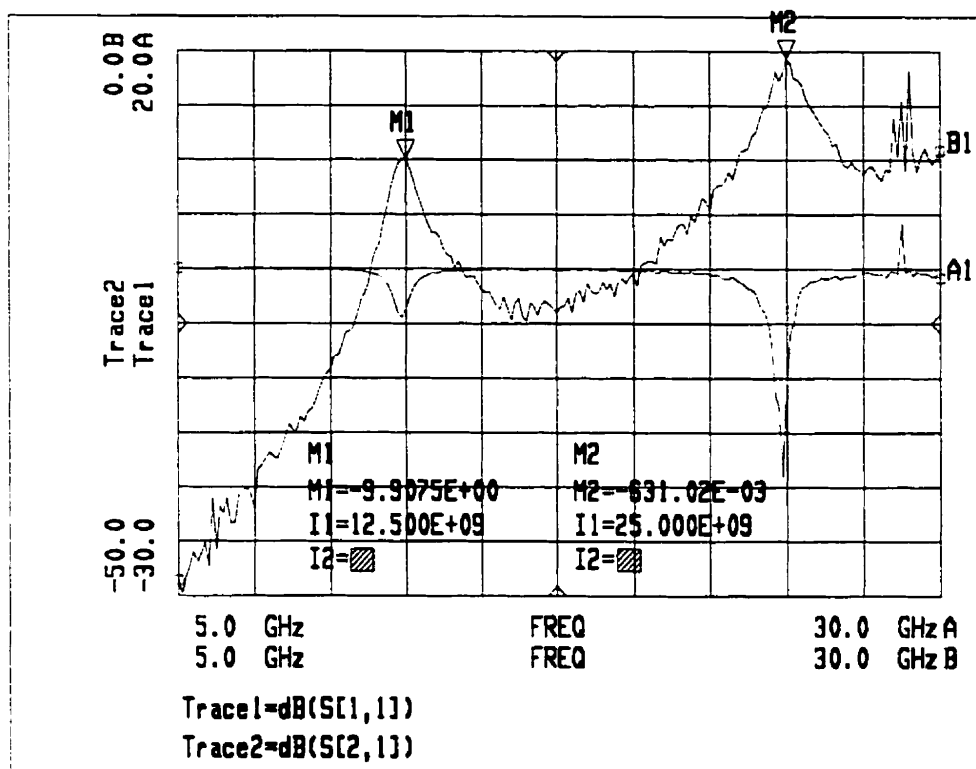


Figure 5.11 : Paramètres S mesurés pour une structure interdigitale avec $W=105\ \mu\text{m}$, $S=50\ \mu\text{m}$, $W_0=700\ \mu\text{m}$ et $L=5\text{mm}$

Malheureusement, la réalisation des structures interdigitales n'a pu être effectuée sur des couches de BST à cause des problèmes décrits auparavant. L'extraction du coefficient de pertes n'est pas possible dans ce cas. Il faut penser à une autre technique de dépôt de métal sur le BST utilisé comme diélectrique supérieur.

5.3.4 Calcul de l'impédance caractéristique

L'extraction de l'impédance caractéristique se fait à l'aide d'une transformation de la matrice S comme nous l'avons expliqué auparavant. Nous avons donc considéré une simple ligne CPW avec les dimensions suivantes : $S=25,4 \mu\text{m}$, $W=100 \mu\text{m}$ et $W_0=700 \mu\text{m}$. Le calcul de Z_0 à chaque fréquence se fait à l'aide du programme Matlab donné en annexe.

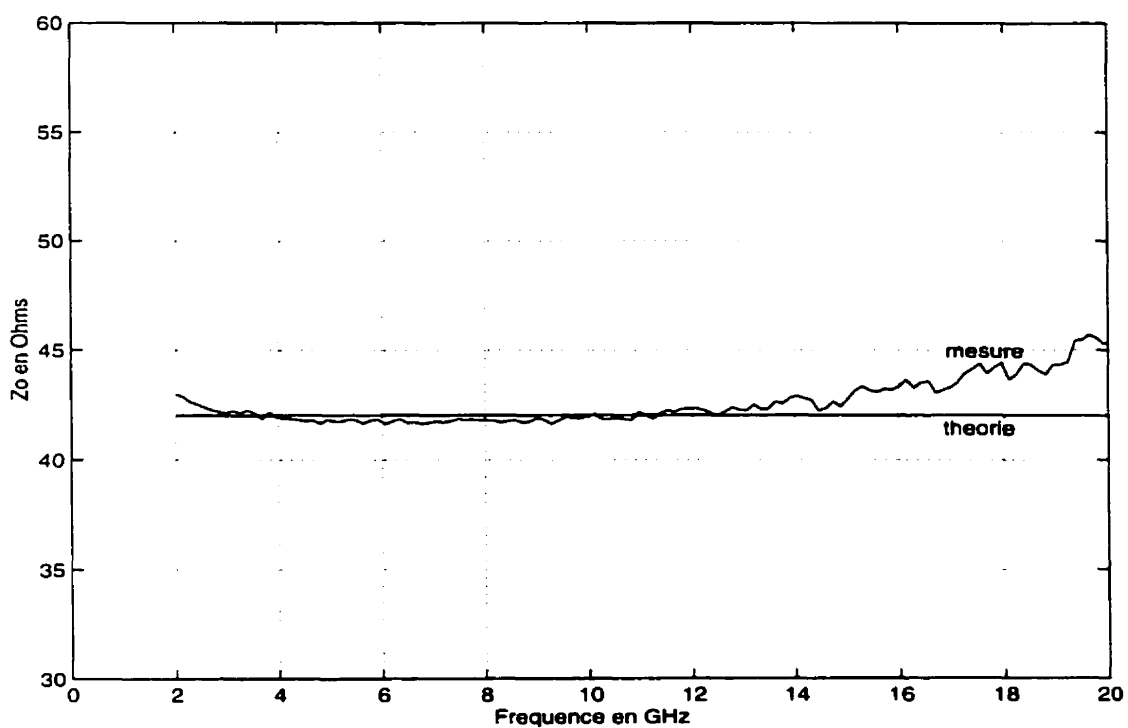


Figure 5.12 : Impédance caractéristique théorique et mesurée de la ligne CPW

La figure 5.12 montre que les valeurs expérimentales sont très proches de la valeur théorique de Z_0 supposée constante puisque nous avons négligé l'effet de la dispersion. Cependant, à des fréquences élevées, l'impédance caractéristique a tendance à augmenter comme indiqué sur la figure. La différence entre les deux valeurs est très petite (environ $0,8 \Omega$) jusqu'à 16GHz. Après ça, les valeurs expérimentales ont tendance à s'éloigner plus de la courbe théorique et l'erreur devient plus importante. Nous pouvons aussi remarquer que la valeur de 42Ω obtenue est plus proche du standard 50Ω ce qui faciliterait le design des circuits d'adaptation s'il y a lieu.

CHAPITRE VI

CONCLUSION

L'utilisation des matériaux ferroélectriques comme substrats dans la fabrication des circuits micro-ondes est très prometteuse. La possibilité de changer la constante diélectrique du substrat en appliquant une tension de polarisation représente un grand avantage. Plusieurs applications peuvent donc être réalisées en tenant compte de cette propriété unique des substrats ferroélectriques. Ces matériaux sont encore à l'étape de recherche et leurs applications tardent à cause de deux problèmes que différentes études essaient de régler : les pertes importantes engendrées par les substrats ferroélectriques et la tension de polarisation assez élevée nécessaire pour changer la constante diélectrique.

Dans ce sens, notre projet étudie l'intégration des couches minces de l'oxyde de Baryum-Strontium Titanate $[(Ba_x Sr_{1-x}Ti)O_3]$, plus connu sous le nom du BST, en micro-ondes. L'étude que nous avons effectuée en collaboration avec l'INRS Énergie et Matériaux portait sur 3 aspects :

- La fabrication et le dépôt des couches de BST sur d'autres substrats (alumine et MgO);

- Une étude théorique pour caractériser les lignes de transmission CPW utilisant des substrats multicouches;
- Des mesures expérimentales pour extraire les paramètres électriques de ces structures.

En ce qui concerne la fabrication, nous avons étudié deux procédés de dépôt des couches BST : Le Sol-Gel et l'Ablation Laser. Plusieurs expériences nous ont permis d'optimiser les conditions de dépôt pour les deux techniques (température, pression, temps de cuisson...etc.). Nous avons conclu que le Sol-Gel est une technique simple, économique et prometteuse pour une implantation industrielle. Cependant elle demeure limitée pour le dépôt des couches plus épaisses (plus que 500 nm) et plus exposée aux défauts de surface.

Quant à l'Ablation Laser, il s'agit d'un procédé plus avancé permettant d'avoir des couches plus épaisses (jusqu'à 3 μm) et des structures BST plus cristallines. Il donne certainement des meilleurs résultats, mais son application à une plus grande échelle demeure difficile.

La deuxième étape constituait à implanter un modèle théorique pour caractériser des guides d'ondes coplanaires CPW avec une structure multicouches. Le BST déposé sur alumine était donc le substrat utilisé. Une étude quasi statique nous a donc permis de déterminer les paramètres électriques de ce type de ligne, soit la permittivité effective ϵ_{eff} , l'impédance caractéristique Z_0 , la vitesse de phase v_{ph} et le coefficient de pertes α .

Les simulations théoriques obtenues à l'aide de ce modèle ont servi d'outil de comparaison avec les résultats expérimentaux.

Enfin, en ce qui concerne les mesures, nous avons eu beaucoup de problèmes à fabriquer les circuits. Le procédé mis au point au laboratoire Poly-Grames utilise la gravure chimique avec une couche de titane pour l'adhésion de l'or. Cette couche érodait le BST et modifiait donc notre substrat. Pour remédier à cela, nous avons essayé d'utiliser l'aluminium comme conducteur ou encore d'essayer le procédé de "Lift off". Malheureusement, ces deux techniques n'étaient pas encore mises au point et les essais effectués se sont avérés non concluants.

La dernière rescoupe rendue nécessaire par les contraintes de temps a quand même donné des bons résultats. Nous avons effectué un dépôt direct de l'or sans la couche adhésive. Les circuits obtenus ne permettaient donc qu'une seule mesure puisque les lignes conductrices se décollaient après les premiers contacts. Les résultats recueillis ont permis d'obtenir des résonances avec un très faible couplage. Nous avons quand même pu extraire la permittivité effective de la ligne puisqu'elle ne dépend que de la fréquence et de l'ordre de la résonance.

Les différences peuvent s'expliquer par les erreurs engendrées par le procédé de fabrication (dépôts d'or sensibles, gaps trop larges..) ainsi que par les limites du modèle théorique (la dispersion et les pertes par radiation ont été négligées).

En ce qui concerne les pertes, l'introduction d'une structure interdigitale est nécessaire pour augmenter le couplage à travers le gap. Les résultats de simulation montrent qu'on

peut bien améliorer la transmission et diminuer la réflexion à ces discontinuités. Les mesures effectuées sur une ligne CPW à une seule couche (alumine) prouvent ces résultats.

En conclusion, l'étude ainsi réalisée est sans doute sujette à plusieurs améliorations qui pourront faire l'objet de travaux futurs :

- Améliorer le modèle théorique en essayant d'inclure l'effet dispersif qui devient plus présent en hautes fréquences. On peut aussi faire l'étude des pertes de radiation en caractérisant les discontinuités de la ligne.
- Réessayer la gravure chimique avec d'autres couches adhésives qui ne réagissent pas avec le BST.
- Mettre au point d'autres procédés de dépôt du métal comme le "Lift off" ou la gravure ionique. La première technique sera bientôt réalisable à Poly-Grames grâce aux nouvelles installations. Il sera aussi possible de réaliser des gaps de plus petites dimensions, ce qui améliorera le couplage pour les résonateurs.
- Étudier la variation de la constante diélectrique du substrat BST en fonction d'une tension appliquée afin d'en déduire les applications possibles.

RÉFÉRENCES

- [1] ERLI Chen et STEPHEN Y. Chou (1997 Juin). Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and experiments. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 6, pp 939-945.
- [2] D. A. AHMARI, M. T.FRESINA, Q. J. HARTMANN, D. W. BARLAGE, P. J. MARES, M. FENG et G. E. STILLMAN (1996). High-Speed InGaP/GaAs HBT's with a strained $\text{In}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ base. IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, pp 226-228.
- [3] D. M. GILL, B. C. KANE, P. SVENSON, D. W. TU, P. N. UPPAL et N. E. BYER (1996). High-performance, 0.1 μm InAlAs/InGaAs high electron mobility transistors on GaAs. IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, pp 328-330.
- [4] GIOVANNI Ghione et NALDI Carlo U. (1987 Mars). Coplanar waveguides for MMIC applications : Effect of upper shielding, conductor backing, finite-extent ground planes and line-to-line coupling. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 35, No. 3, pp 260-267.

[5] HILBERG W. (1969 Mai). From approximations to exact relations for characteristic impedances. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 17, No. 5, pp 259-265.

[6] K. C. GUPTA, Ramesh GARG, Inder BAHL et Prakash BHARTIA. (1996). Microstrip Lines and Slotlines. Artech House Publishers, Boston.

[7] GONZALEZ Guillermo. Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design. Prentice Hall, New Jersey.

[8] I. J. BAHL et STUCHLY S. (1980 Fev.). Analyses of a microstrip covered with a lossy dielectric. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, No. 2, pp 104-109.

[9] COLLIN R. E. (1987 Janv.). Field Theory of Guided Waves. McGraw Hill, New York.

[10] GIOVANNI G. (1993). A CAD-oriented analytical model for the losses of general asymmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, No. 9, pp 1499-1510.

- [11] GOPINATH A. (1982 Juil.). Losses in coplanar waveguides. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, No. 7, pp 1101-1104.
- [12] OWYANG, O. H. et T. T. WU. (1958). The approximate parameters of slot lines and their complement. IRE Trans., Vol. AP-6, pp. 49-55.
- [13] TUNCER, E. et Al. (1994). Quasi-static conductor loss calculations in transmission lines using a new conformal mapping technique. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, pp 1807-1815.
- [14] JAHNKE, E., F. EMDE et LOSH F. (1960). Tables of Higher Functions. McGraw Hill, New York.
- [15]. MARKS Roger B. et WILLIAMS Dylan F. (1991 Juin). Characteristic impedance determination using propagation constant measurement. IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 1, No. 6, pp 141-143.
- [16] W. CHANG, J. S. HORWITZ, A. C. CARTER, J. M. POND, S. W. KIRCHHOEFER, Charles M. GILMOR et B. CHRISEY. (1999 Fev.). The effect of annealing on the microwave properties of Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ thin films. Applied Physics Letters, Vol. 74, No.7, pp. 1033-1035.

[17] WALDO Michael K., KAUFMAN I. et EL-GHAZALI Samir (1997). Coplanar waveguide technique for measurements of dielectric constant or thickness of dielectric films. IEEE MTT-S Digest, pp. 1339-1342.

[18] J. CARROLL, M. LI et K. CHANG (1995 Janv.). New technique to measure transmission line attenuation. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 1, pp 219-222.

[19] Marc E. GOLDFARB et Aryeh PLATZKER (1990 Dec.). Losses in GaAs microstrip. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, No. 12, pp 1957-11963.

[20] CHANG Kai. Microwave Ring Circuits and Antennas. (1996) John Wiley & Sons, New York.

ANNEXE A

Fichier Matlab contenant le programme de caractérisation

Fichier: cpw.m
Auteur: Adil Arrout
Description: Programme qui permet de caractériser une ligne de transmission de type CPW. Il s'agit d'un substrat de 2 couches. Connaissant les constantes diélectriques relatives, le programme peut calculer la capacité, la constante diélectrique effective, l'impédance caractéristique et les pertes de la ligne.

%valeurs des constantes

%constante diélectrique dans l'air

$E_0=8.854e-12;$

$M_0=4e-07*\pi;$

%constante diélectrique de la première couche

$E_{r1}=9.9;$

%constante diélectrique de la deuxième couche

$E_{r2}=60;$

%conductivité

$\sigma_c=4.1e07;$

%vitesse de la lumière

$V=3e08;$

%Tangentes des pertes

```

tang1=0.001;           %pour l'Alumine
tang2=0.1;             %pour le BST

%dimensions de l'échantillon
s=50e-06;
w=100e-06;
wo=700e-06;
a=w/2;
b=a+s;
c=b+wo;
h2=2e-06;
h1=254e-06+h2;
t=1e-06;

%approximation de l'intégrale elliptique de première espèce
k =(c/b)*sqrt((b^2-a^2)/(c^2-a^2));
kp=sqrt(1-k^2);

%ie=K(k)/Kp(k);
if k<=1/sqrt(2)
    ie= pi/(2*log(2*sqrt(1+kp)/sqrt(1-kp)));
else
    ie = (2/pi)*log(2*sqrt(1+k)/sqrt(1-k));
end;

%approximation du rapport IE1=K(k1)/Kp(k1)
num1=(sinh((pi*b)/(2*h1)))^2-(sinh((pi*a)/(2*h1)))^2;
den1=(sinh((pi*c)/(2*h1)))^2-(sinh((pi*a)/(2*h1)))^2;
k1=(sinh((pi*c)/(2*h1))/sinh((pi*b)/(2*h1)))*sqrt(num1/den1);

```

```

kp1=sqrt(1-(k1^2));

if k1<=1/sqrt(2)
    IE1=pi/(2*log(2*sqrt(1+kp1)/sqrt(1-kp1)));
else
    IE1=(2/pi)*log(2*sqrt(1+k1)/sqrt(1-k1));
end;

%approximation du rapport IE2=K(k2)/Kp(k2)
num2=(sinh((pi*b)/(2*h2)))^2-(sinh((pi*a)/(2*h2)))^2;
den2=(sinh((pi*c)/(2*h2)))^2-(sinh((pi*a)/(2*h2)))^2;

k2=(sinh((pi*c)/(2*h2))/sinh((pi*b)/(2*h2)))*sqrt(num2/den2);
kp2=sqrt(1-(k2^2));

if k2<=1/sqrt(2)
    IE2=pi/(2*log(2*sqrt(1+kp2)/sqrt(1-kp2)));
else
    IE2=(2/pi)*log(2*sqrt(1+k2)/sqrt(1-k2));
end;

%Calcul de Eeff

Eeff=1+(0.5*(Er1-1)*ie*inv(IE1))+(0.5*(Er2-Er1)*ie*inv(IE2));

%Calcul de Zo

```

```
%Intervalle de frequence
```

```
f=5e09:(30e09-5e09)/200:30e09;
```

```
for y=1:length(f);
```

```
    Zo_th(y) = (30*pi/sqrt(Eeff))*ie;
```

```
%Calcul des pertes
```

```
%dielectriques
```

```
    alpha_d(y)=(27.3*(f(y)/V)/sqrt(Eeff))*(tang2*Er2+((tang1*Er1-  
    tang2*Er2)*(Er2-Eeff)/(Er2-Er1)))/100;
```

```
%Ohmiques
```

```
    Rs(y)=sqrt(pi*f(y)*Mo/sigma_c);
```

```
k=a/b;
```

```
kp=sqrt(1-k^2);
```

```
%approximation de K=K(k)
```

```
if k<=1/sqrt(2)
```

```
    K= 0.5*pi*(1+(2*k^2/8)+(9*k^4/64)+(50*k^6/8^3)+(306.25*k^8/8^4));
```

```
else
```

```
    p=log(4/kp);
```

```
    K= p+((p-1)*(kp^2/4))+9*(p-7/6)*(kp^4/64)+25*(p-37/30)*(kp^6/256);
```

```
end;
```

```
%approximation de  $K_p=K(k_p)$ 
```

```
if  $k_p \leq 1/\sqrt{2}$ 
```

```
     $K_p = 0.5 \cdot \pi \cdot (1 + (2 \cdot k_p^2/8) + (9 \cdot k_p^4/64) + (50 \cdot k_p^6/8^3) + (306.25 \cdot k_p^8/8^4));$ 
```

```
    else
```

```
         $p = \log(4/k);$ 
```

```
         $K_p = p + ((p-1) \cdot (k^2/4)) + 9 \cdot (p-7/6) \cdot (k^4/64) + 25 \cdot (p-37/30) \cdot (k^6/256);$ 
```

```
end;
```

```
 $m = (1/a) \cdot (\pi + \log(8 \cdot \pi \cdot a \cdot (1-k)/(t \cdot (1+k))));$ 
```

```
 $n = (1/b) \cdot (\pi + \log(8 \cdot \pi \cdot b \cdot (1-k)/(t \cdot (1+k))));$ 
```

```
 $\alpha_c(y) = (8.68 \cdot R_s(y) \cdot \sqrt{E_{eff}}) / (480 \cdot \pi \cdot K \cdot K_p \cdot (1-k^2)) \cdot (m+n) / 100;$ 
```

```
%Total des pertes
```

```
     $\alpha_{th}(y) = \alpha_c(y) + \alpha_d(y);$ 
```

```
end;
```

ANNEXE B

Programme Matlab pour tracer les contours de ϵ_{eff} et Z_0

Fichier: contour.m
Auteur: Adil Arrout
Description: Programme qui permet de tracer des contours de ϵ_{eff} et Z_0 pour une ligne CPW . La variation de ces deux paramètres est en fonction des rapports a/b et c/b.

```
clear all;
```

```
close all;
```

```
%valeurs des constantes
```

```
%constante diélectrique dans l'air
```

```
Eo=8.854e-12;
```

```
Mo=4e-07*pi;
```

```
%constante diélectrique de la première couche
```

```
Er1=13;
```

%dimensions de l'échantillon

```
[C1,C2]=meshgrid(0.1:0.1:0.9,0.4:0.1:0.95);
```

```
b=254e-6;
```

```
h1=b;
```

```
a=C1.*b;
```

```
c=b./C2;
```

%approximation de l'intégrale elliptique de première espèce

```
k=(1./C2).*sqrt((b.^2-(C1.*b).^2)/((b./C2).^2-(C1.*b).^2));
```

```
kp=sqrt(1-k.^2);
```

```
%ie=K(k)/Kp(k);
```

```
if k<=1/sqrt(2)
```

```
ie= pi./(2*log(2*sqrt(1+kp)./sqrt(1-kp)));
```

```
else
```

```
ie= (2/pi).*log(2*sqrt(1+k)./sqrt(1-k));
```

```
end;
```


%approximation du rapport $IE1=K(k1)/Kp(k1)$

```
num1=(sinh((pi.*b)/(2.*h1))).^2-(sinh((pi.*(C1.*b))/(2.*h1))).^2;
```

```
den1=(sinh((pi.*(b./C2))/(2.*h1))).^2-(sinh((pi.*(C1.*b))/(2.*h1))).^2;
```

```
k1=(sinh((pi.*(b./C2))/(2.*h1))./sinh((pi.*b)/(2.*h1))).*sqrt(num1./den1);
```

```
kp1=sqrt(1-(k1.^2));
```

```
if k1<=1/sqrt(2)
```

```
IE1=pi./(2*log(2*sqrt(1+kp1)./sqrt(1-kp1)));
```

```
else
```

```
IE1=(2/pi).*log(2*sqrt(1+k1)./sqrt(1-k1));
```

```
end;
```

%Calcul de Eeff

```
Eeff=1+(0.5*(Er1-1).*ie./IE1);
```

%Courbes de eeff

```
figure(1);
```

```
cs=contour(C1,C2,Eeff);
```

```
%Calcul de Zo
```

```
Zo_th = (30*pi./sqrt(Eeff)).*ie;
```

```
%Courbes de zo
```

```
figure(2);
```

```
cs=contour(C1,C2,Zo_th);
```

ANNEXE C

Programme Matlab permettant la solution d'équations non linéaires avec coefficients complexes

Fichier: equation.m
Auteur: Adil Arrout
Description: Programme qui permet de trouver les solutions d'une équation non linéaire avec des coefficients complexes. Il utilise les paramètres S mesurés et permet de déterminer l'impédance caractéristique d'une ligne.

```
% Fichier "equation" contenant la définition de l'équation;

function y=equat(x);

global M N

y(1) = x(1)^2-x(2)^2+(x(1)*real(M))-(x(2)*imag(M))+real(N);
y(2) = 2*x(1)*x(2)+(x(1)*imag(M))+(x(2)*real(M))+imag(N);

% Début du programme

clear all;

close all;

format long e;
```

```
global M N
x=[1;2];
fichier;      % fichier contenant les paramètres S mesurés de la ligne

options(1)=1;
options(5)=1;

for k=1:length(S11)
    M=(S12(k)*S21(k)-S11(k)*S22(k)-1)/S22(k);
    N=(S11(k)/S22(k));

    % Utilisation de la fonction interne fsolve de MATLAB
    sol(1:2,k)=fsolve('equation',x,options);
    R(k)=sol(1,k)+i*sol(2,k); % Calcul de la valeur du coefficient R défini par (4.9)

    % Calcul de Zo
    Zo(k)=real(50*(1+R(k))/(1-R(k)));
```