

# وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY  
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR - ANNABA



جامعة باجي مختار - عنابة

Faculté: Sciences de Ingénieur  
Département: Electronique

Année : 2007

**MEMOIRE**  
Présenté en vue de l'obtention du diplôme  
de **MAGISTER**

**Intitulé**  
**Caractérisation diélectrique des films**  
**ferroélectriques pour des applications**  
**micro-ondes**

**Option : Télécommunication**

**Par : KHALFALLAOUI Abderrazek**

**Directeur de mémoire : AFIFI Saddek**

**M.C. Univ. Annaba**

**Devant le jury**

**Président :**

**TOUMI Salah**

**Prof. Univ. Annaba**

**Examineurs :**

**DIAF Madjid**

**Prof. Univ. Annaba**

**TAIBI Mahmoud**

**M.C. Univ. Annaba**

# ABSTRACT

The materials ferroelectric present interesting electric properties which can be exploited in ultra high frequencies. Indeed, they have a great permittivity which can change with the variation of the tension applied. Our research consists in using one of these materials like substrate for the manufacture of the circuits in microwaves. It acts of  $[(Ba_x Sr_{1-x}) TiO_3]$ , more known under the name of BST.

This work consists on both theoretical and an experimental studies. The theoretical one is intended for the choice and characterization of the structure which is used to make circuits. We chosen coplanar waveguide “CPW” for its advantages and measurement constraints. An theoretical model was developed for the characterization of the multi-layer coplanar structures. It is used to calculate the parameters of the line, that is to say the effective permittivity, the impedance characteristic and the coefficient of the losses. Obtaining its parameters enables us to make the design of the circuits using the BST like substrate before their manufacture.

The experimental part devoted to make and the characterize films with thin layer of the BST. The deposit of the BST is carried out by the ground-freezing technique on substrates (Pt/Si and Saphir). Several compositions according to the Ba/Sr report/ratio are deposited, also the introduction of a doping agent of the type (MgO) to various percentages on the composition of the BST. Dielectric characterizations of films with thin layer of the BST were made. The main measurements are the permittivity, the dielectric losses and the capacity under continuous-current field which characterizes the compliance.

This work considers the reconcilable realization of devices in frequency on layers of BST. Structures of line and resonator of the type CPW are characterized by simulation using commercial software Sonnet.

# RESUME

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  $[(Ba_x Sr_{1-x})Ti O_3]$ , plus connu sous le nom de BST.

Ce travail consiste à une étude théorique et expérimentale à la fois. La partie théorique sert au choix et à la caractérisation de la structure utilisée pour la fabrication des circuits. Nous avons choisi les lignes guide d'ondes coplanaire "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, l'impédance caractéristique et le coefficient des pertes. L'obtention de ses paramètres nous permet de faire la conception des circuits utilisant le BST comme substrat avant leur fabrication.

La partie expérimentale est consacrée à la fabrication et la caractérisation des films à couche mince du BST. Le dépôt du BST est effectué par la technique sol-gel sur des substrats (Pt/Si et Saphir). Plusieurs compositions en fonction du rapport Ba/Sr sont déposées, aussi l'introduction d'un dopant de type (MgO) à différents pourcentages sur la composition du BST. Des caractérisations diélectriques des films à couche mince du BST ont été faites. Les principales mesures sont la constante diélectrique, les pertes diélectriques et la capacité sous champ continu qui caractérise l'accordabilité.

Ce travail envisage la réalisation de dispositifs accordable en fréquence sur des couches de BST. Des structures de ligne et résonateur de type CPW sont caractérisés par simulation utilisant un logiciel commercial Sonnet.

# DEDICACE

*A mes Parents*

# REMERCIEMENTS

*Je tiens à remercier Monsieur Saddek AFIFI Maître de conférences à l'université d'Annaba, 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 Monsieur le Professeur TOUMI Salah, pour le temps qu'il a bien voulu me consacrer en tant que président du jury.*

*Je remercie Monsieur DIAF Madjid, Professeur au département de physique, d'avoir examiné ce travail, je suis reconnaissant d'avoir accepté de participer à mon jury.*

*Que Monsieur TAIBI Mahmoud, Maître de conférence à l'université d'Annaba, trouve ici ma profonde gratitude pour m'avoir l'honneur d'examiner ce travail et de participer à mon jury.*

*Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein de Laboratoire d'Etude des Matériaux et des Composants pour l'Electronique LEMCEL Université du Littoral Côte d'Opale ULCO en France. J'exprime ma gratitude à Monsieur J.C. CARRU, Professeur à l'ULCO, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire.*

*J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur G. VELU, Maître de conférences à l'ULCO, qui m'a guidé dans ce travail de recherche, pour son soutien constant et pour sa grande disponibilité. Je lui exprime ma profonde reconnaissance pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée.*

*En fin, j'adresse mes très sincères remerciements à Monsieur S. LAIB, Chargé de cours au centre universitaire à el Djelfa pour la qualité de son aide, son encouragement et son soutien.*

# LISTE DES FIGURES

<i>Figure I-1 Structure du BaTiO<sub>3</sub></i>	06
<i>Figure I-2.Cycle d'hystérésis de polarisation en fonction du champ appliqué</i>	07
<i>Figure I-3. Evolution de la structure du BaTiO<sub>3</sub> et de ses caractéristiques diélectriques en fonction de la température</i>	08
<i>Figure I.4. Evolution de la température de transition du Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> en fonction du taux de baryum</i>	09
<i>Figure I-5.Structure de la maille du BSTO</i>	10
<i>Figure I-6 : Les différentes méthodes de dépôt de couches minces.</i>	12
<i>Figure I-7. " Plume " vaporisée par ablation laser</i>	14
<i>Figure I-8. Energie des espèces émises lors des dépôts par procédé physique (PVD)</i>	14
<i>Figure I-9. Schéma de principe du Spin-coating</i>	15
<i>Figure I-10. Polarisation verticale</i>	16
<i>Figure I-11. Polarisation horizontale</i>	16
<i>Figure I-12 Capacité planaire (a) Vues de dessus et de profil. (b) Distribution des lignes de champ électrique.</i>	17
<i>Figure I-13 (a) Vue de dessus d'un résonateur en technologie supraconductrice microruban avec une capacité planaire ferroélectrique. (b) Vue en coupe du résonateur accordable.</i>	18
<i>Figure I-14. Réponse en transmission d'un résonateur supraconducteur à 77 K utilisant une capacité pour différentes dimensions des électrodes</i>	18
<i>Figure I-15. Réponse en transmission d'un résonateur supraconducteur à 77 K utilisant une capacité planaire ferroélectrique pour différentes tensions continues</i>	19
<i>Figure I-16. Vue en perspective d'une capacité planaire utilisant un film ferroélectrique et schéma d'un résonateur microruban sur un substrat suspendu chargé par celle-ci.</i>	19
<i>Figure I-17.Variation du pic de résonance d'un résonateur chargé par une capacité utilisant un film de BaSrTiO<sub>3</sub> en fonction de la tension continue appliquée à travers celle-ci.</i>	20
<i>Figure I-18. Structure d'un résonateur diélectrique accordable grâce à une couche ferroélectrique.</i>	20
<i>Figure I-19. Section d'un filtre passe-bande coplanaire accordable</i>	21
<i>Figure I-20. Lignes de champ électrique d'un filtre trois pôles en technologie coplanaire (a) Vue de dessus. (b) Vue de face.</i>	21
<i>Figure I-21. Réponses en transmission et en réflexion d'un filtre passe-bande coplanaire à 4 K pour des tensions continues comprises entre 0 et 125 V.</i>	22
<i>Figure I-22. Filtre passe-bande microruban accordable</i>	23
<i>Figure I-23. Réponses en transmission et en réflexion d'un filtre HTS ferroélectrique à 30 K pour plusieurs tensions de polarisation.</i>	23
<i>Figure II.1 : La structure CPW utilisée</i>	26

<i>Figure II.2 : Configuration de la ligne CPW utilisée pour l'analyse</i>	28
<i>Figure II.3 : Configurations des capacités "Conformal mapping".</i>	29
<i>Figure II.4. "Conformal mapping " pour la structure CPW avec plans de masse finis</i>	30
<i>Figure III.1 : Diagramme descriptif du procédé Sol-Gel</i>	42
<i>Figure III.2 : Variation de l'épaisseur du film BST déposés par sol-gel en fonction de la concentration</i>	44
<i>Figure III.3 : Variation de l'épaisseur du film BST déposés par sol-gel en fonction de la vitesse de spin</i>	44
<i>Figure III.4 : Schéma d'un condensateur plan</i>	48
<i>Figure III.5 : Variation de la capacité en fonction de la fréquence</i>	50
<i>Figure III.6 : Variation de la constante diélectrique en fonction de la fréquence</i>	50
<i>Figure III.7 : Variation de la tangente de perte en fonction de la fréquence</i>	51
<i>Figure III.8 : variation de <math>\text{tg}\delta</math> dans la gamme 1kHz-100kHz</i>	51
<i>Figure III.9 : Variation des pertes diélectriques en fonction de la fréquence</i>	52
<i>Figure III.10 : Variation de la capacité en fonction de la tension</i>	52
<i>Figure III.11 : Accordabilité</i>	53
<i>Figure III.12 : Variation de la constante diélectrique : films dopés</i>	54
<i>Figure III.13 : Variation des pertes diélectriques : films dopés</i>	54
<i>Figure III.14 : Variation de la tangente de perte en fonction de la fréquence : films dopés</i>	55
<i>Figure III.15 : Variation de la capacité en fonction de la fréquence : films dopés</i>	55
<i>Figure III.16 : Accordabilité :films dopés</i>	56
<i>Figure IV.1. Discrétisation des conducteurs avec des cellules de</i> <i>(a) tailles fixes, (b) tailles variables</i>	59
<i>Figure IV.2. Une structure planaire dans une boîte blindée</i>	60
<i>Figure IV.3. L'effet des Ports de discontinuités et les lignes de transmissions à droite</i> <i>en haut et à gauche en bas est éliminé par la technique de compensation</i>	60
<i>Figure IV.4 CPW à double couche</i>	61
<i>Figure IV.5 : Coefficients de transmission : ligne CPW</i>	62
<i>Figure IV.6 : Coefficients de réflexion : ligne CPW</i>	62
<i>Figure IV.7 : Impédance caractéristique : ligne CPW</i>	63
<i>Figure IV.8 : Permittivité effective : ligne CPW</i>	64
<i>Figure IV.9 : Vue de dessus du résonateur CPW</i>	64
<i>Figure IV.10 : fréquence de résonance <math>L1=5\text{mm}</math></i>	65
<i>Figure IV.11 : fréquence de résonance <math>L1=6\text{mm}</math></i>	65
<i>Figure IV.12 : fréquence de résonance <math>L1=7\text{mm}</math></i>	66
<i>Figure IV.13 : fréquence de résonance <math>L1=8\text{mm}</math></i>	66
<i>Figure IV.14 : fréquence de résonance <math>L1=9\text{mm}</math></i>	67
<i>Figure IV.15 : Agilité en fréquence de résonance</i>	68

# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	01
<b>CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LE BST</b>	05
<b>I.1. INTRODUCTION</b>	06
<b>I.2. PRESENTATION DES FERROELECTRIQUES : LE TITANATE DE BARYUM (BaTiO3)</b>	06
<b>I.3. LE CHOIX DU TITANATE DE BARYUM STRONTIUM (BaXSr1-XTiO3)</b>	09
<b>I.4. LES COUCHES MINCES</b>	11
I.4.1. Intérêts des couches minces	12
I.4.2. Les différentes techniques de dépôt	13
<b>I.4.2.1. Les techniques de PVD</b>	14
<b>I.4.2.2. Les techniques de CVD</b>	15
<b>I.4.2.3. Méthodes par voie liquide</b>	16
<b>I.5. APPLICATIONS MICRO-ONDES DES FILMS DE BST</b>	17
I.5.1. Les condensateurs accordables en fréquence	17
I.5.2. Les résonateurs accordables en fréquence	18
I.5.3. Les filtres accordables en fréquence	22
<b>CHAPITRE II : MODELISATION DES LIGNES DE TRANSMISSION A DOUBLES COUCHES</b>	26
<b>II.1. INTRODUCTION</b>	27
<b>II.2. CARACTERISATION DES STRUCTURES CPW MULTICOUCHES</b>	28
<b>II.3. ANALYSE QUASI-STATIQUE DE LA STRUCTURE</b>	28
II.3.1. "Conformal mapping"	31
II.3.2. Calcul des Pertes	37



<b>CHAPITRE III : DEPÔT ET CARACTERISATION DIELECTRIQUE DES COUCHES MINCES BST DEPOSITION PAR "Sol-Gel"</b>	41
<b>III.1 INTRODUCTION</b>	42
<b>III.2 PROCÉDÉ EXPERIMENTALE</b>	43
III.2.1 Préparation de la solution	43
III.2.2 Dépôt des films	43
III.2.3 Elaboration des contacts	45
III.2.4 Mesure d'épaisseur	45
III.2.5 Appareillage	46
<b>III.3 CARACTERISATION DIELECTRIQUE</b>	46
III.3.1 Permittivité et pertes diélectriques	46
III.3.2 Non linéarité et Accordabilité	48
<b>III.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS</b>	49
III.4.1 Mesures diélectrique : Films BST	49
III.4.2 Mesures diélectrique : Films BST dopé MgO	53
<b>CHAPITRE IV : CARACTERISATION MICRO-ONDE DES STRUCTURES CPW A BASE DE BST</b>	57
<b>IV.1. INTRODUCTION</b>	58
<b>IV.2. LE SIMULATEUR</b>	58
<b>IV.3. RESULTATS ET DISCUSSIONS</b>	61
IV.3.1 Ligne CPW	61
IV.3.2 Application	64
IV.3.2.1 Résonateurs CPW	64
IV.3.2.2 Influence du BST sur la fréquence de résonance	68
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	70
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES</b>	73

# **INTRODUCTION GENERALE**

## **INTRODUCTION GENERALE**

Depuis une quarantaine d'années, l'électronique a connu un essor important dans de nombreux domaines, tels que l'informatique, le secteur médical, la domotique ou encore l'automobile. Par exemple, les développements électroniques dans ce dernier domaine ont permis d'augmenter la fiabilité et le confort des véhicules (systèmes de freinage par A.B.S. ou airbags, navigation par satellites, fonctions d'aide à la conduite, ...). Cependant, la principale raison de cet essor est l'explosion des télécommunications (communication par satellites, téléphonie mobile, ...) dans le monde, tant dans le domaine militaire que civil. Face à une demande très forte dans ce dernier secteur, de plus en plus de services sont accessibles à un grand nombre de personnes. Cela a pour conséquence une adaptation perpétuelle des systèmes électroniques à une intégration très forte des composants, et à une montée en fréquence causée, notamment, par l'encombrement croissant des bandes allouées et l'augmentation importante du débit nécessaire. Ces évolutions devant intervenir à moindre coût, des critères de plus en plus sévères sont donc imposés à toutes les fonctions classiques de l'électronique telles que les fonctions de filtrage par exemple.

Ainsi, de nouvelles solutions sont à envisager, et parmi elles, la recherche de nouveaux matériaux est une des plus prometteuses. A la base de toutes les fonctions électroniques, les matériaux offrent un large domaine d'investigations et font naître de nouvelles technologies. Plus particulièrement, les matériaux céramiques permettent de nombreuses applications grâce à leurs propriétés intrinsèques mécaniques, diélectriques ou encore magnétiques.

Parmi eux, les matériaux ferroélectriques, dont la particularité est d'avoir une permittivité diélectrique relative variable sous l'effet d'un champ électrique statique, doivent permettre de réaliser des systèmes accordables en fréquence sans présenter les inconvénients des éléments actifs (problèmes de stabilité, facteur de bruit, ...). L'utilisation des matériaux ferroélectriques, à l'état massif, était cependant limitée, jusqu'à ces dernières années, en raison de nombreux inconvénients tels que de fortes pertes, ou la nécessité de polariser le matériau par de fortes tensions par exemple. Le développement récent des techniques de dépôts en couches minces a entraîné un regain d'intérêt pour ces matériaux. En effet, l'utilisation de films ferroélectriques permet de s'affranchir de nombreux problèmes liés au matériau massif, comme nous le verrons par la suite.

Parmi ces matériaux, le titanate de baryum et de strontium, de formule du  $[(Ba_xSr_{1-x})TiO_3]$  (BST), présente de nombreux avantages dans le cas d'applications dans le domaine des microondes. Il est l'objet de notre étude, et sera étudié dans ce mémoire.

Le travail de recherche présenté ici a pour premier objectif de fabriquer et caractériser des films, du titanate de baryum et de strontium au moyen d'une technique de dépôt parfaitement maîtrisée au sein de laboratoire d'étude des matériaux et des composants pour l'électronique (LEMCEL) à l'université du littoral côte d'opale : Sol-Gel. L'ensemble de ce travail se décompose en plusieurs parties que nous allons détailler.

Tout d'abord, des généralités sur les matériaux, les techniques utilisées pour les déposer sous forme de couches minces et leurs applications seront présentées. Partant de la définition des matériaux céramiques, nous détaillerons plus particulièrement les matériaux ferroélectriques dont les propriétés, essentiellement diélectriques, seront données. Parmi eux, un type de cristal particulier, la perovskite, sera présenté et permettra de définir le composé objet de notre étude, le titanate de baryum et de strontium. Depuis quelques années, ce dernier est utilisé sous forme de films : nous verrons l'intérêt de cette utilisation ainsi que les diverses techniques susceptibles de le déposer en couches minces. Enfin, les applications potentielles des films de BST seront présentées avec un intérêt particulier porté aux dispositifs microondes accordables en fréquence.

Une deuxième partie sera consacrée 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 "CPS" et les guides d'ondes coplanaires "CPW". Nous avons opté pour les lignes guide d'ondes coplanaire "CPW" à cause des avantages qu'elles présentent et des contraintes de mesure. Il sert à calculer les paramètres de la ligne, soit la constante diélectrique effective, l'impédance caractéristique et le coefficient des pertes.

La technique de dépôt Sol-Gel est détaillée dans le troisième chapitre commençant par la préparation de la solution et finissons par l'élaboration des contacts. En suite nous présentons la méthode et l'appareillage utilisé pour extraire les propriétés diélectriques en basse fréquence du BST. À la fin du chapitre on présente les résultats expérimentaux obtenus sur les différents films de BST.

Le dernier chapitre est consacré à la simulation. Donc nous présentons le logiciel de simulation, les structures caractérisées (lignes de transmission et résonateur type CPW à

base de BST) et les résultats de caractérisation. Les principaux paramètres sont l'impédance caractéristique, la permittivité effective et la matrice S.

**CHAPITRE I :**  
**ETAT DE L'ART SUR LE BST**

## CHAPITRE I : ETAT DE L'ART SUR LE BST

### I.1. INTRODUCTION :

Nous proposons d'ajuster le comportement des filtres planaires type résonateurs en utilisant des matériaux ferroélectriques. Ceux-ci possèdent une constante diélectrique élevée qui est modifiée sous l'action d'un champ électrique continu externe. De manière générale, cette particularité sert dans le domaine des micro-ondes pour fabriquer des dispositifs accordables en fréquence.

Nous nous intéressons au titanate de baryum strontium  $[(Ba_x Sr_{1-x})TiO_3]$  (BST). Pour les applications que nous envisageons, les ferroélectriques sont élaborés sous forme de films minces, d'épaisseur de l'ordre du micromètre, sur des substrats monocristallins tel que Saphir. Ces dépôts sont réalisés par l'équipe Couches minces ferroélectrique de laboratoire LEMCEL. Pour optimiser les procédures de dépôt et concevoir des dispositifs, il est indispensable de connaître les propriétés électriques des couches minces ferroélectriques. Nous cherchons donc à déterminer leur permittivité relative  $\epsilon_r$  et leur tangente de pertes  $\tan\delta$ .

Les ferroélectriques appartiennent à la classe des piézoélectriques. Ceux-ci ont été découverts en 1880 par P. et M. Curie. L'effet piézoélectrique direct est l'aptitude des cristaux, dépourvus de centre de symétrie, à se polariser sous l'influence d'une contrainte mécanique. L'effet piézoélectrique inverse consiste en la déformation de ces cristaux lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique. La ferroélectricité a été découverte en 1921 par J. Valasek dans le sel de La Rochelle. Mais, les travaux sur ce sujet n'ont réellement débuté qu'à partir des années 40 avec l'apparition du titanate de baryum ( $BaTiO_3$ ). Les ferroélectriques sont des cristaux dont la polarisation spontanée change sous l'action d'un champ électrique extérieur.

### I.2. PRESENTATION DES FERROELECTRIQUES : LE TITANATE DE BARYUM ( $BaTiO_3$ )

Les matériaux ferroélectriques possèdent une polarisation permanente même en l'absence de champ électrique appliqué. Les composés ferroélectriques les plus fréquemment étudiés sont des perovskites. Ces derniers répondent à la formule générale

ABO<sub>3</sub>, dans laquelle la nature des éléments A et B varie énormément. Comme exemple, nous prenons le BaTiO<sub>3</sub> dont la structure est donnée sur la figure I-1 [1].

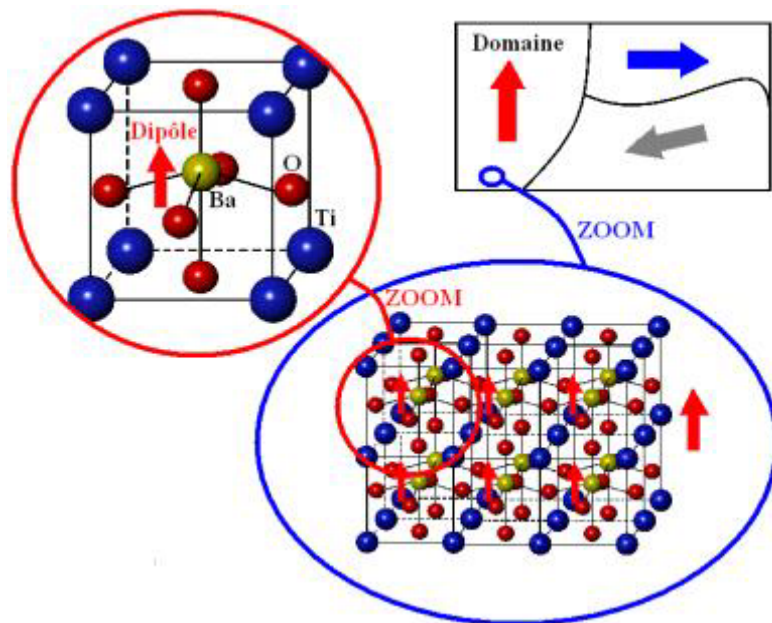


Figure I-1 Structure du BaTiO<sub>3</sub>

Le BaTiO<sub>3</sub> présente, à une température supérieure à 120 °C, une symétrie cristalline cubique. Cette phase centrosymétrique est non polaire. Pour des températures inférieures à 120 °C, les atomes constituant la maille élémentaire se déplacent le long de la direction cristallographique (001). La symétrie du cristal devient ainsi quadratique. On dit aussi qu'elle est tétragonale. La non superposition des barycentres des charges positives et négatives entraîne l'apparition de dipôles permanents selon l'axe (001). Cette phase est dite polaire. En fait, les dipôles électriques sont tous orientés dans la même direction à l'intérieur d'un domaine ferroélectrique, séparé de ses voisins par des parois. Un cristal ferroélectrique a un moment dipolaire global qui est la résultante des moments dipolaires de tous les domaines et donc de toutes les mailles.

La température de transformation structurale entre les phases quadratiques et cubiques du BaTiO<sub>3</sub> est appelée température de Curie ( $T_c$ ). Elle sépare l'état ferroélectrique ( $T < T_c$ ) de l'état paraélectrique ( $T > T_c$ ) pour lequel le matériau a le comportement d'un diélectrique quasi-linéaire. La température de Curie dépend du composé. Selon les ferroélectriques, deux approches principales ont été développées afin d'expliquer le mécanisme fondamental de la transition : le mécanisme de type « displacif » et celui de type « ordre-désordre ». Dans le cas du BaTiO<sub>3</sub>, le mécanisme est de type «



displacif ». La transition correspond à un déplacement des ions dans la maille élémentaire. Les dipôles permanents n'existent donc que pour la symétrie quadratique.

Concernant le mécanisme de type « ordre-désordre », les mailles du cristal possèdent des moments dipolaires dans toutes les phases. Ceux-ci sont aléatoirement désordonnés dans l'état paraélectrique. En revanche, leur alignement suivant des directions privilégiées, lorsque la température diminue, est à l'origine de l'apparition d'une polarisation spontanée au sein du matériau. Pour le BaTiO<sub>3</sub> dans l'état ferroélectrique, la polarisation de chaque domaine est orientée au hasard. Sous l'effet d'un champ électrique extérieur, les dipôles s'alignent selon la direction du champ et les parois de domaines se déplacent. Les cristaux ferroélectriques présentent une variation non linéaire de la polarisation en fonction du champ électrique (Figure I-2) [2].

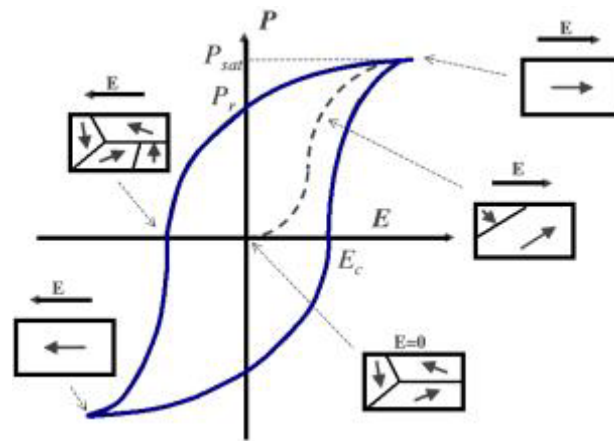


Figure I-2. Cycle d'hystérésis de polarisation en fonction du champ appliqué

A partir d'un état initial où le moment électrique global est nul, la courbe de première polarisation, en pointillés sur la figure I-2, atteint une valeur de saturation  $P_{sat}$ . Tous les domaines sont alors orientés dans le sens du champ. Quand l'amplitude du champ électrique diminue, il subsiste une direction privilégiée des dipôles qui se traduit par une polarisation rémanente  $P_r$  à  $E = 0$ . Pour annuler la polarisation, il est nécessaire d'appliquer un champ de sens opposé et d'intensité  $E_c$ . Il s'agit du champ coercitif. Lorsque le processus se poursuit, la courbe devient une boucle d'hystérésis. Les caractéristiques  $P_{sat}$ ,  $P_r$  et  $E_c$  dépendent de la nature du composé. En phase quadratique ( $T < T_c$ ), on peut distinguer deux principales valeurs de la permittivité :  $\epsilon_c$  et  $\epsilon_a = \epsilon_b$ , a et b représentent les deux axes de la base de la maille cristalline, et c celui dirigé dans le sens de son épaisseur. Dans le cas des matériaux polycristallins, la valeur de la permittivité mesurée correspond à la superposition des composantes relatives à chacun de ces trois axes. Les ferroélectriques

sont donc anisotropes et leurs caractéristiques diélectriques sont maximales suivant l'axe c de la maille. Les variations de la constante diélectrique  $\epsilon$  et de la tangente de pertes  $\tan\delta$  en fonction de la température, pour une céramique polycristalline de BaTiO<sub>3</sub>, sont données sur la figure I-3 [1].

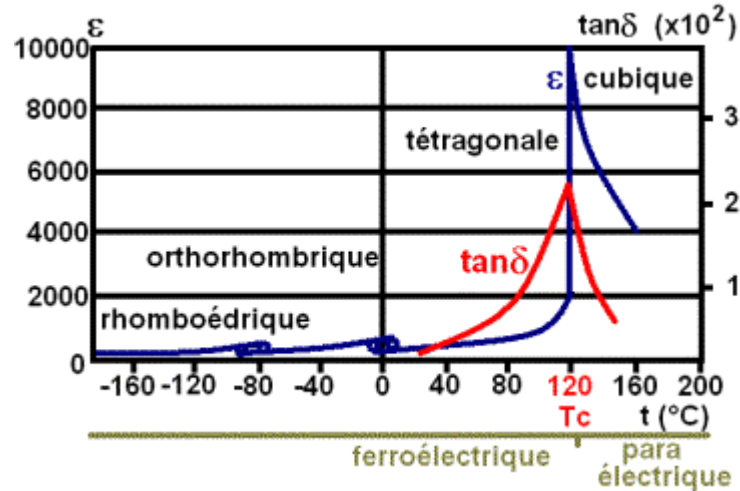


Figure I-3. Evolution de la structure du BaTiO<sub>3</sub> et de ses caractéristiques diélectriques en fonction de la température

Au niveau de la température de Curie, nous observons un pic de la permittivité qui s'accompagne malheureusement d'une augmentation de la tangente de pertes.

### I.3. LE CHOIX DU TITANATE DE BARYUM STRONTIUM [(Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>]

La propriété particulière du BaTiO<sub>3</sub> d'avoir une permittivité pouvant être modifiée par la température et par un champ électrique statique appliqué semble très intéressante. Cependant, la température de transition T<sub>c</sub> est trop élevée pour des applications hyperfréquences. En effet, elle doit être proche de la température de fonctionnement souhaitée afin que la caractéristique attrayante du matériau soit exploitable. Le dopage en strontium du BaTiO<sub>3</sub> permet d'abaisser la température de Curie. Celle-ci est alors comprise entre 120 °C et -200 °C. Il est donc possible de trouver une composition de BSTO adaptée à chaque température de travail. Par conséquent, nous décidons d'étudier le titanate de baryum strontium [(Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>], où x est le taux de baryum. L'évolution de la température de transition du [(Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>] en fonction de x est montrée sur la figure I-4 [3].

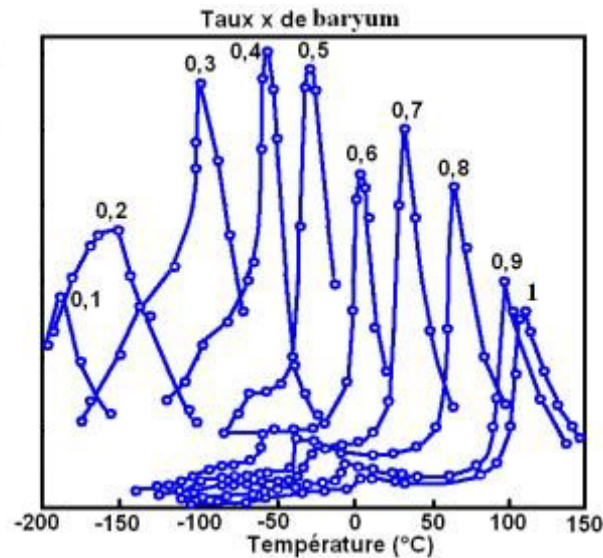


Figure I.4. Evolution de la température de transition du  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  en fonction du taux de baryum

Il est préférable de travailler légèrement au-dessus de la température de Curie de manière à éviter les problèmes d'instabilité diélectrique à la transition et de polarisation rémanente dans l'état ferroélectrique. Cela revient à supprimer le cycle d'hystérésis. La remarque précédente dicte le choix de  $x$ . Vu que nous cherchons d'abord à employer le matériau à température ambiante, nous fixons la concentration en baryum  $x$  à  $2/3$ . Par contre, il faudrait opter pour  $x = 0,1$  dans le cadre d'une utilisation à  $77\text{ K}$ . Le  $[(Ba_x Sr_{1-x})Ti O_3]$  est une perovskite dont la structure dépend, entre autres, de la proportion de baryum par rapport au strontium. La maille de ce composé, représentée sur la figure I-5 [4], correspond à la somme de trois mailles, une de  $SrTiO_3$  et deux de  $BaTiO_3$ . Par ailleurs, la structure du BST est influencée par l'insertion de lacunes d'oxygène. La formule chimique du matériau devient ainsi  $[(Ba_x Sr_{1-x})Ti O_{3-\delta}]$  où  $\delta$  est le degré de sous oxygénation de la maille. Classiquement, plus le taux  $\delta$  est grand, plus la température de Curie croît.

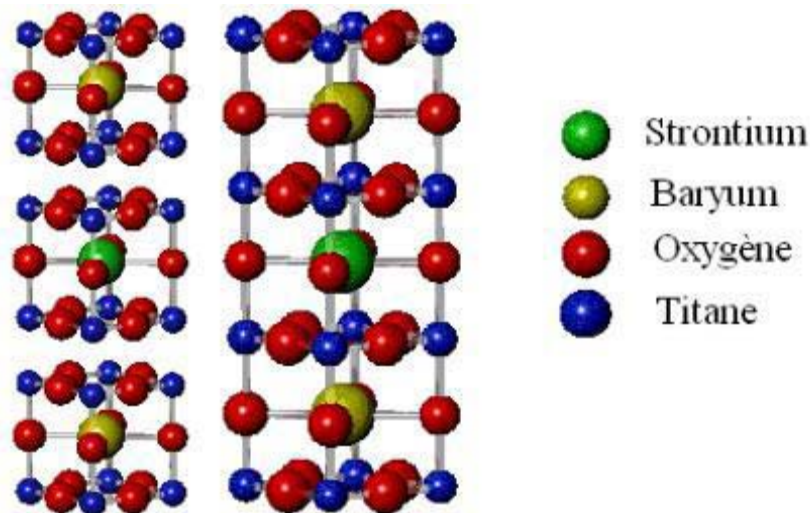


Figure I-5. Structure de la maille du BSTO

Jusqu'à ces dernières années, l'intégration des ferroélectriques dans des systèmes électroniques était limitée en raison de leurs fortes pertes et des valeurs élevées de champ nécessaires pour faire varier significativement leur permittivité. Des études récentes ont prouvé qu'une élaboration en couches minces permettait de surmonter en partie ces difficultés.

#### I.4. LES COUCHES MINCES

Au cours des deux dernières décennies, le développement des matériaux sous forme de films a contribué à une explosion des performances de l'électronique professionnelle et grand public en abaissant notamment le coût des composants par une production de masse. Ainsi, depuis l'invention du transistor en 1947, on a assisté à l'intégration de plusieurs milliers de composants (tels que les composants semi-conducteurs par exemple) permettant de banaliser des appareils comme les calculatrices ou les micro-ordinateurs personnels, avec des capacités de calcul et de mémoire largement supérieures aux premiers ordinateurs.

Les films peuvent être élaborés à partir d'une gamme quasi-infinie de compositions si on considère les éléments de base et leurs alliages tels que les matériaux conducteurs, isolants, réfractaires (oxydes, nitrures, carbures) et les polymères entre autres. La structure des films déposés peut être mono ou multicouches avec des épaisseurs pouvant varier d'un plan atomique (quelques Angströms) à plusieurs centaines de micromètres. Leurs propriétés physiques (électriques, magnétiques, optiques, ...) dépendent de leur microstructure qui est étroitement liée aux paramètres de dépôt [5].

### I.4.1. Intérêts des couches minces

Plusieurs raisons peuvent être avancées pour décrire l'importance grandissante des couches minces et notamment celles de matériaux ferroélectriques.

La première raison, plutôt générale, est la tendance actuelle à la miniaturisation des composants électroniques qui a conduit au développement de circuits basés sur des films représentant seulement une fraction de volume de ceux comportant des céramiques massives ou des matériaux monocristallins.

Ensuite, comme nous l'avons évoqué précédemment, les films sont beaucoup moins onéreux que les monocristaux et de plus, ils peuvent représenter des motifs différents et être déposés sur des substrats de géométries diverses.

Enfin, les nouvelles technologies, employées pour les systèmes de communication sans fil notamment, nécessitent des matériaux "intelligents" qui possèdent intrinsèquement la ou les propriétés recherchées. Dans ce cas précis, l'emploi de matériaux ferroélectriques semble parfaitement adapté. Cependant, leur intégration à l'état massif est impossible d'une part à cause des tensions de polarisation énormes (1000 V environ) nécessaires à la création d'un champ suffisant pour faire varier la permittivité relative du matériau ; d'autre part, à cause des pertes importantes générées par ces matériaux massifs empêchant d'avoir un facteur de qualité ( $Q = \frac{1}{\tan \delta}$ ) suffisamment grand pour travailler aux fréquences microondes [6]. L'utilisation de films, de BST par exemple, de quelques centaines de nanomètres d'épaisseur, permet de réduire significativement la tension de polarisation puisque 10 V sont dans ce cas suffisants pour engendrer un champ  $\vec{E}$  du même ordre de grandeur que dans le cas du massif [7].

Il semble cependant clair que les propriétés diélectriques obtenues sur les films de BST soient différentes de celles connues pour le même matériau sous sa forme massive [7]. En effet, plusieurs études montrent que la permittivité diélectrique relative des films est plus faible que celle du matériau massif [7, 8]. Les études des pertes diélectriques, quant à elles, font état de résultats assez variés. La majorité montre que les pertes diélectriques dans les films minces de BST sont légèrement supérieures à celles du BST massif [9, 10]. Cependant, leur évolution en fonction de la fréquence et de la température n'est pas encore bien déterminée et les résultats publiés sont assez contradictoires [10, 11] :

nous y reviendrons dans la suite de notre étude. Aux hautes fréquences, la multiplication des circuits utilisant une technologie à base de couches minces tend cependant à démontrer la possibilité de s'affranchir de ce problème dans le cas du BST.

#### I.4.2. Les différentes techniques de dépôt:

La synthèse de couches minces consiste toujours en un dépôt d'un matériau précurseur sur un substrat [12]. L'état physique sous lequel se trouve le précurseur et la manière dont il est transféré sur le substrat permet de différencier les divers procédés, dont les principaux sont présentés sur la Figure I-6. Les procédés physiques (PVD pour Physical Vapor Deposition) font tous intervenir des précurseurs solides qui sont transférés en phase vapeur sur le substrat. Les principales techniques sont l'évaporation, la pulvérisation, l'ablation laser et l'épitaxie par jets moléculaires. Le dépôt en phase vapeur (CVD pour Chemical Vapor Deposition), la voie sol-gel et la synthèse hydrothermale sont des procédés chimiques : ils font intervenir des réactions en phase liquide ou gazeuse.

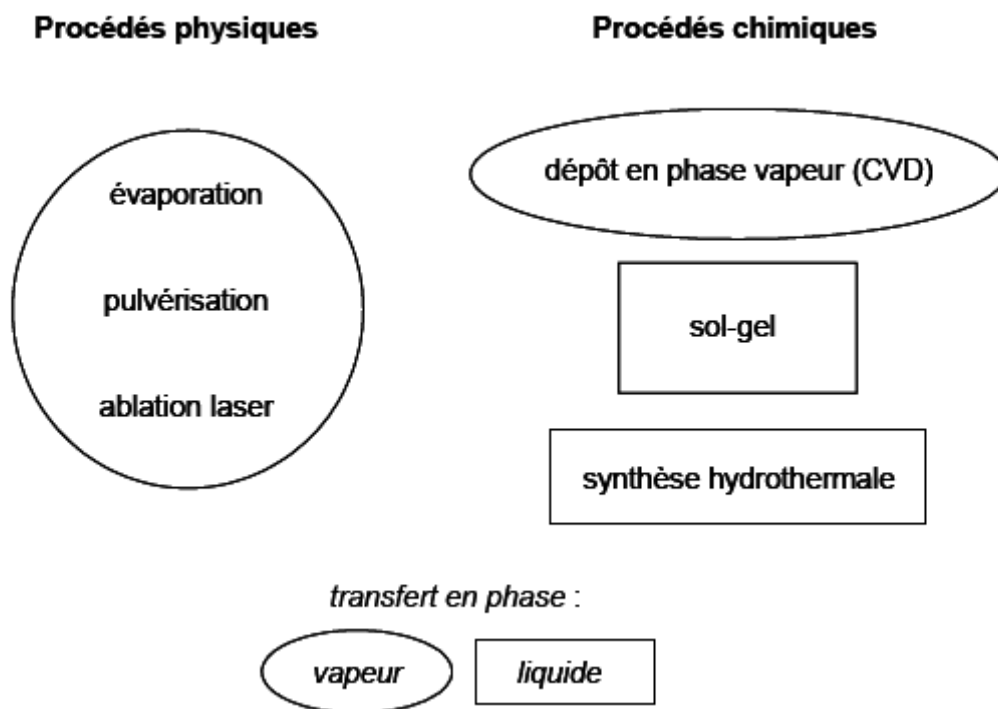


Figure I-6 : Les différentes méthodes de dépôt de couches minces.

Certaines techniques possèdent des variantes qui peuvent améliorer leurs caractéristiques statiques. Les principaux critères à évaluer dans le choix de la méthode sont la capacité à élaborer des films de stoechiométrie et à structure contrôlée, la vitesse et

la surface d'homogénéité du dépôt, son adhérence sur le substrat, le coût et enfin la reproductibilité de la technique.

#### **I.4.2.1. Les techniques de PVD :**

Ces méthodes sous vide plus ou moins poussé permettent de déposer un film solide à la surface d'un substrat par le transfert en phase vapeur du matériau précurseur. Elles nécessitent des températures de substrat élevées pour obtenir un dépôt cristallisé.

##### **- L'évaporation thermique :**

Elle consiste à évaporer par fusion ou sublimation le matériau à déposer à l'aide d'une source à effet Joule ou d'un canon à électrons [13]. Le dépôt réactif assisté par plasma (RPAE : Reactive Plasma Activated Evaporation) [14] est une variante assistée par plasma de l'évaporation, qui permet de fournir de l'énergie supplémentaire aux particules évaporées. L'épitaxie par jet moléculaires (ou MBE : Molecular Beam Epitaxy)[15] est elle aussi une variante de l'évaporation par canon à électrons qui imprime aux atomes évaporés une très grande mobilité. Ceci leur permet de se positionner sur le substrat en respectant son réseau cristallin: c'est donc la technique de choix pour le dépôt de couches totalement orientées.

##### **- La pulvérisation cathodique :**

La pulvérisation est un procédé de dépôt sous vide par lequel le matériau à déposer est éjecté de la surface d'un solide par un bombardement de particules énergétiques créées à l'intérieur d'un plasma. On parle de pulvérisation cathodique car le matériau précurseur est situé à la cathode. La pulvérisation d'une cible peut aussi être réalisé à l'aide d'un canon à ions (Ion Beam Sputtering) [16], à la place du plasma, ce qui permet de contrôler l'énergie et l'angle d'incidence des ions projectiles.

##### **- L'ablation laser :**

L'ablation laser consiste à irradier le matériau-cible par un faisceau laser focalisé (laser excimer KrF le plus souvent), ce qui produit une " plume " du matériau vaporisé (Figure I-7) qui va ensuite se condenser à la surface d'un substrat chauffé [17],[18].

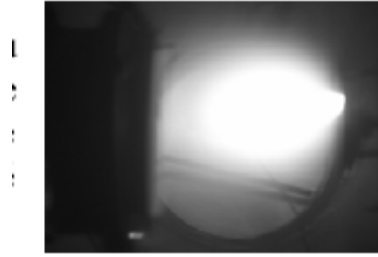


Figure I-7. " Plume " vaporisée par ablation laser.

La comparaison des énergies des espèces émises par ces différents procédés physiques en phase vapeur est présentée sur la Figure I-8. Ce facteur, qui dépend entre autres de la qualité du vide, revêt une importance particulière car la qualité structurale des dépôts en dépend fortement.

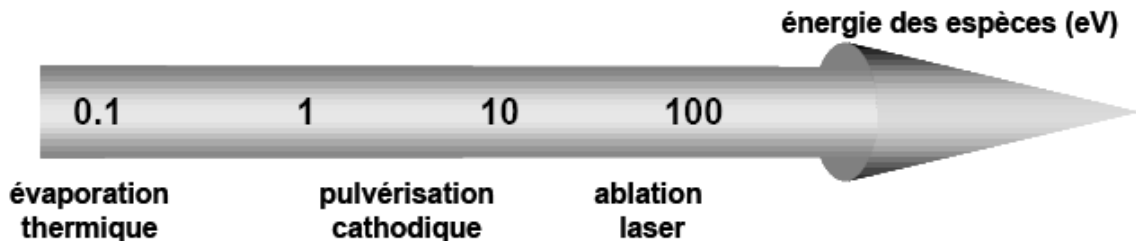


Figure I-8. Energie des espèces émises lors des dépôts par procédé physique (PVD).

#### I.4.2.2. Les techniques de CVD :

Ces méthodes permettent le dépôt d'un film solide à la surface d'un substrat chauffé via une ou plusieurs réactions chimiques en phase gazeuse. Les précurseurs vaporisés (qui peuvent être au départ en phase solide, liquide ou gazeuse) sont injectés dans un réacteur où le transport de matière est toujours effectué en phase vapeur. Pour le dépôt de couches minces ferroélectriques, la technique de CVD la plus courante est la MOCVD (Metal-Organic CVD) [19] : les précurseurs sont des composés organométalliques sous forme liquide ou solide (et mis en solution dans un solvant approprié). La CVD peut également être assistée par un plasma (PECVD pour Plasma Enhanced), qui en fournissant de l'énergie aux espèces incidentes permet d'abaisser la température du substrat [20] [21]. Un des avantages de la CVD est qu'elle permet de déposer des films sur des surfaces irrégulières, avec des vitesses assez élevées.



### I.4.2.3. Méthodes par voie liquide :

Les procédés CSD (Chemical Solution Deposition) désignent les techniques d'élaboration de couches minces à partir de matériaux en solution, la méthode la plus courante étant la voie sol-gel. Celle-ci représente une approche relativement récente qui consiste à obtenir une phase solide par hydrolyse et polymérisation à température ambiante de précurseurs moléculaires en solution. La MOD (pour Metal-Organic Decomposition) est une variante dans laquelle on utilise des précurseurs organométalliques dissous dans un alcool en évitant l'hydrolyse. Dans le cas de couches minces de BST [22], [23], les précurseurs les plus couramment utilisés sont les acétates de baryum et de strontium et l'isopropoxyde de titane. Les solvants usuels sont l'acide acétique et l'éthanol: ils permettent de contrôler la viscosité du mélange.

La solution de matériau précurseur peut être déposée par divers procédés, les plus courants étant le spin-coating (étalement de la solution sur le substrat par centrifugation rapide à l'aide d'une tournette) et le dip-coating (étalement de la solution par trempage du substrat dans un bain de matériau précurseur). Le dépôt est ensuite pyrolysé afin d'éliminer les composés organiques, puis répété à plusieurs reprises pour atteindre l'épaisseur souhaitée, et enfin recuit pour obtenir une phase cristallisée.

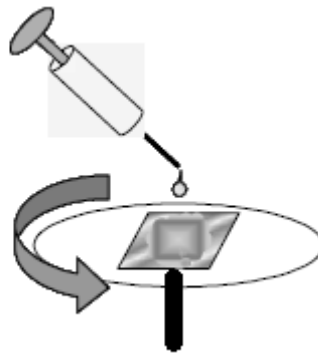


Figure I-9. Schéma de principe du spin-coating

La technique LSMCD (Liquid Source Misted Chemical Deposition) est une variante des procédés sol-gel qui permet le dépôt de couches ultraminces ( $< 5\text{nm}$ ). [24]. La synthèse de couches minces par voie hydrothermale a également été utilisée : elle permet de déposer des films à basse température ( $< 200^\circ\text{C}$ ), sans recuit nécessaire [25]. Elle peut aussi être couplée à la technique sol-gel [26] afin d'abaisser les températures de synthèse.

## I.5. APPLICATIONS MICRO-ONDES DES FILMS DE BST

Comme nous l'avons évoqué précédemment, les dispositifs micro-ondes accordables ou reconfigurables en fréquence utilisant des ferroélectriques sont basés sur la variation de la permittivité de ces matériaux en fonction du champ électrique statique qui leur est appliqué. Deux types de polarisation sont envisageables : vertical (Figure I-10) ou horizontal (Figure I-11). Les électrodes métalliques ne permettant pas une bonne orientation des couches ferroélectriques et ne résistant pas en général aux conditions de dépôt de celles-ci, l'emploi de la polarisation horizontale prédomine dans la littérature.

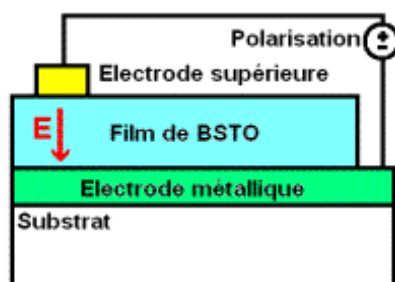


Figure I-10. Polarisation verticale

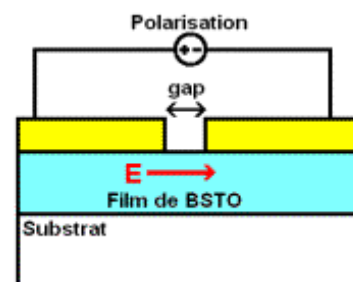


Figure I-11. Polarisation horizontale

### I.5.1. Les condensateurs accordables en fréquence

La structure la plus simple permettant de mettre à profit la variation de la permittivité des matériaux ferroélectriques est le condensateur. Un tel dispositif, fabriqué en technologie microruban est représenté sur la figure I-12 (a) [27]. Il est constitué d'un substrat en aluminate de lanthane (LAO) recouvert d'une couche de platine (Pt) gravée par photolithographie et d'un film de  $[(Ba_{10}Sr_{90})Ti O_3]$  (BST90/10) d'épaisseur 300 nm ou 700 nm. La polarisation statique du ferroélectrique est effectuée entre les deux électrodes en platine. La figure I-12 (b) montre les lignes de champ électrique qui se forment alors autour du gap.

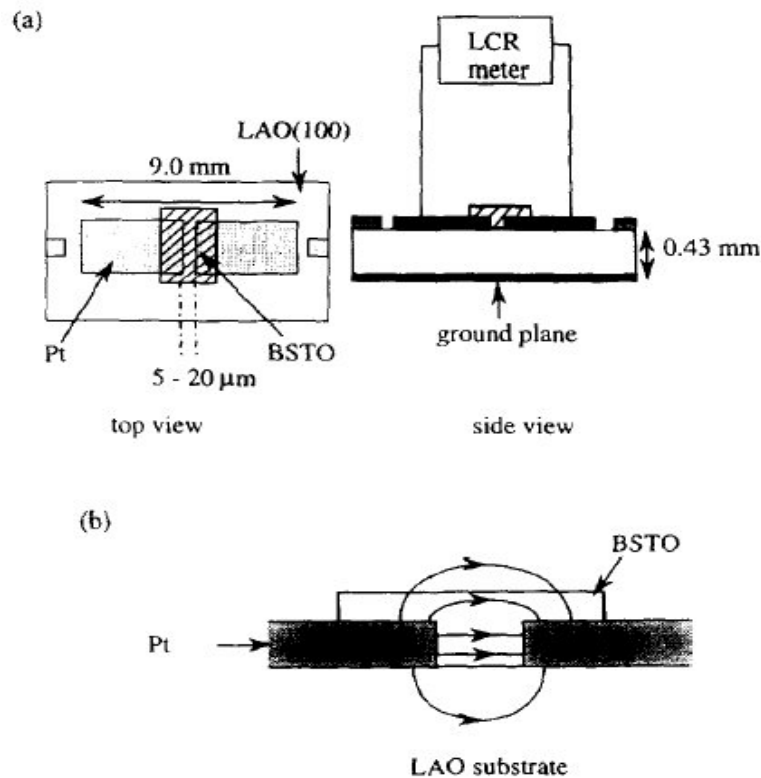


Figure I-12 Capacité planaire (a) Vues de dessus et de profil. (b) Distribution des lignes de champ électrique.

Le changement de la tension de polarisation induit une modification du champ électrique, ce qui a pour conséquence la variation des propriétés diélectriques du BST et ainsi de la valeur de la capacité mesurée à l'aide d'un capacimètre. Ce condensateur accordable peut ensuite être intégré dans des résonateurs et des filtres.

### I.5.2. Les résonateurs accordables en fréquence

Un exemple simple de résonateur micro-onde est donné sur la figure I-13[28]. Un condensateur quasiment identique à celui exposé précédemment est facilement reconnaissable sur la figure I-13 (b). Il est formé de l'empilement d'un substrat de  $\text{LaAlO}_3$ , d'un film de titanate de strontium ( $\text{SrTiO}_3$  ou STO) de  $0,3 \mu\text{m}$  d'épaisseur et d'une métallisation en cuivre de  $3 \mu\text{m}$  d'épaisseur. Cette capacité est posée sur un résonateur en technologie microruban composé d'un substrat en saphir ( $\alpha\text{-Al}_2\text{O}_3$ ) limité par un plan de masse inférieur en or et surmonté d'une couche tampon en cérine ( $\text{CeO}_2$ ) et d'un film supraconducteur. Les lignes d'entrée et de sortie, situées aux extrémités gauche et droite de la figure I-13 (a), sont couplées au résonateur par proximité et permettent d'exciter celui-ci en hyperfréquence.

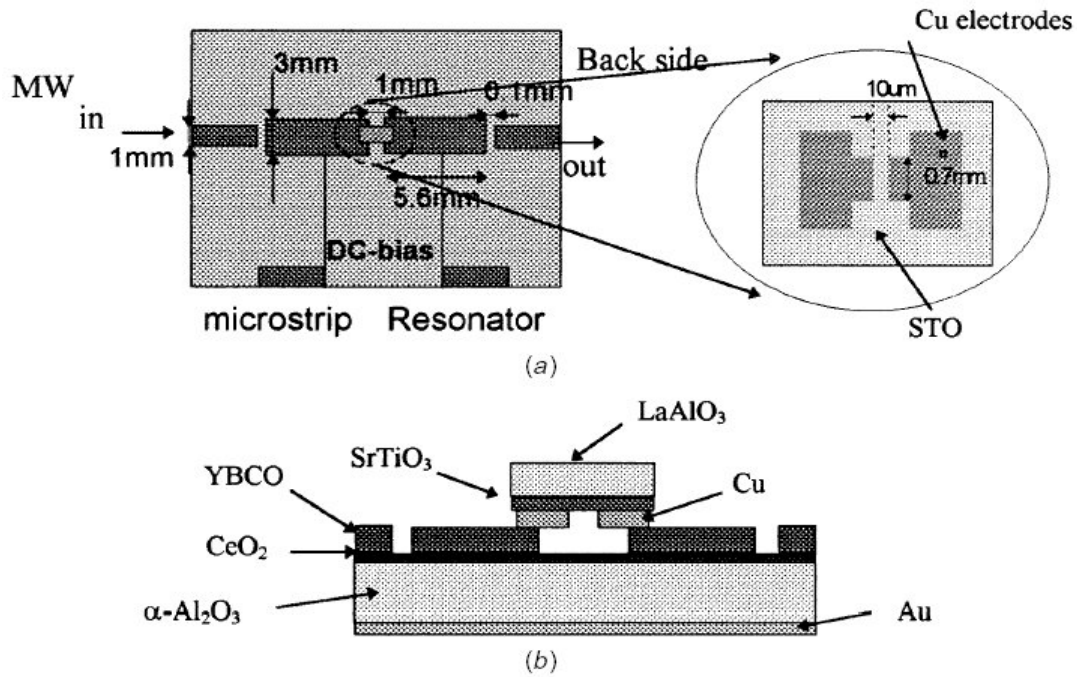


Figure I-13 (a) Vue de dessus d'un résonateur en technologie supraconductrice microruban avec une capacité planaire ferroélectrique. (b) Vue en coupe du résonateur accordable.

Les deux parties centrales assurent la fonction de résonance. Les deux plots au bas de la figure I-13 (a) amènent la tension continue qui vient polariser le ferroélectrique. De part sa géométrie, le résonateur fonctionne sur deux modes. Un pic de résonance est fixe à 5,53 GHz (Figure I-14), alors que l'autre dépend de la valeur de la capacité placée au centre de la ligne microruban et varie en fonction de la tension appliquée (Figure I-15).

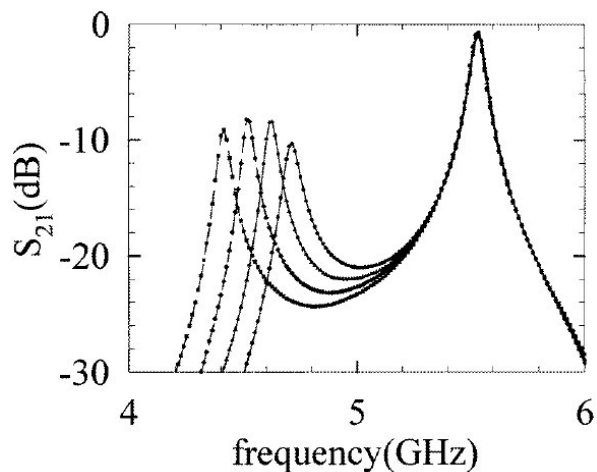


Figure I-14. Réponse en transmission d'un résonateur supraconducteur à 77 K utilisant une capacité pour différentes dimensions des électrodes

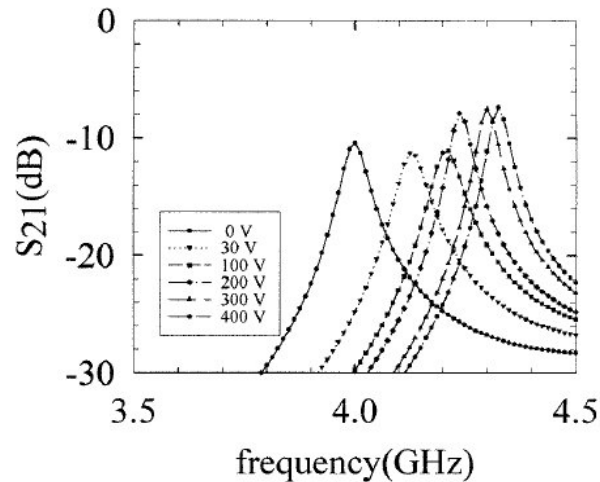


Figure I-15. Réponse en transmission d'un résonateur supraconducteur à 77 K utilisant une capacité planaire ferroélectrique pour différentes tensions continues

La figure I-16 présente une implantation originale de ce type de résonateur [29]. Une structure similaire à la précédente est introduite entre deux guides d'ondes. Les couplages entre les différents éléments sont alors assurés par des iris de couplage. La variation du pic de résonance du résonateur chargé par la capacité utilisant un film de BaSrTiO<sub>3</sub> en fonction de la tension continue appliquée à travers celle-ci est indiquée sur la figure I-17.

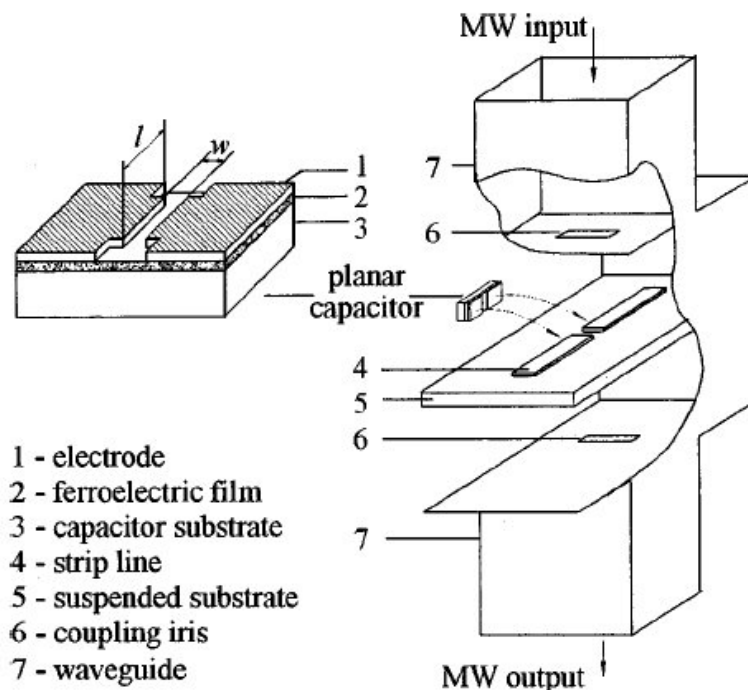


Figure I-16. Vue en perspective d'une capacité planaire utilisant un film ferroélectrique et schéma d'un résonateur microruban sur un substrat suspendu chargé par celle-ci

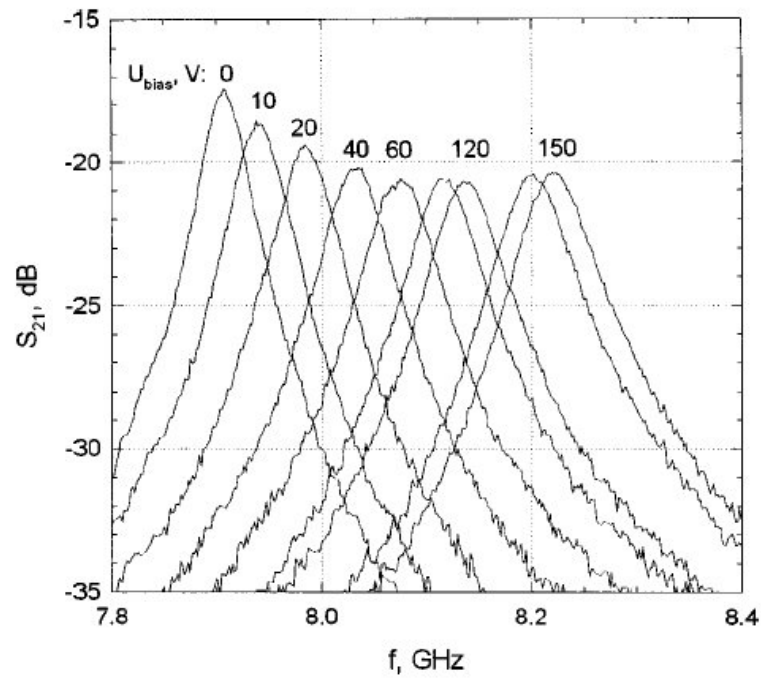


Figure I-17. Variation du pic de résonance d'un résonateur chargé par une capacité utilisant un film de BaSrTiO<sub>3</sub> en fonction de la tension continue appliquée à travers celle-ci

Enfin, pour augmenter les vitesses d'accordabilité en fréquence, un nouveau type de résonateur a été étudié [30]. Un film de BST de 80 à 120  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, déposé sur un bloc métallique, est inséré dans une cavité métallique contenant un résonateur diélectrique en forme d'anneau (Figure I-18).

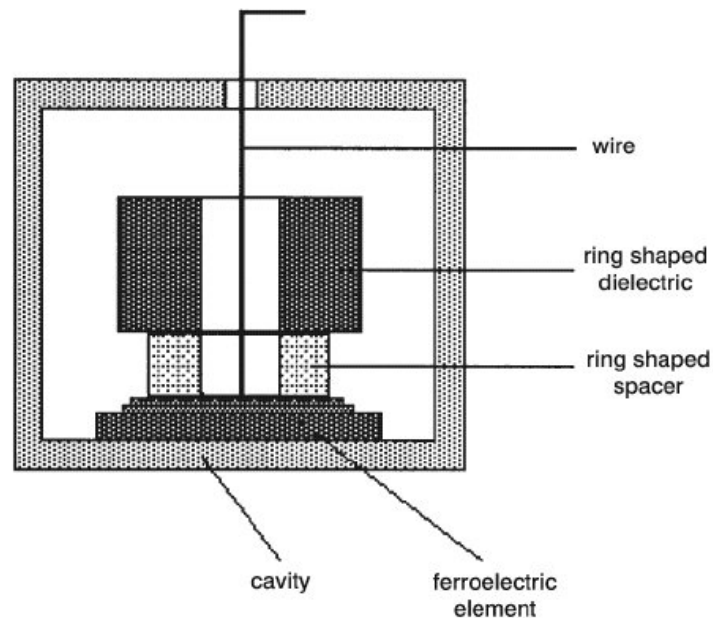


Figure I-18. Structure d'un résonateur diélectrique accordable grâce à une couche ferroélectrique

### I.5.3. Les filtres accordables en fréquence

Un exemple de filtre passe-bande trois pôles en technologie coplanaire est montré sur la figure I-19 [31].

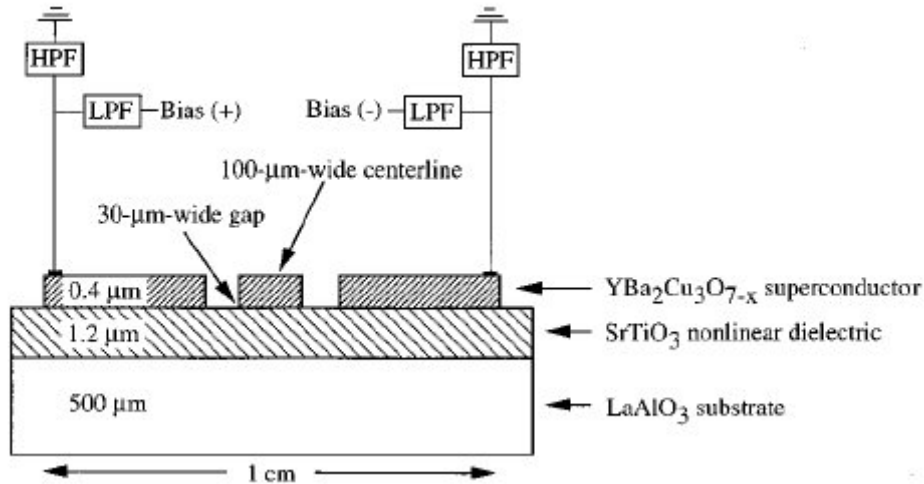


Figure I-19. Section d'un filtre passe-bande coplanaire accordable

Le filtre est constitué d'un substrat de LaAlO<sub>3</sub> surmonté d'un film de SrTiO<sub>3</sub> de 1,2 µm d'épaisseur, puis d'une couche supraconductrice de 0,4 µm d'épaisseur. Deux lignes en entrée et en sortie excitent trois résonateurs en  $\lambda/2$  couplés (Figure I-20). L'âme centrale des connecteurs SMA est directement reliée à une ligne et leur embase aux plans de masse.

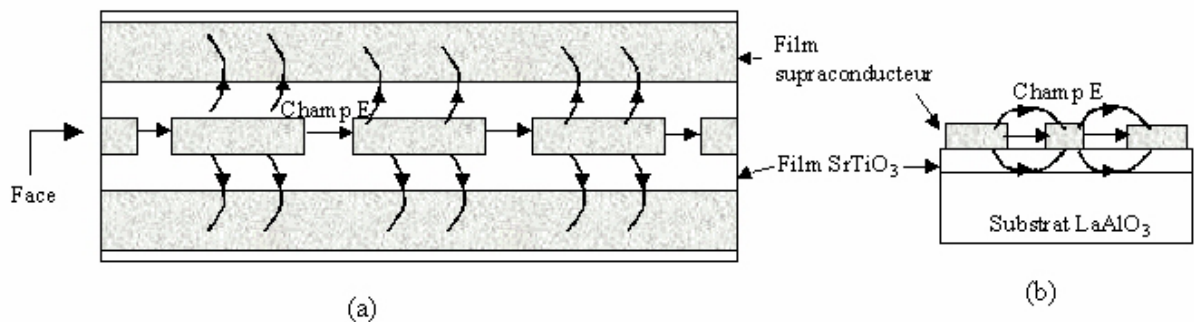


Figure I-20. Lignes de champ électrique d'un filtre trois pôles en technologie coplanaire

(a) Vue de dessus. (b) Vue de face.

La polarisation du ferroélectrique est effectuée par une tension continue appliquée entre les deux plans de masse. La variation de ce champ électrique a pour conséquence classique un changement de permittivité du SrTiO<sub>3</sub> entraînant un décalage de la fréquence

centrale du filtre. Il serait également possible de modifier sa largeur de bande passante. Ce filtre est centré autour de 2,5 GHz avec une bande passante relative de 2% et il possède une accordabilité supérieure à 15% (Figure I-21). A la température de 4 K et sous 125 V de polarisation, les pertes d'insertion s'élèvent à environ 3dB.

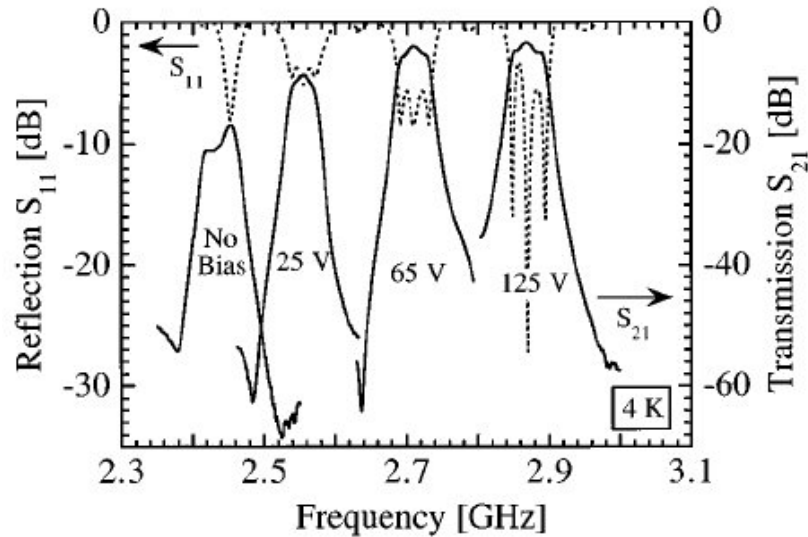


Figure I-21. Réponses en transmission et en réflexion d'un filtre passe-bande coplanaire à 4 K pour des tensions continues comprises entre 0 et 125 V

Ce type de dispositif peut aussi être réalisé en technologie microruban. G. Subramanyam a ainsi développé un filtre supraconducteur deux pôles de fréquence centrale 19 GHz et de bande passante relative 4% [32]. Une couche de 300 nm de SrTiO<sub>3</sub> et un film d'YBaCuO de 350 nm ont été successivement déposés sur un substrat de LaAlO<sub>3</sub> (Figure I-22).

Le filtre est conçu à partir de résonateurs orientés à 45° les uns des autres. Cette géométrie originale permet d'appliquer la tension continue directement au centre des résonateurs puisque c'est en ce point que le circuit de polarisation perturbe le moins le fonctionnement du système.



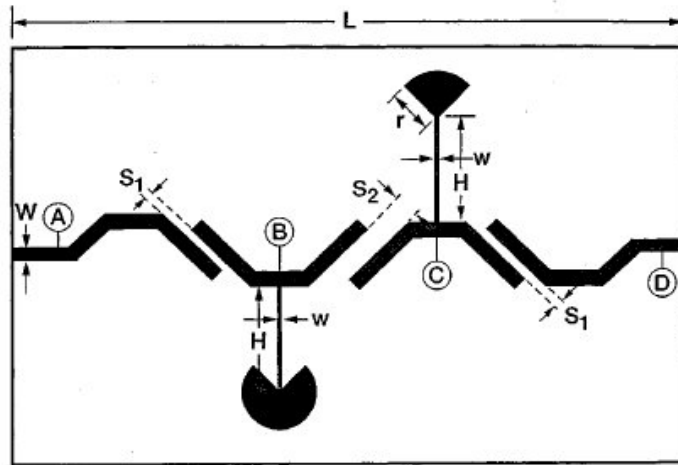


Figure I-22. Filtre passe-bande microruban accordable

Les résonateurs présentent un facteur de qualité à vide estimé de 200 à 18 GHz. A 30 K et pour une tension de polarisation de  $\pm 400$  V, les pertes d'insertion du filtre sont inférieures à 2 dB et l'accord en fréquence relatif est supérieur à 12% (Figure I-23).

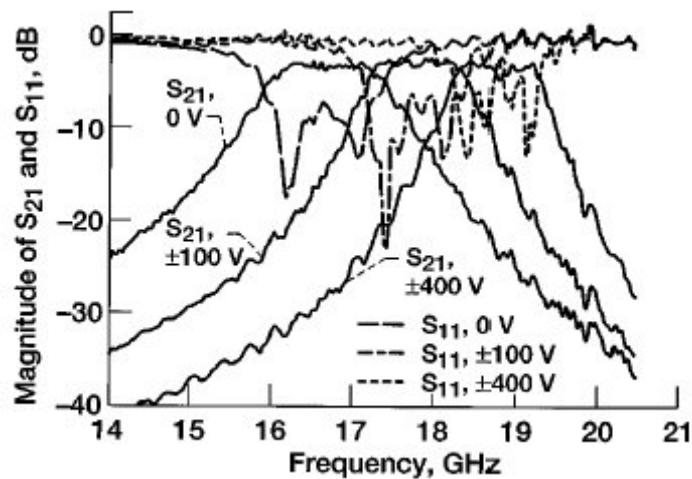


Figure I-23. Réponses en transmission et en réflexion d'un filtre HTS ferroélectrique à 30 K pour plusieurs tensions de polarisation.

Dans le cadre de ce travail de thèse, les applications visées sont les résonateurs accordables. Avant toute conception, il est nécessaire de déterminer de façon précise la permittivité relative  $\epsilon_r$  et la tangente de pertes  $\tan\delta$  des matériaux ferroélectriques qui sont mal connues aux fréquences micro-ondes. Les particularités de ces couches réalisées sur des substrats monocristallins de Saphir sont leur surface limitée, 1 cm<sup>2</sup>, et leur épaisseur faible, de l'ordre de 1  $\mu\text{m}$ . Nous souhaitons également, grâce à cette méthode de

caractérisation, optimiser les conditions de dépôt pour obtenir les pertes hyperfréquences du BST les plus faibles possibles.

**CHAPITRE II :**  
**MODELISATION DES LIGNES DE**  
**TRANSMISSION A DOUBLES COUCHES**

## CHAPITRE II : MODELISATION DES LIGNES DE TRANSMISSION A DOUBLES COUCHES

### II.1. INTRODUCTION

Nous devons considérer la structure à utiliser pour caractériser notre diélectrique. Il existe 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 II.1, le conducteur central et les plans de masse sont sur le même coté 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 II.1 montre donc la configuration à deux couches utilisée. Le BST, comme signalé auparavant, est déposé sur une couche de Saphir et les plans de masse sont finis.

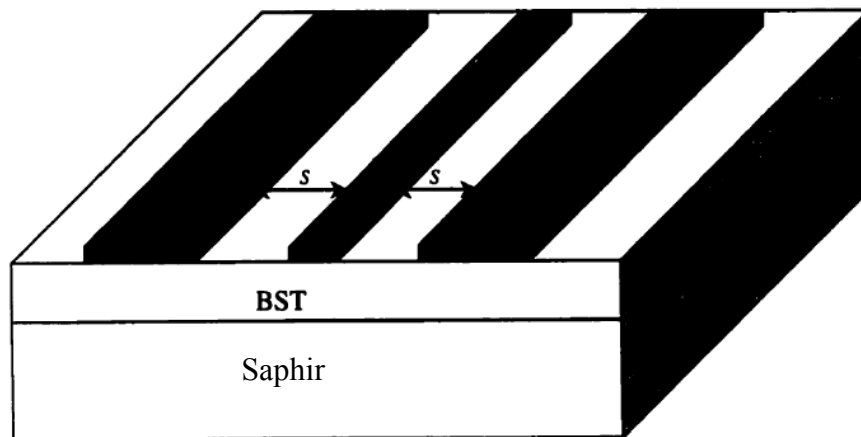


Figure II.1 : La structure CPW utilisée

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

## II.2. CARACTERISATION DES STRUCTURES CPW MULTICOUCHES

Cette étape consiste de 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  $\epsilon_{eff}$  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.

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.

Les équations de conception qui sont présentées dans cette section se basent sur l'approche quasi-statique

## II.3. 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. Les paramètres de la ligne sont donc calculés à partir de deux capacités :

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{C}{C_0} \quad \text{II.1}$$

$$V_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad \text{II.2}$$

$$Z_0 = \frac{1}{C V_{ph}} \quad \text{II.3}$$

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.

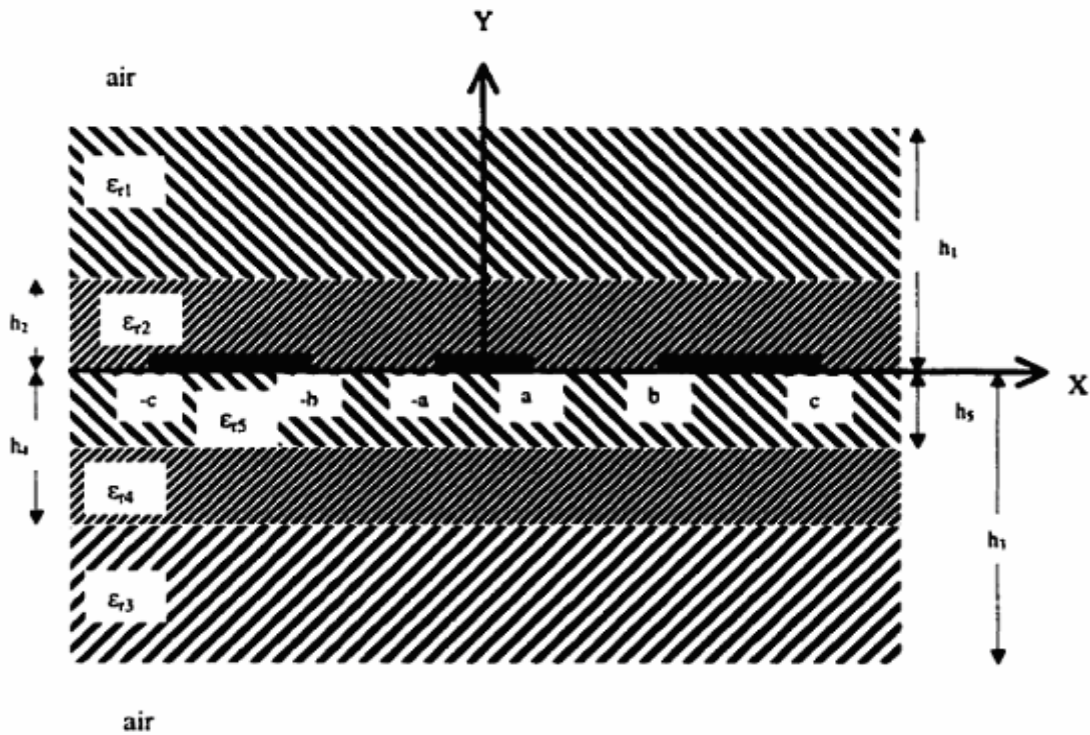


Figure II.2 : Configuration de la ligne CPW utilisée pour l'analyse

En utilisant la méthode de superposition, nous pouvons calculer la capacité  $C$  de la ligne. Cette dernière est la somme de six capacités partielles :

$$C = C_0 + C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5 \quad \text{II.4}$$

Les configurations de ces capacités sont montrées aux figures II.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 [33], [34] et [35].

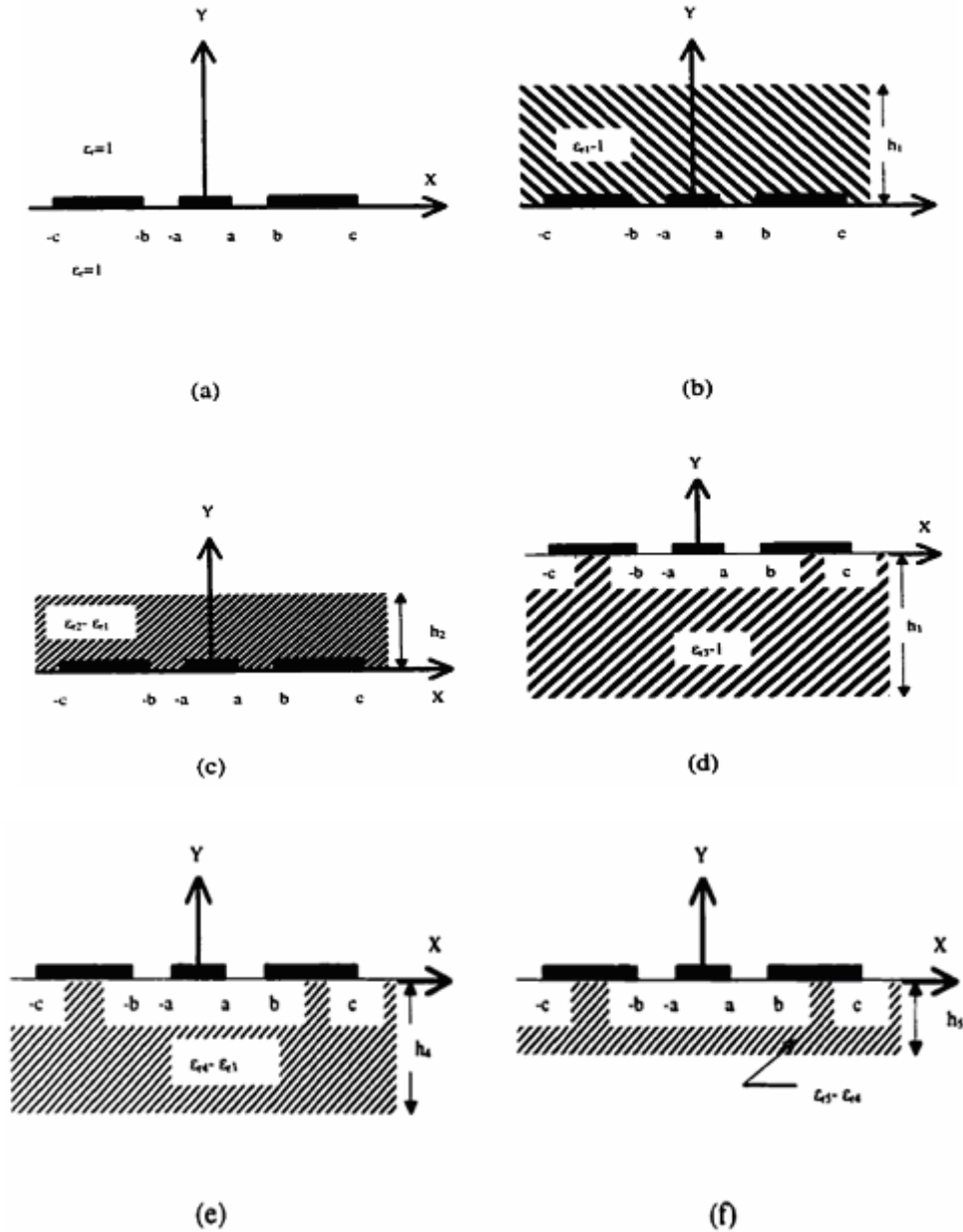
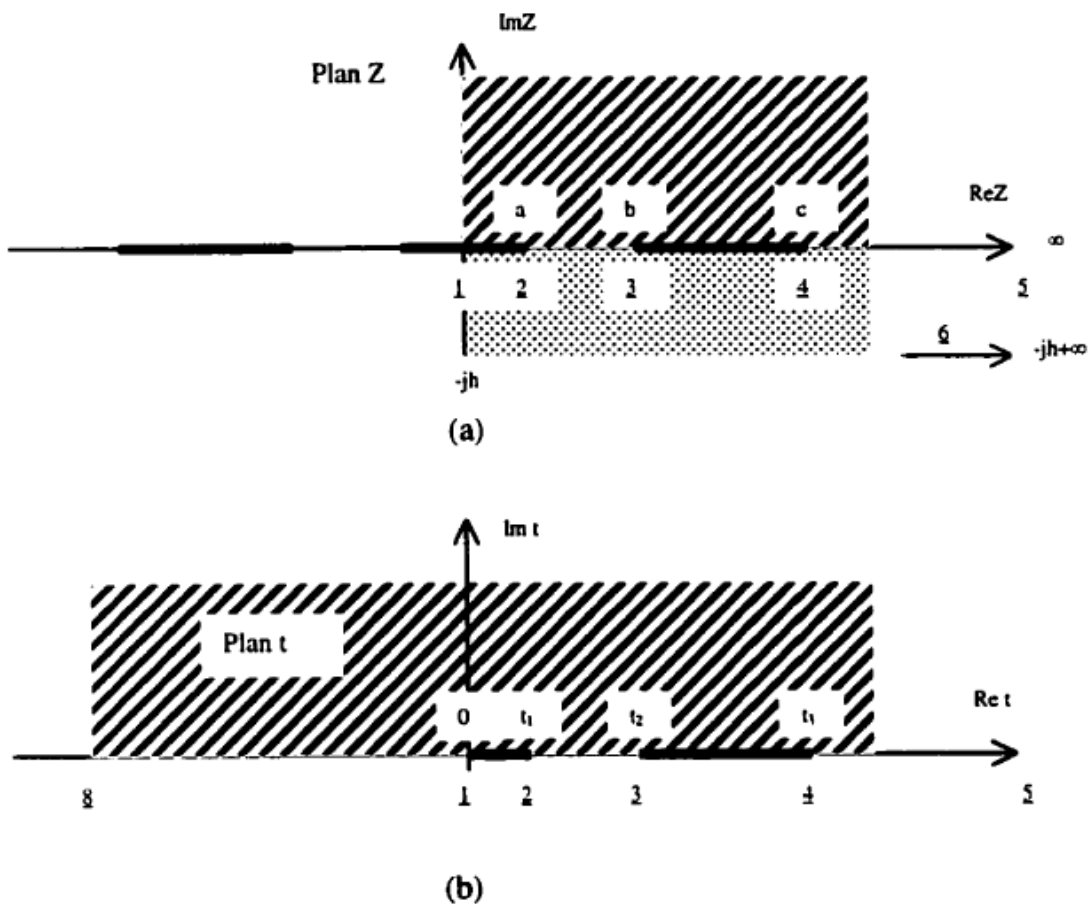


Figure II.3 : Configurations des capacités

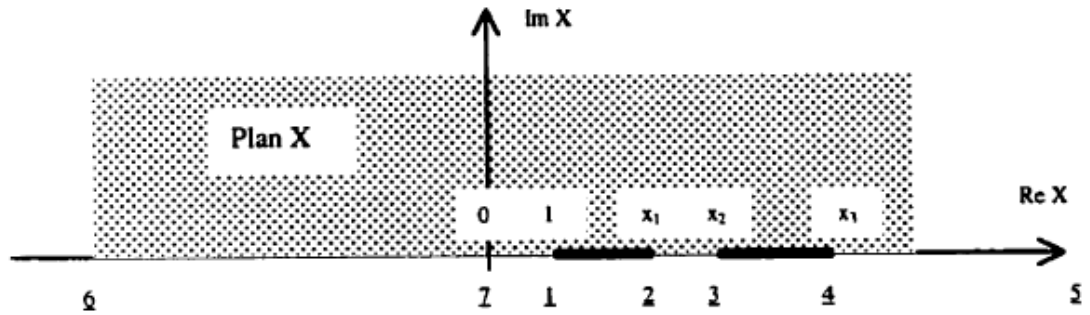
(a)- $C_0$ , (b)- $C_1$ , (c)- $C_2$ , (d)- $C_3$ , (e)- $C_4$  et (f)- $C_5$

### "Conformal mapping"

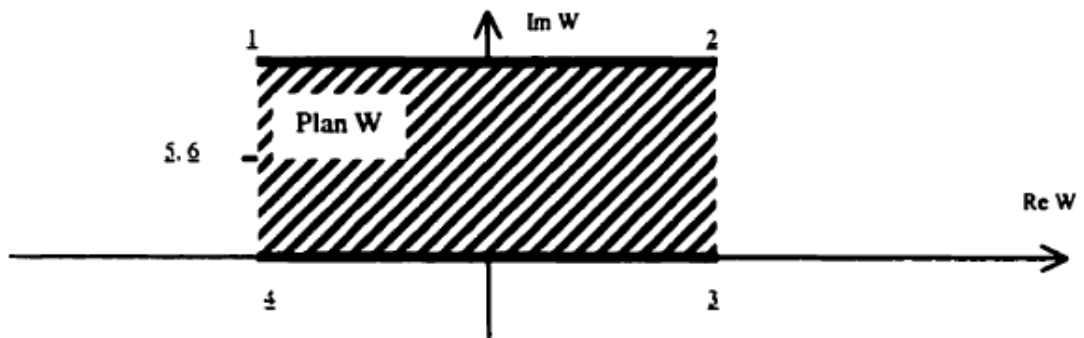
Pour le calcul des capacités, on utilise la technique du "conformal mapping" décrite par C. Veyres et V. Fouad Hanna [34] ainsi que G. Ghione [36]. Elle suppose que toutes les interfaces diélectriques de la structure peuvent être remplacées par des murs magnétiques. Comme on l'a déjà signalé, cette hypothèse 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.







(c)



(d)

Figure II.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 II.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 II.4 (a) au demi-plan supérieur  $t$  de la figure II.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 II.4 (d). Ceci en utilisant la transformation :

$$w = \int_{\infty}^t \frac{dt}{\sqrt{t(t-1)(t-t_1)(t-t_2)}} \quad \text{II.5}$$

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

La capacité recherchée par unité de longueur serait donc :

$$C_0 = 4\varepsilon_0 \frac{\overline{12}}{23}$$

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 (II.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 :

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

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 :

$$C_0 = 4\varepsilon_0 \frac{K'(k)}{K(k)} \quad \text{II. 6}$$

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

### Calcul de C3 :

La configuration de cette capacité est montrée à la figure II.3 (d). L'approximation de Fouad Hanna [34] permet de calculer sa valeur en considérant la contribution d'un diélectrique d'épaisseur  $h_3$  et de permittivité  $\varepsilon_{r3} - 1$ . 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  $\varepsilon_{r3} - 1$ .

En appliquant le "conformal mapping", la région correspondante au diélectrique (figure II.4 (a)) est transformée au demi-plan  $X$  de la figure II.4(c) en utilisant le

changement de variable :  $x = \cosh^2(\pi z / 2h)$ . Après, on obtient la région rectangulaire de la figure II.4(d) en utilisant la transformation :

$$w = \int_{\infty}^x \frac{dx}{\sqrt{(x-1)(x-x_1)(x-x_2)(x-x_3)}} \quad \text{II.7}$$

La capacité est alors donnée par :

$$C_3 = 2\varepsilon_0 \frac{\sqrt{12}}{23} = 2\varepsilon_0(\varepsilon_{r3} - 1) \frac{K(k'_3)}{K(k_3)} \quad \text{II.8}$$

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 :

$$k_3 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_3}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_3}\right)} \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_3}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_3}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_3}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_3}\right)}} \quad \text{II.9.a}$$

$$k'_3 = \sqrt{1 - k_3^2} \quad \text{II.9.b}$$

### Calcul de C1 :

La figure II.3 (b) montre la configuration de cette capacité qui représente le même cas que C3. La seule différence est que le diélectrique se trouve dans le demi-plan supérieur. Le calcul est donc le même et nous donne :

$$C_1 = 2\varepsilon_0 \frac{\sqrt{12}}{23} = 2\varepsilon_0(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k'_1)}{K(k_1)} \quad \text{II.10}$$

$$\text{Avec : } k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_1}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_1}\right)} \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_1}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_1}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_1}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_1}\right)}} \quad \text{II.11.a}$$

$$\text{et } k_1' = \sqrt{1 - k_1^2} \quad \text{II.11.b}$$

### Calcul de $C_2$ , $C_4$ et $C_5$

Ces capacités sont montrées aux figures II.3 (c), (e) et (f), il s'agit des couches intermédiaires de permittivités  $\epsilon_{r2}$ ,  $\epsilon_{r4}$  et  $\epsilon_{r5}$ . Toutes les interfaces diélectriques, 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 :

$$C_2 = 2\epsilon_0 \frac{\overline{12}}{23} = 2\epsilon_0 (\epsilon_{r2} - \epsilon_{r1}) \frac{K(k_2')}{K(k_2)} \quad \text{II. 12}$$

$$C_4 = 2\epsilon_0 \frac{\overline{12}}{23} = 2\epsilon_0 (\epsilon_{r4} - \epsilon_{r3}) \frac{K(k_4')}{K(k_4)} \quad \text{II. 13}$$

$$C_5 = 2\epsilon_0 \frac{\overline{12}}{23} = 2\epsilon_0 (\epsilon_{r5} - \epsilon_{r4}) \frac{K(k_5')}{K(k_5)} \quad \text{II. 14}$$

$$\text{Où : } k_i = \frac{\sinh\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right)} \sqrt{\frac{\sinh^2\left(\frac{\pi b}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}{\sinh^2\left(\frac{\pi c}{2h_i}\right) - \sinh^2\left(\frac{\pi a}{2h_i}\right)}} \quad \text{II.15.a}$$

$$\text{et } k_i' = \sqrt{1 - k_i^2} \quad \text{pour } i = 2, 4 \text{ ou } 5 \quad \text{II.15.b}$$

### Calcul de $\epsilon_{eff}$ , $V_{ph}$ et $Z_0$

D'après les formules développées II.6, II.8, II.10 et II.12 à II.14 qu'on remplace dans II.1 :

$$\epsilon_{eff} = \frac{c_0 + c_1 + c_2 + c_3 + c_4 + c_5}{c_0}$$

$$\begin{aligned} \varepsilon_{eff} = & 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r1} - 1) \frac{K(k)K(k'_1)}{K(k')K(k_1)} + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r2} - \varepsilon_{r1}) \frac{K(k)K(k'_2)}{K(k')K(k_2)} + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r3} - 1) \frac{K(k)K(k'_3)}{K(k')K(k_3)} \\ & + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r4} - \varepsilon_{r3}) \frac{K(k)K(k'_4)}{K(k')K(k_4)} + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r5} - \varepsilon_{r4}) \frac{K(k)K(k'_5)}{K(k')K(k_5)} \end{aligned} \quad \text{II.16}$$

Et en utilisant les relations II.2 et II.3, nous obtenons :

$$V_{ph} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad \text{II.17}$$

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K(k)}{K(k')} \quad \text{En } \Omega \quad \text{II.18}$$

$$\text{avec : } 1/4c\varepsilon_0 = 30\pi$$

Pour une structure CPW avec une seule couche, nous avons :  $\varepsilon_{r1} = \varepsilon_{r2} = \varepsilon_{r3} = \varepsilon_{r4} = 1$ , l'équation (II.16) devient alors :

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r5} - 1) \frac{K(k)K(k'_5)}{K(k')K(k_5)} \quad \text{II.19}$$

Ce qui représente la formule donnée par Veyres et Hanna [34]. Et si le substrat est infiniment épais ( $h_5 \rightarrow \infty$ ), alors  $k_5 = k$  et la constante diélectrique effective devient :

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{1}{2}(\varepsilon_{r5} + 1) \quad \text{II.20}$$

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 [37] permettent de simplifier le rapport  $K(k)/K(k')$  :

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{2}{\pi} \ln \left( 2 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} \right) \quad \text{pour } 1/\sqrt{2} \leq k \leq 1 \quad \text{II.21.a}$$

$$\frac{K(k)}{K(k')} \approx \frac{\pi}{2 \ln \left( 2 \sqrt{\frac{1+k'}{1-k'}} \right)} \quad \text{pour } 0 \leq k \leq 1/\sqrt{2} \quad \text{II.21.b}$$

### 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 cette étude, nous ne 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 :

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

Ce qui donne le coefficient de pertes  $\alpha$  :

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

**Avec :**  $\alpha = \alpha_d + \alpha_c$  /  $\alpha_d$  étant le facteur de pertes diélectriques et  $\alpha_c$ , 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  $\epsilon_r$  le coefficient  $\alpha_{du}$  est indépendant de la géométrie [38] :

$$\alpha_{du} = \frac{gZ_0}{2} = \frac{w}{2} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon'}} \epsilon'' = \frac{w}{2} \sqrt{\mu\epsilon'} \tan\delta \quad \text{II.22}$$

Où :  $g$  est la capacité en série par unité de longueur de la ligne,  $\epsilon'$  la partie réelle et  $\epsilon''$  la partie imaginaire de la permittivité du diélectrique et  $\omega$  la fréquence angulaire. Dans le cas contraire, une autre variable est introduite : la tangente de perte  $\tan\delta$  qui est donnée par :

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

$\sigma_c$  est lié à conductivité  $\sigma$  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 [38] comme étant :

$$\alpha_d = \frac{\omega}{2} \sqrt{\mu\epsilon_{eff}} \tan\delta \quad \text{Np / unité de longueur} \quad \text{II.23}$$

En introduisant la longueur d'onde dans l'espace libre  $\lambda_0$  plusieurs auteurs [38]-[39] ont obtenu :

$$\alpha_d = \frac{27,3}{2} \sqrt{\epsilon'} \tan\delta \quad \text{dB / unité de longueur} \quad \text{II.24}$$

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  $\sigma$  et  $\epsilon'$  du diélectrique sont remplacées par les valeurs effectives de la conductivité et de la constante diélectrique :

$$\alpha_d \approx \frac{27,3}{\lambda_0} \frac{\sigma_e}{\omega\epsilon_0 \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad \text{dB / unité de longueur} \quad \text{II.25}$$

où : la conductivité effective est donnée par :

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

$\sigma_1$  et  $\sigma_2$  sont les conductivités respectives des deux substrats et  $q$  le facteur de remplissage donné par :

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

L'équation II.25 devient alors :

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

II.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  $\alpha_c$ , 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 [40]- [41] :

$$\alpha_c = \frac{R_s}{2Z_0 I^2} \int_y |J|^2 dI \quad \text{II.27}$$

$I$  représente le courant total circulant dans la ligne.  $J$  la densité de courant longitudinal de la ligne et  $y$  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 [42] et Tuncer [43] ont



donné une expression de  $\alpha_c$ , qui a été corrigée par Ghione [44]. Sa formule assume que l'épaisseur  $t$  des conducteurs et négligeable devant les dimensions du CPW :

$$t \ll a \text{ et } t \ll (b-a)$$

Ce qui est largement respecté en fabrication.

$$\alpha_c = \frac{8.686R_s \sqrt{\epsilon_{eff}}}{480\pi K(k_1)K'(k_1)(1-k_1)^2} \left\{ \frac{1}{a} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi a(1-k_1)}{t(1+k_1)} \right) \right] + \frac{1}{b} \left[ \pi + \ln \left( \frac{8\pi b(1-k_1)}{t(1+k_1)} \right) \right] \right\} \quad \text{II.28}$$

Le facteur d'atténuation  $\alpha_c$ , est donné en dB par 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 [45] :

**Pour  $0 \leq k \leq 0.707$**

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 + 2 \frac{k^2}{8} + 9 \left( \frac{k^2}{8} \right)^2 + 50 \left( \frac{k^2}{8} \right)^3 + 306,25 \left( \frac{k^2}{8} \right)^4 + \dots \right\} \quad \text{II.29.a}$$

**Pour  $0.707 \leq k \leq 1$**

$$K(k) = p + (p-1) \left( \frac{k^2}{4} \right) + 9(p-7/6) \left( \frac{k^4}{64} \right) + 25(p-37/30) \left( \frac{k^8}{256} \right) + \dots \quad \text{II.29.b}$$

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

L'étude quasi-statique nous a permis d'obtenir les formules analytiques des différents paramètres de la structure CPW utilisée. La constante diélectrique effective et l'impédance caractéristique qui sont supposées indépendantes de la fréquence, dépend des dimensions de la ligne, tandis que les pertes varient aussi avec la fréquence d'opération.

**CHAPITRE III :**  
**DEPÔT ET CARACTERISATION**  
**DIELECTRIQUE DES COUCHES MINCES BST**  
**DEPOSITION PAR "Sol-Gel"**

## CHAPITRE III : DEPÔT ET CARACTERISATION DIELECTRIQUE DES COUCHES MINCES BST DEPOSITION PAR "Sol-Gel"

### III.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.

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 automatisation des étapes. La figure III.1 résume les différentes étapes de cette technique. Tout le procédé est fait en salle de chimie.

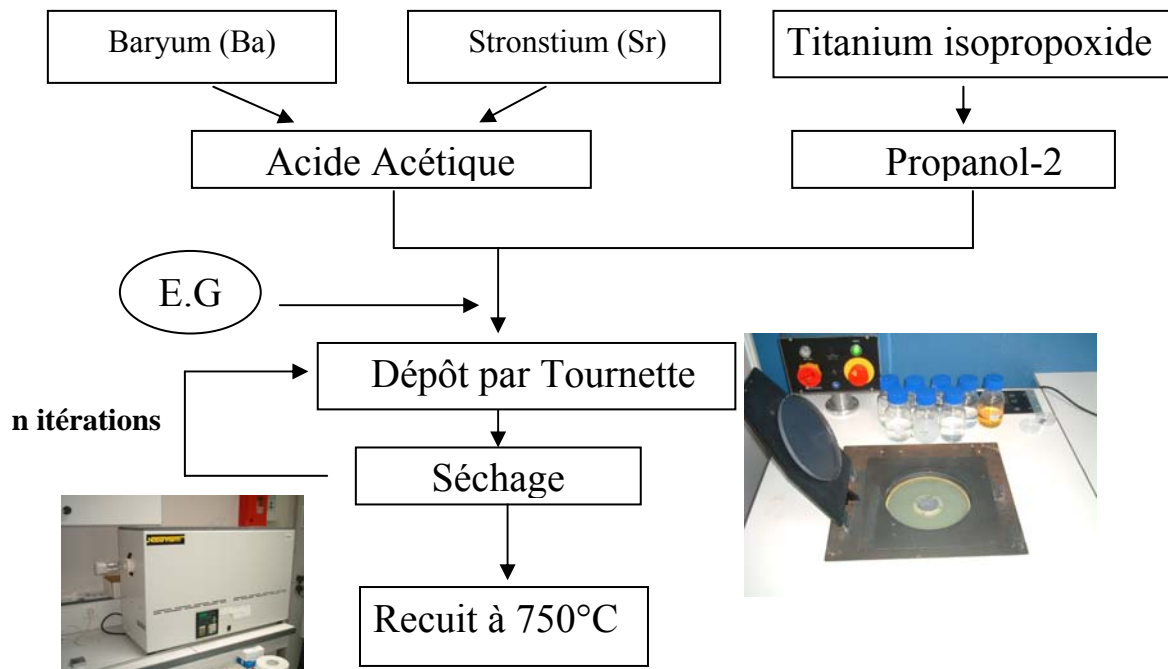


Figure III.1 : Diagramme descriptif du procédé Sol-Gel

## **III.2 PROCÉDÉ EXPERIMENTALE**

### **III.2.1 Préparation de la solution**

Cette étape est très importante puisqu'elle définit la composition du BST obtenu. En effet, le [(Ba, Sr,Ti)O<sub>3</sub>] 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 0,5mole d'acétate de baryum et 0,5mole d'acétate de strontium dans 100 ml d'acide acétique (solvant);
- Chauffer (120 ° C) et agiter la solution pour dissoudre les sels et enlever l'eau pendant 2 heures de temps;
- baisser la température 75°C;
- Ajouter l'isopropoxyde de Titane avec le propanol-2.
- Ajouter l'éthylène glycol pour stabiliser la solution et empêcher la précipitation des sels;

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

### **III.2.2 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 l'échantillon sur la plaque. Dans notre cas, le silicium métallisé
- Mettre 2 ou 3 gouttes de la solution;
- Choisir la vitesse de rotation pour étaler la solution pendant 20 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 sur une plaque chauffante pendant 30S afin d'évaporer le solvant;
- Recuire l'échantillon dans le four à 750 °C pendant 2heurs

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 d'épaisseur est 1 $\mu$ . Enfin, pour favoriser la cristallisation du matériau, l'échantillon est recuit à 750 ° C pendant 2h.

Suivant la littérature 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 III.2 et III.3.

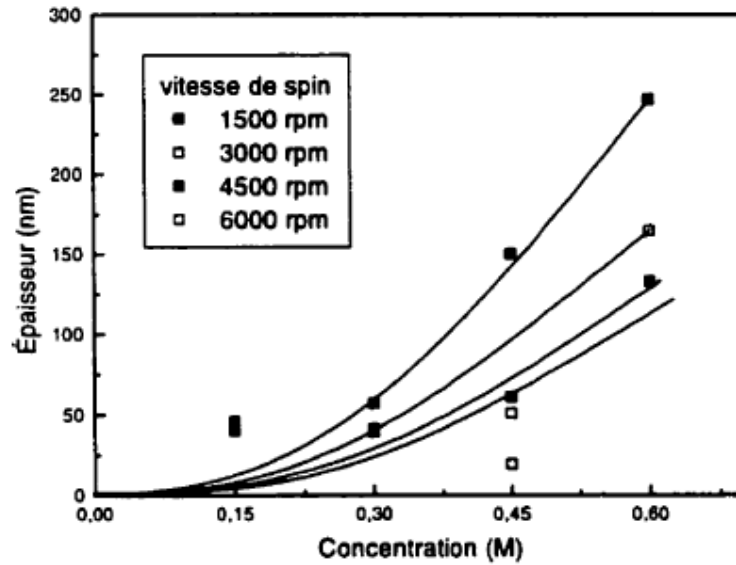


Figure III.2 : Variation de l'épaisseur du film BST déposés par sol-gel en fonction de la concentration

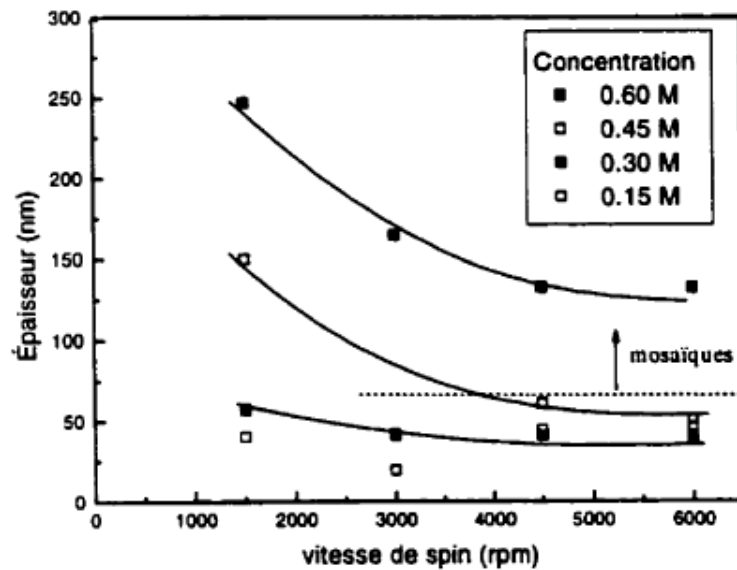


Figure III.3 : Variation de l'épaisseur du film BST déposés par sol-gel en fonction de la vitesse de spin

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  $1\mu\text{m}$ ) et répercussion des défauts de fabrication d'une couche sur les couches subséquentes (poussière, grain de sel...)

### **III.2.3 Elaboration des contacts**

Les mesures électriques ont été effectuées en déposant des électrodes supérieures sur le BST. Les électrodes supérieures sont des plots circulaires d'or de diamètre compris entre  $150\mu\text{m}$  et  $2\text{ mm}$ , ces électrodes déposées par évaporation sous vide à travers un masque métallique qui joue le rôle de pochoir.

La surface des contacts est une donnée très importante de la réalisation de la structure MIM. En effet, lors de la réalisation des contacts, il faut minimiser les risques de court-circuit de la structure MIM qui rendent la structure inutilisable. Or plus la surface de l'électrode supérieure est importante, plus la probabilité de court circuit augmente.

### **III.2.4 Mesure d'épaisseur**

Au même titre que la surface de contact, la mesure minutieuse de l'épaisseur de BST est déterminante pour la précision des résultats électriques. Elle intervient notamment dans le calcul du champ électrique appliqué, de la polarisation rémanente et de la constante diélectrique. Plusieurs méthodes peuvent être envisagées :

- le masquage d'une partie du substrat lors du dépôt de BST
- la mesure de la profondeur d'un cratère résultant d'une étude SIMS dont l'investigation s'est arrêtée à l'électrode inférieure.
- la gravure chimique du BST après dépôt.

Cette dernière est celle utilisée dans le laboratoire LEMCEL. En effet la gravure chimique est la méthode la plus simple. Le BST peut être gravé par l'acide chlorhydrique (HCL). Une couche de résine photosensible est réalisée sur la surface du BST et l'échantillon est plongé dans le bain de gravure.

La disparition du BST est quasi instantanée dans HCL bouillant [46]. L'élimination de la résine dans l'acétone permet alors de mesurer l'épaisseur du BST par profilomètre mécanique TALYSURF INTRA 150.

### **III.2.5 Appareillage**

L'appareillage utilisé pour les mesures basses fréquences jusque 1 MHz est composé d'un banc de mesures sous pointes commun aux mesures diélectriques et ferroélectriques. Ce banc est formé de trois sous ensembles :

- une platine sur laquelle est placé l'échantillon.
- une paire de pointes en carbure de tungstène ou en béryllium cuivre. Ces pointes sont positionnées sur des électrodes par des déplacements micrométriques(x, y, z).
- une binoculaire (grossissement x 30).

Ce banc de mesures est relié à un analyseur d'impédance (HP 4284A). Le signal sinusoïdal alternatif de sortie est réglé à 100mV avec une fréquence variable entre 20 Hz et 1 MHz.

## **III.3 CARACTERISATION DIELECTRIQUE**

### **III.3.1 Permittivité et pertes diélectriques**

La permittivité (ou constante diélectrique) caractérise l'aptitude d'un matériau à accumuler des charges [47]. Pour un matériau linéaire, homogène et isotrope, la polarisation macroscopique s'écrit :

$$\vec{P} = \varepsilon_0 \cdot \chi \cdot \vec{E} \tag{III.1}$$

où  $\chi$  est la susceptibilité électrique et  $\varepsilon_0$  la permittivité du vide (8.85.10<sup>-12</sup> F.m<sup>-1</sup>).

Les équations de Maxwell permettent de relier la polarisation et le champ électrique au vecteur induction électrique :

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \chi \vec{E} + \vec{P} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} = \varepsilon \vec{E} \tag{III.2}$$

où  $\varepsilon$  est la permittivité du matériau et  $\varepsilon_r = 1 + \chi$  sa permittivité relative.

Considérons un champ électrique sinusoïdal  $\vec{E} = \vec{E}_0 e^{i\omega t}$ . La polarisation qu'il induit dans le matériau est le résultat de plusieurs mécanismes de déplacement et d'orientation de charges qui mettent un certain temps à s'établir. Du fait de cette durée d'établissement de la polarisation, un déphasage  $\delta$  peut apparaître entre le champ électrique appliqué et la

polarisation induite. La permittivité est alors définie comme une grandeur complexe, qui dépend de la fréquence du champ :

$$\varepsilon_r^*(\omega) = \varepsilon'(\omega) + i\varepsilon''(\omega) \quad \text{III.3}$$

avec

$$\begin{cases} \varepsilon'(\omega) = \varepsilon_r(\omega, 0) \cos \delta \\ \varepsilon''(\omega) = \varepsilon_r(\omega, 0) \sin \delta \end{cases} \quad \text{III.4}$$

On peut alors écrire :

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''(\omega)}{\varepsilon'(\omega)} \quad \text{III.5}$$

Cette grandeur (en %) est appelée coefficient de pertes ou pertes diélectriques et traduit l'absorption d'énergie par le matériau, ou l'écart que présente ce matériau par rapport à un isolant parfait. Certains mécanismes de pertes sont responsables de courants de fuite: les électrons libres, les " trous ", les lacunes ioniques (essentiellement d'oxygène) peuvent migrer à travers le matériau. La conductivité électrique  $\sigma$  est liée à la partie imaginaire de la permittivité et dépend de la fréquence :

$$\sigma = \varepsilon'' \cdot \omega \cdot \varepsilon_0 \quad \text{III.6}$$

La représentation graphique de  $\varepsilon'$  en fonction de  $1/\omega$  à différentes températures permet ainsi de déterminer l'énergie d'activation des espèces contribuant à la conductivité (pente des droites obtenues).

NB : dans la suite, on utilisera la notation simplifiée  $\varepsilon$  et on parlera simplement de permittivité pour désigner la partie réelle de la permittivité relative  $\varepsilon'(\omega)$ .

La permittivité et les pertes diélectriques peuvent être déterminées par des mesures électriques. La capacité d'un condensateur plan (Figure III-4) est proportionnelle à la permittivité du diélectrique, à la surface des électrodes et inversement proportionnelle à l'épaisseur du matériau :

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 S}{e} \quad \text{III.7}$$



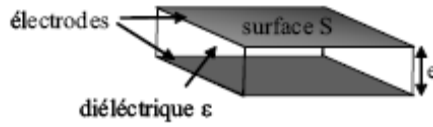


Figure III.4 : Schéma d'un condensateur plan

### III.3.2 Non linéarité et Accordabilité

L'une des caractéristiques les plus intéressantes des matériaux ferroélectriques est leur non linéarité [48], [49]: leur permittivité varie en fonction d'une puissance du champ électrique appliqué. Dans la phase paraélectrique, la permittivité  $\varepsilon$  (qui dépend de la température) peut alors s'écrire comme un développement limité du champ  $E$  :

$$\varepsilon(T, E) = \varepsilon_L(T) - \varepsilon_{NL}(T).E^2 + 0(E^4) \quad \text{III.8}$$

où  $\varepsilon_L$  correspond à la permittivité linéaire et  $\varepsilon_{NL}$  à la permittivité non linéaire

Le calcul [47] montre que les dépendances de ces deux grandeurs avec la température sont les suivantes :

$$\varepsilon_L = \frac{K_1}{T - T_C} \quad \text{et} \quad \varepsilon_{NL} = \frac{K_2}{(T - T_C)^4} \quad \text{III.9}$$

Ainsi, la non linéarité d'un matériau ferroélectrique sera maximale au voisinage de sa température de Curie.

L'équation III.8 signifie que la permittivité d'un matériau non linéaire peut être modifiée par application d'un champ électrique. Cette modification, qui est réversible, peut être quantifiée par une grandeur nommée accordabilité (ou "tunability" en anglais) :

$$\text{Accord}(\%) = \left| \frac{\varepsilon(E) - \varepsilon(E, 0)}{\varepsilon(E, 0)} \right| \approx \left| \frac{\varepsilon_{NL}}{\varepsilon_L} \right| . E^2 \quad \text{III.10}$$

L'accordabilité dépend à la fois du champ électrique, de la température et de la fréquence de mesure. Lorsque le champ augmente, l'accordabilité varie d'abord avec le carré du champ, puis s'éloigne de la parabole car les termes en  $E^4$  ne sont plus négligeables.

La permittivité étant définie comme la facilité à orienter la polarisation sous champ électrique, sa valeur diminue pour les matériaux non linéaires lorsqu'on augmente le champ. Ceci peut se comprendre en considérant que plus on force la polarisation à suivre le

champ, moins on peut l'orienter différemment, et donc moins la permittivité est élevée. Cette propriété d'accordabilité présente un grand intérêt pour de nombreuses applications mais sa définition n'est pas valable en phase ferroélectrique du fait de l'hystérèse de la polarisation.

Pour les applications visées, la permittivité et l'accordabilité doivent être les plus élevées possibles à température ambiante. Or le modèle de Landau montre que pour une valeur du champ électrique et de sa fréquence, ces deux grandeurs sont maximales à la transition paraélectrique/ferroélectrique.

De plus, la reproductibilité et la réversibilité souhaitées de la permittivité sous champ électrique nécessitent un matériau para électrique afin de s'affranchir de l'hystérèse de la polarisation. Ainsi, le composé modèle BaTiO<sub>3</sub> dont la température de Curie est proche de 130°C ne convient pas pour tout type d'applications, et un certain nombre de solutions solides dérivées de cette pérovskite ont été étudiées.

#### **III.4. RESULTATS ET DISCUSSIONS**

Dans cette partie nous présentons les différentes mesures diélectriques Base fréquence effectuées sur différentes compositions du [(Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>] pour x = 1, 0.5, 0.7 ensuite pour une composition de du [(Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>)TiO<sub>3</sub>] pour x=0.5 dopé MgO (0, 2 et 4)%. Les échantillons et les mesures ont été réalisés au laboratoire LEMCEL Université du Littoral Côte d'Opale.

##### **III.4.1. Mesures diélectrique : Films BST**

Les films ont été déposés à température ambiante par voie sol-gel détaillée dans la section III.2 sur silicium métallisé Si/Pt comme substrat

Les films caractérisés:

-[(Ba<sub>0,5</sub>Sr<sub>0,5</sub>)TiO<sub>3</sub>] noté BST(50/50)

-[(Ba<sub>0,7</sub>Sr<sub>0,3</sub>)TiO<sub>3</sub>] noté BST(70/30)

-BaTiO<sub>3</sub>

##### **a) La capacité**

La figure III-5 représente la capacité des trois échantillons suivant la fréquence d'excitation. On observe une diminution de la capacité avec l'augmentation de la fréquence. Ea Kim et al explique ce phénomène par le déplacement des parois des domaines ferroélectriques qui est favorisé par les fréquences faibles et qui apportent ainsi leur contribution à l'augmentation de la constante diélectrique [50].

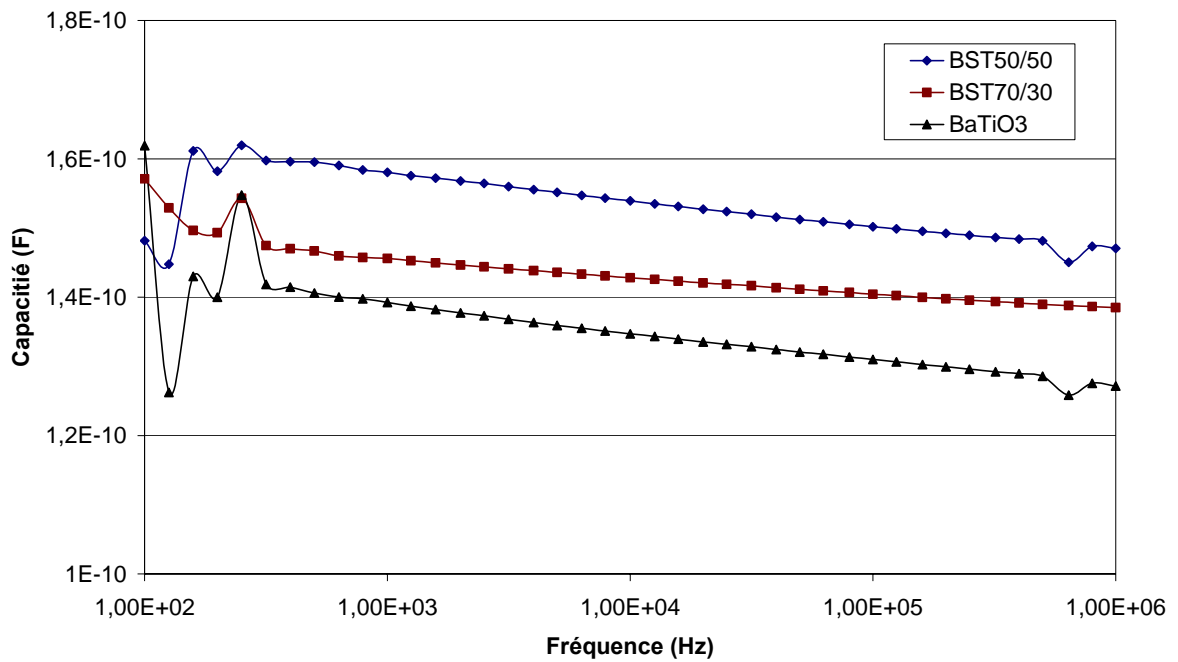


Figure III.5 : Variation de la capacité en fonction de la fréquence

**b) Constante diélectrique**

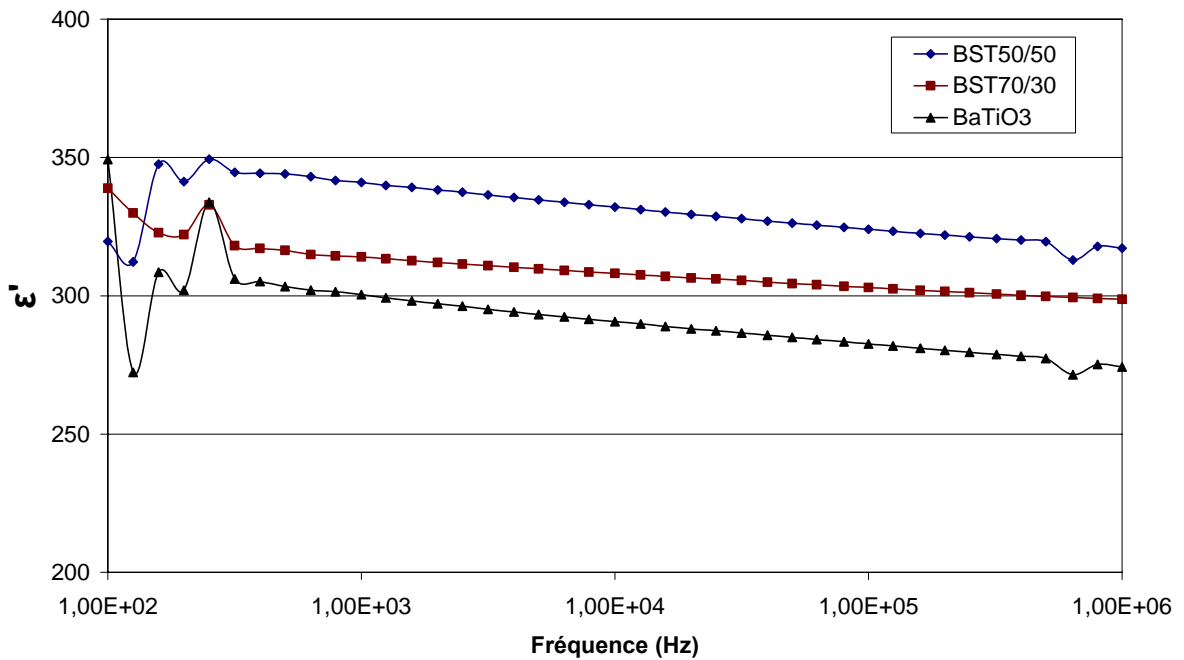


Figure III.6 : Variation de la constante diélectrique en fonction de la fréquence

La constante diélectrique est déduite à partir de la mesure de la capacité en fonction de la fréquence et après mesure de l'épaisseur de dépôt du BST pour chaque échantillon. Donc comme elle montre la figure III-6 on voit que la constante diélectrique suit la même

variation de la capacité. Au niveau des valeurs on note bien une valeur élevée pour le BST50/50 par rapport aux films BST 70/30 et BaTiO<sub>3</sub>. Cette valeur vaut à 1MHz 350.

**c) La tangente de perte**

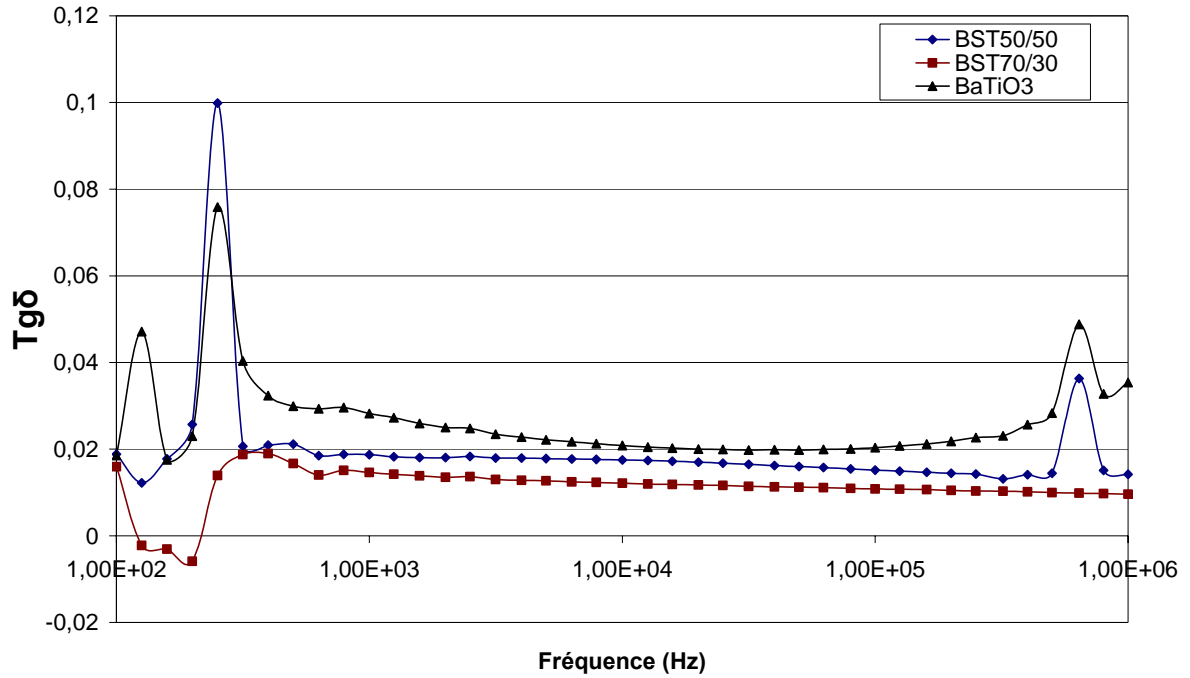


Figure III.7 : Variation de la tangente de perte en fonction de la fréquence

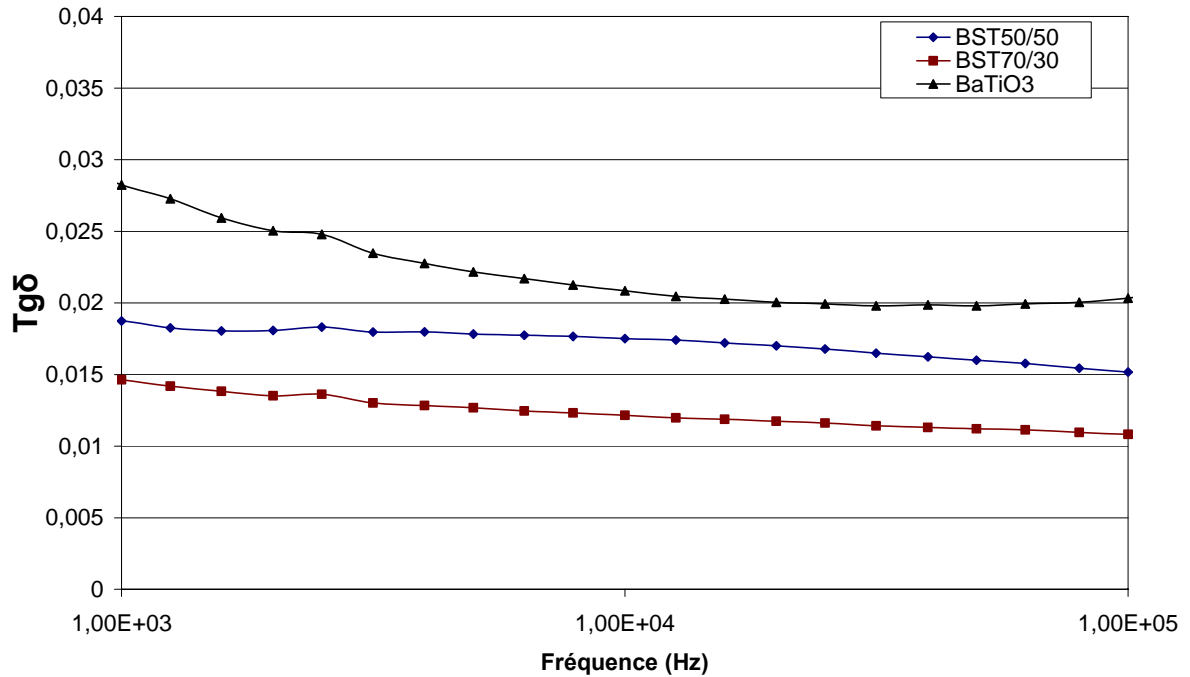


Figure III.8 : variation de tgδ dans la gamme 1kHz-100kHz

Les valeurs de la tangente de perte sont assez moyennes pour les trois films. Avec une valeur de 1.1% pour le BST 70/30 contre 1.5% et 2% pour le BST 50/50 et BaTiO3 respectivement à 100KHz.

**d) Pertes diélectriques**

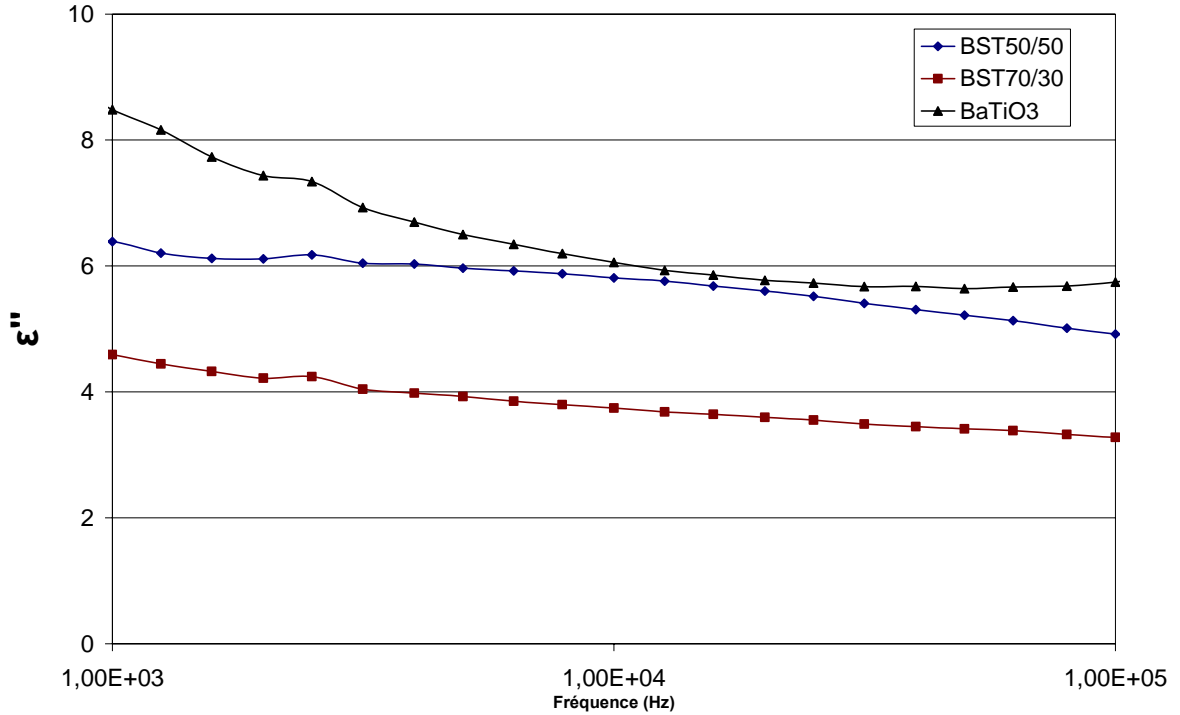


Figure III.9 : Variation des pertes diélectriques en fonction de la fréquence

Les valeurs des pertes diélectriques sont déduites directement après calcul de la constante diélectrique et la tangente de perte.

**e) Capacité en fonction de champs continue**

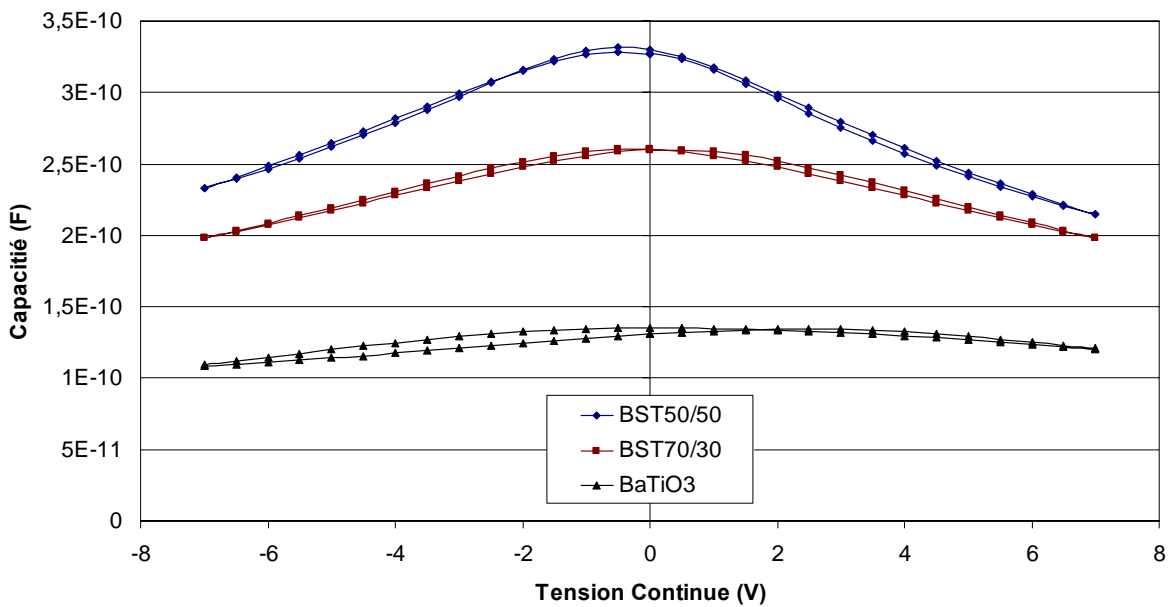


Figure III.10 : Variation de la capacité en fonction de la tension

La figure III-10 montre l'évolution de la capacité en fonction d'une tension continue qui varie de -7.5 à +7.5 V pour les trois échantillons à une fréquence fixe : 1MHz. On observe sur la figure la forte dépendance de la capacité envers la tension appliquée.

#### f) Accordabilité

La figure III-11 montre les valeurs de l'accordabilité en fonction d'une tension continue à une fréquence de 1 MHz. Le BST 50/50 présente une accordabilité moyenne qui vaut 30% tandis que pour BST 70/30 et BaTiO<sub>3</sub> 25% et 15% respectivement.

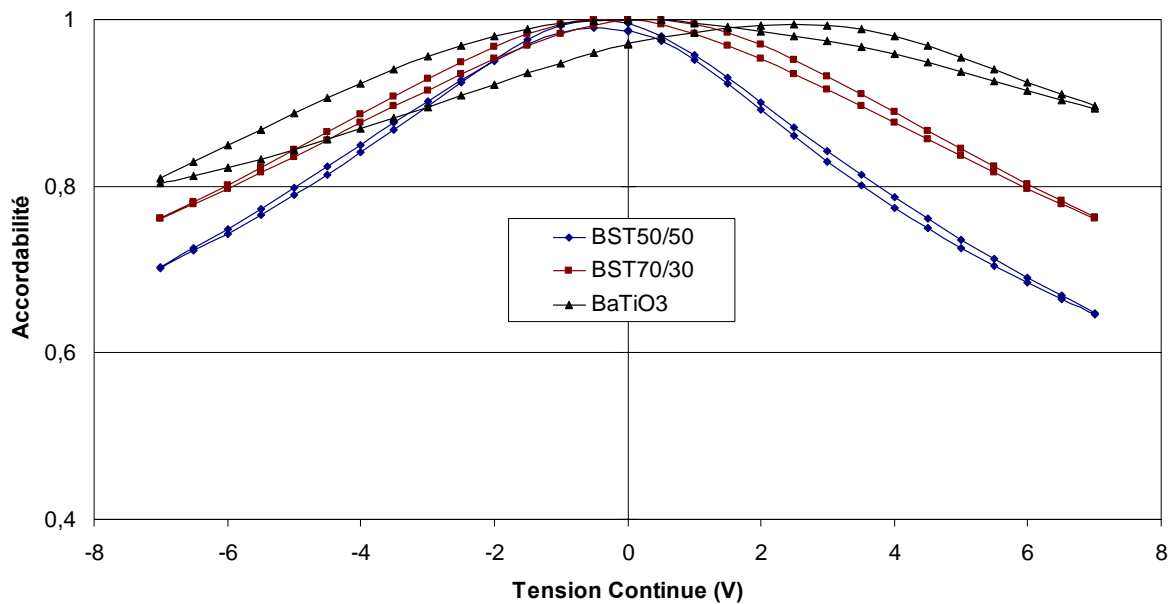


Figure III.11 : Accordabilité

### III.4.2. Mesures diélectrique : Films BST dopé MgO

Dans cette partie nous étudions l'influence du MgO sur les propriétés diélectriques du BST 50/50. Nous avons introduire quelques % de MgO avec le BST ; Le MgO prend la place de Ti. Dans cette partie on présente les propriétés diélectriques pour des films de BST 50/50 dopé MgO avec (0, 2 et 4)%. Rappelons que notre but est de réduire la tangente de pertes diélectriques puisque nous visons une application dans le domaine microonde.

#### a) Constante diélectrique

Sur la figure III-12 on présente la constante diélectrique en fonction de la fréquence de 100Hz à 1MHz pour les trois échantillons de BST 50/50 dopé (0, 2, 4)%. On observe une diminution dans les valeurs de la constantes diélectriques pour les films dopé (2 et 4)%

par rapport au film non dopé à 1MHz les valeurs vaux : 350, 260 et 200. Aussi une diminution pour les valeurs de perte diélectrique en fonction de la fréquence et en fonction de taux de dopage (figure III-13).

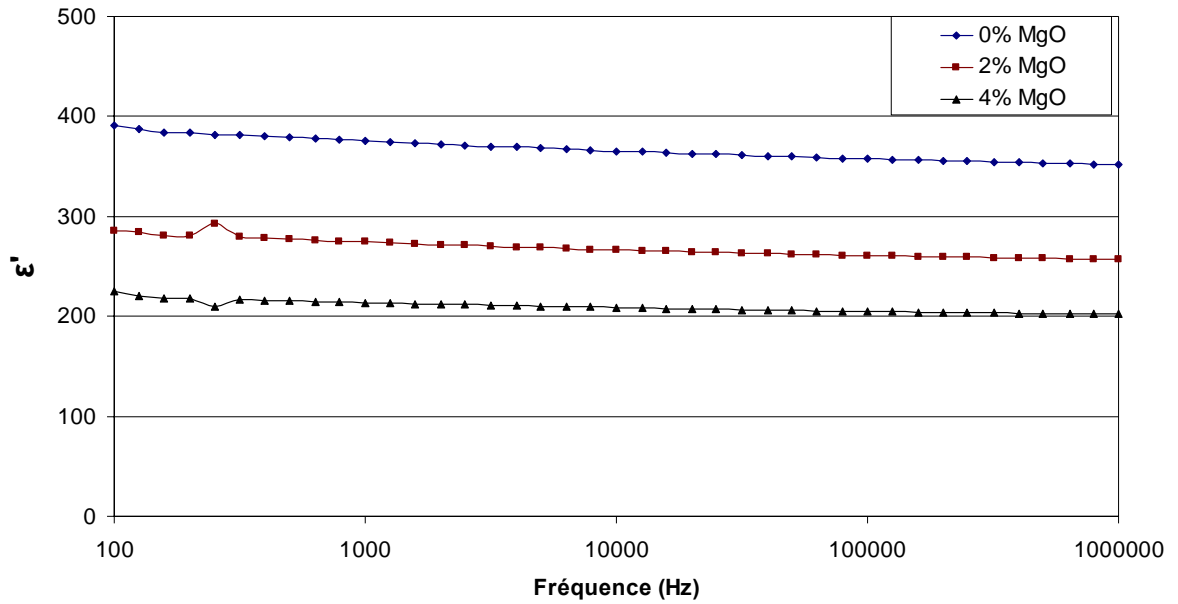


Figure III.12 : Variation de la constante diélectrique : films dopés

**b) Pertes diélectriques**

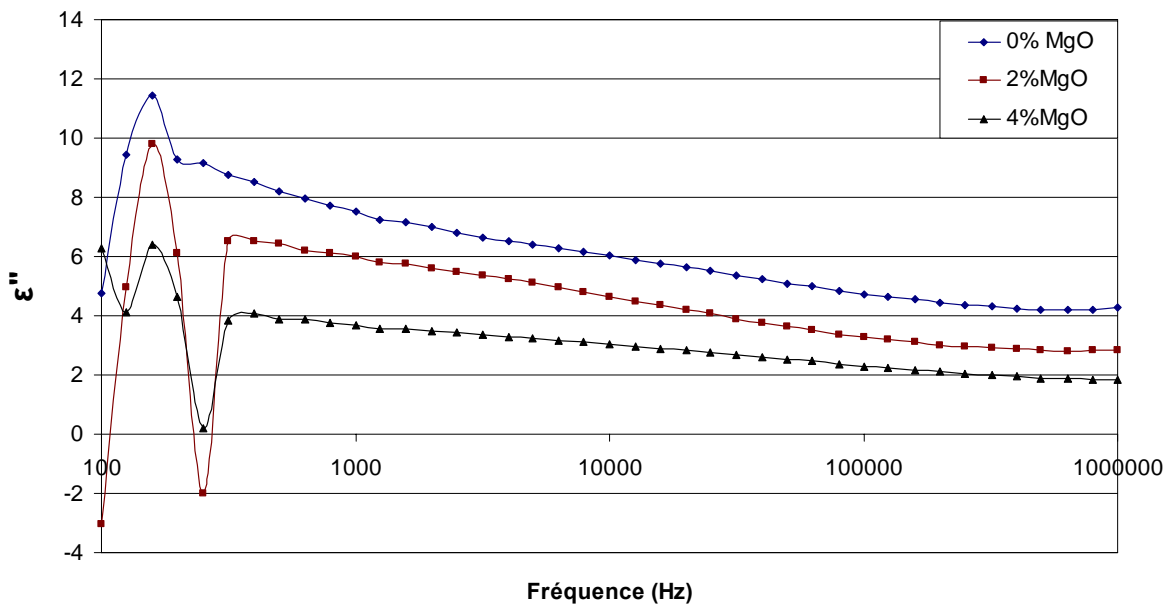


Figure III.13 : Variation des pertes diélectriques : films dopés

**c) La tangente de perte**

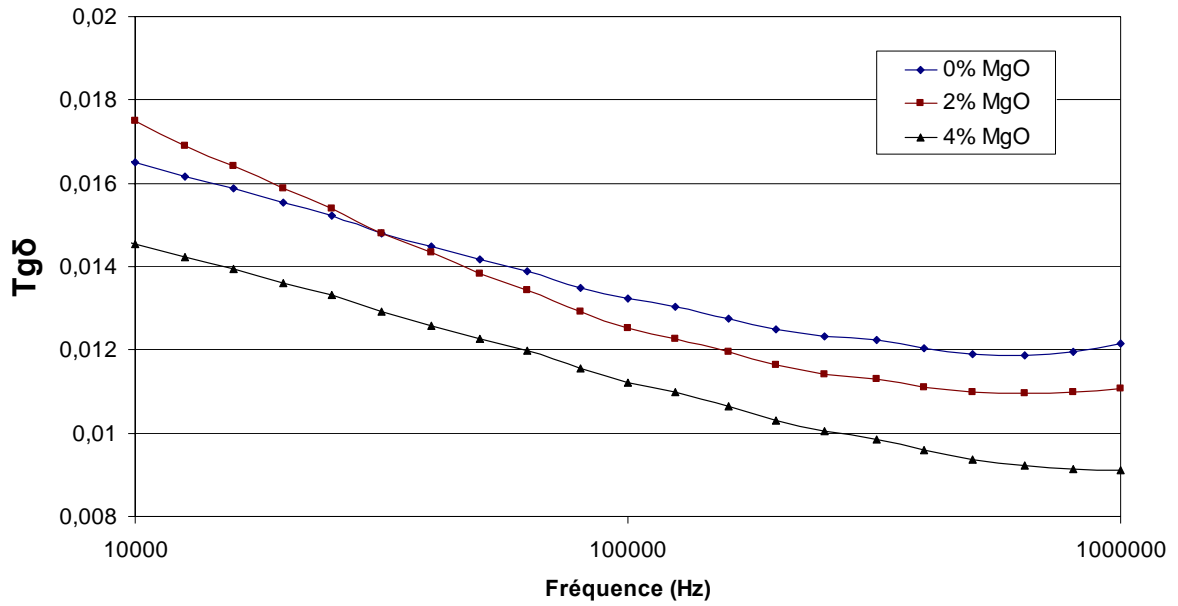


Figure III.14 : Variation de la tangente de perte en fonction de la fréquence : films dopés

La mesure de la tangente de perte montre une réduction importante à 1MHz pour le film dopé à 4% MgO qui vaut 0.9 %. Cette valeur est encourageante pour notre application. Une réduction aussi pour le film dopé 2% par rapport au film non dopé.

**d) Capacité en fonction de la tension continue**

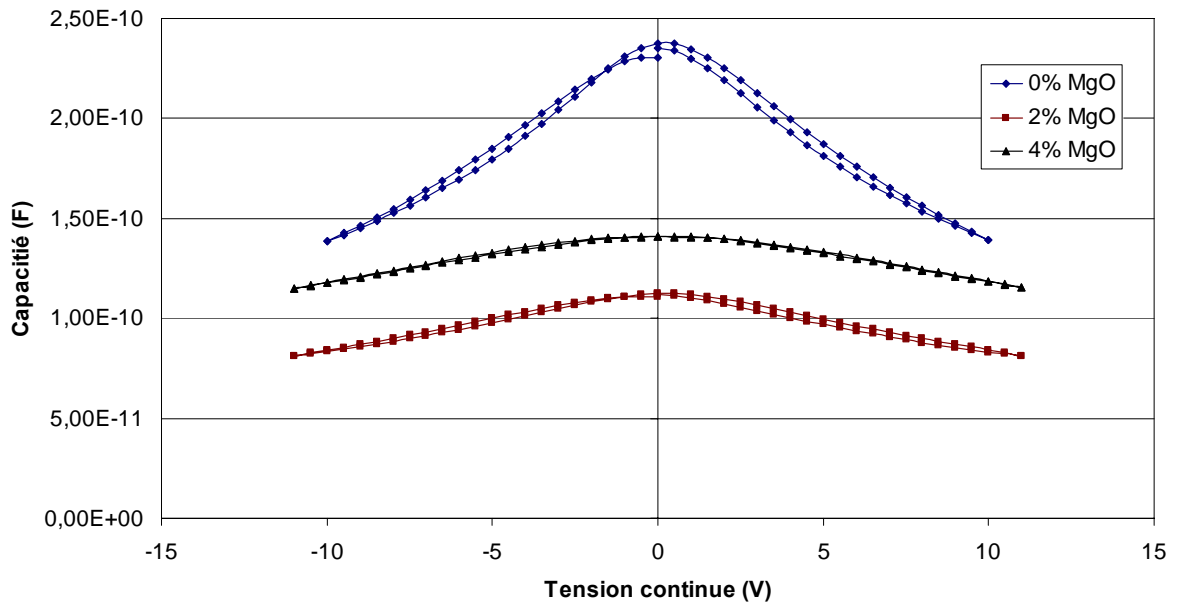


Figure III.15 : Variation de la capacité en fonction de la fréquence : films dopés



Dans la figure III-15 on présente l'évolution de la capacité en fonction de la tension continue qui varie de -11 à +11V pour les trois films BST 50/50 dopé (0, 2, 4)% à une fréquence fixe : 1MHz. On observe sur la figure la forte dépendance de la capacité envers la tension appliquée. Les valeurs de l'accordabilité sont présentées dans la figure III-16.

### e) Accordabilité

On remarque pour le film non dopé que nous avons une valeur qui vaut 42% cette valeur est en accord avec la littérature. Par contre une diminution dans les valeurs de l'accordabilité pour les films dopé (2 et 4)% 26 et 19% respectivement.

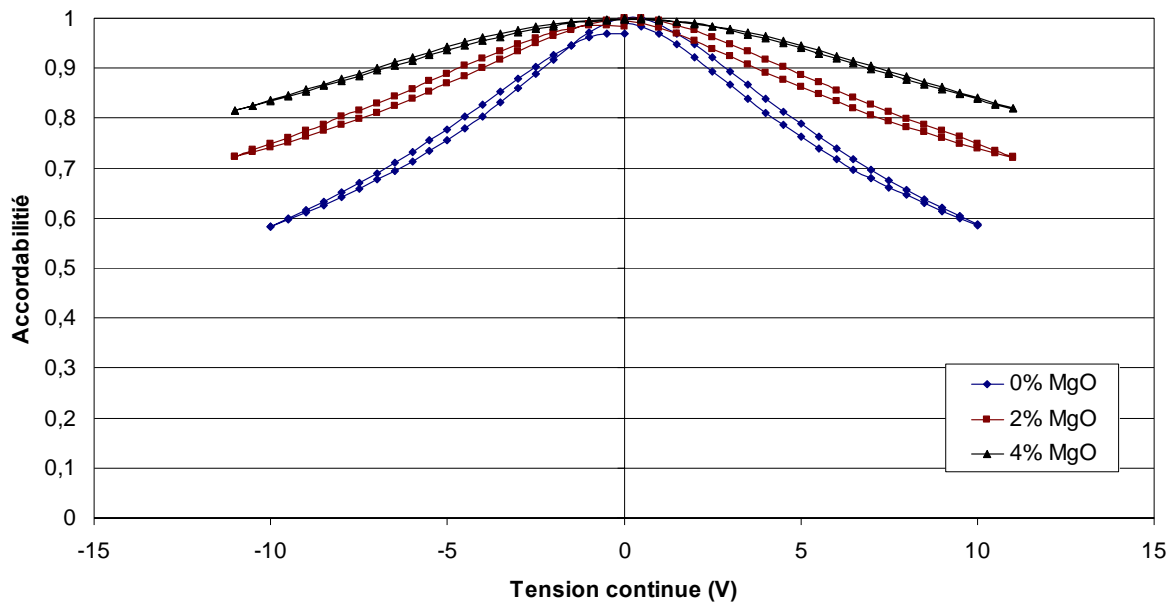


Figure III.16 : Accordabilité : films dopés

Après avoir caractérisés les différents films de BST nous avons opté pour notre application le film BST 70/30 : il présente des valeurs moyennement faible de la tangente de perte et une bonne valeur de l'accordabilité. Tandis que l'introduction d'un dopant de type MgO a deux effets:

- effet favorable, la réduction des pertes
- effet défavorable, la diminution de l'accordabilité

Donc notre simulation dans le chapitre suivant est basée sur les résultats de la caractérisation diélectrique pour le film BST 70/30.

**CHAPITRE IV :**  
**CARACTERISATION MICRO-ONDE DES**  
**STRUCTURES CPW A BASE DE BST**

## CHAPITRE IV : CARACTERISATION MICRO-ONDE DES STRUCTURES CPW A BASE DE BST

### IV.1. INTRODUCTION

L'évolution très rapide de la technologie des circuits intégrés micro-ondes monolithiques (MMIC) a rendu possible la fabrication des composants compliqués (amplificateurs, transpondeurs, radiateurs,...) avec des dispositifs actifs et des éléments passifs dans le même module. Contrairement à leurs géométries compliquées, les éléments de base de ces circuits sont des structures planaires (ligne coplanaire à ruban, ligne à micro ruban, ligne à fente,...) configurées d'une telle façon qui leur permet d'agir comme des résonateurs, des coupleurs et des lignes de transmission interconnectant les dispositifs actifs et les éléments passifs. Néanmoins, les MMICs perdent leur qualité une fois le circuit est fabriqué. De ce fait, une modélisation électromagnétique précise s'avère nécessaire lors de sa conception.

Les guides d'onde coplanaires ont trouvé des applications extensives dans les MIC. Leur inclusion dans les circuits micro-ondes ajoute une flexibilité dans la conception des circuits et améliore les performances de certaines de leurs fonctions.

Dans ce chapitre nous nous intéressons à la possibilité de commander la fréquence de résonance ou un déphasage en faisant varier la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du film ferroélectrique à l'aide d'une tension électrique continue. Nous présentons une étude préliminaire d'un résonateur microondes fonctionnant autour de 14 GHz sous une tension variant de 0 jusque 25 volts.

Les résultats de caractérisation de la ligne et le résonateur CPW à double couche sont obtenues à l'aide de la version professionnelle de Sonnet 9.52, au sein du Laboratoire d'Etude de Matériaux et Composants pour l'Electronique "LEMCEL" de l'Université Littorale à Calais. La version professionnelle de ce simulateur nous a permet d'étudier des structures MMIC multicouches tout en considérant les pertes dans les diélectriques et les conducteurs [51,52].

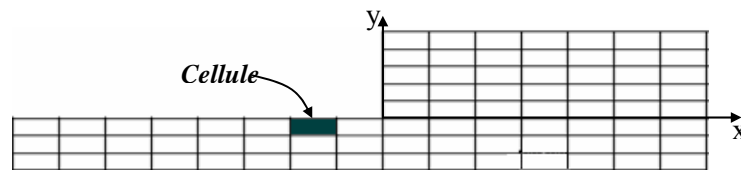
### IV.2. LE SIMULATEUR

Le simulateur Sonnet 9.52 basé sur la méthode des moments résout les problèmes électromagnétiques exprimés par la forme matricielle suivante :

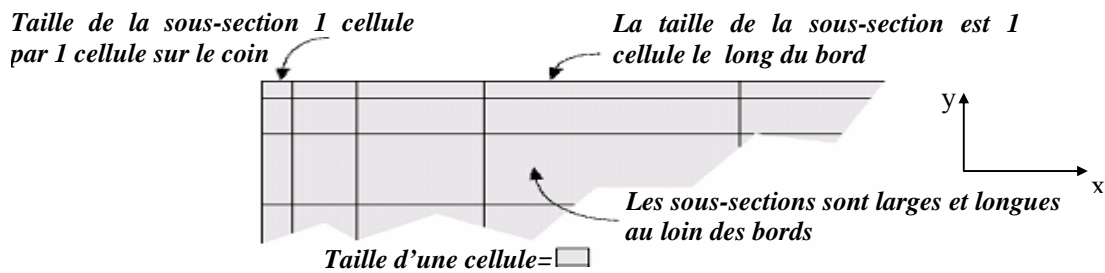
$$[Z][I] = [V] \quad (IV.1)$$

L'obtention du courant sur le ruban conducteur permet d'avoir facilement les différents paramètres caractéristiques de la ligne et ses discontinuités.

Avant de commencer la procédure de résolution par ce simulateur, on a besoin de discrétiser la surface du ruban métallique à des cellules de base de dimensions  $\Delta x$  et  $\Delta y$  qui doivent être choisies très soigneusement. Cette possibilité de choix direct des dimensions des cellules, présentant un avantage remarquable de ce simulateur, peut être effectuée en fixant les tailles des cellules dans des zones désirées (figure IV. 1a) ou en introduisant la taille de base des cellules et en appliquant la procédure d'optimisation fournie par le simulateur (figure IV.1b). La deuxième technique est la plus efficace dans la plupart des cas parce qu'elle réduit énormément la taille du système matriciel (IV.1). Ceci permet d'obtenir des résultats dans un temps record avec grande précision ( $<1\%$ ) [52].



(a)



(b)

Figure IV.1. Discrétisation des conducteurs avec des cellules de :  
(a) tailles fixes, (b) tailles variables.

On doit noter que la bonne discrétisation du problème constituer un facteur clé de toute simulation significative. Puisque Sonnet est conçu pour la caractérisation des structures MMICs blindées (cavité rectangulaire) comme le montre la figure IV.2.

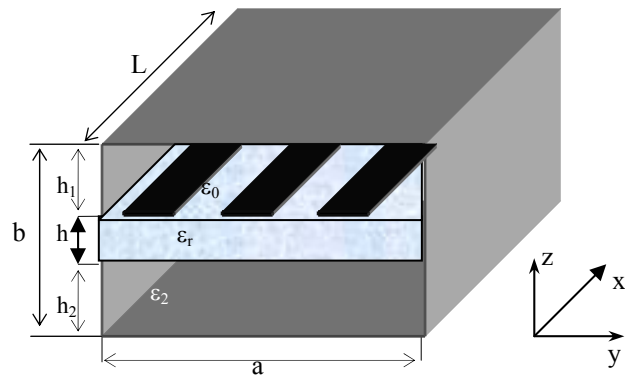


Figure IV.2. Une structure coplanaire dans une boîte blindée.

La connexion des ports se fait habituellement aux parois latérales de la cavité.

Dans toutes nos structures proposées, il est préférable de faire l'excitation par des ports standard de Sonnet placés aux bords de la cavité. L'excitation sera transférée à travers des lignes de transmission jusqu'au dispositif sous test (Design Under Test : DUT). L'élimination de l'effet des ports et des lignes de transmission est effectuée par la technique de correction (De-embedding reponse) tout en placement des plans de références à partir des ports d'excitation vers DUT (figure IV.3.).

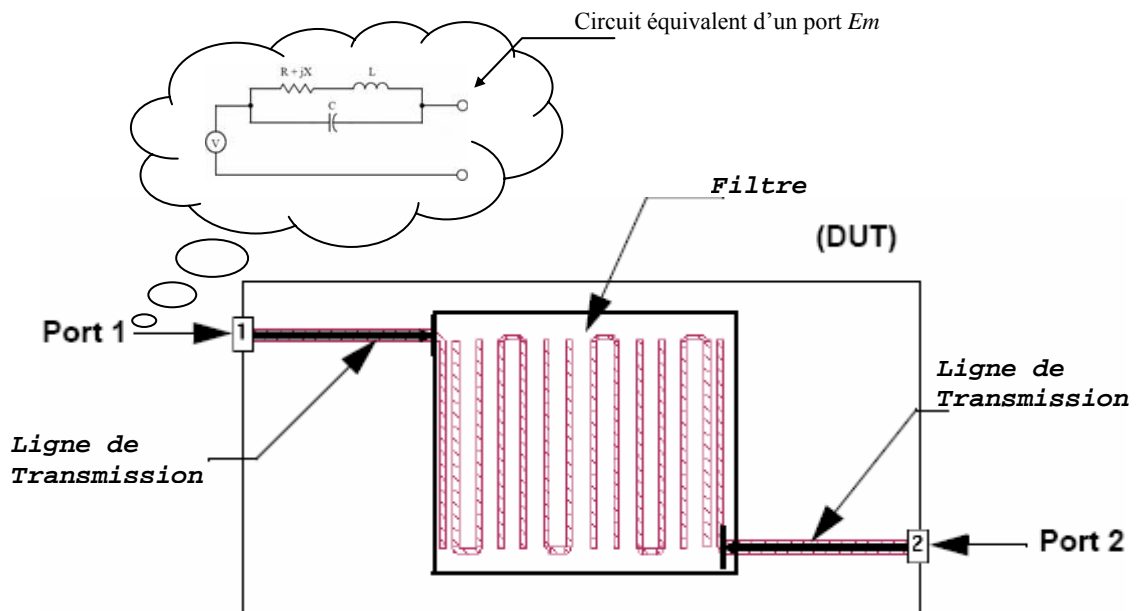


Figure IV.3. L'effet des Ports de discontinuités et les lignes de transmissions à droite en haut et à gauche en bas est éliminé par la technique de compensation.

### IV.3. RESULTATS ET DISCUSSIONS

Dans cette partie nous présentons la structure de la ligne CPW proposé avec leur caractéristique : les coefficients de réflexion et transmission, impédance caractéristique et la permittivité effective. Nous avons développés cette structure de ligne CPW à une structure d'un résonateur CPW afin de déterminer l'influence de la couche de BST sur la fréquence de résonance.

#### IV.3.1. Ligne CPW

La forme générale de ce type de ligne est représentée sur la figure IV.4. La métallisation se trouve sur un seul côté du substrat comme dans la ligne à fente. Ce guide est constitué de deux plans métalliques reliés à la masse, déposés sur les côtés du substrat diélectrique, et d'un ruban central pour la transmission de l'onde [53, 54, 55].

Les paramètres de la ligne sont :

$$W_1=W_2=500 \mu\text{m}$$

$$W=100 \mu\text{m}$$

$$S= 60 \mu\text{m}$$

$$h=500 \mu\text{m}$$

$$h_1=0,3 \mu\text{m} \text{ Épaisseur (BST)}$$

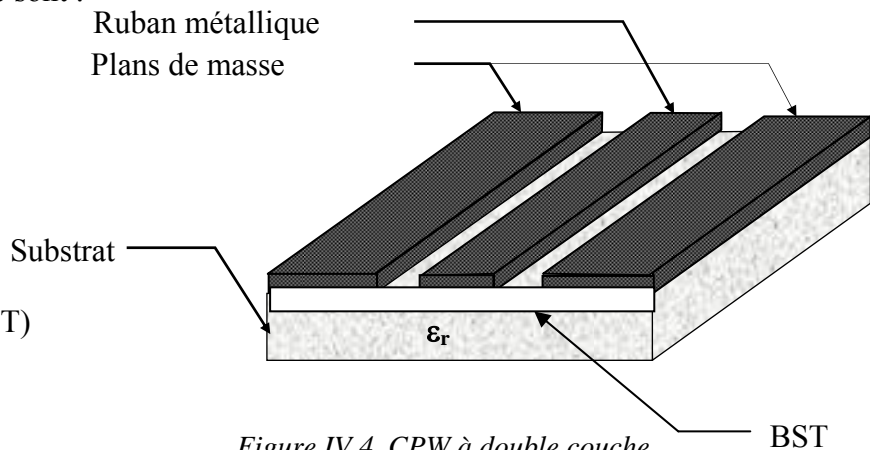


Figure IV.4. CPW à double couche. BST

#### a) Coefficients de transmission et de réflexion [ $S_{21}$ ][ $S_{11}$ ]

Les figures IV.5 et IV.6 montre l'influence de la couche BST sur les évolutions des paramètres des coefficients de transmission  $S_{21}$  et des coefficients de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence de 5 à 30 GHz. la couche de BST à augmenté les pertes d'insertion de la ligne par rapport à une ligne sans couche de BST. Ces pertes sont diminués avec l'application d'une tension continue qui varie de 0 à 25Volts.

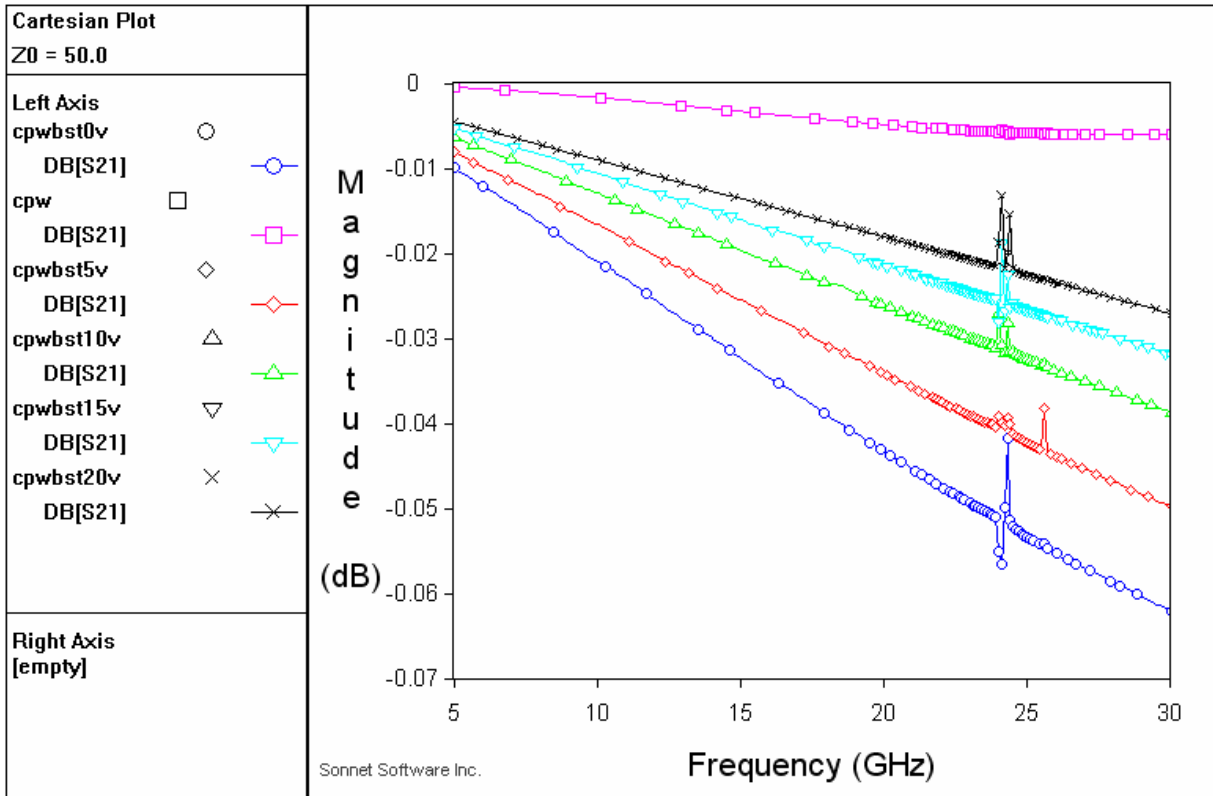


Figure IV.5. Coefficients de transmission.

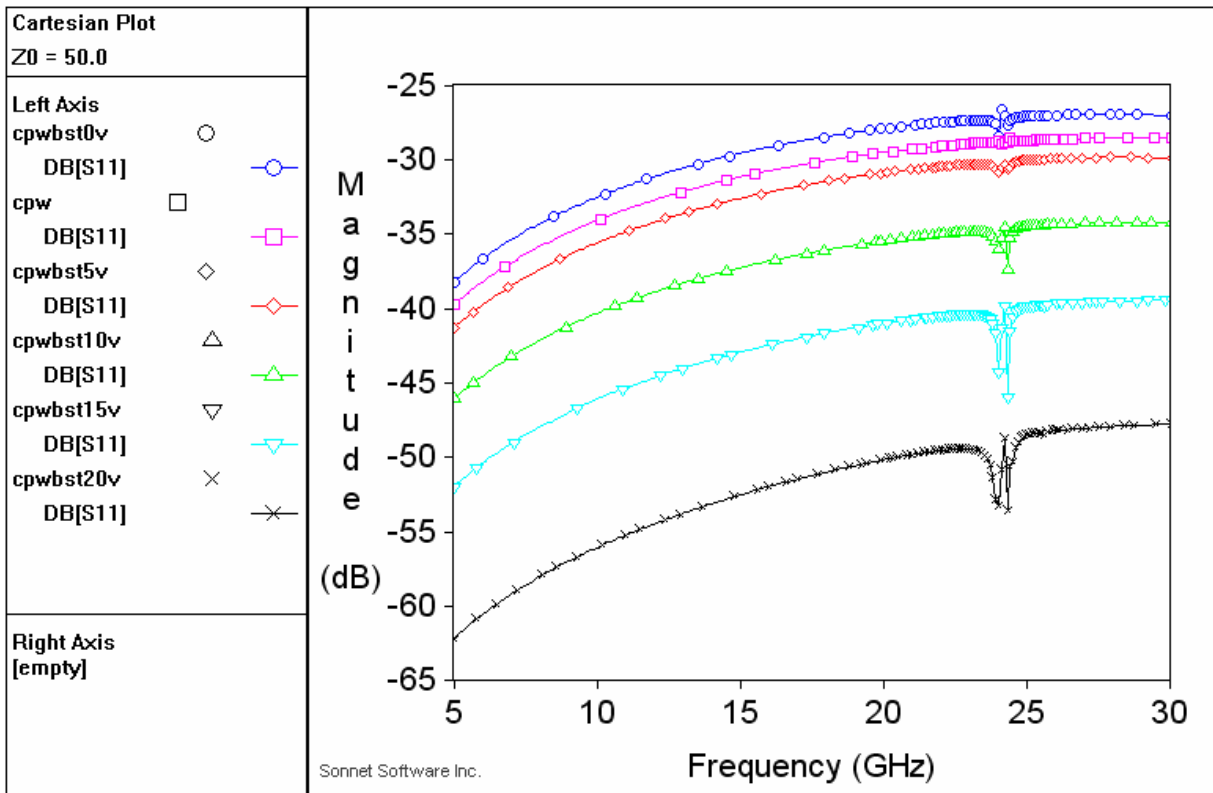


Figure IV.6. Coefficients de réflexion.

**b) Impédance caractéristique**

La figure IV.7 montre l'influence de la couche de BST sur les valeurs de l'impédance caractéristique de la ligne CPW en fonction de la fréquence. On note bien que l'ajout d'une couche BST a pour effet de réduire les valeurs de l'impédance caractéristique de la ligne. Cette réduction devient plus en plus faible en appliquant une tension continue.

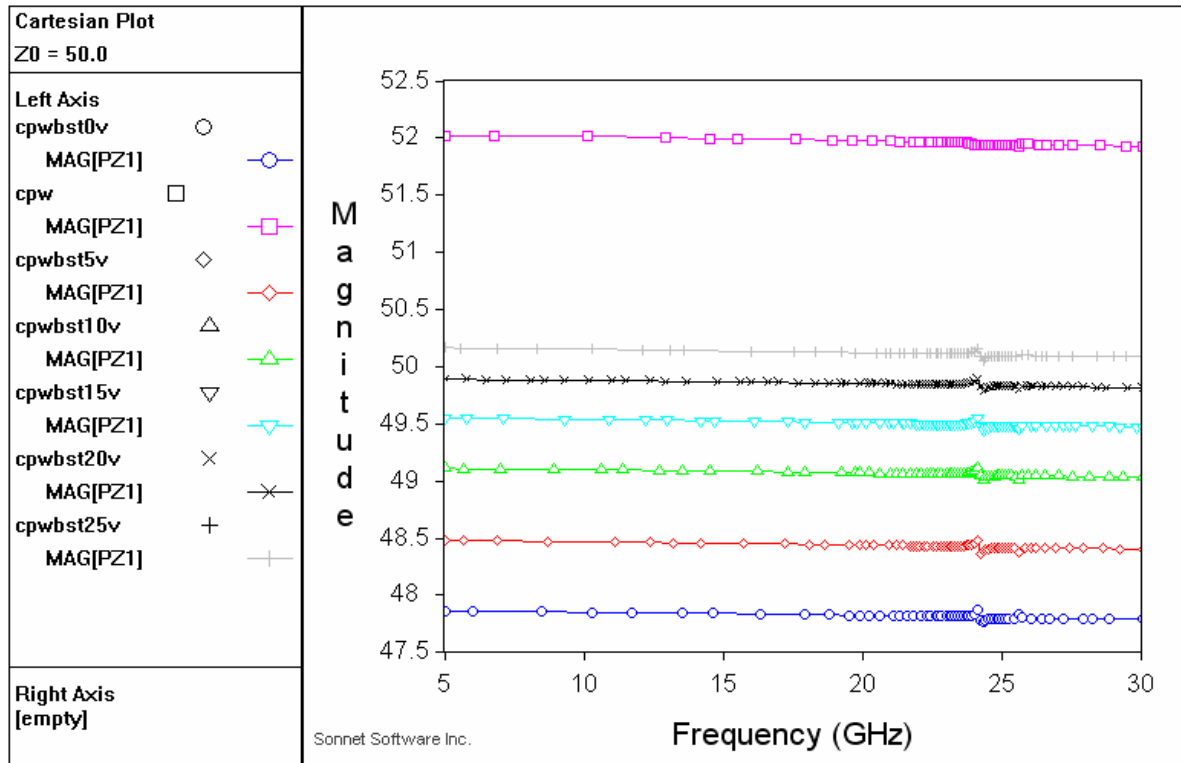


Figure IV.7. Impédance caractéristique.

**c) Permittivités effective**

Sur la figure IV.8 nous présentons l'évolution de la permittivité effective en fonction de la fréquence pour notre ligne CPW d'un coté, et l'influence de la couche BST sur la permittivité effective de cette ligne avec une tension de commande qui varie de 0 à 25 Volts. On remarque la variation de la permittivité effective de la ligne avec couche BST avec la variation de la tension appliquée.

Cette caractéristique est très importante, elle nous a permet d'envisagé une structure agile en fréquence.



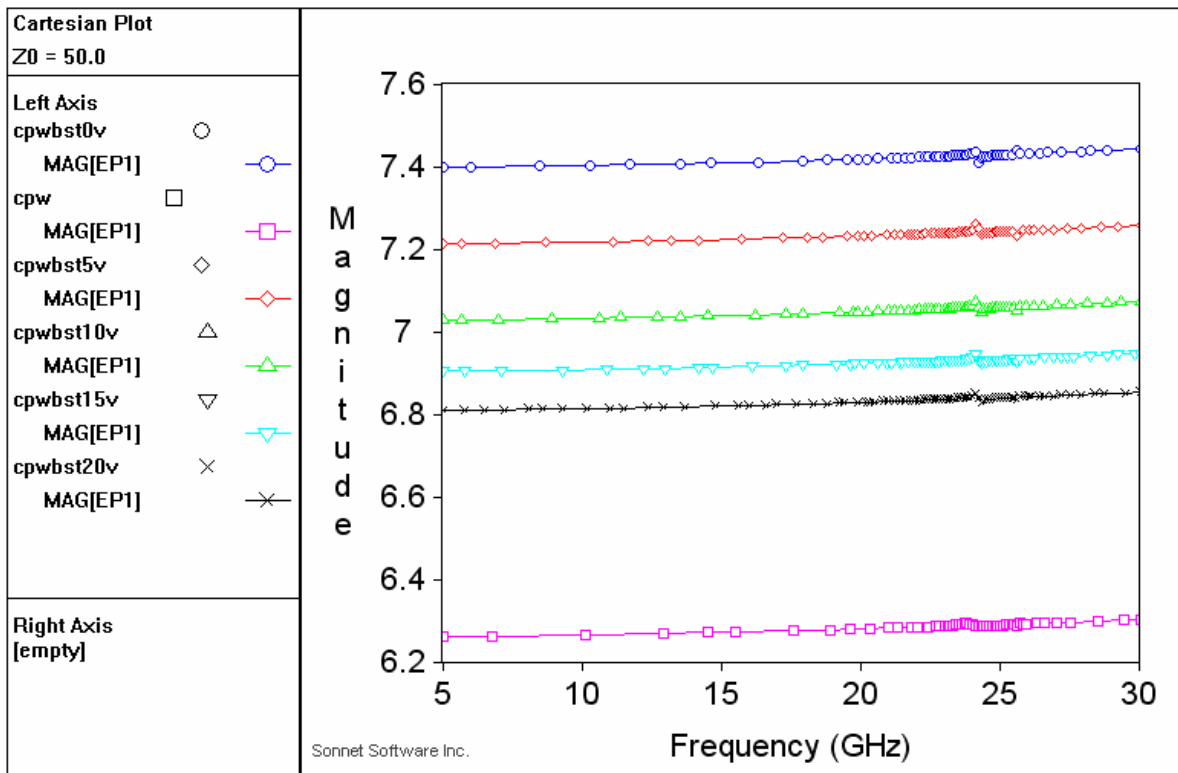


Figure IV.8. Permittivités effective.

### IV.3.2. Application

#### I.V.3.2.1 Résonateur

Le résonateur CPW, présenté figure IV.9 est constitué d'un résonateur de longueur  $L_1$  et deux ouvertures de largeur  $G=60\mu\text{m}$ , implanté sur un film ferroélectrique BST d'épaisseur  $h_1=0,3\mu\text{m}$  déposé sur saphir d'épaisseur  $430\mu\text{m}$ .

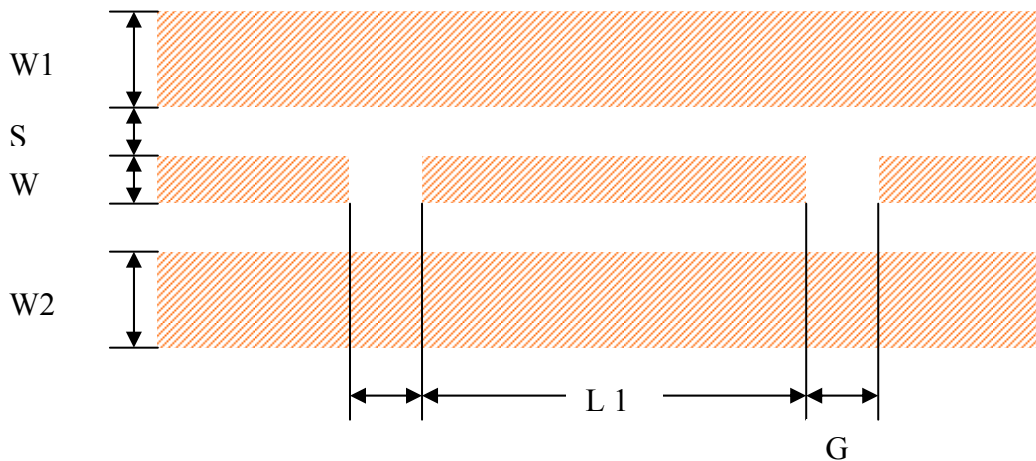


Figure IV.9. Vue de dessus du résonateur CPW.

Les figures suivantes donnent les fréquences de résonance pour des longueurs variables  $L_1 = 5, 6, 7, 8$  et  $9$  mm.

$L_1 = 5$  mm

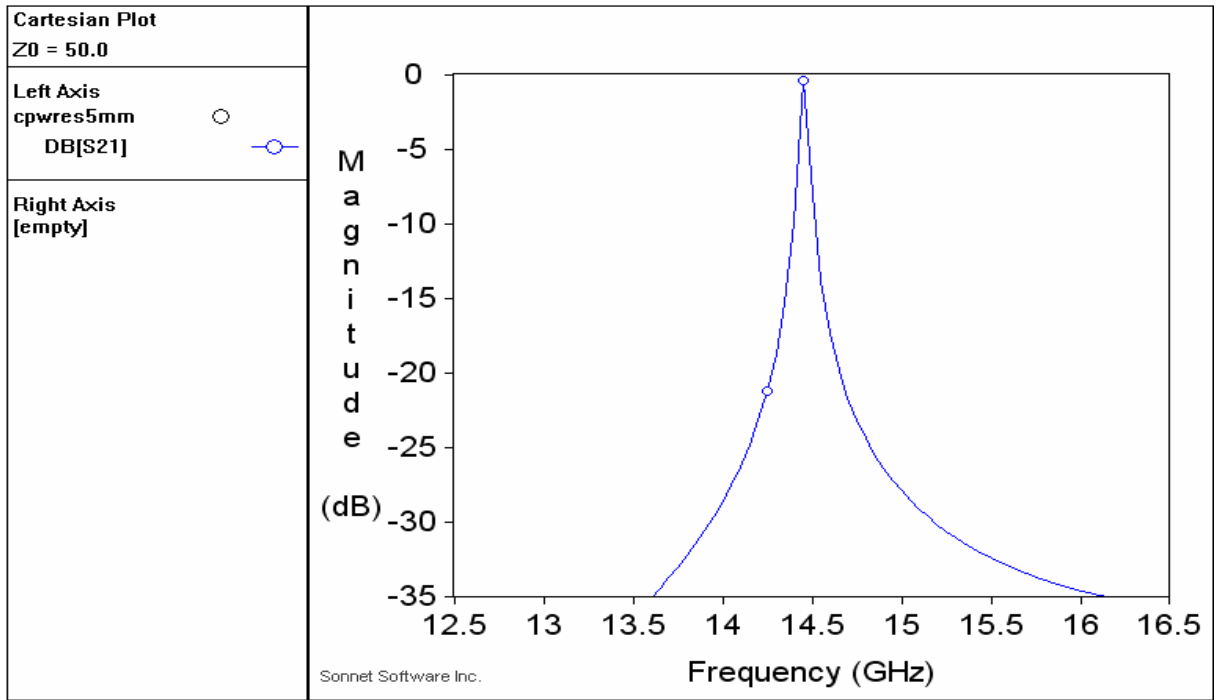


Figure IV.10. Fréquence de résonance :  $L_1=5$ mm.

$L_1 = 6$  mm

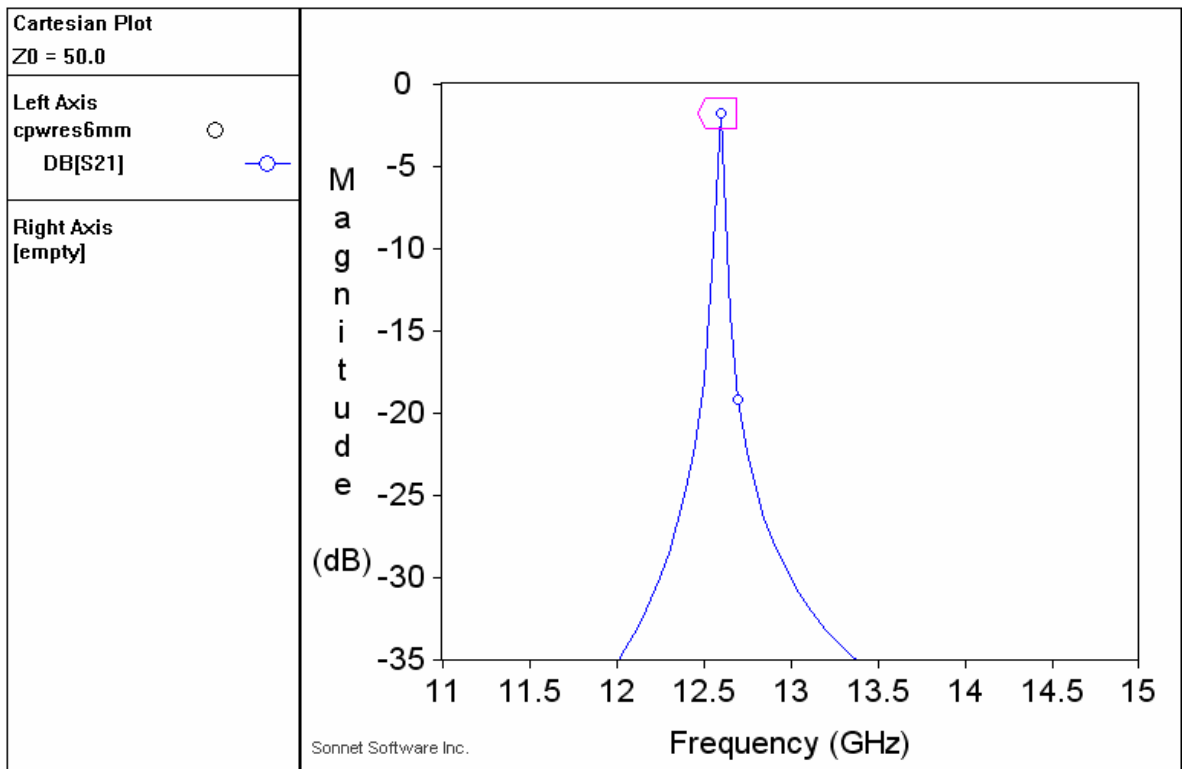


Figure IV.11. Fréquence de résonance :  $L_1=6$ mm.

$L_1 = 7 \text{ mm}$

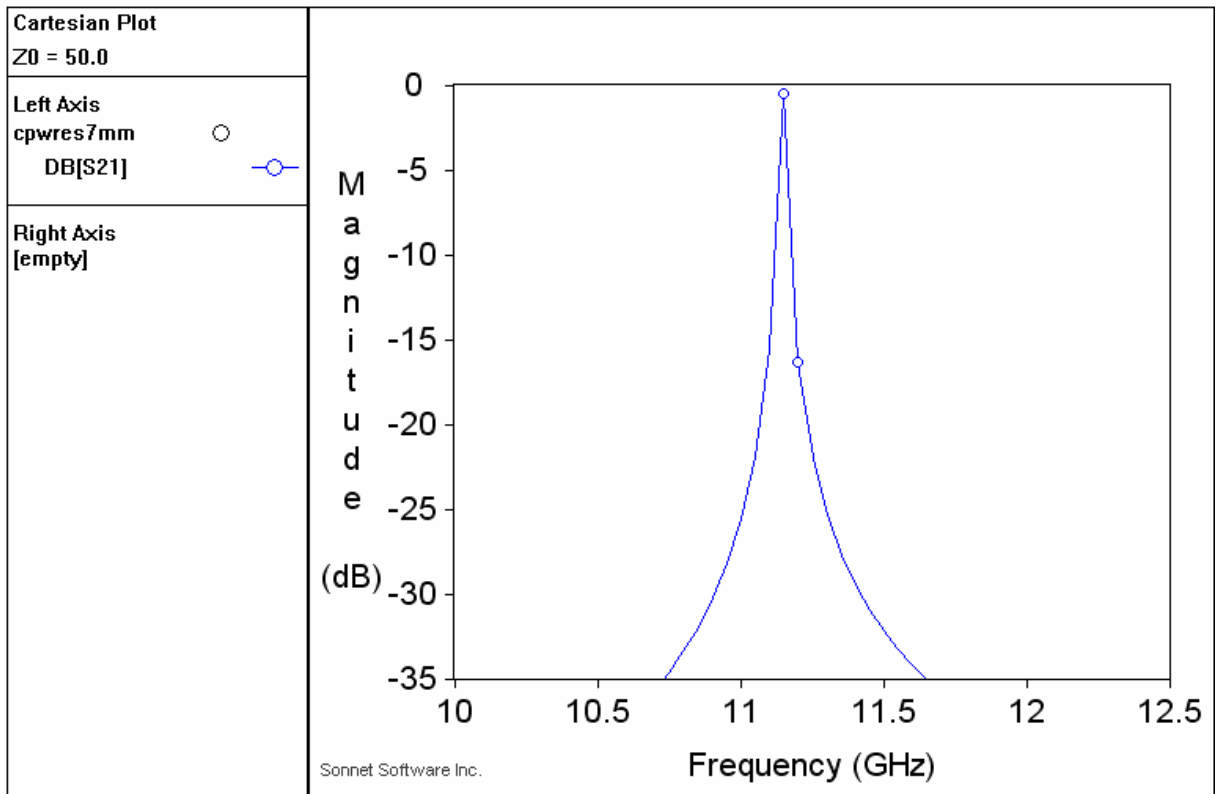


Figure IV.12. Fréquence de résonance :  $L_1=7\text{mm}$ .

$L_1 = 8 \text{ mm}$

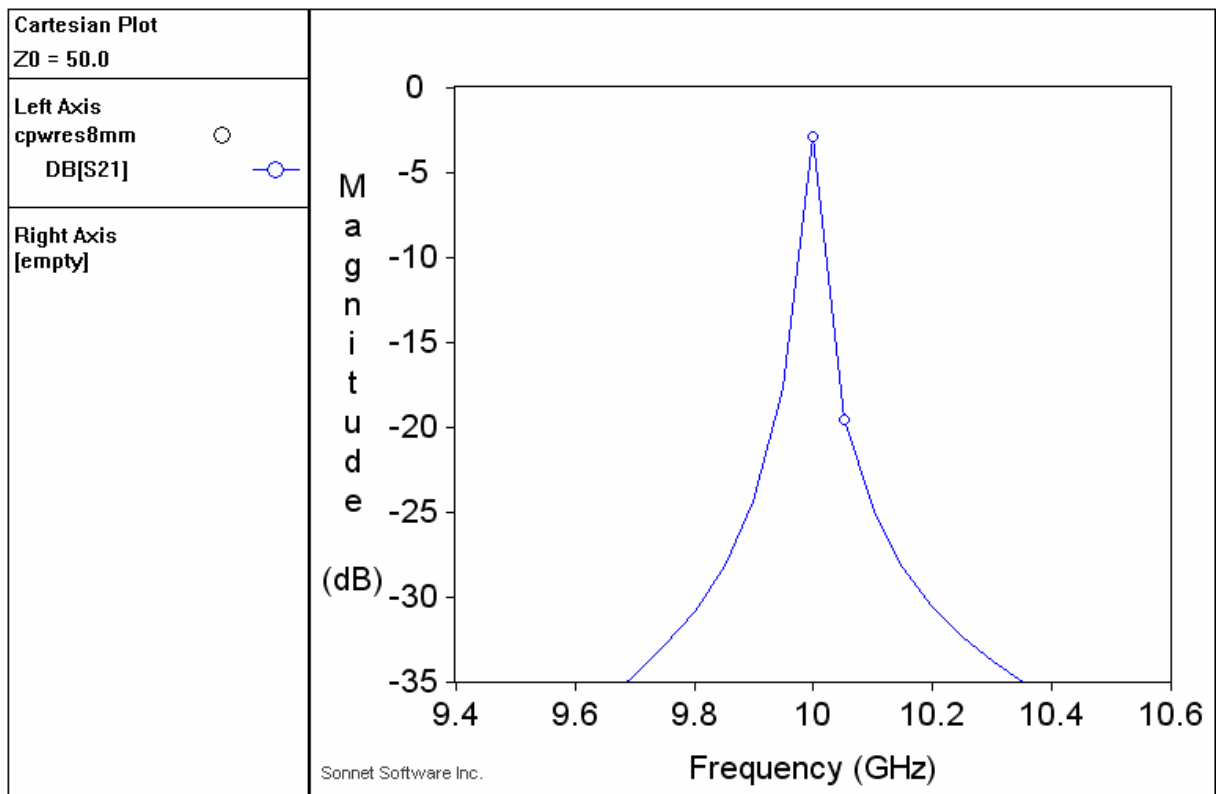


Figure IV.13. Fréquence de résonance :  $L_1=8\text{mm}$ .

$L_1 = 9 \text{ mm}$

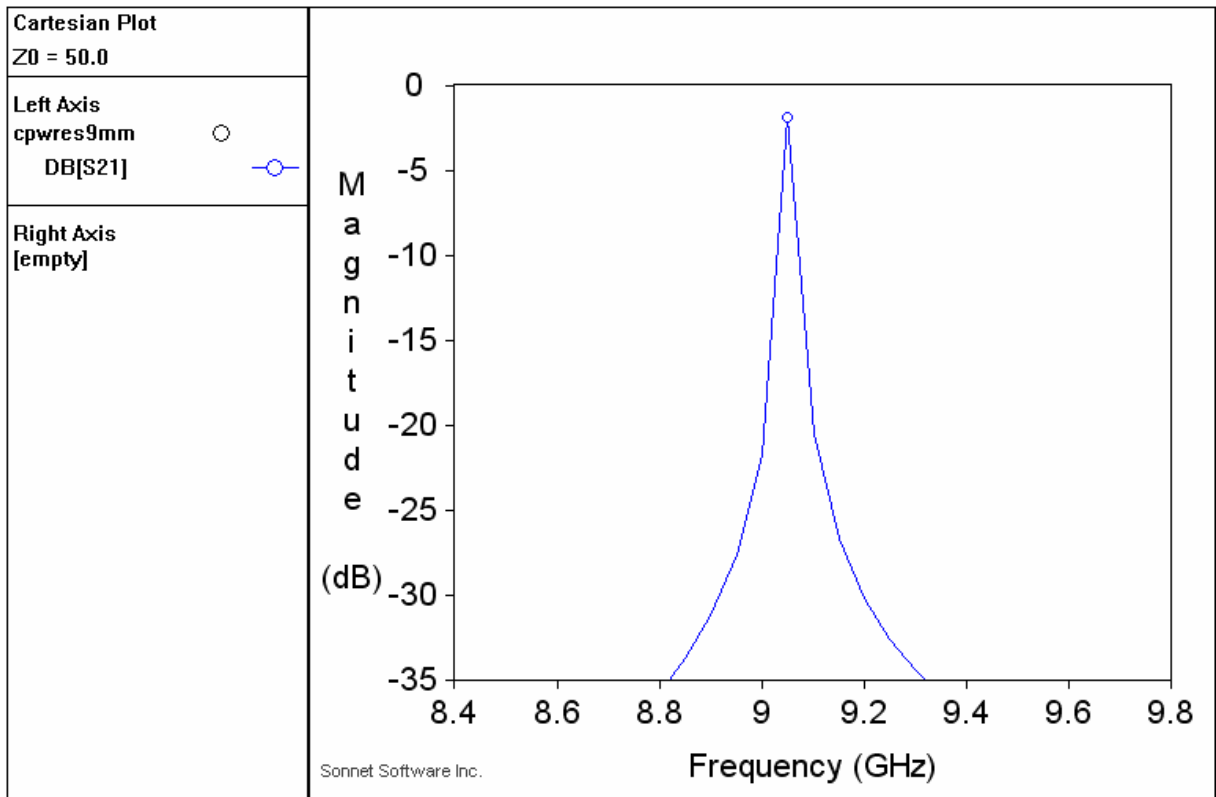


Figure IV.14. Fréquence de résonance :  $L_1=9\text{mm}$ .

Le tableau suivant montre les fréquences de résonance en fonction de la longueur du résonateur CPW.

Longueur du résonateur CPW (mm)	Fréquence de résonance (GHz)
5	14.45
6	12.6
7	11.15
8	10
9	9.05

Pour voir l'agilité en fréquence causé par la couche BST, nous avons choisis une longueur  $L_1=5\text{mm}$  puisqu'elle nous a permis de travailler autour d'une fréquence de résonance qui vaut 14GHz.

### IV.3.2.2. Influence de la couche BST sur le résonateur

Nous avons simulé un résonateur CPW de longueur  $L_1=5\text{mm}$ , pour des tensions de commande appliquées sur la couche BST allant de 0 jusque 25 volts. L'influence de la couche BST sur la fréquence de résonance avec les tensions de commandes appliquées sur cette couche est donnée figure IV.15

L'agilité en fréquence est mise en évidence clairement : à 0Volts nous avons une fréquence de résonance qui vaut 14.3GHz alors que à 25 volt on a 14,4GHz c.-à-d. une agilité de 100MHz ce qui est toute a fait acceptable pour notre cas puisque nous avons utilisés des tensions faibles vue que notre couche de BST est très mince avec épaisseur de  $0.3\mu\text{m}$

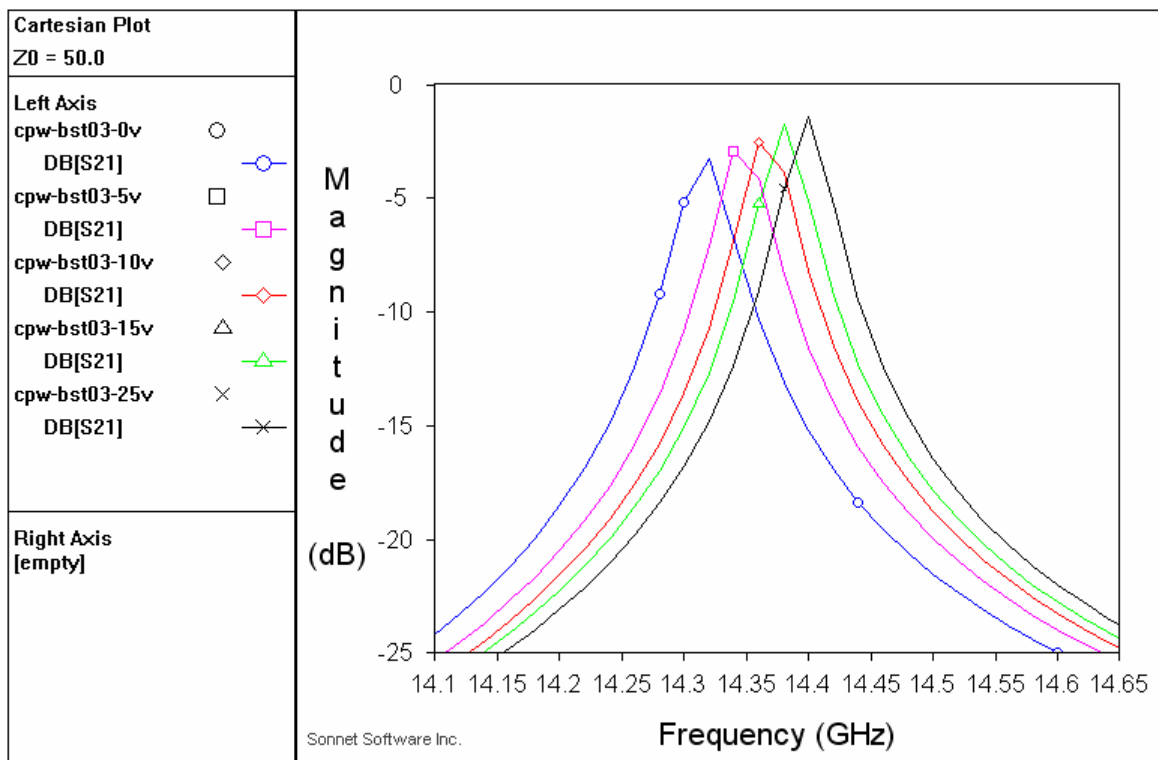


Figure IV.15. Agilité en fréquence de résonance.

Dans cette étude de simulation d'un résonateur CPW à base d'une couche ferroélectrique de BST nous avons montré la possibilité d'avoir une agilité en fréquence de 0.1GHz autour de 14GHz, avec une tension de 25Volts.

Nous sommes entrain de chercher une nouvelle structure pour résonateur CPW à base de BST en gardant les mêmes paramètres et la même épaisseur de la couche BST. Sauf que on va ajouter des capacités interdigités entre les plan de masse et le ruban centrale afin d'augmenter l'influence de la couche BST sur la permittivité effective lorsque on applique une tension continue. Cette variation va nous permettre d'augmenter l'agilité en fréquence.

La prochaine étape consiste à la réalisation des structure à base de BST: la ligne CPW, le résonateur CPW, et enfin le résonateur CPW avec des capacités interdigités ceci dans le but de valider nos résultats de simulations.

## **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

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. Les travaux présentés dans ce mémoire ont été consacrés à l'étude de couches minces de titanate de baryum et de strontium, leurs réalisations, caractérisations et applications. Ce manuscrit s'articule autour de quatre parties dont le contenu va être rappelé.

Dans le premier chapitre, nous avons situé cette étude en rappelant quelques généralités sur les matériaux ferroélectriques. Cela nous a permis de définir les caractéristiques du titanate de baryum et de strontium (BST). L'utilisation des matériaux sous forme de couches minces étant désormais courante en électronique, ce chapitre s'est poursuivi par la présentation des avantages des films vis à vis des matériaux sous forme massive, ainsi que des techniques généralement employées pour déposer le BST. Enfin, nous avons clôturé cette première partie par une étude bibliographique des diverses applications microondes des films de BST avec un intérêt particulier porté aux dispositifs accordables en fréquence.

La deuxième étape consiste à modéliser une structure théorique des guides d'ondes coplanaires CPW avec une structure multicouches. Le BST déposé sur saphir 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, l'impédance caractéristique et le coefficient de pertes.

Le troisième chapitre contient deux sections, la première porte sur la technique sol-gel employé pour déposer le BST sous forme de films. Cette technique a été décrite avec précision. Les couches déposées ont nécessité diverses caractérisations diélectriques, les moyens et les méthodes employées ont été décrites dans la suite. Dans la seconde section nous avons montré les différents résultats expérimentaux :  $C(f)$ ,  $\epsilon'(f)$ ,  $\epsilon''(f)$ ,  $\text{tg}\delta$  et  $C(V)$



pour les films BST(50/50), BST(70/30) et BaTiO<sub>3</sub> et aussi pour les films BST (50/50) dopé MgO.

Finalement les résultats obtenus sur les films dopés a montré qu'il y a deux effets, un effet favorable : réduction des pertes diélectriques et un effet défavorable : diminution de l'accordabilité. Donc pour notre application nous avons choisi la composition BST(70/30) puisqu'elle présente les meilleurs propriétés électriques.

En appuyant sur les propriétés du BST(70/30) nous avons optimisé pour la réalisation d'une ligne de transmission CPW et un résonateur CPW à base de BST ce qui a fait l'objet d'un quatrième chapitre. Après avoir présenté notre logiciel de simulation nous avons définis les structures à caractériser. Enfin nous avons montré les résultats de simulation obtenus. D'après ces résultats de simulation nous avons obtenu une agilité en fréquence qui vaut 10% pour un résonateur CPW grâce à notre couche BST déposée sur saphir.

Enfin, nous souhaitons la réalisation de ce résonateur CPW avec couche de BST en se basant sur notre simulation, faire des caractérisations à large gamme de fréquence et de comparer la simulation et l'expérimentale. Malheureusement le laboratoire LEMCEL ne dispose pas des moyens pour la réalisation de ce type des composants, par contre il dispose d'un analyseur de réseaux vectoriels qui sert à la caractérisation dans une largeur de gamme de fréquence jusqu'à 67 GHz.

## **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] J. C. NIEPCE ET J. M. HAUSSONNE *BaTiO<sub>3</sub> : matériau de base pour les condensateurs céramiques* Editions Septima, Paris, 1994
- [2] G. ALLAR *Polarisation diélectrique* 1936
- [3] T. MITSUI *Landolt-Bornstein*, Springer Verlag, volume 3, 1969, page 416
- [4] J. W. LIOU ET B. S. CHIOU *Dielectric characteristics of doped Ba<sub>1-x</sub>Sr<sub>x</sub>TiO<sub>3</sub> at the paraelectric state* Materials Chemistry and Physics, volume 51, numéro 1, octobre 1997, pages 59-63
- [5] A. RICHARDT et A.M. DURAND *Le vide : les couches minces, les couches dures* Paris : In Fine : 1994
- [6] R.J. CAVA - *Dielectric materials for applications in microwave communications* - J. Mater. Chem. 11 - 2001 - pp 54-62
- [7] J.S. HORWITZ, J.M. POND, B. TADAYAN, et al. - *Sr<sub>x</sub>Ba(1-x)TiO<sub>3</sub> thin films for active microwave applications* - Mat. Res. Soc. Symp. Proc. - Vol : 361 - pp 515-520
- [8] T.M. SHAW, Z. SUO, M.HUANG, et al. - *The effect of stress on the dielectric properties of barium strontium titanate thin films* - Appl. Phys. Lett. - Vol. 75 - N° 14 - Oct. 1999 - pp 2129-2131
- [9] A. KOZYREV, A. IVANOV, V. KEIS, et al. - *Ferroelectric films : nonlinear properties and applications in microwave devices* - IEEE - session WEIF 54 - 1998 - pp 985-988
- [10] Y.A. BOIKOV, Z.G. IVANOV, A.N. KISELEV, et al. - *Epitaxial YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>7-d</sub>/Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> heterostructures on silicon-on-sapphire for tunable microwave components* - J. Appl. Phys. 78 - Oct. 1995 - pp 4591-4595
- [11] F. DE FLAVIIS, N. G. ALEXOPOULOS - *Thin ceramic ferroelectric phase shifter for steerable microstrip patch antenna array* - 28th European Microwave Conference Amsterdam - 1998 - pp 678-683
- [12] H.K. Pulker, "Coatings on glass", Elsevier, Amsterdam, 1984.
- [13] K. Iijima, T. Terashima, K. Yamamoto, K. Hirata et Y. Bando, "Preparation of ferroelectric BaTiO<sub>3</sub> thin films by activated reactive evaporation", Appl. Phys. Lett. 56 (6), p. 527-529, 1990.
- [14] T. Sonogawa, C. Grigoriu, K. Masugata, K. Yatsui, Y. Shimotori, S. Furuuchi et H. Yamamoto, "Preparation of BaTiO<sub>3</sub> thin films by backside pulsed ion-beam evaporation", Appl. Phys. Lett. 69 (15), p. 2193-2195, 1996.
- [15] T. Tsurumi, T. Suzuki, M. Yamane, M. Daimon, Y. Ishibashi, T. Shiosaki, K. Yoshino et N. Ichinose, "Fabrication of barium titanate/strontium titanate artificial superlattice by atomic layer epitaxy", Jpn. J. Appl. Phys. 33 (9B), part 1, p. 5192-5195, 1994.
- [16] S. Yamamichi, H. Yabuta, T. Sakuma et Y. Miyasaka, "(Ba+Sr)/Ti ratio dependence of the dielectric properties for (Ba<sub>0.5</sub>Sr<sub>0.5</sub>)TiO<sub>3</sub> thin films prepared by ion beam sputtering", Appl. Phys. Lett. 64 (13), p. 1644-1646, 1994.
- [17] H. Schwarz et H. A. Tourtellotte, "Vacuum deposition by high-energy laser with emphasis on barium titanate films", J. Vac. Sci. Tech. 6, p.373-378, 1969.

- [18] D.B. Chrisey et G.K. Hubler, "*Pulsed Laser Deposition of thin films*", Wiley Interscience, New York, 1994.
- [19] B.S. Kwak, E.P. Boyd et A. Erbil, "*Metalorganic chemical vapor deposition of PbTiO<sub>3</sub> thin films*", Appl. Phys. Lett. 53 (18), p. 1702-1704, 1988.
- [20] P.C. Van-Buskirk, R. Gardiner et P.S. Kirlin, "*Plasma-enhanced metalorganic chemical vapor deposition of BaTiO<sub>3</sub> films*", J. Vac. Sci. Technol. A 10 (4), p.1578-1583, 1992.
- [21] T. Chiba, K.I. Itoh, O. Matsumoto, "*Deposition of BaTiO<sub>3</sub> thin films by plasma MOCVD*", Thin Solid Films 300, p. 6-10, 1997.
- [22] A.B. Catalan, J.V. Mantese, A.L. Micheli et N.W. Schubring, "*Preparation of barium strontium titanate film capacitors on silicon by metallorganic decomposition*", J. Appl. Phys. 76 (4), p. 2541-2543, 1994.
- [23] D.M. Tahan, A. Safari et L.C. Klein, "*Preparation and characterization of Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> thin films by a sol-gel technique*", J. Am. Ceram. Soc. 79 (6), p. 1593-1598, 1996.
- [24] D.O. Lee, P. Roman, C.T. Wu, P. Mumbauer, R. Grant, J. Ruzyllo, "*Mist deposited high-k dielectrics for next generation MOS gates*", Solid State Electron. 46, p.1671-1677, 2002.
- [25] M.E. Pilleux, C.R. Grahmann, V.M. Fuenzalida et R.E. Avila, "*Hydrothermal ABO<sub>3</sub> ceramic thin films*", Appl. Surf. Sci. 65-66, p. 283-288, 1993.
- [26] H. Xu, T. Kiyomoto, Y. Morikawa, M. Okuyama et C. Lin, "*Hydrothermal transformation of gel Pb(Zr<sub>0.52</sub>Ti<sub>0.48</sub>)O<sub>3</sub> thin films into perovskite phase at low temperature of 160°C*", Jpn. J. Appl. Phys. 37 (7A), part 2, p. L809-L811, 1998.
- [27] A. OUTZOURHIT, J. U. TREFNY, T. KITO, B. YARAR, A. NAZIRIPOUR, A. M.HERMANN « *Fabrication and characterization of Ba<sub>1-x</sub>Sr<sub>x</sub>TiO<sub>3</sub> tunable thin film capacitors* » Thin Solid Films 259 (1995), pages 218-224
- [28] J. SOK, J. S. LEE ET E. H. LEE « *Tunability and loss tangent of ferroelectric SrTiO<sub>3</sub> films in YBa<sub>2</sub>Cu<sub>3</sub>O<sub>y</sub> superconducting resonator* » Supercond. Sci. Technol. 11 (1998), pages 875-879
- [29] A. KOZYREV, A. IVANOV, T. SAMOILOVA, O. SOLDATENKOV, V. ASTAFIEV, L. C. SENGUPTA « *Nonlinear response and power handling capability of ferroelectric Ba<sub>x</sub>Sr<sub>1-x</sub>TiO<sub>3</sub> film capacitors and tunable microwave devices* » Journal of Applied Physics, volume 88, numéro 9, novembre 2000, pages 5334-5342
- [30] P. K. PETROV ET N. MCN. ALFORD « *Tunable dielectric resonator with ferroelectric element* » Electronic letters, volume 37, numéro 17, 16 août 2001, pages 1066-1067
- [31] A. T. FINDIKOGLU, Q. X. JIA, X. D. WU, G. J. CHEN, T. WENKATESAN, D. W. REAGOR « *Tunable and adaptative bandpass filter using a nonlinear dielectric thin film of SrTiO<sub>3</sub>* » Appl. Phys. Lett. 68 (12), 18 mars 1996, pages 1651-1653
- [32] G. SUBRAMANYAM, F. W. VAN KEULS ET F. A. MIRANDA « *A K-Band-Frequency Agile Microstrip Bandpass Filter Using a Thin-Film HTS/Ferroelectric/Dielectric Multilayer Configuration* » IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volume 48, numéro 4, avril 2000, pages 525-530
- [33] ERLI Chen et STEPHEN Y. Chou (1997 Juin). *Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates : Modeling and exoerirments*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 6, pp 939-945.

- [34] D. A. AHMARI, M. T.FRESINA, Q. J. HARTMANN, D. W. BARLAGE, P. J. MARES, M. FENG et G. E. STILLMAN (1996). *Hinh-Swed InGaP/GaAs HBT's with a strained In,Gal.,As base*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, pp 226-228.
- [35] D. M. GILL, B. C. KANE, P. SVENSON, D. W. TU, P. N. UPPAL et N. E. BYER (1996). *Hieh-wrformance. 0.1 um InAlAs/GaAs hieh electron rnobility transistors on GaAs*. IEEE Electron Device Letters, Vol. 17, pp 328-330.
- [36] GIOVANNI Ghione et NALDI Carlo U. (1987 Mars). *Coplanar waveguides for MMIC applications: Effect of upper shielding . conductor backine. finite-extent ground planes and line-to-line coupling*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 35. No. 3, pp 260-267.
- [37] HILBERG W. (1969 Mai). *From approximations to exact relations for characteristic impedances*. JEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 17, No. 5, pp 259-265.
- [38] K. C. GUPTA. Rarnesh GARG, Inder BAHN et Prakash BHARTIA. (1996). *Microstrip Lines and Slotlines*. Artech House Publishers, Boston.
- [39] 1. J. BAHN et STUCHLY S. (1980 Fev.). *Analvses of a microstio covered with a lossv dielectric*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, No. 2, pp 104-109.
- [40] COLLIN R. E. (1987 Janv.). *Field Theon of Guided Waves*. McGraw Hill, New York.
- [41] GOPINATH A. (1982 Juil.). *Losses in coplanar waveguides*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 30, No. 7, pp 1101-1 104.
- [42] OWYANG, O. H. et T. T. WU. (1958). *The approximate parameters of dot lines and their complement*. IRE Trans.. Vol. AP-6. pp. 49-55.
- [43] TUNCER, E. et Al. (1994). *Quasi-static conductor loss calculations in transmission lines usinp: a new conformal mam- ine techniaue*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Vol. 42, pp 1807- 18 15.
- [44] GIOVANNI G. (1993). *A CAD-onented analytical model for the losses of general asvrnmetric coplanar lines in hybrid and monolithic MICs*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41. No. 9, pp 1499-15 10.
- [45] IAHNKE, E., F. EMDE et LOSH F. (1960). *Tables of Hieher Functions*. McGraw Hill, New York.
- [46] J. A. CURTIS ET S. J. FIEDZIUSZKO « *Miniature dual mode microstrip filters* » IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, juin 1991, pages443-446
- [47] M.E. Lines et A.M. Glass, “*Principles and applications of ferroelectrics and related materials*”, Clarendon Press, Oxford, 1977.
- [48] M. Maglione, U.T. Höchli et J. Joffrin, “*Dipolar glass state in K1-xNaxTaO3*”, Phys. Rev. Lett. 57 (4), p. 436-439, 1986.
- [49] O. Bidault et M. Maglione, “*Non-linearity extremum in niobium doped potassium tantalate*”, J.Phys. I 7, p. 543-552, 1997.
- [50] W. CHANG, C. M. GILMORE, W. J. KIM, J. M. POND, S. W. KIRCHHOEFER, S. B.QADRI, D. B. CHRISEY, J. S. HORWITZ J. of Appl. Phys. 87 (6), (2000) 3044-3049

- [51] User's Guide, "*High Frequency Electromagnetic Software Sonnet Suites Release9*", HYPERTECH S.A. Printed May 2003.
- [52] Daniel G. Swanson, Jr. Wolfgang J. R. Hofer; "*Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*", Artech House, inc. 2003.
- [53] K. C. Gupta, R. Garg, and R. Chadha; "*Computer Aided Design of Microwave Circuits*", Artech House, inc. 1981
- [54] T.C. Edwards, M. A. Breur, and A.D. Friedman; "*Conception des Circuits Micro-ondes*", Masson 1984.
- [55] J.R. James, P. S. Hall, and C. Wood; "*Microstrip antenna theory and design*", Peter Peregrinus Ltd. 1981.