HAL
open science

Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs

Vincent Laur

To cite this version:

Vincent Laur. Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs. Matière Condensée [cond-mat]. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2007. Français. NNT : . tel-00265851

HAL Id: tel-00265851

https://theses.hal.science/tel-00265851v1

Submitted on 20 Mar 2008

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

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

Ecole Doctorale
Sciences de la Matière, de l'Information et de la Santé
(ED SMIS 0373)

Année 2007

THESE

présentée à

L'Université de Bretagne Occidentale

pour l'obtention du

Doctorat en Electronique

Vincent LAUR

14 Novembre 2007

Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs

Rapporteurs :
- M. Serge TOUTAIN, Professeur, IREENA, Ecole Polytechnique de Nantes.
- Mme Valérie MADRANGEAS, Professeur, XLIM, Université de Limoges.

Examinateurs :
- M. Didier Lippens, Professeur, IEMN, Université de Lille 1.
- Mme Maryline Guilloux-Viry, Professeur, USC, Université de Rennes 1.
- M. Philippe Eudeline, Ingénieur, Thalès Air Systems.

Directeur de thèse :
- M. Fabrice HURET, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

Encadrants :
- M. Gérard TANNÉ, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.
- M. Paul LAURENT, Maître de conférences, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

Travaux préparés au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST)
UMR CNRS 6165 – UBO – ENSTBr
UBO : 6, avenue Le Gorgeu – CS 93837 – 29238 BREST Cedex 3
ENSTBr : Technopôle Brest-Iroise – CS 83818 – 29238 BREST Cedex 3

Ecole Doctorale
Sciences de la Matière, de l'Information et de la Santé
(ED SMIS 0373)

Année 2007

THESE

présentée à

L'Université de Bretagne Occidentale

pour l'obtention du

Doctorat en Electronique

Vincent LAUR

14 Novembre 2007

Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de couches minces ferroélectriques : des matériaux aux dispositifs

Rapporteurs :
- M. Serge TOUTAIN, Professeur, IREENA, Ecole Polytechnique de Nantes.
- Mme Valérie MADRANGEAS, Professeur, XLIM, Université de Limoges.

Examinateurs :
- M. Didier Lippens, Professeur, IEMN, Université de Lille 1.
- Mme Maryline Guilloux-Viry, Professeur, USC, Université de Rennes 1.
- M. Philippe Eudeline, Ingénieur, Thalès Air Systems.

Directeur de thèse :
- M. Fabrice HURET, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

Encadrants :
- M. Gérard TANNÉ, Professeur, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.
- M. Paul LAURENT, Maître de conférences, LEST, Université de Bretagne Occidentale, Brest.

Travaux préparés au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST)
UMR CNRS 6165 – UBO – ENSTBr
UBO : 6, avenue Le Gorgeu – CS 93837 – 29238 BREST Cedex 3
ENSTBr : Technopôle Brest-Iroise – CS 83818 – 29238 BREST Cedex 3

A Soazig et Olivia

A ma famille

A mes amis

Remerciements

Le travail présenté dans ce manuscrit a été effectué au sein du Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications (LEST – UMR CNRS 6165), commun à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) et à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENSTBr). Je remercie le directeur et le directeur adjoint, MM. Michel Ney et Marcel Le Floc'h, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je remercie vivement M. Didier Lippens, Professeur à l'Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université de Lille 1, d'avoir accepté la présidence du jury.

J'adresse mes sincères remerciements à M. Serge Toutain, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes, et à Mme Valérie Madrangeas, Professeur au laboratoire XLIM de Limoges, pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de rapporter ce travail.

Je remercie aussi M. Philippe Eudeline, Directeur Technique du centre Thalès de Rouen qui a bien voulu participer à ce jury de thèse.

Je tiens également à remercier Mme Guilloux-Viry, Professeur à l'Unité Sciences Chimiques (USC) de l'Université de Rennes 1, pour avoir accepter de participer à ce jury mais également pour tous les échanges nombreux et riches que nous avons pu avoir durant ces trois années. J'associe à ces remerciements l'ensemble des membres de l'Equipe Chimie du Solide et Matériaux de l'USC sans qui ce travail n'aurait pas eu la même consistance : Anthony Rousseau tout d'abord, qui m'a initié aux aspects chimiques de ce sujet, Arnaud Moussavou, Quentin Simon, Valérie Bouquet, Stéphanie Députier, André Perrin, Wei Peng et Irina Tavora-Weber. Merci à tous pour votre aide technique mais aussi pour les liens amicaux que nous avons tissés lors de conférences et de réunions de travail.

J'exprime ma profonde gratitude à M. Fabrice Huret, Professeur à l'UBO, qui m'a proposé ce sujet et qui a dirigé cette thèse. Je lui suis extrêmement reconnaissant tant pour son aide sur le plan scientifique que pour sa sympathie et sa disponibilité.

Je ne saurais oublier dans ces remerciements MM. Gérard Tanné et Paul Laurent, Professeur et Maître de Conférences à l'UBO, qui ont co-encadré ce travail. Sans leurs conseils et leurs remarques, mais aussi sans leur soutien dans les moments plus difficiles, cette thèse n'aurait pas la consistance qu'elle a aujourd'hui. Je les remercie également pour leur sympathie et la chaleur de leur accueil. Je souhaite à tous les thésards d'être aussi bien encadré que j'ai pu l'être durant ces trois années.

Merci également à tous les techniciens du LEST, Raymond Jézéquel, Bernard Della, Pascal Coant et Guy Chuiton, qui ont toujours cherché, et trouvé, des solutions aux défis techniques que nous leur avons posés pour la réalisation des circuits.

Je tiens enfin à remercier l'ensemble des membres du laboratoire et du département d'électronique, chercheurs, personnels administratifs et techniques, doctorants et stagiaires, pour leurs conseils, leur aide technique mais aussi pour leur amitié. Merci à Yvonne, Thérèse, Michèle, Bernadette, Alain, Marie Paule, Eric, Cédric, Jeff, Marc, Dédé, Yves, Noham, Christian, Noël, Pascale, Pierre Marie, Thierry, Denis, Pierre, Gilles, Emanuel, Koffi, Ludovic, Roland, Philippe, Alexis, Philippe, Jean Luc, Patrick, Christian, Robert Alain, Georges, Annaïg, Yann, Alex, Baptiste, Juan Carlos, Benjamin, Serge, Mihai, Abdel, Wilfried, Jeff, Blaise, Adonis, Julien, Yann, Mélanie, Stéphane, Fara, Constant, Lingyan, Nolwenn, Yenny, Jean Michel et Jérémy. Je pars aujourd'hui vers d'autres cieux mais ces trois années, qui sont passées si vite, resteront gravées dans ma tête et dans mon cœur.

Sommaire

Introduction générale 1

Chapitre I Contexte général : notion d'agilité en électronique hautes fréquences 9

Chapitre II Les matériaux ferroélectriques : une solution pour la réalisation de fonctions agiles 43

Chapitre III Propriétés diélectriques des couches minces KTN déposées à l'USC 87

Chapitre IV Démonstrateurs hautes fréquences : étude du potentiel des matériaux KTN pour la reconfigurabilité 131

Chapitre V Dispositifs hautes tensions : vers des fonctions avancées 159

Chapitre VI Perspectives d'études 207

Conclusion générale 229

Liste des travaux 237

Annexe : Procédé de réalisation des circuits utilisé au LEST 243

Liste des abréviations

ADS	Advanced Design Software
AsGa (GaAs)	Arsénure de Gallium
BST (ou BSTO)	Barium Strontium Titanate
BT (ou BTO)	Titanate de Barium
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CL	Cristaux Liquides
CQF	Commutation Quality Factor
DC	Direct Current
DLL	Delay Locked-Loops
DRX	Diffraction des Rayons X
$DyScO_3$	Dysprosium Scandium
EDS	Spectroscopie d'Energie Dispersive
ENST	Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications
EM	Electromagnétique
FET	Field Effect Transistor
FI (IF)	Fréquence Image
FoM	Figure of Merit (Facteur de Mérite)
GPS	Global Positioning System
HFSS	High Frequency Structure Simulator
IMD	Intermodulation Distorsion
InGaAs	Indium Gallium Arsenide
InP	Indium Phosphide
JFET	Junction Field Effect Transistor
KT (ou KTO)	Tantalate de Potassium
KTN	Potassium Tantale Niobium
LAO	Aluminate de Lanthane
LEST	Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications
LRM	Line-Reflect-Match
MEB	Microscope Electronique à Balayage
MEMS	Micro Electro Mechanical System
MESFET	Metal Semiconductor Field Effect Transistor
MgO	Oxyde de Magnésium
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit

MOCVD	Metal-Organic Chemical Vapor Deposition
MOD	Metal-Organic Deposition
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
OL	Oscillateur Local
PDLC	Polymer-Dispersed Liquid Crystal
PLA (ou PLD)	Pulsed Laser Ablation
Pt	Platine
PVA	Poly Vinyl Alcohol
RBS	Rutherford Back-Scattering
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
SBN	Strontium Bismuth Niobate
SDA	Spectral Domain Approach
SDR	Software Defined Radio
Si	Silicium
SiO_2	Oxyde de Silicium
STO	Titanate de Strontium
TA	Température Ambiante
USC	Unité Sciences Chimiques
UWB	Ultra Wide Band
VCO	Voltage-Controlled Oscillator
WLAN	Wireless Local Area Network
YBCO	$YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$
YIG	Grenat d'Yttrium
ZCE	Zone de Charge et d'Espace
ZOR	Zero-Order Resonator

Introduction Generale

IG

Introduction Générale

Théorisées par James Clerck Maxwell, puis mises en pratique par Heinrich Hertz et Guglielmo Marconi entre autres, les micro-ondes n'ont connu un réel essor que lors de la deuxième guerre mondiale via la forte implication du Massachusetts Institute of Technology (MIT) dans leur développement. Jusque là principalement concentrées autour du domaine militaire (radar notamment), les applications se diversifièrent alors. Les micro-ondes devinrent ainsi un outil privilégié dans des domaines aussi variés que le chauffage domestique ou industriel, la médecine, la radioastronomie, la recherche en physique, les activités spatiales, l'automobile ou encore les télécommunications.

Depuis, ces dernières ont connu un développement rapide qui a fortement durci les contraintes sur les dispositifs hautes fréquences du front-end radio. Les concepteurs ont ainsi dû s'adapter à une volonté de diminuer l'encombrement, la consommation et les coûts tout en conservant des performances électriques de haut niveau. Cette mutation a entraîné l'émergence de nouvelles technologies, dont la technologie planaire, qui a, dans un premier temps, permis de répondre à ce cahier des charges serré. Aujourd'hui, cette technologie arrive à maturité mais ne permet pas de solutionner les problèmes techniques liés aux nouvelles attentes des industriels et des utilisateurs. En effet, les efforts de miniaturisation se combinent actuellement à un désir d'accéder à de nombreuses fonctions sur un même terminal : téléphonie ou visiophonie, télévision, transfert de données, accès Internet, ... Les solutions actuelles consistent à dupliquer les différentes chaînes de transmission au détriment de l'encombrement, du coût ou de l'autonomie. Les dispositifs multibandes non accordables (antennes, filtres, ...) ont apporté des réponses partielles à ces attentes mais s'avèrent généralement trop volumineux et complexes à concevoir dès lors qu'il faille s'adapter à plus de deux ou trois standards.

Une autre solution consiste à réaliser des dispositifs dits agiles, accordables ou reconfigurables, capables de s'adapter aux différentes normes en vigueur. Ces circuits agiles permettent de poursuivre les efforts de modularité des terminaux mobiles sans faire de concessions sur la taille, le coût ou la consommation. Les principales solutions techniques en concurrence pour la réalisation de ces circuits reconfigurables peuvent être séparées en deux familles : les éléments localisés accordables et les matériaux agiles. Parmi les premiers, on peut citer les diodes PIN ou varactors, les transistors FET et les MEMS. Excepté les MEMS, les éléments localisés sont souvent associés à des limitations en fréquence importantes, à des consommations de puissance non négligeables et à des facteurs de bruit élevés. De plus, ils nécessitent généralement l'emploi de technologies hybrides afin d'associer les éléments accordables à la partie passive. La deuxième famille de solutions consiste à utiliser des matériaux agiles tels que les ferromagnétiques, les cristaux liquides ou les ferroélectriques. Les performances des dispositifs réalisés sont alors extrêmement dépendantes des propriétés des matériaux que celles-ci soient propices ou néfastes à leur utilisation pour la

conception de circuits accordables. Ainsi, les ferromagnétiques possèdent une perméabilité très sensible au champ magnétique, mais la miniaturisation des bobines à même de générer ce champ reste encore difficile. De la même manière, les cristaux liquides ont des propriétés qui peuvent être modifiées sous l'action de champs électriques de très faible intensité mais présentent néanmoins des temps de réaction très élevés.

La solution technique explorée dans cette thèse consiste à étudier la possibilité d'utiliser des matériaux ferroélectriques pour réaliser des fonctions hyperfréquences agiles. Comme les autres matériaux, ils possèdent des avantages (temps de commutation faible, consommation de puissance quasi-nulle, permittivité élevée permettant une miniaturisation des dispositifs, ...) et des inconvénients (pertes diélectriques élevées) que ce travail de thèse permettra de mettre en balance.

Les couches minces ferroélectriques que nous avons étudiées ont été développées par l'équipe « Chimie du Solide et Matériaux » de l'Unité Sciences Chimiques (USC) dépendant de l'Université de Rennes I. Plusieurs doctorants (Anthony Rousseau [IG.1], Arnaud Moussavou [IG.2], Quentin Simon [IG.3]) et post-doctorants (Irina Tavora-Weber, Wei Peng) encadrés par les maîtres de conférence et professeurs de l'USC (Valérie Bouquet, Stéphanie Députier, Maryline Guilloux-Viry, André Perrin) ont eu en charge le développement des matériaux employés pour la réalisation de nos dispositifs accordables.

Contrairement à la majorité des études sur l'intégration de matériaux ferroélectriques pour la réalisation de fonctions agiles, notre choix ne s'est pas porté sur les matériaux $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST). En effet, malgré des propriétés très intéressantes, le compromis pertes/agilité de ces ferroélectriques s'avère encore insuffisant pour permettre de répondre entièrement au défi posé par la réalisation de terminaux multistantdards. De nombreuses équipes travaillent actuellement à l'optimisation des propriétés des BST mais, parallèlement, certains spécialistes du domaine encouragent les recherches sur d'autres composés ferroélectriques [IG.4]. Dans cet esprit, en accord avec l'USC, nous avons choisi d'étudier le potentiel des matériaux ferroélectriques $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN) pour la conception de circuits accordables. Ces ferroélectriques de structure très similaire aux BST ont, par le passé, démontré des performances intéressantes, en terme d'agilité notamment, mais sont longtemps restés inexploités de part une synthèse difficile à maîtriser. Profitant des compétences reconnues des chercheurs de l'USC concernant les dépôts de couches minces, nous avons collaboré dans le but de réaliser des fonctions hyperfréquences accordables à partir de couches minces KTN. Les résultats de cette collaboration sont présentés dans ce manuscrit.

Ce mémoire est structuré en six chapitres. Dans le premier chapitre, le contexte général lié au développement de dispositifs hyperfréquences accordables est abordé. La première partie met en évidence l'intérêt de ces dispositifs pour la réalisation de terminaux mobiles multinormes ; les différentes architectures envisageables sont discutées au vu des limitations techniques actuelles. D'une manière plus générale, les différentes fonctions accordables réalisables (filtres, déphaseurs, antennes, adaptateurs d'impédance, ...) et leurs applications potentielles (terminaux multistandards, antennes à reconfiguration de faisceau, radars, ...) sont ensuite passées en revue. Enfin, les principales solutions techniques pour la réalisation de ces fonctions agiles, actuellement en cours de développement, sont présentées et comparées suivant des critères objectifs d'agilité, de temps de réponse, de pertes, de consommation, ...

Le deuxième chapitre est entièrement consacré aux matériaux ferroélectriques. Les propriétés générales de ces matériaux sont d'abord présentées ; la notion de température de Curie T_c, définissant les propriétés de ces matériaux et fixant leur phase (ferroélectrique/paraélectrique) à la température d'utilisation, est notamment abordée. Puis, les propriétés spécifiques des matériaux KTN sont détaillées. Un bref état de l'art regroupant les principales caractéristiques diélectriques connues de ces matériaux mettra en évidence le peu d'information disponible. Au sein de ce chapitre, une partie se focalise ensuite sur les dépôts de couches minces des matériaux KTN effectués à l'USC. Les microstructures particulières de ces films suivant le substrat choisi (alumine, saphir, oxyde de magnésium, aluminate de lanthane) sont détaillées afin de permettre une meilleure compréhension des mesures hyperfréquences réalisées ultérieurement. Enfin, un état de l'art des principales fonctions hyperfréquences agiles réalisées à partir de matériaux ferroélectrique est proposé afin de démontrer l'intérêt majeur de cette solution.

Les propriétés des couches minces KTN déposées à l'USC sont étudiées dans le troisième chapitre. Désirant connaître la permittivité complexe de ces films dans des conditions proches de celles de nos dispositifs, nous avons mis au point une méthode de caractérisation large bande utilisant des guides d'onde coplanaires, complémentaire de la méthode en cavité utilisée jusqu'alors pour caractériser les couches minces KTN à XLIM [IG.5]. La méthode large bande développée est basée sur l'utilisation de l'Approche dans le Domaine Spectral (Spectral Domain Approach : SDA). Après validation sur des matériaux connus, et malgré une précision limitée, cette méthode nous a permis de mettre en évidence des effets importants du substrat sur le film ferroélectrique déposé.

Le quatrième chapitre rassemble les premiers résultats obtenus sur des démonstrateurs (capacités interdigitées et résonateurs de type stub). Pour ces études préliminaires, un grand nombre de compositions KTN et de substrats différents a été examiné. La comparaison des résultats obtenus sur les capacités et les résonateurs a fait ressortir un couple KTN/substrat ($KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir) semblant posséder des propriétés adaptées à la réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles. Ces premiers démonstrateurs ont cependant mis en évidence la nécessité d'augmenter nos champs électriques de

commande de façon à obtenir des agilités plus importantes et pouvoir ainsi comparer les performances de nos dispositifs avec celles de l'état de l'art sur les circuits agiles utilisant des ferroélectriques.

Ces résultats nous ont alors permis d'envisager la réalisation de dispositifs plus complexes, présentés dans le cinquième chapitre. Une rapide analyse nous permet, dans un premier temps, de présenter les nouveaux systèmes de mesure utilisés permettant l'application de tensions de commande élevées et de justifier ces choix techniques. Les résultats de simulation et de mesure de capacités interdigitées en transmission et en réflexion, de résonateurs de type stub et DBR, de déphaseurs et de filtres accordables (DBR et hairpin) sont successivement présentés et analysés.

Enfin, le sixième et dernier chapitre donne quelques perspectives d'études. Apparaissant comme nécessaires à l'issue de ces travaux de thèse, ces perspectives ont pour but de permettre, à terme, la réalisation de fonctions agiles hautement performantes à partir de couches minces KTN. Ces études à envisager concernent aussi bien des aspects matériaux (diminution des pertes, augmentation des surfaces de dépôt, homogénéisation de l'épaisseur, ...) que des aspects dispositifs (isolation des dispositifs, prise en compte de la désadaptation, étude de la stabilité en température, amélioration des simulations hautes fréquences, ...).

Bibliographie de l'introduction générale

[IG.1] Anthony Rousseau, *"Couches minces d'oxydes ferroélectriques pour les dispositifs agiles en hyperfréquences : croissance par ablation laser et caractérisations"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, n° d'ordre 3220, Octobre 2005.

[IG.2] Arnaud-Gides Moussavou, *"Croissance de couches minces ferroélectriques : applications aux antennes et aux matériaux à bande interdite photonique"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Rennes I, soutenance prévue début 2008.

[IG.3] Quentin Simon, *"Nouveaux matériaux pour les télécommunications : synthèse de couches minces ferroélectriques à faibles pertes"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, soutenance prévue fin 2009.

[IG.4] A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.F. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter, *"Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications"*, **Journal of Electroceramics**, Vol. 11, pp. 5-66, 2003.

[IG.5] J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, M. Aubourg, S. Verdeyme, *"Développement d'une méthode pour mesurer la permittivité de couches minces ferroélectriques"*, **Actes des 13èmes Journées Nationales Micro-ondes**, 4C1, 2003.

Contexte Général

Notion d’agilité en électronique hautes fréquences

I

CHAPITRE I Contexte général : notion d'agilité en électronique hautes fréquences

INTRODUCTION **13**

I.1. L'AGILITE DANS LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS **14**

I.1.1. MONTEE EN PUISSANCE DES TELECOMMUNICATIONS SANS FIL : INTERET DES DISPOSITIFS RECONFIGURABLES 14

I.1.2. AGILITE LOGICIELLE OU MATERIELLE ? 16

I.1.2.1. La radio logicielle idéale *16*

I.1.2.2. La radio logicielle restreinte *17*

I.1.2.3. La transformation d'une chaîne classique en chaîne accordable *18*

I.1.3. FONCTIONS ACCORDABLES POUR LES FUTURS SYSTEMES AGILES 18

I.1.3.1. Antennes accordables *18*

I.1.3.2. Filtres agiles *19*

I.1.3.3. Déphaseurs reconfigurables *21*

I.1.3.4. Adaptateurs d'impédance agiles *21*

I.1.3.5. Oscillateurs locaux agiles *23*

I.1.3.6. Autres dispositifs accordables *23*

I.2. SOLUTIONS TECHNOLOGIQUES EXISTANTES POUR L'ACCORDABILITE **25**

I.2.1. LES ELEMENTS LOCALISES 25

I.2.1.1. Les diodes PIN *25*

I.2.1.2. Les diodes varactors *26*

I.2.1.3. Les transistors FET *27*

I.2.1.4. Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems) *27*

I.2.2. LES MATERIAUX AGILES 28

I.2.2.1. Les matériaux ferromagnétiques *29*

I.2.2.2. Les cristaux liquides *31*

I.2.2.3. Les matériaux ferroélectriques *32*

I.2.2.4. Les matériaux hybrides *32*

I.2.3. COMPARAISON DES DIFFERENTES SOLUTIONS TECHNOLOGIQUES 33

I.2.3.1. Critères de choix des éléments localisés *33*

I.2.3.2. Critères de choix des matériaux agiles *36*

CONCLUSION **38**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I **39**

CHAPITRE I Contexte général : notion d'agilité en électronique hautes fréquences

Introduction

Le secteur des télécommunications connaît une période de très forte croissance depuis le début des années 90. Durant cette période, la vente en masse de téléphones portables a permis au grand public d'accéder à un nouveau mode de communication : la communication mobile. Dès lors, les applications sans fil se sont multipliées : accès Internet ou téléphonie via Wifi, transfert de données par Bluetooth, téléphonie mobile et contenu multimédia 3G voire bientôt 4G... Les progrès récents dans la conception des circuits hyperfréquences permettent aujourd'hui d'accéder à tous ces services sur un unique terminal au détriment de compromis de plus en plus drastiques entre l'encombrement, la consommation, le poids et le coût.

Dans la première partie de ce chapitre, nous montrons comment la conception de systèmes agiles pourrait apporter des solutions pour la réalisation de terminaux multistandards mais aussi pour de nombreuses autres applications liées aux télécommunications. Les différentes architectures envisageables pour le front-end de tels systèmes sont détaillées.

Les principales solutions technologiques actuellement utilisées, ou en cours d'études, sont ensuite présentées et comparées. Elles se composent principalement de deux familles. La première d'entre-elles est constituée des éléments localisés parmi lesquels on retrouve les diodes varactors, les diodes PIN, les transistors FET ou encore les MEMS. Les matériaux agiles (ferromagnétiques, cristaux liquides, ferroélectriques, matériaux hybrides) représentent une deuxième voie possible. La mise en évidence des avantages, mais aussi des limitations, de chacune de ces solutions permet de souligner l'importance des recherches dans ce domaine tant les possibilités sont grandes et tant elles restent en partie inconnues ou inexploitées.

I.1. L'agilité dans les systèmes de télécommunications

Les contraintes sévères exercées sur les différents éléments des chaînes d'émission/réception tendent aujourd'hui à ralentir l'évolution rapide qu'ont connu les systèmes multistandards lors des dernières années. Cette partie tente de montrer comment les dispositifs accordables peuvent apporter des solutions aux problèmes rencontrés actuellement dans la conception des terminaux multinormes : poids, consommation, taille, coût.

I.1.1. Montée en puissance des télécommunications sans fil : intérêt des dispositifs reconfigurables

Depuis une quinzaine d'années, le domaine des télécommunications a connu de grands bouleversements. L'avènement des technologies bas-coûts a ouvert la voie aux télécommunications radios pour le grand public. Aujourd'hui, les technologies filaires sont en fort déclin au profit d'un « tout sans fil » réclamé par les utilisateurs. Cette évolution se retrouve aussi bien pour les applications de téléphonie que pour la télévision, la domotique, l'Internet ou le transfert de données. Ce phénomène ouvre la voie à une nouvelle génération de terminaux mobiles multistandards multinormes.

Pour réaliser ces terminaux multistandards, la solution la plus simple consiste à associer chaque norme à une chaîne de transmission. Le schéma de principe d'un récepteur tribande est ainsi présenté en figure I.1. L'architecture présentée, de type superhétérodyne, a longtemps été la plus utilisée de part ses performances intéressantes en terme de sélectivité et de sensibilité mais tend aujourd'hui à être remplacée par des architectures plus compactes et plus adaptées à une intégration monolithique. Toutefois, la solution proposée présente l'avantage d'une conception assez simple mais va à l'encontre d'un certain nombre de directions prises au niveau des terminaux mobiles durant les dernières décennies. Premièrement, des architectures de ce type présentent un encombrement assez important. En effet, bien que l'avènement des technologies planaires ait grandement contribué à la diminution de la taille et du poids des circuits passifs, ces derniers constituent toujours, notamment les filtres, une part importante de l'encombrement des systèmes de télécommunications. De plus, la présence de nombreux éléments actifs risque d'entraîner des consommations de puissance importante, incompatible avec la notion de système embarqué. Enfin, la répétition des chaînes d'émission/réception, et donc des dispositifs associés, va entraîner une augmentation notable du coût de tels terminaux. La concurrence actuelle au niveau des systèmes communicants ne permet pas aux industriels de répercuter intégralement ce coût au niveau des consommateurs.

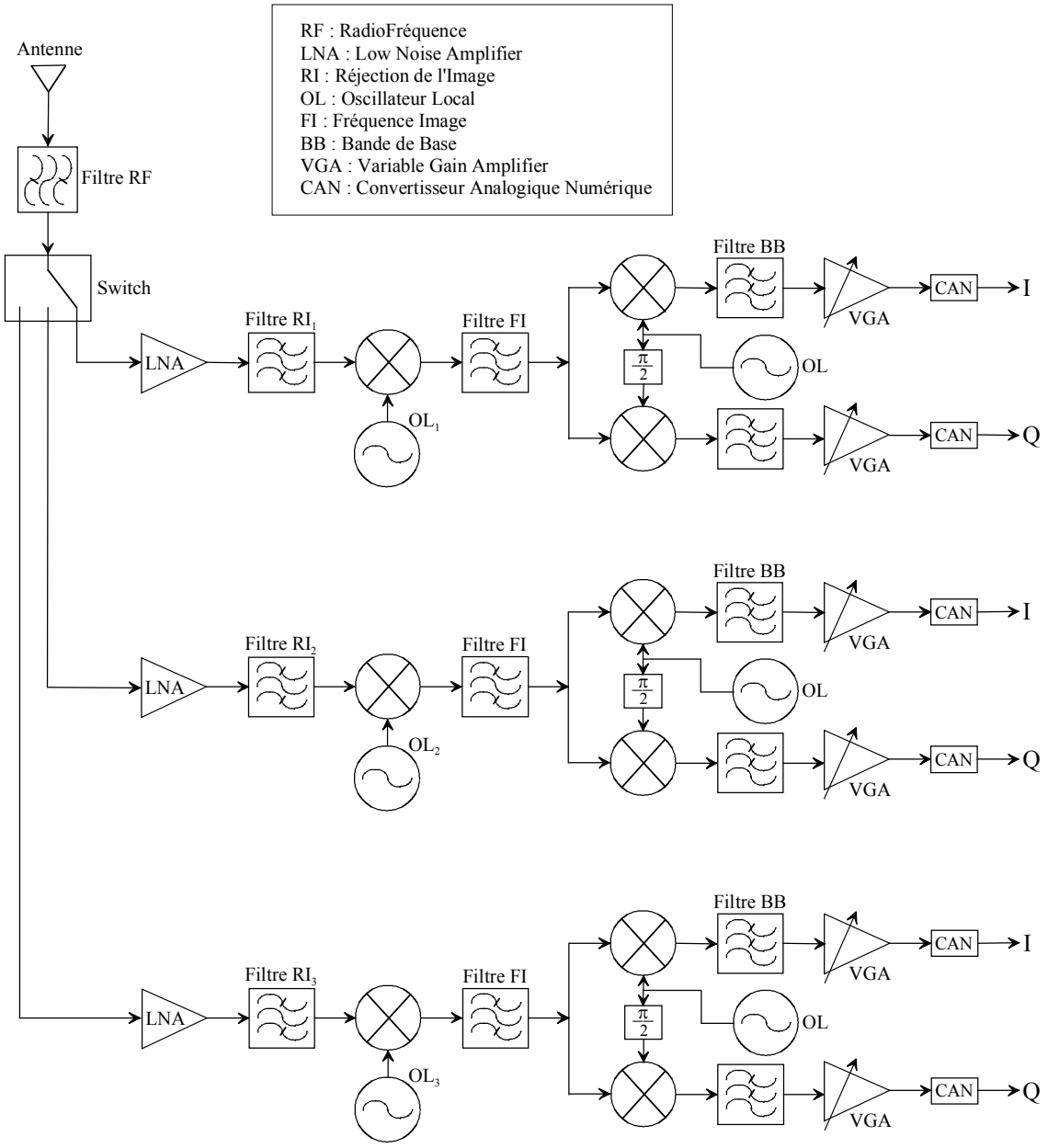


Fig. I.1. Schéma bloc d'un récepteur tribande de type superhétérodyne utilisant trois chaînes de réception.

Afin de ne pas enrayer la forte croissance du marché des télécommunications sans fil par une augmentation du coût, de l'encombrement ou par une baisse de l'autonomie des systèmes embarqués, les laboratoires du secteur s'intéressent depuis une dizaine d'années aux systèmes reconfigurables. En effet, ces derniers permettraient de poursuivre le processus de miniaturisation des terminaux mobiles tout en accroissant les fonctionnalités et l'autonomie. De nombreuses technologies et architectures sont en concurrence pour atteindre cet objectif. Ces solutions seront détaillées dans les parties à venir.

Outre les terminaux multistandards, les circuits agiles intéressent fortement les concepteurs d'antennes. En effet, les déphaseurs agiles sont déjà utilisés dans les réseaux d'antennes de type

Reflect-Array pour lesquels une modification du déphasage permet de changer la polarisation de l'antenne et ainsi le dépointage du faisceau [I.1]. De nombreuses applications pour les dispositifs agiles ont déjà été imaginées (coupleurs, résonateurs agiles pour la RFID, réseaux d'adaptation accordables...) et de nouvelles apparaissent chaque jour.

I.1.2. Agilité logicielle ou matérielle ?

Les contributions logicielles et matérielles à la conversion d'une chaîne de transmission fixe en chaîne reconfigurable dépendent directement du choix de l'architecture. Trois solutions principales seront présentées dans cette partie : la radio logicielle « idéale », la radio logicielle « restreinte » et la transformation d'une chaîne classique en chaîne de transmission accordable ; les architectures simplifiées exposées n'auront pour but que de présenter des principes de fonctionnement. Il est important de noter que des dispositifs hyperfréquences agiles seront nécessaires quelle que soit la solution envisagée. Les défis techniques restant à accomplir pour parvenir à l'une ou l'autre de ces solutions seront notamment discutés dans cette partie.

I.1.2.1. La radio logicielle idéale

La radio logicielle ou SDR (Software Defined Radio) est un concept actuellement très en vogue [I.2], [I.3]. Il définit les systèmes configurés principalement par voie logicielle, et non par voie matérielle comme c'est le cas dans une architecture radio classique. Le principe de base est de numériser le plus tôt possible le signal hautes fréquences afin d'effectuer un maximum d'opérations en numérique (filtrage, décimation, démodulation, décodage, ...). Les perspectives à moyen terme sont de permettre à un système de choisir, suivant ses besoins, le standard le plus adapté ; c'est la future Adaptative Intelligent Software Radio [I.4]. On peut distinguer deux grands principes pour la radio logicielle : la « radio logicielle restreinte » et la « radio logicielle idéale » qui sera détaillée dans cette partie.

Le schéma bloc d'un récepteur utilisant la radio logicielle idéale est présenté en figure I.2 ; cette architecture pourrait être aisément adaptée à plusieurs standards différents. On peut noter la forte réduction du nombre d'éléments analogiques de la chaîne de réception par rapport à la solution actuelle présentée en figure I.1 ; évidemment, la partie numérique de la chaîne de réception sera plus complexe que dans le cas d'une architecture classique. Cependant, une telle solution est aujourd'hui techniquement inenvisageable pour différentes raisons. Tout d'abord, cette architecture nécessite de disposer d'antennes très large bande ou ayant de très forts taux d'agilité en fréquence. Les besoins sont identiques pour le filtre RF. Or, malgré les progrès importants obtenus ces dernières années, de tels dispositifs ne sont pas encore disponibles sur le marché : c'est notamment ce besoin qui a motivé notre étude sur les dispositifs agiles. Le second point, sans aucun doute le plus bloquant, est lié à la nécessité de disposer de convertisseurs analogique-numérique fonctionnant à des fréquences supérieures à

1 GHz avec des résolutions d'au moins 16 bits [I.5]. Actuellement, les performances des CAN, notamment la résolution et la consommation de puissance, ne permettent pas d'envisager une architecture de type radio logicielle idéale. En effet, des estimations réalistes ont montré qu'un CAN répondant à de telles contraintes pourrait consommer de l'ordre de 10 watts [I.5]. De ce fait, l'intérêt des concepteurs se concentre actuellement sur une radio logicielle dite restreinte, où la conversion analogique/numérique intervient à plus basses fréquences.

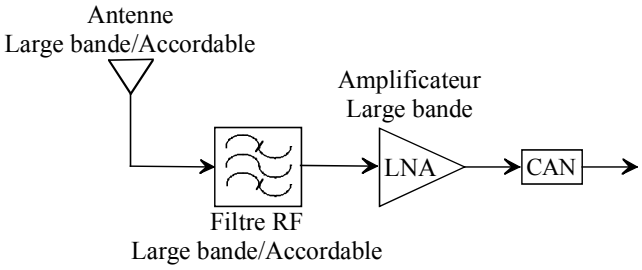


Fig. I.2. Schéma bloc de principe d'un récepteur « radio logicielle idéale ».

I.1.2.2. La radio logicielle restreinte

Le principe de la radio logicielle restreinte est de positionner le convertisseur analogique numérique après la conversion du signal autour d'une fréquence intermédiaire (Fig. I.3). Une part plus importante de circuits analogiques est donc conservée au niveau du front-end par rapport à la solution précédente.

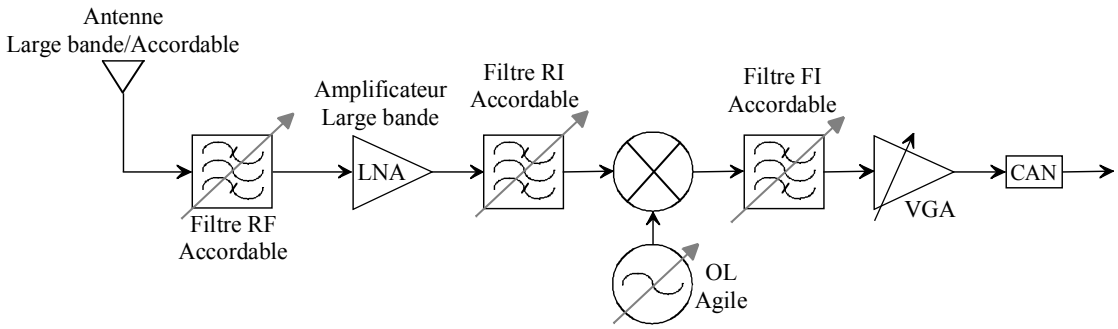


Fig. I.3. Schéma bloc d'un récepteur utilisant la radio logicielle restreinte.

Cette solution présente l'avantage de limiter les fréquences d'échantillonnages des CAN à des valeurs techniquement réalistes à ce jour (jusqu'à 100 MHz avec des résolutions de 10 à 14 bits pour des CAN pipeline [I.3]). A ce jour, la réalisation d'architectures reconfigurables basées sur la radio logicielle restreinte est directement liée à la capacité de produire des dispositifs analogiques accordables (filtre, oscillateur, mélangeur, amplificateur) présentant de bonnes performances électriques.

I.1.2.3. La transformation d'une chaîne classique en chaîne accordable

Une troisième solution consiste à remplacer directement les dispositifs analogiques fixes de la chaîne de réception par des dispositifs accordables. Ce type d'architecture ne rentre pas dans le cadre de la radio logicielle puisque aucun transfert de fonctions n'est effectué de l'analogique vers le numérique. Dans ces conditions, la chaîne de réception présentée en figure I.1 deviendrait la suivante :

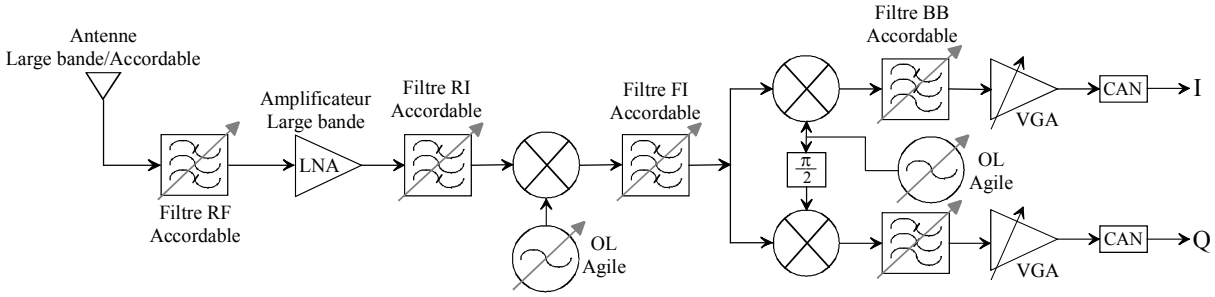


Fig. I.4. Schéma bloc d'un récepteur reconfigurable après transformation d'une architecture classique en chaîne accordable.

Concernant les besoins en dispositifs accordables, le défi est quasiment identique à la solution utilisant la radio logicielle restreinte car les circuits agiles supplémentaires interviennent en plus basses fréquences où des solutions techniques existent déjà.

Globalement, la solution radio logicielle restreinte semble la plus accessible à moyen terme. La difficulté principale consiste à réaliser des fonctions hyperfréquences accordables ayant des performances compatibles avec les standards actuels en terme de réponses électriques (facteur de qualité, réjection hors bande, ...). Le rôle et les performances attendues pour chaque fonction seront détaillés dans la partie suivante.

I.1.3. Fonctions accordables pour les futurs systèmes agiles

I.1.3.1. Antennes accordables

L'antenne est l'élément indispensable à tout système de communication sans fil. Dans l'éventualité d'une mise en place de la radio logicielle idéale, elle reste en effet l'un des derniers éléments analogiques du front-end (*cf.* Fig. I.2). L'antenne, comme toutes les autres fonctions des chaînes d'émission/réception, a fortement évolué durant les dernières décennies. L'antenne filaire a quasiment disparu pour laisser place à des antennes plaquées, plus compactes et plus faciles à intégrer dans un process industriel. La miniaturisation des antennes, via diverses techniques (synthèse, progrès technologiques, utilisation des métamatériaux ou de résonateurs d'ordre zéro, ...), atteint aujourd'hui des proportions importantes tout en conservant des performances de haut niveau [I.6]-[I.8].

En raison de la montée en puissance des terminaux multistandards, des efforts importants ont été réalisés dans la conception d'antennes multi-bandes ou à bande passante très large. A l'heure actuelle, il est encore difficile de réaliser des antennes très large bande et les antennes multi-bandes ont des dimensions importantes dès lors qu'il s'agit de couvrir trois, quatre ou cinq bandes de fréquence. Les antennes agiles en fréquence peuvent alors constituer une solution contribuant à diminuer l'encombrement de l'antenne pour de tels terminaux [I.9]-[I.10].

La reconfiguration du faisceau des antennes est aussi un domaine de recherche actif. Aujourd'hui, ce type d'antenne n'intéresse plus uniquement le domaine militaire mais également le domaine civil pour les systèmes de radar anti-collision, de localisation GPS ou les réseaux locaux. La solution la plus courante consiste à commander la direction du faisceau par la phase des signaux alimentant les différents éléments de l'antenne (Figure I.5) ; des déphaseurs accordables hautes fréquences sont alors nécessaires. L'intérêt de ce type de déphaseur sera détaillé plus loin.

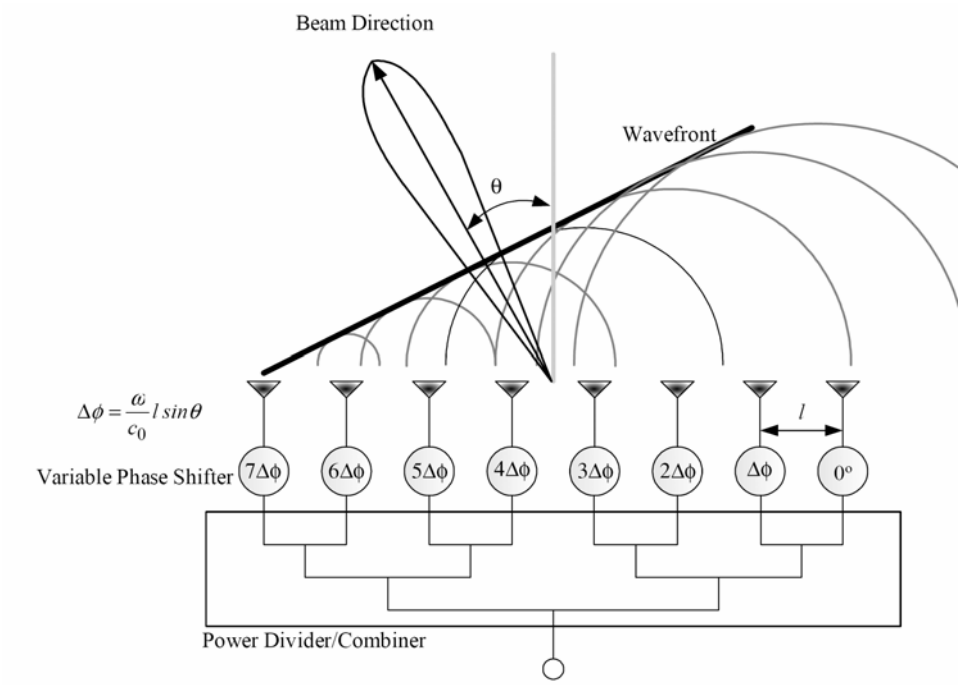


Fig. I.5. Réseau d'antennes à commande de phase utilisant des déphaseurs agiles [I.11].

I.1.3.2. Filtres agiles

A l'image des antennes, les filtres ont énormément évolué durant les dernières décennies. Dans un premier temps, l'essor des technologies planaires a permis de réduire fortement l'encombrement et le poids de ces dispositifs. Ce saut technologique a alimenté la percée de l'électronique haute fréquence auprès du grand public via une miniaturisation des systèmes et l'accès à de multiples fonctionnalités. Aujourd'hui ces technologies sont matures et les efforts de synthèse,

associés aux progrès des simulateurs électromagnétiques, ont permis d'améliorer de façon importante le compromis encombrement/performances électriques.

Cependant, le filtre reste l'un des dispositifs passifs les plus encombrants du front-end. De plus, la mise au point des nouveaux terminaux multistandards entraîne une augmentation importante du nombre de filtres nécessaires dans les chaînes de transmission (duplexeur, filtre de présélection, filtre FI, ...). Les filtres accordables sont une solution de remplacement attrayante en terme d'encombrement et de coût ; une étude réalisée par la société NXP estime le gain en terme de volume et de coût à environ 30% avec, de plus, une réduction de la consommation [I.12]. Néanmoins, pour accomplir cette tâche, de tels filtres ne doivent pas être uniquement agiles en fréquence mais aussi en bande passante afin de pouvoir s'adapter aux gabarits liés aux différents standards en vigueur. Si l'objectif final semble être difficile à atteindre à court terme, il suscite un vif intérêt auprès des concepteurs, aussi bien de circuits que de systèmes complets, tant les gains potentiels semblent importants.

Les filtres agiles peuvent aussi être utiles pour des applications radar. Les radars Doppler sont, par exemple, limités dans leurs applications par la bande passante du filtre qui suit le mélangeur (Figure I.6) ; son rôle est de fixer des limites cohérentes aux vitesses mesurées par ces appareils en supprimant les bandes susceptibles de perturber les mesures (arbre, sol, animaux, ...). Rendre accordable un tel appareil, via le remplacement du filtre post-mélangeur par un filtre agile plus quelques autres modifications, permettrait de mesurer les vitesses d'objets très rapides (avions) aussi bien que de beaucoup plus lents avec un même appareil.

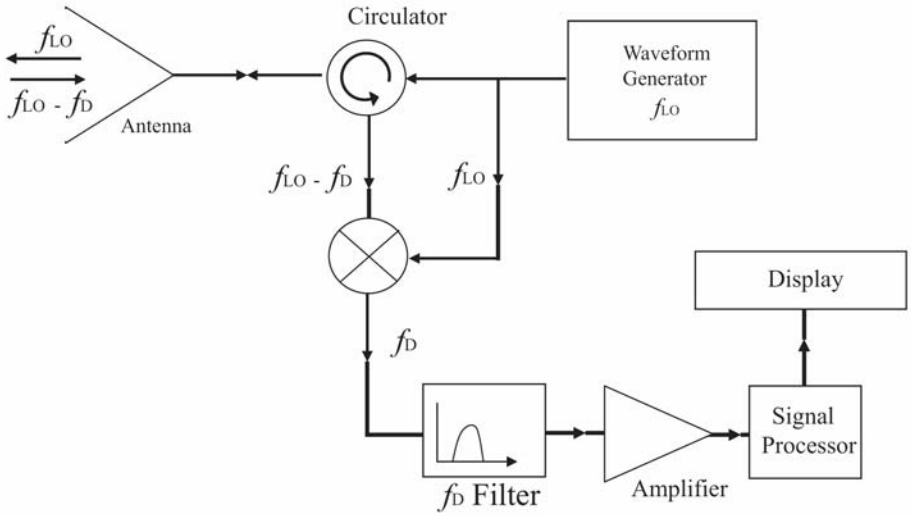


Fig. I.6. Schéma simplifié d'un radar Doppler [I.13].

Les filtres agiles intéressent également beaucoup les militaires qui y voient un moyen de développer des systèmes capables de changer fréquemment de bande de fréquences et ainsi d'échapper

aux systèmes de surveillance électronique [I.14]. Les filtres agiles sont aussi une voie pour la réalisation de systèmes miniaturisés communicants (drones) via une baisse de la consommation et du volume.

I.1.3.3. Déphaseurs reconfigurables

L'intérêt des déphaseurs reconfigurables pour la modification du faisceau des antennes a déjà été évoqué précédemment (Figure I.5). En effet, en modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes du réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le faisceau dans une direction souhaitée. Des déphaseurs agiles à base de ferrites ont été utilisés avec succès dans des systèmes militaires malgré des inconvénients évidents (coût et encombrement important, complexité du système de commande) [I.15]. Plus récemment, des composants actifs à base d'AsGa ou de MEMS [I.16] ont été utilisés pour réaliser ce type de fonctions mais leurs prix conséquents limitent pour l'instant la commercialisation des antennes actives. Le développement de déphaseurs agiles compacts à commande électrique et à faible coût permettrait d'intégrer ce type de fonctionnalité sur des systèmes embarqués (avionique, automobile, ...). D'un point de vue civil, le contrôle du faisceau des antennes trouverait par exemple des applications dans les réseaux locaux sans fil WLANs pour lesquels un filtrage spatial pourrait accroître les capacités de traitement d'informations en séparant le signal utile des interférences suivant leur angle d'arrivée [I.11].

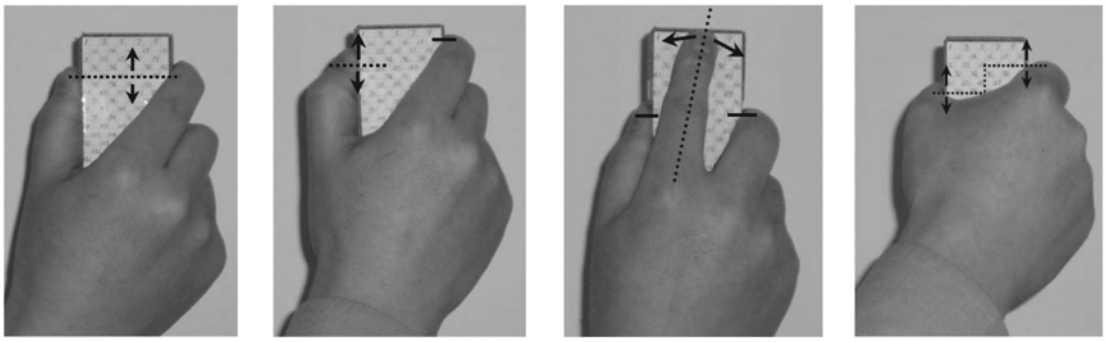
Les déphaseurs agiles intéressent aussi les fabricants d'équipements satellitaires avec pour objectif de diminuer le poids, la consommation de puissance et le coût qui restent trois des critères majeurs pour ce genre d'applications. En bande X et Ka notamment, les besoins en déphaseurs agiles compacts à forte linéarité se font pressants [I.17].

I.1.3.4. Adaptateurs d'impédance agiles

Les adaptateurs d'impédance, ou réseaux d'adaptation, sont des éléments clés dans la conception de systèmes reconfigurables. Ils sont par exemple utilisés pour adapter l'impédance d'accès de l'antenne après l'amplification de puissance lors de l'émission d'un signal. Dans certains systèmes sans fil, le terminal mobile doit ajuster sa puissance d'émission de façon à ce que la station de base reçoive toujours le même niveau de puissance. En l'absence d'un réseau d'adaptation agile, la diminution du niveau d'amplification de l'amplificateur de puissance entraîne une désadaptation d'impédance, et par conséquent, un fort taux de puissance réfléchie [I.18]. L'ajout d'adaptateurs d'impédance ajustables permettrait d'utiliser plus efficacement les amplificateurs et d'économiser les ressources énergétiques du terminal mobile. Aujourd'hui certaines solutions commencent à apparaître sur le marché [I.19].

Les besoins sont les mêmes dans les terminaux multistandards en ce qui concerne les antennes devant fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences. L'association d'antennes large bande et d'adaptateurs d'impédance est aujourd'hui envisagée pour remplacer avantageusement les antennes multi-bandes très volumineuses [I.20]-[I.21].

Les réseaux d'adaptation agiles pourraient aussi permettre de corriger les effets néfastes de l'environnement, et notamment de l'utilisateur, sur l'efficacité des terminaux mobiles (Figure I.7). En effet, les interactions entre l'utilisateur et l'antenne peuvent entraîner un décalage en fréquence et ainsi nuire au rendement global du système. L'utilisation d'adaptateurs d'impédance variables permettrait de compenser ces effets. Un démonstrateur réalisé à l'aide de matrice de MEMS a montré une amélioration de 2 dB de la puissance de sortie associée à une augmentation de 10 à 15% de l'efficacité de l'amplificateur de puissance et à une meilleure linéarité [I.12].



C1--Thumb & index finger move in parallel | C2--Index finger fixed & thumb moves | C3--Thumb fixed & index finger swipes across | C4--Whole hand moves

Fig. I.7. Exemples d'interactions utilsateur-antenne pouvant perturber le fonctionnement d'un terminal mobile [I.12].

D'une manière générale, rendre accordable un dispositif hyperfréquence entraîne le plus souvent une désadaptation à ses accès. Pour conserver des performances de haut niveau, quelle que soit la bande de fréquence, il est nécessaire de conserver une bonne adaptation du dispositif. Il a été ainsi montré qu'il est possible d'obtenir un gain élevé associé à un niveau de bruit raisonnable en sortie d'un amplificateur faible bruit sur une bande de plusieurs GHz en adaptant correctement ses accès à l'aide de réseaux d'adaptation accordables en fréquence [I.22]. De la même manière, modifier de façon importante la fréquence centrale d'un filtre conduit la plupart du temps à une désadaptation de ses accès, et donc, à un fort niveau de réflexion dans une des bandes. L'ajout d'adaptateurs d'impédance agiles aux accès peut permettre de limiter fortement la réflexion sur toutes les bandes en réadaptant le filtre en fonction de la fréquence sélectionnée [I.23].

I.1.3.5. Oscillateurs locaux agiles

Les oscillateurs locaux (OL) sont utilisés pour la génération ou la transposition de fréquence et sont présents dans la plupart des architectures modernes (hétérodyne, zéro-IF, low-IF). La principale caractéristique attendue d'un oscillateur local est une très grande pureté spectrale d'où la nécessité de disposer de résonateurs à très fort coefficient de qualité. L'oscillateur local doit aussi pouvoir assurer une forte stabilité en fréquence dans le temps et en fonction des conditions extérieures (température, humidité, perturbations EM, ...). Ainsi, de nombreux travaux se sont attachés à mettre au point des systèmes d'ajustement de la fréquence de résonance de ces OL (résonateurs à Quartz par exemple).

L'avènement des systèmes reconfigurables a poussé les concepteurs d'oscillateurs locaux à augmenter les dynamiques de variation de façon à pouvoir couvrir plusieurs bandes de fréquence. Pour réaliser de tels oscillateurs agiles, deux techniques sont actuellement employées : l'utilisation de matériaux de type Grenat d'Yttrium (YIG) et l'utilisation de diodes varactor [I.24]. Les oscillateurs employant des matériaux YIG présentent de nombreux avantages mais répondent à une commande magnétique. Les commandes électriques étant plus facile à intégrer, des oscillateurs utilisant des varactors ont été conçus [I.25]. De tels oscillateurs à commande électrique sont plus communément appelés VCO (Voltage-Controlled Oscillator). Ces solutions ne sont néanmoins pas exemptes de défauts, à commencer par des facteurs de bruit assez élevés et une consommation de puissance non négligeable. Des solutions basées sur l'utilisation de MEMS commencent à apparaître pour résoudre ces problèmes [I.26], [I.27].

I.1.3.6. Autres dispositifs accordables

Hormis les exemples précédemment cités, le concept d'agilité présente un intérêt pour des dispositifs hyperfréquences passifs ou actifs très variés. De nombreux démonstrateurs ont déjà été réalisés et chaque année voit apparaître de nouvelles applications.

Ainsi, l'accordabilité des coupleurs a suscité de nombreuses recherches. En effet, ces dispositifs ont, la plupart du temps, des bandes passantes étroites non compatibles avec la conception de systèmes reconfigurables. Diverses topologies de coupleurs agiles ont été proposées durant les dernières années : résonateurs LC [I.28], coupleurs hybrides [I.29], [I.30], ...

A l'image des adaptateurs d'impédance, les lignes à retard constituent un élément clé dans la conception de systèmes reconfigurables. Les applications de ces lignes ont un spectre très large allant des boucles à verrouillage de retard (DLL) [I.31], aux VCO [I.32] en passant par les amplificateurs contre-réactionnés [I.33] ou les réseaux d'antennes [I.34].

Bien que les performances ne soient pas encore totalement au rendez-vous, les diviseurs de puissance accordables commencent à motiver quelques études, notamment pour des applications liées aux réseaux d'antennes permettant une reconfiguration du faisceau [I.35]-[I.37].

Enfin, un intérêt pour les dispositifs accordables émerge en ce qui concerne les étiquettes électroniques (RFID : Radio Frequency IDentification). Des solutions existent à basses fréquences mais des besoins apparaissent aujourd'hui dans des bandes de fréquences plus élevées afin de permettre une augmentation des débits. Des travaux sur des modulateurs PSK miniaturisés à base de matériaux ferroélectriques ont déjà donné des résultats encourageants [I.38].

I.2. Solutions technologiques existantes pour l'accordabilité

De nombreuses solutions ont été imaginées pour réaliser les fonctions agiles présentées précédemment. Elles peuvent être globalement séparées en deux grandes familles : les éléments localisés et les matériaux agiles. Chaque solution technologique est présentée séparément. Un comparatif, basé sur des critères concrets de fréquence d'utilisation, de poids, d'encombrement ou encore de consommation, nous permet de montrer que les choix technologiques doivent être avant tout guidés par l'application visée.

I.2.1. Les éléments localisés

La réalisation de fonctions agiles à partir d'éléments localisés consiste le plus souvent à associer une structure passive classique à des éléments variables de type diode, transistor ou encore MEMS. La localisation de l'agilité à des endroits précis du circuit a pour principal intérêt de limiter les pertes globales du dispositif. En revanche, ces éléments localisés, notamment les éléments de type semiconducteur, présentent souvent des fréquences d'utilisation assez faibles et des consommations de puissance élevées. De plus, l'emploi d'éléments discrets induit le plus souvent l'utilisation de technologies hybrides avec un report de composants néfaste pour les pertes. L'intégration d'éléments localisés au niveau des fonctions passives pour la réalisation de dispositifs agiles a fait l'objet d'études approfondies au sein du LEST [I.39].

Cette partie a pour but de présenter un panel de solutions technologiques mises en oeuvre pour la réalisation de fonctions agiles et non d'expliquer les principes de fonctionnement de ces différents éléments localisés. Des informations plus détaillées sur les composants à semiconducteur et sur les MEMS peuvent être respectivement trouvées dans les thèses de Françoise Mahé [I.39] et d'Erwan Fourn [I.40].

I.2.1.1. Les diodes PIN

Les diodes PIN sont des composants à semiconducteur composés de deux couches très dopées respectivement P et N, séparées par une couche Intrinsèque non dopée. En polarisation directe (régime bas niveau), la tension aux bornes de la diode est constante et elle présente une résistance inversement proportionnelle au courant qui la traverse ; cette résistance variable peut être utilisée pour la réalisation d'atténuateurs. En polarisation inverse, la diode se comporte comme une capacité constante avec une résistance parallèle qui correspond à la dissipation de puissance lorsqu'elle est bloquée. Pour les

applications hyperfréquences, il est important que cette résistance parallèle soit la plus grande possible afin de limiter les pertes.

Les diodes PIN sont utilisées en hyperfréquence pour deux applications principales. En plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse) ; on réalise de cette manière un interrupteur. En restant dans cette même configuration mais uniquement en polarisation directe, on peut faire varier la résistance série de la diode ; un atténuateur est alors réalisé.

En ce qui concerne la reconfigurabilité, la fonction interrupteur est principalement employée. Dans une publication récente [I.41], les caractéristiques d'une diode PIN silicium (Infineon BAR50-02L) sont par exemple utilisées pour dimensionner un réseau d'antennes patch à diversité de polarisation. Ce type de diode présente des tensions de commande peu élevées (de l'ordre de 1 V) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 50 mW. Leur principal défaut provient d'une résistance série trop importante en polarisation directe néfaste pour leur niveau d'isolation (-24 dB à 1 GHz, -12 dB à 6 GHz) [I.42]. Ces caractéristiques peuvent être obtenues pour un coût très faible puisqu'en grande quantité, le prix de telles diodes n'excède pas 5 à 10 centimes d'euros. Les avancées récentes, sur des matériaux de type InGaAs par exemple [I.43], laissent entrevoir une amélioration importante des performances hautes fréquences des diodes PIN dans les années à venir.

I.2.1.2. Les diodes varactors

Les diodes varactors sont généralement des hétérojonctions de type PN. Lorsqu'elles sont polarisées en inverse, les déplacements de charge entre les deux régions dopées entraînent la création d'une zone vide de toute charge qui se comporte comme le diélectrique d'une capacité. Des structures de type Schottky sont aussi utilisées pour la réalisation de varactors.

Plus on augmente la tension inverse, plus la taille de cette région augmente. Or, comme la capacité est inversement proportionnelle à l'épaisseur de diélectrique, la capacité série de la diode décroît avec l'augmentation de la tension. Pour les applications hyperfréquences, les valeurs de capacité doivent être relativement faibles ; les tailles des différentes régions sont dimensionnées en conséquence.

Un exemple d'utilisation de diodes varactors pour la réalisation d'un adaptateur d'impédance reconfigurable est présenté dans la publication [I.44]. Des gammes d'agilité intéressantes ont été obtenues grâce aux forts rapport de capacité des diodes utilisées (Diode Microsemi MPV 1965 : C_{0V} = 5 pF, C_{6V} = 1 pF, C_{20V} = 0,2 pF). Cependant, la résistance série non négligeable de cette diode (1 Ω) pénalise fortement les pertes d'insertion globale du dispositif à hautes fréquences. Comme dans le cas des diodes PIN, les avancées technologiques récentes permettront bientôt d'augmenter les facteurs de qualité de ces diodes, et ainsi, leurs fréquences d'utilisation.

I.2.1.3. Les transistors FET

Les transistors à effet de champ, ou Field Effect Transistor (FET), sont des dispositifs constitués d'un canal (entre source et drain) dans lequel va circuler un courant modulé par le biais d'un champ électrique appliqué sur la grille.

Pour les applications hyperfréquences, les transistors FET les plus utilisés sont les transistors à effet de champ à barrière Schottky ou MESFET. Pour accroître la mobilité des porteurs, le silicium est remplacé par de l'Arséniure de Gallium (AsGa) ou du Phosphure d'Indium (InP). Les fréquences de coupure de ces transistors sont beaucoup plus élevées que celles des autres structures et peuvent atteindre aisément 100 GHz.

Dans le cadre de la réalisation de fonctions agiles, les transistors FET sont généralement utilisés sous forme de composants MMIC. Associés à des capacités variables, ils peuvent notamment permettre une compensation des pertes via la réalisation de résistances négatives. On peut aussi les utiliser en tant que capacités négatives afin d'accroître les dynamiques de variations des dispositifs ou encore en tant qu'interrupteurs. Ces transistors présentent des performances très intéressantes notamment en terme de tensions de commande (3 à 5 V), de consommation de puissance (quasi-nulle) ou de temps de réponse (< 100 ns). Leurs résistances séries élevées à l'état passant (4 à 6 Ω), entraînant des pertes d'insertion importantes à hautes fréquences, constituent la principale limitation de ces dispositifs.

I.2.1.4. Les MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)

Les MEMS sont des circuits micro usinés de très petites dimensions dont le mécanisme peut être actionné par une force ayant diverses origines (thermique, électrique, magnétique, optique...). On peut ainsi réaliser des fonctions de capteurs ou d'actionneurs pour de nombreux domaines d'applications (électronique, biologie, chimie, ...). Les procédés de fabrication des MEMS sont issus de la microélectronique, mais on les retrouve aujourd'hui dans des secteurs aussi variés que l'automobile, l'aéronautique, la médecine, la biologie ou les télécommunications. Ainsi, de nombreux travaux de recherche ont été financés pour la mise au point et l'optimisation de ces composants.

En ce qui concerne, les télécommunications, les MEMS sont la plupart du temps utilisés comme interrupteurs ou capacités variables. On trouve principalement deux structures de MEMS RF : les MEMS de type cantilever (Figure I.8.a) et ceux de type pont (Figure I.8.b). Les structures présentées ici ont un mode de fonctionnement capacitif (capacité série pour les MEMS cantilever et capacité parallèle pour les MEMS de type pont) : l'insertion d'une couche diélectrique entre les deux électrodes permet la création d'une capacité variable en évitant le contact entre les deux électrodes. En remplaçant la couche diélectrique par une couche ferroélectrique ou piézoélectrique, il est possible d'augmenter de manière importante les variations de capacité. Il existe aussi un mode ohmique qui

permet un contact direct entre les deux électrodes, principalement utilisé pour la réalisation d'interrupteurs.

Les MEMS de type cantilever sont insérés directement sur la ligne de transmission créant ainsi une discontinuité sur le passage du signal. En appliquant une tension de commande entre les deux électrodes, le champ électrique ainsi créé va entraîner un rapprochement des deux électrodes et donc une augmentation de la capacité équivalente à la structure. Le principe est identique pour les MEMS de type pont. Cependant, l'électrode supérieure est alors reliée aux plans de masse et la structure se comporte comme une capacité placée en parallèle sur la ligne. Cette dernière configuration a démontré une bien meilleure fiabilité que la structure de type cantilever. Aujourd'hui, les études se concentrent surtout sur l'amélioration de la fiabilité des MEMS dans le temps : tenue mécanique, collage électrostatique, ...

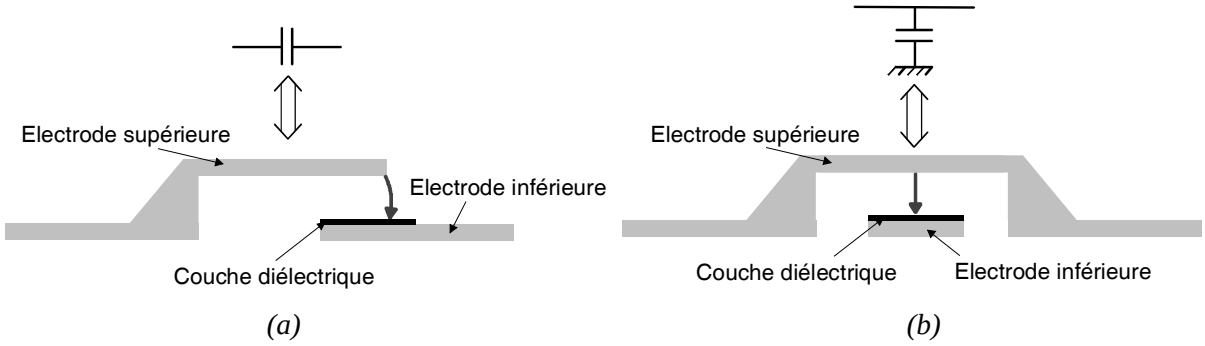


Fig. I.8. Structure d'un MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b).

De nombreuses fonctions agiles ont été réalisées à partir de MEMS : filtres [I.46]-[I.47], déphaseurs [I.48]-[I.49], antennes [I.50], ... Ces composants ont démontré un potentiel intéressant pour les applications d'agilité [I.40]. Leurs principaux avantages sont des tensions de commande faibles (environ 30 V), de faibles temps de réponse, de faibles consommations de puissance et ainsi des coefficients de qualité élevés. A contrario, il subsiste encore un certain nombre de problèmes irrésolus : la fiabilité à long terme n'est pas encore garantie, le coût d'encapsulation est encore trop élevé et ces structures ne supportent pas de fortes puissances.

I.2.2. Les matériaux agiles

Une autre solution pour la réalisation de fonctions accordables consiste à utiliser des matériaux dits « agiles » dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées sous l'action d'une commande externe. Ces matériaux sont le plus souvent utilisés comme substrats sur lesquels sont réalisés les dispositifs hyperfréquences. Cependant, ils peuvent aussi être utilisés de façon localisée ; on se rapproche alors des éléments localisés présentés précédemment. Les avancées récentes au niveau des techniques de dépôt de couches minces leur offre enfin un potentiel

d'intégration important, au sein d'un process de fabrication monolithique par exemple. Néanmoins, ils ne sont pas exempts de défauts à commencer par une commande difficilement intégrable pour les ferromagnétiques, des pertes importantes pour les ferroélectriques ou encore un temps de réponse élevé pour les cristaux liquides.

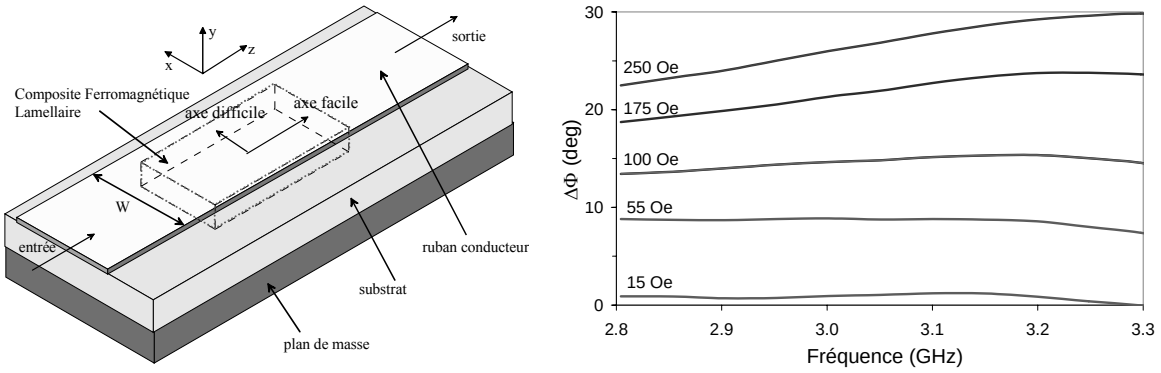
I.2.2.1. Les matériaux ferromagnétiques

Les ferromagnétiques sont des matériaux dont la perméabilité peut être modifiée sous l'action d'un champ magnétique. A la fréquence gyromagnétique, leurs pertes diélectriques deviennent très élevées. En hyperfréquence, les propriétés recherchées pour ces matériaux sont une faible conductivité, un faible champ coercitif, une forte aimantation à saturation et une bonne stabilité en température. Pour ces applications, les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés.

Il existe trois types de ferrites utilisés en hyperfréquence. Les grenats sont caractérisés par de faibles pertes aux fréquences micro-ondes et par une faible aimantation à saturation. Ils sont principalement utilisés dans la bande de fréquence 1-10 GHz. Les ferrites spinelles sont les plus utilisées en hyperfréquence dans la bande 3-30 GHz en raison de leurs faibles pertes conductrices et d'une aimantation à saturation supérieure aux grenats. Les ferrites hexagonaux ou hexaferrites sont principalement utilisées pour la fabrication d'aimants permanents en raison de leur large cycle d'hystérésis. Ils trouvent cependant des applications dans les micro-ondes pour des fréquences allant jusqu'à 100 GHz.

Les applications d'agilité en hyperfréquence à base de ferrites sont principalement freinées par leur faible aimantation à saturation et par leur forte conductivité qui entraîne des courants de fuite importants. La solution envisagée est la création de composites ferromagnétiques issus d'une combinaison entre un matériau ferromagnétique et un isolant. Les travaux réalisés à partir de ces composites ont montré un réel potentiel pour l'agilité [I.51].

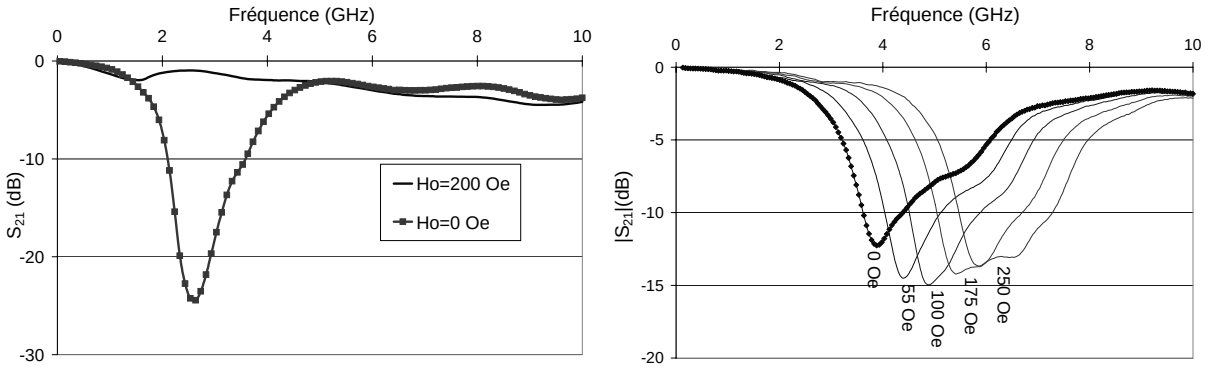
En général, les matériaux magnétiques sont utilisés à des fréquences éloignées de leur fréquence gyromagnétique. Les pertes diélectriques sont alors faibles et l'application d'un champ magnétique statique permet la modification de la perméabilité du substrat. Des déphaseurs accordables ont ainsi été réalisés à partir d'un composite ferromagnétique LIFT (composé Lamellaire Isolant/Ferromagnétique illuminé sur la Tranche) ; les résultats intéressants obtenus à la fois à des fréquences supérieures ou inférieures à la fréquence gyromagnétique ont montré le potentiel important de ces matériaux pour des applications d'agilité (Figure I.9) [I.52].



(a) *(b)*

Fig. I.9. Structure (a) et réponse en dessous de la fréquence gyromagnétique (b) d'un déphaseur réalisé à partir d'un composite ferromagnétique.

Il est possible d'utiliser ce même dispositif autour de la fréquence gyromagnétique pour réaliser un commutateur variable. Lorsqu'un champ suffisamment fort est appliqué parallèlement à l'axe de difficile aimantation (axe perpendiculaire à la propagation du signal), le signal ne voit plus les moments magnétiques et l'absorption gyromagnétique disparaît (Figure I.10.a). Si l'on reprend la même structure en appliquant le champ magnétique dans la direction de facile aimantation, le pic d'absorption dû à la fréquence gyromagnétique se déplace. On peut ainsi réaliser un filtre coupe-bande variable (Figure I.10.b).



(a) *(b)*

Fig. I.10. Paramètres de transmission d'une structure microruban sur substrat ferromagnétique pour un champ magnétique appliqué selon l'axe de difficile (a) et de facile (b) aimantation.

L'utilisation de matériaux ferromagnétiques pour la réalisation de fonctions hyperfréquences agiles présente de nombreux avantages : faibles pertes diélectriques hors de la fréquence gyromagnétique, agilité importante sur la perméabilité ($1 \leq \mu_r \leq 9{,}5$ pour un matériau LIFT autour de 1 GHz). Cependant, certains aspects freinent fortement l'intérêt des industriels pour ce type de matériau. Le principal d'entre eux concerne la commande magnétique pour laquelle l'intégration au niveau des dispositifs passifs demeure problématique. En effet, les démonstrateurs présentés

précédemment nécessitent des amplitudes de champ de commande très élevées. Ce champ important est fourni la plupart du temps par des bobines de Helmholtz très gourmandes en volume et en poids. Des solutions d'insertion de la commande dans le substrat ont été proposées [I.53] mais des progrès importants doivent encore être réalisés au niveau de l'intégration de la commande mais aussi du matériau (utilisation de films minces) pour faire des ferromagnétiques une des solutions majeures au problème de l'agilité dans les systèmes de télécommunications.

I.2.2.2. Les cristaux liquides

Les cristaux liquides (CL) ont connu un développement important grâce aux applications d'affichage : montres, écrans plats LCD (Liquid Crystal Display)... Ils sont constitués de molécules de forme allongée présentant une partie polarisable très sensible au champ électrique [I.54]. Ces matériaux sont dits « cristaux liquides » car ils passent par des phases intermédiaires, ou mésophases, entre l'état liquide et l'état solide. Dans ces phases, ils combinent les propriétés d'un liquide (fluidité) et d'un solide cristallisé (biréfringence). Les cristaux liquides peuvent être dissociés en deux grandes familles : les thermotropiques (changement de phase lié à la température) et les lyotrophiques (changement de phase lié à la concentration).

En hyperfréquence, on s'intéresse principalement à la phase nématique qui est caractérisée par un désordre de position des molécules dont l'orientation moyenne suit une direction bien définie. Pour le signal hyperfréquence, le matériau est anisotrope ; l'écart entre ses permittivités parallèles et perpendiculaires dépend du cristal liquide utilisé [I.55]. L'orientation initiale des molécules peut être forcée par l'ajout d'une couche de PVA préalablement peignée (Figure I.11.a). Lorsqu'une tension suffisante est appliquée (V_{basc} = tension de basculement), les molécules basculent suivant la direction du champ de commande (Figure I.11.b). L'un des principaux avantages des cristaux liquides est un champ de basculement faible, de l'ordre de 1 kV/cm, nécessitant des tensions de commande peu élevées.

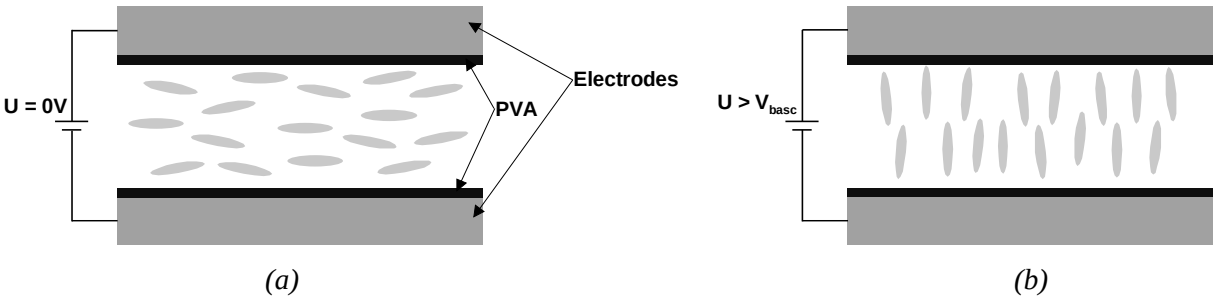


Fig. I.11. Schéma de basculement des molécules sous l'action d'un champ électrique de commande.

Différentes topologies de déphaseurs accordables ont été réalisées à partir de cristaux liquides et ont démontré des résultats intéressants avec des facteurs de mérite pouvant atteindre 69°/dB à des

fréquences très élevées (94 GHz) [I.56]. Des études similaires ont été réalisées avec succès sur des antennes reconfigurables en fréquence [I.57].

Les cristaux liquides présentent donc un potentiel intéressant pour la réalisation de fonctions agiles en hyperfréquences. Les amplitudes de champ électrique nécessaires au basculement sont peu élevées. Cependant, l'anisotropie doit encore être améliorée et les pertes diélectriques diminuées. Pour l'instant, les différents cristaux liquides disponibles sur le marché n'ont pas été synthétisés dans l'objectif de réaliser des fonctions micro-ondes. Désormais, certains fabricants comme Merck commencent à s'intéresser à ce secteur d'activité et développent des cristaux liquides spécifiques pour les hyperfréquences [I.58]. Si l'anisotropie doit être améliorée, le véritable point bloquant des cristaux liquides reste le temps de réponse qui peut atteindre dans certains cas la dizaine de secondes. Enfin, la nature liquide des cristaux liquides fait de l'étanchéité des cavités la clé de voûte de la durée de vie des circuits ; cette difficulté, maîtrisée dans la conception d'écrans LCD, devra faire l'objet d'un transfert technologique vers les dispositifs hyperfréquences. L'utilisation de substrats de type PDLC (Polymer-Dispersed Liquid Crystal), constitués d'un diélectrique chargé par des inclusions de cristaux liquides, permettrait de garantir l'étanchéité tout en diminuant à priori les pertes et le temps de réponse. Cette voie, bien que peu étudiée pour l'agilité en hyperfréquence, semble potentiellement très prometteuse.

I.2.2.3. Les matériaux ferroélectriques

A l'instar des cristaux liquides, les matériaux ferroélectriques ont une permittivité qui varie sous l'action d'une commande électrique. Cependant, si la variation de permittivité des cristaux liquides provient d'un basculement des molécules, les phénomènes ne sont pas les mêmes pour les ferroélectriques. Les mécanismes physiques à l'origine de cette variation de permittivité seront explicités en détail dans le chapitre suivant. Ces matériaux attirent depuis longtemps l'attention des chercheurs et industriels qui y ont vu un candidat tout désigné pour la réalisation de fonctions agiles. Si leurs avantages sont nombreux (commande électrique, temps de commutation, intégration), ils ne sont pas exempts de défauts avec en premier lieu des pertes encore trop élevées ($> 5.10^{-3}$) malgré les efforts importants consentis sur ce sujet. Le détail des caractéristiques de ces matériaux ainsi que les résultats obtenus au niveau des fonctions basées sur leur utilisation seront donnés dans le chapitre II.

I.2.2.4. Les matériaux hybrides

Un des problèmes majeurs lié à l'utilisation de matériaux agiles est qu'elle entraîne de façon systématique une désadaptation au niveau des accès des dispositifs lorsque leurs propriétés sont modifiées. En effet, lorsqu'une commande est appliquée sur un matériau ferromagnétique, sa perméabilité varie mais sa permittivité reste inchangée. Pour les ferroélectriques comme pour les cristaux liquides, on retrouve le phénomène inverse : une permittivité variable et une perméabilité fixe. Or, l'impédance caractéristique des lignes de transmission est proportionnelle à la racine du rapport μ/ε. Certaines solutions ont été proposées pour compenser cette désadaptation mais elles entraînent

une complexification importante des dispositifs. Si l'on veut garder à la fois une bonne adaptation et des facteurs d'agilité importants, il est nécessaire de disposer d'un matériau ou d'une association de matériaux dont les perméabilités et permittivités globales évoluent dans les mêmes proportions. Ainsi, une thèse, en cours au LEST, se concentre actuellement sur l'association de matériaux magnétostrictifs et piézoélectriques [I.59]. Cette hétérostructure permettra de modifier la permittivité du piézoélectrique par une commande électrique. La déformation mécanique induite par ce champ électrique entraînera un changement de perméabilité dans la couche magnétostrictive. Cette étude n'en est pour l'instant qu'à ses prémices mais des premiers résultats encourageants ont été obtenus [I.60]. Une telle association semble être, à moyen terme, une des voies les plus prometteuses pour les futurs systèmes agiles.

I.2.3. Comparaison des différentes solutions technologiques

I.2.3.1. Critères de choix des éléments localisés

Les différentes voies de recherche pour la réalisation de dispositifs agiles en hyperfréquence ont été détaillées dans la partie précédente. Etant donné le nombre important de solutions disponibles, il est important de pouvoir comparer leurs principales caractéristiques afin de choisir la solution la plus adaptée à un problème donné. Le tableau I.1 donne quelques éléments de comparaison sur l'utilisation des éléments localisés pour la réalisation de fonctions micro-ondes agiles [I.61]. Les capacités ferroélectriques, de type planaire ou triplaque (Métal-Ferroélectrique-Métal), peuvent être considérées comme des éléments localisés et ont ainsi été incluses dans ce comparatif. Ces différents composants sont ici comparés sur 6 critères principaux. Le facteur d'agilité n (Eq. I.1) représente le rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale obtenue par l'application d'une commande extérieure pour les composants utilisés en tant que capacité variable.

$$n = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} \qquad \textbf{Eq. I.1.}$$

Pour les diodes PIN et les transistors FET, le facteur d'agilité n'est pas défini car ces composants sont utilisés en mode interrupteur (ON/OFF). Il est à noter que l'agilité très élevée des MEMS est contrebalancée par des valeurs de capacité équivalente très faibles. L'influence de la variation de capacité sur la réponse électrique du dispositif dans lequel est inséré le MEMS en est donc amoindrie à moins de les utiliser à très hautes fréquences (plusieurs dizaines de GHz minimum).

	Facteur d'agilité n	*CQF*	*Temps de réponse (s)*	*Tension de commande (V)*	*Consommation de puissance*	*Coût*
Diode PIN	***-***	***Moyen***	***10^{-6}***	***5***	***Elevée***	***Moyen***
MEMS	***50-100***	***Elevé***	***10^{-5}***	***30***	***Faible***	***Elevé***
Capacité ferroélectrique	***1,5-3***	***Moyen***	***10^{-10}***	***5-20 (TFC) qq. 100 (planaire)***	***Faible***	***Faible***
Diode varactor	***2-4***	***Moyen***	***10^{-6}***	***6***	***Elevée***	***Moyen***
Transistor FET	***-***	***Faible***	***10^{-9}***	***5***	***Elevée***	***Moyen***

Tableau I.1. Comparaison des performances de différents éléments localisés agiles.

Le second critère de comparaison est le CQF (Commutation Quality Factor), ou Vendik's factor du nom de son inventeur [I.62]. Ce facteur a été mis au point pour évaluer les performances des composants agiles indépendamment de la technologie utilisée. Il tient compte à la fois du facteur d'agilité de l'élément variable et de ses pertes. Si l'on prend l'exemple d'un quadripôle Q chargé par un élément agile à deux états extrêmes, il représente le rapport entre les impédances d'entrée de ce quadripôle lorsque l'on passe d'un état à un autre (Fig. I.12). Une expression simplifiée de ce facteur pour les capacités ferroélectriques est donnée par l'équation Eq. I.2 où C_1 et r_1 sont respectivement les valeurs de capacité et de résistance du schéma équivalent de la structure dans l'état 1, et C_2 et r_2 sont celles correspondant à l'état 2. Ce facteur est un élément clé dans l'optimisation des fonctions accordables même si il ne tient pas compte de tous les critères de choix des composants agiles (puissance consommée, temps de réponse, intégration...). Du fait de leur important facteur d'agilité associé à des pertes raisonnables, les MEMS ont un CQF élevé. Les diodes PIN, les diodes varactors et les capacités ferroélectriques ont un Vendik's factor moins bon mais tout de même satisfaisant. Par contre, le CQF des transistors FET est largement affecté par une forte résistance série à l'état passant qui introduit des pertes importantes.

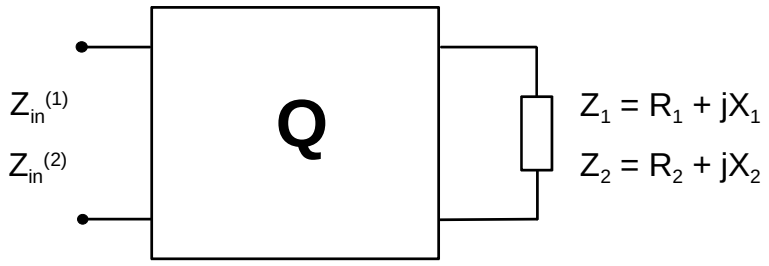


Fig. I.12. Schéma d'un quadripôle réciproque sans pertes chargé par un composant à deux états.

$$CQF = \frac{\left(\frac{C_1}{C_2} - 1\right)}{(\omega\, C_1)^2\, r_1\, r_2} \qquad \textbf{Eq. I.2.}$$

Les systèmes de télécommunications actuels nécessitent des temps de réponse faibles. Pour les applications en temps réel comme la téléphonie, un temps de réponse global supérieur à environ 50 ms n'est pas supportable pour l'utilisateur. Dans ce contexte, le temps de commutation des systèmes agiles est donc une caractéristique primordiale. D'une manière générale, les temps de commutation des cinq solutions présentées ici sont tout à fait convenables avec des valeurs extrêmes comprises entre 10 µs pour les MEMS et inférieure à 1 ns pour les capacités ferroélectriques.

Les télécommunications modernes s'orientant vers le « tout sans fil », ces futurs dispositifs agiles devront pouvoir être intégrés à des terminaux mobiles. Une des caractéristiques majeures concerne donc les valeurs de tension nécessaires pour effectuer la transposition entre les différents états. Sur ce point, les diodes et les transistors ont un avantage certain. Les MEMS et les capacités ferroélectriques nécessitent des tensions encore trop importantes. Les progrès techniques permettent aujourd'hui de diminuer ces valeurs, notamment via l'accès aux plateformes technologiques de la microélectronique.

La consommation de puissance est également un point crucial pour la portabilité de ces futurs systèmes agiles. Les performances des batteries actuelles ne permettent pas en effet d'embarquer une quantité importante d'énergie dans un volume réduit. Les composants à semi-conducteurs (diode PIN, diode varactor et transistor FET) présentent encore des résistances séries trop importantes qui entraînent des consommations de puissance élevées à hautes fréquences. Encore une fois, les progrès récents, notamment liés à l'utilisation de nouveaux matériaux, permettront sûrement d'améliorer fortement cet aspect.

Pour les industriels, le coût de fabrication est un critère de choix, sinon principal, tout au moins décisif. Le coût de fabrication des capacités ferroélectriques a été diminué par l'émergence des méthodes de dépôt par voie chimique (Sol-Gel et autres). Les méthodes de fabrication des diodes et

des transistors sont aujourd'hui bien rodées mais elles nécessitent des technologies de pointe dont le coût est équilibré par leur fabrication en grande série. Enfin, le coût de fabrication des MEMS est largement entaché par la nécessité d'encapsuler le composant pour garantir une durée de vie importante.

I.2.3.2. Critères de choix des matériaux agiles

Il est possible d'effectuer les mêmes comparaisons sur les matériaux agiles candidats à la réalisation de dispositifs accordables en micro-ondes (tableau I.2). Les facteurs d'agilité des différents matériaux sont donnés à titre indicatif et correspondent au rapport entre les permittivités ou perméabilités extrêmes dans la gamme des GHz. Les matériaux ferromagnétiques possèdent de très forts taux d'agilité, surtout en dessous de leur fréquence gyromagnétique. Ils peuvent également être utilisés dans une gamme de fréquence proche de la résonance gyromagnétique mais uniquement pour la réalisation d'interrupteurs (switchs). Les plus faibles taux d'agilité sont ceux des cristaux liquides. Cependant, les efforts récents d'industriels du secteur chimique ont permis d'augmenter fortement les rapports d'anisotropie qui jusqu'alors était plutôt faible [I.63].

	Facteur d'agilité n	*Temps de réponse (s)*	*Pertes diélectriques ou magnétiques*	*Intégration de la commande*	*Intégration du matériau*	*Potentiel d'amélioration du matériau*
Ferromagnétiques	***Jusqu'à 10***	***10^{-10}***	***10^{-4} - 10^{-3}***	***Difficile***	***Aisée***	***Moyen***
Cristaux liquides	***1,1 - 1,5***	***T_{ON} = qq. ms*** ***T_{OFF} = qq. s***	***≥ 10^{-2}***	***Aisée***	***Moyenne***	***Elevé***
Ferroélectriques	***1,5-4***	***10^{-10}***	***10^{-3} - 10^{-2}***	***Aisée***	***Aisée***	***Moyen***

Tableau I.2. Comparaison des performances de différents matériaux agiles.

Les temps de réponse très faibles des ferroélectriques et des ferromagnétiques ont fortement contribué à l'intérêt qu'ils ont suscité durant la dernière décennie pour la réalisation de mémoires. Le temps de commutation est en revanche le principal point faible des cristaux liquides pour lesquels les applications temps réel ne peuvent être envisagées pour l'instant en raison d'un retour à l'état d'origine trop lent (T_{OFF}). Pour l'instant, les molécules sont contraintes dans l'état d'origine par une action mécanique (couche de PVA peignée [I.55]) mais plusieurs solutions pour l'amélioration du temps de basculement commencent à émerger : association cristal liquide/ferroélectrique ou insertion de commandes dans le plan et hors plan au niveau des dispositifs.

Malgré des propriétés très intéressantes, les matériaux ferromagnétiques présentent peu d'intérêt à l'heure actuelle en raison du volume important de la commande magnétique (*cf.* § I.2.2.1).

Au contraire, l'insertion d'une commande électrique dans les dispositifs hyperfréquences ne nécessite que peu de modifications.

De la même façon, l'utilisation de couches minces ferromagnétiques ou ferroélectriques permet une incorporation aisée du matériau agile au sein de la structure et peut facilement s'intégrer dans un processus industriel de fabrication de circuit. Les dispositifs utilisant des cristaux liquides sont plus difficiles à mettre en oeuvre de part la nature liquide du matériau. Ce type de dispositifs semble être limité à des applications très spécifiques avec des productions à petite échelle.

Enfin, peu d'études ont été réalisées aux fréquences micro-ondes sur les cristaux liquides. Ce sont naturellement ces matériaux qui présentent le potentiel d'amélioration le plus important que ce soit au niveau de l'anisotropie, des pertes ou du temps de réponse, notamment par l'implication de grands groupes industriels.

Conclusion

Les besoins en dispositifs accordables hautes fréquences sont donc très variés en terme d'applications, et donc, de contraintes. Différentes solutions ont été explorées dans le but de réaliser ces fonctions hyperfréquences agiles. Aucune d'entre-elles ne présente à ce jour des caractéristiques à même d'en faire une solution universelle pour la réalisation de tels dispositifs. Le choix technologique doit donc se faire en fonction des besoins de l'application visée notamment en terme de consommation, d'encombrement et de performances électriques. Il faut néanmoins souligner l'intérêt important suscité par les MEMS auprès des industriels durant les dernières années même si des efforts restent à faire pour diminuer le coût et augmenter la durée de vie.

Une thématique forte autour de l'agilité a été mise en place depuis plusieurs années au sein du LEST. Plusieurs des solutions présentées précédemment ont été expérimentées avec des résultats encourageants dans la plupart des cas : composants actifs [I.39], MEMS [I.40], matériaux ferromagnétiques [I.51] et cristaux liquides [I.55]. Les propriétés intéressantes des matériaux ferroélectriques ont motivé la mise en place d'études pour leur utilisation au sein de fonctions hyperfréquences. Dans le cadre d'une collaboration avec l'équipe « Chimie du Solide et Matériaux » de l'Unité Sciences Chimiques (USC) de Rennes [I.64], une première thèse, soutenue par Anthony Rousseau en 2005, a permis le développement de nouveaux matériaux ferroélectriques en couches minces [I.65]. La thèse présentée ici a pour objectif de démontrer l'intérêt des matériaux développés à l'USC pour la réalisation de circuits accordables en hautes fréquences. Dans ce but, le chapitre suivant s'attardera sur les matériaux ferroélectriques (propriétés générales et présentation des matériaux utilisés) et sur les performances obtenues au niveau de l'état de l'art pour des fonctions agiles en hyperfréquence utilisant ce type de matériaux.

Bibliographie du chapitre I

[I.1] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, R. Gillard, *"A steerable reflectarray antenna with MEMS controls"*, **2003 IEEE Int. Symp. on Phased Array Systems and Technology**, pp. 494-499, Octobre 2003.

[I.2] Software Defined Radio Forum : http://www.sdrforum.org/

[I.3] Ludovic Barandon, *"Synthèse architecturale analogique/numérique appliquée aux systèmes sur puce dans un contexte radio logicielle"*, **Thèse de doctorat en Structure et Propriétés de la Matière**, Université de Rennes 1, n° d'ordre 3329, Décembre 2005.

[I.4] W. Tuttlebee, *"Software Defined Radio: Enabling Technology"*, **Wiley**, 2002.

[I.5] A. Rusu, B. Dong, M. Ismail, *"Putting the flex in flexible mobile wireless radios: A wideband continuous-time bandpass sigma-delta ADC for software radios"*, **IEEE Circuits and Devices Magazine**, Vol. 22, n° 6, pp. 24-30, Novembre 2006.

[I.6] A. Lai, C. Caloz, T. Itoh, *"Composite Right/Left-Handed Transmission Line Metamaterials"*, **IEEE Microwave Magazine**, Vol. 5, n° 3, pp. 34-50, Septembre 2004.

[I.7] C. Zhou, H.Y. David Yang, *"The design of miniaturized printed wire antennas using double-layer periodic metallization"*, **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Vol. 6, pp. 11-14, 2007.

[I.8] A. Alu, F. Bilotti, N. Engheta, L. Vegni, *"Subwavelength, Compact, Resonant Patch Antennas Loaded With Metamaterials"*, **IEEE Trans. on Antennas and Propagation**, Vol. 55, n° 1, Janvier 2007.

[I.9] Z. Zhou, K.L. Melde, *"Frequency Agility of Broadband Antennas Integrated With a Reconfigurable RF Impedance Tuner"*, **IEEE Antennas and Wireless Prpopagation Letters**, Vol. 7, pp. 56-59, 2007.

[I.10] C. Redondo Arrieta, L. de Haro, *"Experiences on Tuned Multiband Fractal Antennas"*, **IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.**, Vol. 2B, pp. 593-596, Juillet 2005.

[I.11] Dongsu Kim, *"Monolithic Analog Phase Shifters Based on Barium Stronitium Titanate Coated Sapphire Substrates for WLAN Applications"*, **Thèse de doctorat**, Georgia Institute of Technology, Mars 2004.

[I.12] Rik Jos, *"Trends in components for RF/wireless communication systems"*, **Document interne à NXP Semiconductors**, Février 2007.

[I.13] Cesar A. Lugo Jr., *"Design and synthesis techniques for reconfigurable microwave filters using single and dual-mode resonators"*, **Thèse de Doctorat en Ingénierie Electrique et Informatique**, Georgia Institute of Technology, Décembre 2006.

[I.14] M.K. Roy, J. Richter, *"Tunable Ferroelectric Filters for Software Defined Tactical Radios"*, **International Symposium on the Applications of Ferroelectrics Proc.**, Juillet 2006.

[I.15] Z. Zhao, X. Wang, K. Choi, C. Lugo, A.T. Hunt, *"Ferroelectric Phase Shifters at 20 and 30 GHz"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 55, n° 2, pp. 430-437, Février 2007.

[I.16] O. Vendier, M. Paillard, H. Legay, C. Schaffauser, S. Forrestier, G. Caille, C. Drevon, J.L. Cazaux, *"Main achievements to date toward the use of RF MEMS into space satellite payloads"*, **European Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium**, pp. 285-288, Octobre 2005.

[I.17] B. Cook, M. Dennis, S. Kayalar, J. Lux, N. Mysoor, *"Development of the Advanced Deep Space Transponder"*, **IPN Progress Report**, n° 42-156, Février 2004.

[I.18] Agile Materials & Technologies Inc., *"Tunability – An enabling technology for wireless systems"*, **White paper Agile RF**, 2003.

[I.19] Agile Materials & Technologies Inc. : http://www.agilematerials.com/

[I.20] Paratek Microwave Inc. : http://www.paratek.com/antenna_tuners.html

[I.21] Z.Zhou, K.L. Melde, *"Frequency Agility of Broadband Antennas Integrated With a Reconfigurable RF Impedance Tuner"*, **IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters**, Vol. 6, pp. 56-59, 2007.

[I.22] J.P. Busquère, K. Grenier, D. Dubuc, E. Fourn, P. Ancey, R. Plana, *"MEMS IC concept for Reconfigurable Low Noise Amplifier"*, **European Microwave Conference Proceedings**, pp. 1358-1361, Septembre 2006.

[I.23] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, A. Manchec, C. Quendo, *"Frequency Variations Improvement of a Bandwidth and Central Frequency Reconfigurable DBR Filter"*, **European Microwave Conference Proceedings**, pp. 1139-1142, Septembre 2006.

[I.24] C. Ripoll, *"Les oscillateurs hyperfréquences"*, **Document de cours Groupe ESIEE – Département Signaux et Télécommunications**, 2002-2003.

[I.25] Thierry Lagutère, *"Conceptions et modélisations d'oscillateurs et de leurs boucles à verrouillage de phase associées pour des applications de radiocommunications mobiles professionnelles"*, **Thèse de doctorat en Electronique, Microélectronique et Nanoélectronique**, Université de Poitiers, Février 2005.

[I.26] H.C. Chen, C.H. Chien, H.W. Chiu, S.S. Lu, K.N. Chang, K.Y. Chen, S.H. Chen, *"A Low-Power Low-Phase-Noise LC VCO With MEMS Cu Inductors"*, **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Vol. 15, n° 6, Juin 2005.

[I.27] A. Coustou, D. Dubuc, K. Grenier, E. Fourn, O. Llopis, R. Plana, *"Capabilities of a 10 GHz MEMS based VCO"*, **European Microwave Integrated Circuits Conference**, pp. 157-160, Septembre 2006.

[I.28] C.S. Kim, J.S. Park, D. Ahn, J.B. Lim, *"Variable directional coupler with LC resonator"*, **Electronics Letters**, Vol. 36, n° 18, Août 2000.

[I.29] E.A. Fardin, A.S. Holland, K. Ghorbani, *"Electronically tunable lumped element 90° hybrid coupler"*, **Electronics Letters**, Vol. 42, n° 6, Mars 2006.

[I.30] E.E. Djoumessi, E. Marsan, C. Caloz, M. Chaker, K. Wu, *"Varactor-Tuned Dual-Band Quadrature Hybrid Coupler"*, **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Vol. 16, n° 11, pp. 603-605, Novembre 2006.

[I.31] Y.J. Jung, S.W. Lee, D. Shim, W. Kim, C. Kim, S.I. Cho, *"A Dual-Loop Delay-Locked Loop Using Multiple Voltage-Controlled Delay Lines"*, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Vol. 36, n° 5, pp. 784-791, Mai 2001.

[I.32] J.E. Rogers, J.R. Long, *"A 10-Gb/s CDR/DEMUX With LC Delay Line VCO in 0.18-µm CMOS"*, **IEEE Journal of Solid-State Circuits**, Vol. 37, n° 12, pp. 1781-1789, Décembre 2002.

[I.33] D. Wills, *"A control system for a feedforward amplifier"*, **Microwave Journal**, pp. 22-34, Avril 1998.

[I.34] C.C. Chang, C. Liang, R. Hsia, C.W. Domier, N.C. Luhmann, *"True time phased antenna array systems based on nonlinear delay line technology"*, **Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings**, pp. 795-800, 2001.

[I.35] N. Athanasopoulos, R. Makri, M. Gargalakos, N.K. Uzunoglu, *"Simulation of millimeter wavelength ferroelectric element beamformer for wireless base station antenna"*, **IEEE International Symp. Antennas and Propagation Society**, Vol. 2, pp. 1463-1466, Juin 2004.

[I.36] A. Deleniv, P. Filhol, H. Jantunen, T. Button, S. Gevorgian, *"Tuneable devices based on bulk, LTCC and HTCC ferroelectric ceramics"*, **European Microwave Conference Workshop on Ferroelectrically Tuneable Microwave Devices**, pp. 95-105, Octobre 2004.

[I.37] O. Soldatenkov, A. Ivanov, N. Samoilov, S. Augunova, A. Tumarkin, *"Controlled power divider on the basis of thin-film ferroelectric elements"*, **International Conference Microwave and Telecommunication Technology, CriMiCo**, pp. 383-384, Septembre 2002.

[I.38] P. Scheele, V. Tomescu, A. Giere, S. Mueller, R. Jakoby, *"Passive Ferroelectric Phase Modulators for RFID Backscatter Transponders"*, **European Microwave Conference Proc.**, pp. 645-648, Octobre 2005.

[I.39] Françoise Mahé, *"Contribution à la modélisation de filtres à caractéristiques variables pour les systèmes de communication"*, **Thèse de doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, n° d'ordre 731, Mars 2000.

[I.40] Erwan Fourn, *"Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2004.

[I.41] Y.F. Wu, C.H. Wu, D.Y. Lai, F.C. Chen, *"A reconfigurable quadri-polarization diversity aperture-coupled patch antenna"*, **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, Vol. 55, n° 3, Mars 2007.

[I.42] Infineon Technologies, **BAR50 Datasheet**, Février 2003.

[I.43] J.G. Yang, H. Eom, S. Choi, K. Yang, *"2-38 GHz Broadband Compact InGaAs PIN Switches using a 3-D MMIC Technology"*, **International Conference on Indium Phosphide and Related Materials**, FrA1-6, pp. 542-545, Mai 2007.

[I.44] R.B. Whatley, Z. Zhou, K.L. Melde, *"Reconfigurable RF Impedance Tuner for Match Control in Broadband Wireless Devices"*, **IEEE Trans. Antennas and Propagation**, Vol. 54, n° 2, Février 2006.

[I.45] K. Buisman, L.K. Nanver, T.L.M. Scholtes, H. Schellevis, L.C.N. de Vreede, *"High-Performance Varactor Diodes Integrated in a Silicon-on-Glass Technology"*, **European Solid-State Device Research Conference Proc.**, Grenoble, pp. 117-120, 2005.

[I.46] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, F. Huret, *"MEMS Switchable Interdigital Coplanar Filter"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Special Issue on Microelectromechanical Devices for RF Systems: Their Construction, Reliability, and Applications, Vol. 51, n° 1, pp. 320-324, Janvier 2003.

[I.47] A. Pothier, JC. Orlianges, G. Zheng, C. Champeaux, A. Catherinot, D. Cros, P. Blondy, J. Papapolymerou, *"Low-loss 2-bit Tunable Bandpass Filters Using MEMS DC Contact Switches"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 53, n° 1, Janvier 2005.

[I.48] S. Lee, J.H. Park, H.T. Kim, J.M. Kim, Y.K. Kim, Y. Kwon, *"Low-loss Analog and Digital Reflection-Type Phase Shifters With 1 : 3 Bandwidth"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 52, n° 1, Janvier 2004.

[I.49] J.S. Hayden, G.M. Rebeiz, *"Very Low-loss Distributed X-Band and Ka-Band Phase Shifters Using Metal-Air-Metal Capacitors"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 51, n° 1, Janvier 2003.

[I.50] B.A. Cetiner, J.Y. Qian, H.P. Chang, M. Bachman, G.P. Li, F. De Flaviis, *"Monolithic Integration of RF MEMS Switches With a Diversity Antenna on PCB Substrate"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 51, n° 1, Janvier 2003.

[I.51] Erwan Salahun, *"Etude et réalisation de dispositifs micro-ondes agiles à commande magnétique utilisant des composites ferromagnétiques"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2002.

[I.52] E. Salahun, G. Tanné, P. Queffelec, M. Le Floc'h, A.L. Adenot, O. Acher, *"Application of ferromagnetic composite in different planar tunable microwave devices"*, **Microwave and Optical Technology Letters**, Vol. 30, n° 4, pp. 272-276, Août 2001.

[I.53] G.F. Dionne, D.E. Oates, D.H. Temme, J.A. Weiss, *"Ferrite-Superconductor Devices for Advanced Microwave Applications"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 44, n° 7, pp. 1361-1368, Juillet 1996.

[I.54] C. Janot, B. Ilschner, **Traité des matériaux : Matériaux émergents**, Presse Polytechniques et Universitaires Romandes, 2001.

[I.55] Noham Martin, *"Contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences reconfigurables à partir de cristaux liquides : des matériaux aux dispositifs"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2004.

[I.56] S. Mueller, F. Goelden, P. Scheele, M. Wittek, C. Hock, R. Jakoby, *"Passive Phase Shifter for W-Band Applications using Liquid Crystals"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, Manchester, pp. 306-309, 2006.

[I.57] N. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin, F. Huret, *"Patch Antenna Adjustable in Frequency using Liquid Crystal"*, **33th European Microwave Conference Proc.**, Munich, Octobre 2003.

[I.58] S. Mueller, C. Felber, P. Scheele, M. Wittek, C. Hock, R. Jakoby, *"Passive Tunable Liquid Crystal Finline Phase Shifter for Millimeterwaves"*, **European Microwave Conference Proc.**, Vol. 1, pp. 297-300, Octobre 2005.

[I.59] Serge De Blasi, *"Etudes de nano-composites piézoélectriques/magnétostrictifs à permittivité et perméabilité variables par couplage mécanique – Applications aux dispositifs hyperfréquences accordables"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, soutenance prévue fin 2007.

[I.60] S. De Blasi, P. Queffelec, S. Dubourg, O. Bodin, M. Ledieu, *"Driven-Voltage Permeability Variation Measurements of Bi-Layered Magnetostrictive/Piezoelectric Materials for Tunable Microwave Applications"*, **IEEE Trans. on Magnetics**, accepté pour publication.

[I.61] I.B. Vendik, O.G. Vendik, *"Commutation Quality Factor of Ferroelectric Materials and a Figure of Merit of Tuneable Ferroelectric Devices"*, **Workshop on Ferroelectrically Tuneable Devices Proc.**, European Microwave Week, pp. 19-35, Octobre 2005.

[I.62] I.B. Vendik, O.G. Vendik, E.L. Kollberg, *"Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 48, n° 5, pp. 802-808, Mai 2000.

[I.63] C. Weil, S. Mueller, P. Scheele, P. Best, G. Luessem, R. Jakoby, *"Highly-anisotropic liquid-crystal mixtures for tunable microwave devices"*, **Electronics Letters**, Vol. 39, n° 24, pp. 1732-1734, Novembre 2003.

[I.64] Unité Sciences Chimiques de Rennes : http://scienceschimiques.univ-rennes1.fr/

[I.65] Anthony Rousseau, *"Couches minces d'oxydes ferroélectriques pour les dispositifs agiles en hyperfréquences : croissance par ablation laser et caractérisations"*, **Thèse de Doctorat en Chimie,** Université de Rennes 1, n° d'ordre 3220, Octobre 2005.

Les matériaux ferroélectriques

Une solution pour la réalisation de fonctions agiles

II

Chapitre II Les matériaux ferroélectriques : une solution pour la réalisation de fonctions agiles

INTRODUCTION **47**

II.1. PROPRIETES DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES **49**

II.1.1. ORIGINE DE LA FERROELECTRICITE 49

II.1.1.1. Définition *49*

II.1.1.2. Transitions de phase *49*

II.1.2. REPONSE DU MATERIAU A UN CHAMP ELECTRIQUE 51

II.1.2.1. Domaines ferroélectriques *51*

II.1.2.2. Cycle d'hystérésis *52*

II.2. LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES KTN **54**

II.2.1. LES MATERIAUX KTN : STRUCTURE ET PROPRIETES PHYSIQUES 54

II.2.2. ETAT DE L'ART DES PROPRIETES DIELECTRIQUES DE KTN 57

II.3. DEPOT DE COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES **60**

II.3.1. METHODES DE DEPOTS UTILISEES 60

II.3.1.1. L'ablation laser pulsée *61*

II.3.1.2. La voie chimique en solution *62*

II.3.2. METHODES DE CARACTERISATION CHIMIQUE ET STRUCTURALE 63

II.3.2.1. Composition chimique des films *63*

II.3.2.2. Orientation des grains – Type de croissance *64*

II.3.2.3. Observation microscopique *66*

II.3.3. PROPRIETES STRUCTURALES DES FILMS KTN SUR DIFFERENTS SUBSTRATS 67

II.3.3.1. Croissance des films KTN sur alumine *67*

II.3.3.2. Croissance des films KTN sur MgO *68*

II.3.3.3. Croissance des films KTN sur LAO *69*

II.3.3.4. Croissance des films KTN sur saphir-R *69*

II.3.3.5. Synthèse des différents types de croissance obtenus *70*

II.4. UTILISATION DES COUCHES MINCES FERROELECTRIQUES POUR DES APPLICATIONS D'AGILITE HAUTES FREQUENCES **72**

II.4.1. INTERET DE L'UTILISATION DES FERROELECTRIQUES POUR LA RECONFIGURABILITE 72

II.4.2. ETAT DE L'ART DES DISPOSITIFS AGILES UTILISANT DES MATERIAUX FERROELECTRIQUES 74

II.4.2.1. Capacités variables *74*

II.4.2.2. Déphaseurs reconfigurables *76*

II.4.2.3. Filtres agiles *78*

II.4.2.4. Autres dispositifs accordables *79*

CONCLUSION **82**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II **83**

CHAPITRE II Les matériaux ferroélectriques : une solution pour la réalisation de fonctions agiles

Introduction

Le chapitre précédent s'est attaché à présenter les besoins en agilité dans les télécommunications et les différentes solutions technologiques existantes pour la réalisation de fonctions hyperfréquences agiles. De part leur fort taux d'agilité, leur potentiel d'intégration élevé et leur forte permittivité, les ferroélectriques possèdent des propriétés bien adaptées à ce type d'applications. Cependant, les performances des dispositifs utilisant des ferroélectriques, comme tout autre matériau d'ailleurs, sont très étroitement liées aux propriétés physiques du matériau ; il est donc inconcevable de décorréler le développement des ferroélectriques de leur exploitation en hyperfréquences. Une maîtrise importante des procédés de fabrication est un pré-requis à la réalisation de fonctions accordables à fort potentiel. En effet, nous verrons par la suite que la microstructure des films influe fortement sur leurs propriétés en hyperfréquence. Une bonne connaissance des propriétés physiques de ces matériaux, du process de dépôt et des outils d'analyse structurale est donc nécessaire pour la compréhension et pour l'interprétation des mesures hyperfréquences.

Ce chapitre présente dans un premier temps les principes physiques fondamentaux régissant le comportement des matériaux ferroélectriques. Les principales phases de ces matériaux sont détaillées ainsi que leur réponse à un champ électrique.

Puis, les matériaux de la famille $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN), sur lesquels nous nous sommes concentrés durant ces trois années, sont présentés. Bien que les études portant sur l'utilisation de ce matériau en hyperfréquence soient peu nombreuses, un état de l'art des performances des KTN est détaillé dans la deuxième partie.

Notre étude portant sur les couches minces ferroélectriques, les méthodes de dépôt les plus répandues sont présentées dans la partie suivante (II.3) en s'attardant sur les deux méthodes utilisées dans cette thèse : l'ablation laser et les dépôts par voie chimique en solution. Le développement des matériaux KTN nous a amené à tester différents substrats de dépôt adaptés à des applications hyperfréquences. Chacun d'entre eux donne lieu à une croissance spécifique, et donc à des propriétés particulières du film ferroélectrique. Pour aider à la compréhension des chapitres suivants, un détail des types de croissance propre à chaque substrat est présenté.

Enfin, un état de l'art des performances obtenues aussi bien au niveau des propriétés des films minces ferroélectriques que des fonctions agiles aux fréquences micro-ondes est exposé dans la partie II.4. Il nous permettra par la suite de comparer nos résultats aux meilleures performances atteintes dans la littérature.

II.1. Propriétés des matériaux ferroélectriques

II.1.1. Origine de la ferroélectricité

II.1.1.1. Définition

« Les matériaux ferroélectriques forment un sous-groupe des matériaux pyroélectriques (Figure II.1) qui présentent, dans certaines gammes de températures, une polarisation électrique spontanée pouvant être annulée ou réorientée par application d'un champ électrique » [II.1]-[II.2]. Faisant partie à la fois des piézoélectriques et des pyroélectriques, les ferroélectriques ont donc une polarisation globale, et ainsi un permittivité relative, qui dépend à la fois de la température, des contraintes mécaniques et du champ électrique. Tous ces phénomènes combinés expliquent clairement la difficulté d'étudier les propriétés physiques de ces matériaux mais aussi l'intérêt important qu'ils suscitent depuis de nombreuses années.

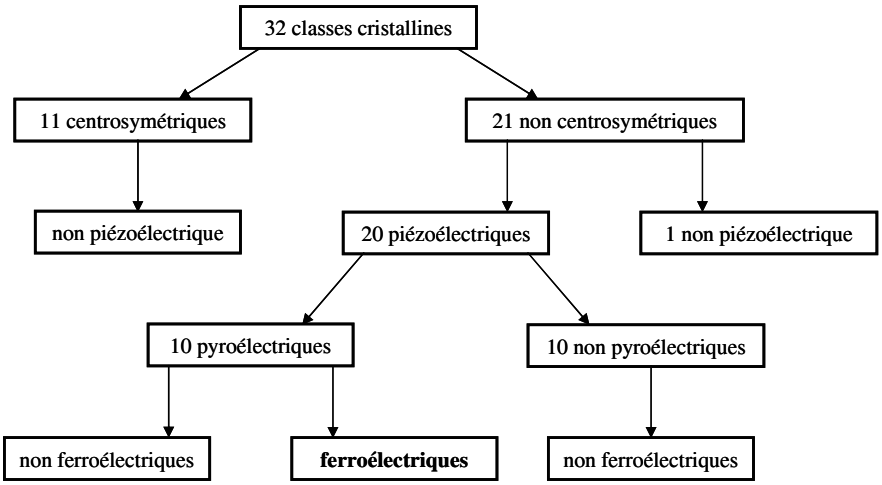


Fig. II.1. Classes cristallines.

II.1.1.2. Transitions de phase

Les ferroélectriques sont caractérisés par la présence d'une température de transition de phase, appelée point de Curie T_c. En dessous de cette température, le matériau se trouve dans la phase ferroélectrique avec la présence d'une polarisation spontanée. Au-dessus de T_c, la ferroélectricité disparaît et le matériau se trouve alors dans un état paraélectrique sans polarisation spontanée. La transition ferroélectrique-paraélectrique se caractérise par un maximum de la permittivité ε_r (Figure

II.2). La partie décroissante de la courbe dans la région paraélectrique suit, pour la plupart des ferroélectriques, une loi de Curie-Weiss de la forme :

$$\varepsilon_r = \frac{C}{T - T_0} \qquad \textbf{Eq. II.1.}$$

où C, T et T_0 sont respectivement la constante de Curie, la température du matériau et la température de Curie-Weiss (K).

La température de Curie-Weiss T_0 est toujours inférieure, généralement de quelques degrés, ou égale à T_c. La phase paraélectrique est habituellement, mais non obligatoirement, non polaire.

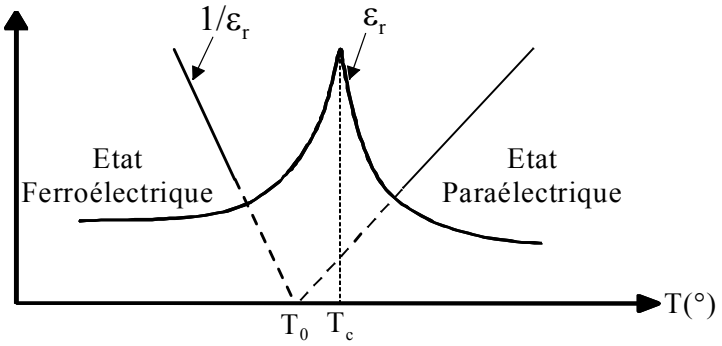


Fig. II.2. Profil d'évolution de la permittivité d'un matériau ferroélectrique en fonction de la température.

Il existe principalement deux phénomènes qui expliquent l'apparition d'une polarisation électrique spontanée : le mécanisme d'instabilité structurale, pour des composés comme le $BaTiO_3$, et la transition ordre-désordre, comme dans le KH_2PO_4.

Les matériaux dont l'origine de la ferroélectricité provient d'une instabilité structurale ont une maille élémentaire qui ne présente pas de moment dipolaire dans leur état paraélectrique, le barycentre des charges positives est confondu avec le barycentre des charges négatives. En dessous de leur point de Curie, les ions s'écartent de leur position d'équilibre et il apparaît alors un moment dipolaire le long d'un des axes de la maille élémentaire. La figure II.3 illustre ainsi le mécanisme d'apparition de la polarisation spontanée dans une maille de $BaTiO_3$ via le déplacement des ions au sein du cristal. Les cristaux à structure pérovskite (BST, KTN) où à phase d'Aurivillius (SBN) en phase paraélectrique font partie de cette famille de ferroélectriques. Pour cette famille de cristaux, la transition paraélectrique-ferroélectrique correspond en fait à une déformation de la maille d'une structure

symétrique cubique à tétragonale. A plus basses températures, deux autres transitions de phase existent : tétragonale-orthorhombique et orthorhombique-rhomboédrique[1].

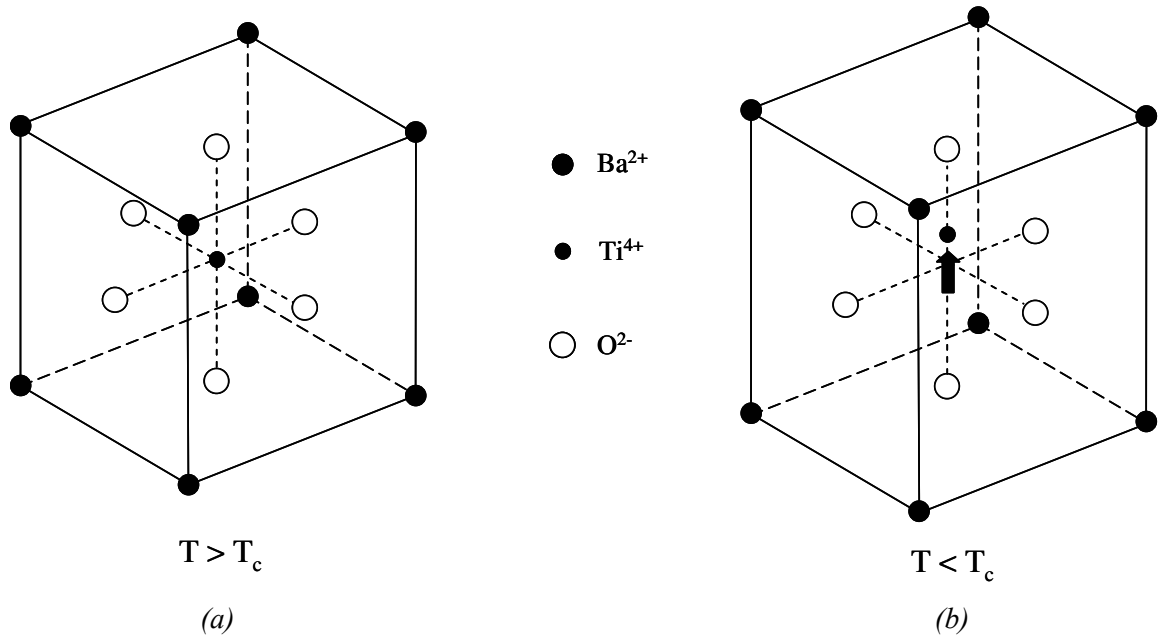


Fig. II.3. Transition de phase de type displacif dans une maille de $BaTiO_3$: (a) phase cubique (état paraélectrique) et (b) phase tétragonale (état ferroélectrique).

Certains matériaux possèdent des moments dipolaires orientés de façon désordonnée dans leur état paraélectrique et qui s'ordonnent spontanément en dessous de la température de Curie selon les axes préférentiels de la structure. Il s'agit alors d'une transition ordre-désordre. En phase paraélectrique, la contribution globale des moments dipolaires est nulle, il n'existe pas de polarisation spontanée. En phase polaire, les moments s'agencent naturellement pour créer une polarisation à l'état macroscopique.

II.1.2. Réponse du matériau à un champ électrique

II.1.2.1. Domaines ferroélectriques

En général, un alignement uniforme des dipôles électriques n'apparaît que dans certaines régions d'un cristal. Ces régions sont appelées domaines ferroélectriques et les frontières entre ces domaines sont appelées parois de domaine. Les parois de domaine sont très fines (1 à 10 mailles cristallines) et peuvent être vues comme un changement progressif de la direction de polarisation.

[1] Une représentation des systèmes orthorhombique et rhomboédrique peut être trouvée aux adresses suivantes : http://en.wikipedia.org/wiki/Orthorombic et http://en.wikipedia.org/wiki/Rhombohedral

Généralement, les domaines se forment de façon à réduire l'énergie dans le système. Leurs tailles et leurs géométries sont dépendantes de nombreux facteurs : la symétrie du cristal, la présence de défauts, la taille des grains ou encore les conditions de préparation du matériau. Le basculement de la direction de polarisation des domaines peut être obtenu à l'aide d'un champ électrique extérieur (Figure II.4).

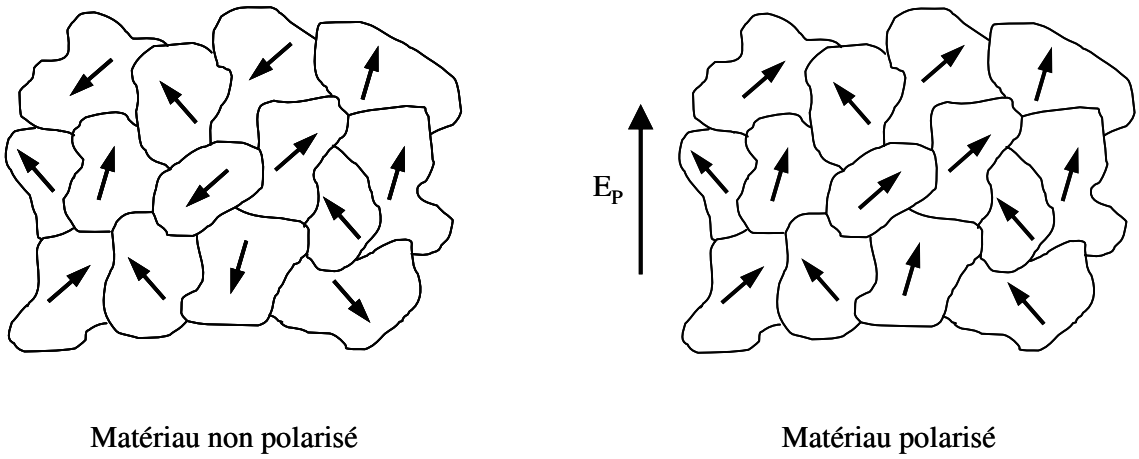


Fig. II.4. Représentation du principe de polarisation d'un matériau par l'action d'un champ électrique polarisant (E_P).

II.1.2.2. Cycle d'hystérésis

Une caractéristique très importante des ferroélectriques est la présence d'un cycle d'hystérésis, à l'image du cycle des matériaux ferromagnétiques. Un cycle P-E typique, pour un matériau ferroélectrique dans sa phase ferroélectrique (*i.e.* $T < T_c$), est présenté en Figure II.5-a.

A l'état initial, la polarisation globale du matériau est nulle (1). Lorsque l'on augmente le champ électrique, la polarisation augmente jusqu'à ce que tous les domaines soient alignés dans une même direction (1 à 3). Lorsque l'intensité du champ est réduite, la polarisation diminue mais ne retourne pas à zéro. A champ électrique nul (4), il subsiste une polarisation dite polarisation rémanente P_r au sein du matériau. On peut annuler cette polarisation rémanente en appliquant un champ opposé sur le matériau. Il se forme alors des domaines antiparallèles dont les contributions viennent totalement annuler la polarisation pour une amplitude du champ dit champ coercitif E_c (5). Le cycle est complété en augmentant le champ négatif jusqu'à la saturation (6) puis en inversant encore sa direction. Comme le montre la figure II.5, dans l'état ferroélectrique, la polarisation ne retourne pas à son état d'origine où les domaines étaient orientés aléatoirement. En parcourant le cycle un grand nombre de fois, il est possible de diminuer ou même de faire disparaître la polarisation rémanente. Chaque matériau ferroélectrique est plus ou moins sensible à ce phénomène, dit de fatigue, qui peut

poser de sérieux problèmes dans certaines applications et notamment dans les mémoires ferroélectriques.

Dans la phase paraélectrique, l'évolution de la polarisation en fonction du champ électrique est monotone : la polarisation rémanente est nulle (Figure II.5-b). Après application d'un champ électrique, le matériau revient à son état initial. A une valeur de champ correspond un seul état du matériau contrairement à la phase ferroélectrique. De part l'absence d'effet mémoire, cette phase paraélectrique est privilégiée pour les applications d'agilité à base de ferroélectriques. De plus, elle permet d'éviter les pertes liées aux déplacements des parois de domaine. Cependant, c'est aux abords de la température de Curie que la permittivité et l'agilité sont maximales. Pour garder une agilité suffisante, garantir l'absence d'effets mémoires et limiter l'instabilité en température, les matériaux ferroélectriques sont généralement utilisés pour des applications d'accordabilité entre 30 et 90 K au-dessus de leur T_c [II.3].

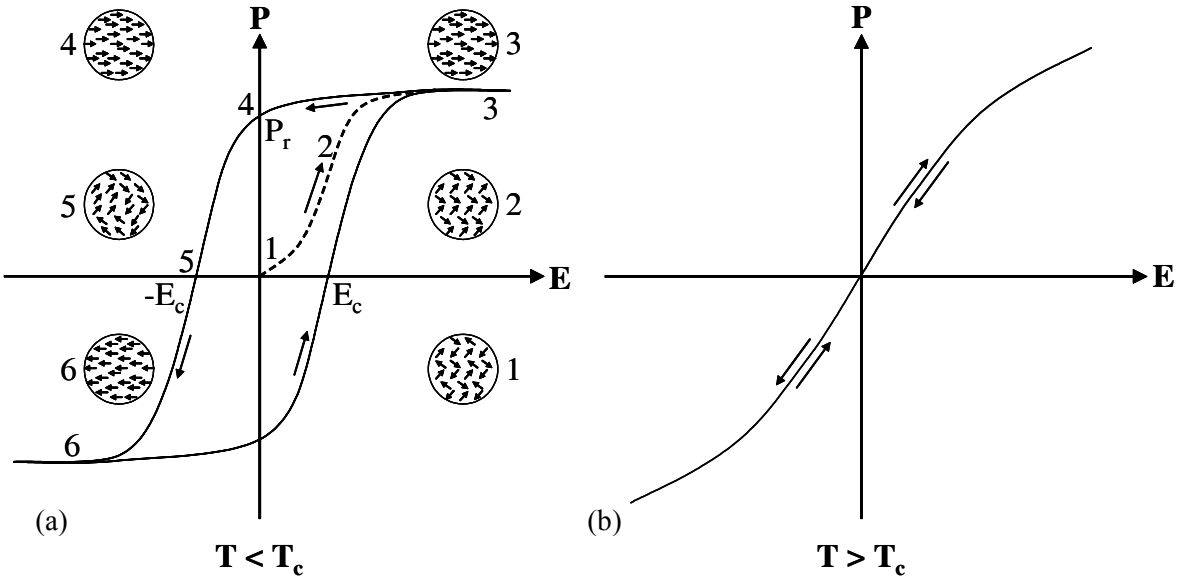


Fig. II.5. Cycle de la polarisation en fonction du champ électrique d'un matériau ferroélectrique (a) en phase ferroélectrique et (b) en phase paraélectrique [II.4].

II.2. Les matériaux ferroélectriques KTN

La grande majorité des études concernant la réalisation de dispositifs agiles en hyperfréquence à partir de matériaux ferroélectriques est concentrée sur l'utilisation des $Ba_xSr_{1-x}O_3$ (BST). Ces matériaux présentent un compromis intéressant en terme d'agilité et de pertes et leurs dépôts, par différentes techniques, sont aujourd'hui très bien maîtrisés. Durant les dernières décennies, les nombreux travaux effectués sur ces matériaux ont permis d'améliorer fortement la modélisation des propriétés diélectriques des ferroélectriques sur une large gamme de fréquences. Cependant, le compromis entre agilité et pertes des BST est encore trop faible pour susciter un réel engouement des industriels. Des études ont donc été menées pour réduire ces pertes diélectriques en hyperfréquence via différentes techniques : dopages métalliques, dopages diélectriques ou utilisation de structures multicouches [II.5]-[II.7]. Parallèlement, certains spécialistes tendent à encourager les études visant à étudier d'autres familles de composés ferroélectriques [II.8].

Dans cet esprit, en accord avec l'Unité Sciences Chimiques de Rennes, nous avons choisi d'explorer de nouvelles compositions de matériaux ferroélectriques n'ayant pas, ou peu, été étudiées pour des applications d'agilité.

Dans un premier temps, les propriétés du matériau $SrBi_2Nb_2O_9$ (SBN), plus utilisé pour la réalisation de mémoires ferroélectriques, ont été évaluées [II.9]. Ces matériaux ne nous ont pas donné entière satisfaction mais nous ont permis de vérifier la compatibilité de nos technologies. De premiers démonstrateurs ont été réalisés sans prouver d'agilité notable aux fréquences micro-ondes malgré de bonnes propriétés à plus basses fréquences. Ces résultats ont fait l'objet de plusieurs communications mais ils ne seront pas discutés dans cette thèse [II.10]-[II.12].

Nos travaux se sont ensuite concentrés sur la famille de matériaux $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN). Ces matériaux ont une structure cristalline et des propriétés physiques proches de celles des BST. Le nombre d'études sur ces matériaux est pourtant plus restreint en raison d'un procédé de réalisation plus difficile à contrôler du fait de la forte volatilité du potassium. L'objectif des parties suivantes est tout d'abord de présenter les principales caractéristiques des matériaux KTN, notamment leur structure cristalline et leur diagramme de phase. Puis, un état de l'art des propriétés obtenues sur ce type de matériau des basses fréquences jusqu'aux micro-ondes et sous différentes formes (couches minces, céramiques, monocristaux), est proposé.

II.2.1. Les matériaux KTN : structure et propriétés physiques

Les matériaux KTN sont réalisés à partir des composés solides $KNbO_3$ et $KTaO_3$. Ils ont une structure cristalline de type pérovskite similaire à celle des BST (Figure II.6).

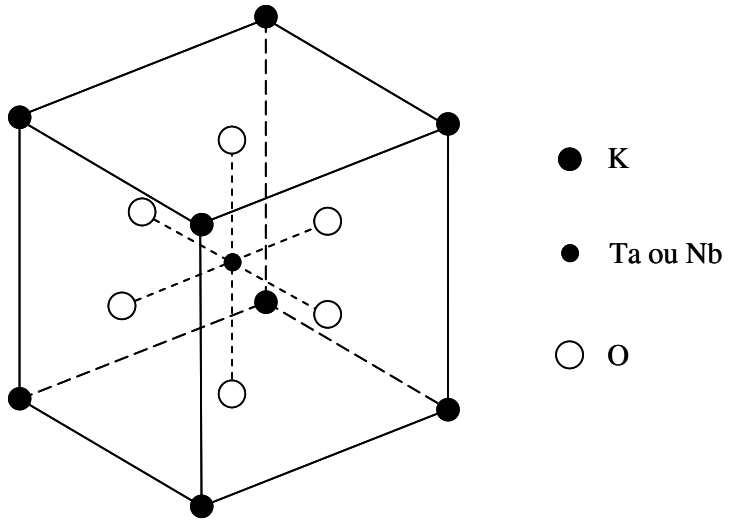


Fig. II.6. Structure d'une maille de KTN.

$KNbO_3$, de part sa température de Curie très élevée (701K), est dans sa phase ferroélectrique à température ambiante. A contrario, $KTaO_3$ est paraélectrique à température ambiante (T_c = 13K). En ajustant la proportion de niobium et de tantale dans le composé final, on peut modifier la température de Curie dans toute la plage comprise entre les températures de transition de phase des matériaux de départ. Des études réalisées sur le matériau massif KTN ont montré que sa température de Curie évoluait, pour des proportions de niobium supérieure à 5%, suivant l'équation suivante [II.13] :

$$\mathbf{T_c(x) = 676\ x + 32\ (K)} \qquad \textbf{Eq. II.2.}$$

où T_c est la température de Curie (en Kelvin) et x la proportion de niobium dans le composé final. Par souci d'intelligibilité, les compositions KTN étudiées seront désignées dans la suite de ce manuscrit soit sous leur formulation complète soit par la proportion de niobium dans le composé (ex. $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ correspond à x = 0,4). Les températures de Curie théoriques des principales compositions étudiées lors de cette thèse sont données dans le tableau II.1.

La température de Curie détermine la position de la transition de phase paraélectrique-ferroélectrique. Cette transition est associée à une déformation de la maille de KTN. En phase paraélectrique, la maille de KTN est de type cubique (Figure II.6) ; le matériau est alors isotrope. Lorsque la température descend en dessous de la température de Curie du matériau, sa structure se déforme et devient tétragonale. Cette transition de phase est celle qui nous intéresse pour les applications d'agilité car on désire se trouver en phase paraélectrique en restant relativement proche de la température de Curie.

Composition KTN	Température de Curie en K (en °C)
$KNbO_3$	701 K (428°C)
$KTa_{0,3}Nb_{0,7}O_3$	505 K (232°C)
$KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$	438 K (165°C)
$KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$	404 K (131°C)
$KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$	370 K (97°C)
$KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$	336 K (63°C)
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	302 K (29°C)
$KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$	269 K (-4°C)
$KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$	235 K (-38°C)

Tableau II.1. Température de Curie théorique du matériau massif KTN en fonction de la composition.

Cependant, il existe deux autres transitions de phase à plus basses températures : tétragonale-orthorhombique et orthorhombique-rhomboédrique. Le diagramme de phase de KTN de la solution solide KTN a été étudié par S. Triebwasser (Figure II.7) [II.13], puis complété, pour les compositions à faible taux de tantale, par Ritz et Scheel notamment [II.14]. Connaissant notre température d'utilisation (environ 290 K), ce travail nous a restreint, dans un premier temps, à examiner les compositions KTN ayant des taux de niobium supérieurs à x = 0,5. Nous verrons par la suite que notre étude s'est élargie à d'autres compositions au vu des résultats obtenus.

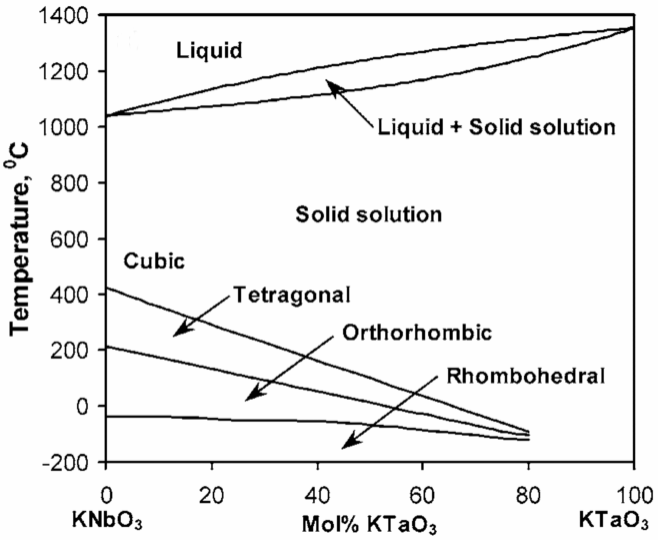


Fig. II.7. Diagramme de phase du matériau massif $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ [II.13].

II.2.2. Etat de l'art des propriétés diélectriques de KTN

KTN, de part sa structure pérovskite simple, a été un modèle pour l'étude des ferroélectriques durant la deuxième moitié du siècle dernier. On trouve de nombreuses études sur leurs propriétés physiques sous forme de monocristaux massifs ou de céramiques. Les travaux sur les couches minces sont beaucoup moins nombreux en raison de la très forte attractivité des BST. De même, mis à part $KTaO_3$ pour des applications à basse température, les constantes diélectriques hautes fréquences de ces matériaux sont dans l'ensemble peu connues. Cependant, certaines propriétés nécessaires à la compréhension et à l'analyse des mesures hyperfréquences ont été mises en évidence.

Composition KTN [électrode/substrat de dépôt]	*Mise en forme [épaisseur]*	*Fréquence*	*Température (K)*	*Permittivité*	*Tanδ*	*Agilité (%) [E en kV/cm]*	*[Référence] Pays*
$KTa_{0,98}Nb_{0,02}O_3$	***Monocristal***	***100 kHz***	***41,6***	***16700***	***-***	***8 [0,25]***	***[II.15] France***
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	***Céramique [1 mm]***	***10 kHz***	***TA[a]***	***1400***	***-***	***36 [25]***	***[II.16] France***
$KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$	***Céramique***	***1 MHz***	***250***	***2570***	***~ 0,02***	***-***	***[II.17] USA***
$KTa_{0,8}Nb_{0,2}O_3$	***Céramique***	***1 MHz***	***121***	***4260***	***~ 0.02***	***-***	***[II.17] USA***
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	***Céramique[b] [0,5 mm]***	***4,81 GHz***	***302***	***1100***	***0,09***	***-***	***[II.18] Suisse***
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	***Céramique[c] [0,5 mm]***	***2,49 GHz***	***302***	***2295***	***0,17***	***-***	***[II.18] Suisse***
$KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$ [BT/Pt/Ti/SiO_2/Si]	***Film mince [0,5 µm]***	***1 kHz***	***298***	***960***	***0,025***	***-***	***[II.19] Chine***
$KTa_{0,63}Nb_{0,37}O_3$ [$MgAl_2O_4$]	***Film mince***	***100 kHz***	***293***	***-***	***0,022***	***37 [40]***	***[II.20] USA***
$KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ [Pt/MgO]	***Film mince [1 µm]***	***1 kHz***	***273***	***1230***	***-***	***-***	***[II.21] Japon***
$KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$	***Film mince [1,2 µm]***	***30 Hz***	***TA[a]***	***< 4000***	***0,02 -0,09***	***10 [167]***	***[II.22] USA***
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ [MgO]	***Film mince [0,5 µm]***	***10 GHz***	***TA[a]***	***-***	***0,015 -0,03***	***16 [800]***	***[II.23] USA***
$KTaO_3$ [$YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$]	***Film mince [0,3 µm]***	***100 kHz***	***60***	***420***	***0,007***	***10 [67]***	***[II.24] Suède Russie***

[a] Température Ambiante, [b] Fritté sous air, [c] Pressé à chaud

Tableau II.2. Permittivité, pertes et agilité obtenues pour KTN dans différentes études.

Les valeurs de permittivité et de pertes des matériaux KTN peuvent être très différentes suivant la mise en forme du matériau (couche mince, céramique, monocristal massif), la composition étudiée, les conditions de réalisation, la fréquence et la température d'utilisation. Quelques valeurs issues des principales études trouvées dans la littérature sont répertoriées dans le tableau II.2.

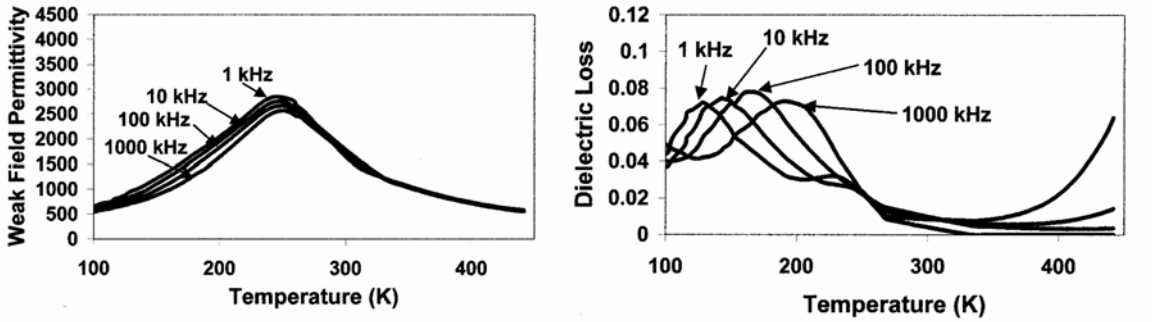
De ce tableau, plusieurs informations importantes peuvent être déduites. Tout d'abord, les connaissances des propriétés hautes fréquences des KTN sont faibles. Une des rares études sur des couches minces de ce matériau en hyperfréquence a montré qu'ils pouvaient concurrencer les BST en terme de compromis agilité/pertes [II.23], [II.25]. A plus basses fréquences, les pertes semblent relativement faibles et sont associées à de très fortes valeurs de permittivité ; les unes comme les autres semblent plus élevées que les valeurs rencontrées pour les BST. Les agilités mesurées sont très variables et ne peuvent pas être comparées compte tenu des différences importantes des conditions de mesure (température, fréquence, forme du matériau).

Le comportement diélectrique en température de KTN a été assez largement étudié afin d'identifier les différentes transitions de phase. Pour $KNbO_3$, les 3 transitions de phase (cubique-tétragonale, tétragonale-orthorhombique et orthorhombique-rhomboédrique) peuvent être identifiées de façon claire [II.26]. Pour les compositions intermédiaires qui nous intéressent, il est parfois plus difficile d'identifier les transitions à basse température. Ce phénomène est dû à une transition de phase diffuse, entre le comportement paraélectrique et le comportement ferroélectrique, observée à plusieurs reprises sur ce matériau. Une telle transition de phase est souvent associée aux ferroélectriques de type relaxeur[2]. On a fréquemment attribué aux KTN, une nature intrinsèque de relaxeur bien que cela ne soit apparemment pas le cas [II.27]. Plusieurs explications ont alors été avancées pour justifier cette transition de phase diffuse. Les contraintes exercées sur le film par le substrat d'accueil semblent être une possibilité [II.21], [II.26] ; des inhomogénéités spatiales dans la composition ont aussi été proposées [II.17]-[II.18]. Plus généralement, ce comportement semble être lié à des difficultés de maîtrise du processus de fabrication.

Cette transition diffuse se retrouve sur le comportement en fréquence des propriétés diélectriques de KTN. La figure II.8 montre ainsi le comportement diélectrique en fonction de la fréquence d'une céramique de $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ [II.17]. Le maximum de permittivité subit un déplacement vers les hautes températures associé à un affaissement des valeurs lorsque la fréquence augmente ; le maximum de pertes connaît lui aussi un déplacement nettement plus marqué vers les

[2] Les propriétés définissant un ferroélectrique relaxeur sont : i) une transition de phase diffuse dépendante de la fréquence, ii) une réponse de la permittivité en fonction de la température ne répondant pas à une loi de Curie-Weiss et iii) une polarisation non nulle dans la phase paraélectrique [II.28].

hautes températures. Ce comportement a été observé dans de nombreuses études qui se limitent cependant souvent à des fréquences inférieures à 1 MHz [II.16], [II.18], [II.21], [II.29].



(a) *(b)*

Fig. II.8. Permittivité (a) et pertes diélectriques (b) d'une céramique de $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ en fonction de la température et de la fréquence [II.17].

Ce déplacement du maximum de permittivité a aussi été observé via la mesure du cycle d'hystérésis de la polarisation interne au matériau en fonction du champ électrique appliqué sur celui-ci (Figure II.9). Dans cette étude, l'élévation de la fréquence a entraîné une diminution de la valeur de champ coercitif et de la polarisation à saturation ; le cycle, de plus en plus étroit, se rapproche progressivement de celui d'un matériau paraélectrique.

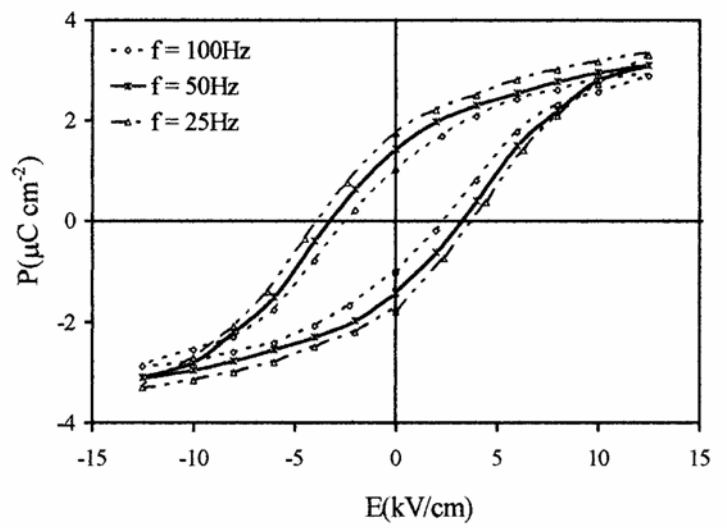


Fig. II.9. Cycle d'hystérésis de la polarisation en fonction du champ électrique d'une céramique de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ pour différentes fréquences de mesure (25, 50 et 100 Hz) [II.16].

II.3. Dépôt de couches minces ferroélectriques

Les parties précédentes ont permis de présenter les principales caractéristiques physiques des matériaux ferroélectriques, et des KTN plus particulièrement. Cependant, ces propriétés sont fortement dépendantes de la mise en forme des matériaux. On peut distinguer principalement quatre types de mise en forme des ferroélectriques : les monocristaux massifs, les céramiques, les films épais et les films minces. Malgré des propriétés intéressantes, les applications des ferroélectriques sous forme massive sont limitées par des tensions de commande élevées et par des désadaptations d'impédance importantes [II.8]. De part leur faible coût de production, les films épais sont très prometteurs. Cependant, ils présentent généralement des pertes élevées et des taux d'agilité plus faibles qu'en technologie couches minces du fait d'une structure désordonnée. Les films minces représentent l'avenir des matériaux ferroélectriques, tout au moins en ce qui concerne les applications hyperfréquences. L'utilisation de couches minces permet de réduire les tensions de commande pour un coût relativement faible. Les progrès importants réalisés ces dernières années au niveau des dépôts permettent aujourd'hui d'obtenir des couches minces ayant des propriétés très proches des monocristaux sur des substrats adaptés à des applications micro-ondes (Saphir, $LaAlO_3$, MgO, Silicium) ou directement sur des électrodes (principalement Platine ou YBaCuO).

Les matériaux ferroélectriques que nous avons étudiés ont été déposés sous forme de couches minces à l'Unité Sciences Chimiques (USC) de l'université de Rennes1. Ces dépôts conduisent à des microstructures spécifiques qui influent fortement sur les propriétés diélectriques de ces matériaux. En effet, la microstructure est très dépendante à la fois de la technique de dépôt utilisée, des conditions de dépôts et du substrat choisi. L'interprétation des résultats de mesures hyperfréquences nécessite donc de connaître cette microstructure via l'interprétation des résultats de caractérisations chimiques et structurales des films. Une description plus détaillée de cette partie peut être trouvée dans la thèse d'Anthony Rousseau [II.30].

II.3.1. Méthodes de dépôts utilisées

Il existe un grand nombre de méthodes de dépôt de matériaux sous forme de couches minces. Schématiquement, on peut distinguer les techniques de dépôt par voie chimique (sol-gel, voie chimique en solution, MOD[3], MOCVD[4]) et par voie physique (PLA, pulvérisation cathodique RF ou

[3] Metal-Organic Deposition [II.31]

[4] Metal-Organic Chemical Vapor Deposition [II.32]

magnétron) [II.33]. Les premières ont l'avantage de ne nécessiter qu'un matériel relativement simple, accessible à la plupart des laboratoires de chimie. Les secondes nécessitent un matériel spécifique plus onéreux. Elles sont plus difficiles à mettre en place mais restent des outils privilégiés pour l'étude de la croissance des matériaux sous forme de couches minces. Les couches KTN étudiées durant ces trois années ont été réalisées via deux méthodes différentes : l'ablation laser pulsée et la voie chimique en solution.

II.3.1.1. L'ablation laser pulsée

Les couches de KTN étudiées lors de cette thèse ont été principalement déposées par une technique d'ablation laser pulsée, aussi appelée PLA. Le principe de cette technique est de focaliser un faisceau laser sur un matériau cible (Fig. II.10). L'utilisation de laser à très courte longueur d'onde (laser de puissance dans l'ultraviolet) présente l'avantage de mettre en jeu des processus photochimiques et non pas thermiques comme dans le cas des lasers infrarouges. Lorsque l'énergie est suffisamment élevée, les électrons de valence des matériaux sont arrachés coupant ainsi les liaisons chimiques. Il se forme alors un panache de matière, appelé plume, perpendiculairement à la cible. En plaçant, un substrat face à cette même cible, et sous réserve de contrôler drastiquement les conditions de dépôt (pression, température, distance cible, ...), il est possible d'y déposer une couche mince du matériau dont est composé la cible avec un bon transfert en terme de stœchiométrie[5], tout au moins en l'absence d'éléments volatils dans la cible.

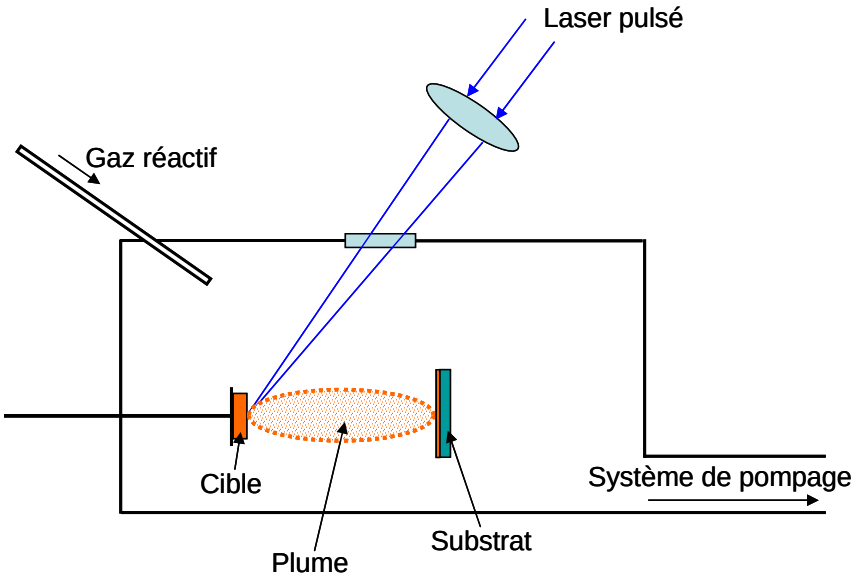


Fig. II.10. Illustration du principe de l'ablation laser.

[5] Les proportions des différents éléments contenus dans la cible sont identiques à celles des éléments constituants le film déposé.

Pour le ferroélectrique KTN, les conditions de dépôts ont d'abord été optimisées pour obtenir une bonne stœchiométrie au niveau des couches déposées. En effet, le potassium étant un élément très volatil, une partie du potassium contenu dans la cible est évaporée et ne se dépose pas sur le substrat. Pour compenser ce phénomène, les cibles ont dû être enrichies de 50% en masse de nitrate de potassium (KNO_3) ; les conditions de dépôts ont également été réglées afin de retrouver un rapport K/(Nb+Ta)=1, soit la stœchiométrie. Le deuxième défi consiste à synthétiser uniquement la phase pérovskite en évitant la formation de la phase secondaire indésirable $K_2Ta_2O_6$, dite pyrochlore. L'ensemble de ce paramétrage très complexe a été le principal objectif de la thèse d'Anthony Rousseau [II.30]. Les paramètres utilisés pour les dépôts sont résumés dans le tableau II.3. Suite à ce travail, les dépôts de KTN par PLA ont été effectués par Arnaud Moussavou lors de sa thèse [II.34], puis par Wei Peng dans le cadre de son post-doctorat au sein de l'USC.

Laser, longueur d'onde	Excimère, KrF, λ = 248 nm
Fréquence des impulsions	2 Hz
Fluence	1,5 $J.cm^{-2}$
Cible de départ	Cible de KTN (composition désirée) + 50% massique de KNO_3
Distance cible-substrat	60 mm
Température de dépôt	700°C
Atmosphère de dépôt	$P(O_2)$ = 0,3 mbar

Tableau II.3. Conditions de dépôt par ablation laser des couches minces de KTN.

Si la technique d'ablation laser présente de nombreux avantages, ses deux inconvénients majeurs sont une surface de dépôt limitée (environ 1 cm^2 dans notre cas) et une inhomogénéité en épaisseur lorsque le faisceau laser est fixe. En effet, l'inhomogénéité en épaisseur de telles couches peut atteindre 28%. Bien qu'une technique de balayage de la cible par le faisceau laser ait été mise au point par Arnaud Moussavou [II.35] pour réduire cette inhomogénéité (réduction de l'inhomogénéité de 28% à 15%), l'USC a travaillé en parallèle à la mise au point d'une méthode de dépôt par voie chimique en solution.

II.3.1.2. La voie chimique en solution

La méthode de dépôt par voie chimique en solution est basée sur le mélange de précurseurs polymères. Comme la plupart des méthodes chimiques, les coûts de revient des dépôts sont très faibles

car elles ne nécessitent pas de matériel sophistiqué. Pour réaliser les couches minces, les étapes suivantes sont réalisées :

- Préparation de la solution de dépôt (basée sur le procédé Péchini [II.36]) où les cations sont complexés par de l'acide citrique en solution aqueuse, la solution étant ensuite polymérisée par ajout d'éthylène glycol. Avant dépôt, la viscosité de la solution a été ajustée (~17 cP) afin de contrôler l'épaisseur des couches et la présence ou non de micro-craquelures.

- Dépôt par spin coating (1000 rpm - 3s + 3000 rpm - 20s).

- Traitement thermique des couches en deux étapes : maintien d'un premier palier 300°C / 4h pour éliminer la matière organique suivi d'un traitement à 600°C / 1h pour synthétiser la phase désirée.

A l'issue de ces trois étapes, une couche de matériau d'environ 100 nm est déposée sur le substrat d'accueil. Les applications hyperfréquences nécessitant des couches relativement épaisses (400 nm à 1 µm), il sera nécessaire de répéter plusieurs fois les deux dernières étapes, augmentant ainsi fortement les temps de dépôt. L'optimisation des dépôts de couches minces de $KNbO_3$ a dans un premier temps été effectuée lors du post-doctorat d'Irina Tavora-Weber [II.37]-[II.38]. Dans le cadre de la thèse de Quentin Simon [II.39], ces dépôts sont actuellement étendus aux KTN ayant une température de Curie plus proche de l'ambiante. La technique de dépôt par voie chimique en solution étant encore en cours de développement, peu d'échantillons ont pu être testés en hyperfréquence. Néanmoins, les premiers résultats obtenus sur ces couches ainsi que les performances attendues dans un proche avenir seront présentés et discutés dans la partie VI.1.3.

II.3.2. Méthodes de caractérisation chimique et structurale

La croissance de couches minces donne lieu à des microstructures particulières très dépendantes des conditions de réalisation. Il est ainsi primordial de disposer de techniques de caractérisation physico-chimique des films pour pouvoir relier toute modification du processus de dépôt à une microstructure donnée puis, après réalisation et mesure de dispositifs, à des propriétés électriques hautes fréquences.

Les principales techniques utilisées pour caractériser les échantillons sont présentées brièvement dans les parties suivantes ; des présentations plus détaillées peuvent être trouvées dans la thèse d'Anthony Rousseau [II.30].

II.3.2.1. Composition chimique des films

L'étude de la composition chimique des films permet de vérifier le transfert de composition lors du dépôt, et donc, la stœchiométrie des films. Ces analyses sont un élément indispensable pour l'optimisation des conditions de dépôt, notamment pour le matériau KTN dont le potassium est très

volatil. Pour réaliser ces analyses, deux techniques ont été utilisées. La première, dite microanalyse EDS (Energy Dispersive X-Ray Spectroscopy), consiste à coupler un microscope électronique à balayage avec un spectromètre à sélection d'énergie. Lorsqu'ils sont bombardés par des électrons, les films émettent des rayons X dont les longueurs d'onde sont caractéristiques des éléments qui les constituent. Pour les films dont l'épaisseur est inférieure à un micron, l'émission X du substrat peut considérablement gêner les analyses et diminuer ainsi leur précision. C'est pourquoi, il est intéressant de disposer d'analyses complémentaires, par exemple par spectrométrie de rétrodiffusion Rutherford (RBS). Le principe est ici d'envoyer un faisceau d'ions léger (He^{2+}) de forte énergie sur un échantillon à tester. Une fraction de ces ions est rétrodiffusée lors des chocs avec les noyaux des atomes de l'échantillon. La perte d'énergie des ions rétrodiffusés sera alors une fonction de la nature (masse, charge) du noyau diffuseur mais également de la profondeur à laquelle intervient le choc. Cette analyse permet de déterminer les éléments présents dans la couche mince et leur concentration relative (Fig. II.11).

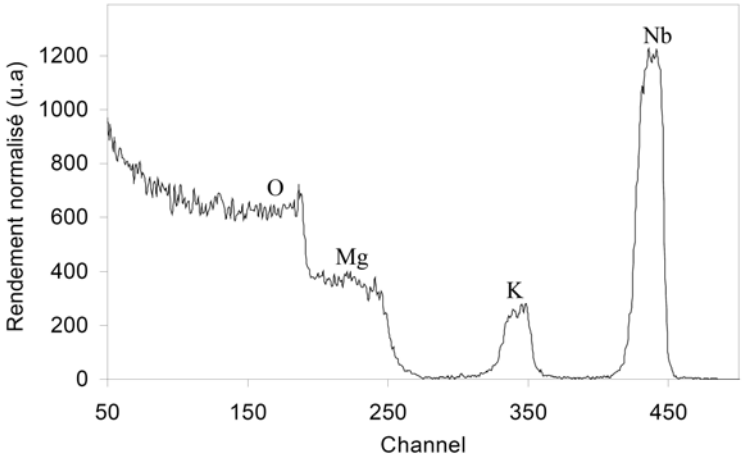


Fig. II.11. Spectre RBS d'une couche mince de $KNbO_3$ déposée sur substrat MgO.

II.3.2.2. Orientation des grains – Type de croissance

La nature de la croissance, directement liée à l'orientation des grains dans le film, est un autre paramètre primordial dans l'étude des couches minces. En effet, cette croissance détermine un grand nombre de caractéristiques importantes telles que la taille des joints de grains qui ont un effet direct sur le niveau des pertes dans le film. On peut distinguer trois principaux types de croissance de couches minces suivant la nature du substrat et les conditions de dépôt. Lorsque les grains des films ne présentent aucune orientation privilégiée, on parle de croissance aléatoire; les films sont alors dits polycristallins (Fig. II.12-a). Dans le cas d'une croissance suivant un axe préférentiel sans orientation privilégiée dans le plan, on parle de croissance texturée (Fig. II.12-b). Enfin, si les axes

cristallographiques de la couche mince sont ordonnés d'une façon bien définie par rapport à ceux du substrat dans les trois directions de l'espace, la croissance est de type épitaxiale (Fig. II.12-c).

Pour déterminer les orientations de la couche, on utilise la Diffraction des Rayons X (DRX) dans divers modes spécifiques. La DRX en mode θ-2θ permet de déterminer les orientations de croissance d'un film en se concentrant sur les diffractions hors plan. En mode φ-scan, la DRX donne accès à l'organisation des axes cristallographiques dans le plan et permet ainsi de différencier la texture de l'épitaxie. La figure II.13 présente les diagrammes de DRX d'une couche mince de SBN déposée sur un substrat monocristallin de MgO. Le mode θ-2θ montre une croissance de type (00l), c'est-à-dire suivant l'axe c perpendiculaire au plan de la couche. Le diagramme en mode φ-scan présente quatre pics séparés de 90°, caractéristiques d'une symétrie d'ordre 4, et donc, d'une épitaxie.

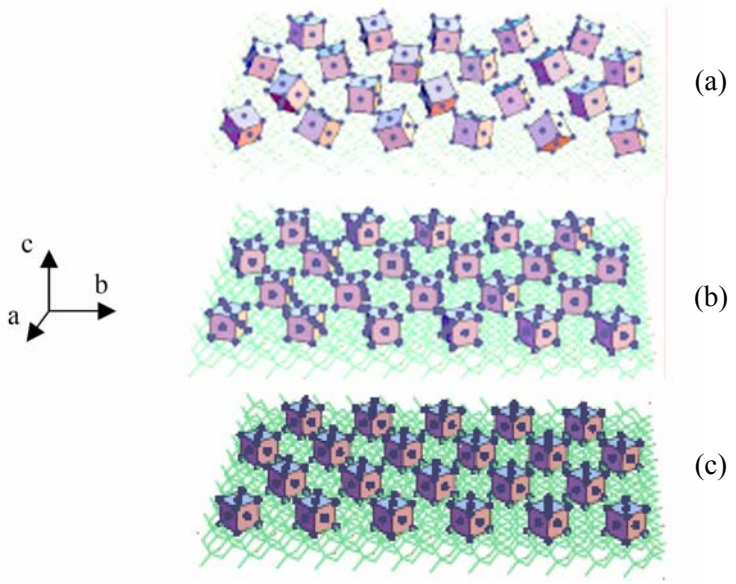


Fig. II.12. Différents types de croissance pour une couche mince :
(a) aléatoire, (b) texturée et (c) épitaxiale.

Les diagrammes de DRX en mode « Rocking-curve », ou Δω, permettent de mesurer la mosaïcité des couches. Cette grandeur correspond à la dispersion angulaire des grains autour de l'axe de croissance et est une donnée complémentaire pour juger de la qualité de croissance des films minces. De façon schématique, plus cette valeur sera faible, plus la microstructure de la couche sera ordonnée.

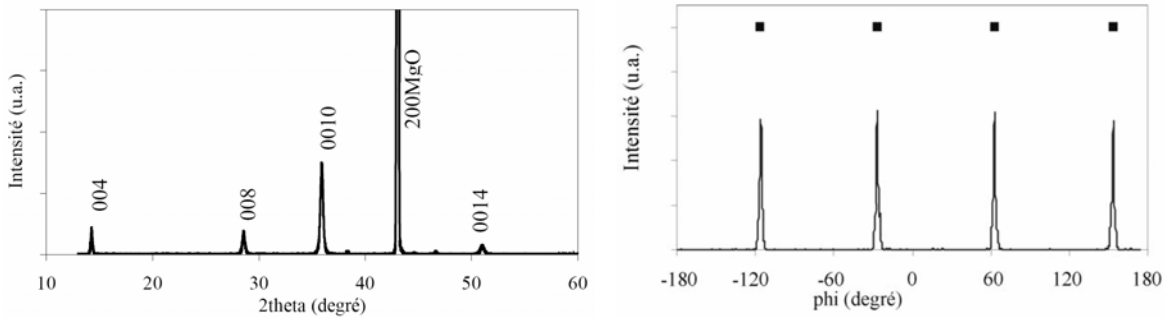


Fig. II.13. Diagramme de diffraction des rayons X d'une couche de SBN déposée sur MgO en mode θ-2θ (à gauche) et en mode φ-scan (à droite).

II.3.2.3. Observation microscopique

Le Microscope Electronique à Balayage (MEB) permet d'observer la morphologie des films avec une très forte résolution. On peut ainsi déterminer la taille des grains qui constituent la couche mince et vérifier, par des observations visuelles, les orientations déterminées par DRX. La figure II.14 semble par exemple confirmer la croissance épitaxiale d'une couche de KTN sur LAO par l'orientation régulière des grains dans le plan. Cet appareil est également utilisé pour vérifier les épaisseurs des couches minces par l'observation de la tranche des hétérostructures.

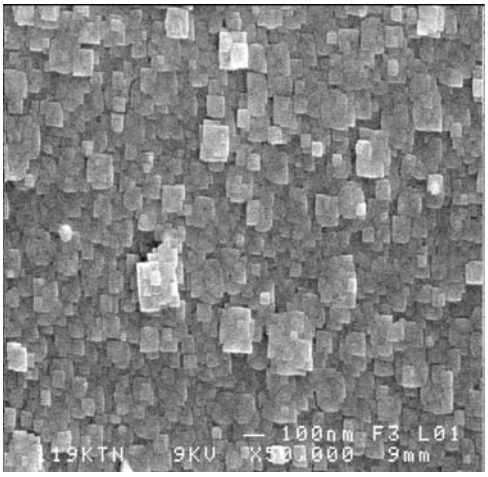


Fig. II.14. Observation MEB d'une couche de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposée sur substrat de LAO.

Parallèlement, un microscope optique relié à un ordinateur nous a permis d'observer la structure des films à plus grande échelle et a aussi été utilisé pour réaliser des photographies des dispositifs. Ce contrôle simple et peu coûteux en temps nous a permis de détecter des problèmes de ségrégations des films qui peuvent passer inaperçus au MEB. En effet, lors des premiers tests de dépôt de KTN sur MgO, une morphologie hétérogène constituée d'îlots séparés par une dizaine de microns a pu être observée (Fig. II.15) alors que les analyses plus précises n'avaient pas mis en évidence la

présence de ces craquelures [II.9]. Ces observations ont permis de comprendre des résultats décevants en terme d'agilité. Par la suite, les conditions de dépôt ont été modifiées de façon à éviter ce phénomène.

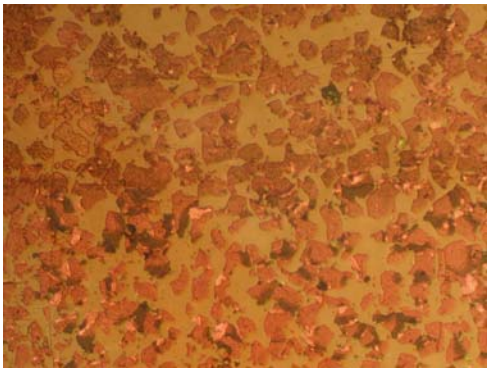


Fig. II.15. Photographie d'une couche de KTN déposée sur MgO montrant une ségrégation du film ferroélectrique [II.9].

II.3.3. Propriétés structurales des films KTN sur différents substrats

Plusieurs substrats différents ont été testés pour la croissance de KTN. Le choix de ces substrats résulte d'un compromis. En effet, l'objectif est de combiner une bonne qualité de croissance de KTN à des propriétés du substrat compatibles avec des applications hyperfréquences. Le substrat de $SrTiO_3$, qui permet d'obtenir des couches minces de très bonne qualité, a dû être écarté en raison d'une permittivité trop importante ($\varepsilon_r = 277$) minimisant l'influence de la couche ferroélectrique. Finalement, quatre substrats ont été retenus pour l'étude des propriétés hautes fréquences de KTN : alumine (Al_2O_3), oxyde de magnésium (MgO), saphir (Al_2O_3 monocristallin), aluminate de lanthane ($LaAlO_3$).

Dans les parties suivantes, la microstructure de KTN obtenue pour chaque substrat de dépôt est détaillée et commentée. Puis, un bilan récapitulatif est présenté ; ces résultats permettront par la suite de mieux comprendre les résultats de mesure obtenus en hyperfréquence.

II.3.3.1. Croissance des films KTN sur alumine

L'alumine frittée est un substrat couramment utilisé pour des applications hyperfréquences. En effet, il allie des pertes faibles ($\sim 2.10^{-3}$) et une permittivité modérée (9,6 à 9,9) pour un coût très modeste. L'alumine est disponible en différentes épaisseurs (254 µm, 380 µm, 508 µm et 635 µm). Ces propriétés en font un des substrats préférés des industriels pour les applications grand public, mais aussi pour le secteur spatial.

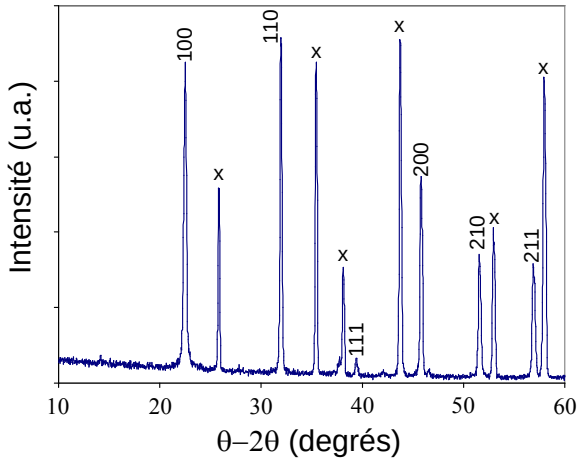


Fig. II.16. Diagramme de DRX en mode θ-2θ d'une couche mince de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposée sur alumine ; les pics notés x correspondent au substrat d'alumine.

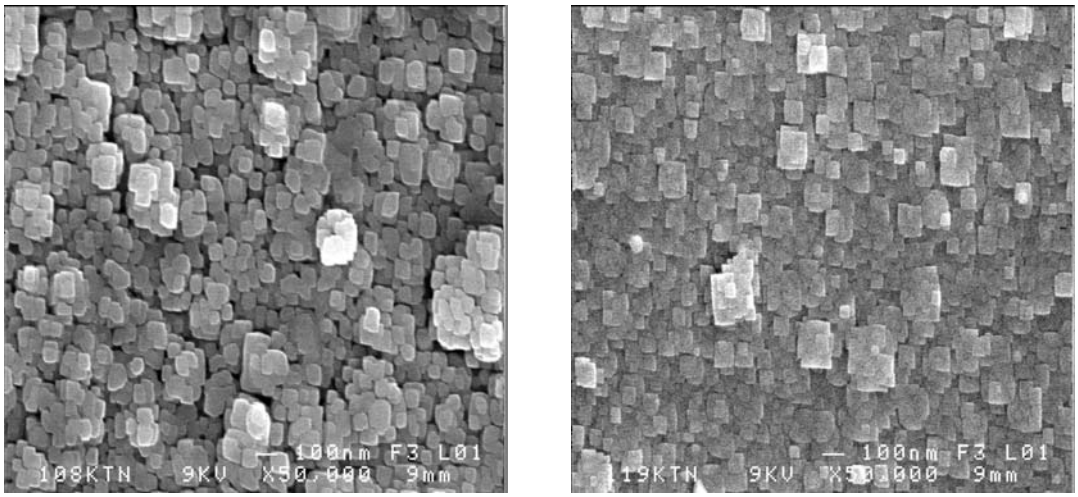
Le procédé de fabrication de ces céramiques donne lieu à des substrats de type polycristallin. Les analyses par diffraction des rayons X ont montré que ce substrat est propice à la croissance de couches minces KTN monophasées sans orientation privilégiée. La présence de nombreux pics sur le diagramme de DRX présenté en figure II.16 révèle ainsi une microstructure constituée de grains orientés aléatoirement suivant les trois directions de l'espace.

II.3.3.2. Croissance des films KTN sur MgO

Les substrats d'oxyde de magnésium sont couramment utilisés pour les dépôts de couches minces ferroélectriques amenées à être utilisées pour la réalisation de dispositifs hautes fréquences. En effet, ce substrat monocristallin présente des propriétés diélectriques compatibles avec des applications hyperfréquences ($\varepsilon_r = 9,7$ et $\tan\delta = 9.10^{-4}$).

La croissance de KTN sur MgO donne lieu à des couches minces épitaxiées de très bonne qualité. Ces couches sont constituées de grains ordonnés, à la fois dans le plan et hors plan, dont les tailles sont comprises entre 50 et 100 nm (Figure II.17).

Les contraintes exercées par le substrat sur le film sont aussi un paramètre important à prendre en compte. Ces contraintes proviennent des différences entre les paramètres de maille du matériau déposé et ceux du substrat d'accueil. Ainsi, la maille cristalline de MgO est de type cubique avec une longueur d'arête de 4,21 Å ($4,21.10^{-10}$ m). La maille plus petite de KTN conduit à un désaccord de maille de -5,6% [II.30]. Ce désaccord de maille entraîne des contraintes de nature extensive sur le film, certainement en partie à l'origine des craquelures parfois observées sur ce type de films (*cf.* Figure II.15). Nous verrons par la suite que les contraintes ne doivent pas être négligées car elles peuvent entraîner des variations importantes de la température de Curie, et donc, des propriétés diélectriques.



(a) *(b)*

Fig. II.17. Observation au MEB d'une couche de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposée sur MgO (a) et déposée sur LAO (b).

II.3.3.3. Croissance des films KTN sur LAO

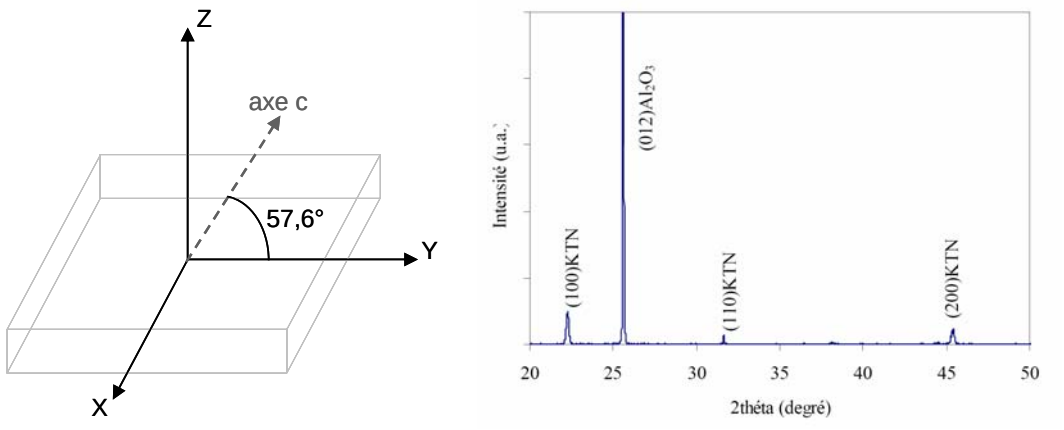
L'aluminate de lanthane ($LaAlO_3$ ou LAO) est, à l'image de MgO, un substrat fréquemment utilisé pour l'étude de la croissance des couches minces d'oxydes ferroélectriques. Il présente une permittivité relativement élevée (24,5) mais de très faibles pertes (6.10^{-5}). Son coût est aussi nettement plus élevé que celui d'un substrat de MgO.

Ce monocristal de structure rhomboédrique entraîne une croissance épitaxiale de KTN, de même nature que dans le cas du MgO mais légèrement plus dense et ordonnée (Figure II.17). Par contre, le désaccord de maille entre LAO et KTN (+4,9%) donne lieu à des contraintes de type compressive opposées en sens à celles exercées par MgO sur les films de KTN. Nous verrons plus tard que ces contraintes différentes peuvent entraîner des comportements diélectriques totalement dissemblables malgré des microstructures très similaires.

II.3.3.4. Croissance des films KTN sur saphir-R

Le saphir est un substrat monocristallin d'alumine de composition chimique Al_2O_3. De part des pertes extrêmement faibles, il est un substrat extrêmement intéressant pour les applications hyperfréquences. Sa structure hexagonale génère une anisotropie au niveau de ses propriétés diélectriques. Ainsi, il est caractérisé par des permittivités parallèles et perpendiculaires à son axe c. Le saphir coupé R possède un axe c orienté à 57,6° par rapport au plan du substrat (Figure II.18). Ses propriétés diélectriques hautes fréquences (10 GHz, 77 K) sont les suivantes : $\varepsilon_{//} = 11,5$; $\varepsilon_{\perp} = 9,4$; $\tan\delta_{//} = 3.10^{-8}$; $\tan\delta_{\perp} = 8,6.10^{-8}$ [II.40].

La croissance de KTN sur saphir est plus complexe que celles observées pour les deux autres substrats monocristallins étudiés ($LaAlO_3$ et MgO). En effet, sa structure est composée d'un mélange de grains orientés suivant l'axe de croissance mais désorientés dans le plan de la couche. Cette structure est attestée par le diagramme de DRX présenté en figure II.18 montrant la présence d'une orientation majoritaire de type (100) mais aussi la présence d'une orientation minoritaire de type (110). Comme dans les cas précédents, aucune trace de la phase secondaire de type pyrochlore n'est décelée. Les observations au MEB ont permis d'observer des grains de dimensions très similaires à ceux de KTN déposé sur MgO ou LAO.



(a) *(b)*

Fig. II.18. Orientation de l'axe c d'un substrat de Saphir-R (a) et diagramme de DRX en mode θ-2θ d'une couche mince de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposée sur saphir-R (b).

II.3.3.5. Synthèse des différents types de croissance obtenus

Le tableau II.4 résume les différents types de croissance de KTN observés sur les 4 substrats étudiés lors de cette thèse. Nous verrons dans le chapitre III à quel point la microstructure des films influence leurs propriétés diélectriques.

Substrat	Propriétés diélectriques du substrat	Croissance du film KTN
Alumine (Al_2O_3)	Polycristallin $\varepsilon_r = 9,9$ $\tan\delta = 2.10^{-3}$	Aléatoire
Oxyde de Magnésium (MgO)	Monocristallin cubique $\varepsilon_r = 9,7$ $\tan\delta = 9.10^{-4}$	Epitaxiale (Désaccord de maille = -5,6%)
Aluminate de Lanthane ($LaAlO_3$)	Monocristallin rhomboédrique $\varepsilon_r = 24,5$ $\tan\delta = 6.10^{-5}$	Epitaxiale (Désaccord de maille = +4,9%)
saphir-R (Al_2O_3)	Monocristallin hexagonale $\varepsilon_{//\,c} = 11,5$; $\varepsilon_{\perp\,c} = 9,4$ $8,6.10^{-8} < \tan\delta < 3.10^{-8}$ *	Texturée

* à 10 GHz et 77 K

Tableau II.4. Synthèse des propriétés diélectriques et des différents types de croissance de KTN sur alumine, MgO, LAO et saphir.

II.4. Utilisation des couches minces ferroélectriques pour des applications d'agilité hautes fréquences

Les parties précédentes ont présenté les principales caractéristiques physico-chimiques et diélectriques des ferroélectriques en général, et plus particulièrement, des matériaux KTN qui nous intéressent dans ce mémoire. Cette partie a pour but de montrer comment ces propriétés peuvent être exploitées pour la réalisation de dispositifs accordables aux fréquences micro-ondes.

Un premier point vient montrer les avantages présentés par les couches minces ferroélectriques pour ce type d'applications. Puis, un état de l'art des performances de dispositifs hyperfréquences utilisant des ferroélectriques est présenté. Nous partons des dispositifs les plus simples (capacité) qui permettent souvent de juger de la qualité des couches, avant de présenter des circuits plus complexes (déphaseur, filtre, antenne, coupleur, ...). L'essentiel de cet état de l'art concerne les matériaux BST qui constituent, à eux seuls, la grande majorité des études sur les dispositifs hyperfréquences accordables utilisant des ferroélectriques.

II.4.1. Intérêt de l'utilisation des ferroélectriques pour la reconfigurabilité

De part leurs propriétés particulières, les matériaux ferroélectriques ont suscité un vif intérêt dans le domaine de la reconfigurabilité. En premier lieu, leur permittivité est sensible à l'action d'un champ électrique et varie dans de grandes proportions. Contrairement à des matériaux à commande mécanique ou magnétique, la commande électrique ne nécessite que peu de modifications des dispositifs, notamment pour les technologies planaires. La difficulté consiste principalement à intégrer les systèmes de polarisation en introduisant le moins de pertes possible ; pour ce faire, différentes techniques, basées par exemple sur l'utilisation de stubs papillons, peuvent être utilisées.

Par le passé, les ferroélectriques ont été beaucoup étudiés sous forme de monocristaux ou de céramiques. Ces travaux ont permis d'approfondir les connaissances de leurs mécanismes physiques et de modéliser leur comportement. Cependant, les matériaux ferroélectriques sous ces formes ne semblent pas pouvoir répondre au fort degré d'intégration exigé aujourd'hui, et par conséquent, concurrencer des technologies telles que les MEMS ou les composants actifs. Les couches minces ferroélectriques semblent plus armées pour faire face au haut degré d'exigence actuel dans ce secteur. Les progrès récents au niveau des dépôts permettent désormais de disposer de films ferroélectriques à forte permittivité, avec des pertes limitées et présentant de fort taux d'agilité. Outre le potentiel d'intégration, l'utilisation des ferroélectriques sous forme de couches minces permet une diminution des tensions de commande (principalement pour les structures multicouches).

Le développement de nouvelles techniques de dépôt permet aujourd'hui d'avoir des couches minces ferroélectriques de bonne qualité pour un prix très raisonnable. En effet, la mise au point des techniques chimiques permet aujourd'hui de synthétiser des films ferroélectriques avec un matériel très faible coût, au contraire des techniques physiques qui nécessitent souvent des appareils plus coûteux. Pour l'instant, les industriels restent un peu frileux vis-à-vis des techniques chimiques. Cependant, sous réserve de produire des films ayant des performances électriques équivalentes à ceux déposés par voie physique, ces techniques possèdent les atouts économiques pour convaincre à terme les industriels de les intégrer au sein de leurs chaînes de fabrication.

Le temps de réponse des matériaux ferroélectriques constitue aussi un avantage non négligeable. Différentes mesures de ce temps de réponse ont montré qu'il n'excédait pas la nanoseconde mais qu'il dépendait aussi fortement de la qualité cristalline de la couche mince (dosage de l'oxygène) [II.41], [II.42]. Ce faible temps de réponse ouvre la voie à tout type d'applications, notamment au niveau des systèmes temps réel.

Enfin, les très fortes permittivités des matériaux ferroélectriques permettent de réduire fortement la taille des dispositifs. En effet, dans le domaine des hyperfréquences les dimensions des différents éléments sont souvent proportionnelles à la longueur d'onde guidée. L'utilisation de matériaux ferroélectriques permet d'augmenter de façon importante la permittivité effective du milieu, et donc, de réduire la longueur d'onde guidée de la structure. L'inconvénient majeur peut alors provenir de la forte capacité parallèle induite par le ferroélectrique rendant difficile la réalisation d'impédances élevées.

Ces nombreux avantages sont contrebalancés par deux principaux inconvénients. Les ferroélectriques nécessitent tout d'abord des champs relativement importants pour fournir des taux d'agilité intéressants. Pour appliquer de tels champs électriques, trois solutions peuvent être envisagées : (1) l'utilisation d'une technologie à très forte résolution, (2) l'utilisation de structures multicouches ou (3) l'application de fortes tensions. La deuxième solution a été, dans un premier temps, envisagée mais des problèmes d'interdiffusion entre les électrodes et le film ferroélectrique nous ont contraints à abandonner cette voie. Ne disposant pas, sur place au laboratoire, d'une technologie permettant de réaliser des gaps inférieurs à 20 µm, nous avons dû opter pour une solution « forte tension » qui n'est pas viable commercialement mais qui nous a néanmoins permis de juger du potentiel des matériaux KTN pour des applications d'agilité.

Le deuxième inconvénient majeur des matériaux ferroélectriques provient de leurs fortes pertes diélectriques. Ces pertes sont en général supérieures d'un facteur 10 par rapport à celles observées pour les mêmes matériaux sous forme de monocristaux [II.3]. De nombreux facteurs sont à l'origine de cette différence : des contraintes exercées sur le film par le substrat, des lacunes d'oxygène et/ou d'un élément volatil, la présence de défauts, ... Les progrès des dépôts de couches

minces permettent aujourd'hui de limiter les pertes à des niveaux raisonnables mais des efforts doivent encore être fournis dans ce domaine.

Le graphique de la figure II.19 présente le bilan des avantages et inconvénients des couches minces ferroélectriques en vue de la conception de dispositifs hyperfréquences accordables. Le nombre important de points positifs justifie pleinement les recherches actives autour de ces matériaux sous réserve que les inconvénients majeurs puissent être minimisés par des progrès technologiques.

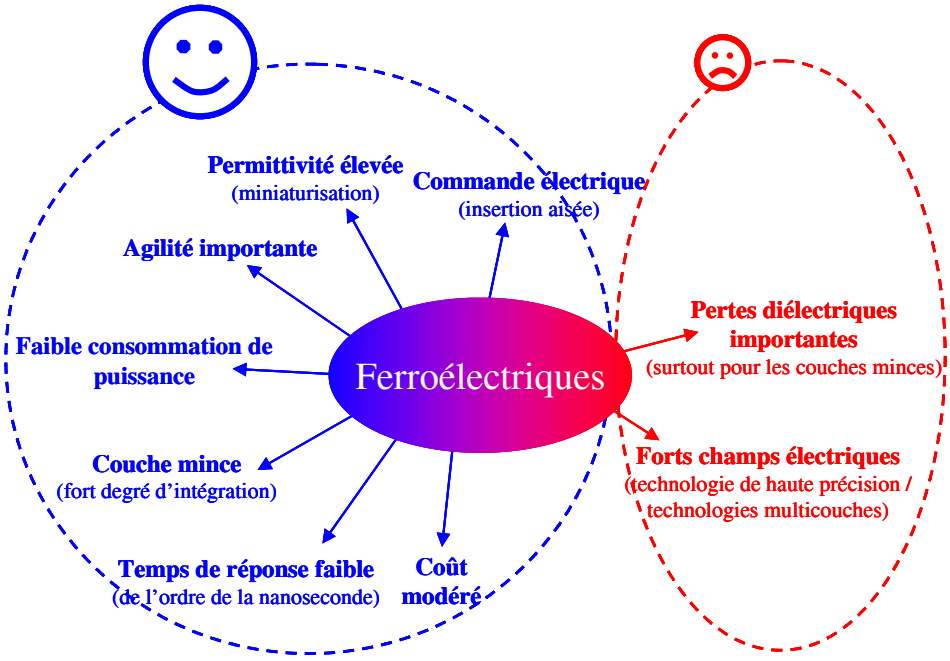


Fig. II. 19. Synthèse des avantages et inconvénients des ferroélectriques pour des applications d'agilité.

II.4.2. Etat de l'art des dispositifs agiles utilisant des matériaux ferroélectriques

Dans cette partie, les résultats obtenus sur diverses fonctions (capacité, filtre, antenne, déphaseur, ...) associant des ferroélectriques à une structure passive classique sont présentés. Il n'est pas envisageable de recenser ici l'ensemble des dispositifs utilisant des matériaux ferroélectriques tant la littérature sur ce sujet est riche. Cependant, l'objectif est de rassembler les meilleurs résultats atteints pour chaque type de circuit, dans l'état actuel de nos recherches.

II.4.2.1. Capacités variables

La capacité variable constitue un des éléments de base des circuits hyperfréquences agiles et permet de caractériser aisément les performances des films utilisés. Pour des fréquences inférieures à 10 GHz, les varactors à base de matériaux ferroélectriques concurrencent difficilement les capacités variables à base de semi-conducteurs en terme de pertes mais conservent tout de même certains

avantages (coût, consommation de puissance, ...). Pour des fréquences supérieures, le compromis agilité/pertes semble plus intéressant que celui présenté par les diodes varactors ou les diodes PIN.

Comme précisé précédemment, les composés BST regroupent, à ce jour, la majorité des travaux effectués sur les matériaux ferroélectriques. Les performances obtenues sont diverses puisqu'elles dépendent de nombreux paramètres (méthodes et conditions de dépôt, substrat utilisé, fréquence d'utilisation, amplitude du champ électrique de commande). Le tableau II.5 résume les principales performances obtenues sur des capacités variables ferroélectriques dans des conditions proches de nos travaux : matériaux sous forme de couches minces, mesure à température ambiante. La valeur d'agilité déterminée par le biais de la capacité est définie par l'équation II.3 suivante :

$$Agilité\ (\%) = \frac{C_{0V} - C_{\max V}}{C_{0V}} \times 100 \qquad \textbf{Eq. II.3.}$$

Le facteur de qualité, qui représente le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie dissipée dans la capacité, est généralement définie par la formule II.4 où Z_{11} est l'impédance d'entrée calculée à partir des paramètres S mesurés de la structure.

$$Q = \frac{im\left(Z_{11}\right)}{real\left(Z_{11}\right)} \qquad \textbf{Eq. II.4.}$$

Matériau	Type de capacité	Electrode - Substrat	Fréquence (GHz)	Valeur de la capacité (pF)	Agilité (%)	Champ électrique (kV/cm)	Facteur de qualité	[Référence] Pays
$Ba_{0.25}Sr_{0.75}TiO_3$	Plaques parallèles	Pt et Pt/Au/Pt - SiO_2/Si	5 - 40	2,2	> 40	833	> 50	[II.43] Suède
$Ba_{0.2}Sr_{0.8}TiO_3$	Plaques parallèles	Pt - Saphir	20	-	50	887	30	[II.44] USA
BST	Plaques parallèles	Pt - HR-Si	30	-	54.5	1333	10	[II.45] USA
$Ba_{0.3}Sr_{0.7}TiO_3$	Capacité gap (5µm)	Cu - Alumine	1-30	0,5 - 1	50	600	-	[II.46] Russie
$Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$	Capacité interdigitée (1 µm)	Au/Cr/Au - Saphir	22	0,07-0,13	50	400	-	[II.47] France
$Ba_{0,75}Sr_{0,25}TiO_3$	Capacité interdigitée (3 µm)	Cu/Cr	26	0,6	40	116	30	[II.48] USA
$Ba_{0,6}Sr_{0,4}TiO_3$	Capacité interdigitée (4 µm)	Au/Cu/Cr	2,5	4,75	64	200	-	[II.49]

Tableau II.5. Synthèse des performances obtenues sur des capacités ferroélectriques.

Des taux d'agilités très intéressants, de l'ordre de 50% ou plus, sont obtenues jusqu'à plusieurs dizaines de GHz, que ce soit sur des structures planaires ou sur des capacités multi-niveaux.

Les champs électriques nécessaires à l'obtention de tels taux d'agilité sont de l'ordre de quelques centaines de kV/cm. Si de telles amplitudes de champs sont aisément atteintes sur des capacités à plaques parallèles, cela nécessite en technologie planaire des résolutions très fortes (1-5 µm) ou des tensions élevées (plusieurs centaines de volts). D'une manière générale, les facteurs de qualité commencent aujourd'hui à devenir intéressants à ces fréquences grâce aux efforts importants accomplis au niveau des procédés de fabrication de ces varactors qui ont permis de diminuer fortement les pertes dans les couches minces.

II.4.2.2. Déphaseurs reconfigurables

Les déphaseurs sont les dispositifs utilisant des ferroélectriques qui regroupent le plus d'études, et peut-être aussi les résultats les plus intéressants. La qualité d'un déphaseur agile est en général jugée sur la valeur de son facteur de mérite (Figure of Merit : FoM), défini dans l'équation II.5. Cette grandeur est en fait le rapport entre le déphasage relatif obtenu sous l'action d'un champ électrique et les pertes d'insertion du déphaseur. Cependant, le FoM ne tient pas compte de plusieurs critères importants tels que l'encombrement ou les valeurs de tension appliquée et ne doit donc pas constituer l'unique point de comparaison entre les déphaseurs accordables.

$$FoM\left(\circ / dB\right) = \frac{Déphasage\ relatif}{Pertes\ d'insertion} \qquad \textbf{Eq. II.5.}$$

Un des premiers résultats significatifs a été obtenu en 2002 par l'équipe de l'université de Californie à Santa Barbara sur un déphaseur en bande X utilisant des capacités BST à plaques parallèles [II.50]-[II.51]. La structure utilisée est une ligne coplanaire à forte impédance périodiquement chargée par des capacités variables. Bien qu'utilisant une structure classique, ce déphaseur a démontré des performances record avec un facteur de mérite de 93°/dB à une fréquence de 6,3 GHz pour une tension de commande de 17,5 V.

Une topologie assez similaire a été utilisée au laboratoire LEMCEL de Calais pour réaliser un déphaseur avec des couches minces de $Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$ déposées par sol-gel (Figure II.20) [II.52]. Ce dispositif a démontré des performances encore jamais atteintes pour des couches minces déposées par sol-gel à de si hautes fréquences : 310° de déphasage pour des pertes d'insertion de 3,6 dB soit un FoM de 85°/dB à 30 GHz pour 35 V.

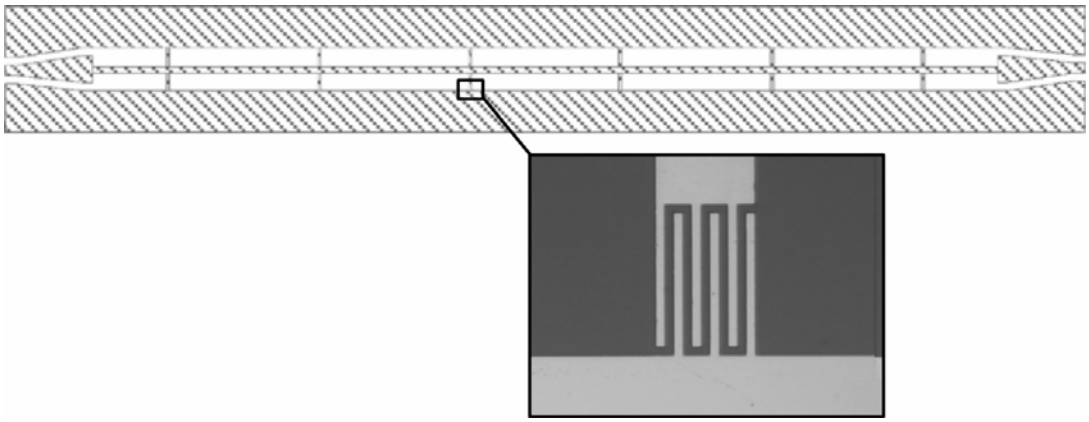
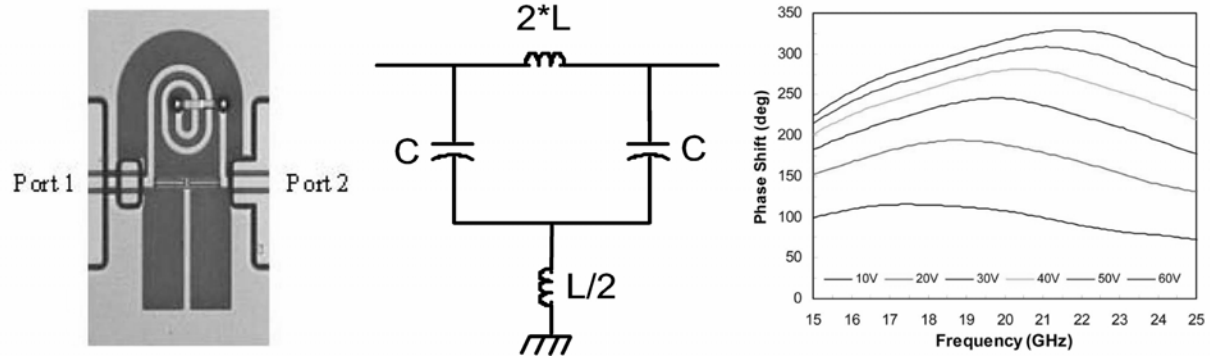


Fig. II.20. Masque du déphaseur réalisé au LEMCEL (7 mm x 1 mm) et observation optique d'une capacité interdigitée de charge [II.52].

D'autres topologies, plus compactes, ont permis de mettre en évidence la flexibilité des couches minces ferroélectriques pour la réalisation de déphaseurs hautes fréquences. L'équipe du Georgia Institute of Technology a ainsi réalisé un déphaseur utilisant des réseaux passe-tout à partir de capacités interdigitées BST [II.53]. Des déphasages importants (environ 255°) associés à des pertes relativement faibles (3,35 dB) ont été mesurés à 2,55 GHz sur une surface très réduite (11,2 mm^2) pour cette gamme de fréquence. Le FoM résultant est de 76°/dB pour une tension de commande de 140 V.



(a) *(b)* *(c)*

Fig. II.21. Cellule élémentaire (a), schéma équivalent (b) et déphasage mesuré en fonction de la fréquence pour un déphaseur 20 GHz (c) [II.54].

Très récemment, la société nGimat a réalisé des déphaseurs de dimensions très réduites présentant des performances très intéressantes à 20 et 30 GHz [II.54]. La cellule élémentaire de ces déphaseurs, basée sur l'utilisation d'une structure de type passe-tout, est présentée en figure II.21. Pour réaliser les dispositifs finaux et obtenir des déphasages supérieurs à 300°, trois cellules de ce type ont été cascadées pour des surfaces respectives de 1,25 mm^2 et de 1,2 mm^2 à 20 et 30 GHz. Un déphasage maximal de 330° a été obtenu à 21,7 GHz sur une telle structure (Fig. II.21). Le FoM

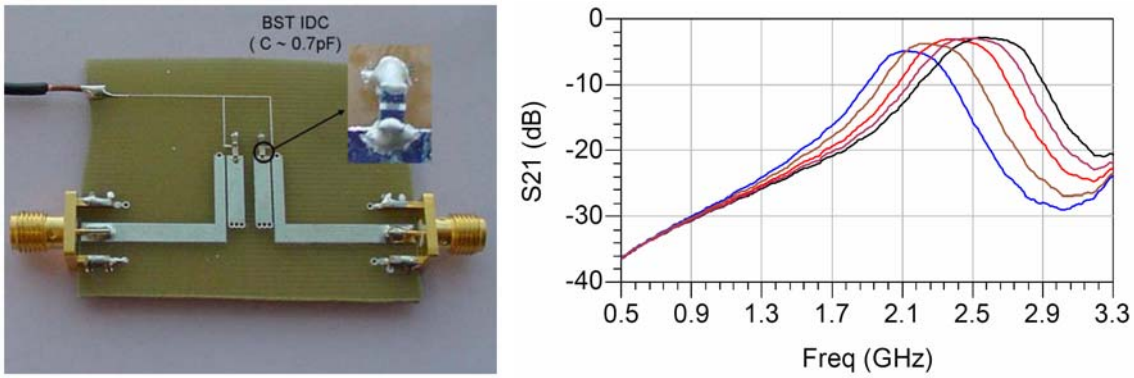
résultant est de 54°/dB, ce qui place ce déphaseur parmi les plus performants obtenus en terme de compromis agilité/pertes/surface.

II.4.2.3. Filtres agiles

Les filtres accordables à base de couches minces ferroélectriques ont fait l'objet d'un assez grand nombre de publications. Historiquement, un des premiers filtres agiles utilisant des films BST et présentant des performances prometteuses fut réalisé par des équipes des universités de Saint Petersburg et du Colorado en 1998 [II.55]. Ce filtre, associant des capacités BST à une structure passive, a démontré une agilité de 9% dans la bande 19-22 GHz. Ces pertes sont inférieures à 3,5 dB à la fréquence de résonance pour une bande passante de 3,5%. Ces performances remarquables ont été obtenues grâce à la bonne qualité des varactors utilisés.

A plus basse fréquence, de très bonnes performances ont été obtenues sur un filtre passe-bande d'ordre 3 réalisé en éléments localisés [II.56]. Sur ce filtre, une tension de 6 V suffit à modifier la fréquence centrale de 57% (176-276 MHz). Les pertes d'insertion restent constantes autour de 3 dB. Ces très bonnes performances sont toutefois à mettre en relation avec la faible fréquence de travail et la bande passante relative assez large (environ 35%) de ce filtre.

Plus récemment, un filtre combline d'ordre 2 chargé par des capacités interdigitées utilisant du BST a permis d'obtenir des variations de 22% sur la fréquence centrale dans la bande 2,1-2,7 GHz (Fig. II.22) [II.57]. Ces variations ont été obtenues pour une tension de commande de 130 V.

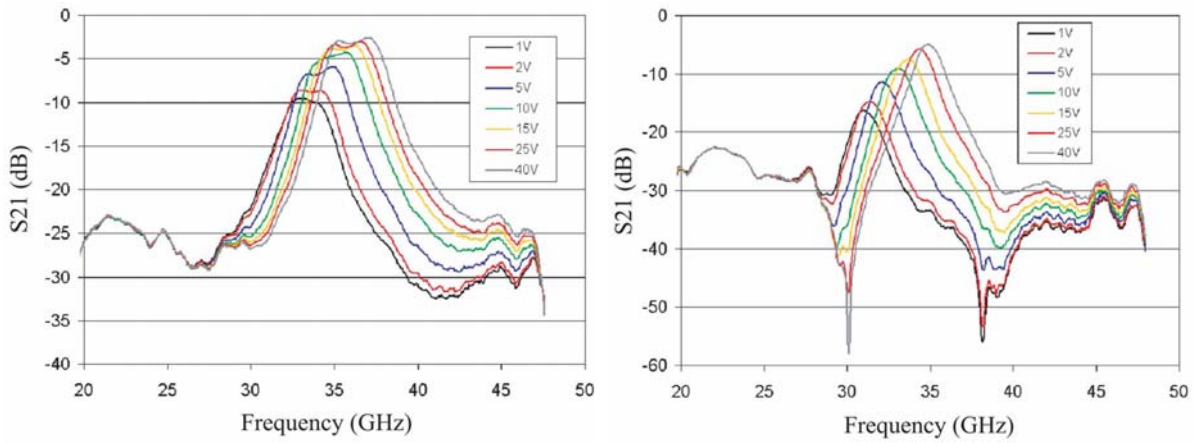


(a) *(b)*

Fig. II.22. Photographie du filtre combline d'ordre 2 (a) et réponse en transmission mesurée (b) [II.57].

Aujourd'hui la tendance est à une montée en fréquence des filtres bien que les performances des films ferroélectriques ne soient pas encore au rendez-vous au-delà de quelques dizaines de GHz. Un exemple de filtre en bande Ka a été réalisé par une équipe du Georgia Institue of Technology associé à la société nGimat [II.58]. Ce filtre, utilisant des résonateurs λg/2 couplés à leurs extrémités,

combine l'utilisation de capacités ferroélectriques pour modifier la fréquence centrale et de MEMS pour switcher d'une bande passante large à une bande étroite. L'activation du MEMS inter-résonateurs permet ainsi de passer d'une bande passante relative de 4,8% à une bande de 9,6% pour un filtre à 2 pôles. Concernant la fréquence centrale, une tension de 40 V sur les capacités BST fait varier la fréquence de résonance du filtre d'environ 8% que ce soit en bande étroite ou en bande large (Figure II.23). Ce filtre constitue la première association de capacités ferroélectriques et de MEMS pour la réalisation d'un filtre passe-bande et, malgré des pertes encore trop élevées, ouvre la voie à de nouvelles pistes de recherche.



(a) *(b)*

Fig. II.23. Réponse en transmission d'un filtre associant MEMS et capacités BST dans l'état large bande (a) et dans l'état bande étroite (b) [II.58].

II.4.2.4. Autres dispositifs accordables

Bien que les capacités interdigitées, les déphaseurs et les filtres rassemblent à eux trois la grande majorité des travaux sur les dispositifs hyperfréquences accordables à base de ferroélectriques, d'autres démonstrateurs ont été réalisés afin de démontrer le potentiel élevé des couches minces pour l'accordabilité à hautes fréquences.

Quelques antennes ou réseaux d'antennes agiles ont été réalisés. L'utilisation des couches minces ferroélectriques sur le substrat d'accueil de la partie rayonnante semble avoir un potentiel limité. En effet, la forte permittivité et les fortes pertes de ces matériaux restreignent les niveaux de gains atteignables. Pourtant, une tentative de réalisation d'une antenne patch sur substrat BST/Si a démontré une agilité en fréquence de 25 MHz à 9,5 GHz pour une tension de 80 V [II.59]. Cependant, ce type de structure ne semble pas une solution d'avenir et les recherches s'orientent aujourd'hui vers de nouvelles pistes. La société Qortek a proposé une solution originale consistant à charger un réseau d'antennes patch par des capacités ferroélectriques variables (Figure II.24) [II.60]. Cette solution

permet d'obtenir des variations de fréquence de rayonnement de l'ordre de 15%, passant de 1,98 GHz à 2,28 GHz pour une tension de 60 V. Cependant, une forte diminution du gain (11 dB) a été observée par rapport à un réseau d'antenne « non agile » identique.

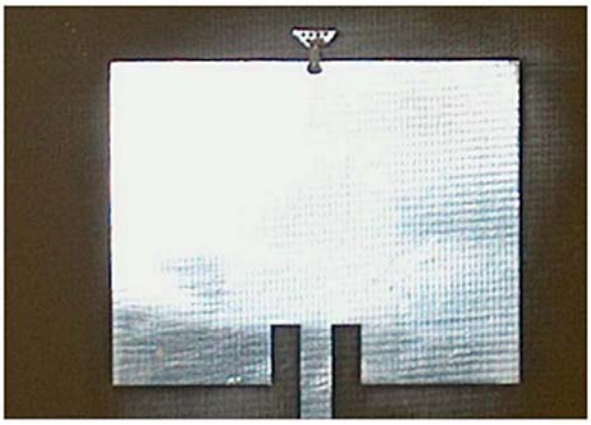


Fig. II.24. Antenne patch chargée par une capacité BST [II.60].

L'agilité fréquentielle des antennes semble être difficile à obtenir à partir de ferroélectriques. De ce fait, les recherches s'orientent aujourd'hui plutôt vers la reconfiguration spatiale du faisceau via l'utilisation de réseaux d'alimentation accordables. Le principe est alors de modifier la phase des signaux d'alimentation des différents éléments rayonnants afin de faire varier la direction du rayonnement global. Sur cette base, un réseau d'alimentation reconfigurable a été réalisé en bande Ku par une équipe de l'université de l'Arkansas [II.61]. Ce système comprend un diviseur de puissance, des déphaseurs à base de BST, des DC blocks et des transitions coplanaire-microruban permettant de passer du système d'alimentation aux antennes patchs (Figure II.24). Pour l'instant, le dépointage du faisceau n'est que de 10° pour une tension de 300 V mais un travail est en cours pour augmenter les déphasages relatifs des déphaseurs et ainsi, obtenir un balayage angulaire plus important.

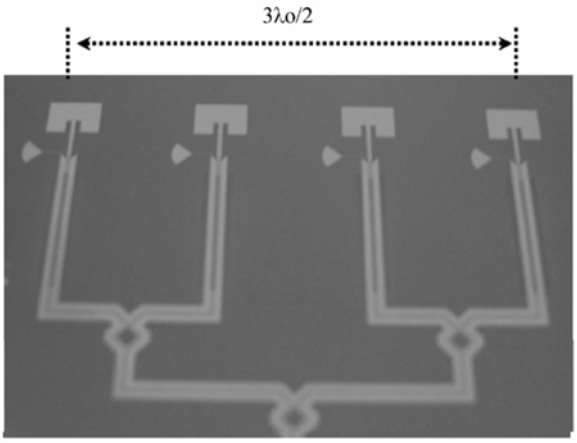


Fig. II.25. Système d'alimentation reconfigurable d'un réseau d'antennes patch [II.61].

Parmi les autres circuits à fort potentiel réalisés à partir de films ferroélectriques, on peut citer un diviseur de puissance permettant de faire varier l'amplitude des signaux de sortie de -3 à -35 dB autour de 9 GHz [II.62], un coupleur de Lange coplanaire en bande 1-4 GHz (Figure II.25) [II.63], une ligne à retard présentant une agilité de l'ordre de 10% sur le temps de groupe à 15 GHz [II.64] ou encore un modulateur de phase en réflexion pour des applications liées à la RFID [II.65].

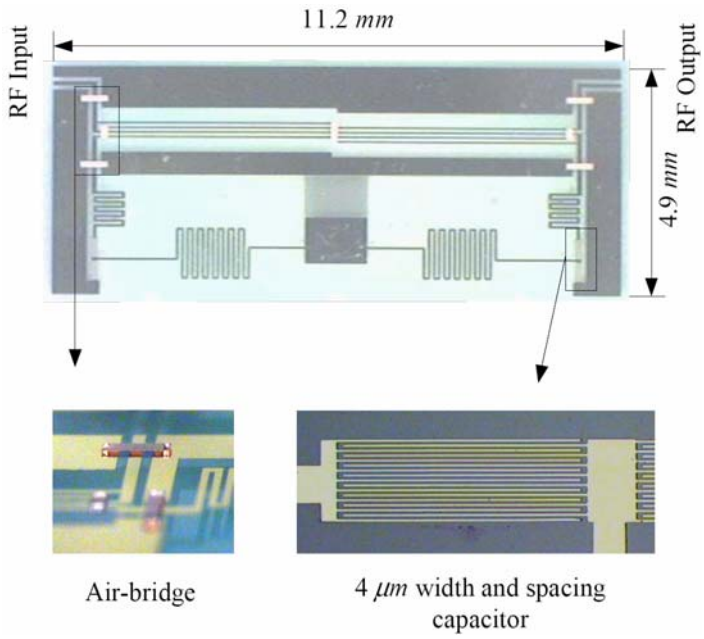


Fig. II.25. Coupleur de Lange accordable [II.63] réalisé à partir d'un film de BST.

D'une manière générale, les applications des ferroélectriques au niveau des dispositifs hautes fréquences agiles se diversifient fortement à l'image de l'intérêt porté depuis peu par les industriels sur les systèmes reconfigurables. Au vu des progrès récents obtenus sur les performances de ces dispositifs, les circuits accordables à base de films ferroélectriques ont le potentiel pour constituer les briques de base de la prochaine génération de systèmes multistandards.

Conclusion

Ce chapitre a permis de démontrer l'intérêt de la solution ferroélectrique pour les applications d'accordabilité. Jusqu'à présent, l'état de l'art en la matière concerne principalement les couches minces de BST pour lesquelles le compromis pertes/agilité semble le meilleur.

Démarrant l'activité ferroélectrique au sein du LEST en collaboration avec l'USC, notre choix s'est porté sur une autre famille de ferroélectrique, les KTN. D'après les études antérieures sur ce matériau, ses propriétés semblent pouvoir s'accorder avec les performances attendues pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences reconfigurables.

Des dépôts de couches minces KTN ont été réalisés à l'USC sur différents substrats. La microstructure de ces films est apparue comme étant extrêmement dépendante du substrat de dépôt choisi. Or, il est connu que cette dernière détermine fortement les propriétés diélectriques du matériau.

Dans le chapitre suivant, les propriétés diélectriques hautes fréquences des couches de KTN développées à l'USC seront étudiées ; pour cela, une méthode de caractérisation large bande a été développée. Nous verrons notamment à quel point la permittivité et les pertes d'un film KTN sont dépendantes du substrat de dépôt choisi. Les résultats de cette partie nous donneront également des premiers éléments de comparaison entre les propriétés hyperfréquences des films KTN actuellement développés à l'USC et celles des films BST plus couramment utilisés pour la réalisation de dispositifs agiles.

Bibliographie du chapitre II

[II.1] A.H. Meitzler, J.P. Dougherty, S.T. Liu, C.E. Land, M.A. Marcus, L.E. Cross, S.K. Kurtz, C.F. Pulvari, J.T. Cutchen, W.N. Lawless, A.M. Glass, I. Lefkowitz, G.H. Haertling, R.C. Pohanka, R.L. Holman, W.A. Smith, G.W. Taylor, *"IEEE Standard Definitions of Primary Ferroelectric Terms"*, **American National Standard**, Std 180, 1986.

[II.2] M. Gerl, J.P. Issi, *"Physique des matériaux"*, **Presses Polytechniques et Universitaires Romandes**, 1997.

[II.3] O.G. Vendik, E.K. Hollmann, A.B. Kozyrev, A.M. Prudan, *"Ferroelectric Tuning of Planar and Bulk Microwave Devices"*, **Journal of Superconductivity**, Vol. 12, n° 2, pp. 325-338, 1999.

[II.4] M. Blomqvist, *"Electro-Optical $Na_{0.5}K_{0.5}NbO_3$ Films"*, **Thèse de Doctorat en Physique des Matériaux Condensés**, Royal Institute of Technology de Stockholm, 2005.

[II.5] M.W. Cole, R.G. Geyer, *"Novel tunable acceptor doped BST thin films for high quality tunable microwave devices"*, **Revista Mexicana de Fisica**, Vol. 50, pp. 232-238, 2004.

[II.6] K.B. Chong, L.B. Kong, L. Chen, L. Yan, C.Y. Tan, T. Yang, C.K. Ong, T. Osipowicz, *"Improvement of dielectric loss tangent of Al_2O_3 doped $Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$ thin films for tunable microwave devices"*, **Journal of Applied Physics**, Vol. 95, n° 3, February 2004.

[II.7] J.Y. Ha, J.W. Choi, C.Y. Kang, J.S. Kim, S.J. Yoon, D.J. Choi, H.J. Kim, *"Improvement of dielectric loss of $(Ba,Sr)(Ti,Zr)O_3$ ferroelectrics for tunable devices"*, **Journal of the European Ceramic Society**, Vol. 27, n° 8-9, pp. 2747-2751, 2007.

[II.8] A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.F. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter, *"Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications"*, **Journal of Electroceramics**, Vol. 11, pp. 5-66, 2003.

[II.9] V. Laur, *"Etude de faisabilité de fonctions hyperfréquences agiles à partir de matériaux ferroélectriques"*, **Rapport de stage de D.E.A. en Sciences et Technologies des Télécommunications**, Université de Bretagne Occidentale, Juillet 2004.

[II.10] A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, V. Bouquet, A. Perrin, G. Tanné, F. Huret, J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, *"Ferroelectric Thin Films for Applications in High Frequency Range"*, **Ferroelectrics**, Vol. 316, pp. 7-12, 2005.

[II.11] A. Rousseau, G. Tanné, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Couches minces du matériau ferroélectrique $SrBi_2Nb_2O_9$: Applications aux dispositifs agiles en hyperfréquences"*, **Actes des 8èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux**, F4, La Rochelle, Mars 2004.

[II.12] V. Laur, A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, A. Perrin, R. Jézéquel, *"Dépôts de couches minces ferroélectriques (SBN et KNO) pour des applications micro-ondes"*, **Actes des 6èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Nantes, Septembre 2005.

[II.13] S. Triebwasser, *"Study of ferroelectric transitions of solid-solution single crystals of $KNbO_3$-$KTaO_3$"*, **Physical Review**, Vol. 114, pp. 63-71, 1959.

[II.14] D. Rytz, H.J. Scheel, *"Crystal growth of $KTa_xNb_{1-x}O_3$ ($0<x\leq 0.04$) solid solutions by a slow-cooling method"*, **Journal of Crystal Growth**, Vol. 59, pp. 468-484, 1982.

[II.15] O. Bidault, M. Maglione, *"Non-linearity Extremum in Niobium Doped Potassium Tantalate"*, **Journal de Physique I**, Vol. 7, pp. 543-552, Mars 1997.

[II.16] H. Khemakhem, J. Ravez, A. Daoud, *"Effect of DC and AC Bias Fields on the Dielectric and Ferroelectric Properties of a KTN Ceramic"*, **Phys. Stat. Sol.**, Vol. 161, pp. 557-564, 1997.

[II.17] C.B. DiAntonio, S.M. Pilgrim, *"Processing, Characterization, and Dielectric Studies on $K(Ta_{1-x}Nb_x)O3$ for Use at Cryogenic Temperatures"*, **Journal of the American Ceramic Society**, Vol. 84, n° 11, pp. 2547-2552, 2001.

[II.18] J. Venkatesh, V. Sherman, N. Setter, *"Synthesis and Dielectric Characterization of Potassium Niobate Tantalate Ceramics"*, **Journal of the American Ceramics Society**, Vol. 88, n° 12, pp. 3397-3404, 2005.

[II.19] H.G. Wu, S.M. Wang, Z.X. Xu, J. Fu, *"Fabrication and electrical properties of KTN multilayer thin films"*, **Materials Letters**, Vol. 57, pp. 2742-2745, 2003.

[II.20] J. Sigman, H.J. Bae, D.P. Norton, L.A. Boatner, *"Dielectric response of K(Ta,Nb)O3 thin films"*, **Applied Physics A**, Vol. 81, pp. 289-293, 2005.

[II.21] K. Suzuki, W. Sakamoto, T. Yogo, S.I. Hirano, *"Processing of Oriented K(Ta,Nb)O3 Films Using Chemical Solution Deposition"*, **Journal of the American Ceramic Society**, Vol. 82, n° 6, pp. 1463-1466, 1999.

[II.22] A. Nazeri, *"Crystallization of sol-gel deposited potassium-tantalate-niobate thin films on platinum"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 65, n° 3, pp. 295-297, 1994.

[II.23] A.C. Carter, J.S. Horwitz, D.B. Chrisey, J.M. Pond, S.W. Kirchoefer, W. Chang, *"Pulsed laser deposition of ferroelectric thin films for room temperature active microwave electronics"*, **Integrated Ferroelectrics**, Vol. 17, pp. 273-285, 1997.

[II.24] Y.A. Boikov, Z.G. Ivanov, A.L. Vassiliev, I. Pronin, E. Olsson, T. Claeson, *"Epitaxial heterostructures $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}/KTaO_3$ for microwave applications"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 67, n° 18, pp. 2708-2710, Octobre 1995.

[II.25] W. Chang, A.C. Carter, J.S. Horwitz, S.W. Kirchoefer, J.M. Pond, K.S. Grabowski, D.B. Chrisey, *"Dielectric and structural properties of (100) $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ films grown on MgO, $LaAlO_3$ and $SrTiO_3$ substrates by pulsed laser deposition"*, **Material Research Society Symposium Proc.**, Vol. 493, pp. 353-358, 1998.

[II.26] B.H. Hoerman, *"Dielectric Properties of Epitaxial Ferroelectric Thin Films"*, **Thèse de Doctorat en *Materials Science and Engineering***, Université de l'Illinois, Juin 2001.

[II.27] P. Dubernet, *"Céramiques ferroélectriques de type KTN : études diélectriques en larges gammes de fréquence et de température"*, **Thèse de Doctorat en Chimie du Solide, Science des Matériaux**, Université de Bordeaux I, Juillet 1997.

[II.28] B.H. Hoerman, *"Investigation of the Electro-Optic and Dielectric Properties of Epitaxial Ferroelectric Thin Films"*, **Thèse de Doctorat en Science des Matériaux et Ingénierie**, Université de l'Illinois, Juin 2001.

[II.29] D. Sommer, D. Friese, W. Kleemann, D. Rytz, *"Ferroelectric phase transitions and domain relaxation in $KTa_{1-x}Nb_xO_3$"*, **Ferroelectrics**, Vol. 124, pp. 231-236, Décembre 1991.

[II.30] A. Rousseau, *"Couches minces d'oxydes ferroélectriques pour les dispositifs agiles en hyperfréquences : croissance par ablation laser et caractérisations"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, n° d'ordre 3220, Octobre 2005.

[II.31] Z. Zhang, F. Yan, J. Zhu, C. Song, X. Chen, Y. Wang, *"Preparation and electric properties of $SrBi_2Ta_2O_9$ thin films by MOD method"*, **Thin Solid Films**, Vol. 375, pp. 176-179, 2000.

[II.32] B.H. Kim, D.K. Kang, *"Characteristics of ferroelectric $Sr_{0.7}Bi_{2.1}Ta_{2.0}O_9$ thin films grown by liquid delivery metal organic chemical vapor deposition process"*, **Thin Solid Films**, Vol. 492, pp. 140-145, 2005.

[II.33] C. Janot, B. Ilschner, *Traité des matériaux : Matériaux émergents*, **Presse Polytechniques et Universitaires Romandes**, 2001.

[II.34] A-G. Moussavou, *"Croissance de couches minces ferroélectriques : applications aux antennes et aux matériaux à bande interdite photonique"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Rennes I, soutenance prévue fin 2007.

[II.35] A-G. Moussavou, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, *"Structural characteristics of $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ ferroelectric thin films and applications to standard microwave transmission lines"*, **4th Franco-Ukrainian Meeting on Ferroelectricity – 7th Journées Couches minces Ferroélectriques**, Amiens, Novembre 2006.

[II.36] M. Péchini, **U.S. Patent**, n° 3.330697, 11 Juillet 1967.

[II.37] I.T. Weber, M. Garel, V. Bouquet, A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, E. Longo, A. Perrin, *"Preparation of $KNbO_3$ thin films onto alumina substrates by polymeric precursor method"*, **Thin Solid Films**, Vol. 493, pp. 139, 2005.

[II.38] I.T. Weber, A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, V. Bouquet, A. Perrin, *"Microstructure comparison between $KNbO_3$ thin films grown by polymeric precursors and PLD methods"*, **Solid State Science**, Vol. 7, pp. 1317, 2005.

[II.39] Quentin Simon, *"Nouveaux matériaux pour les télécommunications : synthèse de couches minces ferroélectriques à faibles pertes"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, soutenance prévue fin 2009.

[II.40] Crystal Gmbh : http://www.crystal-gmbh.com/seiten_engl/products/htsl-films.html#eal2o3

[II.41] J. Li, B. Nagaraj, H. Liang, W. Cao, C.H. Lee, R. Ramesh, *"Ultrafast polarization switching in thin-film ferroelectrics"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 84, n° 7, pp. 1174-1176, Février 2006.

[II.42] A. Gagarin, D. Kosmin, V. Osadchy, A. Prudan, T. Samoilova, A. Kozyrev, *"Residual polarization in paraphase BSTO structures and its impact on parameters of microwave devices"*, **Workshop on Ferroelectrically Tuneable Devices Proc.**, European Microwave Week, pp. 157-161, Octobre 2005.

[II.43] A. Vorobiev, P. Rundqvist K. Khamchane, S. Gevorgian, *"Silicon substrate integrated high-Q factor parallel-plate ferroelectric varactors for microwave/millimeterwave applications"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 83, n° 15, pp. 3144-3146, 2003.

[II.44] B. Acikel, Y. Liu, A.S. Nagra, T.R. Taylor, P.J. Hansen, J.S. Speck, R.A. York, *"Phase Shifter using (Ba,Sr)TiO3 thin films on Sapphire and Glass Substrates"*, **IEEE International Microwave Symposium**, pp. 1191-1194, paper WE4F-6, 2001.

[II.45] E.G. Erker, A.S. Nagra, Y. Liu, P. Periaswamy, T.R. Taylor, J. Speck, R.A. York, *"Monolithic Ka-Band Phase Shifter Using Voltage Tunable $BaSrTiO_3$ Parallel Plate Capacitors"*, **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, Vol. 10, n° 1, Janvier 2000.

[II.46] A.V. Tumarkin, S.V. Razumov, A.G. Gagarin, A.B. Kozyrev, *"Optimal microwave properties of thin BSTO films for high frequency applications"*, **33rd European Microwave Conference Proc.**, pp. 1315-1318, 2003.

[II.47] G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, G. Houzet, D. Lippens, J.C. Carru, *"A 360° BST Phase Shifter With Moderate Bias Voltage at 30 GHz"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, accepté pour publication.

[II.48] D. Ghosh, B. Laughlin, J. Nath, A.I. Kingon, M.B. Steer, J.P. Maria, *"Tunable high-quality-factor interdigitated (Ba, Sr)TiO_3 capacitors fabricated on low-cost substrates with copper metallization"*, **Thin Solid Films**, Vol. 496, pp. 669-673, 2006.

[II.49] D. Kim, Y. Choi, M.G. Allen, J. Stevenson Kenney and D. Kiesling, *"A wide bandwidth reflection-type phase shifter using a coplanar waveguide Lange coupler"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 50, n° 12, Décembre 2002.

[II.50] B. Acikel, T.R. Taylor, P.J. Hansen, J.S. Speck, R.A. York, *"A New X Band 180° High Performance Phase Shifter using (Ba,Sr)TiO_3 Thin Films"*, **IEEE International Microwave Symposium Proc.**, paper TH1D-1, pp. 1467-1469, 2002.

[II.51] B. Acikel, T.R. Taylor, P.J. Hansen, J.S. Speck, R.A. York, *"A New High Performance Phase Shifter using $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ Thin Films"*, **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Vol. 12, n° 7, Juillet 2002.

[II.52] G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, J.C. Carru, E. Delos, A. Marteau, D. Lippens, *"A 310°/3.6-dB K-Band Phaseshifter Using Paraelectric BST Thin Films"*, **IEEE Microwave and Wireless Components Letters**, Vol. 16, n° 2, February 2006.

[II.53] D. Kim, Y. Choi, M. Ahn, M.G. Allen, J.S. Kenney, P. Marry, *"2.4 GHz Continuously Variable Ferroelectric Phase Shifter Using All-Pass Networks"*, **IEEE Microwave and Wireless Components Letter**, Vol. 13, n° 10, October 2003.

[II.54] Z. Zhao, X. Wang, K. Choi, C. Lugo, A.T. Hunt, *"Ferroelectric Phase Shifter at 20 and 30 GHz"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, accepté pour publication.

[II.55] A. Kozyrev, A. Ivanov, G. Koepf, C. Mueller, D. Galt, T. Rivkin, *"Ferroelectric films : non-linear properties and applications in microwave devices"*, **IEEE International Microwave Symposium Digest**, Vol.2, June 1998.

[II.56] A. Tombak, J.P. Maria, F.T. Ayguavives, Z. Jin, G. Stauf, *"Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 51, n° 2, February 2003.

[II.57] J. Nath, W.M. Fathelbab, P.G. Lam, D. Ghosh, S. Aygün, K.G. Gard, J.P. Maria, A.I. Kingon, M.B. Steer, *"Discrete Barium Strontium Titanate (BST) Thin-Film Interdigital Varactors on Alumina: Design, Fabrication, Characterization and Applications"*, **IEEE International Microwave Symposium Dig.**, pp. 552-555, 2006.

[II.58] C. Lugo, G. Wang, J. Papapolymerou, Z. Zhao, X. Wang, A.T. Hunt, *"Frequency and Bandwidth Agile Millimeter-Wave Filter Using Ferroelectric Capacitors and MEMS Cantilevers"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 55, n° 2, Février 2007.

[II.59] RR. Romanofsky, *"Ferroelectric/Semiconductor Tunable Microstrip Patch Antenna Developed"*, **NASA Glenn's Research & Technology Reports**, Juin 2001.

[II.60] H.P. Shuch, *"Built from Unobtanium: an ATDM Multiband Reconfigurable Synthetic Aperture Radar Antenna"*, **6th Annual NASA Earth Science Technology Conference**, 2006.

[II.61] T.J. Taeksoo, H.Yoon, J.K. Abraham, V.K. Varadan, *"Ku-Band Antenna Array Feed Distribution Network With Ferroelectric Phase Shifters on Silicon"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 54, n° 3, Mars 2006.

[II.62] O. Soldatenkov, A. Ivanov, N. Samoilov, *"Controlled power divider on the basis of thin-film ferroelectric elements"*, **12th Int. Crimean Conference Microwave & Telecommunication Technology**, 2002.

[II.63] D. Kim, Y. Choi, M.G. Allen, J.S. Stevenson, D. Kiesling, *"A Wide Bandwidth Monolithic BST Reflection-Type Phase Shifter Using A Coplanar Waveguide Lange Coupler"*, **IEEE International Microwave Symposium Dig.**, paper TH1D-2, Vol. 3, pp. 1471-1474, 2002.

[II.64] D. Kuylenstierna, A. Vorobiev, P. Linner, S. Gevorgian, *"Ferroelectrically Tuneable Delay Lines"*, **European Microwave Conference**, pp. 157-160, 2004.

[II.65] P. Scheele, V. Tomescu, A. Giere, S. Mueller, R. Jakoby, *"Passive Ferroelectric Phase Modulators for RFID Backscatter Transponders"*, **35th European Microwave Conference**, pp. 645-648, Octobre 2005.

III

Propriétés diélectriques des couches minces KTN déposées à l'USC

Chapitre III Propriétés diélectriques des couches minces KTN déposées à l'USC

INTRODUCTION **91**

III.1. CONTEXTE CONDUISANT A LA MISE EN PLACE D'UNE METHODE D'EXTRACTION ADAPTEE AUX APPLICATIONS VISEES **94**

III.1.1. METHODE RESONANTE EN CAVITE 94

III.1.2. RESULTATS OBTENUS SUR DES COUCHES MINCES DE KTN DEPOSEES A L'USC AVEC LA METHODE RESONANTE EN CAVITE 95

III.1.3. MOTIVATIONS POUR LA MISE EN PLACE D'UNE AUTRE METHODE 96

III.2. PRINCIPE DE LA METHODE LARGE BANDE PROPOSEE **98**

III.2.1. CELLULE DE MESURE UTILISEE : LE GUIDE D'ONDE COPLANAIRE 98

III.2.1.1. Choix de la technologie coplanaire *98*

III.2.1.2. Présentation de la cellule de mesure *100*

III.2.2. REALISATION DES CIRCUITS 101

III.2.3. DISPOSITIF DE MESURE DES LIGNES COPLANAIRES 102

III.2.4. PROCEDURE D'EXTRACTION DES PROPRIETES DIELECTRIQUES DES FILMS 103

III.2.4.1. Paramètres S des lignes coplanaires *104*

III.2.4.2. Dimensions géométriques des lignes *104*

III.2.4.3. Constante de propagation *105*

III.2.4.4. Extraction de la constante diélectrique complexe *106*

III.2.5. PRECISION DE LA METHODE 111

III.2.5.1. Principales approximations *111*

III.2.5.2. Etude de sensibilité *112*

III.3. VALIDATION DE LA METHODE **116**

III.3.1. EXTRACTION DES PROPRIETES DIELECTRIQUES DE L'ALUMINE 116

III.3.2. EXTRACTION DES PROPRIETES DIELECTRIQUES D'UNE ENCRE ESL 4911 DEPOSEE PAR SERIGRAPHIE SUR ALUMINE 117

III.3.3. COMPARAISON DES METHODES DE CARACTERISATION 118

III.3.3.1. Contexte et déroulement de l'inter comparaison des résultats *118*

III.3.3.2. Comparaison des résultats et discussion *119*

III.4. MISE EN EVIDENCE DE L'INFLUENCE DU SUBSTRAT SUR DES FILMS DE $KTA_{0,6}NB_{0,4}O_3$ **121**

III.4.1. PROPRIETES DIELECTRIQUES DES FILMS $KTA_{0,6}NB_{0,4}O_3$ DEPOSES SUR QUATRE SUBSTRATS DIFFERENTS 121

III.4.2. AGILITE DES COUCHES DE $KTA_{0,6}NB_{0,4}O_3$ EN FONCTION DU SUBSTRAT 123

III.4.3. INFLUENCE DE LA MICROSTRUCTURE SUR LES PROPRIETES DIELECTRIQUES 124

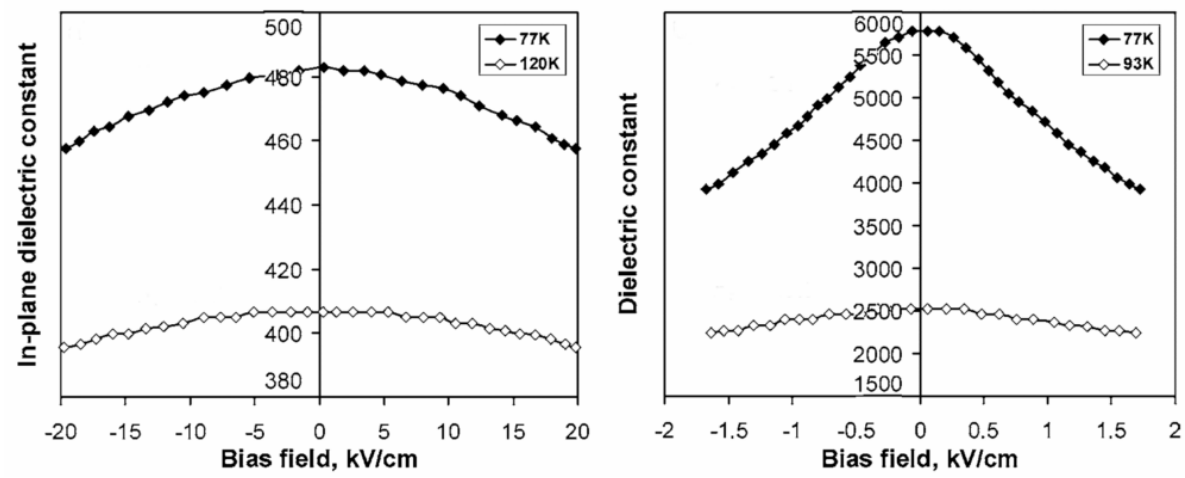
CONCLUSION 126

REFERENCES DU CHAPITRE III 127

CHAPITRE III Propriétés diélectriques des couches minces KTN déposées à l'USC

Introduction

Le paragraphe II.2.2 sur les propriétés diélectriques des matériaux KTN a mis en évidence le peu d'informations disponibles dans la littérature sur leurs caractéristiques hautes fréquences. De plus, ces propriétés sont très sensibles à la mise en forme du matériau et peuvent différer fortement entre un monocristal massif et une couche mince. La figure III.1 compare la permittivité d'un matériau BST massif et d'une couche mince de BST ayant des compositions identiques ($Ba_{0,1}Sr_{0,9}TiO_3$) dans les mêmes conditions de mesure en terme de fréquence et de température [III.1] ; dans cet exemple, la constante diélectrique de la couche mince est environ 10 fois inférieure à celle du matériau massif. Un décalage de la température de Curie d'environ 55°C a aussi été observé. D'une manière générale, les couches minces présentent des permittivités plus faibles et des pertes plus élevées que les matériaux massifs [III.2].

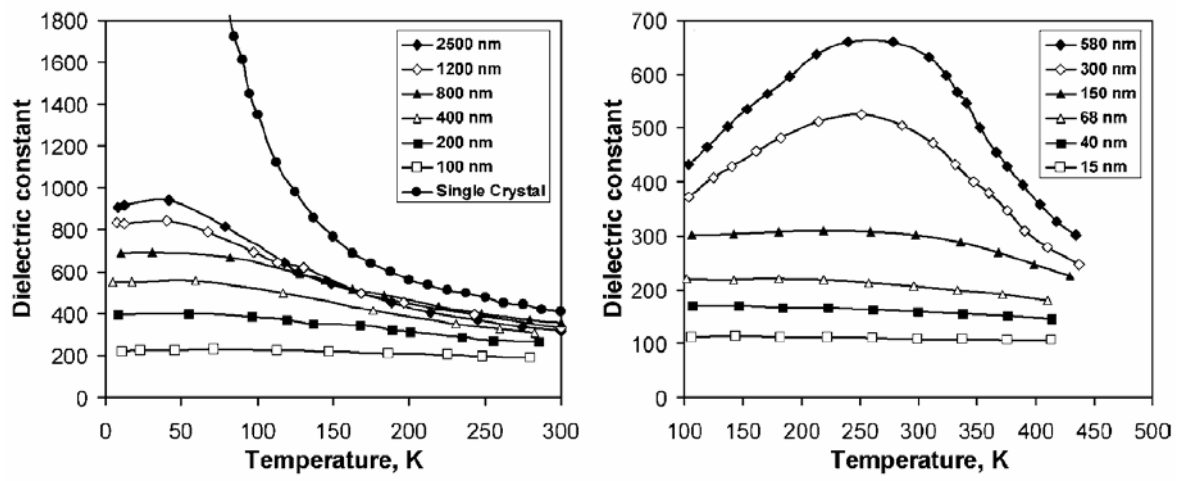


(a) *(b)*

Fig. III.1. (a) Constante diélectrique dans le plan d'une couche mince de $Ba_{0,1}Sr_{0,9}TiO_3$ déposée par pulvérisation magnétron RF sur $LaAlO_3$ et (b) constante diélectrique d'un échantillon de $Ba_{0,1}Sr_{0,9}TiO_3$ massif polycristallin [III.1].

Même si l'on se concentre uniquement sur la famille des couches minces, il n'est pas plus aisé de prédire des propriétés diélectriques tant les paramètres contribuant à ces grandeurs sont complexes et nombreuses : épaisseur, substrat de dépôt, présence de défauts, température et pression de dépôt, absence ou existence d'un recuit (si existence : conditions du recuit), température et fréquence d'utilisation, ...

L'influence de l'épaisseur sur les propriétés diélectriques des couches a été démontrée par de nombreuses équipes, notamment sur des couches minces de STO ou de BST très étudiées dans la littérature (Figure III.2) [III.2]-[III.5]. On observe systématiquement une diminution du maximum de la permittivité lorsque l'épaisseur du film diminue. Une des causes possibles de ce phénomène pourrait provenir de la présence de couches passives (absence de comportement ferroélectrique) aux interfaces avec les électrodes mais les modèles actuels ne donnent pas entièrement satisfaction,.



(a) *(b)*

Fig. III.2. (a) Permittivité hors plan de films de $SrTiO_3$ de différentes épaisseurs déposés sur $SrRuO_3/LaAlO_3$ par ablation laser [III.3]et permittivité d'un monocristal massif de $SrTiO_3$[III.4] en fonction de la température [III.2]; (b) Permittivité hors plan en fonction de la température de films de différentes épaisseurs de $Ba_{0,7}Sr_{0,3}TiO_3$ déposés par MOCVD sur $Pt/SiO_2/Si$ [III.5].

Le choix du substrat de dépôt est aussi un facteur très important pour le comportement diélectrique des couches minces ferroélectriques. En effet, sa microstructure va déterminer le type de croissance possible du film et donc ses propriétés physiques et électriques. De la même manière, les paramètres de maille du substrat conditionnent les contraintes exercées par le substrat sur le film. Ces contraintes peuvent fortement modifier les propriétés diélectriques des couches minces ferroélectriques ; pour exemple, des couches minces de STO fortement contraintes déposées sur substrat $DyScO_3$ ont montré des températures de Curie de plus de 300 K à comparer à une T_c théorique

proche de 0 K [III.6]. Des modèles permettant de prédire ces évolutions commencent à apparaître sur certains matériaux très étudiés comme STO [III.7].

Au vu de la complexité à prédire le comportement diélectrique de matériaux très connus comme STO et BST, on peut aisément comprendre la nécessité d'étudier les propriétés diélectriques des matériaux KTN que nous désirons utiliser dans une gamme de fréquences et dans des conditions proches de celle de l'application ultérieure.

Les premières couches de KTN produites à l'USC ont été diélectriquement caractérisées au laboratoire XLIM de Limoges. Dans ce chapitre, nous décrivons le principe de cette méthode ainsi que les résultats obtenus. En examinant ses principales caractéristiques, nous verrons quelles limitations nous ont poussés à développer une méthode complémentaire pour étudier les propriétés diélectriques hautes fréquences des KTN. L'objectif n'était pas ici de développer entièrement une nouvelle méthode de caractérisation, travail pouvant faire l'objet d'une thèse entière. Un outil existant a ainsi été adapté afin de nous permettre d'accompagner le développement du matériau et de quantifier les bénéfices de l'optimisation des conditions de dépôt, le but final étant de réaliser des fonctions agiles performantes aux fréquences micro-ondes.

Cette méthode large bande, basée sur la mesure de lignes coplanaires, est décrite dans la deuxième partie de ce chapitre. Nous nous attardons notamment sur la réalisation et la mesure des lignes coplanaires ainsi que sur l'extraction de la permittivité basée sur une Approche dans le Domaine Spectral (Spectral Domain Approach : SDA).

Cette méthode est validée via l'extraction des propriétés hyperfréquences de matériaux connus (alumine, couches épaisses de diélectrique ESL 4911). Puis, une comparaison des propriétés diélectriques obtenues par les deux méthodes pour des échantillons identiques est présentée. Nous essayons d'identifier, parmi les causes possibles (précision de l'extraction, influence des électrodes, homogénéité en épaisseur, ...), les paramètres à l'origine des différences observées entre les deux méthodes.

Nous utilisons finalement cette méthode large bande pour étudier l'influence du substrat de dépôt sur les propriétés de couches minces de KTN de composition identique à température ambiante. A partir des résultats, nous essayons de relier la microstructure des couches propre à chaque substrat de dépôt (*cf.* Chapitre II) aux propriétés diélectriques mesurées.

III.1. Contexte conduisant à la mise en place d'une méthode d'extraction adaptée aux applications visées

III.1.1. Méthode résonante en cavité

Comme précisé au chapitre II, Anthony Rousseau a, lors de sa thèse [III.8], mis au point la synthèse de couches minces de KTN dans le but de réaliser des dispositifs hyperfréquences agiles. Ces matériaux ont des propriétés structurales très proches de celles des matériaux BST mais ont été peu étudiés sous forme de films minces pour des applications d'agilité en raison d'une volatilité importante du potassium qui complique fortement le contrôle des dépôts. De ce fait, leurs propriétés hautes fréquences restent mal connues.

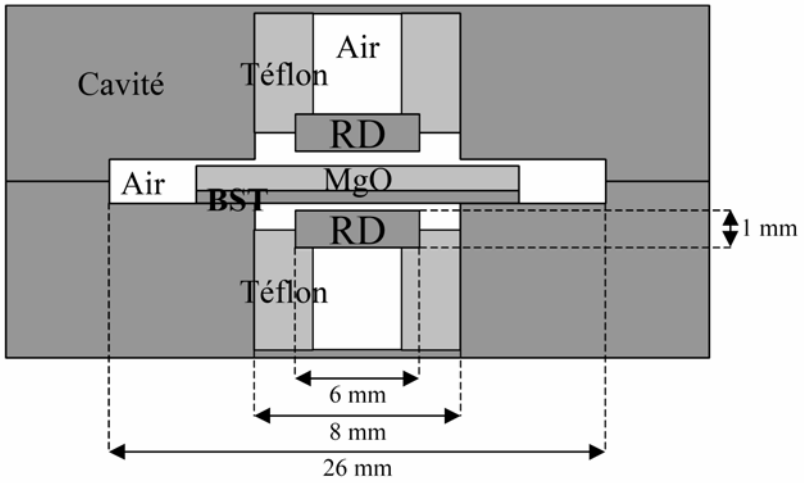


Fig. III.3. Schéma de la cavité utilisée pour la caractérisation des couches minces à XLIM (ici BST déposé sur MgO) [III.9].

Une collaboration entre l'USC et le laboratoire XLIM de Limoges a permis d'obtenir des informations sur les propriétés diélectriques de ces couches minces de KTN. L'extraction des propriétés diélectriques est faite à l'aide d'une méthode de perturbation en cavité développée par Jean François Seaux, Dominique Cros et Valérie Madrangeas [III.9]-[III.10]. La cellule de mesure est constituée d'une cavité cylindrique chargée par deux résonateurs diélectriques (RD) couplés sur le mode $TE_{0,1,\delta}$ (Figure III.3). Le processus de détermination de la permittivité et des pertes se déroule en trois étapes : (1) calibrage de la distance inter-résonateurs, (2) caractérisation du substrat d'accueil puis (3) caractérisation de la couche mince ferroélectrique. La constante diélectrique de la couche mince est calculée à partir de la différence de fréquence de résonance observée entre les étapes (2) et

(3) (substrat seul puis substrat + ferroélectrique). Le principe est identique pour les pertes diélectriques mais il est basé sur la différence de coefficient de qualité.

Cette méthode, réputée pour sa précision, fonctionne autour d'une fréquence unique (12,5 GHz). Ne nécessitant pas de métallisation, elle possède l'avantage d'être non destructive. Le mode de couplage utilisé entraîne une configuration du champ propice à la mesure de la composante de la permittivité parallèle au plan de la couche.

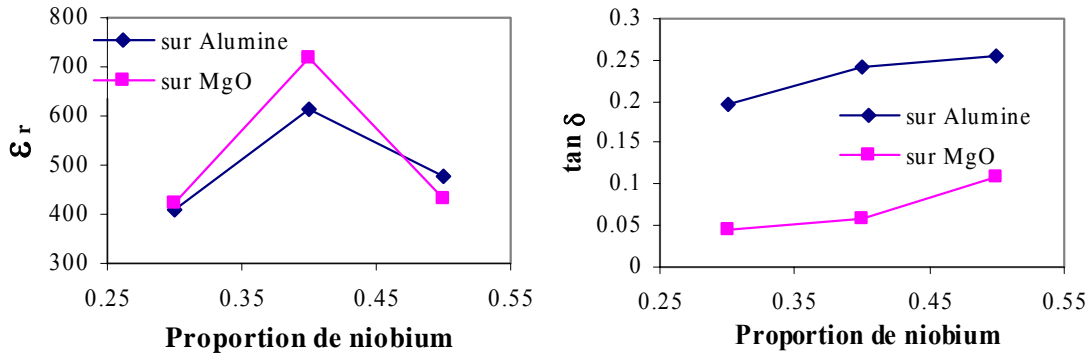
III.1.2. Résultats obtenus sur des couches minces de KTN déposées à l'USC avec la méthode résonante en cavité

Plusieurs séries de mesure ont été effectuées durant la thèse d'Anthony Rousseau sur des couches minces de KTN déposées sur Alumine et sur MgO. Les résultats obtenus pour différentes compositions ont fait l'objet d'une publication [III.11] et sont présentées en Figure III.4 ; ces valeurs correspondent à la moyenne des permittivités (ε_r) et pertes (tanδ) obtenues lors d'une campagne de mesure portant sur une trentaine d'échantillons. Ils révèlent deux informations importantes sur les paramètres influençant les propriétés diélectriques de ces couches minces.

Premièrement, les pertes sont très dépendantes du substrat choisi pour les dépôts. En effet, les pertes mesurées sur les couches KTN déposées sur alumine sont entre 2,5 et 4 fois supérieures à celles mesurées sur des films minces déposés sur MgO. La microstructure très ordonnée des films sur MgO semble donc être propice à l'obtention de plus faibles pertes. Ce phénomène pourrait être dû à une diminution de la taille des joints de grains bien qu'un dopage du ferroélectrique lié à des interactions chimiques film/substrat ne soit pas à exclure.

La deuxième information concerne le maximum de permittivité, observé pour une proportion de niobium de 40% ($KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$) que ce soit sur alumine ou sur MgO. Aux abords de la température de Curie, la permittivité des matériaux ferroélectriques est maximale. Ici, les mesures ont été réalisées à l'ambiant. Les films de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ semblent donc avoir une température de Curie proche de la température ambiante, en accord avec leurs T_c théoriques (29°C) issues de l'étude du matériau massif (*cf.* § II.2.1).

Enfin, les valeurs de permittivité de KTN déposées sur MgO sont légèrement supérieures à celles observées sur alumine. Ces valeurs plus élevées de la constante diélectrique sont typiquement obtenues pour des microstructures très ordonnées (films épitaxiés), assez proches de celles d'un monocristal.



(a) *(b)*

Fig. III.4. Permittivité (a) et pertes (b) de couches minces de KTN déposées sur substrat d'alumine et de MgO en fonction de la proportion de niobium dans le film à la fréquence de 12,5 GHz.

III.1.3. Motivations pour la mise en place d'une autre méthode

La méthode de caractérisation utilisée au XLIM nous a permis d'obtenir des informations précises sur les propriétés diélectriques des couches de KTN. Cependant, certaines limitations nous ont poussés à mettre au point une autre méthode, large bande, moins précise mais dans des conditions plus proches de nos applications, c'est à dire incorporant les effets des électrodes et de leurs conditions de dépôt.

La première de ces limitations concerne la fréquence de caractérisation. Cette méthode monofréquence fonctionne autour de 12,5 GHz en raison de la taille de la cavité résonnante. Or, de nombreuses études ont discuté du comportement relaxeur de KTN dont les propriétés diélectriques sont sensibles à la fréquence. Les propriétés déterminées à 12,5 GHz peuvent ainsi être très différentes de celles observées à plus basses ou plus hautes fréquences. Visant un maximum d'applications, nos travaux pouvaient nous amener à travailler aussi bien à des fréquences de l'ordre du GHz que de quelques dizaines de GHz suivant les résultats obtenus. Ainsi, la mise en place d'une méthode large bande, réputée pour être moins précise notamment au niveau des pertes, nous a semblé très complémentaire vis-à-vis de la méthode en cavité utilisée jusqu'alors.

Le deuxième point concerne la cellule de mesure utilisée pour la méthode résonante. Cette cellule donne lieu à des conditions de mesure sensiblement différentes de celles rencontrées lorsque des circuits sont réalisés au LEST. En effet, ces mesures diélectriques sont réalisées sans métallisation de la couche ferroélectrique. Or, cette métallisation peut modifier les propriétés des films essentiellement de deux manières. Tout d'abord, les électrodes peuvent exercer des contraintes sur le film qui, par sa nature piézoélectrique, est sensible aux pressions mécaniques. Ensuite, le traitement thermique des métallisations peut entraîner une modification de la permittivité du KTN. En effet, pour évacuer la matière organique, l'encre conductrice qui constitue les électrodes est chauffée à 850°C

dans un four tunnel. Bien que les temps de cuisson soient très limités (environ 30 min), cette cuisson des électrodes peut être assimilée à un recuit, sous atmosphère non contrôlée, connu pour modifier la taille des grains des films ferroélectriques et ainsi leur propriétés diélectriques [III.12]-[III.14]. De plus, de part la volatilité du potassium, les couches minces de KTN sont très sensibles aux traitements thermiques. Au vu des nombreuses sources de modifications des propriétés du film, on comprend aisément les motivations qui nous ont poussés à mettre au point une méthode dont la cellule de mesure présente des conditions les plus proches possibles de nos circuits finaux.

La méthode large bande que nous avons développée est ainsi basée sur la mesure de lignes de transmission réalisées directement sur la couche mince à caractériser déposée sur un substrat connu. Ces lignes de transmission sont réalisées dans la technologie coplanaire qui assure une bonne illumination du matériau au champ hyperfréquence et qui a été utilisée dans l'ensemble de nos travaux. Cette méthode sera détaillée dans la partie suivante.

III.2. Principe de la méthode large bande proposée

La partie précédente a permis d'exposer les motivations qui nous ont poussés à mettre au point une méthode de caractérisation complémentaire à celle utilisée au laboratoire XLIM de Limoges pour déterminer les propriétés diélectriques hautes fréquences des couches minces de KTN développées à l'USC de Rennes. Les principales caractéristiques de cette méthode devaient être les suivantes : permettre la caractérisation sur une large gamme de fréquence et respecter des conditions de mesure les plus proches possibles de nos applications.

Lors de sa thèse, Fabrice Huret a développé un programme permettant, à partir d'une méthode appelée l'Approche dans le Domaine Spectral (SDA), de déterminer les paramètres électriques (constante de propagation, permittivité effective, impédance caractéristique) de lignes coplanaires réalisées sur des structures multicouches [III.15]. Il nous a semblé judicieux d'adapter ce programme pour résoudre le problème inverse, à savoir, déterminer la permittivité complexe d'une couche mince inconnue à partir de la constante de propagation mesurée d'un guide d'onde coplanaire. La structure de la cellule de mesure, sa réalisation ainsi que les différentes étapes de l'extraction de la permittivité complexe sont détaillées dans les parties suivantes.

III.2.1. Cellule de mesure utilisée : le guide d'onde coplanaire

III.2.1.1. Choix de la technologie coplanaire

L'équipe Ingénierie des Dispositifs Hyperfréquences (IDH) du LEST est spécialisée dans les solutions bas coûts pour les systèmes de télécommunications modernes, qu'ils soient de nature militaire, civile ou spatiale. Notre plateforme technologique est par conséquent particulièrement adaptée à la réalisation de circuits en technologies plaquées. Deux choix principaux se sont alors offerts à nous pour la conception des circuits utilisant des couches minces ferroélectriques : microruban ou coplanaire.

La technologie microruban présente l'avantage d'être très appréciée des industriels. En effet, c'est une technologie mature pour laquelle de nombreux modèles analytiques existent, même pour des structures multicouches [III.16]. La technologie coplanaire, longtemps négligée par les industriels, possède également des propriétés intéressantes, telles que l'absence de trous de métallisation ou la métallisation sur un plan unique, qui rendent son utilisation de plus en plus courante. L'usage direct d'hétérostructures ferroélectrique/diélectrique en technologie microruban est plus complexe qu'en coplanaire pour deux raisons principales exposées à suivre.

La première d'entre-elles provient du système de commande électrique. En effet, les couches minces ferroélectriques sont généralement déposées sur des substrats dont les épaisseurs sont de l'ordre de plusieurs centaines de micromètres. Si l'on considère un système de polarisation basique entre la ligne conduisant le signal et le plan de masse microruban, les champs électriques statiques exercés sur le film ne pourront atteindre des valeurs élevées que pour des tensions très importantes. Par exemple, pour un film d'épaisseur 1 µm déposé sur un substrat d'épaisseur 500 µm, l'application d'une tension de 100 V entre la ligne de propagation du signal et le plan de masse n'introduira qu'un champ d'environ 2 kV/cm. Ce problème a été souligné dans diverses études sur ce type de structure [III.17], [III.18]. L'utilisation de zones de couplage fort peut permettre d'atteindre des champs électriques élevés en technologie microruban. Cependant, la difficulté consiste alors à trouver des topologies de circuit pour lesquelles la modification de ce couplage permettra de faire varier un paramètre intéressant (fréquence centrale ou bande passante pour un filtre, constante de phase pour un déphaseur, ...).

En coplanaire, il est plus simple de polariser le film avec des champs élevés. Cette technologie permet en effet d'obtenir une même impédance pour différents couples de largeur de ligne W et de largeur de fentes G (Figure III.5). Selon que l'on veuille obtenir une ligne plus ou moins agile, on pourra choisir un couple de valeurs avec des gaps fins ou larges. Bien qu'elle offre une flexibilité plus importante, le principal problème de la technologie coplanaire dans cette configuration concerne la réalisation de lignes fortement agiles (gaps fins) à impédances élevées en raison de la très forte permittivité des couches minces ferroélectriques.

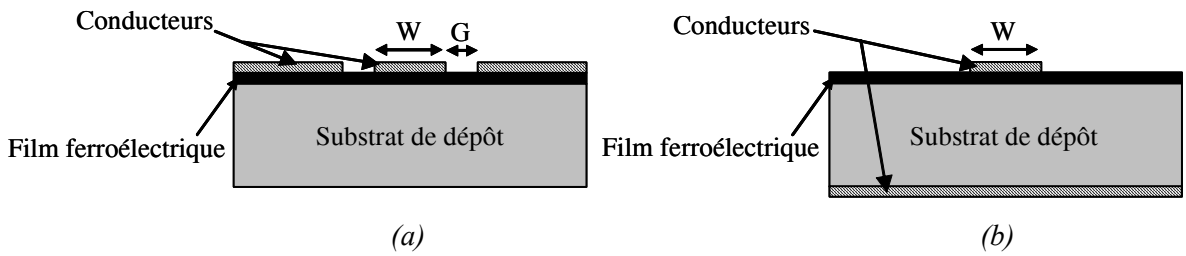
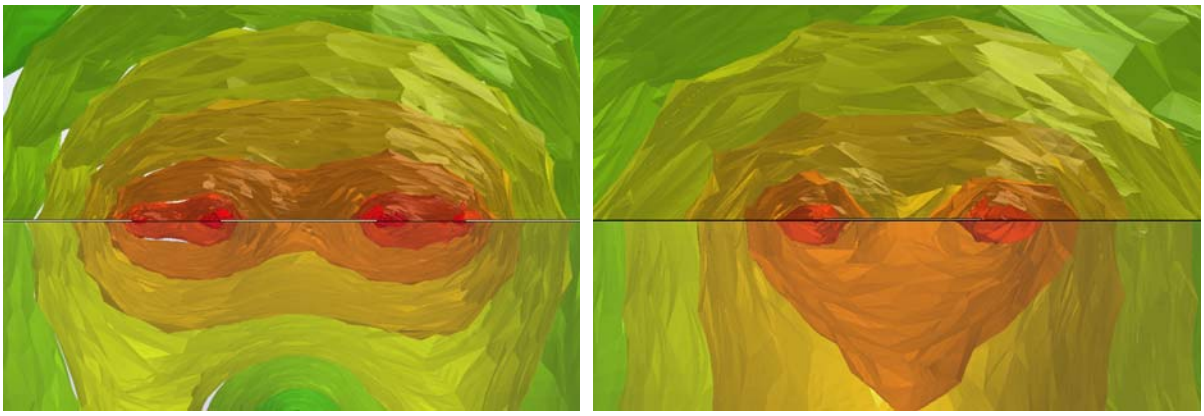


Fig. III.5. Structure multicouche en technologie coplanaire (a) et en technologie microruban (b).

Le deuxième obstacle majeur à l'utilisation de la technologie microruban provient de la faible illumination du film ferroélectrique par le champ hyperfréquence. En effet, la configuration du mode de propagation dans une structure microruban n'est pas propice à une forte interaction avec le champ hyperfréquence propagé dans la ligne contrairement à la structure coplanaire (Figure III.6).

Pour montrer la différence importante de comportement entre ces deux technologies, on peut prendre l'exemple d'une hétérostructure constituée d'un substrat de saphir d'épaisseur 500 µm et de permittivité égale à 10 sur lequel est déposée une couche mince ferroélectrique d'épaisseur 0,5 µm et de permittivité égale à 700. Si l'on veut réaliser une ligne 50 Ω à 10 GHz sur cette structure

multicouche, la largeur du ruban doit être fixée à 410 µm. Pour une telle configuration, la densité de puissance du champ hyperfréquence dans la couche ferroélectrique est de $4{,}08.10^9$ W/m^2. En technologie coplanaire, la même impédance peut être obtenue avec un couple de dimension W = 410 µm et G = 160 µm. La densité d'énergie dans cette configuration est alors de $7{,}51.10^9$ W/m^2, soit presque 2 fois plus que pour la ligne microruban. Les caractéristiques électriques d'une ligne coplanaire seront ainsi plus sensibles à une modification de la permittivité, et donc, plus agiles sous l'action d'un champ électrique. Par contre, de part la forte concentration du champ hyperfréquence dans la couche ferroélectrique, ce type de structure coplanaire sera aussi plus sensible aux pertes élevées des films ferroélectriques.



(a) *(b)*

Fig. III.6. Configuration du champ E dans une hétérostructure ferroélectrique/saphir pour une ligne coplanaire (a) et pour une ligne microruban (b).
Les échelles sont identiques dans les deux cas (10 : rouge à 100000 V/m : vert).

Ces considérations nous ont poussés à travailler en technologie coplanaire pour l'ensemble de nos circuits. Par conséquent, pour conserver une configuration proche de celles de nos dispositifs, le choix de la cellule de mesure s'est naturellement orienté vers le guide d'onde coplanaire. De plus, en garantissant une forte interaction avec le champ hyperfréquence, elle est mieux adaptée à la caractérisation de couches minces qu'une ligne microruban et permet de remonter aux propriétés des films avec une plus grande précision.

III.2.1.2. Présentation de la cellule de mesure

Nous avons vu précédemment que le choix du guide d'onde coplanaire s'est imposé de par sa bonne adéquation aux objectifs visés : proximité des conditions par rapport à celles de nos dispositifs et interaction forte entre le signal et le matériau ferroélectrique.

La structure utilisée et ses principaux paramètres physiques et géométriques sont présentés en figure III.7. Elle est constituée d'un substrat de dépôt (alumine, saphir, MgO ou $LaAlO_3$), d'une

couche mince ferroélectrique à caractériser et d'une métallisation en or. La couche d'or a une épaisseur de 4 µm et une conductivité de 2.10^7 S/m. L'épaisseur du substrat d'accueil est de 500 µm (saphir, MgO et $LaAlO_3$) ou de 635 µm (alumine) suivant les matériaux utilisés. On peut noter que l'épaisseur du film à caractériser est au moins 500 fois inférieure à celle du substrat ; seule leur permittivité très élevée rend possible une caractérisation de ces films.

Les dimensions des lignes ne sont pas figées. Toute géométrie peut être utilisée, sans remettre en cause les résultats, avec pour unique contrainte de garantir la propagation d'un signal.

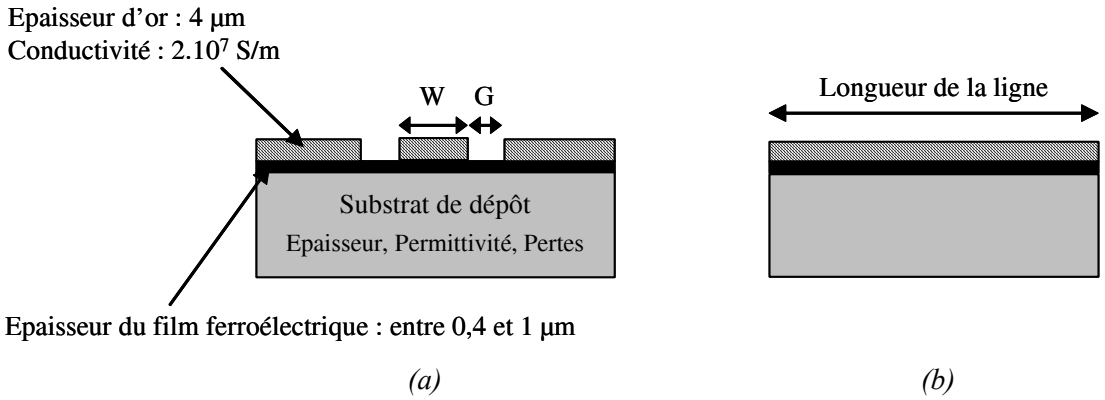


Fig. III.7. Vue d'une section (a) et de profil (b) de la cellule de mesure utilisée pour la caractérisation des couches minces ferroélectriques.

Nous verrons par la suite que les différents paramètres de la structure doivent faire l'objet de vérifications très précises afin de ne pas faire chuter, de façon drastique, la précision de notre méthode de caractérisation.

III.2.2. Réalisation des circuits

Les circuits sont réalisés en technologie couches épaisses au sein du LEST sur le site de l'ENST Bretagne par Bernard Della, Pascal Coant et Guy Chuiton. La méthode de réalisation, dite sérigravure, est constituée d'une sérigraphie suivie d'une photolithographie. Les différentes étapes de ce process de réalisation sont ici succinctement décrites mais peuvent être retrouvées de façon plus détaillée en Annexe.

Une pâte d'or de 4 µm est tout d'abord déposée à la raclette sur l'hétérostructure ferroélectrique/diélectrique (procédé de sérigraphie). Cette couche est ensuite cuite dans un four tunnel à 750°C pendant environ 30 min afin de supprimer la matière organique. La température de cuisson, normalement de 850°C, a été abaissée à 750°C de façon à ne pas endommager le film ferroélectrique via notamment une évaporation du potassium. Cette baisse de la température a une incidence notable

sur la conductivité de l'or ($\sigma_{cuisson\ à\ 850°C} = 4.10^7$ S/m et $\sigma_{cuisson\ à\ 750°C} \approx 2.10^7$ S/m) qui reste tout de même suffisamment élevée pour ne pas détériorer fortement les performances de nos dispositifs.

Une résine photosensible est ensuite déposée sur ce substrat métallisé puis insolée au travers d'un masque qui délimite les circuits à réaliser. Ce masque, généralement réalisé en verre, peut être exceptionnellement fabriqué en aluminium pour une plus grande précision. La résine insolée est ensuite enlevée avant la gravure humide de l'or par une solution d'iodure de potassium (K_2I_2). La couche métallique ainsi gravée laisse alors apparaître les motifs des circuits désirés.

Cette technique de sérigravure permet de réaliser des circuits à faible coût. Une de ses principales limitations est liée à la précision de la gravure. Les fentes minimales sont fixées à 20 µm pour des motifs simples et à 30 µm lorsque les dispositifs deviennent plus complexes. La technique de sérigraphie utilisée pour le dépôt de l'or engendre des effets de bord et rend inexploitable la surface externe sur environ 1 mm.

Outre la réalisation des circuits, d'autres activités technologiques du laboratoire auront été mises à profit durant cette thèse telles que la pose de boundings[6], la découpe de circuits par scribing[7] ou par laser, ou encore le report de composants en surface.

III.2.3. Dispositif de mesure des lignes coplanaires

Les différents circuits réalisés lors de cette thèse, dont les lignes coplanaires utilisées pour la caractérisation, ont été mesurés à l'aide d'analyseurs de réseau *Anritsu* ou *Hewlett Packard*. Ces appareils de mesure nous ont permis d'extraire les paramètres S de nos circuits sur des gammes de fréquences allant jusqu'à 40 GHz. Etant donné les faibles dimensions des lignes à mesurer, une station sous pointes *Karl Süss*, équipée de pointes *Picoprobe* ayant un pitch de 150 µm, a été utilisée pour connecter les circuits à l'analyseur de réseau (Figure III.8). Pour cette série de mesure, l'application de la tension continue s'est faite au travers des tés internes à l'analyseur de réseau, limitant les tensions appliquées à des valeurs maximales de 30 V.

Le calibrage de la mesure a une grande influence sur les valeurs de permittivité déterminées et doit faire l'objet d'une attention particulière. Un kit de calibrage standard *Picoprobe Calibration Substrate Part #CS-5* a été utilisé pour effectuer un calibrage de type LRM (Line-Reflect-Match). Cette étape permet de ramener le plan de référence de mesure au niveau des pointes et de caractériser ainsi avec précision uniquement le comportement de la ligne coplanaire.

---

[6] fils thermocollés d'un diamètre de 15 µm

[7] découpe manuelle au diamant sous microscope

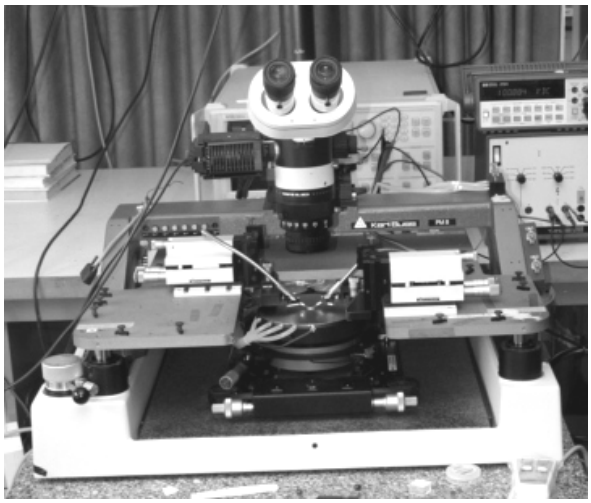


Fig. III.8. Photographie du banc de mesure sous pointes Karl Süss utilisé pour la mesure des lignes coplanaires.

III.2.4. Procédure d'extraction des propriétés diélectriques des films

La méthode de caractérisation large bande développée durant cette thèse est constituée de quatre étapes principales schématisées sur la figure III.9 et détaillées dans les parties suivantes. L'étude d'une couche mince de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur substrat de saphir sera prise comme exemple pour expliciter cette procédure.

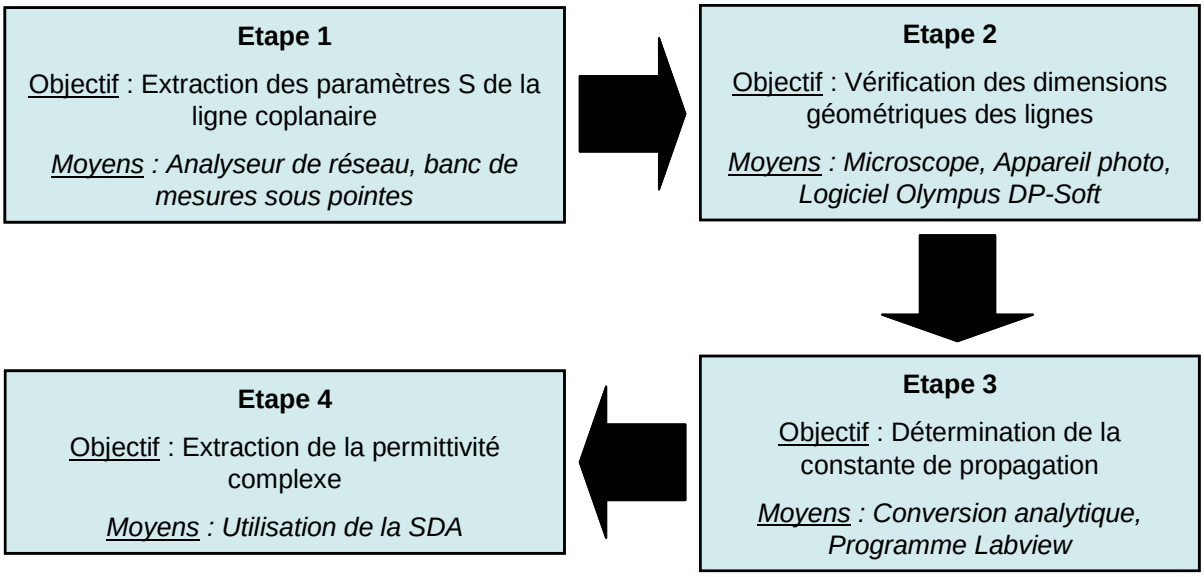
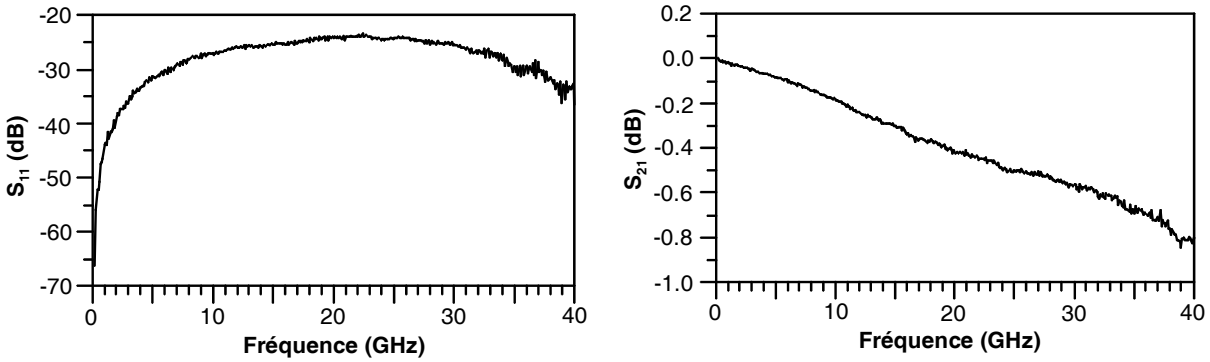


Fig. III.9. Schéma décrivant les 4 principales étapes de la méthode de caractérisation large bande mise en place.

III.2.4.1. Paramètres S des lignes coplanaires

L'extraction des paramètres S des lignes coplanaires est réalisée grâce au banc de mesure sous pointes présenté précédemment. Après calibrage, les lignes sont caractérisées sur une bande de fréquence allant de 100 MHz à 40 GHz. La figure III.10 présente les paramètres S mesurés d'un guide d'onde coplanaire réalisé sur une hétérostructure $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$/saphir. Il est alors important de s'assurer que ces paramètres S sont dus au seul mode fondamental coplanaire propagé par la ligne. Après avoir vérifié que les modes supérieurs sont évanescents aux fréquences considérées, la longueur des lignes étudiées a été prise suffisamment importante pour nous assurer qu'aucune énergie réactive ne soit transmise entre les ports d'entrée et de sortie par ces modes évanescents (phénomènes localisés).



(a) *(b)*

Fig. III.10. Paramètres de réflexion (a) et de transmission (b) d'un guide d'onde coplanaire réalisé sur une couche mince de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir.

III.2.4.2. Dimensions géométriques des lignes

Les dimensions géométriques des lignes sont un des facteurs qui influencent fortement les valeurs de permittivité déterminées ; il est donc impératif de les connaître avec une grande précision. Les dimensions sont fixées sur le masque mais la dispersion inhérente au processus de fabrication des circuits peut entraîner de légères différences entre les dimensions désirées et les dimensions réelles. De plus, le système de mesure sous pointes entraîne une différence non négligeable entre la longueur totale de la ligne et la longueur effective mesurée (Figure III.11). Cette différence n'excède en général pas plus d'une centaine de microns et peut, pour des applications standard, être négligée. Cependant, dans le cas d'une caractérisation de couches minces, la prise en compte de cette différence de longueur permet d'accroître la précision de la méthode.

Pour mesurer les dimensions des lignes coplanaires (*i.e.* largeur de ligne, largeur des fentes, longueur de ligne), un microscope *Olympus BH2-UMA* couplé à un ordinateur, via l'utilisation d'un appareil photo *Olympus CAMEDIA C-4040* et d'un logiciel dédié, a été utilisé. Ce matériel permet de

prendre des photographies des circuits puis de déterminer ses différentes dimensions géométriques (erreur visuelle ≤ 5%).

L'épaisseur du film ferroélectrique, point crucial pour la caractérisation des couches minces, a été déterminée par Microscopie Electronique à Balayage (MEB) à l'USC Rennes avant la réalisation des circuits.

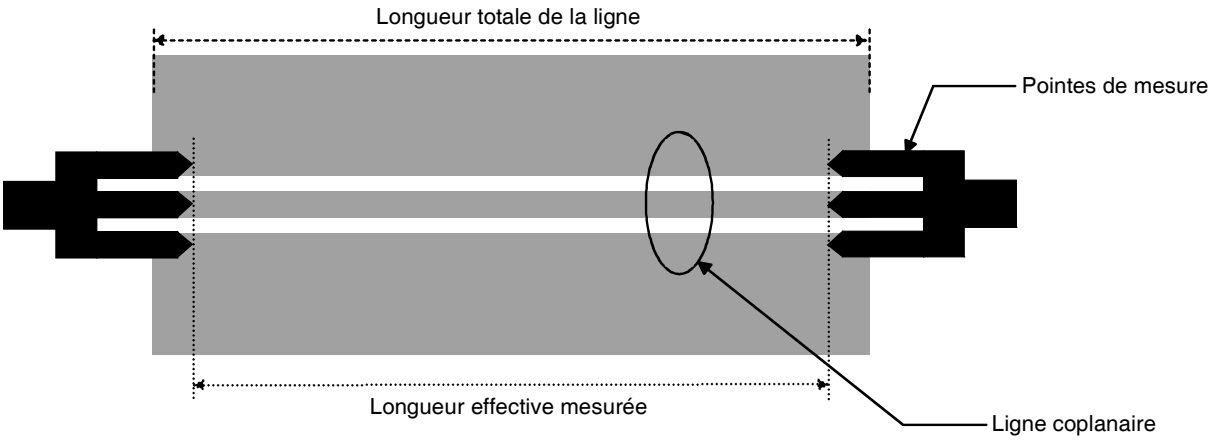


Fig. III.11. Représentation schématique de la différence existant entre la longueur totale d'une ligne et la longueur effective mesurée sous pointes.

III.2.4.3. Constante de propagation

La détermination de la constante de propagation se fait à partir d'une conversion analytique des paramètres S mesurés connaissant la longueur effective de la ligne. L'extraction de cette constante, ainsi que de l'impédance caractéristique, est réalisée en utilisant les équations suivantes où Z_0 représente l'impédance des accès (pointes de mesure) [III.19] :

$$Z_c^{\,2} = Z_0^{\,2}\,\frac{(1+S_{11})^2 - S_{21}^{\,2}}{(1-S_{11})^2 - S_{21}^{\,2}} \qquad \textbf{Eq. III.1.}$$

et

$$e^{-\gamma l} = \left\{ \frac{1 - S_{11}^{\,2} + S_{21}^{\,2}}{2S_{21}} \pm K \right\}^{-1} \qquad \textbf{Eq. III.2.}$$

où

$$K = \left\{ \frac{(S_{11}^{\,2} - S_{21}^{\,2} + 1)^2 - (2S_{11})^2}{(2S_{21})^2} \right\}^{1/2} \qquad \textbf{Eq. III.3.}$$

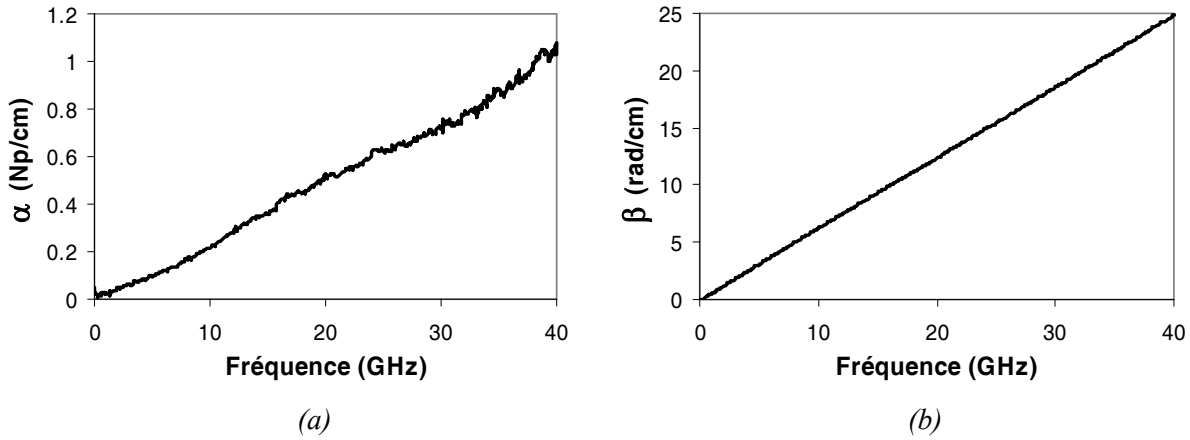
Les sauts de phase sur les paramètres S (–180°/+180°) sont pris en compte via le signe ± devant le facteur K. La constante de propagation complexe s'exprime alors par :

$$\gamma = \alpha + j\beta \qquad \textbf{Eq. III.4.}$$

où la partie réelle, α, est le facteur d'atténuation de l'onde au cours de sa propagation, et la partie imaginaire, β, représente la constante de phase du signal.

Dans un premier temps, ce calcul était effectué grâce au logiciel *Matlab*. Cependant, le temps de traitement des fichiers était considérablement augmenté par les différentes mises en forme nécessaires (gestion des tabulations, des points, des virgules, ...). Pour diminuer ce temps de traitement, ce calcul a été transféré sous *Labview* lors d'un stage de Master 1 effectué au LEST par Mathieu Le Coguic [III.20]. Ce programme effectue la conversion désirée et permet de sélectionner la bande de fréquence et le nombre de points de calcul.

Un exemple de traitement de fichiers de mesures est présenté en figure III.12 pour un guide d'onde utilisant un film de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ sur saphir. On peut noter l'évolution relativement linéaire des deux coefficients lorsque la fréquence augmente.



(a) *(b)*

Fig. III.12. Facteur d'atténuation (a) et constante de phase (b) d'une ligne coplanaire réalisée sur une couche mince de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir.

III.2.4.4. Extraction de la constante diélectrique complexe

La constante diélectrique complexe du film à caractériser est obtenue à partir de la constante de propagation γ de la ligne. Cette dernière devient une donnée dans l'approche numérique, la SDA (Spectral Domain Approach), utilisée pour résoudre le problème inverse. Cette approche consiste à résoudre l'équation intégrale sur le champ électrique par une méthode des moments dans le domaine spectral (ou transformé de Fourier).

Plus généralement, le formalisme des fonctions de Green associé à la résolution d'équations intégrales par la méthode des moments autorise l'analyse du rayonnement des antennes plaquées et permet également de décrire avec précision le comportement des discontinuités présentes naturellement au niveau des lignes de transmission en technologie microruban ou coplanaire [III.21]-[III.22]. La résolution d'une équation intégrale sur le champ électrique nécessite uniquement la discrétisation des métallisations pour l'étude de structures planaires. Ceci constitue un avantage non négligeable de cet outil de simulation par rapport à d'autres méthodes rencontrées dans la littérature, afin de simuler ces mêmes topologies. On peut par exemple citer la méthode des éléments finis [III.23], la méthode des différences finies dans le domaine temporel [III.24], voire la méthode TLM [III.25]. En effet, ces techniques nécessitent le calcul des champs dans tout l'espace géométrique. Elles nous obligent généralement à simuler des conditions aux limites particulières telles que la notion de parois absorbantes. Les temps de calcul ainsi que l'espace mémoire nécessaire deviennent très vite des limitations pour ces méthodes. La prise en compte d'une couche mince de matériau devient alors problématique dès lors que son épaisseur est faible devant les autres dimensions physiques du circuit (problème de maillage, problème de temps de calcul, …).

Ce n'est pas le cas pour notre approche où les influences du substrat multicouche sont incorporées analytiquement, on parle alors de méthode semi-analytique. Cette approche exige généralement une étude analytique plus conséquente, étape que nous allons résumer à présent. La structure élémentaire que nous nous proposons d'étudier est schématisée par le biais de la figure suivante :

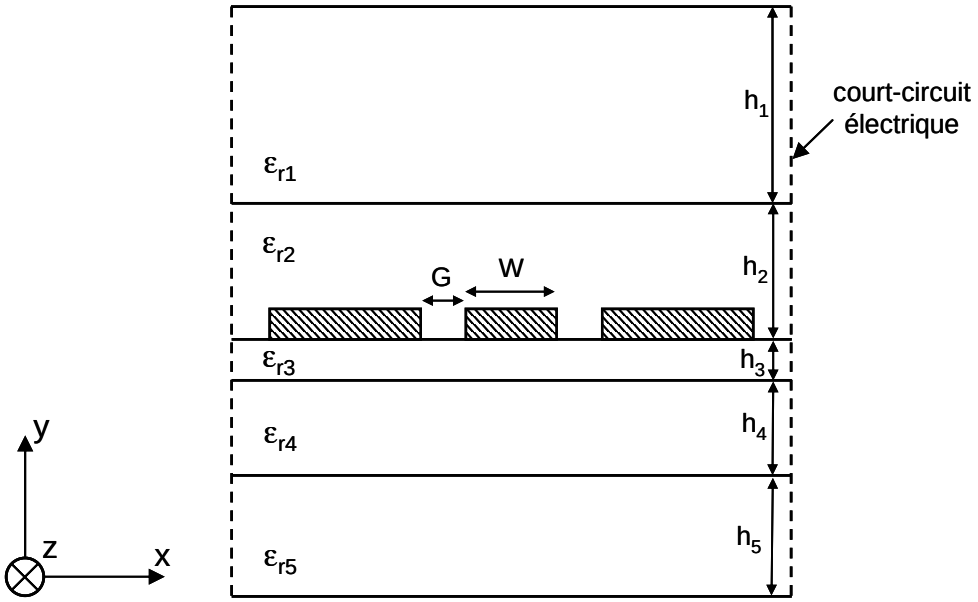


Fig. III.13. Schéma de la structure multicouche étudiée.

Dans cette approche, chaque couche de la structure est caractérisée par une permittivité et une perméabilité complexe. Ainsi, les pertes dans le substrat peuvent être prises en compte.

Les équations intégrales sont obtenues en traduisant les conditions de continuité du champ électromagnétique aux différentes interfaces. Ces équations sont résolues sur les surfaces métalliques par l'équation suivante :

$$\vec{e}_y \wedge \left[\vec{E}^d + \vec{E}^{ext}\right] = 0 \qquad \textbf{Eq. III.5.}$$

Le champ électrique présent dans la structure est égal à la somme du champ électrique d'excitation $\vec{E}^{ext}$, et du champ diffracté $\vec{E}^d$. Le champ $\vec{E}^{ext}$ induit dans les conducteurs des densités de charges ρ_s et de courant $\vec{J}_S$, qui génèrent à leur tour le champ $\vec{E}^d$.

En l'absence d'excitation ($\vec{E}^{ext} = 0$), notre structure est étudiée en régime libre et nous résolvons alors un problème « aux valeurs propres ». Dans le cas d'une étude « 2D » classique (c'est-à-dire lorsque l'ensemble des données géométriques et physiques sont connues) où l'on considère une ligne infinie dans le sens de propagation, les valeurs propres du système matriciel final que nous devons résoudre sont les constantes de propagation des différents modes du guide.

Un conducteur métallique non parfait peut être pris en compte, en ajoutant un second membre à l'équation Eq. III.5. Celui-ci introduit la notion d'impédance de surface Z_s définie par [III.26]-[III.27] :

$$Z_S = \left(\frac{j\omega\mu_0}{\sigma_m}\right)^{\frac{1}{2}} \cdot \coth\left[\left(j\omega\mu_0\sigma_m\right)^{\frac{1}{2}} \cdot t\right] \qquad \textbf{Eq. III.6.}$$

où t est l'épaisseur du ruban, σ_m la conductivité du ruban métallique, μ_0 la perméabilité du vide et ω la vitesse angulaire.

Les hypothèses de calcul de cette impédance consistent à supposer qu'une interface, infinie dans l'une des directions transverses, soit excitée par une onde plane. Ce formalisme fait donc abstraction de la largeur finie du ruban, mais aussi de la répartition réelle des champs au voisinage de celui-ci. D. Kinowsky a démontré que l'on pouvait incorporer ces divers paramètres en définissant un facteur de forme noté k ici. Ainsi, les pertes métalliques et les effets du substrat sont naturellement pris en compte dans cette SDA modifiée avec une excellente précision [III.26].

L'équation Eq. III.5, avec prise en compte des pertes métalliques, s'écrit alors :

$$\vec{e}_y \wedge \left[\vec{E}^d + \vec{E}^{ext}\right] = \vec{e}_y \wedge \left(Z_S\ \vec{J}_S\right) \qquad \textbf{Eq. III.7.}$$

Les différentes grandeurs électromagnétiques sont exprimées dans le domaine spectral par l'utilisation de la transformée de Fourier. La résolution de l'équation intégrale (Eq. III.7) s'effectue en deux étapes. La fonction dyadique de Green est d'abord déterminée puis l'équation intégrale est résolue à l'aide de la méthode des moments.

La fonction de Green $\overline{\overline{G}}_E$ permet d'exprimer le champ électrique diffracté en fonction de la densité de courant J_s par l'intermédiaire de l'équation suivante :

$$\vec{E}^d = \int_S \overline{\overline{G_E}} \,.\, \vec{J}_S \,.\, dS \qquad \textbf{Eq. III.8.}$$

La fonction de Green traduit les propriétés électromagnétiques du substrat considéré, prenant en compte les propriétés des matériaux, ainsi que la nature multicouche du substrat. Une détermination précise et rigoureuse s'avère par conséquent nécessaire afin d'éviter une mauvaise description des phénomènes mis en jeu. Les composantes tangentielles du champ électrique, E_x et E_z sont reliées dans le domaine transformé de Fourier à celle de la densité de courant J_S (J_x et J_z), au niveau de l'interface avec les rubans métalliques par les équations III.9 dans le cas sans perte et par les équations III.10 lorsque les pertes métalliques sont prises en compte.

$$\begin{cases} \tilde{E}_x^d = \tilde{Z}_{xx} \,.\, \tilde{J}_x + \tilde{Z}_{xz} \,.\, \tilde{J}_z \\ \tilde{E}_z^d = \tilde{Z}_{zx} \,.\, \tilde{J}_x + \tilde{Z}_{zz} \,.\, \tilde{J}_z \end{cases} \textbf{(cas sans perte métallique)} \qquad \textbf{Eq. III.9.}$$

puis

$$\begin{cases} \tilde{E}_x^d = (\tilde{Z}_{xx} - k.Z_S) \,.\, \tilde{J}_x + \tilde{Z}_{xz} \,.\, \tilde{J}_z \\ \tilde{E}_z^d = \tilde{Z}_{zx} \,.\, \tilde{J}_x + (\tilde{Z}_{zz} - k.Z_S) \,.\, \tilde{J}_z \end{cases} \textbf{(cas avec pertes métalliques)} \qquad \textbf{Eq. III.10.}$$

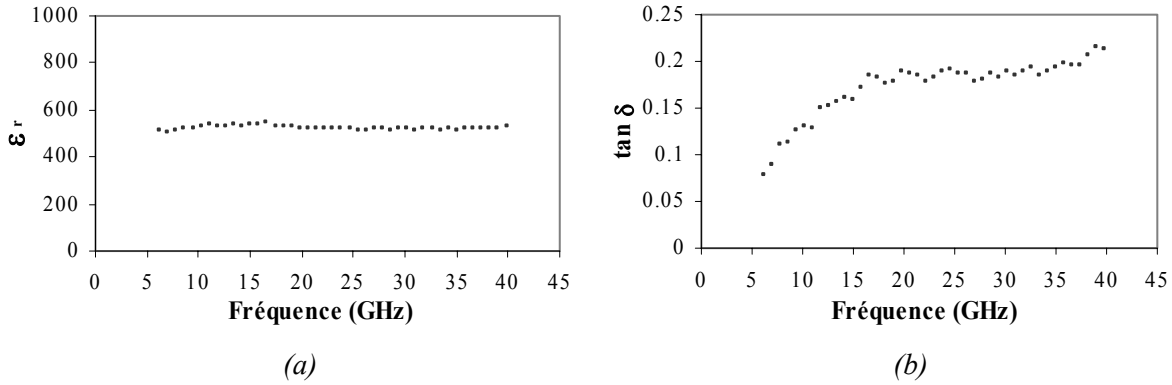
où $\tilde{E}_x, \tilde{E}_z, \tilde{J}_x$, et $\tilde{J}_z$ sont les transformées de Fourier par rapport à x de $E_x(x,y), E_z(x,y), J_x(x,y)$ et $J_z(x,y)$ à l'interface y = 0. $\tilde{Z}_{xx}, \tilde{Z}_{xz}, \tilde{Z}_{zx}$ et $\tilde{Z}_{zz}$ sont les éléments de la fonction de Green $\overline{\overline{G}}_E$ dans le domaine transformé de Fourier ; ils dépendent des constantes de propagation, de la fréquence, des paramètres physiques et géométriques de la structure. Le calcul des éléments de la fonction de Green est analytique dans le domaine spectral.

Classiquement, cette approche est utilisée afin de déterminer les paramètres de propagation des lignes étudiées, inconnues du problème. Nous l'utilisons différemment puisque nous considérons la permittivité complexe du film mince ferroélectrique comme l'inconnu du problème (la constante de propagation complexe devient une donnée). Le problème reste bien évidemment un problème « aux valeurs propres ».

La permittivité complexe du film ferroélectrique est la valeur propre du système et est obtenue grâce à une procédure classique de type Galerkin en développant les courants en une série de fonctions de base et en appliquant les conditions résistives complexes. Ces fonctions, avec les effets de bord pour J_z, sont des polynômes de Chebyshev dans l'espace direct. Pour chaque valeur de la permittivité complexe, le flux de puissance complexe ainsi que l'impédance caractéristique sont calculés.

Nous ne développerons pas davantage cet outil qui a été uniquement utilisé lors de cette thèse. Une prise en main maîtrisée du programme a naturellement nécessité un réel investissement et nous a conduit à vérifier la convergence du processus numérique, en terme de décomposition spectrale et de nombre de fonctions de base à utiliser. Nous avons pour cela vérifié et appliqué les critères de convergence préalablement définis [III.15].

La figure III.14 présente un exemple de résultat obtenu par cette méthode pour un film de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposé sur saphir. En dessous de 5 GHz, les résultats sont peu exploitables en partie en raison du non respect d'une des hypothèses principales de cette méthode concernant l'existence d'un mode propagé dans la structure. La qualité du calibrage semble aussi jouer un rôle important dans cette gamme de fréquences basses.



(a) *(b)*

Fig. III.14. Résultats de caractérisation obtenus pour une couche de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir : permittivité (a) et pertes (b).

Cette méthode a été développée en *Fortran* par Fabrice Huret durant sa thèse dans le but de calculer la permittivité effective et la constante de propagation de structures multicouches [III.15]. L'idée a été ici d'utiliser cette méthode de façon à déterminer les propriétés diélectriques de couches minces ferroélectriques en l'associant à une procédure de calcul de la constante de propagation de guides d'onde coplanaires. Cette méthode nous a permis d'étudier les propriétés diélectriques de films de KTN sur différents substrats et d'évaluer ainsi l'influence réelle du type de croissance, *i.e.* de la microstructure du matériau.

III.2.5. Précision de la méthode

Cette partie a pour objet de discuter de la précision de cette méthode. Les principales approximations (précision de la SDA, erreurs de mesure à l'analyseur, incertitudes sur les dimensions géométriques et sur les propriétés physiques des différentes couches) sont abordées avant d'effectuer une étude numérique visant à évaluer l'influence des différents paramètres sur les résultats obtenus. Cette étude de sensibilité est effectuée en traitant l'exemple d'une couche mince de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir.

III.2.5.1. Principales approximations

Au contraire d'une approche plus courante consistant à utiliser les transformées conformes, cette méthode ne fait aucune approximation sur l'existence d'un mode de type quasi-TEM. Etant donné les différences importantes de permittivité et d'épaisseur dans la structure, une telle approche nous semble pouvoir révéler un comportement plus réaliste.

La principale hypothèse concerne l'existence d'un mode propagé dans la structure. Ainsi, un rapport minimal entre la longueur de la ligne et la plus basse fréquence d'utilisation doit être respecté ; d'après les mesures de lignes de longueurs différentes, nous avons pu évaluer cette longueur minimale de ligne à environ $\lambda_g/10$.

Une autre hypothèse importante tient au fait que les couches sont considérées homogènes, à la fois en épaisseur et en permittivité. Or, la méthode d'ablation laser utilisée entraîne de façon inévitable une inhomogénéité en épaisseur des couches. Malgré une méthode mise au point par Arnaud Moussavou *et al.*, consistant à dépointer le faisceau laser lors du dépôt [III.28], l'épaisseur des couches de KTN ne peut être déterminée qu'à 15% près. Nous verrons par la suite que ce point constitue la plus grande source d'erreur sur les résultats de caractérisation. L'homogénéité de la permittivité au sein de la couche est, quant à elle, liée à l'homogénéité en composition du film. Des premières analyses semblent montrer une répartition constante au niveau de la composition sur la surface des échantillons mais des études plus approfondies doivent encore être effectuées sur ce point.

Enfin, cette procédure ne prend pour l'instant pas en compte une éventuelle anisotropie du substrat ou de la couche à caractériser. Cependant, notre but n'étant pas ici de réaliser une caractérisation précise du matériau mais d'évaluer ses propriétés dans une configuration proche de celle de nos circuits, nous pouvons nous contenter d'une permittivité moyenne sans remonter à un tenseur de permittivité suivant les différentes directions de l'espace. De plus, de part leur structure pérovskite, les KTN sont cubiques, et donc isotropes, dans la phase paraélectrique qui nous intéresse en l'absence de contraintes. Néanmoins, les croissances ordonnées de ces films sur des substrats présentant une différence de paramètres de maille avec le matériau KTN entraînent inexorablement

des contraintes, au moins à l'interface, et peuvent donc induire un comportement ferroélectrique et une anisotropie macroscopique même en phase paraélectrique [III.6], [III.29].

Malgré certaines limitations, cet outil semble pouvoir convenir à notre objectif : accompagner le développement des couches minces KTN en évaluant leurs propriétés diélectriques sur une large gamme de fréquences dans des conditions proches de nos dispositifs.

III.2.5.2. Etude de sensibilité

Afin d'évaluer l'influence des différents paramètres géométriques (longueur et largeur de la ligne, largeur de fentes, épaisseur des couches, ...) et physiques (permittivité et pertes des couches, conductivité du métal, ...) de la structure sur les résultats de caractérisation, une étude de sensibilité a été réalisée sur l'exemple traité dans la partie III.2.4. (*i.e.* couche mince de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir). Ces résultats peuvent aussi être retrouvés dans la publication [III.30].

Cette étude de sensibilité a été réalisée à la fréquence de 12,5 GHz qui correspond à la fréquence de caractérisation de la méthode utilisant une cavité résonante [III.9]. Le tableau III.1 rassemble les différents paramètres utilisés pour la caractérisation de la couche mince ferroélectrique de $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ déposée sur saphir ainsi que les résultats correspondants. L'influence de chacun des paramètres sur la permittivité et sur les pertes obtenus pour le film KTN a été testée. Connaissant les incertitudes sur chacun de ces paramètres, il est possible de déterminer leurs effets sur les propriétés diélectriques déterminées. Dans ce tableau, les incertitudes entraînant les plus grandes différences sur les valeurs de permittivité ou de pertes, par rapport aux valeurs déterminées avec les paramètres par défaut, ont été rassemblées afin d'évaluer l'incertitude globale de la méthode.

Il est à noter qu'à l'époque de cette étude, l'anisotropie du saphir n'était pas prise en compte. Une valeur moyenne réaliste de 10 était donc considérée pour la permittivité. Très récemment, l'orientation a été prise en compte lors de la réalisation des circuits de façon à affiner nos résultats de caractérisation ainsi que nos simulations. Les autres substrats de dépôt utilisés sont isotropes et ne sont donc pas soumis à des approximations.

Paramètres	Valeurs par défaut	Effet le plus défavorable sur ε_r déterminé		Effet le plus défavorable sur tanδ déterminé	
Epaisseur du film ferroélectrique	600 nm	690 nm	(+15%)	510 nm	(-15%)
Epaisseur du substrat	500 µm	475 µm	(-5%)	475 µm	(-5%)
Permittivité du substrat	10	10,5	(+5%)	10,5	(+5%)
tanδ du substrat	6.10^{-5}	-		6.10^{-7}	
Epaisseur de l'or	4 µm	-		5 µm	(+25%)
Conductivité de l'or	2.10^{7} S/m	1.10^{7} S/m		3.10^{7} S/m	
Largeur de la ligne	113 µm	108 µm	(-4,4%)	118 µm	(+4,4%)
Largeur des fentes	74 µm	69 µm	(-6,8%)	79 µm	(+6,8%)
Longueur de la ligne	898 µm	-		-	
Résultat : $\varepsilon_{r\ KTN}$	**532**	**382**	**(-28%)**	615	(+15,6%)
Résultat : $\tan\delta_{KTN}$	**0.154**	0.137	(-11%)	**0.183**	**(+18,8%)**

Tableau III.1. Valeurs des paramètres utilisés pour la caractérisation d'un film de KTN déposé sur saphir ainsi que les permittivités et pertes déterminées.

La figure III.15 illustre les variations de permittivité $\Delta\varepsilon_r$ induites par un changement identique de 5% de chacun des paramètres géométriques et physiques de la structure coplanaire ; ce graphique démontre clairement la forte influence de la valeur de permittivité considérée pour le substrat. Cependant, l'incertitude sur ce paramètre peut être diminuée de façon importante par une pré-caractérisation du substrat, sous réserve que les conditions d'orientation soient respectées. Bien que la figure III.15 montre que l'épaisseur du film ferroélectrique n'est que le deuxième paramètre le plus influent pour la permittivité du film ferroélectrique, il est important de souligner que l'incertitude sur l'épaisseur des couches déposées par ablation laser est de l'ordre de 15%. Ce paramètre est sans aucun doute la plus grande source d'erreurs, comme dans le cas de la plupart des méthodes de caractérisation de couches minces. On peut aussi noter les variations non négligeables de la permittivité induites par un changement des dimensions latérales de la ligne CPW. En vérifiant les dimensions de la ligne coplanaire au microscope après réalisation, nous réduisons ainsi de manière importante l'incertitude induite par ces paramètres. Les autres données n'agissent que très faiblement sur la permittivité et peuvent être logiquement négligées.

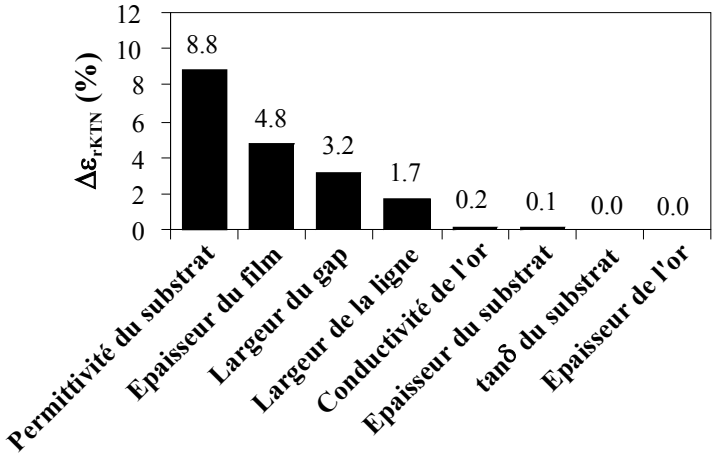


Fig. III.15. Influence des paramètres géométriques et physiques sur la permittivité de la couche KTN.

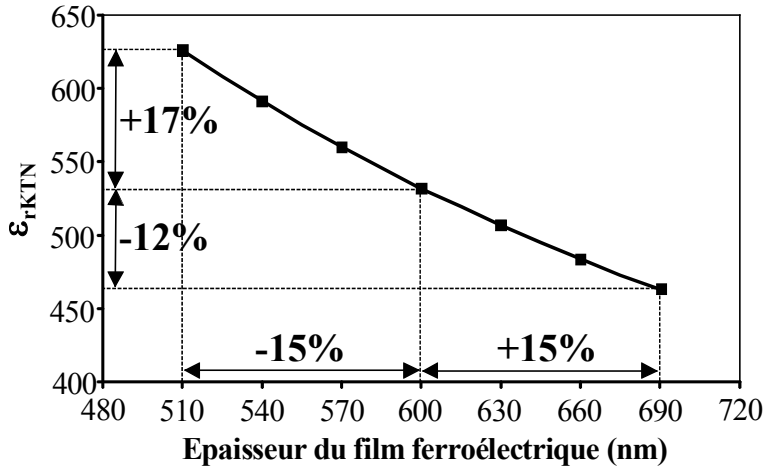


Fig. III.16. Evolution de la permittivité pour différentes épaisseurs du film ferroélectrique KTN.

La figure III.16 décrit l'évolution de la permittivité lorsque l'on considère une incertitude de ±15% sur l'épaisseur du film ferroélectrique de 600 nm. Une augmentation de l'épaisseur entraîne une décroissance quasi-linéaire de la permittivité obtenue ; l'incertitude résultante maximale est de l'ordre de 17%.

Lors d'une étude similaire à celle évoquée par la figure III.15, mais concernant cette fois les pertes du film ferroélectrique, le paramètre le plus influent s'est avéré être encore la permittivité du substrat. En effet, une diminution de la permittivité du substrat entraîne une augmentation de la concentration du champ hyperfréquence dans le film ferroélectrique et accroît donc l'influence des pertes du film ferroélectrique sur les pertes globales de la structure (pertes du film + pertes dues aux rubans métalliques + pertes du substrat). La figure III.17 présente les pertes du film ferroélectrique en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la constante diélectrique du substrat. L'incertitude absolue augmente avec la fréquence, mais l'incertitude relative reste quasi-constante sur toute la bande

de fréquence. Comme auparavant, cette source d'erreur peut être diminuée de façon importante en pré-caractérisant le substrat.

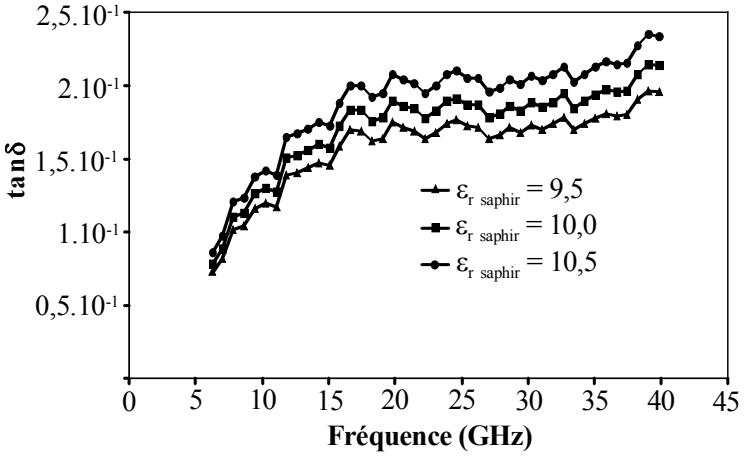


Fig. III.17. Evolution des pertes du film ferroélectrique en fonction de la fréquence pour une évolution de ±5% de la permittivité du substrat εr = 10.

La précision globale de la méthode liée aux incertitudes sur les différents paramètres a été évaluée en étudiant le cas le plus défavorable pour la permittivité et pour les pertes (*cf.* Tableau III.1). Sur l'exemple traité, la précision est estimée à 28% sur la permittivité et à 19% sur les pertes. En fait, cette incertitude peut être diminuée par une vérification minutieuse des dimensions géométriques et par une caractérisation préalable du substrat. Cependant, certaines incertitudes majeures telles que celle sur l'épaisseur de la couche ferroélectrique sont incompressibles. Malgré les autres sources d'erreurs non prises en compte dans cette étude (incertitude de l'analyseur, approximations dans la SDA), la précision minimale atteignable par cette méthode peut être évaluée à environ 20% sur la permittivité. Concernant les pertes, il est plus difficile de conclure tant ce type de méthode large bande est peu adaptée à leur caractérisation ; notre méthode pourrait tout de même se révéler suffisante pour les matériaux à fortes pertes que sont les ferroélectriques. Cette précision, bien que limitée, semble finalement nous permettre d'accompagner le développement des matériaux KTN et de quantifier les bénéfices ou les dommages causés par un changement des conditions de dépôt, sur les propriétés diélectriques hautes fréquences des couches KTN.

III.3. Validation de la méthode

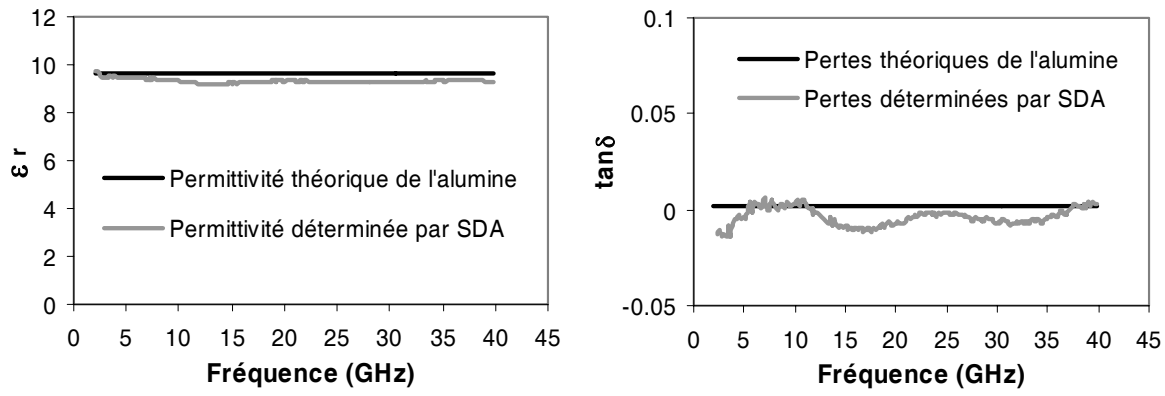
Afin de valider notre méthode de caractérisation large bande, nous avons, dans un premier temps, réalisé une série de lignes coplanaires sur alumine ainsi que sur une structure multicouche diélectrique/alumine. Dans le cas de la structure multicouche, un film diélectrique de 28 µm d'épaisseur a été déposé sur un substrat d'alumine. Le but est ici de valider la méthode de caractérisation en remontant aux propriétés diélectriques de matériaux connus : une céramique épaisse et un film épais (à défaut de disposer de couches minces aux propriétés connues).

Nous avons ensuite entrepris de comparer les résultats de caractérisation obtenus par la méthode résonante utilisée à XLIM et par notre méthode large bande sur une série d'échantillons identiques. Bien que les conditions de caractérisation ne soient pas identiques, les résultats très cohérents obtenus tendent à valider la méthode mise au point.

III.3.1. Extraction des propriétés diélectriques de l'alumine

La méthode présentée plus haut a été appliquée à la caractérisation d'une alumine d'épaisseur 635 µm, de permittivité égale à 9,6 et présentant des pertes de l'ordre de 2.10^{-3}. Pour cela, plusieurs guides d'onde, ayant des longueurs, des largeurs de ligne et des largeurs de fentes différentes, ont été réalisés. Des géométries différentes ont été testées afin de vérifier que les rubans métalliques soient bien pris en compte ; en effet, la modélisation des effets dus aux électrodes constituent toujours un des problèmes majeurs dans ce type de méthode.

Aucune influence de la géométrie n'a pu être observée sur les résultats ce qui confirme l'efficacité du facteur correctif ajouté pour améliorer la prise en compte des rubans métalliques. La permittivité déterminée par notre méthode large bande est très proche de la valeur donnée par le fournisseur avec une moyenne sur la bande de 9,32 contre une valeur théorique de 9,6 (Figure III.18). Cette méthode semble, par contre, peu adaptée à la caractérisation de très faibles pertes. En effet, les pertes déterminées pour l'alumine varient fortement sur la bande de fréquence étudiée (entre $-1,5.10^{-2}$ et $0,5.10^{-2}$), pouvant même prendre des valeurs négatives sans sens physique. Il n'est cependant pas étonnant d'obtenir de tels résultats par cette méthode pour laquelle des concessions sur la précision, notamment des pertes, ont été faites au profit de la largeur de bande de caractérisation. Cette faible précision sur les pertes pourrait néanmoins suffire à caractériser les tangentes delta des couches minces ferroélectriques qui sont beaucoup plus élevées que celles de l'alumine (de l'ordre de 10^{-1} voire plus).



(a) *(b)*

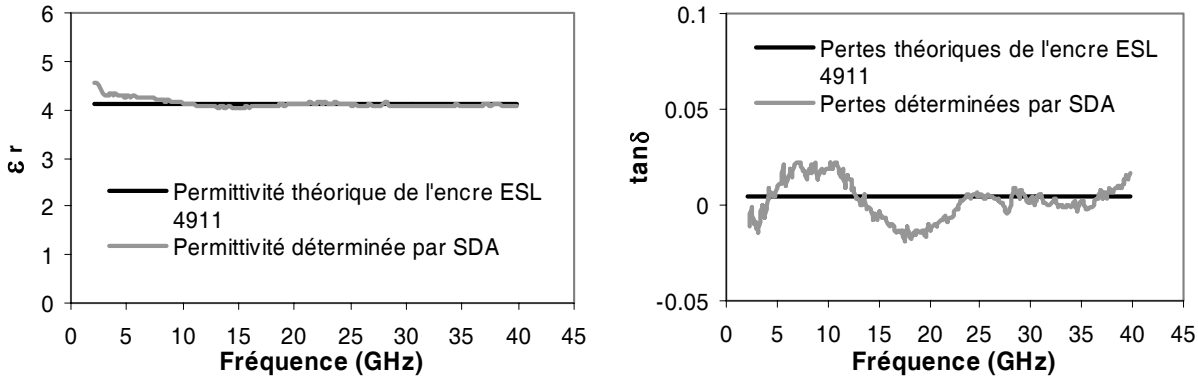
Fig. III.18. Comparaison des permittivités (a) et des pertes (b) théoriques d'une alumine et de celles déterminées par notre méthode de caractérisation de type SDA.

III.3.2. Extraction des propriétés diélectriques d'une encre ESL 4911 déposée par sérigraphie sur alumine

Afin de réaliser un film étalon, une encre diélectrique de type ESL 4911 a été déposée par sérigraphie sur substrat d'alumine dans le but de tester la validité de notre méthode sur des couches d'épaisseurs relativement faibles ; cette épaisseur est dans notre cas de 28 µm. De la même manière que pour l'alumine, des lignes de géométries différentes ont été réalisées sur cette structure multicouche. Notre méthode de caractérisation a ensuite été appliquée sur les paramètres S extraits de ces lignes de façon à déterminer les inconnues, à savoir la permittivité et les pertes de la couche diélectrique.

Les conclusions sont les mêmes que dans le cas de l'alumine. Aucune influence notable de la géométrie n'a été observée sur les résultats de caractérisation. La permittivité est très proche de la permittivité théorique du matériau ; une valeur moyenne de 4,08 a été trouvée à comparer au 4,1 couramment déterminée pour ce matériau (Figure III.19) [III.31]. Cependant, comme précédemment, les faibles pertes de cette encre ($\tan\delta = 4.10^{-3}$ [III.31]) sont difficiles à approcher par cette méthode car noyées dans le bruit numérique.

La bonne concordance entre les résultats expérimentaux et ceux attendus, à la fois pour une céramique d'alumine et pour une couche diélectrique, tend à valider notre méthode de caractérisation, tout au moins en ce qui concerne la permittivité. Même si la précision sur les pertes est insuffisante pour ce type de matériau, elle pourrait se révéler suffisante pour une évaluation des pertes des couches minces ferroélectriques.



(a) *(b)*

Fig. III.19. Comparaison des permittivités (a) et des pertes (b) théoriques d'une encre diélectrique ESL 4911 [III.31] [III.31]et de celles trouvées par notre méthode de caractérisation.

III.3.3. Comparaison des méthodes de caractérisation

Des échantillons de KTN ont été caractérisés à XLIM puis au LEST avec notre méthode. Bien que les échantillons aient été détériorés durant la phase d'analyses structurales, présentant ainsi des propriétés diélectriques peu intéressantes, ils nous ont permis de valider notre approche. Dans les parties suivantes, les conditions de cette comparaison sont détaillées puis les résultats sont présentés et discutés au vu des conditions de mesure.

III.3.3.1. Contexte et déroulement de l'inter comparaison des résultats

Trois couches de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ ont été déposées sur substrat saphir à l'USC pour cette étude comparative. Les épaisseurs de ces couches (0.85, 0.9 et 1 µm) ont été vérifiées au MEB de façon à garantir la plus grande précision possible pour la caractérisation. Les observations par DRX de ces échantillons ont montré dans l'ensemble des cas une microstructure texturée et une absence de la phase secondaire indésirable (pyrochlore).

Ces trois couches ont malheureusement été détériorées durant la préparation préalable à leur caractérisation. En effet, la face inférieure du substrat est collée au porte-substrat du bâti de dépôt par de la laque d'argent. Les résidus de laque d'argent peuvent perturber la caractérisation et doivent donc être préalablement retirés. Or, durant cette étape, les trois échantillons ont été abîmés, au détriment de leurs propriétés diélectriques, notamment de leurs pertes. Les résultats présentés par la suite ne reflètent donc en rien les performances optimales obtenues sur des couches minces de KTN.

Les échantillons ont, dans un premier temps, été envoyés à XLIM afin d'y être caractérisés par une méthode de perturbation en cavité. Après cette étape, les échantillons ainsi que les résultats de caractérisation obtenus nous ont été envoyés au LEST. Ces couches ont été métallisées puis gravées

suivant le processus présenté dans la partie III.2.2 de façon à réaliser les guides d'onde coplanaires qui nous ont servi à appliquer notre méthode.

Pour le traitement des mesures, les mêmes paramètres (permittivité et pertes du substrat, épaisseur du substrat, épaisseur de la couche ferroélectrique, ...) ont été pris. La fréquence de caractérisation, fixée par la cavité autour de 12,5 GHz, a été choisie pour la comparaison des résultats.

III.3.3.2. Comparaison des résultats et discussion

Les moyennes des résultats obtenus sur les trois couches par les deux méthodes sont présentées dans le tableau III.2. En cavité, une permittivité moyenne de 750 associée à des pertes diélectriques de l'ordre de 0,22 est obtenue. Avec notre méthode, la constante diélectrique de ces couches est de l'ordre de 930 avec des pertes de 0,29. Les résultats sont sensiblement différents mais restent du même ordre de grandeur ; la permittivité et les pertes sont environ 20% plus élevées par la méthode large bande.

	Méthode de perturbation en cavité	**Méthode en guide d'onde coplanaire**
Conditions de la mesure	Monofréquence (12,5 GHz) En cavité Sans électrode	Large bande Utilisation de CPW Avec électrode (traitement thermique)
Permittivité moyenne (12,5 GHz)	750	930
tanδ moyen (12,5 GHz)	0,22	0,29

Tableau III.2. Bilan comparatif des conditions de mesure et des résultats obtenus en caractérisation pour une méthode de perturbation en cavité et pour une méthode utilisant des guides d'onde coplanaires.

Il est difficile de déterminer les causes de ces différences de résultats tant elles peuvent être nombreuses et de natures variées (méthodes utilisées, origines physiques).

Une première explication pourrait provenir de la configuration du champ électromagnétique dans les deux cellules de mesure. Nous avons précisé précédemment que les films ferroélectriques peuvent présenter une anisotropie de leur constante diélectrique, de façon naturelle en phase ferroélectrique ou en raison de contraintes qui conditionnent la croissance dans la phase paraélectrique. Il est donc important de savoir quelle est la permittivité vue par le champ hyperfréquence. Dans le cas de films KTN déposés sur saphir, cette anisotropie ne peut apparaître qu'entre les permittivités parallèle et perpendiculaire au plan de la couche en raison de la croissance de type texturée des films KTN. La méthode de perturbation en cavité utilise un mode de type $TE_{0,1,\delta}$ qui interagit avec la couche ferroélectrique dans un plan parallèle à celle-ci. La permittivité vue par le

signal est donc une permittivité parallèle $\varepsilon_{//}$. En ce qui concerne notre méthode utilisant un guide d'onde coplanaire, le champ hyperfréquence est aussi principalement orienté dans le plan de la couche étant donné la très forte permittivité des films ferroélectriques. Ainsi, les interactions entre le film et le champ électromagnétique sont relativement proches pour les deux cellules de mesure et ne semblent pas pouvoir expliquer les différences observées.

Les métallisations semblent être une des origines les plus probables des divergences observées sur les résultats. En effet, les contraintes exercées par les électrodes sont connues pour modifier le comportement électrique des couches [III.32]. De plus, le processus de fabrication des guides d'onde coplanaires inclue une étape de traitement thermique à 750°C qui peut modifier les propriétés diélectriques des KTN ; l'augmentation de la permittivité due à des phénomènes de recristallisation après recuit a été observée dans de nombreuses publications [III.12]-[III.14]. Le traitement thermique peut aussi être préjudiciable pour le film en raison de la volatilité importante du potassium. Une perte de potassium durant cette étape pourrait entraîner une plus forte densité de défauts, et donc, des pertes plus importantes. Ces considérations semblent pouvoir partiellement expliquer les différences observées sur les propriétés diélectriques des films KTN avec les deux méthodes considérées.

Finalement, les méthodes de caractérisation elles-mêmes peuvent aussi être à l'origine de certaines différences dans les mesures. En effet, la précision de notre méthode large bande a été grossièrement évaluée à 20% sur la permittivité ; il était plus difficile de conclure pour les pertes. Ces incertitudes nous interdisent pour l'instant de conclure objectivement sur l'origine, physique ou provenant des méthodes de caractérisation, des différences observées. Pour conclure de façon définitive, de plus nombreux échantillons devraient être testés. Il serait éventuellement intéressant de comparer les résultats obtenus via d'autres méthodes dont une, récemment développée au LEST par Serge De Blasi *et al.* [III.33], basée sur l'utilisation d'un guide rectangulaire.

Cependant, les résultats trouvés par notre méthode large bande restent du même ordre de grandeur que ceux déterminées par la méthode résonante en cavité, plus précise. Le point fort de notre méthode est d'incorporer naturellement les effets dus aux électrodes dans une configuration semblable aux circuits qui seront réalisés par la suite. Les valeurs déterminées, même si elles ne font qu'approcher les propriétés diélectriques réelles du matériau, nous permettront d'observer les effets d'un changement de substrat, de composition ou de conditions de dépôt et de choisir ainsi les facteurs les plus favorables à l'agilité en hyperfréquence.

III.4. Mise en évidence de l'influence du substrat sur des films de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$

La méthode de caractérisation large bande décrite précédemment a été appliquée sur des films minces de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposés sur différents substrats. Des conditions de dépôt identiques ont été utilisées pour ces films de façon à observer uniquement l'influence du substrat. Les résultats obtenus pour chaque substrat sont d'abord détaillés avant d'être discutés de manière globale au vu des microstructures spécifiques des films KTN propre aux substrats de dépôt choisis.

III.4.1. Propriétés diélectriques des films $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposés sur quatre substrats différents

Les quatre substrats utilisés pour cette étude sont l'alumine (Al_2O_3 polycristallin), l'oxyde de magnésium (MgO), le saphir (Al_2O_3 monocristallin) et l'aluminate de lanthane ($LaAlO_3$ ou LAO). Des films KTN d'une épaisseur de 600 nm ont été déposés sur ces différents substrats dans des conditions identiques (*cf.* § II.3.1.1).

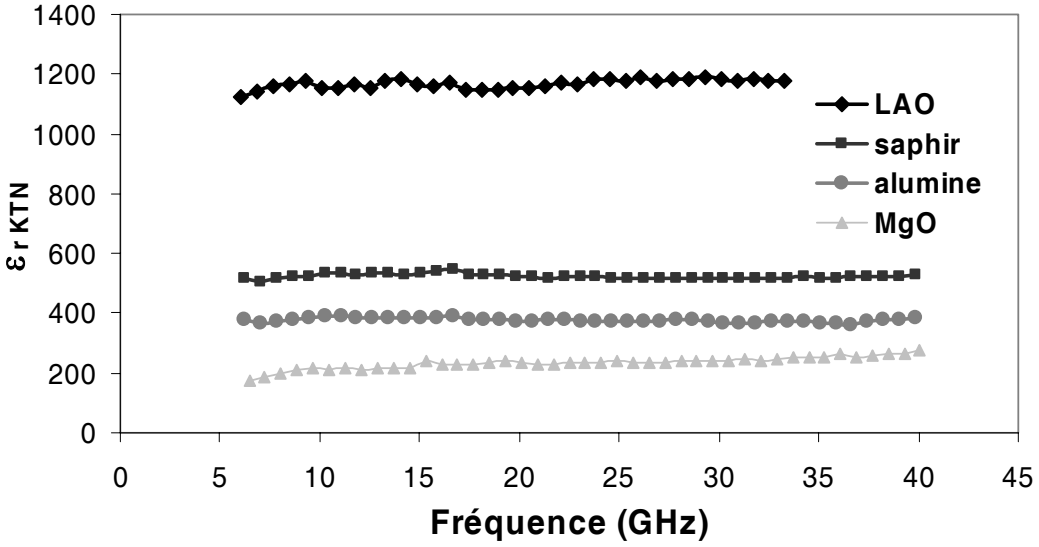


Fig. III.20. Permittivité de films $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ en fonction de la fréquence pour quatre substrats de dépôt différents.

Les figures III.20 et III.21 présentent respectivement la permittivité et les pertes de films KTN de composition identique (x = 0,4) en fonction de la fréquence pour les quatre substrats de dépôt considérés. Les propriétés diélectriques des films KTN, notamment la permittivité, apparaissent

comme étant incontestablement dépendantes du substrat, et ce, malgré l'incertitude existant sur les résultats de caractérisation. Ainsi, à 30 GHz, les constantes diélectriques de KTN sont de 1182 sur aluminate de lanthane, 518 sur saphir, 366 sur alumine et 241 sur oxyde de magnésium. Sur cette série d'échantillons, la permittivité est assez stable en fréquence. Ainsi, quelque soit le substrat de dépôt, l'écart entre la valeur moyenne et les extremums sur la bande 10-30 GHz, noté ici $\Delta\varepsilon$ et défini par l'équation III.11, n'excède pas 9,2% et est même inférieure à 2,2% pour un film KTN sur LAO.

$$\Delta\varepsilon = \frac{\Delta_{\max}}{\varepsilon_{moy}} \times 100 \qquad \textbf{Eq. III.11.}$$

où ε_{moy} représente la valeur de permittivité moyenne sur la bande et Δ_{max} l'écart le plus grand par rapport à cette valeur moyenne.

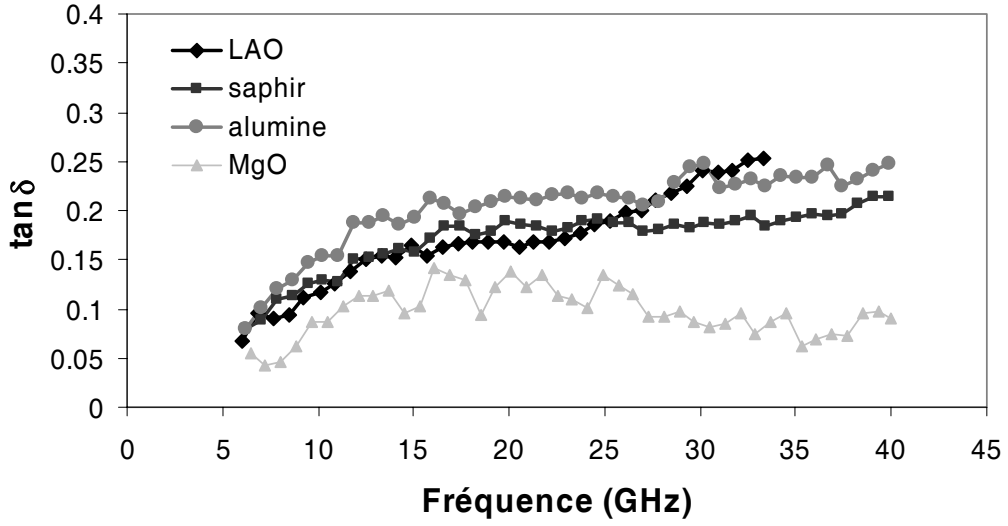


Fig. III.21. Pertes diélectriques de films $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ en fonction de la fréquence pour quatre substrats de dépôt différents.

Les pertes croissent relativement rapidement avec la fréquence pour trois substrats de dépôt (alumine, saphir et aluminate de lanthane). Partant de valeurs assez faibles, inférieures à 0,1 autour de 6 GHz, elles augmentent ensuite rapidement pour être comprises entre 0,15 et 0,25 dans la bande 15-40 GHz. Il est à noter que sur LAO, des résonances de dimensions de la ligne ont perturbé les résultats sur les pertes au-delà de 25 GHz. D'une manière générale, ces pertes semblent évoluer proportionnellement à la racine de la fréquence, et font penser à une évolution de type pertes métalliques ; les pertes observées ici pourraient donc être en partie dues aux électrodes, et ce, en raison d'une diffusion de l'or dans la couche ferroélectrique ou d'une prise en compte incomplète des pertes métalliques dans notre méthode.

Le comportement est très différent pour un substrat de MgO ; les pertes du KTN sont plus faibles et tendent à diminuer après un pic autour de 20 GHz. Cependant, les niveaux de pertes mesurées des films KTN sur ce substrat se rapprochent des limites de détermination entrevues pour notre méthode aux paragraphes III.3.1 et III.3.2.

III.4.2. Agilité des couches de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ en fonction du substrat

Bien que la topologie des lignes étudiées ne permette pas d'accéder à des champs de commande importants (30 V pour un gap de 75 µm soit un champ de 4 kV/cm), l'agilité des couches minces KTN, définie par l'équation III.12, a été étudiée en fonction du substrat. Pour ce faire, des mesures à champ de commande nul puis sous une tension de 30 V ont été réalisées. Les fichiers de mesure ont été ensuite traités via notre méthode de caractérisation afin de remonter aux propriétés diélectriques de la couche à 0 V et à 30 V.

$$Agilité\ (\%) = \frac{\varepsilon_{0V} - \varepsilon_{30V}}{\varepsilon_{0V}} \times 100 \qquad \textbf{Eq. III.12.}$$

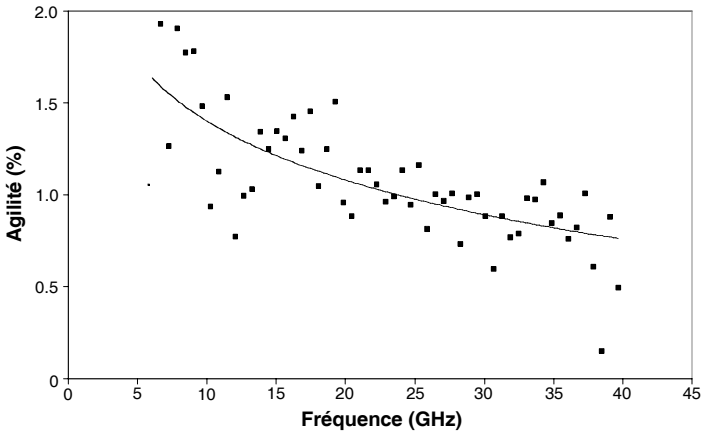


Fig. III.22. Agilité d'une couche de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposée sur saphir en fonction de la fréquence (■ : points de mesure, ─ : courbe de tendance).

Après traitement, un nuage de points est obtenu et peut être extrapolé par une courbe de tendance (Figure III.21). La figure III.23 présente les courbes de tendance obtenues pour les quatre substrats testés. Les valeurs sont dans l'ensemble faibles, mais sont à mettre en rapport avec les très faibles valeurs de champ électrique appliqué. Cette agilité décroît en fonction de la fréquence quel que soit le substrat d'accueil. Les plus faibles taux d'agilité sont clairement obtenus pour les films de KTN déposés sur MgO. Pour les autres substrats, il est difficile de conclure tant les écarts sont faibles même si le saphir semble être propice à la croissance de films KTN plus fortement sensibles au champ électrique.

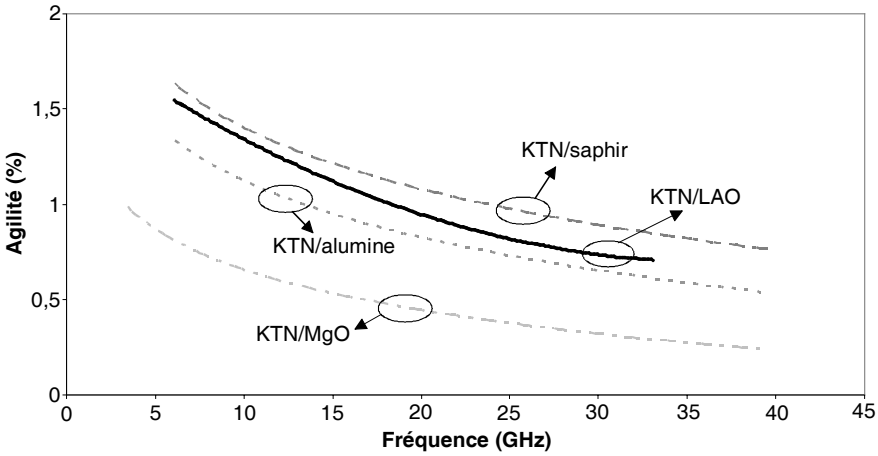


Fig. III.23. Evolution de l'agilité sur la permittivité de KTN en fonction de la fréquence pour quatre substrats de dépôt différents.

III.4.3. Influence de la microstructure sur les propriétés diélectriques

Les microstructures particulières des films KTN obtenues sur les différents substrats étudiés ont été détaillées dans la partie II.3.3. Ainsi, la croissance de couches minces de KTN sur alumine donne lieu à des films sans orientation privilégiée. Sur saphir, la microstructure de KTN présente une orientation privilégiée suivant l'axe de croissance sans orientation dans le plan (film texturé). Les substrats de MgO et de LAO mènent tous deux à des films de structure très similaire présentant des orientations bien définies suivant les trois directions de l'espace (épitaxie).

La microstructure des couches semble pouvoir expliquer les différences de résultats obtenus, tout au moins dans les cas de l'alumine, du saphir et de l'aluminate de lanthane. En effet, les plus fortes permittivités sont trouvées, par ordre décroissant, pour le LAO, le saphir et l'alumine. Or, cet ordre coïncide avec une désorientation de plus en plus forte du film, et ainsi, à une structure de plus en plus éloignée du monocristal KTN. Il semble donc logique de trouver des permittivités plus fortes sur LAO que sur alumine. Ce raisonnement peut aussi s'appliquer au niveau des pertes. En effet, les pertes les plus élevées sont trouvées pour l'alumine, puis pour le saphir et enfin pour le LAO (jusqu'à 25 GHz). Or, l'augmentation de la taille des joints de grains, liée à une désorientation du film, est connue pour augmenter les pertes.

Cependant, le cas du MgO vient remettre en cause ce raisonnement, du moins en partie. En effet, la microstructure des films de KTN sur MgO est très proche de celle des films obtenus sur LAO. L'épitaxie est obtenue et la taille des grains est comprise dans les deux cas entre 50 et 100 nm. Pourtant, leurs propriétés diélectriques sont totalement différentes. Ainsi, à 30 GHz, les valeurs

suivantes ont été obtenues : $\varepsilon_{r(LAO)} = 1182$; $\tan\delta_{(LAO)} = 0{,}24$; $\varepsilon_{r(MgO)} = 241$; $\tan\delta_{(MgO)} = 0{,}088$. Ces fortes différences suggèrent l'implication d'autres facteurs que la seule microstructure. Deux paramètres principaux semblent pouvoir expliquer ce phénomène. En premier lieu, les différences de paramètres de maille entre KTN et MgO et entre KTN et LAO. Ces derniers sont très différents puisque ils donnent lieu à des films en extension sur MgO et à des couches en compression sur LAO. Les contraintes sur les films ferroélectriques sont connues pour modifier les propriétés diélectriques, notamment par un déplacement de la température de Curie.

Avec notre méthode, les permittivités obtenues pour des films $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposés sur MgO sont plus faibles que celles de films identiques déposés sur alumine. Des résultats inverses avaient été trouvés sur des séries d'échantillons caractérisés par une méthode de perturbation en cavité (*cf.* III.1.2). Ce constat tend à prouver l'implication d'un autre phénomène : des interactions chimiques entre KTN et MgO déjà présentes lors du dépôt mais amplifiées lors du recuit des électrodes. En effet, ces interactions pourraient induire un dopage dans la couche KTN, et, notamment par un abaissement de la température de Curie, modifier sa permittivité. Ce type de comportement a déjà été observé sur des matériaux BST [III.34] ou $BaTiO_3$ [III.35] dopés par de l'oxyde de magnésium (Figure III.24).

A l'heure actuelle, il est encore prématuré d'apporter des conclusions définitives ; des analyses plus poussées des films, notamment au niveau de la composition des premières couches de croissance, devraient pouvoir nous apporter des éléments permettant de conclure sur l'un ou l'autre de ces scénario.

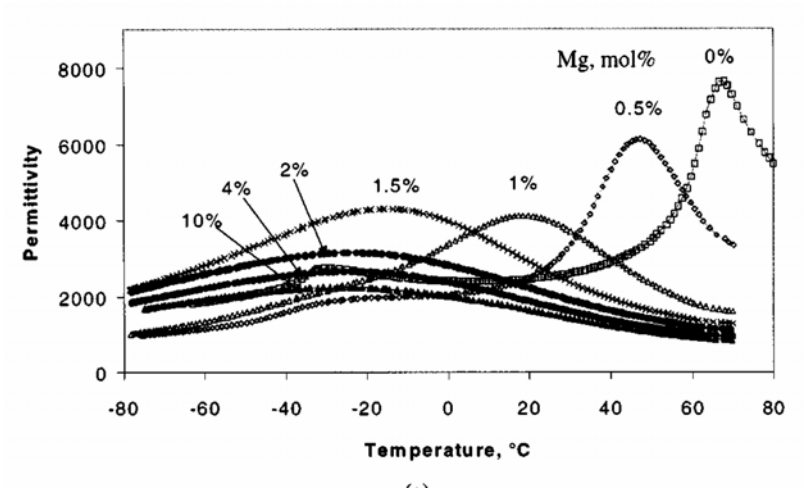


Fig. III.24. Constante diélectrique (10 kHz) de céramiques de $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$ pour différents taux de dopage au MgO [III.34].

Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en évidence l'influence forte du substrat, et donc de la microstructure des couches, sur les propriétés diélectriques hautes fréquences des KTN. D'une manière générale, les structures très ordonnées semblent donner lieu à des films de permittivité élevée présentant des pertes légèrement plus faibles que celles de films désorientés.

Cependant, le cas du substrat MgO vient perturber ce raisonnement : film KTN épitaxié mais permittivité et pertes très faibles. Différents facteurs sont soupçonnés être à l'origine de ce comportement, dont les contraintes extensives exercées par le substrat sur le film ou des interactions chimiques possibles entre KTN et MgO ; dans les deux cas, un déplacement de la température de Curie pourrait être induit.

Dans le chapitre suivant, les résultats obtenus sur des circuits hyperfréquences simples (capacité interdigitée et résonateur stub) seront présentés. Pour cette étude, les mêmes substrats et compositions que ceux employés pour la caractérisation diélectrique ont été utilisés. Les conclusions de ce chapitre viendront donc compléter les hypothèses provisoires établies sur le comportement du matériau et l'influence du substrat sur les performances électriques hautes fréquences.

Références du Chapitre III

[III.1] A. Outzourhit, J.U. Trefny, T. Kito, B. Yarar, A. Naziripour, A.M. Hermann, *"Fabrication and characterization of $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ tunable thin film capacitors"*, **Thin Solid Films**, Vol. 259, pp. 218-224, 1995.

[III.2] A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.F. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter, *"Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications"*, **Journal of Electroceramics**, Vol. 11, pp. 5-66, 2003.

[III.3] H.C. Li, W. Si, A.D. West, X.X. Xi, *"Thickness dependance of dielectric loss in $SrTiO_3$ thin films"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 73, n° 4, pp. 464-466, Juillet 1998.

[III.4] M.A. Saifi, L.E. Cross, *"Dielectric Properties of Strontium Titanate at Low Temperature"*, **Physical Review B**, Vol. 2, n° 3, pp. 677-684, 1970.

[III.5] C.B. Parker, J.P. Maria, A.I. Kingon, *"Temperature and thickness dependent permittivity of $(Ba,Sr)TiO_3$ thin films"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 81, n° 2, pp. 340-342, Juillet 2002.

[III.6] J.H. Haeni, P. Irvin, W. Chang, R. Uecker, P. Reiche, Y.L. Li, S. Choudhury, W. Tian, M.E. Hawley, B. Craigo, A.K. Tagantsev, X.Q. Pan, S.K. Streiffer, L.Q. Chen, S.W. Kirchoefer, J. Levy, D.G. Schlom, *"Room-temperature ferroelectricity in strained $SrTiO_3$"*, **Nature**, Vol. 430, pp. 758-761, Août 2004.

[III.7] Y.L. Li, S. Choudhury, J.H. Haeni, M.D. Biegalski, A. Vasudevarao, A. Sharan, H.Z. Ma, J. Levy, V. Gopalan, S. Trolier-McKinstry, D.G. Schlom, Q.X. Jia, L.Q. Chen, *"Phase transitions and domain structures in strained pseudocubic (100) $SrTiO_3$ thin films"*, **Physical Review B**, Vol. 73, n° 184112, 2006.

[III.8] A. Rousseau, *"Couches minces d'oxydes ferroélectriques pour les dispositifs agiles en hyperfréquences : croissance par ablation laser et caractérisations"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, n° d'ordre 3220, Octobre 2005.

[III.9] J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, M. Aubourg, S. Verdeyme, *"Développement d'une méthode pour mesurer la permittivité de couches minces ferroélectriques"*, **Actes des 13èmes Journées Nationales Micro-ondes**, 4C1, 2003.

[III.10] J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, T. Delage, C. Champeaux, A. Catherinot, *"Characterization of Thin Ferroelectric Films for Tunable Microwave Devices – Result Analysis According to the PLD Deposit Conditions"*, **IEEE International Microwave Symposium Digest**, pp. 1915-1918, 2004.

[III.11] A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, V. Bouquet, A. Perrin, G. Tanné, F. Huret, J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, *"Ferroelectric Thin Films for Applications in High Frequency Range"*, **Ferroelectrics**, Vol. 316, pp. 7-12, 2005.

[III.12] L. Korotkov, S. Gridnev, S. Konstantinov, T. Klimentova, Y. Barmin, I. Babkina, *"Dielectric permittivity and conductivity of amorphous $PbTiO_3$"*, **Ferroelectrics**, Vol. 299, pp. 171-179, 2004.

[III.13] A.M. Prudan, E.K. Gol'man, A.B. Kozyrev, A.A. Kozlov, V.E. Loginov, A.V. Zemtsov, *"Effect of annealing on the dielectric permittivity of strontium titanate films in the $SrTiO_3/Al_2O_3$ structure"*, **Physics of the Solid State**, Vol. 40, n° 8, pp. 1339-1343, Août 1998.

[III.14] R.R. Das, P. Bhattacharya, W. Perez, R.S. Katiyar, *"Effect of annealing on structural and electrical properties of laser ablated $Sr_{0.8}Ba_{0.2}Bi_2Ta_2O_9$ thin films"*, **Journal of Vacuum**

Science & Technology A: Vacuum, Surfaces and Films, Vol. 20, n° 2, pp. 375-378, Mars 2002.

[III.15] Fabrice Huret, *"Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et de la méthode des équations intégrales supérieures pour la simulation des lignes planaires en technologie monolithique microonde"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Lille, 1991.

[III.16] http://eesof.tm.agilent.com/

[III.17] S.Giraud, S. Courrèges, D. Cros, V. Madrangeas, *"Characterization of ferroelectric thin-film planar microwave devices using the Method of Line (MoL)"*, **35th European Microwave Conference**, pp. 513-516, Octobre 2005.

[III.18] A-G. Moussavou, V. Bouquet, R. Sauleau, A. Perrin, M. Guilloux-Viry, K. Mahdjoubi, *"Numerical and comparative study of the agility of planar transmission lines printed on a ferroelectric thin film"*, **Microwave and Optical Technology Letters**, Vol. 49, n° 2, Février 2007.

[III.19] W.R. Eisenstadt and Y. Eo, *"S-parameter-Based IC Interconnect Transmission Line Characterization"*, **IEEE Trans. on Components, Hybrids, and Man. Tech.**, Vol. 15, n° 4, pp. 483-490, Août 1992.

[III.20] Mathieu Le Coguic, *"Programme d'extraction sous Labview des paramètres de propagation d'une ligne coplanaire à partir de paramètres S expérimentaux"*, **Rapport de stage de Master 1**, Avril-Juillet 2006.

[III.21] J.R. Mosig, *"Arbitrarily shaped microstrip structures and their analysis with a mixed potential integral equation"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 36, pp. 314-323, Février 1998.

[III.22] J.R. Mosig, F.E. Gardiol, *"Analytical and numerical technics in the green's function treatment of microstrip antennas and scatterers Js"*, **IEE Proc.**, Vol. 130, n° 2, pp. 175-182, Mars 1983.

[III.23] D. Kinowsky, *"Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et d'une formulation par éléments finis pour la simulation de dispositifs micro-ondes et optroniques"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Lille, Décembre 1992.

[III.24] G.C. Liang Y.W. Liu, K.K. Mei, *"Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time domain finite difference method"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 37, pp. 1949-1957, Décembre 1989.

[III.25] H. Jin, R. Vahldieck, *"Full-wave analysis of coplanar waveguide discontinuities using the frequency domain TLM method"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 41, pp. 1538-1542, Septembre 1993.

[III.26] D. Kinowski, F. Huret, C. Seguinot, P. Pribetich, P. Kennis, *"Performances of Superconducting Interconnections"*, **Microwave and Optical Technology Letters**, Vol. 3, n° 10, pp. 338-341, Octobre 1990.

[III.27] R. Faraji-Dana, Y. L. Chow, *"The Current Distribution and AC Resistance of a Microstrip Structure"*, **IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 38, n° 9, pp. 1268-1277, Septembre 1990.

[III.28] A-G. Moussavou, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, *"Structural characteristics of $KTa_{0.5}Nb_{0.5}O_3$ ferroelectric thin films and applications to standard microwave transmission lines"*, **4th French-Ukrainian Meeting on Ferroelectricity**, **Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Novembre 2006.

[III.29] S.S. Gevorgian, E.L. Kollberg, *"Do we really need ferroelectrics in paraelectric phase only in electrically controlled microwave devices ?"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 49, n° 11, Novembre 2001.

[III.30] V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, A. Rousseau, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"KTN Dielectric Properties at Microwave Frequencies: Substrate Influence"*, **Ferroelectrics**, Vol. 353, pp. 21-28, 2007.

[III.31] M. Ohsawa, Y. Ando, Y. Arai, T. Wada, M.A. Stein, *"Superminiaturized leadless double-balanced mixer-modulator with thick film print / fire process"*, **Japan International Electronics Manufacturing Technology Symposium**, paper TA1-3, pp. 133-136, 1993.

[III.32] R. Plonka, R. Dittmann, N.A. Pertsev, E. Vasco, R. Waser, *"Impact of the top-electrode material on the permittivity of single-crystalline $Ba_{0.7}Sr_{0.3}TiO_3$ thin films"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 86, pp. 202908-202910, 2005.

[III.33] S. De Blasi, P. Quéffélec, C. Prunier, W. Peng, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, *"Broad-Band Characterization in Rectangular Waveguide for Microwave Measurements of the Permittivity of Thin Ferroelectric Layers"*, **19th International Symposium on Integrated Ferroelectrics**, Bordeaux, Mai 2007.

[III.34] B. Su, T.W. Button, *"Microstructure and dielectric properties of Mg-doped barium strontium titanate ceramics"*, **Journal of Applied Physics**, Vol. 95, n° 3, pp. 1382-1385, Février 2004.

[III.35] J. Jeong, Y.H. Han, *"Effects of MgO-Doping on Electrical Properties and Microstructure of $BaTiO_3$"*, **Japanese Journal of Applied Physics**, Vol. 43, n° 8A, pp. 5373-5377, 2004.

Démonstrateurs hautes fréquences

Etude du potentiel des matériaux KTN pour la reconfigurabilité

IV

Chapitre IV Démonstrateurs hautes fréquences : étude du potentiel des matériaux KTN pour la reconfigurabilité

INTRODUCTION **135**

IV.1. CHOIX DES COMPOSITIONS **136**

IV.1.1. CONTEXTE : DEVELOPPEMENT DES MATERIAUX KTN 136

IV.1.2. BILAN DES COMPOSITIONS ET DES SUBSTRATS UTILISES POUR LA REALISATION DE DISPOSITIFS HYPERFREQUENCES 136

IV.2. CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DES CIRCUITS **138**

IV.2.1. OBJECTIFS VISES ET CHOIX DES CIRCUITS 138

IV.2.1.1. Capacité interdigitée *138*

IV.2.1.1. Résonateur stub *140*

IV.2.2. LIMITATIONS DES SIMULATEURS COMMERCIAUX 141

IV.2.3. SOLUTIONS ADOPTEES POUR L'AMELIORATION DES SIMULATIONS 142

IV.2.3.1. Découpage du film ferroélectrique sous HFSS *142*

IV.2.3.2. Simulations par partie *143*

IV.3. COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS POUR DES FILMS DE $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ SUR DIFFERENTS SUBSTRATS **145**

IV.3.1. MESURE DES STUBS 145

IV.3.2. MESURE DES CAPACITES INTERDIGITEES 147

IV.3.3. CONCLUSION SUR LE CHOIX DU SUBSTRAT 149

IV.4. COMPARAISON DES RESULTATS OBTENUS POUR DIFFERENTES COMPOSITIONS DE KTN SUR UN MEME SUBSTRAT (LAO) **151**

IV.4.1. MESURE DES STUBS 151

IV.4.2. MESURE DES CAPACITE INTERDIGITEES 152

IV.4.3. CONCLUSION SUR LE CHOIX DE LA COMPOSITION 154

IV.5. BILAN DES PREMIERS DEMONSTRATEURS **155**

IV.5.1. BILAN AU NIVEAU DES OBJECTIFS VISES 155

IV.5.2. NOUVEAUX OBJECTIFS A ATTEINDRE 155

CONCLUSION **157**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE IV **158**

CHAPITRE IV Démonstrateurs hautes fréquences : étude du potentiel des matériaux KTN pour la reconfigurabilité

Introduction

Ce chapitre, divisé en quatre parties, a pour but de présenter les premiers dispositifs qui nous ont permis d'évaluer le potentiel des matériaux KTN pour des applications d'agilité en hyperfréquence. Partant de connaissances initiales assez limitées des propriétés du matériau, cette première étape nous a permis de cibler des couples KTN/substrat dont les propriétés semblent pouvoir permettre ce type d'applications.

La première partie s'attache à justifier les choix des compositions et des substrats étudiés. En effet, au fil de la lecture de ce manuscrit, ces choix peuvent parfois sembler ne pas suivre une logique scientifique ; cependant, ils ont toujours été effectués dans l'objectif d'accompagner le développement de la méthode de dépôt. De plus, les aléas techniques ne nous ont parfois pas permis de tester les couples composition/substrat que nous soupçonnions être les plus performants.

Par la suite, les dispositifs étudiés sont présentés : capacités interdigitées et résonateurs de type stub. Les difficultés rencontrées dans l'utilisation des simulateurs commerciaux sont notamment détaillées.

A l'image du chapitre III, la troisième partie permet d'observer l'influence du substrat sur les performances des dispositifs, en terme d'agilité notamment. Le choix du substrat le mieux adapté à des applications d'agilité y est discuté.

La partie IV.4 présente ensuite les résultats comparés de plusieurs compositions KTN différentes déposées sur un substrat identique (LAO). Ces résultats sont examinés au vu des températures de Curie théoriques des matériaux KTN sous forme massive qui ne semblent pas concorder avec les conclusions issues de ces mesures.

Enfin, un bilan de cette première série de circuits est présenté. Il met en avant le potentiel intéressant des matériaux KTN pour l'agilité à hautes fréquences mais aussi certaines limitations, d'ordre technique, dues au système de mesure utilisé (champ électrique de commande trop faible). Ces insuffisances ont été prises en compte pour les circuits réalisés ultérieurement.

IV.1. Choix des compositions

IV.1.1. Contexte : développement des matériaux KTN

Le choix des compositions et des substrats s'est fait en accord avec l'USC dans l'objectif final de développer un matériau présentant des propriétés compatibles avec la réalisation de dispositifs hautes fréquences reconfigurables performants. Partant de connaissances assez faibles sur les propriétés de ces matériaux, une grande palette de compositions et de substrats de dépôt a été étudiée.

Certains dispositifs de test (capacité interdigitée et résonateur stub) ont été réalisés de façon systématique sur ces couches afin de pouvoir comparer les performances obtenues par rapport aux séries précédentes en conservant une référence commune. D'autres fonctions, de type déphaseur ou filtre, ont été ajoutées au fur et à mesure des réalisations. Les temps de réalisation étant assez conséquents (entre 3 et 8 mois pour la réalisation des couches et des circuits), nous avons profité de la place disponible sur les échantillons pour tester de nouvelles topologies de dispositifs.

Certains choix de compositions ou de conditions de dépôt ont été faits de façon à répondre aux besoins du moment de l'USC, à savoir : tester une nouvelle méthode de dépôt, l'influence d'une couche tampon, ... Ces tests ont permis de poursuivre le développement des matériaux KTN dans le but commun à nos deux laboratoires de réaliser des couches présentant des propriétés compatibles avec la réalisation de dispositifs hyperfréquences reconfigurables, en terme de pertes et d'agilité notamment.

IV.1.2. Bilan des compositions et des substrats utilisés pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences

Cette partie a pour but de recenser les différents types d'échantillons sur lesquels ont été réalisés des dispositifs hyperfréquences. Le tableau IV.1 présente le bilan des couches utilisées en terme de composition, de substrat et de méthode de dépôt. On y trouve également les types de dispositifs réalisés sur ces différentes couches et qui seront présentés au cours de ce chapitres IV et du chapitre V. Au sein de ce tableau, une ligne peut correspondre à plusieurs échantillons. Les compositions KTN étudiées sont comprises dans une gamme allant de 30% à 70% de niobium, excepté la composition extrême $KNbO_3$. Les substrats utilisés durant cette thèse sont au nombre de quatre : alumine (Al_2O_3 polycristallin), saphir (Al_2O_3 monocristallin), oxyde de magnésium (MgO) et aluminate de lanthane ($LaAlO_3$). Durant ces travaux, l'ablation laser (Pulsed Laser Deposition : PLD) a principalement été utilisée pour le dépôt des films KTN bien que quelques tests aient été effectués sur des couches minces déposées par voie chimique en solution, technique actuellement en cours de

développement à l'USC. Certains couples, qui nous ont semblé plus performants, ont fait l'objet de plusieurs réalisations, $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir notamment, et de plusieurs séries de circuits.

Substrat de dépôt	Composition KTN	Méthode de dépôt [Remarques]	Circuits réalisés
$LaAlO_3$	$KTa_{0,3}Nb_{0,7}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
$LaAlO_3$	$KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
$LaAlO_3$	$KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
$LaAlO_3$	$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
$LaAlO_3$	$KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
MgO	$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
alumine	$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
saphir	$KNbO_3$	Voie chimique en solution	R-IDC#
saphir	$KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$	PLD	T-IDC*, stub, résonateur DBR
saphir	$KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$	PLD	T-IDC*, stub, résonateur DBR
saphir	$KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$	PLD	T-IDC*, R-IDC#, stub, déphaseurs, filtre DBR
saphir	$KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$	PLD	T-IDC*, stub
saphir	$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	PLD	T-IDC*, stub, résonateur DBR
saphir	$KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$	PLD	T-IDC*
saphir	$KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$	PLD [couche tampon de $KNbO_3$ (14 nm)]	T-IDC*
saphir	$KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$	Voie chimique en solution	T-IDC*

*T-IDC : Capacité interdigitée en transmission, #R-IDC : Capacité interdigitée en réflexion

Tableau IV.1. Bilan des couches utilisées pour la réalisation de dispositifs accordables en terme de composition, de substrat, de méthode de dépôt et de circuits réalisés.

IV.2. Choix et dimensionnement des circuits

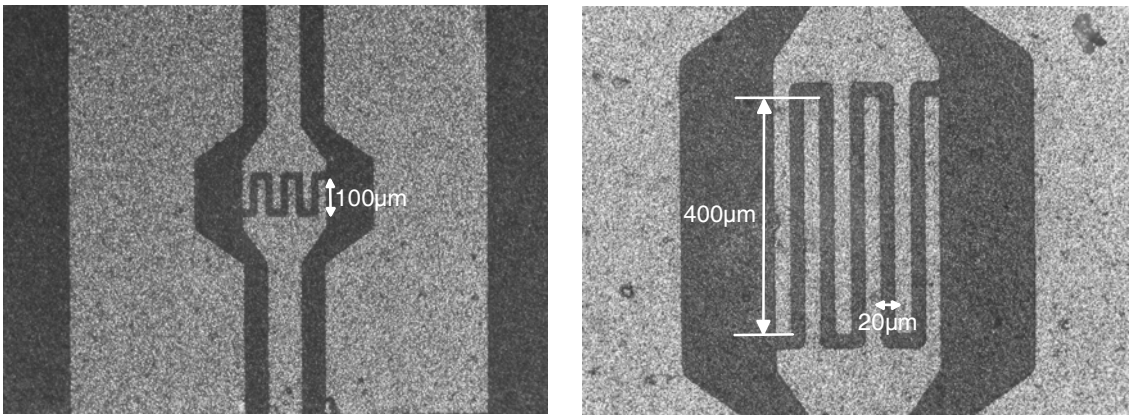
IV.2.1. Objectifs visés et choix des circuits

Les premiers circuits réalisés avaient pour objectif de tester l'agilité en hyperfréquence des matériaux ferroélectriques nouvellement développés à l'USC. Etant donné le large choix de compositions et de substrats disponibles, et n'ayant qu'une connaissance partielle des caractéristiques de ces ferroélectriques, nous avons choisi de réaliser des circuits simples. En effet, l'objectif premier était de garantir la mesurabilité des circuits et une interprétation aisée de ces mesures ; pour pouvoir comparer les résultats obtenus pour deux substrats différents, il est impératif d'être capable d'extraire des mesures des grandeurs physiques (fréquence de résonance, valeur de capacité, ...) sans ambiguïté. Dans un premier temps, nous nous sommes concentrés sur la comparaison des taux d'agilité des différents couples KTN/substrat. Deux types de circuits ont été finalement choisis pour cette étude préalable : des résonateurs de type stub et des capacités interdigitées.

IV.2.1.1. Capacité interdigitée

Les capacités variables représentent un des éléments de base des dispositifs agiles (*cf.* § II.4.2.1). Deux types de capacités peuvent être principalement réalisés : les capacités à plaques parallèles qui nécessitent des techniques de métallisation très sophistiquées pour garantir une bonne croissance du film sur l'électrode inférieure et les capacités planaires (capacité gap, capacité interdigitée IDC). Pour des raisons de faisabilité technique, la deuxième solution a été choisie. L'intérêt des capacités variables est de donner accès à une quantité facilement interprétable et comparable d'une hétérostructure à une autre, à condition de conserver la même topologie.

Trois IDCs ont été réalisées sur chaque couche étudiée ; les conditions de réalisation de nos circuits ont été évoquées dans la partie III.2.2 et sont détaillées en Annexe. De façon à obtenir des champs électriques ayant des amplitudes les plus fortes possibles, les fentes entre les doigts ont été fixées à la plus petite dimension réalisable dans notre technologie, soit 20µm. Une tension continue maximum de 30 V est appliquée au niveau des pointes de mesure. Le champ électrique maximal ainsi obtenu sera de 15 kV/cm dans les fentes. Différentes longueurs de doigts, correspondant à des niveaux de couplages différents, ont été testées (Figure IV.1).

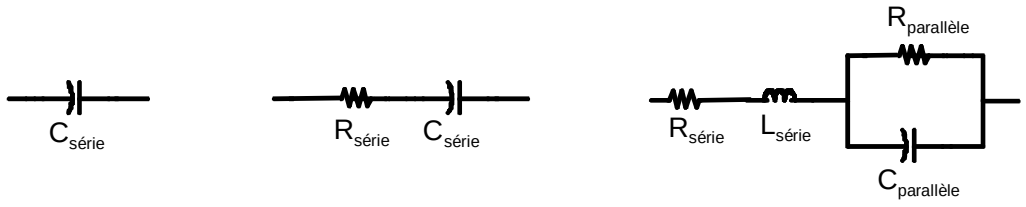


(a) *(b)*

Fig. IV.1. Photographies de capacités interdigitées ayant des doigts d'une longueur (a) de 100 µm et (b) de 400 µm.

La principale difficulté consiste ici à remonter à la valeur de la capacité haute fréquence équivalente à la structure interdigitée. En effet, à basses fréquences, cette structure se comporte quasiment comme une simple capacité série. Cependant, plus on monte en fréquence, plus les effets inductifs dus aux doigts de la capacité influent sur la mesure. Cette structure n'est alors plus une simple capacité : son comportement se rapproche de celui d'un résonateur. Le modèle utilisé pour extraire la valeur de la capacité va donc principalement dépendre de la fréquence de test. Sur une faible bande de fréquence, on peut se contenter d'utiliser un modèle de capacité série ou un modèle R-C série (Figures IV.2-a et IV.2-b) qui permettra de calculer le Commutation Quality Factor CQF (*cf.* § I.2.3.1 [IV.1]) de la capacité. Si l'on veut modéliser le comportement de la capacité sur une plus grande plage de fréquence, on peut utiliser un modèle, proposé par Nath *et al.* [IV.2], composé d'une self et d'une résistance série mises en cascade avec une capacité et une résistance en parallèle (Figure IV.2-c). Dans ce chapitre, nous avons opté pour une approche basique, à savoir, modéliser le comportement de l'IDC par une simple capacité série.

Les lignes d'accès peuvent être prises en compte par un modèle classique de ligne de type RLCG (résistance et self en série, capacité et conductance en parallèle). Une ligne de référence, possédant les mêmes caractéristiques que les lignes d'accès en terme de dimensions, doit alors être utilisée. Cependant, pour des raisons de temps, vu le nombre très important de circuits à traiter, ces lignes d'accès n'ont la plupart du temps pas été prises en compte. Les valeurs de capacité extraites tiennent donc compte à la fois des doigts de la structure et des lignes d'accès. La valeur d'agilité déterminée est donc sous-estimée puisqu'elle est constituée de la somme d'une capacité fixe (ligne d'accès) et d'une capacité variable (partie interdigitée).



(a) *(b)* *(c)*

Fig. IV.2. Modèles utilisables pour l'extraction de la capacité équivalente à la structure interdigitée : (a) capacité série, (b) modèle R-C série et (c) modèle avec prise en compte des effets inductifs.

Une fois le modèle choisi, la démarche consiste à faire correspondre les paramètres S du modèle, à la fois en transmission et en réflexion, à ceux de la capacité mesurée. Pour cela, le logiciel ADS a été utilisé en mode optimisation. Les valeurs des paramètres S mesurés servent de référence dans la phase d'ajustement automatique des valeurs du modèle (capacité, résistance, self) visant à rapprocher le plus possible la réponse du modèle de la mesure. Il est à noter que la correspondance entre les réponses n'a lieu que sur une plage de fréquence limitée.

IV.2.1.1. Résonateur stub

Le deuxième dispositif de test est un résonateur de type stub. Comme dans le cas de la capacité, il donne accès à une valeur aisément comparable d'une couche à une autre : la fréquence de résonance. L'intérêt de ce dispositif est aussi de garantir la présence d'une résonance détectable, même si le dispositif est désadapté ou si les pertes du matériau sont élevées.

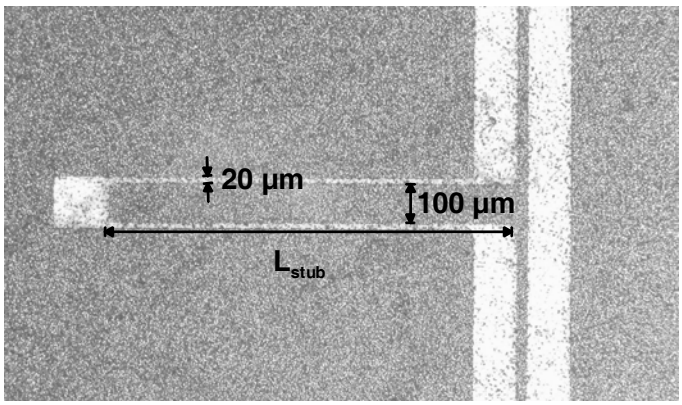


Fig. IV.3. Photographie d'un stub quart d'onde en circuit ouvert réalisé sur substrat KTN/diélectrique.

La topologie adoptée pour le stub est une structure quart d'onde en circuit ouvert. Les fentes au niveau du stub ont été fixées à 20 µm pour obtenir une variation maximale de la fréquence de résonance sous l'action d'un champ de commande (Figure IV.3). La tension de commande est

appliquée directement entre la ligne centrale et les plans de masse coplanaire, d'où le choix d'une topologie en circuit ouvert ; en effet, un stub court-circuité à son extrémité ne permettrait pas l'application d'une différence de potentiel au niveau des fentes. Plusieurs longueurs de stub L_{stub} ont été réalisées de façon à balayer une plage de fréquences importante. Le stub de longueur L_{stub} = 2770 µm, réalisé sur l'ensemble des couches étudiées, servira pour la suite de circuit de référence.

IV.2.2. Limitations des simulateurs commerciaux

Les caractéristiques peu communes des hétérostructures ferroélectrique/diélectrique étudiées compliquent fortement les simulations. En effet, les différences d'échelle entre les épaisseurs des couches sont extrêmement importantes ; il existe un facteur 1000 entre l'épaisseur moyenne des films KTN (0,5 µm) et celle des substrats sur lesquels ces films sont déposés (500 µm). De plus, les différences de permittivité sont énormes : entre 200 et plus de 1000 pour les ferroélectriques, de 9,6 à 24,5 pour les substrats. Les fortes pertes des films ferroélectriques peuvent aussi constituer une difficulté pour les simulateurs. Tous ces facteurs cumulés tendent à pousser les simulateurs commerciaux à leurs limites.

Au LEST, trois logiciels de simulation sont principalement utilisés : simulation circuit avec ADS (Advanced Design System *Agilent* [IV.3]), simulations électromagnétiques 2D½ avec Momentum (*Agilent* [IV.4]) et simulations électromagnétiques 3D avec HFSS (High Frequency Structure Simulator *Ansoft* [IV.5]). Ne disposant pas de modèles multicouches couvrant les caractéristiques de nos substrats, il est exclu d'utiliser ADS de façon directe pour prédire le comportement de nos circuits. Momentum a montré certaines lacunes dans la prise en compte du film ferroélectrique. En effet, une divergence de la réponse en fonction de l'affinement du maillage a été observée et laisse un doute sur la fiabilité des réponses obtenues [IV.6]. Ainsi, HFSS semble devoir être l'outil privilégié pour la simulation de nos structures. Cependant, ce logiciel n'est pas exempt de reproches, à commencer par des temps de calcul très importants. De plus, la convergence des simulations est parfois difficile à obtenir dès lors que le motif à simuler se complexifie. Dans ce cas, la place mémoire occupée pour le calcul augmente à chaque passe (affinement du maillage). Certaines simulations ne peuvent ainsi aboutir, faute de ressources suffisantes. HFSS est ainsi bien adapté aux simulations de structures simples sur des substrats ferroélectrique/diélectrique mais montre ses limites dès lors que les dispositifs à simuler deviennent complexes ou volumineux. Au cours de cette thèse, plusieurs solutions ont été adoptées pour améliorer l'efficacité des simulations qui demeure un problème majeur dans la conception de circuits à base de couches minces ferroélectriques.

IV.2.3. Solutions adoptées pour l'amélioration des simulations

IV.2.3.1. Découpage du film ferroélectrique sous HFSS

Pour simuler une structure, le logiciel HFSS, basé sur la méthode des éléments finis, découpe chaque section de la structure en de multiples tétraèdres. Le calcul du champ électromagnétique est effectué une première fois au cours d'une première passe puis le maillage est affiné. Ce processus itératif entraîne une augmentation progressive du maillage aux endroits de la structure qui influent le plus sur la réponse globale du circuit. Le film ferroélectrique, de part sa forte permittivité, influence de façon importante le champ électromagnétique ; c'est naturellement cette couche qui subit le plus fort affinement de son maillage. Si on laisse le logiciel gérer seul ces forts contrastes de permittivité, les simulations convergent très lentement aboutissant à un nombre de tétraèdres très important.

Une des solutions pour améliorer la précision et la durée des simulations consiste à découper le film ferroélectrique en plusieurs parallélépipèdes, chacun correspondant à une distribution différente du champ électromagnétique. Cette technique permet d'économiser les ressources de calcul en maillant fortement les endroits du circuit où la concentration du champ est importante, et inversement pour les parties où l'intensité du champ est faible. La figure IV.4 présente l'exemple du découpage du film ferroélectrique pour une ligne de transmission coplanaire. Pour comprendre l'intérêt d'un tel découpage, une ligne de transmission constituée d'un substrat Saphir (h = 500 µm) recouvert d'un film mince ferroélectrique (ε_r = 700, tanδ = 0,15 et h = 0,5 µm) avec des électrodes en or (h = 4 µm) a été simulée dans une bande 3-15 GHz. Pour une précision recherchée identique (5‰), le nombre de tétraèdres nécessaires pour le calcul du champ est divisé par 5 (22527 contre 4553) lorsque l'on divise le film ferroélectrique en plusieurs parallélépipèdes. Le temps de calcul est ainsi fortement diminué, passant de 32 min à moins de 5 min. Cette technique permet ainsi de diminuer le temps de calcul, et même, de simuler certaines structures que nos ressources informatiques limitées ne nous permettaient pas de simuler auparavant. Néanmoins, lorsque les circuits à simuler deviennent complexes, il est parfois très long et fastidieux de réaliser un design paramétré. Une solution originale, basée sur l'utilisation des scripts sous HFSS [IV.7], a été imaginée par Rodolphe Marie lors d'un stage de Master Recherche effectué au LEST mais n'a pour l'instant pas encore été mise en place dans le cadre de notre application.

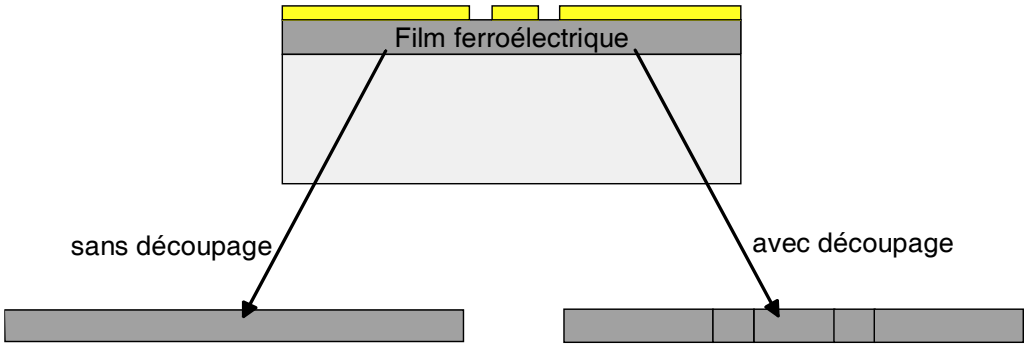


Figure IV.4. Exemple de découpage du film ferroélectrique pour une ligne coplanaire.

IV.2.3.2. Simulations par partie

Le découpage du film ferroélectrique permet de diminuer les ressources informatiques nécessaires pour simuler une structure mais certains circuits sont néanmoins trop gourmands en espace mémoire pour pouvoir être simulés sur nos ordinateurs actuels.

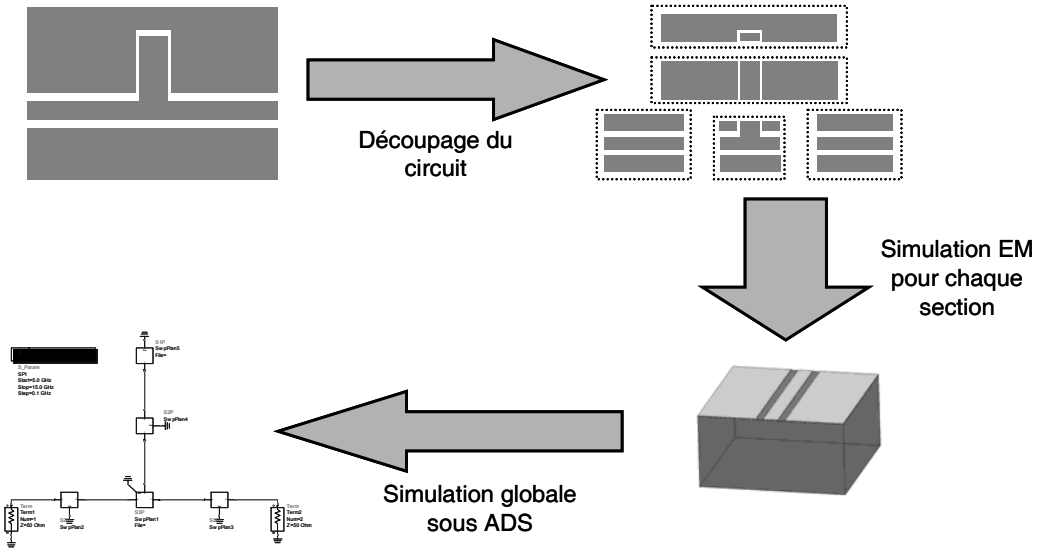


Figure IV.5. Principe de fonctionnement des simulations par partie.

La solution que nous avons adoptée est illustrée en figure IV.5. Elle consiste à découper les circuits, trop complexes pour être simulés de manière intégrale, en plusieurs morceaux. Chacune de ces parties est ensuite simulée indépendamment grâce à un simulateur électromagnétique ; certaines parties fixes n'auront ainsi pas besoin d'être simulées à nouveau lors du réglage du circuit. Les résultats de simulation des différentes parties sont ensuite regroupés dans une simulation globale sous ADS. Lors de cette étape finale, les impédances des ports doivent être ajustées avec précaution de façon à éviter les réflexions dues à des désadaptations d'impédance entre les différentes parties du circuit.

Même si il nous a permis de simuler des structures plus complexes, ce modèle de simulation présente néanmoins certaines limites dont, notamment, la non prise en compte des couplages pouvant exister entre les différentes parties du circuit. Plus la fréquence sera élevée, plus ces problèmes de prise en compte des couplages éloigneront les réponses simulées par cette méthode des réponses réelles des circuits.

IV.3. Comparaison des résultats obtenus pour des films de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ sur différents substrats

A l'image de l'étude présentée dans le chapitre III, les démonstrateurs présentés précédemment (IDC et stub) ont été réalisés sur différentes séries d'échantillons regroupant des compositions KTN et des substrats de dépôt différents. L'objectif de ces mesures était d'identifier les couples KTN/substrat les plus intéressants en terme de performance pour la réalisation de fonctions agiles à hautes fréquences. Cette partie a pour but de faire le bilan des mesures effectuées sur des films de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposés sur quatre substrats différents (alumine, saphir, MgO, LAO). La synthèse des résultats obtenus nous permet d'identifier le substrat le mieux adapté à la mise en oeuvre d'une agilité en hyperfréquence.

IV.3.1. Mesure des stubs

Parmi les quatre substrats sélectionnés, l'alumine donne lieu, pour rappel, à une croissance aléatoire de la couche KTN, le saphir à une croissance de type texturée et les substrats de MgO et de LAO à une croissance épitaxiale. A l'image des résultats présentés dans le chapitre III, la comparaison des résultats pour ces différents substrats permettra de mettre en évidence une influence de la microstructure sur les propriétés hyperfréquences des matériaux KTN. Le système de mesure des circuits est identique à celui utilisé pour la méthode de caractérisation : banc de mesure sous pointes et analyseur de réseau. Les tensions de commande sont limitées à 30 V (15 kV/cm). Pour chacun des stubs, les fréquences de résonance à 0 V et à 30 V ont été mesurées ; par la suite, l'agilité sur la fréquence de résonance a été calculée par la formule suivante où X représente la fréquence de résonance :

$$Agilité\ (\%) = \frac{\left| X_{0V} - X_{V\max} \right|}{X_{0V}} \times 100 \qquad \textbf{Eq. IV.1.}$$

Les premières mesures sur ces stubs ont montré la présence de nombreuses résonances sur la réponse en transmission de ces circuits. Ces résonances sont induites par la propagation simultanée des modes pair et impair. L'ajout de ponts à air, spécialement au-dessus des jonctions en T, a permis de supprimer le mode impair et a élevé très légèrement les valeurs d'agilité mesurées.

L'agilité du stub sur alumine est inférieure à 1% pour une fréquence de résonance autour de 7 GHz ; les résultats sont similaires sur MgO. Sur LAO, la variation de fréquence de résonance sous l'action d'un champ de commande est de l'ordre de 2,2%. Enfin, les films KTN associés au substrat saphir donnent les plus forts taux d'agilité (5,6%) ; la fréquence de résonance passe de 6,70 GHz à

7,08 GHz lorsqu'une tension de 30 V est appliquée entre la ligne centrale et les plans de masse (Figure IV.6). L'amélioration du niveau du pic de résonance lorsque la tension augmente semble être due à une diminution des pertes du film ferroélectrique.

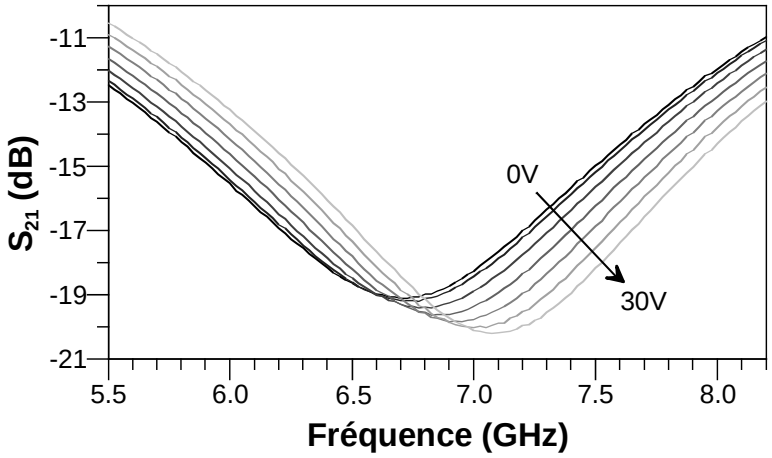


Figure IV.6. Mesure de la réponse d'un stub sur substrat $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$/saphir en fonction de la fréquence et de la tension de commande.

Cinq résonateurs réalisés sur $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$/saphir, ayant les mêmes dimensions latérales mais des longueurs de stub L_{stub} différentes, ont été mesurés de façon à observer l'effet de la fréquence sur l'agilité. Les fréquences de résonance de ces stubs sont comprises entre 3 et 17 GHz suivant la longueur du stub. La figure IV.7 souligne la décroissance de l'agilité de ces stubs lorsque la fréquence augmente ; d'une valeur de l'ordre de 6% à 3 GHz, elle décroît jusqu'à 9 GHz pour se stabiliser autour de 2,5%. Cette dispersion sur l'agilité n'a pour l'instant pas encore été clairement expliquée mais elle concorde avec celle observée sur les variations de permittivité des films (*cf.* Figure III.23).

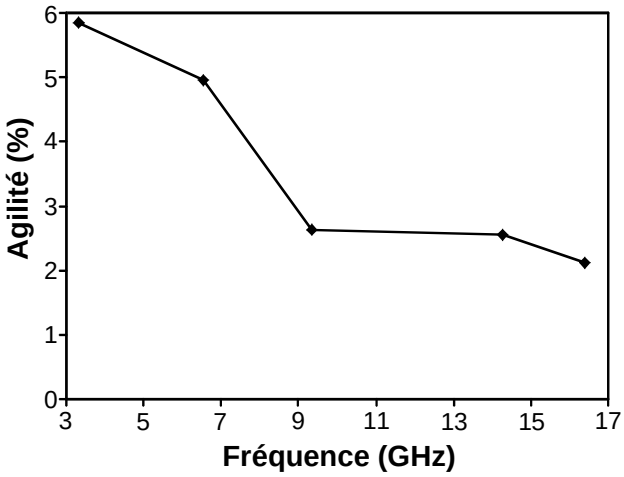


Fig. IV.7. Evolution de l'agilité sur la fréquence de résonance en fonction de la fréquence. Chaque point correspond à un stub de longueur différente.

IV.3.2. Mesure des capacités interdigitées

Le tableau IV.2 résume les performances (capacité, agilité, facteur de qualité) obtenues à 1 GHz pour une tension de 30 V sur des capacités réalisées sur des films de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ en fonction du substrat de dépôt. Comme dans le cas des stubs, les propriétés apparaissent comme étant très dépendantes du substrat d'accueil. Ainsi, sur alumine, l'agilité obtenue est seulement de 1,3% ; cette faible accordabilité semble s'expliquer par la structure désordonnée des films KTN. Sur MgO, les variations de capacité mesurées sont de l'ordre de 3,4% dans les mêmes conditions ; cette valeur plus élevée est probablement due à une meilleure qualité de croissance des films (épitaxiale). Cependant, cette agilité aurait pu être plus élevée si des problèmes d'accroche entre le substrat et le film ferroélectrique n'étaient pas apparus. Les effets de dopage dus aux interactions chimiques ferroélectrique/substrat, évoqués dans le chapitre III, pourraient aussi expliquer ces faibles taux d'agilité. Le substrat de LAO entraîne une croissance des couches KTN de très bonne qualité présentant des propriétés mécaniques intéressantes (bonne accroche des couches) ; l'agilité mesurée sur ce substrat est de 4,6%. Les plus fortes variations, 7,2%, ont été mesurées sur saphir malgré une croissance texturée supposée être moins propice à des performances de haut niveau qu'une croissance épitaxiale. Cependant, comparée au saphir, la forte constante diélectrique de LAO semble amoindrir les effets d'une variation de permittivité de KTN sur la valeur de la capacité équivalente.

Substrat de dépôt	alumine	MgO	$LaAlO_3$	saphir
Type de croissance de KTN	aléatoire	épitaxiale	épitaxiale	texturée
Valeur de capacité à 1 GHz et 0 V (pF)	0,228	0,140	0,384	0,283
Agilité sur la capacité à 1 GHz pour 30 V (%)	1,3	3,4	4,6	7,2
Facteur de qualité à 1 GHz	1,7	7,6	10,7	9,6

Tableau IV.2. Bilan des performances obtenues sur des capacités interdigitées réalisées sur des films KTN déposés sur quatre substrats différents.

Une autre caractéristique intéressante de ces IDCs est leur facteur de qualité Q, défini par l'équation IV.2, où Z_{11} est l'impédance d'entrée extraite des paramètres S de la structure ; ce facteur représente le rapport entre l'énergie stockée et l'énergie dissipée dans la capacité et dépend des pertes dans le substrat, des pertes dans le film ferroélectrique et des pertes métalliques.

$$Q = \frac{im\left(Z_{11}\right)}{real\left(Z_{11}\right)} \qquad \textbf{Eq. IV.2.}$$

La figure IV.8 montre l'évolution de ce facteur de qualité en fonction de la fréquence pour les quatre substrats de dépôt. Q décroît assez rapidement avec la fréquence ; cette baisse semble liée à l'augmentation des pertes des films KTN avec la fréquence (*cf.* Fig. III.21). Les valeurs sont assez faibles mais elles tiennent compte des lignes d'accès et des contacts avec les pointes de mesure ; ainsi, les facteurs de qualité intrinsèques de ces capacités sont, en réalité, plus élevés que les valeurs présentées. Le plus faible Q est obtenu pour une IDC fabriquée sur KTN/alumine, probablement en raison de la microstructure non orientée du film à l'origine de fortes pertes diélectriques. En effet, les résultats de caractérisation donnés dans le chapitre III montrent des permittivités modestes associées à des pertes importantes pour de tels films.

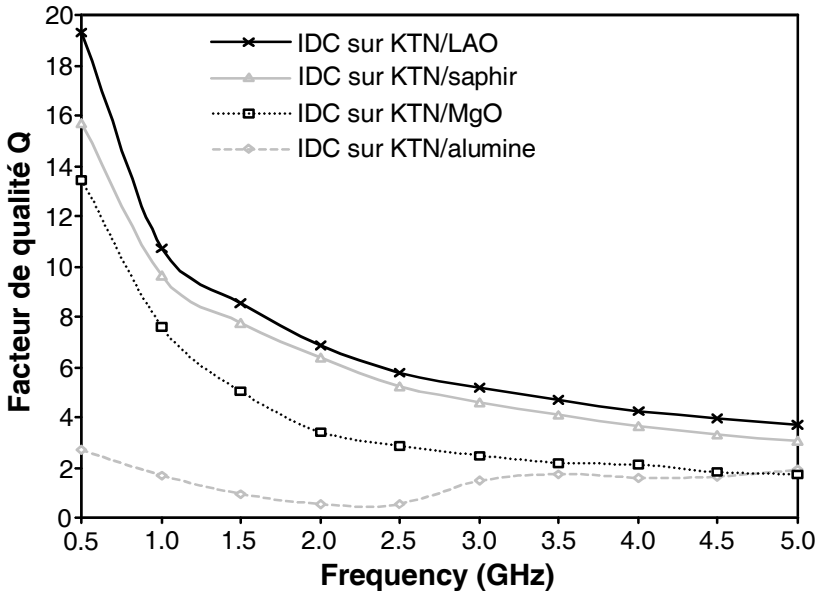


Fig. IV.8. Facteurs de qualité d'IDCs en fonction de la fréquence et du substrat de dépôt de KTN.

Le tableau IV.2 montre que le facteur de qualité le plus élevé est obtenu pour KTN/LAO. Celui produit par l'IDC sur MgO, notablement plus faible, aurait pu être plus élevé sans les problèmes d'accroche rencontrés. La microstructure texturée de KTN, obtenue sur saphir, semble donner des facteurs de qualité moins élevés qu'une épitaxie sachant que les pertes intrinsèques du saphir et du LAO sont du même ordre de grandeur ($\tan\delta \approx 6.10^{-5}$ pour LAO, $\tan\delta < 10^{-5}$ pour le saphir).

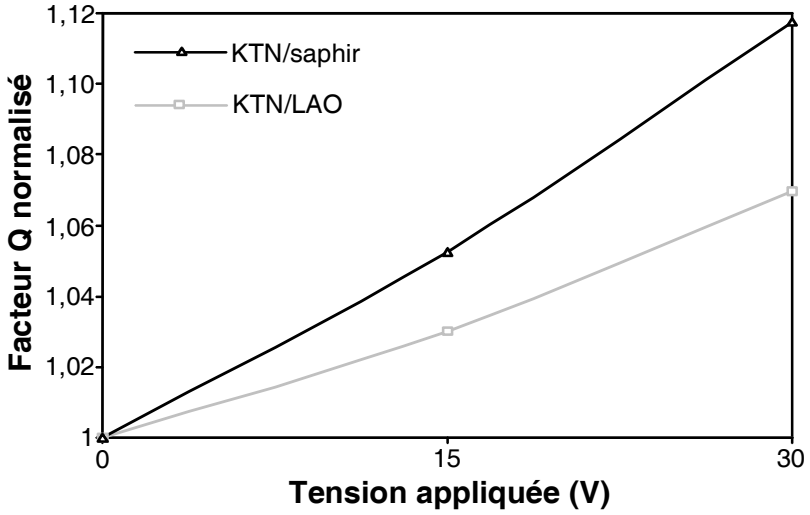


Fig. IV.9. Evolution du facteur de qualité normalisé de deux IDCs (sur KTN/LAO et sur KTN/saphir) en fonction de la tension de commande à 1 GHz.

L'évolution du facteur Q normalisé (par rapport à sa valeur à 0 V) en fonction de la tension appliquée sur la capacité est présentée en figure IV.9 pour KTN/saphir et KTN/LAO ; Q a été normalisé de façon à identifier les couches les plus sensibles au champ électrique. Il apparaît clairement que le facteur de qualité sur LAO augmente moins vite que sur saphir sous l'action d'une tension de commande. A l'image de l'agilité observée sur la valeur de la capacité, cette évolution plus lente semble être principalement due à la plus forte permittivité du LAO qui concentre plus fortement le champ électromagnétique, et donc, amoindrit les effets d'un changement des propriétés du film ferroélectrique.

IV.3.3. Conclusion sur le choix du substrat

Les différentes mesures effectuées sur des capacités interdigitées et des stubs ont montré une forte influence du substrat sur les propriétés diélectriques hyperfréquences des KTN, et donc, sur les performances des circuits. La microstructure particulière des films, suivant le substrat choisi, semble pouvoir être principalement mise en cause pour expliquer ces différences de résultats.

Cependant, ces mesures ont aussi montré que la qualité cristalline des couches ne doit pas être l'unique critère de choix du substrat. En effet, LAO permet la croissance de films KTN de très bonne qualité mais sa permittivité élevée amoindrit les effets des variations de permittivité du ferroélectrique sur la réponse globale des circuits. Les substrats à permittivité modérée seront donc à privilégier. Dans cette catégorie, MgO aurait pu être un excellent candidat mais les différences de paramètres de maille entre ce substrat et KTN donnent lieu à des films en extension, très sensibles aux contraintes mécaniques extérieures, notamment lors des traitements thermiques.

Le substrat saphir semble être un compromis intéressant en terme de propriétés diélectriques, de croissance de KTN et de bonne tenue mécanique des films déposés. Les films KTN déposés sur ce substrat ont montré des agilités très intéressantes (5,6% pour le résonateur et 7,2% pour la capacité) pour des champs de commande relativement faibles (15 kV/cm). Les facteurs de qualité sur ce substrat ne sont pas les plus élevés mais restent relativement proches de ceux obtenus sur LAO. A l'avenir, pour la réalisation de fonctions plus évoluées (*cf.* chapitre V), le substrat saphir sera privilégié.

IV.4. Comparaison des résultats obtenus pour différentes compositions de KTN sur un même substrat (LAO)

La partie précédente s'est attachée à montrer l'influence du substrat sur les performances de capacités et de résonateurs. Les résultats présentés ci-dessous ont pour but d'observer l'influence de la composition des films $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ sur les performances des circuits de test. Pour cela, 5 compositions différentes de KTN, avec des proportions de niobium comprises entre 30 et 70%, ont été déposées sur substrat de LAO dans des conditions identiques. Puis, des capacités interdigitées et des stubs ont été réalisés sur ces couches avant d'être mesurés ; l'objectif est ici de déterminer la ou les compositions les plus adaptées à la réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles. Il est à noter que cette comparaison n'a pu se faire sur saphir en raison de problèmes techniques rencontrés lors de la réalisation des circuits (problème d'inversion de gravure).

IV.4.1. Mesure des stubs

Les résonateurs de type stub ont été mesurés à l'aide d'un banc de mesure sous pointes pour des tensions de commande comprises entre 0 et 30 V. Des variations importantes sur la réponse des stubs ont été observées en fonction de la composition KTN choisie. Ainsi, pour une composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$, une variation maximale de la fréquence de résonance de 6,6% est obtenue ; d'une valeur de 5,50 GHz à 0 V, la fréquence de résonance passe à 5,86 GHz sous l'action d'une tension de 30 V. Les variations sont beaucoup moins fortes pour une composition $KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$: agilité de 0,65% pour une fréquence de résonance de 6,92 GHz.

L'évolution de l'agilité en fonction de la proportion de niobium est présentée en figure IV.10. Sur ce graphe, on voit nettement que le maximum d'agilité est obtenu pour la composition intermédiaire de cette gamme ($KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$) et qu'elle décroît ensuite très rapidement de part et d'autre. De plus, une corrélation étroite a été observée entre la valeur de la fréquence de résonance, dont dépend la permittivité du KTN, et l'agilité. D'une manière générale, plus la fréquence de résonance est basse (*i.e.* plus la permittivité de KTN est élevée), plus la variation obtenue sous l'action d'un champ électrique est grande.

Ce résultat ne concorde pas avec les résultats attendus. En effet, aux abords de la température de Curie, la permittivité et l'agilité des matériaux ferroélectriques sont maximales. Or, la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ possède une température de Curie théorique de 97°C sous forme massive [IV.8]. Les résultats les plus intéressants étaient donc plutôt attendus pour les compositions $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ et $KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$ qui possèdent des T_c plus basses. Cette évolution inattendue pourrait en fait révéler un déplacement de la température de Curie des KTN. Ce type de comportement est bien connu en

couches minces et résulte souvent des contraintes exercées par le substrat sur le film lors de la croissance.

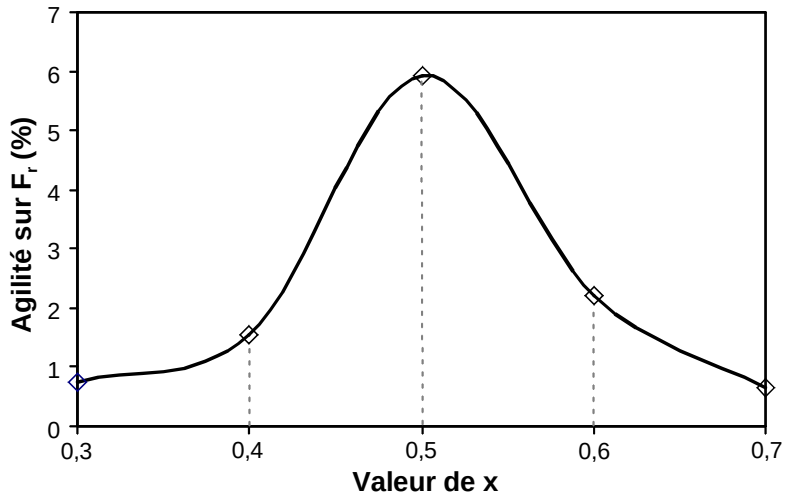
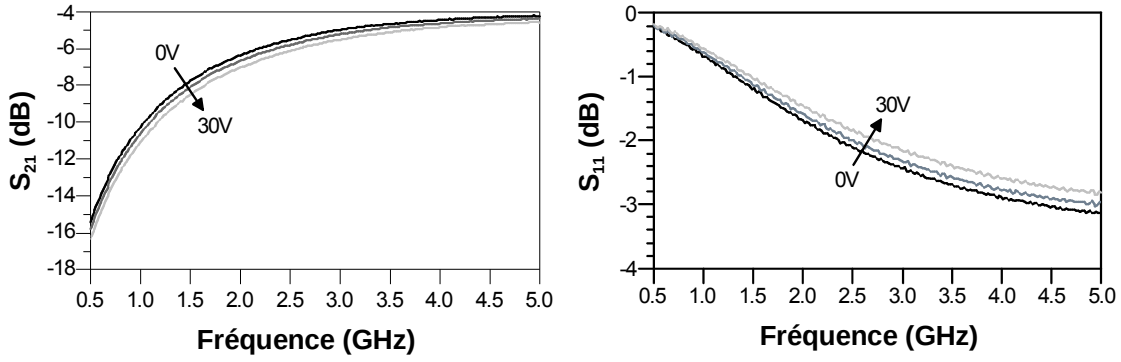


Fig. IV.10. Evolution de l'agilité sur la fréquence de résonance en fonction de la proportion de niobium x dans le composé $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ utilisé.

IV.4.2. Mesure des capacité interdigitées

La mesure des capacités interdigitées a permis de confirmer les résultats obtenus sur les résonateurs. L'agilité la plus forte a aussi été mesurée pour la composition comportant 50% de niobium ; sa capacité varie de 0,513 pF à 0,463 pF à 1 GHz lorsqu'une tension de 30 V est appliquée, soit une agilité d'environ 9,8% (Figure IV.11).



(a) *(b)*

Fig. IV.11. Réponse en transmission (a) et en réflexion (b) d'une capacité interdigitée réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/LAO en fonction de la fréquence.

Comme dans le cas du stub, l'agilité décroît rapidement lorsque l'on s'éloigne de cette composition. Ainsi, une modification de 10% de la proportion de niobium fait chuter l'agilité à environ 5% (Figure IV.12). Si on s'éloigne de 20% de la composition intermédiaire, la variation de capacité devient inférieure à 2%.

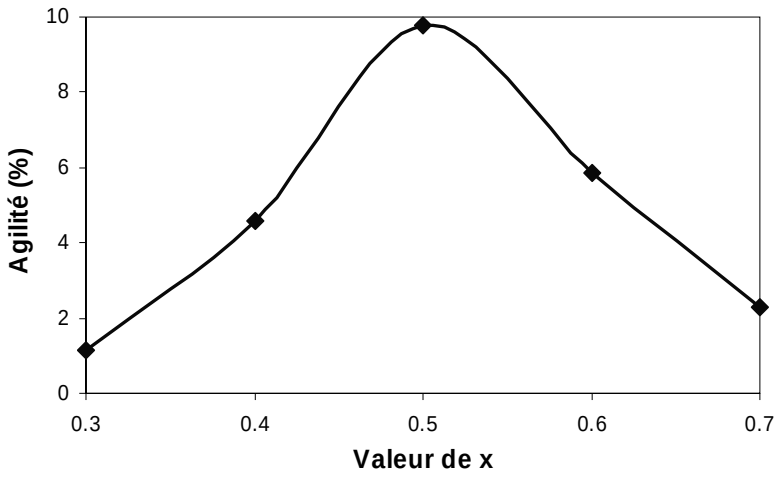


Fig. IV.12. Evolution de l'agilité sur la valeur de la capacité à 1 GHz en fonction de la proportion de niobium x dans le composé $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ utilisé.

Cependant, le facteur de qualité de ces capacités suit une évolution inverse. En effet, sa valeur minimale (6,7) à 1 GHz est obtenue pour la capacité utilisant une composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$. Les capacités sur $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ et $KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$ possèdent respectivement un Q de 10,7 et 18,7.

Quoiqu'il en soit, ces résultats semblent confirmer un déplacement de la température de Curie vers des valeurs plus basses, plaçant ainsi la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ en phase paraélectrique. Ne possédant pas encore de banc de mesure en température pour confirmer ce déplacement, un cycle de la capacité en fonction de la tension appliquée a été réalisé pour tenter d'observer l'absence ou la présence éventuelle d'effets mémoires, révélateur de la phase dans laquelle se trouve le matériau. Ce cycle, présenté en figure IV.13, semble confirmer le décalage de la température de Curie par l'absence d'effets mémoires. Cependant, les champs électriques appliqués ici sont faibles et pourraient ne permettre de parcourir qu'un cycle mineur pour lequel aucune hystérésis ne serait mesurable.

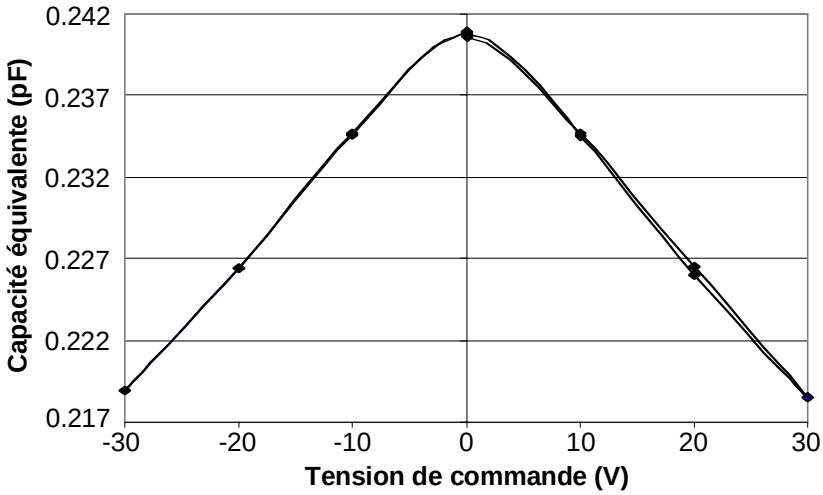


Fig. IV.13. Cycle C(V) à 1 GHz d'une capacité interdigitée réalisée sur un film de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposé sur $LaAlO_3$.

IV.4.3. Conclusion sur le choix de la composition

Que ce soit par la mesure de capacités interdigitées ou par celle de stubs, la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ a démontré posséder les plus forts taux d'agilité (*i.e.* 6,6% sur la fréquence de résonance du stub et 9,8% sur la capacité de l'IDC pour des tensions de 30 V). Cependant, les facteurs de qualité observés pour les IDCs utilisant cette composition sont assez faibles et laissent supposer des pertes diélectriques élevées. Cherchant néanmoins une composition fournissant des taux d'agilité importants, les compositions comportant autour de 50% de niobium seront privilégiées pour les études suivantes.

Ces résultats ont de plus mis en évidence un probable déplacement de la température de Curie qui devra être vérifié via des mesures en température. Si le passage de la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ en phase paraélectrique était avéré, cela impliquerait un déplacement de plus de 100°C de sa température de Curie par rapport au matériau massif. Les contraintes exercées par le substrat sur le film constituent, pour le moment, l'origine la plus probable : un déplacement de la température de Curie de $SrTiO_3$ de près de 300°C a déjà été observé en raison de telles contraintes [IV.9].

IV.5. Bilan des premiers démonstrateurs

IV.5.1. Bilan au niveau des objectifs visés

L'objectif premier de ces circuits était de vérifier la compatibilité des processus technologiques entre le LEST et l'USC de Rennes. Pour l'atteindre, certaines étapes de la fabrication des circuits ont dû être modifiées. La principale difficulté a été de réussir à faire des dépôts d'or de bonne qualité sur ces surfaces limitées (1 cm^2) ; avec l'aide de Bernard Della (LEST), une solution pour le maintien de l'échantillon a pu être trouvée. La température de cuisson des électrodes a également dû être diminuée pour éviter une détérioration des propriétés des films KTN ; cette diminution entraîne néanmoins une baisse non négligeable de la conductivité de l'or. Enfin, les contraintes fortes sur la précision de la gravure (20 µm au niveau des fentes) ont pu être respectées. Malgré ces soucis d'ordre technique, des circuits ont été réalisés avec succès sur des couches minces déposées à l'USC. Ces premières séries de dispositifs ont validé la compatibilité des processus technologiques et ont permis d'envisager la réalisation de fonctions plus complexes.

Le choix des circuits de test s'est avéré judicieux : des grandeurs physiques (capacité, fréquence de résonance, facteur de qualité) ont pu être extraites des mesures hyperfréquences et ont permis de justifier les choix de composition et de substrat. Néanmoins, ces données ne sont pas encore suffisantes pour pouvoir conclure de manière définitive sur le choix du matériau. Ainsi, la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ semble fournir les plus forts taux d'agilité mais présente des facteurs de qualité limités. A l'avenir, des grandeurs plus significatives, telles que le CQF, seront utilisées. Dans l'attente de confirmations sur la pertinence de ce choix, la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposée sur substrat saphir sera privilégiée pour les circuits réalisés ultérieurement.

IV.5.2. Nouveaux objectifs à atteindre

Si les circuits réalisés dans cette étude ont permis de valider un certain nombre d'objectifs, ils ont aussi mis en évidence certaines lacunes dans notre façon d'effectuer les mesures. Ainsi, les champs électriques appliqués se sont révélés largement insuffisants pour comparer nos performances avec l'état de l'art sur les dispositifs utilisant des couches minces ferroélectriques. En effet, pour nos dispositifs, l'amplitude des champs de commande n'excède pas 15 kV/cm, à comparer aux plusieurs centaines de kV/cm atteints pour ce type de dispositifs dans d'autres laboratoires [IV.10]-[IV.12]. Il est à noter que les taux d'agilité mesurés sur nos couches apparaissent comme étant très intéressants au vu des faibles champs appliqués. L'augmentation des champs électriques est néanmoins apparue nécessaire.

A l'issue de ces mesures, la mise au point d'une méthode permettant la caractérisation en température de dispositifs nous a aussi semblé indispensable. En effet, un déplacement de la température de Curie des matériaux KTN par rapport au massif a été supposé au vu des résultats de mesures des capacités et des résonateurs ; cependant, il ne pourra être confirmé que par des mesures en fonction de la température qui nous permettraient d'identifier un pic de permittivité, et donc, la nouvelle température de transition du matériau. Un chuck chauffant a été acheté dans ce but. Pour l'instant, le banc de mesure en température n'est pas finalisé mais des premières mesures seront présentées dans le chapitre VI.

Conclusion

Dans ce chapitre, une grande variété de compositions de films KTN et de substrats de dépôt a été étudiée. Les dispositifs réalisés sur ces couches ont permis de conclure sur le potentiel important de KTN : des forts taux d'agilité ont été mesurés pour de faibles tensions à plusieurs GHz.

A l'issue de ces mesures, le choix de la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ associé à un substrat de saphir semble s'imposer bien que ces résultats restent à confirmer. Dans le chapitre suivant, cette hétérostructure sera principalement utilisée pour des mesures sous forts champs et pour la réalisation de fonctions plus évoluées (déphaseurs, filtres).

Bibliographie du chapitre IV

[IV.1] I.B. Vendik, O.G. Vendik, E.L. Kollberg, *"Commutation Quality Factor of Two-State Switchable Devices"*, **IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 48, n° 5, pp. 802-808, Mai 2000.

[IV.2] J. Nath, D. Ghosh, J.P. Maria, M.B. Steer, A. Kingon, G.T. Stauf, *"Microwave properties of BST thin film interdigital capacitors on low cost alumina substrates"*, **34th European Microwave Conference**, pp. 1497-1500, Octobre 2004.

[IV.3] Agilent Technologies, Products : ADS Advanced Design System – complete entreprise-level design solution, http://eesof.tm.agilent.com/products/ads_main.html

[IV.4] Agilent Technologies, Products : Momentum Planar EM simulator, http://eesof.tm.agilent.com/products/momentum_main.html

[IV.5] Ansoft, Products : HFSS 3D Full-wave Electromagnetic Field Simulation, http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/

[IV.6] V. Laur, *"Etude de faisabilité de fonctions hyperfréquences agiles à partir de matériaux ferroélectriques"*, **Rapport de stage de D.E.A. en Sciences et Technologies des Télécommunications**, Université de Bretagne Occidentale, Juillet 2004.

[IV.7] R. Marie, V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, N. Martin, F. Huret, *"Utilisation du logiciel HFSS – Découverte des études paramétriques et techniques d'optimisation par script"*, **6ème Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes**, Bordeaux, 2007.

[IV.8] S. Triebwasser, *"Study of ferroelectric transitions of solid-solution single crystals of $KNbO_3$-$KTaO_3$"*, **Physical Review**, Vol. 114, pp. 63-71, 1959.

[IV.9] J.H. Haeni, P. Irvin, W. Chang, R. Uecker, P. Reiche, Y.L. Li, S. Choudhury, W. Tian, M.E. Hawley, B. Craigo, A.K. Tagantsev, X.Q. Pan, S.K. Streiffer, L.Q. Chen, S.W. Kirchoefer, J. Levy, D.G. Schlom, *"Room-temperature ferroelectricity in strained $SrTiO_3$"*, **Nature**, Vol. 430, pp. 758-761, Août 2004.

[IV.10] E.G. Erker, A.S. Nagra, Y. Liu, P. Periaswamy, T.R. Taylor, J. Speck, R.A. York, *"Monolithic Ka-Band Phase Shifter Using Voltage Tunable $BaSrTiO_3$ Parallel Plate Capacitors"*, **IEEE Microwave and Guided Wave Letters**, Vol. 10, n° 1, Janvier 2000.

[IV.11] G. Vélu, K. Blary, L. Burgnies, A. Marteau, G. Houzet, D. Lippens, J.C. Carru, *"A 360° BST Phase Shifter With Moderate Bias Voltage at 30 GHz"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, accepté pour publication.

[IV.12] D. Kim, Y. Choi, M.G. Allen, J. Stevenson Kenney and D. Kiesling, *"A wide bandwidth reflection-type phase shifter using a coplanar waveguide Lange coupler"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 50, n° 12, Décembre 2002.

Dispositifs hautes tensions

Vers des fonctions avancées

V

Chapitre V Dispositifs hautes tensions : vers des fonctions avancées

INTRODUCTION **163**

V.1. PROBLEMATIQUE DES MESURES HAUTES TENSIONS **165**

V.1.1. METHODES DE MESURE UTILISEES ET OBJECTIFS VISES 165

V.1.2. DISPOSITIFS DE PROTECTION DES APPAREILS DE MESURE 165

V.1.3. INSERTION DE LA COMMANDE ELECTRIQUE 167

V.1.4. SYSTEMES DE MESURE ADOPTES 168

V.2. CAPACITES VARIABLES **171**

V.2.1. CAPACITES INTERDIGITEES EN TRANSMISSION 171

V.2.1.1. Dispositifs réalisés et conditions de mesure *171*

V.2.1.2. Résultats de mesure *172*

V.2.2. CAPACITES INTERDIGITEES EN REFLEXION 175

V.2.2.1. Présentation de la structure et des conditions de mesure *175*

V.2.2.2. Mesures et interprétation *176*

V.3. RESONATEURS ACCORDABLES **179**

V.3.1. RESONATEURS DE TYPE STUB 179

V.3.1.1. Dispositifs réalisés et conditions de mesure *179*

V.3.1.2. Résultats de mesure *179*

V.3.2. RESONATEURS DBR 182

V.3.2.1. Description de la structure DBR *182*

V.3.2.1.a. Principe de fonctionnement 182

V.3.2.1.b. Intérêt pour l'agilité 183

V.3.2.2. Simulations de la structure *184*

V.3.2.3. Résultats de mesure *186*

V.4. DEPHASEURS RECONFIGURABLES **189**

V.4.1. TOPOLOGIES UTILISEES 189

V.4.2. RESULTATS DE MESURE 191

V.4.3. MODIFICATION DU DESIGN POUR UNE MESURE SOUS POINTES 193

V.5. FILTRES AGILES **195**

V.5.1. FILTRE DBR D'ORDRE 2 195

V.5.1.1. Simulations et dimensionnement *195*

V.5.1.2. Résultats de mesure *196*

V.5.2. FILTRE UTILISANT DES ELEMENTS AGILES LOCALISES : STRUCTURE HAIRPIN CHARGEE PAR DES IDCS FERROELECTRIQUES 198

V.5.2.1. Simulations et dimensionnement *198*

V.5.2.2. Réalisation et mesures 200

CONCLUSION 204

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V 206

CHAPITRE V Dispositifs hautes tensions : vers des fonctions avancées

Introduction

Le chapitre précédent a démontré le fort potentiel des matériaux KTN pour l'accordabilité en hyperfréquence. Cependant, les niveaux d'agilité atteints sont encore trop faibles pour répondre aux exigences liées à la réalisation de systèmes reconfigurables. Pour augmenter ces taux d'agilité, il est indispensable d'accroître l'amplitude des champs électriques de commande. Pour cela, deux solutions principales s'offrent à nous : l'augmentation de la résolution de la gravure ou l'élévation des tensions de commande. Les limites de résolution du système de gravure utilisé au LEST étant déjà atteintes (20 µm), le seul choix s'offrant à nous, mis à part une solution externe, a donc été d'augmenter les tensions appliquées.

La première partie de ce chapitre s'attache à présenter la problématique des mesures hautes tensions. Les différents systèmes permettant de protéger les appareils de mesure sont présentés, puis, les deux solutions que nous avons retenues sont détaillées : l'une utilise une cellule de mesure et l'autre un banc de mesure sous pointes.

Les mesures hautes tensions de capacités ferroélectriques font l'objet d'une deuxième partie. Deux types de capacités sont présentés : des IDCs en transmission et des IDCs en réflexion. Le motif utilisé pour la capacité en transmission est identique à celui présenté précédemment (*cf.* chapitre IV) mais l'application de tensions élevées a permis d'atteindre des niveaux d'agilité beaucoup plus importants : environ 40% d'agilité sur la capacité à 2,5 GHz. Des capacités interdigitées en réflexion (court-circuitée sur un accès) ont aussi été réalisées et mesurées. Leurs mesures seront présentées et discutées dans cette même partie.

La troisième partie se focalise sur les mesures de résonateurs accordables. Des résonateurs de type stub, identiques à ceux étudiés précédemment, sont mesurés sous hautes tensions. Ces mesures ont permis d'observer des variations de plus de 1,5 GHz sur la fréquence de résonance située à 5,9 GHz, soit une agilité de près de 26%. Puis la nouvelle structure de résonateur testée, le DBR (Dual Behavior Resonator), est présentée. Cette topologie, développée par Cédric Quendo *et al.* au LEST [V.1], a démontré par le passé des performances tout à fait intéressante lorsqu'elle est appliquée à la réalisation de filtres agiles [V.2]-[V.3]. Le principe de fonctionnement de cette structure et les

limitations liées à son association avec des films minces ferroélectriques sont précisés. Puis, des simulations et des résultats de mesure viennent compléter cette partie.

La partie suivante a pour but de comparer différentes topologies de déphaseurs. Ainsi, trois types de déphaseur ont été réalisés : un guide d'onde coplanaire à fentes étroites, une ligne à méandre et une ligne à haute impédance caractéristique périodiquement chargée par des capacités interdigitées. Ces dispositifs, mesurés en cellule, ont montré des déphasages importants sous l'action d'une tension de commande ; néanmoins, leurs pertes d'insertion se sont révélées assez élevées. Un nouveau dispositif a alors été réalisé de façon à pouvoir être mesuré sous pointes ; sa mesure a démontré une amélioration globale des performances du déphaseur (diminution des pertes mesurées).

Les deux filtres accordables étudiés durant cette thèse sont présentés dans la cinquième et dernière partie de ce chapitre. Le premier d'entre eux est un filtre distribué d'ordre 2 associant deux résonateurs DBR. Le second est un filtre hairpin chargé par des capacités interdigitées. Les simulations et les réalisations de ces différents dispositifs sont présentées.

V.1. Problématique des mesures hautes tensions

V.1.1. Méthodes de mesure utilisées et objectifs visés

La nécessité d'augmenter les champs de commande a été soulignée à l'issue des séries de mesures présentées dans le chapitre IV. Le dispositif de mesure utilisé jusqu'alors (*cf.* § III.2.3) est constitué d'un banc de mesure sous pointes et d'un analyseur de réseau vectoriel. L'analyseur de réseau est équipé de tés de polarisation internes permettant de sécuriser l'appareil de mesure pour des tensions continues ne dépassant pas 40 V. De la même manière, les pointes de mesure sont garanties pour supporter des tensions maximales de 40 V entre la pointe de signal et les pointes extérieures de masse. Ainsi, afin de garantir l'intégrité du matériel de mesure, nous nous limitions jusqu'à présent à des tensions de commande de 30 V. De plus, la précision de notre méthode de gravure de circuits limite les dimensions dans les fentes à des valeurs supérieures à 20 µm. Il en résulte que les champs électriques de commande ne peuvent pas dépasser une valeur maximale de 15 kV/cm (30 V pour 20 µm).

Une solution pour augmenter ces champs électriques consisterait à diminuer la taille des gaps. En effet, les technologies de la microélectronique permettent d'atteindre des résolutions de l'ordre de 1 µm sur la gravure. L'application d'une tension de 30 V entraînerait alors la création d'un champ de 300 kV/cm. Un temps envisagée, l'option consistant à sous-traiter la fabrication de nos circuits n'a finalement pas été retenue pour des raisons de délais trop importants. Une autre solution consiste à utiliser des structures de type capacités à plaques parallèles où le film ferroélectrique est pris en sandwich entre deux électrodes métalliques. Après des essais infructueux liés à des problèmes de diffusions des métaux dans la couche ferroélectrique, cette solution a été abandonnée.

Finalement, l'augmentation des tensions de commande a été retenue. Cette alternative basique, sans avenir commercial réel, répond néanmoins parfaitement à nos besoins. Elle permet en effet de tester des dispositifs sous forts champs, dans des délais relativement restreints, et de comparer leurs performances avec l'état de l'art. Si le potentiel des KTN s'avère très prometteur, des réalisations plus pointues pourront être envisagées.

V.1.2. Dispositifs de protection des appareils de mesure

L'application de hautes tensions sur des dispositifs hyperfréquences nécessite un appareillage spécifique. En effet, les analyseurs de réseau ne sont protégés que pour des tensions inférieures à 40 V ; étant donné les prix très importants de ces appareils, il est indispensable de garantir leur protection avant celles des autres outils (pointes de mesure, cellule, ...) utilisés pour la mesure. Pour

cela, plusieurs solutions existent.

La première option consiste à utiliser des capacités de blocage de la tension continue (DC blocks). Ces composants, placés aux accès du circuit, permettent de laisser passer le signal hyperfréquence et de bloquer les tensions continues. Un exemple de circuit réalisé sur ce principe est présenté en figure V.1 [V.4]. Ce déphaseur a été mesuré sous des tensions de 100 V en gardant l'analyseur isolé vis-à-vis de la commande statique. Les principaux inconvénients de ce type de solution sont i) l'obligation d'intégrer les dispositifs de polarisation directement sur le circuit et ii) l'influence des capacités de blocage sur la réponse électrique du circuit.

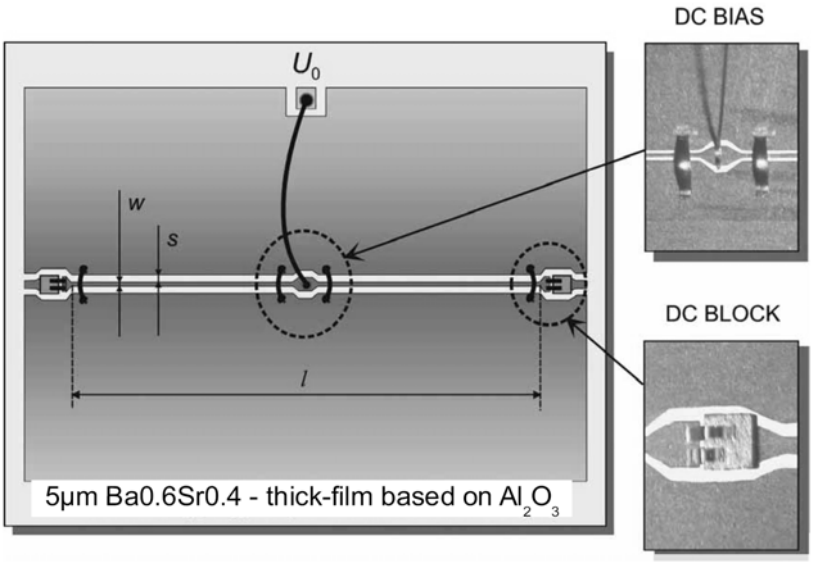


Fig. V.1. Déphaseur reconfigurable à base de couches épaisses ferroélectriques utilisant des DC blocks [V.4].

Des tés de polarisation peuvent aussi être utilisés pour protéger l'analyseur de réseau. Leur principe de fonctionnement est identique à celui des DC blocks ; cependant, la commande est ici directement intégrée dans le dispositif de mesure. Le schéma de principe de ces tés de polarisation est présenté en figure V.2. Ils sont constitués de trois voies : une pour la tension continue de commande, une pour le signal hyperfréquence et une pour les deux signaux simultanément. Les tés de polarisation peuvent être intégrés directement au dispositif ou rajoutés au système de mesure. Cependant, dans le premier cas, une erreur de conception peut entraîner une dégradation de l'analyseur de réseau. L'avantage principal des tés de polarisation connectés de façon externe au circuit mesuré est la prise en compte possible de leur impact sur la réponse électrique lors du calibrage de l'analyseur.

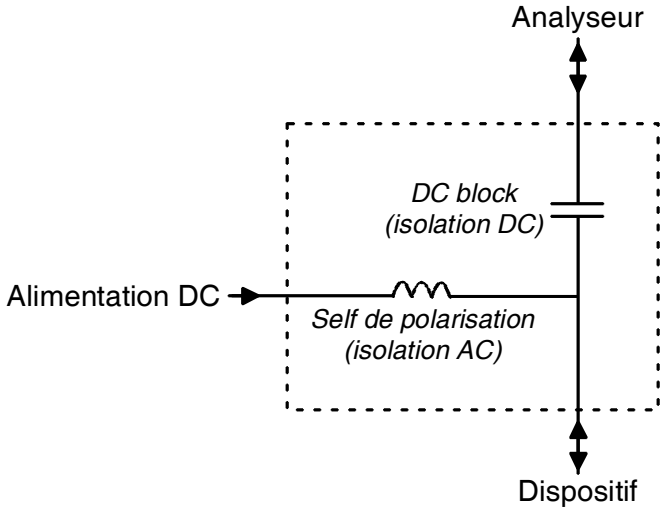


Fig. V.2. Schéma de principe d'un té de polarisation.

V.1.3. Insertion de la commande électrique

La question principale concernant l'insertion de la commande est : comment ramener la tension de polarisation en pénalisant le moins possible les performances du circuit ? La réponse dépend de plusieurs facteurs tels que le dispositif de protection utilisé et la topologie du circuit.

La réponse la plus simple consiste à polariser le matériau directement par les accès du circuit (différence de potentiel entre la ligne de signal et les plans de masse). Dans le cas de l'utilisation d'un banc de mesure sous pointes, cette solution exige l'emploi de pointes de mesure spécifiquement réalisées pour supporter des tensions élevées ; les pointes standard ne sont garanties que pour des tensions n'excédant pas 40 V. Par contre, si une cellule de mesure est utilisée, la tension peut être directement appliquée au travers d'un té de polarisation, par exemple. Cette solution simple ne peut cependant pas être utilisée pour tous les circuits ; si un couplage indirect (gap) aux accès est nécessaire, la tension continue ne peut plus se propager dans la structure.

Une solution peut alors consister à ramener la commande via des boundings[8] ou des stubs papillons. Dans les deux cas, le principe est de connecter le dispositif à polariser via une ligne inductive (bounding, ou ligne à forte impédance) reliée à un plot de polarisation qui peut être de type stub papillon pour augmenter la largeur de bande de fonctionnement. Un exemple de dispositif ferroélectrique utilisant des stubs de type papillon pour ramener la tension de commande est présenté en figure V.3 [V.5]. Ce filtre passe-bande d'ordre 2 est basé sur l'association de résonateurs ½ ondes ; les gaps de couplage entrée/résonateur et inter-résonateurs ont des largeurs respectives de 100 et

[8] fils thermocollés d'un diamètre de 15 µm

300 µm. Le système de mesure a permis d'appliquer des différences de potentiel maximales de 560 V entre les résonateurs et les accès, et d'atteindre ainsi des amplitudes de champ électrique de 56 kV/cm (560 V/100 µm).

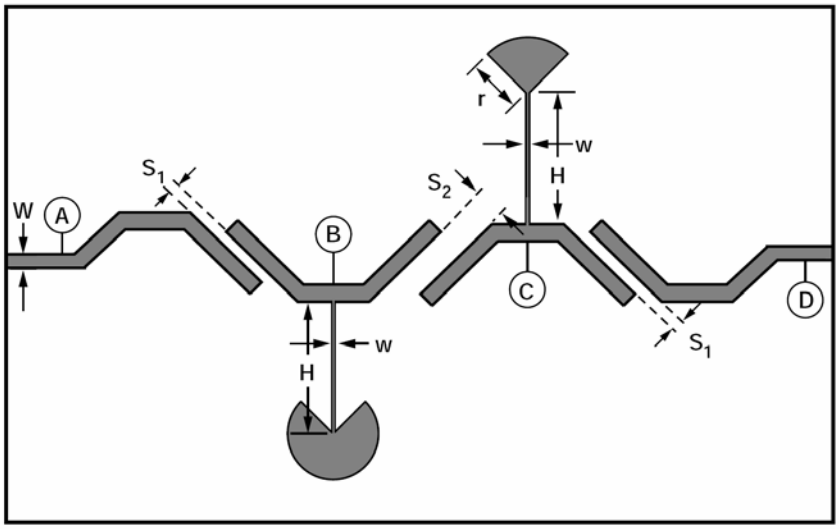


Fig. V.3. Filtre passe-bande d'ordre 2 utilisant des stubs papillons pour l'insertion de la tension de commande [V.5].

V.1.4. Systèmes de mesure adoptés

Au début de cette thèse, l'équipement disponible au LEST en terme de mesures hautes tensions était quasi-inexistant. Les conclusions de la série de mesures effectuée sur des démonstrateurs et présentée dans le chapitre IV nous ont convaincus de la nécessité d'acquérir du matériel adapté à ces mesures hautes tensions. Pour des questions de temps mais aussi de garantie de protection, notre choix s'est porté vers la solution visant à utiliser des tés de polarisation commerciaux. Trois dispositifs de mesure différents, entraînant des tensions de commande maximales différentes, ont par la suite été utilisés :

i) Nous disposions déjà au sein du laboratoire d'un té de polarisation *Radiall R443533000* permettant des mesures dans la bande 1,5 - 6 GHz jusqu'à des tensions de 100 V. Associé à une cellule de mesure *Wiltron 8620K*, ce dispositif de protection nous a permis de réaliser des premières mesures sous hautes tensions (90 V) sur des capacités interdigitées en réflexion.

ii) Pour étendre les mesures à des dispositifs en transmission, deux tés de polarisation *SHF BT45 HV200* ont été acquis. Ces tés de polarisation sont dimensionnés pour assurer la protection des analyseurs jusqu'à 45 GHz pour des tensions allant jusqu'à 200 V. Grâce à ces appareils, des champs

électriques importants ont pu être atteints (80 kV/cm[9]) ; cependant, l'utilisation d'une cellule de mesure a aussi présenté certains inconvénients compte tenu de la taille réduite de nos circuits (problèmes de contact électrique).

iii) La solution la plus satisfaisante, en terme de qualité des mesures et de niveau de champ électrique, a finalement été l'association du banc de mesures sous pointes et des tés de polarisation. Pour cela, des pointes de mesure spécifiques *Picoprobe 40A-GSG-200-EDP*, supportant au maximum 150 V jusqu'à 40 GHz, ont été acquises. Etant donné le prix conséquent de ces pointes et leur fragilité, les tensions maximales ont été limitées à 120 V, ce qui représente tout de même un gain important en comparaison des 30 V atteignables précédemment.

Un bilan des dispositifs présentés dans ce chapitre V et du système de mesure utilisé pour chacun d'eux est donné dans le tableau V.1. Quel que soit le système de mesure, une amélioration notable des amplitudes de champ électrique a été obtenue par rapport aux premiers démonstrateurs.

Pour résumer, les tensions de commande atteintes suivant le dispositif de mesure utilisé sont les suivantes :

- Cellule de mesure *Wiltron* + té de polarisation *Radiall* => U_{max} = 90 V
- Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF* => U_{max} = 200 V
- Banc de mesure sous pointes + tés de polarisation *SHF* => U_{max} = 120 V

[9] tension de 200 V appliquée au niveau de gaps de 25 µm pour les résonateurs DBR

Dispositif mesuré	Système de mesure	Tension maximale (V)	Champ électrique atteint (kV/cm)
Capacité interdigitée en transmission	Tés de polarisation *SHF* + banc de mesure sous pointes	120	60
Capacité interdigitée en réflexion	Cellule de mesure *Wiltron* + té de polarisation *Radiall*	90	30
Résonateur stub	Tés de polarisation *SHF* + banc de mesure sous pointes	120	60
Résonateur DBR	Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF*	200	80
Déphaseur de type Ligne Coplanaire LC	Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF*	200	50
Déphaseur de type Ligne à Retard LR	Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF*	200	50
Déphaseur de type Ligne Périodique LP	Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF*	200	66
Déphaseur LP modifié	Tés de polarisation *SHF* + banc de mesure sous pointes	120	40
Filtre DBR	Tés de polarisation *SHF* + banc de mesure sous pointes	120	48
Filtre hairpin	Cellule de mesure *Wiltron* + tés de polarisation *SHF*	200	100[a]

[a] Dispositif non mesuré à ce jour

Tableau V.1. Synthèse des dispositifs mesurés, des systèmes de mesure utilisés, des tensions maximales et des champs électriques atteints.

V.2. Capacités variables

Les capacités variables constituent l'élément de base de la plupart des systèmes agiles. Elles permettent également d'évaluer aisément les performances des matériaux testés. Deux types de capacités ont été réalisés et sont présentés dans cette partie : des capacités interdigitées en transmission et des capacités interdigitées en réflexion. Leurs performances en hautes fréquences sous tension de commande élevée sont analysées suivant différents facteurs : valeur de capacité, agilité, facteur de qualité ou Commutation Quality Factor (CQF).

V.2.1. Capacités interdigitées en transmission

V.2.1.1. Dispositifs réalisés et conditions de mesure

Des capacités interdigitées en transmission (T-IDCs), ayant des dimensions identiques aux IDCs présentées à la figure IV.1-b (L_{doigt} = 400 µm, G_{doigt} = 20 µm et W_{doigt} = 30 µm), ont été réalisées sur diverses compositions de KTN déposés sur saphir. Les 5 compositions testées ont des proportions de niobium variant de 40 à 60%. Les conditions de dépôt des films ferroélectriques et de réalisation des circuits (*cf.* § III.2.2) sont identiques à celles présentées précédemment.

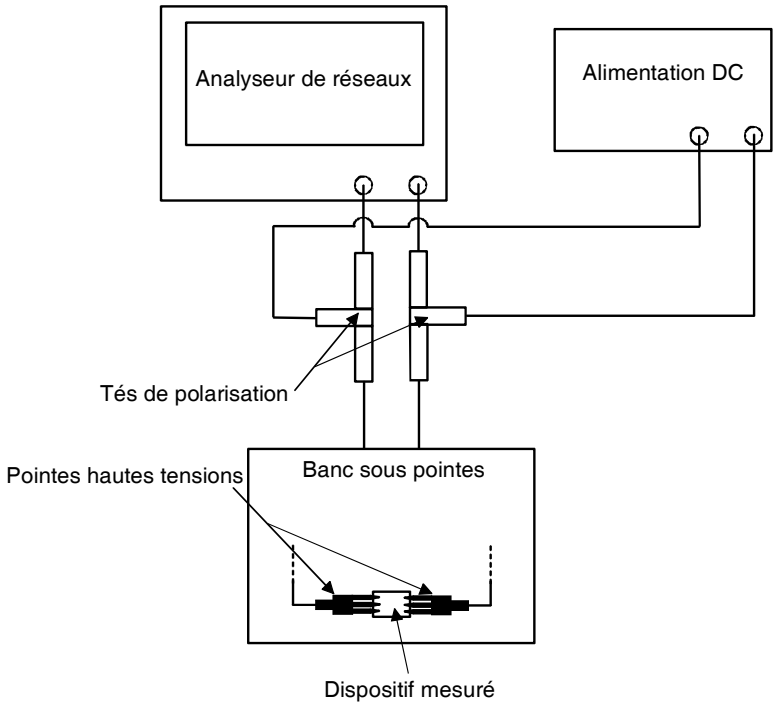


Fig. V.4. Banc de mesure utilisé pour la caractérisation des capacités interdigitées en transmission.

Le système de mesure est constitué d'un banc de mesure sous pointes équipé de pointes hautes tensions et associé à des tés de polarisation *SHF* (Figure V.4). Les tensions maximales appliquées sont de 120 V. Les capacités équivalentes à la structure interdigitée ont été extraites via l'utilisation d'un modèle R-C série et du procédé présenté au paragraphe IV.2.1.1.

V.2.1.2. Résultats de mesure

La figure V.5 présente les cycles de la capacité en fonction de la tension de commande C(V) pour les T-IDCs réalisées sur les compositions présentant le plus fort ($KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$) et le plus faible ($KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$) taux de niobium parmi les films testés. Le cycle de l'IDC utilisant une couche de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ est caractéristique d'un film paraélectrique : unicité des valeurs de capacité (1 tension = 1 valeur de capacité). Au contraire, celui de la capacité utilisant un matériau $KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$, présente une forme classique en ailes de papillon qui révèle une nature ferroélectrique à température ambiante ; ce cycle est tout de même très écrasé et coïncide avec la supposée transition de phase diffuse de KTN de l'état paraélectrique vers l'état ferroélectrique (*cf.* § II.2.2).

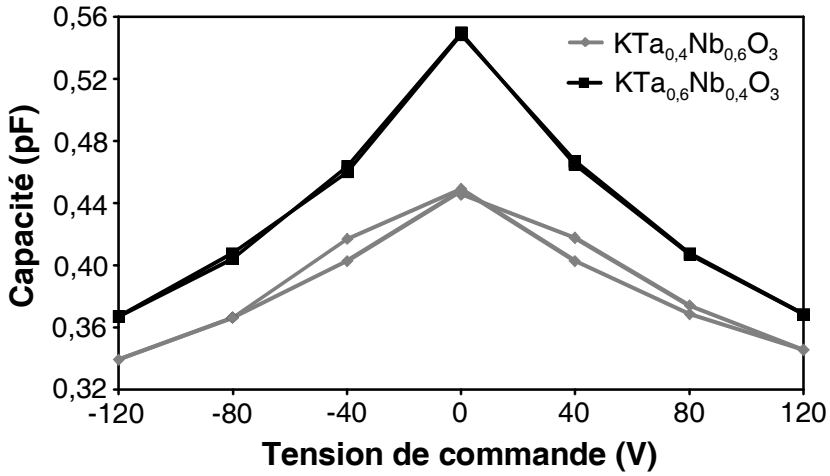


Fig. V.5. Cycle C(V) de deux capacités interdigitées réalisées sur des films de $KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$ et $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposés sur saphir à 2,5 GHz.

Une agilité maximale de 39,5% à 2,5 GHz a été obtenue pour une capacité utilisant un film de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$; partant d'une valeur de 0,74 pF sans tension appliquée, la capacité décroît jusqu'à 0,45 pF sous 120 V. Aucun effet mémoire n'a pu être observé sur cette composition. Les figures V.6 et V.7 mettent en évidence une diminution de la capacité, de l'agilité et du CQF (*cf.* Eq. I.2) lorsque la fréquence augmente. Le CQF, qui était d'environ 16,3 à 2,5 GHz, décroît à 2 autour de 10 GHz ; au-dessus de cette fréquence, le comportement de la capacité s'écarte de celui d'une capacité réelle du fait des effets inductifs des doigts. Malgré des taux d'agilité importants, ces valeurs de CQF sont très éloignées de celles obtenues pour les meilleurs capacités utilisant des BST dans la même gamme de fréquence (CQF = 16000 à 1 GHz [V.6]). Ces différences importantes peuvent être attribuées en partie

aux fortes pertes diélectriques de KTN (*cf.* chapitre III) mais aussi au fait que le calcul de notre CQF tienne compte de toutes les pertes de la capacité (lignes d'accès, pertes métalliques, ...) et pas uniquement des propriétés du matériau dans la partie active comme c'est le cas dans la référence [V.6]. De plus, il est à noter que le champ électrique appliqué, qui influence fortement le CQF, est 6,7 fois plus faible dans notre étude que dans l'étude citée. Quoi qu'il en soit, les pertes de nos matériaux doivent encore être améliorées pour faire de KTN une alternative pertinente aux matériaux BST utilisés pour l'instant.

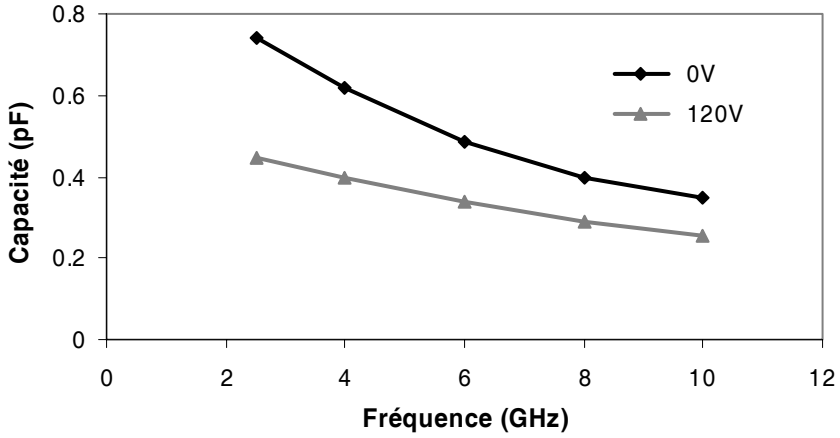


Fig. V.6. Capacités sans tension et sous 120 V d'une IDC réalisée sur hétérostructure $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$/saphir.

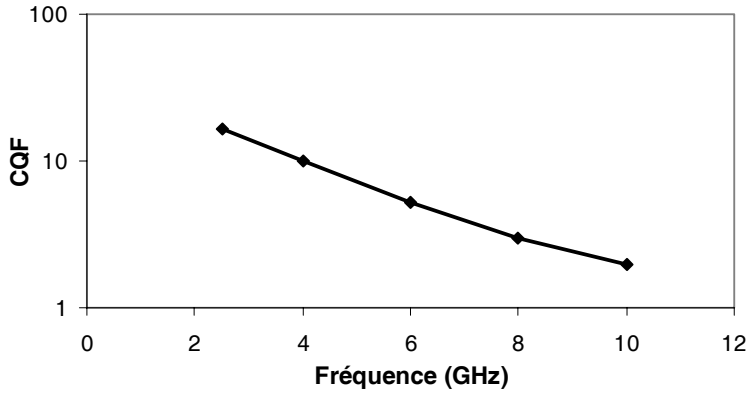


Fig. V.7. Commutation Quality Factor en fonction de la fréquence d'une capacité interdigitée utilisant un film mince de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ déposé sur saphir.

Le tableau V.2 compare les capacités, les taux d'agilité et les CQF obtenus à 2,5 GHz pour les différentes compositions KTN étudiées pour un motif identique de T-IDC ; ces valeurs correspondent à la moyenne calculée pour chaque composition (*i.e.* plusieurs échantillons ont été utilisés pour chaque composition). Comme précisé plus haut, $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ présente la plus forte agilité, mais aussi, la

plus forte valeur de capacité. Le CQF apparaît comme étant dépendant de la proportion de niobium dans le composé KTN ; la valeur de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ n'est pas donnée en raison de résultats incohérents entre les différents échantillons testés pour cette composition.

Composition KTN	Capacité à 0 V (pF)	Agilité (%)	CQF
$KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$	0,440	23,7	12,4
$KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$	0,714	38,3	17,5
$KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$	0,517	29,2	20,3
$KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$	0,573	28,2	10,2
$KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$	0,549	33,0	-

Tableau V.2. Capacité, agilité et CQF de capacités interdigitées pour différentes compositions KTN déposées sur saphir à 2,5 GHz.

Le meilleur CQF est fourni par la composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ bien que son agilité soit plus faible que celle de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$. Ceci pourrait être dû à des pertes ferroélectriques plus faibles induites par une température de Curie plus élevée. Des conclusions définitives ne pourront intervenir que lorsque les températures de Curie hautes fréquences de ces films auront été vérifiées.

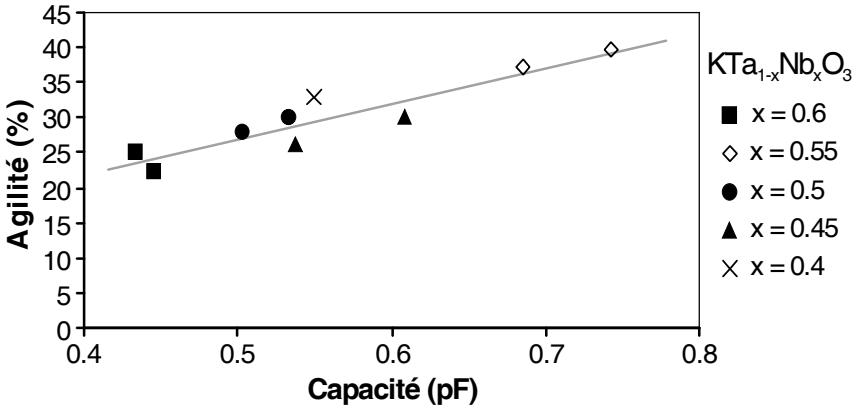


Fig. V.8. Agilité en fonction de la capacité à 0 V pour des IDCs réalisées à partir de films KTN de différentes compositions. Chaque point correspond à un échantillon différent.

La figure V.8 présente l'évolution de l'agilité en fonction de la valeur de la capacité mesurée à 0 V pour l'ensemble des échantillons étudiés. Ce graphique démontre la relation très linéaire existant entre ces deux valeurs. Etant donné que le motif de l'IDC est identique pour tous les échantillons, la valeur de la capacité déterminée est directement proportionnelle à la valeur de permittivité du film KTN. C'est donc la permittivité du matériau qui se trouve étroitement liée à son agilité, comme cela a

déjà été établi dans des études antérieures [V.7]. Dans l'ensemble, les films KTN démontrent une bonne reproductibilité bien qu'une légère dispersion puisse être observée entre des échantillons d'une même composition. Ces différences modestes semblent pouvoir être imputées aux légères inhomogénéités en épaisseur fréquemment rencontrées pour des films déposés par ablation laser.

Outre les variations de capacité autour de 2,5 GHz, les mesures large bande de ces capacités interdigitées ont montré des variations importantes de leur fréquence de résonance. La figure V.9 présente par exemple la réponse en réflexion d'une IDC réalisée sur un film de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposé sur saphir. La capacité non polarisée résonne à 25,6 GHz ; lorsqu'une tension de 120 V (60 kV/cm entre les doigts) est appliquée entre ses accès, sa fréquence de résonance croît jusqu'à 28,8 GHz, soit une augmentation de plus de 3 GHz ou une agilité de 12,5%.

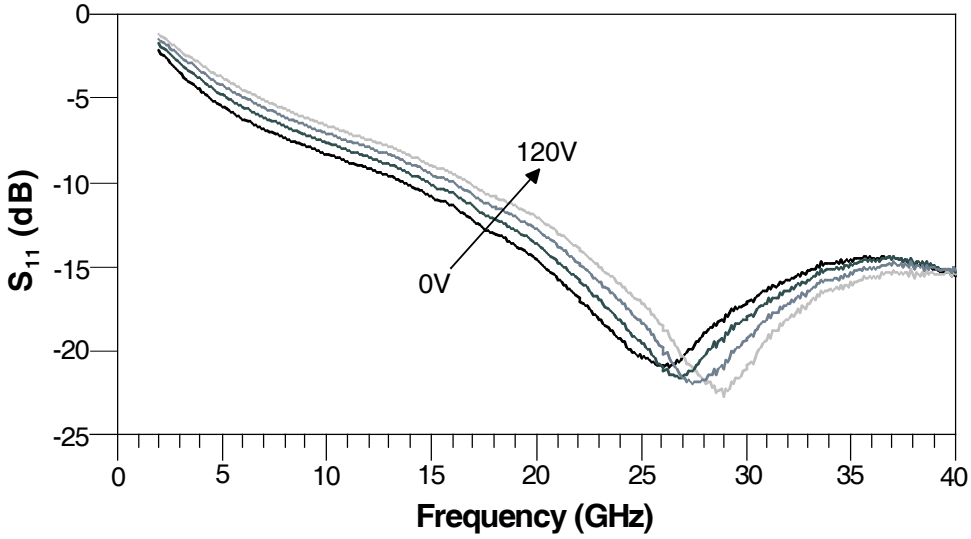


Fig. V.9. Paramètre de réflexion S_{11} d'une capacité interdigitée réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir en fonction de la tension de commande et de la fréquence.

V.2.2. Capacités interdigitées en réflexion

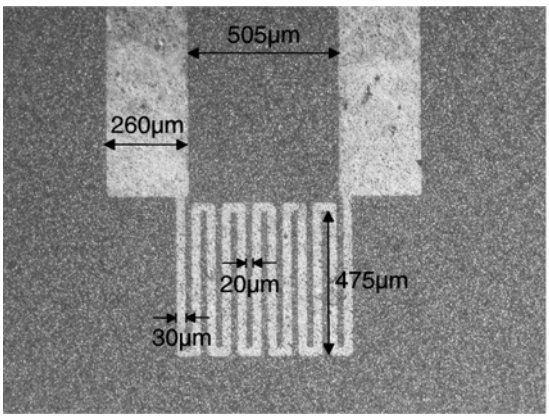
V.2.2.1. Présentation de la structure et des conditions de mesure

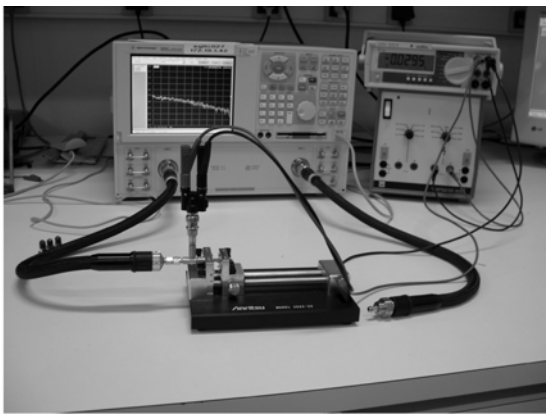
Ces capacités interdigitées en réflexion, notées R-IDCs, ont été réalisées à l'époque où nous ne disposions que d'un té de polarisation *Radiall* fonctionnant dans la bande 1,5 - 6 GHz. L'objectif principal de ces circuits était de réaliser un premier test de mesure hautes tensions avec le matériel disponible. Nous voulions également tester les performances de ces capacités dans l'objectif de réaliser par la suite des déphaseurs à base de stubs chargés par des IDCs en réflexion sur le modèle des travaux de Patrick Scheele *et al.* [V.8].

Malgré la faible dimension des couches KTN (1 cm^2), ces circuits devaient être mesurables à

l'aide d'une cellule *Wiltron* classique. Des lignes d'accès, de dimensions compatibles avec les mâchoires de la cellule, ont ainsi été ajoutées à la capacité (Figure V.10.a). La partie active est constituée de 9 ou 11 doigts de longueur 475 µm séparés par un gap de 30 µm. Des couches de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposées sur saphir ont été utilisées pour réaliser ces IDCs.

Les capacités ont été mesurées dans la bande 1,5 - 6 GHz pour des tensions de commande allant de 0 à 90 V (30 kV/cm). Le banc de mesure utilisé pour caractériser à hautes fréquences ces IDCs est présenté en figure V.10.b. Compte tenu de la longueur importante des lignes d'accès, le modèle utilisé pour extraire la capacité équivalente associait un modèle de ligne classique RLCG à un modèle R-C série. Les valeurs du modèle RLCG ont été déterminées à partir d'une ligne témoin.





(a) *(b)*

Fig. V.10. (a) Exemple de capacité interdigitée en réflexion réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir et (b) photographie du dispositif de mesure utilisé pour les caractériser.

V.2.2.2. Mesures et interprétation

La figure V.11 montre les variations de capacité induites par l'augmentation de la tension de commande de 0 à 90 V pour la capacité à 9 doigts. L'agilité obtenue est de 21% avec une capacité équivalente variant de 0,181 à 0,142 pF. Les performances de l'IDC à 11 doigts sont quasiment identiques en terme d'accordabilité. Sur le cycle de la figure V.11, on observe une légère différence dans les valeurs de capacité lorsque la tension de commande augmente ou lorsqu'elle diminue. Cependant, il est difficile de déterminer si ces différences sont dues à un comportement ferroélectrique ou aux incertitudes de mesures.

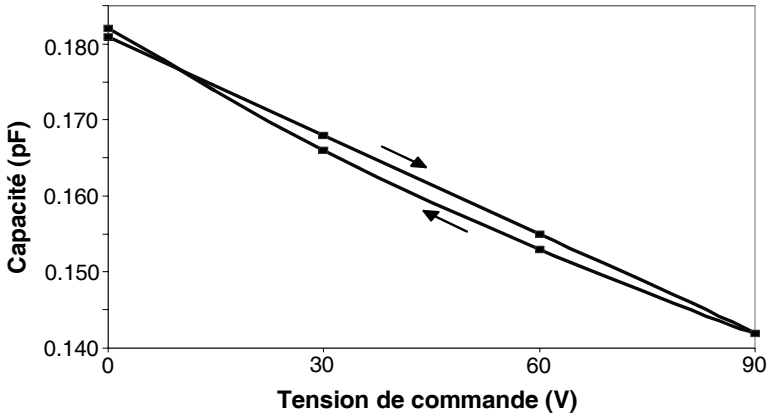


Fig. V.11. Evolution de la capacité d'une R-IDC à 9 doigts réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir en fonction de la tension de commande.

Le facteur de qualité Q a aussi été extrait des mesures de ces capacités. La figure V.12 montre l'évolution du facteur de qualité de la capacité à 9 doigts en fonction de la fréquence. Partant d'une valeur de 30,2 à 1,5 GHz pour une tension nulle, Q décroît quasi-linéairement jusqu'à une valeur de 6,3 à 6 GHz.

Le facteur de qualité est aussi très lié au champ appliqué. Une augmentation de l'ordre de 15 à 20% du facteur de qualité des capacités a ainsi été mesurée pour un champ de 30 kV/cm. Cette dépendance décroît légèrement lorsque la fréquence augmente. Or, Q tient compte à la fois des pertes métalliques et des pertes diélectriques dans le film ferroélectrique ; l'influence des premières est proportionnelle à la fréquence alors que celle des secondes est inversement proportionnelle. Lorsque la fréquence augmente, Q est plus affecté par les pertes métalliques, qui sont indépendantes du champ appliqué, que par les pertes diélectriques. Ceci explique les plus faibles variations du facteur de qualité à hautes fréquences sous l'action de la tension de commande.

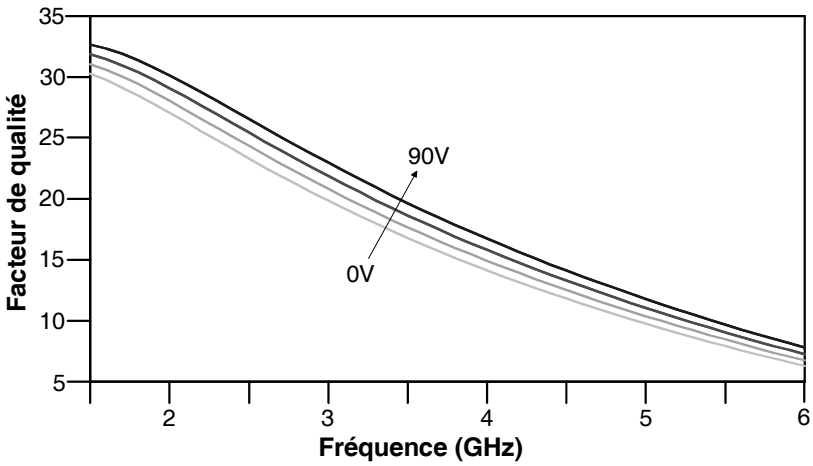


Fig. V.12. Evolution du facteur de qualité d'une R-IDC à 9 doigts réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir en fonction de la fréquence.

La comparaison des facteurs de qualité des R-IDCs à 9 et 11 doigts à la fréquence de 2 GHz montre une nette dégradation du Q avec l'augmentation de la taille des électrodes due à l'accroissement du nombre de doigts. D'une valeur de 26,2 à 0V pour l'IDC à 9 doigts, Q chute à 22,8 dans les mêmes conditions pour la capacité à 11 doigts (Figure V.13). Les relativement faibles valeurs de Q ne peuvent donc pas être attribuées uniquement aux fortes pertes diélectriques des KTN mais aussi aux pertes métalliques dans les électrodes qui jouent un rôle non négligeable.

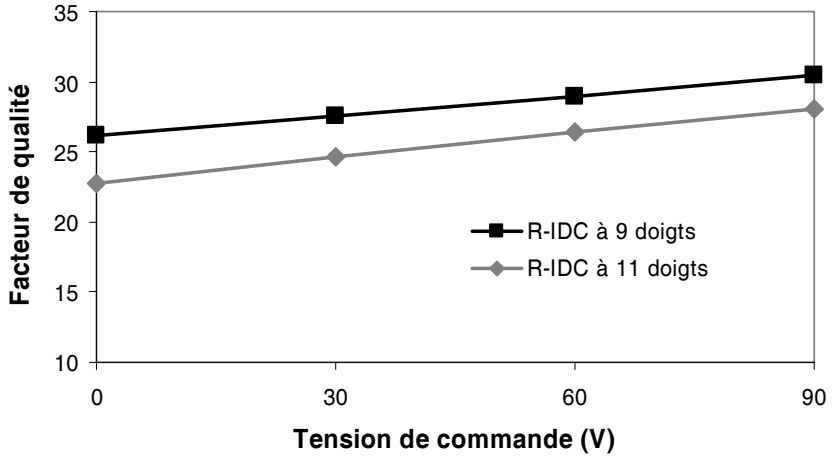


Fig. V.13. Evolution du facteur de qualité en fonction de la tension de commande pour les deux capacités interdigitées en réflexion (9 et 11 doigts) à 2 GHz.

V.3. Résonateurs accordables

La réalisation de résonateurs accordables est une première étape avant la conception de filtres agiles. Elle permet de valider une structure et donne une idée des performances atteignables sur des filtres multipôles. Deux types de résonateurs seront présentés dans cette partie : le résonateur stub et le résonateur DBR.

V.3.1. Résonateurs de type stub

V.3.1.1. Dispositifs réalisés et conditions de mesure

Les résonateurs de type stub réalisés dans cette partie ont un motif identique à celui des résonateurs présentés dans le chapitre IV. Leur longueur est de 2770 µm ; les largeurs de la ligne et de la fente du stub sont respectivement de 100 et 20 µm.

Le dispositif de mesure est identique à celui utilisé pour la mesure des capacités interdigitées en transmission sous hautes tensions : analyseur de réseau vectoriel + alimentation continue + tés de polarisation + banc de mesures sous pointes équipés de pointes hautes tensions (*cf.* Figure V.4). Ce système de mesure permet l'application de tensions de commande allant jusqu'à 120 V pour des fréquences comprises entre 2 et 40 GHz. Le champ électrique maximal au niveau des fentes du stub est ainsi de 60 kV/cm, soit une amélioration d'un facteur 4 par rapport aux premières séries de mesures.

Ces résonateurs ont été réalisés sur les mêmes couches que les capacités interdigitées en transmission présentées dans la partie V.2.1. Ainsi, une gamme de compositions KTN présentant des proportions de niobium comprises entre 40 et 60% a été étudiée. Tous ces films ont été déposés sur substrat de saphir et présentent une microstructure de type texturée pour une épaisseur de 0,5 µm.

V.3.1.2. Résultats de mesure

Comme dans le cas des T-IDCS, les résonateurs utilisant une couche de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ ont donné les plus forts taux d'agilité avec une valeur maximale de 25,8%. La figure V.14 montre ainsi la mesure en transmission et en réflexion de ce stub ; la fréquence de résonance augmente de 5,9 à 7,42 GHz (+1,52 GHz) sous l'application du champ électrique maximal. Sur cette réponse, on peut noter dans le même temps un abaissement du niveau du pic de résonance vraisemblablement due à la diminution de la permittivité du film ferroélectrique ; en effet, cette diminution réduit la concentration du champ électromagnétique dans le film ferroélectrique à fortes pertes et améliore ainsi la sélectivité du résonateur.

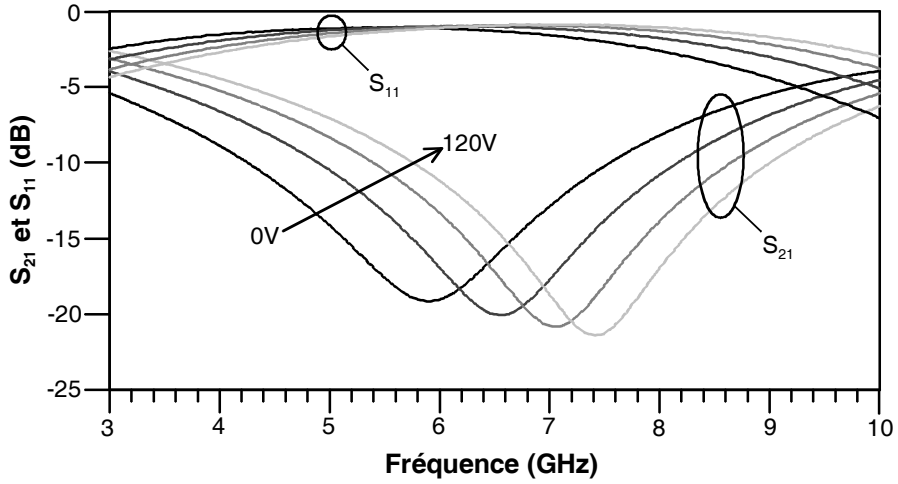


Fig. V.14. Paramètres S (S_{11} et S_{21}) mesurés d'un stub réalisé sur substrat $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$/saphir en fonction de la fréquence et de la tension de commande.

La figure V.15 présente la mesure large bande d'un stub réalisé sur un film de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$. L'agilité sur cette composition est plus faible que celle observée sur des couches de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ (15,8% contre 25,8%). On peut observer une baisse commune du niveau de transmission et de réflexion lorsque la fréquence augmente ; cette augmentation des pertes globales du dispositif, qui se retrouve pour toutes les compositions, est probablement due à l'aggravation des pertes des films ferroélectriques avec la fréquence (*cf.* § III.4.1).

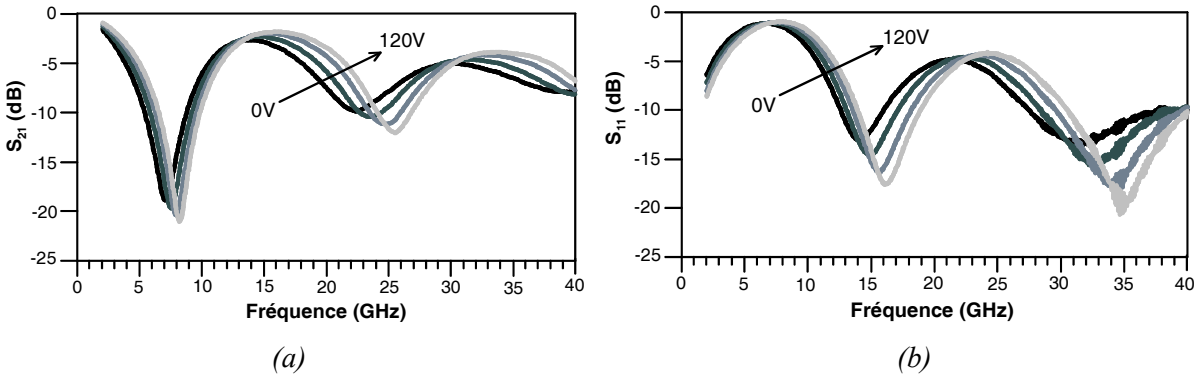


Fig. V.15. Mesure large bande en transmission (a) et en réflexion (b) d'un stub utilisant un film $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposé sur saphir.

La figure V.16, extraite de la mesure en transmission de ce même stub, met en évidence une dispersion de l'agilité du résonateur en fonction de la fréquence. En effet, sous l'action d'une tension de commande, la fréquence de résonance du fondamental passe continûment de 7,08 à 8,20 GHz pour une agilité globale de 15,8%. La fréquence de résonance du deuxième harmonique est augmentée quant à elle de plus de 3 GHz ($Fr_{2ème/0V}$ = 22,42 GHz et $Fr_{2ème/120V}$ = 25,58 GHz) par un champ

électrique de 60 kV/cm, soit une agilité de 14,1%. Ces mesures confirment une légère dispersion en fréquence de l'agilité déjà mise en évidence par la mesure de stubs de différentes longueurs présentée dans le paragraphe IV.3.1.

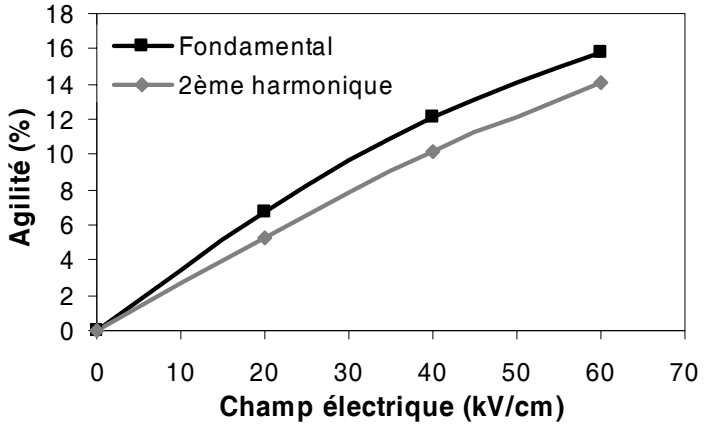


Fig. V.16. Evolution de l'agilité en fonction du champ électrique pour les résonances du premier et second ordre d'un stub utilisant un film ferroélectrique de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$.

Enfin, à l'image des capacités interdigitées en transmission, un rapport très étroit a été mis en évidence entre l'agilité des stubs et leur fréquence de résonance (Figure V.17). Le motif étudié étant identique pour toutes les compositions, c'est en fait la permittivité et l'agilité qui démontrent une relation de proportionnalité.

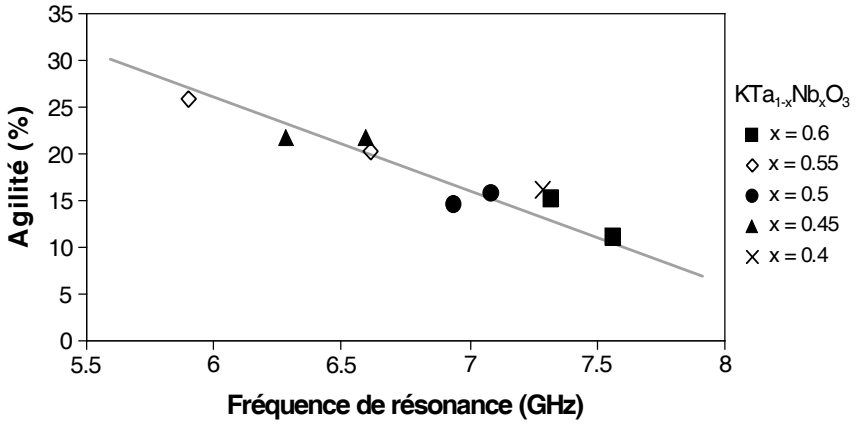


Fig. V.17. Agilité en fonction de la fréquence de résonance à 0 V de stubs réalisés sur différentes compositions de films KTN.

L'évolution de la phase de la transmission donne aussi des informations intéressantes sur le comportement du dispositif sous l'action d'un champ de commande. Pour exemple, la phase du S_{21} d'un stub réalisé sur $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ est présentée en figure V.18 autour de sa fréquence de résonance.

Dans cette zone, un déphasage supérieur à 91° peut être obtenu sous l'action d'une tension de 120 V ; cependant les pertes d'insertion sont alors très élevées. Dans la bande passante du stub, située entre les fréquences de résonance du fondamental et du deuxième harmonique, un déphasage plus modeste mais atteignant une valeur de 24° est atteint. Ce déphasage, associé à des pertes d'insertion de l'ordre de 3,2 dB, donne lieu à un facteur de mérite (Figure of Merit : FoM), défini par l'équation Eq. V.1, atteignant au maximum 7,5°/dB à 11,5 GHz.

$$FoM\ (°/dB) = \frac{Déphasage\ relatif\ (°)}{Pertes\ d'Insertion\ Maximales\ (dB)} \qquad \textbf{Eq. V.1.}$$

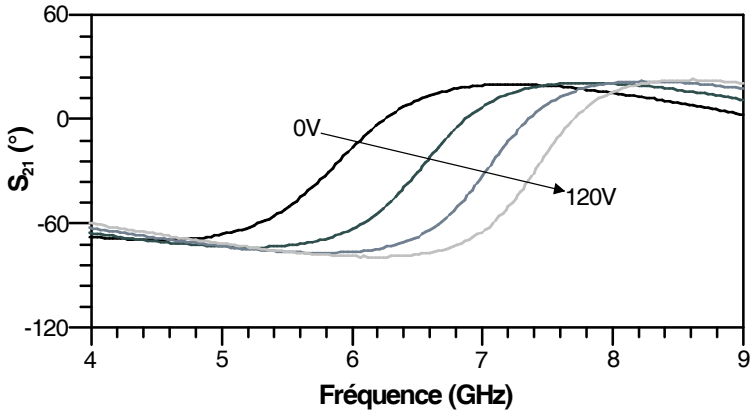


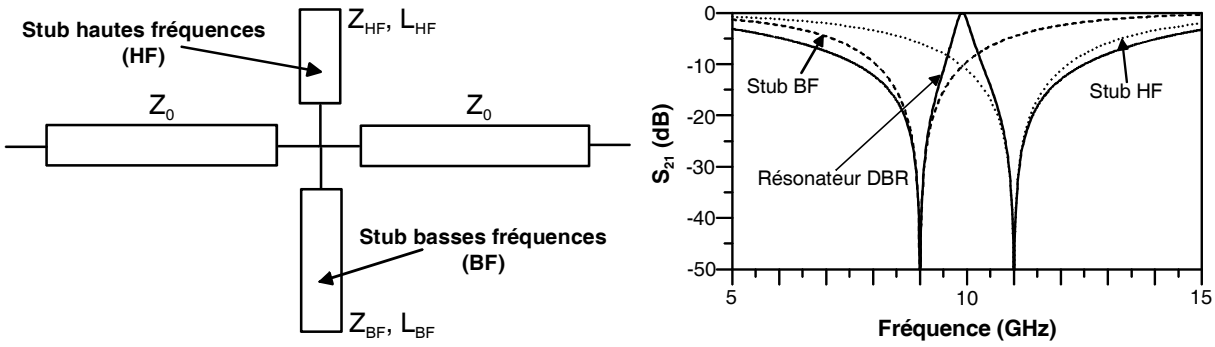
Fig. V.18. Phase du paramètre de transmission d'un stub réalisé sur $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$/saphir autour de la fréquence de résonance du fondamental.

V.3.2. Résonateurs DBR

V.3.2.1. Description de la structure DBR

V.3.2.1.a. Principe de fonctionnement

La topologie Dual-Behavior Resonator DBR a été développée au LEST par Cédric Quendo *et al.* [V.1], [V.9]. Elle est basée sur l'utilisation de deux stubs en parallèle, chacun entraînant un zéro de transmission à des fréquences différentes (Figure V.19). La combinaison de ces deux zéros de transmission crée une bande passante par recombinaison constructive. Cette structure a principalement été utilisée pour la réalisation de filtres à forte sélectivité. Sa flexibilité importante en a fait une solution prisée par les industriels en quête de compacité et de réponses électriques à hautes performances [V.10].



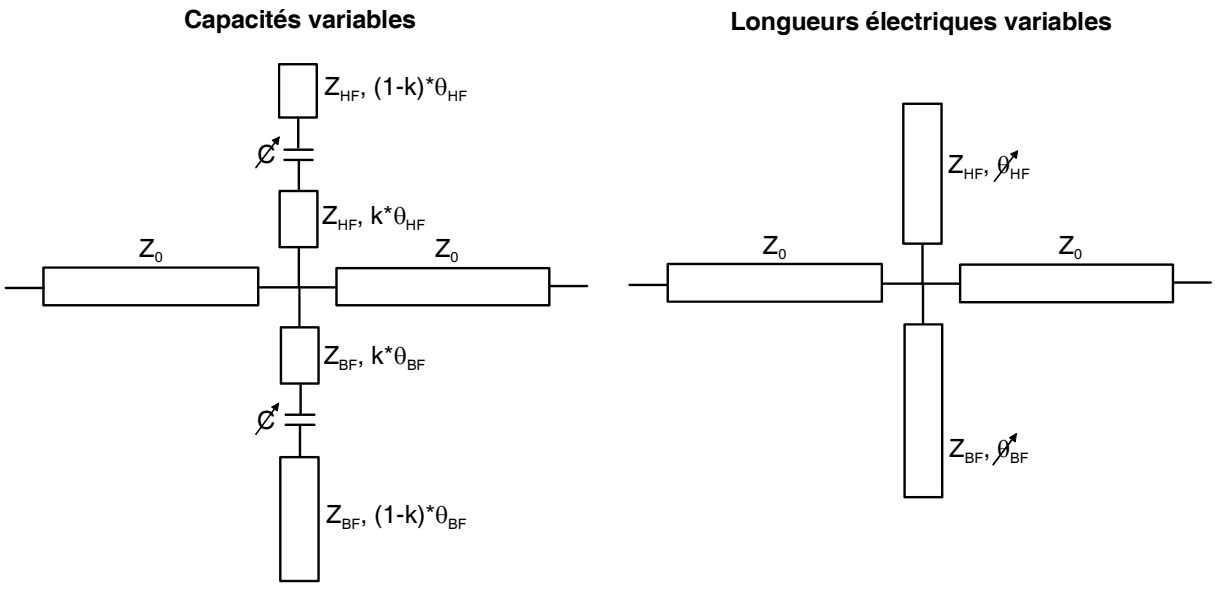
(a) *(b)*

Fig. V.19. Structure (a) et réponse en transmission (b) d'un résonateur DBR en lignes idéales.

V.3.2.1.b. Intérêt pour l'agilité

Bien que la principale utilisation de la topologie DBR concerne la réalisation de filtres passe bande très sélectifs, son intérêt pour la réalisation de filtres agiles a déjà été démontré que ce soit avec des MEMS [V.2] ou des cristaux liquides [V.3].

Cette structure, en association avec des films ferroélectriques KTN, a été choisie pour réaliser des premiers tests sur des résonateurs passe bande avec pour objectif final de réaliser un filtre accordable. Pour apporter de l'agilité à une telle structure via l'utilisation de films KTN, on peut envisager deux solutions principales : charger les stubs par des capacités variables ou modifier les longueurs électriques des stubs (Figure V.20).



(a) *(b)*

Fig. V.20. Principales solutions pour rendre un résonateur DBR accordable : charger les stubs par des capacités variables (a) ou modifier la longueur électrique des stubs (b).

C'est cette dernière solution que nous avons utilisée dans un premier temps en raison de sa facilité de mise en oeuvre. En effet, utilisant une technologie coplanaire, l'application d'un champ électrique entre la ligne centrale et les plans de masse au niveau des stubs viendra modifier la permittivité du ferroélectrique au niveau des fentes (G_{stub}) et, par conséquent, la longueur électrique du stub. Sur ce principe, les stubs ont déjà montré de manière séparée des taux d'agilité très intéressants (*cf.* § V.3.1). Cette technique présente l'avantage de permettre une polarisation directe par les accès (sans ajout de circuit de polarisation) mais le désavantage de limiter les impédances des stubs à des valeurs très faibles. En effet, les faibles valeurs de G_{stub} permettant l'application de forts champs électriques associées aux fortes valeurs de permittivité effective de la structure entraînent des valeurs d'impédances caractéristiques très faibles (entre 10 et 20 Ω). L'activation séparée des stubs HF et BF n'est également pas possible étant donné qu'une unique valeur de champ électrique peut être appliqué entre la ligne centrale et les plans de masse. Cette solution basique ne tire donc pas profit de la forte flexibilité de la topologie DBR. Toutefois, elle répond bien aux objectifs fixés, à savoir, démontrer la faisabilité de tels filtres agiles.

La solution visant à charger les stubs par des capacités variables est plus difficile à mettre en oeuvre bien qu'elle présente des avantages certains. Elle permet notamment d'envisager une activation séparée des stubs, et ainsi, d'opérer une accordabilité sur la fréquence centrale et/ou sur la bande passante du filtre à l'image des travaux d'Erwan Fourn [V.11].

V.3.2.2. Simulations de la structure

Ces résonateurs DBR ont été réalisés sur diverses compositions KTN ($KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$ à $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$) déposées sur saphir. Nous avons pu voir précédemment que la composition peut avoir une influence très importante sur le comportement diélectrique des films KTN, et donc, sur la réponse électrique des dispositifs. Le point essentiel du dimensionnement de ces résonateurs était ainsi d'observer les réponses susceptibles d'être obtenues pour une gamme de permittivité des films ferroélectriques correspondant aux propriétés attendues dans ces conditions ($400 < \varepsilon_{r\,KTN} < 1000$).

Le dimensionnement des circuits a été réalisé par simulation électromagnétique sous le logiciel HFSS. Afin d'améliorer la précision et la durée des simulations, le film ferroélectrique a été divisé en plusieurs parallélépipèdes, chacun correspondant à une distribution différente du champ électromagnétique sur le principe exposé dans la partie IV.2.3.1. Malgré cette technique, les simulations sont assez longues (entre 1 et 3 heures suivant la convergence) et gourmandes en ressources (entre 30000 et 60000 tétraèdres pour cette structure).

Le masque final du résonateur DBR réalisé est présenté sur la figure V.21. Pour obtenir un champ électrique important et garantir l'absence de court-circuit, compte tenu de la longueur importante des stubs ($L_{stub\,HF}$ = 1784 µm et $L_{stub\,BF}$ = 4500 µm), les gaps au niveau des stubs (G_{stub}) ont été fixés à 25 µm. La largeur de ligne des stubs (W_{stub}) a été fixée à 50 µm de façon à conserver des

niveaux d'impédance raisonnables. La différence importante entre les longueurs des stubs, et donc entre les fréquences des zéros de transmission, a pour but de procurer un caractère large bande au résonateur. En effet, les premières simulations ont montré le risque de ne pouvoir observer de bande passante sur des structures sélectives tant les pertes des films KTN sont élevées.

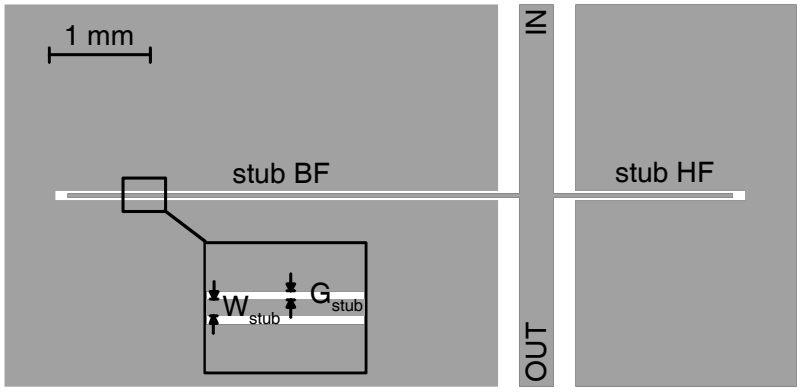


Fig. V.21. Masque final du résonateur DBR.

Ce dispositif a été simulé pour différentes valeurs de permittivité du film KTN et pour des pertes constantes de 0,15, réalistes pour la bande de fréquences considérée. Les résultats de simulation sont présentés en figure V.22. Ils démontrent une forte dépendance de la fréquence centrale mais aussi de la bande passante du résonateur à la constante diélectrique de KTN. Ainsi, la fréquence centrale passe de 5,35 à 7,00 GHz lorsque la permittivité diminue. Dans le même temps, la bande passante est multipliée par 1,5 passant de 1,65 à 2.55 GHz. Dans l'ensemble des cas, une bande passante et une fréquence centrale mesurables semblent être garanties.

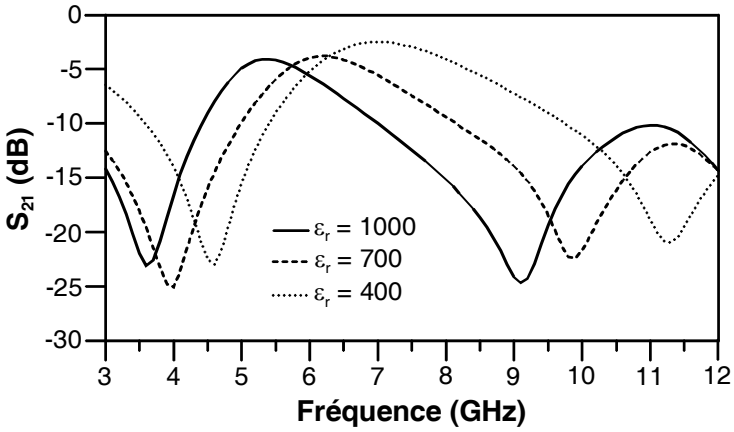


Fig. V.22. Réponse en transmission simulée d'un résonateur DBR pour différentes valeurs de permittivité du film ferroélectrique ($\varepsilon_{r\,KTN}$ = 400, 700 et 1000).

La technique de simulation utilisée permet aussi de prédire le comportement du dispositif sous l'action d'une tension de commande. En effet, étant donné la géométrie du circuit, le champ électrique sera élevé au niveau des fentes des stubs et relativement faible ailleurs. La figure V.23 présente la réponse simulée d'un résonateur DBR pour un film KTN de permittivité 700 sous l'action de différentes tensions de commande : différentes valeurs de constante diélectrique ont été testées au niveau des fentes. Ces simulations laissent prévoir une agilité importante pour la fréquence centrale du résonateur (environ 16%). Le facteur de mérite de ce résonateur, défini dans l'équation V.2 [V.12], est estimé à 0,53.

$$F_{0\,res} = \frac{\omega_0^{up} - \omega_0^{low}}{\sqrt{\Delta\omega_0^{up} \cdot \Delta\omega_0^{low}}} \qquad \textbf{Eq. V.2.}$$

ω_0^{low} et ω_0^{up} sont respectivement les fréquences de résonance sans champ électrique et avec le champ électrique maximal ; $\Delta\omega_0^{up}$ et $\Delta\omega_0^{low}$ sont les bandes passantes absolues dans ces deux cas.

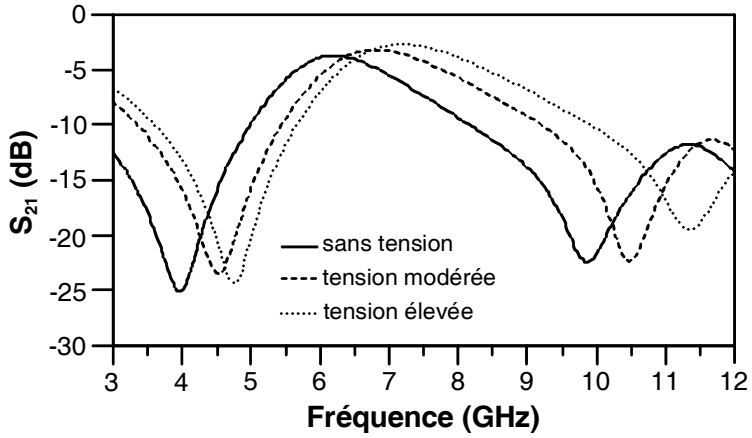
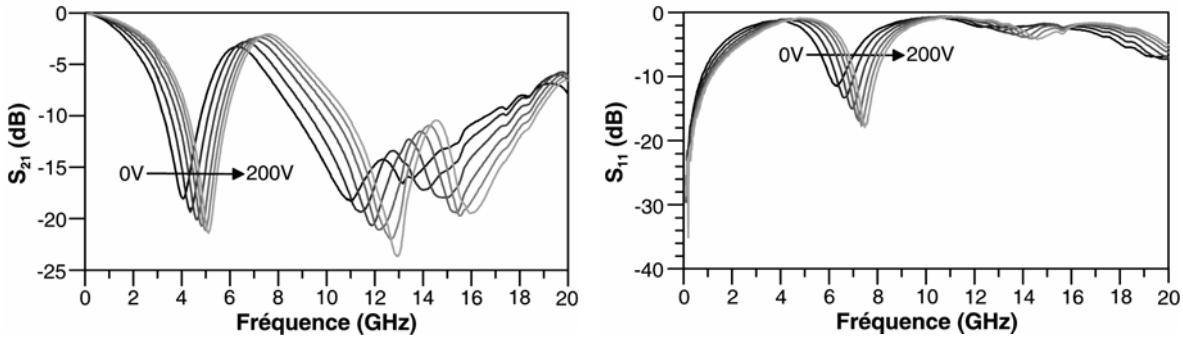


Fig. V.23. Réponse en transmission simulée d'un résonateur DBR sans tension de commande ($\varepsilon_{r\,KTN/fente}$ = 700), pour une tension modérée ($\varepsilon_{r\,KTN/fente}$ = 500) et pour une tension élevée ($\varepsilon_{r\,KTN/fente}$ = 300).

V.3.2.3. Résultats de mesure

Bien que 5 compositions aient été étudiées, seulement trois DBR ont pu être mesurés en raison de problèmes de découpe des circuits survenus durant le process de fabrication ; ces résonateurs correspondent aux compositions $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$, $KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$ et $KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$. Le système de mesure utilisé consiste en l'association d'une cellule de mesure *Wiltron* et de tés de polarisation *SHF-BT45*. La tension maximale appliquée de 200 V correspond à un champ électrique de 80 kV/cm au niveau des fentes des stubs.



(a) *(b)*

Fig. V.24. Réponses mesurées en transmission (a) et en réflexion (b) d'un résonateur DBR sur $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$/saphir en fonction de la fréquence et de la tension de commande.

La figure V.24 présente la réponse électrique mesurée d'un DBR réalisé sur un film de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$ déposé sur saphir. La fréquence de résonance, qui était de 6,238 GHz en l'absence d'une tension, s'élève à 7,550 GHz pour le champ électrique maximal ; l'agilité sur la fréquence de résonance est ainsi de 21%. Les pertes d'insertion relativement faibles (3,27 dB à 0 V et 2,06 dB à 200 V) s'expliquent par la large bande passante de ce résonateur (environ 25%). L'adaptation reste inférieure à 11,5 dB à la fréquence de résonance quelle que soit la valeur du champ électrique de commande.

La comparaison entre la mesure de ce résonateur et les simulations électromagnétiques suggère une valeur de permittivité de l'ordre de 600 pour le zéro basse fréquence alors que le zéro haute fréquence semble correspondre à une constante diélectrique de KTN inférieure à 500. Cette différence pourrait provenir d'une légère inhomogénéité en épaisseur du film entraînant une épaisseur de KTN plus faible sous le stub haute fréquence.

Les autres compositions ont donné des taux d'agilité légèrement plus faibles : 19,1% et 16,7% respectivement pour $KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$ et $KTa_{0,4}Nb_{0,6}O_3$. Dans l'ensemble des cas, les facteurs de mérite sont similaires avec des valeurs de l'ordre de 0,53 en accord avec les simulations.

Ces résonateurs peuvent aussi être considérés comme des déphaseurs à faible bande passante. Dans le cas du DBR utilisant un film de $KTa_{0,6}Nb_{0,4}O_3$, le déphasage maximal obtenu est de 95° à 4,7 GHz pour une tension de 200 V. Cependant, les pertes d'insertion à cette fréquence sont très importantes puisqu'elle correspond au zéro basse fréquence du résonateur. Dans la bande passante, le déphasage maximal est de 45° correspondant à un facteur de mérite du déphaseur, défini dans l'équation V.1, de FoM = 11,8°/dB à 6,8 GHz. Ce facteur de mérite est légèrement supérieur à celui obtenu pour un stub seul (11,8°/dB pour le DBR contre 7,5 pour le stub) mais à des fréquences plus basses (6,8 GHz pour le DBR contre 11,5 GHz pour le stub).

Globalement, ces premiers résonateurs passe bande ont permis de démontrer la faisabilité de filtres passe bande accordables à partir de films ferroélectriques KTN. Bien que l'agilité mesurée soit importante (21%), le compromis accordabilité/pertes doit encore être amélioré. La maîtrise de la bande passante devra également être étudiée pour permettre la réalisation de filtres visant des applications multistandards commerciales

V.4. Déphaseurs reconfigurables

V.4.1. Topologies utilisées

Trois topologies de déphaseur ont été testées durant cette thèse avec pour objectif d'observer l'influence du design sur les performances (pertes, agilité, FoM, ...). Ces circuits ont été réalisés sur des hétérostructures $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir.

Le premier d'entre eux est une simple ligne coplanaire à fentes étroites, notée LC (Figure V.25-a). La longueur totale de ce déphaseur est de 1 cm (taille maximale des substrats). Des accès plus larges ont été ajoutés de façon à pouvoir mesurer le circuit à l'aide d'une cellule de mesure. Les fentes de 40 µm permettent d'obtenir un champ électrique de 50 kV/cm par application d'une tension de 200 V, tension maximale atteinte pour une mesure en cellule associée à des tés de polarisation *SHF* (*cf.* § V.1.4). La permittivité dans les fentes est ainsi diminuée, entraînant une baisse de la constante de phase β, et donc, du déphasage global du circuit.

Le deuxième déphaseur est une ligne à retard LR présentant les mêmes dimensions latérales que la ligne coplanaire présentée ci-dessus (Figure V.25-b). L'accroissement de la longueur physique de la ligne est alors supposé augmenter le déphasage mais aussi les pertes d'insertion.

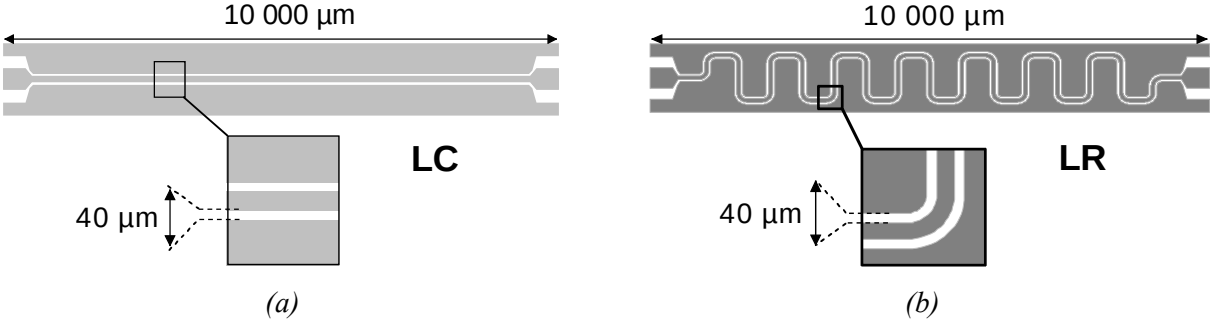


Fig. V.25. Masques de la ligne coplanaire (a) et de la ligne à retard (b) réalisées sur substrat $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir.

La troisième topologie étudiée, notée LP (Ligne Périodique), est présentée en figure V.26. Elle consiste à charger périodiquement une ligne à forte impédance par des capacités interdigitées. Cette structure bien connue se comporte comme un filtre passe-bas jusqu'à sa fréquence de coupure, appelée fréquence de Bragg, qui dépend principalement de la longueur des sections entre les capacités de charge. L'application d'une tension continue entre la ligne conductrice et les plans de masse entraîne une diminution des capacités de charge C_{IDC}, et ainsi, une augmentation de la vitesse de phase du

circuit v_{ph}, définie par l'équation V.3 où L_0 et C_0 représentent respectivement les capacités et inductances linéiques de la ligne ; le déphasage global de ce dispositif en est donc modifié.

$$v_{ph} = \frac{1}{\sqrt{L_0\left(C_0 + C_{IDC}\right)}} \qquad \textbf{Eq. V.3.}$$

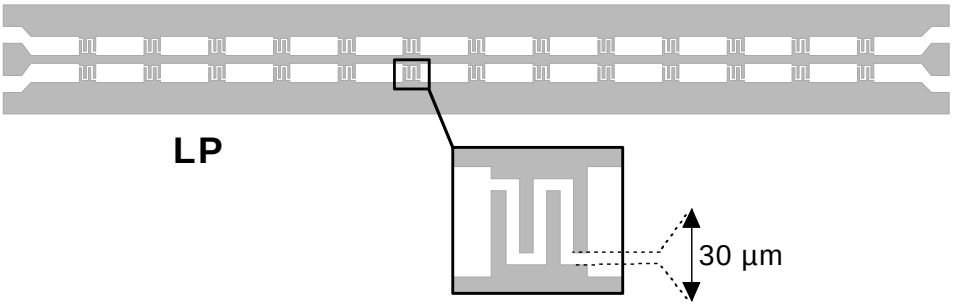
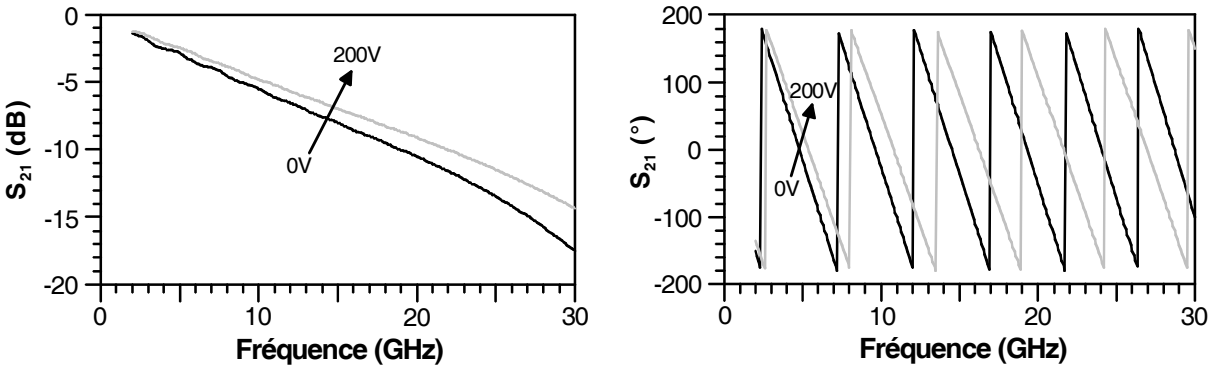


Fig. V.26. Masque de la ligne à forte impédance périodiquement chargée par des capacités interdigitées.

Les IDCs de charge sont constituées de 4 doigts séparés entre eux par un gap de 30 µm. Le champ électrique atteint lors de l'application d'une tension de 200 V sera donc un peu plus élevé que pour les deux autres déphaseurs (66 kV/cm). Cependant, contrairement aux circuits précédents, la partie active du circuit est essentiellement localisée à des endroits précis (IDCs), et donc, non distribuée sur l'ensemble du dispositif.



(a) *(b)*

Fig. V.27. Paramètres de transmission simulés (amplitude -a- et phase -b-) d'une ligne à retard réalisée sur hétérostructure KTN/saphir.

Les limites des simulateurs électromagnétiques sont rapidement atteintes pour ce type de dispositif, notamment pour la ligne périodique LP, rendant extrêmement compliquée la prédiction des réponses électriques. Le dimensionnement de ces déphaseurs a été réalisé en combinant des simulations électromagnétiques par sections (Momentum) suivies d'un regroupement en simulation

circuit sous ADS via le modèle présenté au paragraphe IV.2.3.2. Un exemple de résultat de simulation de la ligne à retard est présenté figure V.27 dans la bande 2 - 30 GHz. En raison des fortes pertes de la couche ferroélectrique, des pertes d'insertion importantes sont attendues (10,5 dB à 20 GHz). Néanmoins, une division par 2 de la permittivité est espérée lors de l'application d'une tension de 200 V ; d'après ces simulations, le déphasage obtenu serait alors conséquent : 57,6° à 20 GHz. Le facteur de mérite résultant serait de l'ordre de 5,5°/dB.

V.4.2. Résultats de mesure

Ces déphaseurs ont été mesurés en cellule sur une bande de fréquence allant jusqu'à 40 GHz et pour des tensions de commande comprises entre 0 et 200 V. La mesure en transmission et en réflexion de la ligne à retard est présentée en figure V.28. D'une manière générale, les mesures sont relativement bruitées. Les pics de résonance parasites ne proviennent pas à priori de la propagation du mode impair mais plutôt du système de mesure utilisé. En effet, des ponts de mode, en nombre suffisant, ont été posés sur les déphaseurs de manière à filtrer le mode parasite. Les pertes d'insertion sont élevées et très légèrement supérieures à celles déterminées par simulation (*cf.* Figure V.27). Bien que très bruitée, l'adaptation reste dans l'ensemble inférieure à -10 dB ; des taux de réflexion identiques ont été mesurés sur les autres déphaseurs.

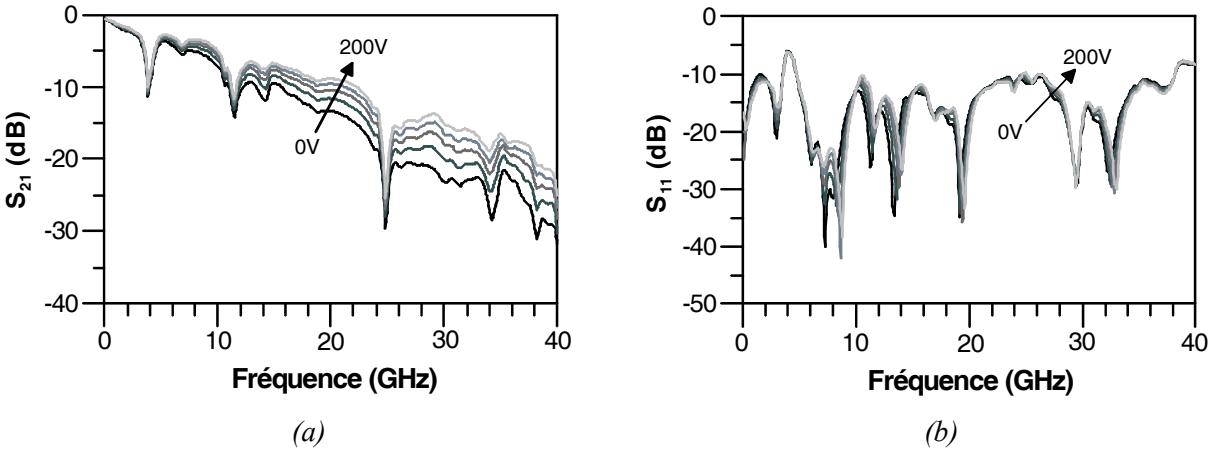


Fig. V.28. Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) d'une ligne à retard réalisée sur un film de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposé sur saphir.en fonction de la fréquence et de la tension de commande.

Afin de comparer les résultats obtenus pour les trois déphaseurs, la différence de phase entre la mesure à 0 V et celle à 200 V a été calculée ; la figure V.29 illustre les résultats obtenus. Elle montre notamment qu'un déphasage maximal de 86° est atteint à 34 GHz pour la ligne à retard LR. Les déphasages obtenus pour la ligne périodique LP et pour la ligne coplanaire LC ne dépassent pas respectivement 55° et 25°. A l'inverse, les pertes d'insertion les plus élevées sont obtenues par ordre décroissant pour LR, LP et enfin LC. A 20 GHz par exemple, les valeurs de pertes d'insertion sont

IL_{LC} = 4,9 dB, IL_{LP} = 7,6 dB et IL_{LR} = 13,3 dB.

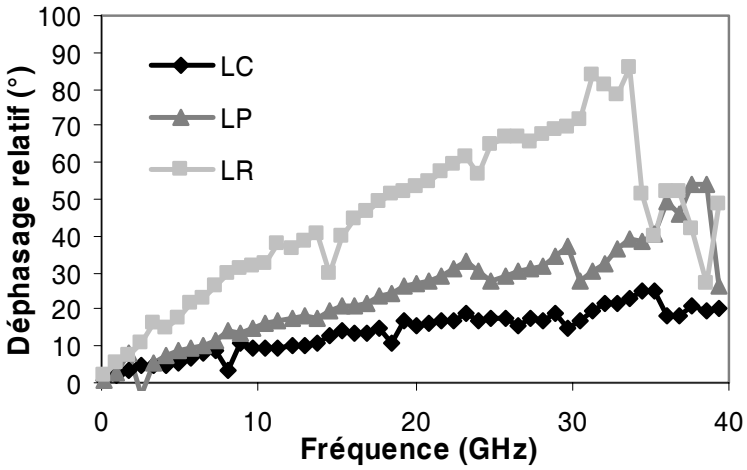


Fig. V.29. Déphasages relatifs obtenus pour les trois déphaseurs pour l'application d'une tension de 200 V en fonction de la fréquence.

Les facteurs de mérite de ces déphaseurs (*cf.* Eq. V.2) sont présentés sur la figure V.30. Les valeurs obtenues sont comprises entre 2 et 5°/dB dans la bande 10 - 35 GHz et apparaissent comme relativement modestes vis-à-vis de l'état de l'art sur les déphaseurs hyperfréquences à base de couches minces ferroélectriques (plusieurs dizaines de °/dB à ces fréquences). Une réelle dépendance du FoM à la topologie ne semble pas pouvoir être déterminée. La décroissance du facteur de mérite avec la fréquence semble être liée à l'accroissement des pertes de KTN déjà observée sur des films de même nature (*cf.* § III.4.1).

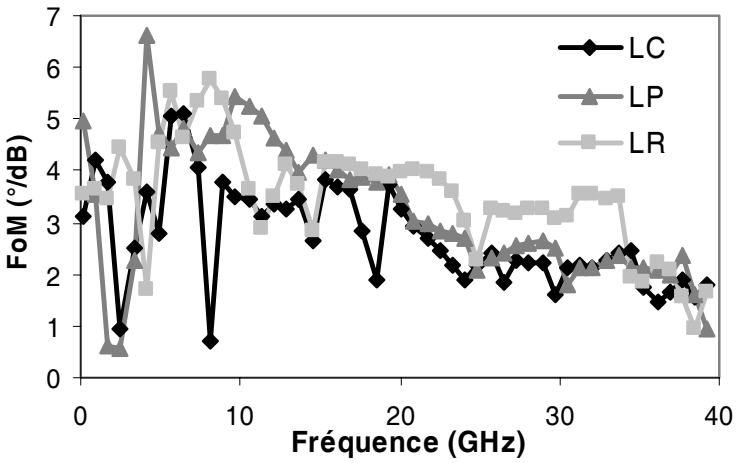


Fig. V.30. Facteurs de Mérite (FoM) des trois déphaseurs étudiés en fonction de la fréquence.

Le système de mesure semble contribuer de manière significative aux pertes importantes de ces dispositifs. En effet, les circuits étudiés ont des dimensions très réduites peu adaptées aux mesures en cellule : les accès sont détériorés par les mâchoires de la cellule au détriment de la qualité des contacts électriques entraînant ainsi du bruit de mesure et des pertes additionnelles. Ces considérations nous ont poussés à réaliser un autre déphaseur, mesurable sous pointes, qui sera présenté dans la partie suivante.

V.4.3. Modification du design pour une mesure sous pointes

Les déphaseurs présentés précédemment ne permettaient pas une mesure sous pointes directe de part leurs accès très larges. Ainsi, un nouveau déphaseur a été dimensionné pour observer l'influence du système de mesure sur les performances des dispositifs. Le motif choisi est la ligne périodique qui permet d'obtenir des déphasages conséquents avec des niveaux de pertes relativement corrects. Les accès et les IDCs de charge ont été modifiés de façon à permettre une mesure via des pointes ayant un pitch de 150 µm et à accroître l'interaction avec le film ferroélectrique tout en conservant un niveau de réflexion suffisant (figure V.31).

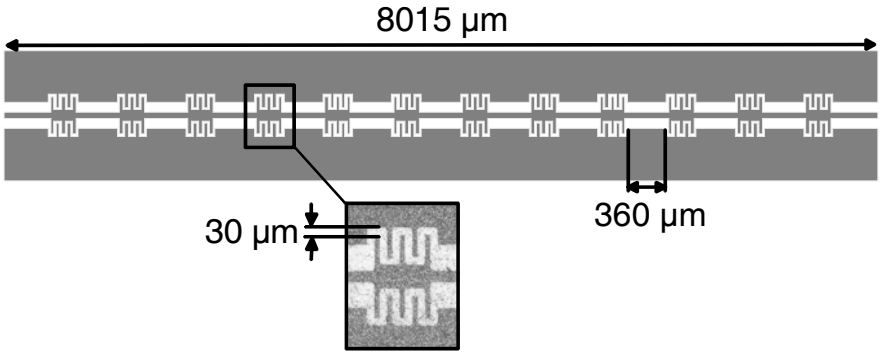
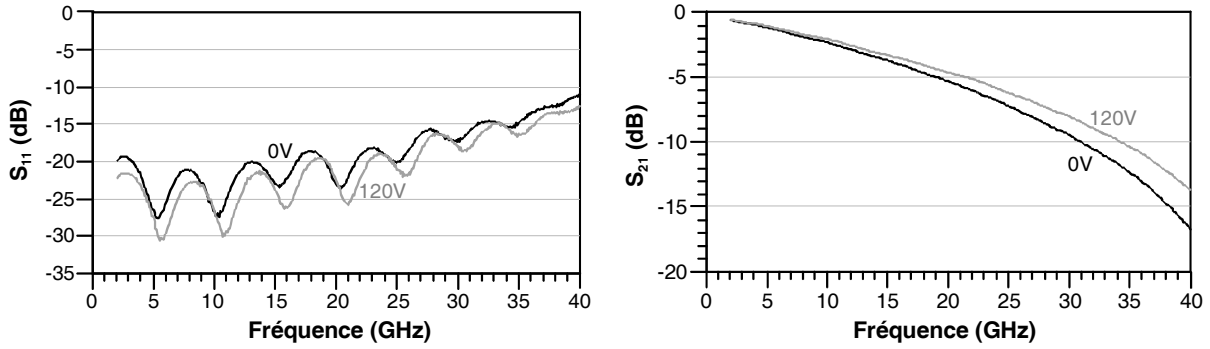


Fig. V.31. Masque de la ligne périodique mesurable sous pointes ; en insert, photographie d'une capacité de charge.

La figure V.32 présente la mesure large bande des coefficients de transmission et de réflexion de la nouvelle ligne périodique. Il est à noter que les tensions de commande sont limitées sous pointes à 120 V contre 200 V pour les mesures en cellule. Le niveau de réflexion reste inférieur à -15 dB jusqu'à 35 GHz. A plus hautes fréquences, les coefficients de transmission et de réflexion sont dégradés par la proximité de la fréquence de Bragg. Les pertes d'insertion sont encore élevées mais inférieures à celles obtenues pour la ligne périodique mesurée en cellule. A 20 GHz et 0 V, leurs valeurs sont de 5,3 dB contre 7,3 dB précédemment dans les mêmes conditions. Cette différence semble principalement provenir de la meilleure qualité des contacts électriques de la mesure sous pointes.



(a) *(b)*

Fig. V.32. Paramètres de réflexion (a) et de transmission (b) mesurés sous pointes d'une ligne périodique réalisée sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir en fonction de la fréquence et de la tension de commande.

La figure V.33 concerne le déphasage relatif mesuré lors de l'application d'une tension de commande. Les valeurs sont nettement plus faibles que celles obtenues pour la ligne périodique mesurée en cellule en raison de la plus faible tension de commande. Cependant, à tension égale (120 V), les déphasages obtenus sont très similaires : 17,2° sous pointes et 17,9° en cellule à 20 GHz. Dans les mêmes conditions (*i.e.* 120 V/20 GHz), le facteur de mérite montre une nette amélioration puisqu'il passe de 2,34°/dB en cellule à 3,21°/dB sous pointes. Cependant, même si une amélioration des performances mesurées a pu être observée, la réduction des pertes des films KTN reste le pré-requis à un rapprochement de nos performances avec celles de l'état de l'art comprises entre 50 et 100°/dB dans cette gamme fréquence.

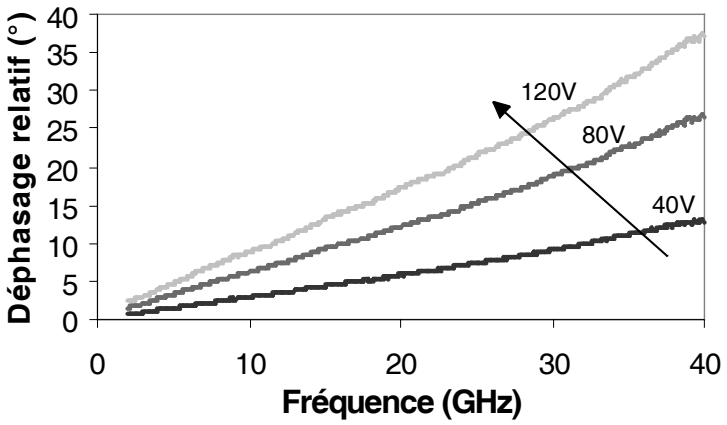


Fig. V.33. Déphasage relatif de la ligne périodique mesurée sous pointes en fonction de la fréquence pour différentes tensions de commande.

V.5. Filtres agiles

V.5.1. Filtre DBR d'ordre 2

V.5.1.1. Simulations et dimensionnement

La conception de ce filtre d'ordre 2 a été effectuée par l'association de deux résonateurs DBR identiques à ceux présentés dans la partie V.3.2. Une attention toute particulière a été portée sur l'inverseur inter-résonateurs. Les dimensions de cette ligne sont les suivantes : L_{inv} = 2600 µm, W_{inv} = 105 µm, G_{inv} = 250 µm. Le masque final de ce filtre est présenté en figure V.34.

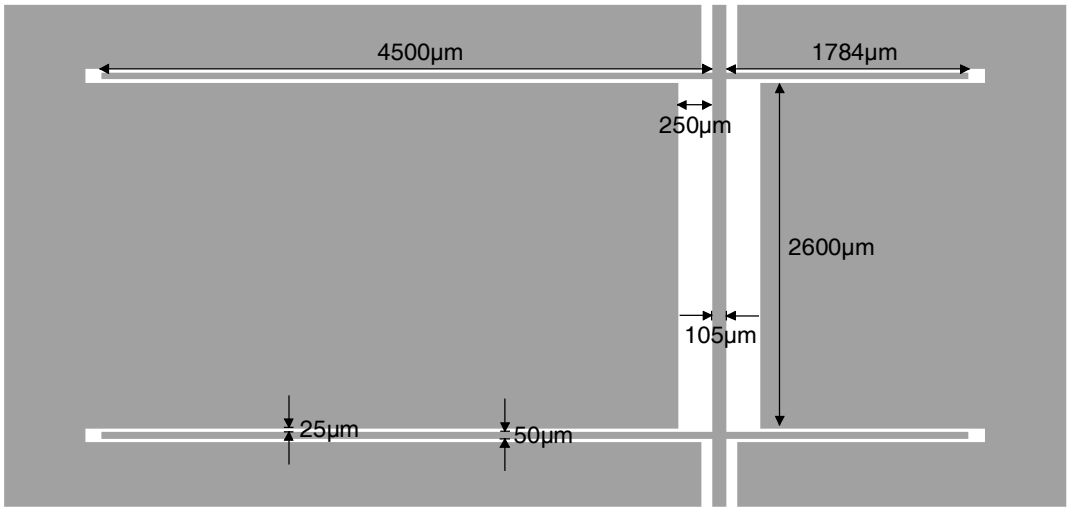
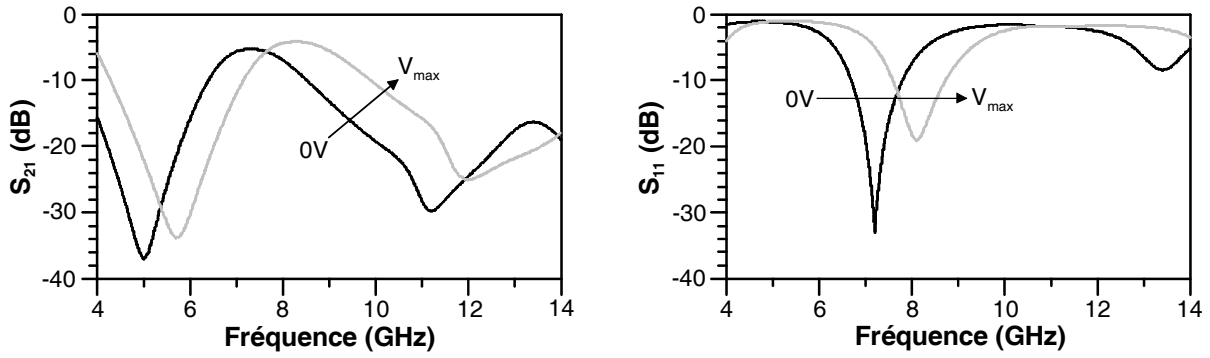


Fig. V.34. Masque du filtre DBR d'ordre 2.

La figure V.35 montre la réponse en transmission simulée de ce filtre pour des tensions de commande nulle et élevée dans la bande 4 - 14 GHz. Pour ces simulations, une permittivité à champ nul de 400 et des pertes de 0,15 ont été fixées pour le film ferroélectrique. Pour simuler l'application d'une tension sur le dispositif, la permittivité relative du film au niveau des fentes a été abaissée à 200 sans modification des pertes.

En l'absence d'un champ de commande, la fréquence centrale se situe à 7,30 GHz ; la bande passante relative est de 22,8%. L'application d'une tension déplace cette fréquence de résonance autour de 8,30 GHz. On peut donc espérer une agilité d'environ 13,7% pour ce filtre, encore insuffisante pour séparer les deux bandes passantes. Dans le même temps, les pertes décroissent de 5,21 dB à 4,13 dB à la fréquence de résonance en raison d'une moins forte concentration des lignes de champ dans le film ferroélectrique ; la bande passante relative reste inchangée.

Les simulations laissent aussi espérer de bonnes performances en terme de déphasage puisque la différence de phase maximale dans la bande passante du filtre est de 81,1°. Le maximum du facteur de mérite est atteint à 7,65 GHz avec une valeur de 14,1°/dB.



(a) *(b)*

Fig. V.35. Réponses simulées en transmission (a) et en réflexion (b) d'un filtre DBR d'ordre 2 réalisé sur hétérostructure KTN/saphir.

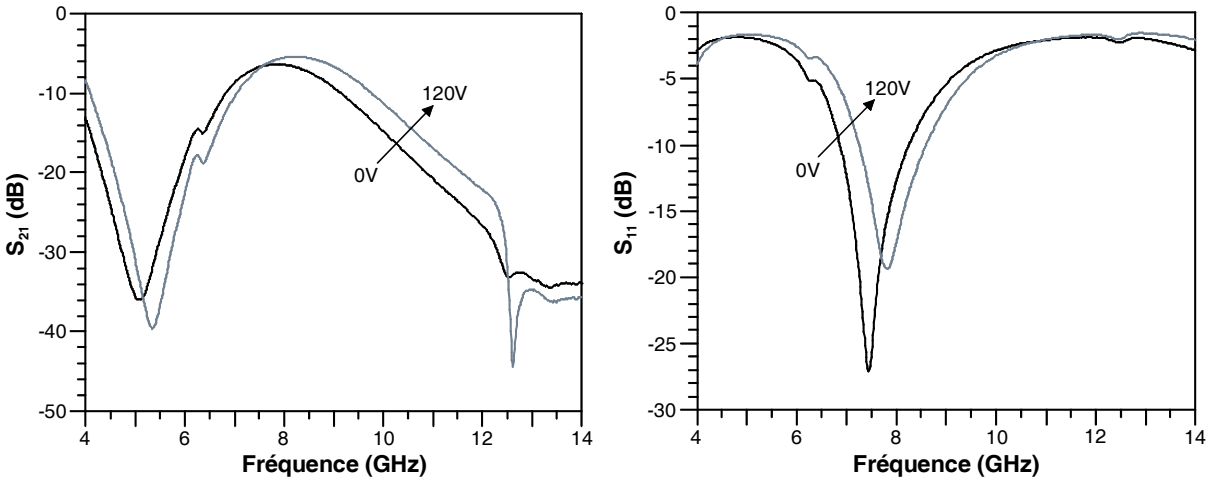
V.5.1.2. Résultats de mesure

Un filtre DBR d'ordre 2, de motif identique à celui présenté à la figure V.34, a été réalisé sur une couche mince de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposée sur saphir. Ce dispositif a été mesuré sous pointes dans la bande 0,5 – 40 GHz pour des tensions de commande allant jusqu'à 120 V, soit un champ maximal de 48 kV/cm au niveau des fentes.

Les réponses mesurées en transmission et en réflexion sont présentées à la figure V.36. La fréquence centrale à 0 V est légèrement plus élevée que lors des simulations ($F_{c\ mesurée}$ = 7,83 GHz contre $F_{c\ simulée}$ = 7,30 GHz). Comme prévu, le zéro BF se trouve autour de 5 GHz, par contre le zéro HF est décalé de plus de 1,3 GHz vers les hautes fréquences ; la bande passante relative est ainsi plus élevée (BP_{rel} = 26,9%). Ce décalage du zéro HF pourrait être dû à une épaisseur plus faible du film ferroélectrique sous les stubs HF comme évoqué dans la partie V.3.2.3. Une autre éventualité pourrait provenir d'une forte décroissance de la permittivité avec la fréquence bien que les résultats de caractérisation présentés au paragraphe III.4.1 semblent montrer une faible dispersion de la permittivité sur cette bande.

D'une manière générale, les performances sont moins bonnes que celles que laissaient supposer les simulations. De plus, une résonance parasite intervient à la fréquence de 6,36 GHz perturbant ainsi la réponse du filtre. Des simulations de ce dispositif effectuées sans pont de mode montrent l'apparition d'une deuxième résonance à plus basse fréquence. Les ponts à air placés sur le circuit pourraient donc être en nombre insuffisant pour filtrer correctement le mode impair expliquant ainsi la présence de cette résonance parasite.

Les pertes de ce filtre à la fréquence centrale varient de 6,36 à 5,38 dB suivant la tension de commande appliquée. Dans le même temps, l'adaptation passe de 27,1 à 19,3 dB. Une dissymétrie notable a été observée au niveau de la réponse du dispositif (différence entre les réflexions mesurées sur les ports 1 et 2) ; ce phénomène semble être dû à des différences d'épaisseur du film KTN sous le dispositif et marque ainsi les limites actuelles à la réalisation de circuits sur de si grandes surfaces. Des mesures d'épaisseur de la couche ferroélectrique à différents endroits de ces circuits sont envisagées afin de nous permettre de vérifier l'origine supposée des phénomènes observés.



(a) *(b)*

Fig. V.36. Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) mesurés d'un filtre DBR d'ordre 2 réalisé sur une couche mince de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposée sur saphir.

Les variations de fréquence centrale sous l'action d'une tension de 120 V donnent lieu à un taux d'agilité de 5,4% ($F_{c\,0\,V}$ = 7,83 GHz et $F_{c\,120\,V}$ = 8,25 GHz). Cette agilité beaucoup plus faible que celle mesurée pour un résonateur DBR seul (*cf.* § V.3.2.3) peut en partie s'expliquer par la diminution du champ de commande vis-à-vis de la mesure du résonateur (48 kV/cm pour le filtre d'ordre 2 contre 80 kV/cm pour le résonateur). Cependant, l'agilité intrinsèque de la couche utilisée pour cette réalisation semble également inférieure à celles des films employés pour la fabrication du résonateur. D'autres réalisations devront être effectuées pour parvenir à élucider de façon claire les différentes interrogations soulevées par la mesure de ce filtre (concordance simulation/mesure, apparition d'une résonance parasite, agilité plus faible, ...).

V.5.2. Filtre utilisant des éléments agiles localisés : structure hairpin chargée par des IDCs ferroélectriques

V.5.2.1. Simulations et dimensionnement

Pour ce filtre, l'idée de départ consistait à tester une localisation de l'effet d'agilité afin d'éviter les pertes additionnelles dues aux inverseurs ou aux lignes d'accès comme c'est le cas pour le filtre DBR. Nous disposions déjà de capacités variables ayant présenté des performances intéressantes en terme de compromis agilité/pertes (*cf.* § V.2). Ce travail s'est donc principalement concentré sur la recherche d'une topologie de filtre adaptée à une association avec ces capacités ferroélectriques. Pour cela, plusieurs structures ont été préalablement étudiées dont le filtre interdigité, le filtre combline ou le filtre à lignes couplées.

Notre choix s'est finalement porté sur la structure hairpin autant pour ses performances électriques intéressantes que pour des raisons techniques. En effet, la topologie devait non seulement permettre le report en surface des capacités interdigitées mais aussi leur polarisation. Il est par exemple techniquement compliqué d'associer nos IDCs à un filtre à lignes couplées.

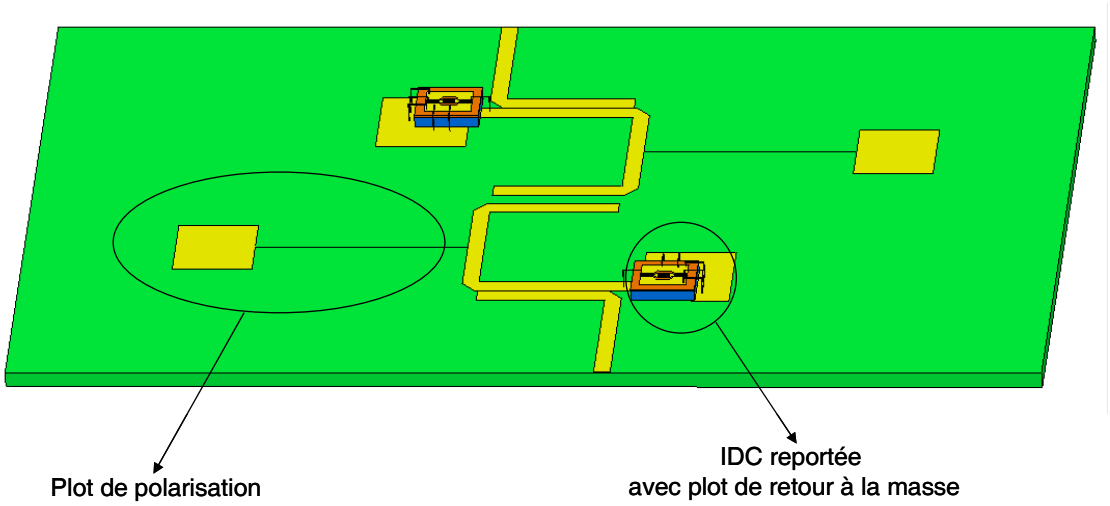


Fig. V.37. Filtre hairpin d'ordre 2 chargé par des capacités interdigitées.

Le dimensionnement du filtre a été réalisé en combinant des simulations électromagnétiques de la structure passive (Momentum) et des simulations circuits regroupant le filtre hairpin passif aux IDCs ferroélectriques (ADS). La structure complète est présentée en figure V.37. Elle se compose d'un filtre hairpin réalisé sur une alumine d'épaisseur 635 µm associé à des capacités interdigitées ferroélectriques placées aux extrémités des résonateurs. Ces IDCs seront reliées à des plots de retour à la masse via l'utilisation de boundings. Elles seront alimentées en appliquant une tension entre la masse et les plots de polarisation qui ont été dimensionnés de façon à ramener le moins de pertes additionnelles possibles dans la bande de fonctionnement du filtre. Plusieurs solutions ont été étudiées

pour positionner le plot de polarisation mais c'est finalement le milieu du résonateur qui s'est révélé le plus adapté.

Ce filtre a été dimensionné pour obtenir une fréquence centrale autour de 3 GHz pour laquelle les pertes des films ferroélectriques sont encore raisonnables. Les dimensions finales de la partie passive sont indiquées sur la figure V.38. Les deux points critiques pour la réalisation concernent les couplages aux accès (gap de 30 µm) et les lignes reliant les plots de polarisation aux résonateurs (W = 40 µm). Le gap de couplage inter-résonateur est beaucoup plus large : 563 µm. Le retour à la masse est réalisé via l'utilisation de 5 trous métallisés d'un diamètre de 500 µm. Enfin, la longueur totale de chacun des deux résonateurs est de 15475 µm pour une largeur de ligne de 623 µm.

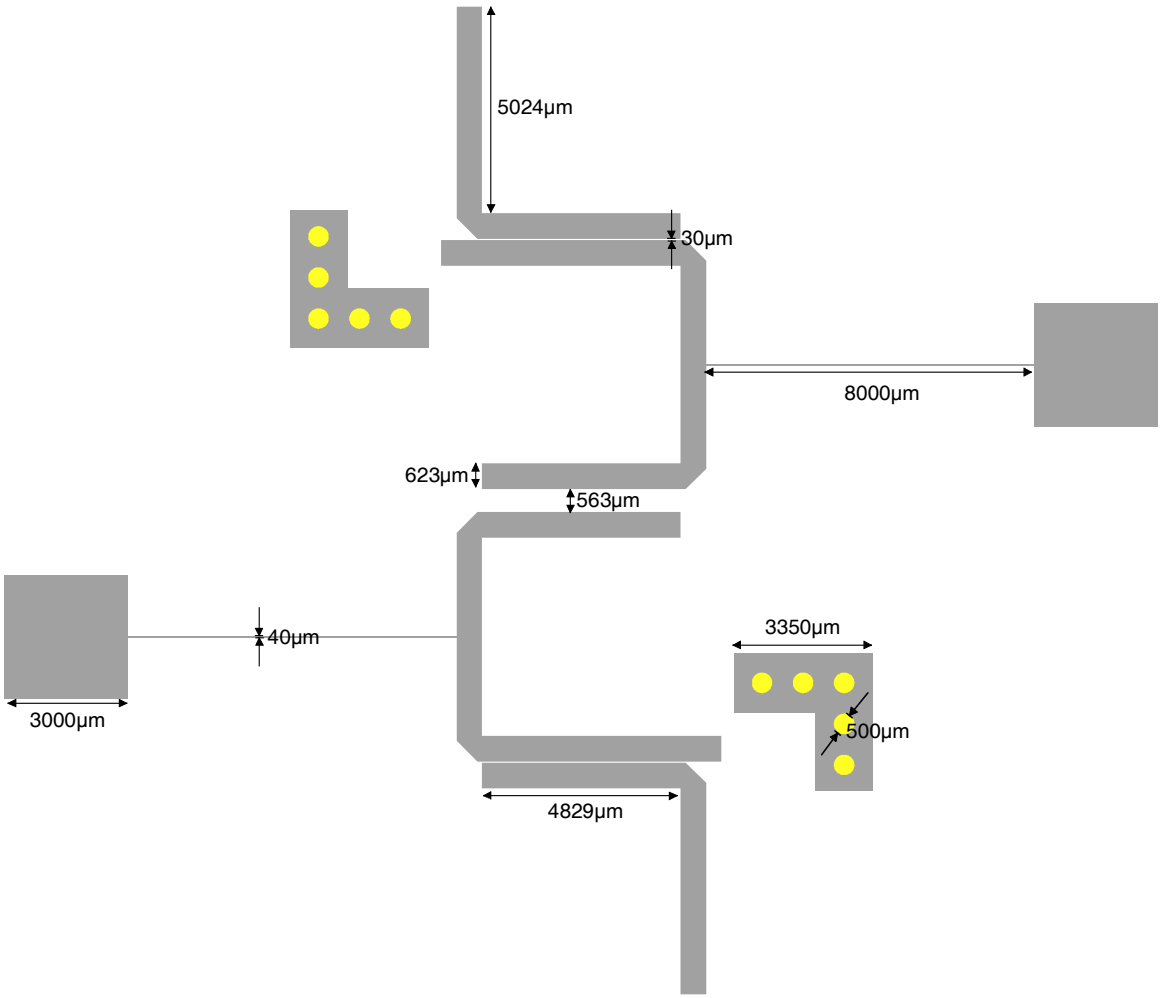


Fig. V.38. Masque du filtre hairpin réalisé sur alumine.

Pour les simulations, les fichiers de mesure des IDCs utilisant une couche de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ sur saphir ont été choisis. En effet, ces capacités présentent des CQF plus importants (20,3 à 2,5 GHz) que les IDCs réalisées à partir d'autres compositions (*cf.* tableau V.2) et semblent donc les plus adaptées à cette réalisation. Les résultats de simulation dans la bande 2 – 4 GHz sont présentés sur la

figure V.39 ; ils sont donnés pour deux valeurs de tension de commande, 0 et 120 V, qui correspondent aux tensions de mesure des IDCs utilisées.

Les pertes d'insertion à la fréquence centrale sont respectivement de 7,96 et 5,12 dB à 0 et 120 V. Ces fortes pertes proviennent en grande partie des pertes dans la capacité. En effet, des simulations réalisées avec des capacités idéales de valeurs équivalentes ont montré que les pertes d'insertion à 0 V diminuaient jusqu'à 2,96 dB, soit 5 dB de moins que dans le circuit envisagé. Les circuits de polarisation, les plots de retour à la masse et les boundings de liaison capacité/résonateur ne semblent pas apporter plus de 0,5 à 1 dB de pertes additionnelles. Les pertes restantes peuvent s'expliquer par la bande passante relativement faible de ce filtre (7%) mais aussi par un design restant à optimiser. Les taux d'adaptation ne sont pas excellents (< -6 dB à 0V et < -10 dB à 120 V) mais ils proviennent d'un compromis entre la largeur de bande, l'adaptation et les pertes d'insertion.

Concernant l'agilité, une variation de la fréquence centrale de l'ordre de 3,8% est attendue pour une tension de 120 V : $F_{c\ 0V}$ = 2,90 GHz, $F_{c\ 120V}$ = 3,01 GHz. En réalité, on peut espérer une plus grande variation de cette fréquence centrale. En effet, les IDCs utilisées ont été mesurées sous pointes où la tension de commande est limitée à 120 V. Or, ce filtre a été dimensionné pour être mesuré en cellule où une tension maximale de 200 V peut être appliquée. Si l'on considère une évolution linéaire de la capacité en fonction de la tension, on obtiendrait pour 200 V une agilité de 6,2%. On se rapprocherait alors d'une séparation des deux bandes passantes (bande passante relative de 7% pour une agilité de 6,2%).

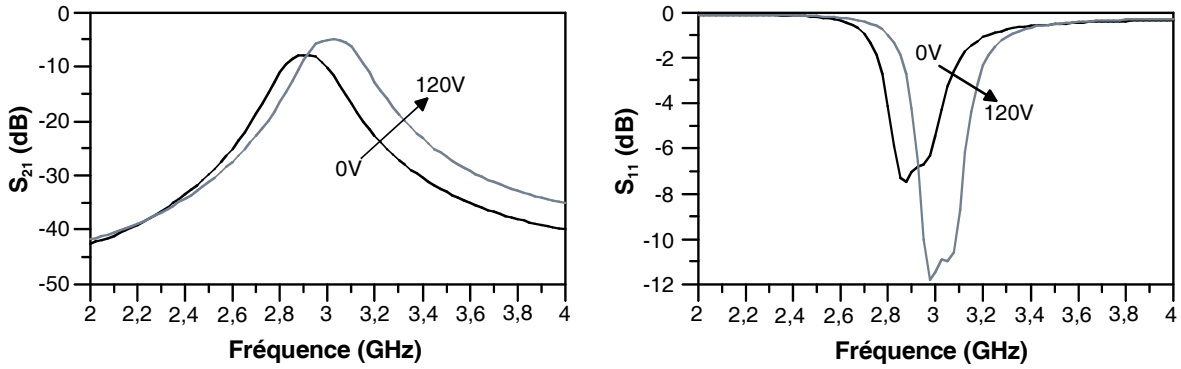


Fig. V.39. Paramètres simulés (transmission et réflexion) d'un filtre hairpin chargé par des capacités interdigitées réalisées sur $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$/saphir.

V.5.2.2. Réalisation et mesures

Pour réaliser ce filtre, les capacités interdigitées, présentées dans la partie V.2.1, ont été découpées à l'aide d'une scie diamant de type scriber (découpage manuel au diamant sous microscope). Parallèlement, la partie passive du filtre a été réalisée sur substrat alumine via le process

de sérigravure utilisé au LEST et détaillé en annexe. Le report des capacités en surface a été effectué à l'aide d'une colle diélectrique ne nécessitant pas de recuit à haute température pouvant être préjudiciable aux performances des capacités ferroélectriques. Enfin, la dernière étape de la réalisation a consisté à relier les capacités aux résonateurs et aux plots de masse par l'utilisation de fils d'or thermocollés. Une photographie du filtre final réalisé est présentée en figure V.40.

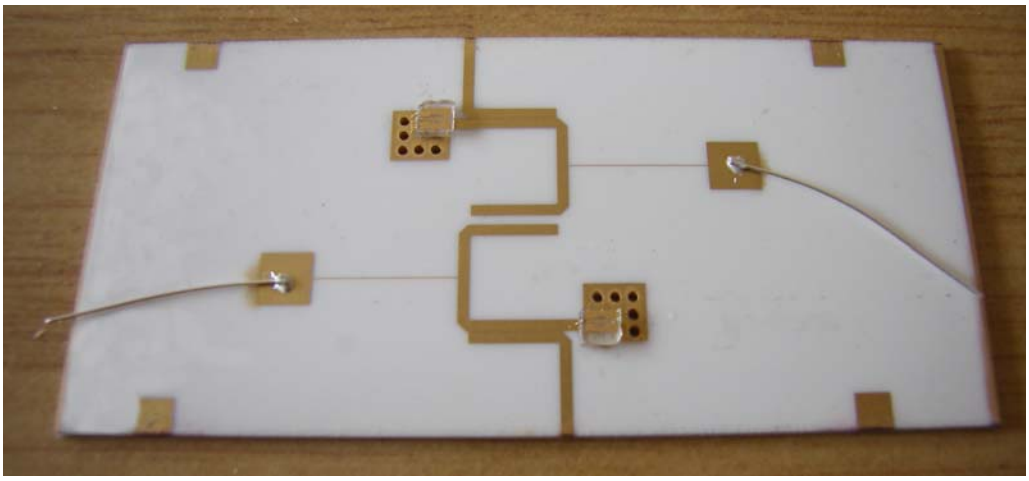
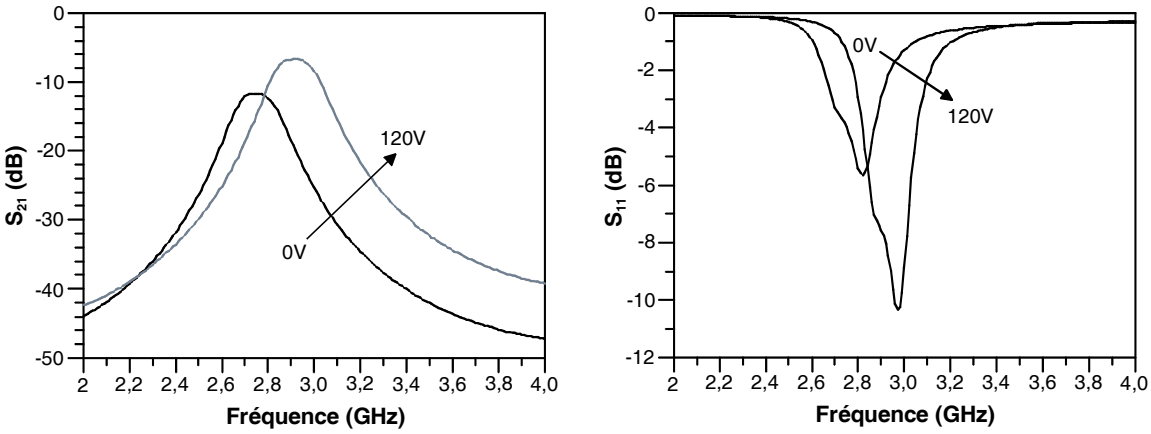


Fig. V.40. Photographie du filtre hairpin chargé par des capacités variables KTN.

Ce filtre a été initialement dimensionné pour être associé à des capacités ferroélectriques utilisant une composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$; ces capacités présentaient en effet le meilleur compromis agilité/pertes via leurs plus fortes valeurs de CQF (*c.f.* tableau V.2). Malheureusement, ces capacités ont été détériorées lors du report et ce filtre n'a pas démontré de performances électriques en rapport avec celles espérées lors des simulations.

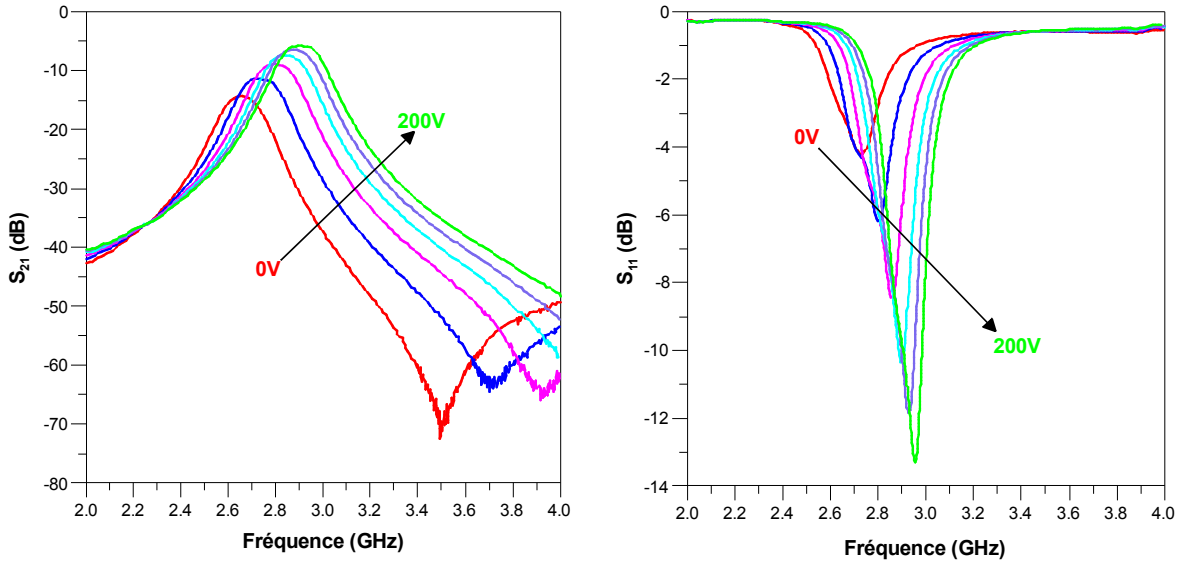


(a) *(b)*

Fig. V.41. Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) simulés d'un filtre hairpin utilisant des capacités interdigitées réalisées sur $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$/saphir.

Nous avons donc été contraints d'associer des capacités interdigitées utilisant du $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ avec ce filtre. Ce type de capacités a démontré de très fortes agilités dans la gamme de fréquence de travail du filtre (38% à 2,5 GHz) mais un compromis agilité/pertes moins bon que celui des capacités initialement envisagées pour cette réalisation. Des résultats de simulation du filtre hairpin associé à des IDCs utilisant des couches minces de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$ sont présentés à la figure V.41. Ce filtre a pour caractéristique une fréquence centrale à 0 V de 2,724 GHz associée à des pertes de 11,8 dB. La bande-passante relative est de 6,3% pour une agilité espérée de 10% sous l'action d'une tension de 200 V.

Les mesures de ce filtre sont présentées en figure V.42. Ce dispositif présente une fréquence centrale à 0 V de 2,66 GHz qui peut être décalée jusqu'à 2,90 GHz par l'application d'une tension de 200 V. L'agilité équivalente de 9,2% sur la fréquence centrale correspond donc bien aux variations espérées lors des simulations. Par contre, les pertes d'insertion sont notablement plus élevées avec des valeurs variant de 14,35 à 5,77 dB suivant la tension de commande appliquée. La bande-passante relative reste, quant à elle, constante à 6,5%, et ce, quelle que soit la valeur de la tension de commande.



(a) *(b)*

Fig. V.42. Paramètres de transmission (a) et de réflexion (b) mesurés du filtre hairpin associé à des capacités interdigitées utilisant des couches minces de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$.

Une comparaison des simulations et des mesures à 0 V de ce filtre est présentée en figure V.43. Un décalage vers les basses fréquences de la bande-passante est observé entre la mesure et la simulation. Parallèlement, une augmentation des pertes d'insertion liée à une baisse de l'adaptation est constatée. Le décalage en fréquence semble en fait dû à une mauvaise prise en compte des fils de connexion IDCs/masse et résonateurs/IDCs ; la réponse mesurée a pu en effet être retrouvée par rétro-

simulation en ajustant uniquement la longueur de ces fils de connexion. Des réalisations ultérieures sur ce principe nécessiteront donc une bonne estimation des longueurs effectives des circuits de connexion de façon à améliorer la précision des simulations.

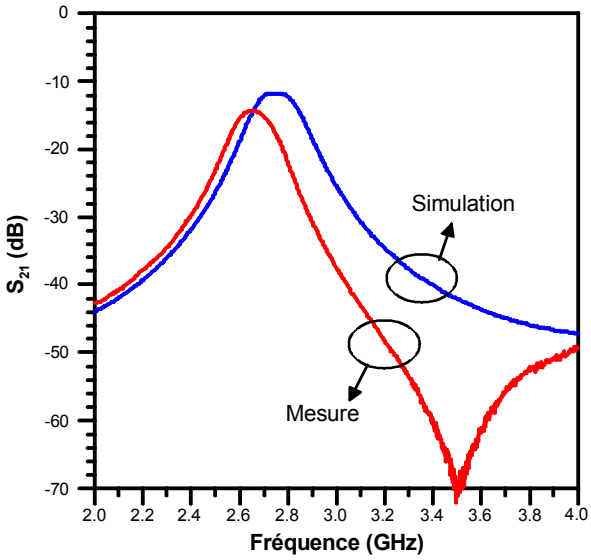


Fig. V.43. Comparaison entre la simulation et la mesure d'un filtre hairpin utilisant des capacités variables réalisées à partir de couches minces de $KTa_{0,45}Nb_{0,55}O_3$.

Cette réalisation a démontré la faisabilité d'une utilisation localisée des matériaux ferroélectriques au niveau des fonctions hyperfréquences. Cependant, le gain en terme de pertes globales des dispositifs n'est pas garanti en raison des pertes additionnelles liées aux circuits de connexion. Une voie parallèle consisterait à éviter un report de composants en utilisant des dépôts localisés de matériaux ferroélectriques ou en gravant la couche mince ferroélectrique pour ne la laisser présente qu'aux endroits nécessaires sur le circuit. La localisation des matériaux ferroélectriques, même si elle se révèle être à l'heure actuelle un défi technique majeur, représente à plus ou moins court terme l'avenir des fonctions agiles utilisant des films ferroélectriques.

Conclusion

Dans la continuité du travail établi au chapitre IV, consacré à l'étude de différents couples KTN/substrat, le chapitre V aura permis d'évaluer le potentiel des couches minces KTN dans des conditions proches de l'application potentielle finale.

Différents dispositifs hyperfréquences ont ainsi été testés. Des variations de capacité proches de 40% à 2,5 GHz ont été obtenues pour des capacités planaires ; les valeurs présentées par le Commutation Quality Factor restent encore faibles à ce jour (CQF = 20,3 à 2,5 GHz). L'application d'une tension sur des stubs a permis de faire varier leur fréquence de résonance de plus de 25% dans la bande 6 - 7,5 GHz. Une agilité quasi-similaire a été observée sur des résonateurs à zéro de transmission de type DBR pour des pertes d'insertion n'excédant pas 3,27 dB à la résonance. Concernant les déphaseurs, un déphasage maximal de 86° à 34 GHz a été mesuré ; leurs facteurs de mérite sont dans l'ensemble faibles puisque compris entre 2 et 5°/dB dans la bande 10 – 35 GHz. Le filtre DBR d'ordre 2 a permis d'obtenir une agilité de 5,4% sur la fréquence de résonance associée à des pertes d'insertion inférieure à 6,4 dB. Enfin, le filtre hairpin utilisant des capacités reportées et fonctionnant autour de 2,5 GHz a démontré une agilité de 9,2% mais les pertes d'insertion associées sont encore trop élevées (14,35 dB à 0 V). Des problèmes liés aux circuits de connexion des composants reportés ont été identifiés et les performances globales de ce type de dispositif pourront être nettement améliorées à l'avenir par une meilleure maîtrise des outils de simulation et de réalisation.

Tous ces résultats nous amènent à plusieurs conclusions. Premièrement, le potentiel très intéressant de KTN en terme d'agilité a été démontré. En effet, malgré les nouveaux systèmes de mesure mis en place, nos champs électriques de commande n'excèdent pas 100 kV/cm dans le meilleur des cas ; ces valeurs sont encore faibles par rapport à l'état de l'art pour lequel les champs de commande atteignent aisément plusieurs centaines de kV/cm (*cf.* § II.4). Dans ces conditions, les taux d'agilité obtenus n'ont rien à envier à ceux obtenus sur les matériaux BST et pourraient même s'avérer meilleurs à niveau de champ équivalent. Pour cela, les structures de type sandwidch (métal-ferroélectrique-métal) doivent à nouveau être envisagées. Une autre piste consisterait à réaliser nos circuits sur des plateformes technologiques à plus hautes résolutions.

Néanmoins, ces résultats mettent aussi en évidence les pertes encore importantes de ces matériaux. Même si l'augmentation du champ électrique pourrait permettre d'atteindre des valeurs plus élevées de CQF pour les capacités ou de FoM pour les déphaseurs, un cap ne pourra être franchi que par la diminution des pertes dans les films KTN.

Des pistes de recherche liées à cette diminution des pertes seront abordées dans le chapitre

suivant. Plus généralement, des perspectives d'études (matériau et dispositif) menant à la réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles à hautes performances seront présentées.

Bibliographie du chapitre V

[V.1] C. Quendo, E. Rius, C. Person, *"Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 51, n° 3, pp. 734-743, Mars 2003.

[V.2] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J.C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, C. Person, F. Huret, *"Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMs cantilever"*, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.**, Vol. 1, pp. 523-526, 2003.

[V.3] J.F. Bernigaud, N. Martin, P. Laurent, C. Quendo, G. Tanné, B. Della, F. Huret, Ph. Gelin, *"Liquid crystal tunable filter based on DBR topology"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, pp. 578-581, 2006.

[V.4] C. Weil, S. Müller, P. Scheele, *"Ferroelectric- and Liquid crystal- Tunable Microwave Phase Shifters"*, **33rd European Microwave Conference Proc.**, pp. 1431-1434, 2003.

[V.5] G. Subramanyam, F.W. Van Keuls, F.A. Miranda, C.L. Canedy, S. Aggarwal, T. Venkatesan, *"Correlation of Electric Field and Critical Design Parameters for Ferroelectric Tunable Microwave Filters"*, **NASA Technical Memorandum**, n° 209045, 2000.

[V.6] S.V. Razumov, A.V. Tumarkin, M.M. Gaidukov, A.G. Gagarin, A.B. Kozyrev, O.G. Vendik, A.V. Ivanov, O.U. Buslov, V.N. Keys, L.C. Sengupta, X. Zhang, *"Characterization of quality of $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ by the commutation quality factor measured at microwaves"*, **Applied Physics Letters**, Vol. 81, n° 9, pp. 1675-1677, 2002.

[V.7] A.K. Tagantsev, V.O. Sherman, K.F. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter, *"Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications"*, **Journal of Electroceramics**, Vol. 11, pp. 5-66, 2003.

[V.8] P. Scheele, S. Müller, C. Weil, R. Jakoby, *"Phase-Shifting Coplanar Stubline-Filter on Ferroelectric-Thick Film"*, **33rd European Microwave Conference Proc.**, Vol. 3, pp. 1501-1504, 2004.

[V.9] C. Quendo, E. Rius, C. Person, *"Narrow Bandpass Filters Using Dual Behavior Resonators Based on Stepped Impedance Stubs and Different-Length Stubs"*, **IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques**, Vol. 52, n° 3, pp. 1034-1044, Mars 2004.

[V.10] E. Rius, C. Quendo, A. Manchec, Y. Clavet, C. Person, J.F. Favennec, G. Jarthon, O. Bosch, J.C. Cayrou, P. Moroni, J.L. Cazaux, *"Design of Microstrip Dual Behavior Resonator Filters: A Practical Guide"*, **Microwave Journal**, Vol. 49, n° 12, Décembre 2006.

[V.11] Erwan Fourn, *"Etude et conception de systèmes de communication adaptatifs à base de MEMS aux longueurs d'ondes millimétriques"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2004.

[V.12] V. Pleskachev, I. Vendik, *"Figure of Merit of Tunable Ferroelectric Planar Filters"*, **33rd European Microwave Conference Proc.**, Vol. 1, pp. 191-194, Octobre 2003.

Perspectives d'études

VI

Chapitre VI Perspectives d'études

INTRODUCTION **211**

VI.1. AMELIORATION DES PROPRIETES DU MATERIAU **212**

VI.1.1. DIMINUTION DES PERTES 212
VI.1.2. AMELIORATION DE L'HOMOGENEITE EN EPAISSEUR 214
VI.1.3. METHODE DE DEPOT PAR VOIE CHIMIQUE EN SOLUTION 215

VI.2. PROGRES NECESSAIRES DANS L'APPROCHE CIRCUIT **218**

VI.2.1. PROBLEME DE L'ISOLATION DE LA COMMANDE ET DE LA PROTECTION DES CIRCUITS VOISINS 218
VI.2.2. PRISE EN COMPTE DE LA DESADAPTATION DES DISPOSITIFS AU SEIN DE LA CHAINE 219
VI.2.3. INTERMODULATION 219
VI.2.4. ETUDE DU COMPORTEMENT EN TEMPERATURE DES DISPOSITIFS FERROELECTRIQUES 220
VI.2.5. AMELIORATION DES SIMULATIONS HAUTES FREQUENCES 222
VI.2.6. RECHERCHE DE TOPOLOGIES ADAPTEES 223

CONCLUSION **225**

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE VI **226**

CHAPITRE VI Perspectives d'études

Introduction

Les résultats obtenus lors de cette thèse ont démontré le potentiel important des matériaux ferroélectriques KTN pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences reconfigurables. Pour autant, le travail restant à fournir pour parvenir à la réalisation de circuits à fort potentiel commercial est très important ; en effet, ce sujet est rendu complexe par sa pluridisciplinarité et par les relations d'interdépendance existant entre le dépôt des couches ferroélectriques et les performances des circuits réalisés. Les perspectives d'études à l'issue de cette thèse sont donc nombreuses et concernent aussi bien les aspects chimiques que les aspects électroniques de ce projet.

La première partie de ce chapitre concerne les améliorations nécessaires des propriétés des couches minces KTN. Plusieurs pistes sont abordées dont notamment la diminution des pertes diélectriques via des techniques de dopage, l'amélioration de l'homogénéité en épaisseur, ou encore, la mise au point d'une nouvelle méthode de dépôt par voie chimique en solution. Cette dernière a déjà donné des résultats intéressants sur des dispositifs ; ces résultats sont présentés en détail dans cette partie.

La deuxième partie discute des progrès restant à accomplir dans l'approche circuit. En effet, les dispositifs présentés dans cette thèse ne sont que des démonstrateurs et sont, de ce fait, encore loin de répondre aux exigences (niveau des tensions de commande, performances électriques, taux d'agilité, ...) rendant possible une intégration au sein du front-end d'un terminal multistantdard. Ainsi, le problème de l'isolation des dispositifs voisins vis-à-vis de la tension de commande n'a pas encore été évoqué. De même, aucune solution n'a pour l'instant été mise en place pour limiter la désadaptation des dispositifs. Les problèmes d'intermodulation liés au transport de signaux de fortes puissances ou l'instabilité des réponses en température n'ont pas non plus été abordés. Enfin, des progrès restent à faire tant sur les simulations que sur le choix des topologies des dispositifs hautes fréquences utilisant des couches minces ferroélectriques.

Plus que d'apporter des solutions à ces problèmes, ce chapitre a pour but d'ouvrir la discussion sur des voies de recherche qui permettront peut être d'améliorer les performances obtenues sur des circuits hyperfréquences agiles utilisant des couches minces KTN ou d'examiner des points importants laissés pour l'instant en suspens.

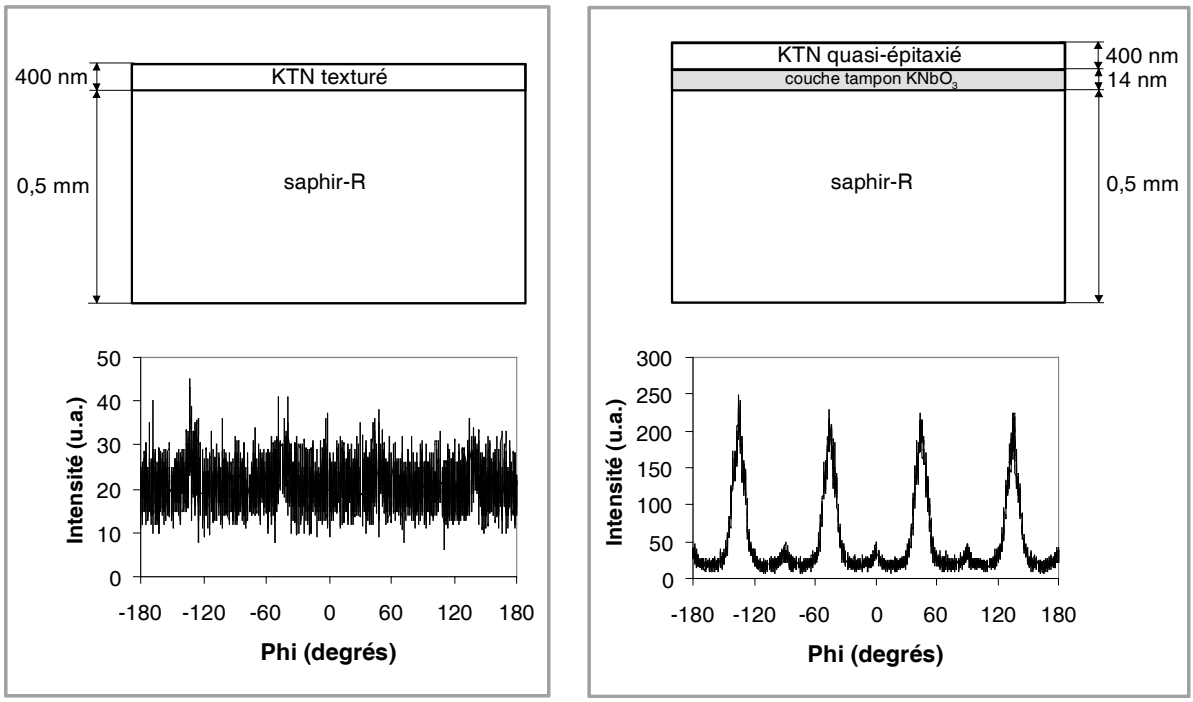
VI.1. Amélioration des propriétés du matériau

VI.1.1. Diminution des pertes

Les pertes actuellement présentées par les couches minces KTN rendent difficile la réalisation de dispositifs hyperfréquences à fort potentiel. Il est ainsi nécessaire de rechercher des moyens de diminuer ces pertes. Pour cela, plusieurs pistes ont été ou seront explorées au niveau de l'USC.

La première d'entre-elles, la plus basique, consiste à étudier des compositions ayant des températures de Curie assez éloignées de la température ambiante. En effet, ne possédant pas de dispositifs de mesure adaptés pour appliquer de forts champs électriques, notre première approche a été de choisir des compositions présentant des forts taux d'agilité. Ce choix s'est donc naturellement porté sur des proportions de niobium voisines de 50%. Les compositions présentant des proportions de niobium assez faibles ($KTa_{0,9}Nb_{0,1}O_3$, $KTa_{0,8}Nb_{0,2}O_3$, ...) n'ont pas été étudiées mais devraient, de part l'éloignement de leur T_c par rapport à l'ambiant, présenter des pertes diélectriques plus faibles. Cependant, ce même éloignement aura tendance à diminuer les taux d'agilité de ces films. Il n'est pas certain que le compromis agilité/pertes soit meilleur que pour les compositions étudiées jusqu'à présent.

La deuxième solution passe par une amélioration de la qualité structurale des couches. En effet, la présence de joints de grains importants ou de défauts entraîne une augmentation des pertes diélectriques des couches minces. A substrat de dépôt identique, cette amélioration de la qualité cristalline passe d'abord par un ajustement très précis des conditions de dépôt. Wei Peng, post-doctorant à l'USC, a ainsi prouvé, par exemple, qu'une couche de croissance de $KNbO_3$ de très faible épaisseur (14 nm) pouvait permettre une quasi-épitaxie de couches de $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$, à comparer à une simple croissance texturée sans la présence de cette couche intermédiaire comme l'attestent les diagrammes de diffraction des rayons X de la figure VI.1 [VI.1]. Selon les auteurs, cette couche n'accroît pas uniquement la qualité cristalline des films KTN mais agit aussi comme une couche tampon en diminuant les interactions chimiques entre le film KTN et le substrat.



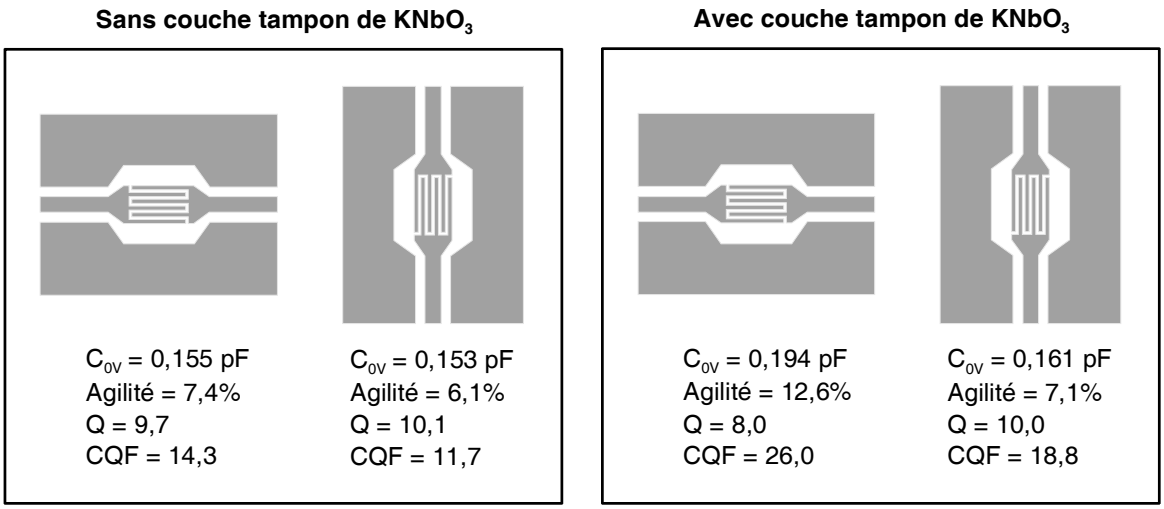
(a) *(b)*

Fig. VI.1. Hétérostructures étudiées et Diagrammes de diffraction des rayons X en mode φ-scan associés : Film mince de KTN déposé sur saphir sans (a) et avec (b) une couche tampon de $KNbO_3$.

Des dispositifs hyperfréquences ont été réalisés sur ces hétérostructures pour observer les effets de cette couche tampon sur les propriétés hyperfréquences des films KTN. Leur mesure a mis en évidence l'apparition, ou le renforcement, d'une anisotropie au niveau des performances de ces dispositifs. En effet, la mesure de capacités interdigitées en transmission (T-IDCs) placées à 90° l'une par rapport à l'autre sur ces couches a montré qu'une direction semblait donner de meilleurs résultats en terme d'agilité, mais surtout en terme de Commutation Quality Factor (CQF), lorsqu'une couche intermédiaire de $KNbO_3$ est utilisée (Figure VI.2). Ce résultat pourrait être dû à la microstructure quasi-épitaxiale de KTN dans ce dernier cas, à comparer à la microstructure texturée obtenue dans le cas classique sans couche tampon. Ces premiers résultats doivent être confirmés par d'autres mesures mais il est possible que cette technique puisse constituer une piste intéressante dans l'amélioration des performances des dispositifs utilisant des ferroélectriques à condition de maîtriser l'orientation des circuits par rapport au substrat.

Enfin, la dernière approche consiste à doper le film ferroélectrique avec des métaux ou des diélectriques. Une approche intuitive tendrait à prédire une diminution de la permittivité, des pertes et de l'agilité par dilution d'un diélectrique dans un matériau ferroélectrique ; dans ce cas, le gain en terme de rapport agilité/pertes n'est pas garanti. Cependant, une baisse de la permittivité, associée à une stagnation des pertes et à une augmentation de l'agilité a pu être observée pour des céramiques de BST chargées par des inclusions diélectriques sphériques [VI.2]. Des performances similaires peuvent

être espérées pour des films de KTN. Des dopages métalliques (titane Ti) réalisés sur des films minces de KTN ont montré qu'il était possible de diminuer les pertes de ces couches ferroélectriques [VI.3]. Cependant, les fortes diminutions de l'agilité associées semblent, à l'heure actuelle, limiter l'intérêt de ce type de dopage.



(a) *(b)*

Fig. VI.2. Capacité, agilité, facteur de qualité et Commutation Quality Factor à 2,5 GHz de T–IDCs réalisées sur des films de $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ déposés sur saphir sans (a) et avec (b) une couche tampon de $KNbO_3$.

VI.1.2. Amélioration de l'homogénéité en épaisseur

Un problème inhérent à la méthode de dépôt par ablation laser concerne l'inhomogénéité en épaisseur des couches déposées. En effet, l'immobilité du porte-substrat lors du dépôt tend à engendrer des différences d'épaisseur sur la surface du film qui sont, de plus, assez aléatoires. Cette incertitude rend la prédiction des réponses électriques des dispositifs difficile tant la permittivité des films est élevée et tant elle influe fortement sur les paramètres S.

Les premiers échantillons ont été déposés sans effectuer de déplacement du substrat d'accueil. Un panache de matière, appelé plume, est alors arraché à la cible et se dépose sur le substrat placé face à elle (*cf.* illustration Figure V.3-a). Dans ce cas de figure, il a été démontré que l'incertitude sur l'épaisseur de la couche pouvait atteindre 25%. Arnaud Moussavou *et al.* ont mis au point une méthode d'homogénéisation de l'épaisseur basée sur un déplacement du substrat pendant le dépôt (Figure V.3-b) [VI.4] : 5 positions sont successivement visées par le panache de matière sur le substrat déplacé. De cette manière, l'incertitude sur l'épaisseur peut être abaissée à une valeur plus raisonnable de l'ordre de 15%.

Cependant, cette inhomogénéité est encore trop élevée pour prédire avec précision les réponses des dispositifs. Des bâtis de dépôt par ablation laser où le substrat peut être déplacé de façon automatique existent mais sont extrêmement onéreux. Nos espoirs se placent aujourd'hui dans une nouvelle méthode de dépôt, dite par voie chimique en solution, en cours de développement à l'USC.

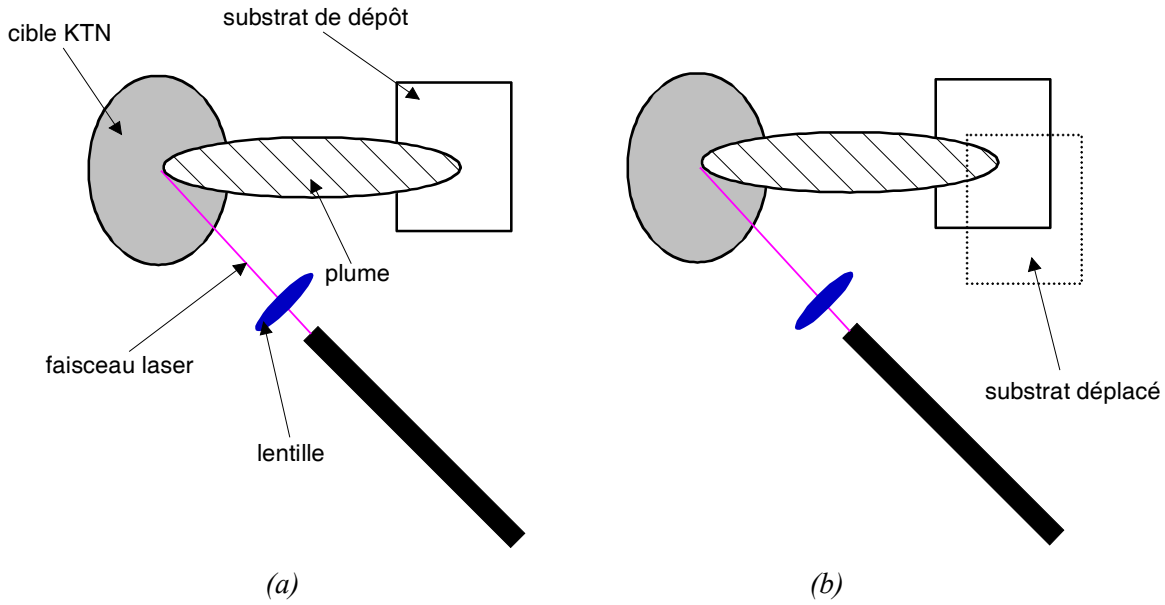


Fig. VI.3. Principe du dépôt par ablation laser sans (a) et avec (b) déplacement du substrat.

VI.1.3. Méthode de dépôt par voie chimique en solution

Certaines limitations de la méthode de dépôt par ablation laser ont convaincu l'équipe de l'USC de développer une nouvelle méthode de dépôt. En effet, les films déposés par ablation laser sont limités en surface (1 cm^2) et présentent une inhomogénéité en épaisseur non négligeable. De plus, le coût d'un bâti d'ablation laser est relativement élevé ce qui, en tenant compte de l'amortissement, rend les dépôts assez coûteux.

	Ablation laser	**Voie chimique en solution**
Surface	--	++
Homogénéité en épaisseur	--	++
Durée du dépôt	+	-
Coût	-	++

Tableau VI.1. Comparaison des avantages (+) et inconvénients (-) des techniques de dépôt par ablation laser et par voie chimique en solution.

La méthode de dépôt par voie chimique en solution présente de nombreux avantages, notamment en terme de surface, d'homogénéité en épaisseur ou de coût (tableau VI.1). Par contre, les dépôts sont beaucoup plus longs à réaliser en raison de temps de cuisson importants et de la faible épaisseur des couches déposées lors de chaque étape (environ 100 nm).

Les premiers essais ont été réalisés lors du post-doctorat d'Irina Tavora-Weber à l'USC. Des couches de $KNbO_3$, matériau ferroélectrique à température ambiante, ont été déposées sur substrat saphir. Une capacité interdigitée en réflexion, du même type que celle présentée dans la partie V.2.2, a été réalisée sur cette hétérostructure.

Cette capacité a été mesurée dans la bande 0,6 - 4 GHz pour des tensions de commande comprises entre 0 et 200 V. Le cycle de la capacité en fonction de la tension extrait de ces mesures est présenté en figure VI.4. L'agilité maximale sur la capacité est ici d'environ 25,5% pour un champ appliqué de 66 kV/cm. Cette agilité correspond à des valeurs de capacité comprise entre 170 fF à 0 V et 127 fF pour la tension maximale lors du premier balayage du cycle. L'effet de rémanence, dû à la phase ferroélectrique à température ambiante de ce matériau, entraîne ensuite une diminution de l'agilité lors du parcours du cycle : 25,5% entre 0 et 200 V, 24,8% entre 200 et 0 V, 21,6% entre 0 et -200 V, 20,6% entre -200 et 0 V.

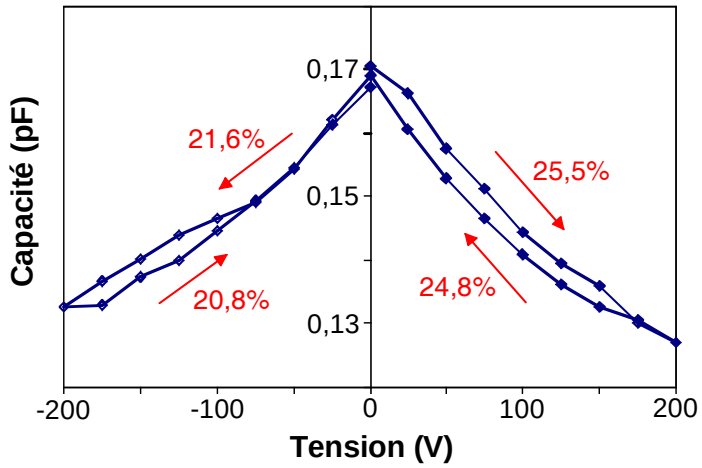


Fig. VI.4. Cycle C(V) de la capacité en fonction de la tension pour une IDC en réflexion réalisée sur un film de $KNbO_3$ déposé par voie chimique sur substrat saphir.

Ces facteurs d'agilité élevés sont à relativiser en raison des faibles valeurs de facteurs de qualité de ces IDCs, (environ 20,5 à 1,5 GHz pour 0 V) révélant des pertes diélectriques relativement élevées dans le film ferroélectrique. Cette valeur est beaucoup plus faible que celle mesurée pour la même capacité réalisée sur un film KTN déposé par ablation laser (Q = 30,2), mais pourrait s'expliquer en partie par la température de Curie élevée (T_c = 701 K) du film $KNbO_3$ étudié. Ce dispositif constituait un premier test sur des couches déposées par voie chimique. Malgré des pertes

supposées importantes, l'agilité s'est montrée très satisfaisante pour un film à très forte T_c et nous a encouragé à poursuivre dans cette voie.

Aujourd'hui, les dépôts par voie chimique sont réalisés par Quentin Simon dans le cadre d'une thèse dont le but est d'optimiser ces dépôts et de les ouvrir à des compositions KTN ayant des températures de Curie plus proches de l'ambiant [VI.5]. Des premiers échantillons de $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ déposé sur saphir ont été testés. D'une épaisseur relativement faible (260 nm), ces couches ont démontré lors des analyses structurales une très bonne qualité de croissance. Des capacités interdigitées en transmission, identiques à celles présentées dans la partie V.2.1, ont été réalisées sur ces films. Les mesures ont mis en évidence une nette diminution de l'agilité (2,55% à 2,5 GHz) vis-à-vis de compositions équivalentes déposées par ablation laser. Il faut cependant noter que la faible épaisseur des couches KTN étudiées limite fortement l'interaction entre l'onde électromagnétique et le ferroélectrique, et ainsi, l'agilité globale du circuit. Malgré ces faibles variations, les valeurs de CQF restent du même ordre de grandeur que celles obtenues par ablation laser (CQF = 16,8) révélant ainsi des pertes très faibles. Pour l'instant, ces résultats ne sont pas encore clairement expliqués. D'autres échantillons devront être étudiés pour confirmer ces résultats et comprendre l'origine de ces différences de comportement entre films déposés par voie chimique et couches minces déposées par ablation laser.

VI.2. Progrès nécessaires dans l'approche circuit

VI.2.1. Problème de l'isolation de la commande et de la protection des circuits voisins

Jusqu'à présent, le problème d'isolation de la commande statique n'a été abordé que dans l'objectif de protéger les appareils de mesure. Hors, si les performances des dispositifs agiles à base de KTN permettent un jour leur utilisation au sein de front-end multistandards, ils pourront côtoyer des circuits pour lesquels ce champ statique circulant pourrait être préjudiciable. Ainsi, dans le cadre de la radio logicielle idéale (*cf.* Figure I.2) ou restreinte (*cf.* Figure I.3), le filtre reconfigurable est suivi d'un amplificateur faible-bruit (LNA). Ces dispositifs, souvent fabriqués à partir de transistors JFET ou HEMT, possèdent leurs propres systèmes d'isolation, via l'utilisation de capacités de découplage par exemple. Cependant, ces capacités ne sont pas forcément adaptées aux niveaux de tensions circulant dans les dispositifs ferroélectriques. Ainsi, soit le système doit être repensé de façon globale, soit chacun des dispositifs doit posséder son propre système d'isolation.

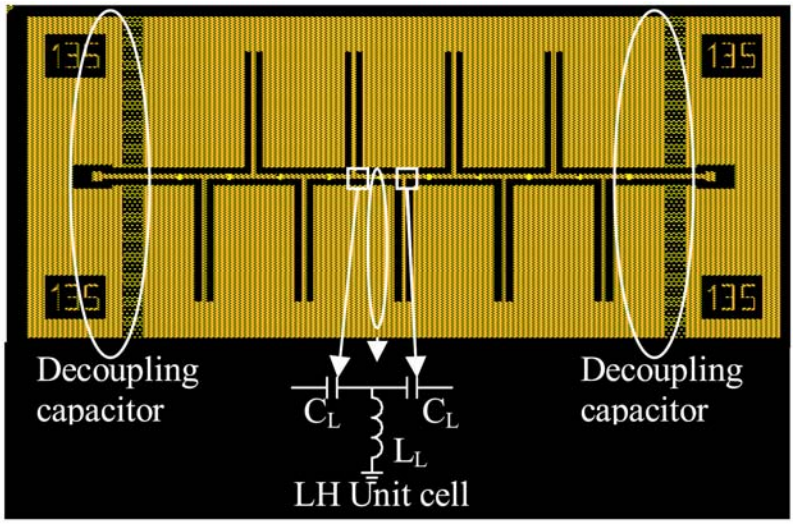


Fig. VI.5. Masque d'un déphaseur main-gauche en bande X intégrant des capacités de découplage au niveau du plan de masse [VI.6].

Aujourd'hui, la tendance est plutôt à intégrer directement les systèmes de protection au niveau des dispositifs utilisant des ferroélectriques. Un exemple de tels circuits est présenté en figure VI.5 pour un déphaseur main-gauche en bande X [VI.6]. Ce déphaseur intègre des capacités de découplage (DC blocks), sous forme de capacités interdigitées, au niveau des plans de masse coplanaire. La

tension continue de commande peut ainsi être appliquée entre les deux plans de masse sans circuler vers les accès du circuit, et donc, se propager aux dispositifs voisins. Cependant, ces capacités de découplage entraînent des pertes, même faibles, sur la réponse du circuit. Mener une réflexion globale sur l'ensemble du front-end semble être la solution d'avenir pour limiter le nombre de ces DC-blocks et ainsi augmenter l'efficacité de la chaîne.

VI.2.2. Prise en compte de la désadaptation des dispositifs au sein de la chaîne

La problématique de la désadaptation des dispositifs est la même que celle de leur isolation vis-à-vis de la tension de commande. En effet, l'accordabilité des fonctions réalisées entraîne quasi-systématiquement une désadaptation de leurs impédances aux accès, surtout lorsque les plages d'accord sont importantes. Lors de l'intégration de ces fonctions agiles au sein d'une chaîne de transmission, ce phénomène pourrait induire des réflexions nuisant au rendement global du système.

Pour l'instant, la solution envisagée consiste à ajouter aux accès du circuit accordable un système de réadaptation, lui-même accordable, qui viendra réajuster l'impédance en fonction des conditions de polarisation. Un exemple, basé sur l'utilisation de structures passe-bas accordables pour remplacer les inverseurs quart d'onde, a été proposé par Erwan Fourn *et al.* [VI.7]. Cependant, l'ajout de ces dispositifs entraîne inexorablement une augmentation, même faible, de la complexité et des pertes de ces circuits.

A terme, la conception de ces adaptateurs d'impédance pourrait être conjointe à celle des systèmes d'isolation de la tension continue afin de limiter l'encombrement et les pertes globales des fonctions accordables à base de ferroélectriques.

VI.2.3. Intermodulation

Les caractéristiques non linéaires des matériaux ferroélectriques peuvent entraîner des problèmes d'intermodulation (IMD) lorsque la tension RF est suffisamment grande pour moduler les propriétés du matériau. D'une manière générale, il est admis que pour une capacité variable classique, l'IMD est proportionnelle au rapport du niveau de tension du signal RF V_{RF} sur le niveau de tension continue V_{DC} nécessaire pour faire varier la valeur de la capacité (Equation VI.1) [VI.8].

$$IMD \propto \frac{V_{RF}}{V_{DC}} \qquad \textbf{Eq. VI.1.}$$

Ainsi, les structures nécessitant de fortes tensions de commande seront privilégiées pour les applications à fortes puissances. A l'inverse, des capacités à plus faibles tensions d'activation pourront être employées pour les modules de réception (faibles puissances). Cependant, il semble difficile d'utiliser des dispositifs à faibles tensions de commande pour des applications à fortes puissances présentant des niveaux d'intermodulation assez bas.

Des structures de capacité permettant de réduire l'IMD ont été proposées. Une équipe du Georgia Institute of Technology a, par exemple, réalisé une capacité gap sur laquelle l'ajout de conducteurs hautement résistifs a permis de diminuer le produit d'intermodulation d'ordre 3 (IP3) d'environ 6 dBm à 2,5 GHz par rapport à une structure classique présentant les mêmes niveaux de capacité et d'agilité (Figure VI.6) [VI.9].

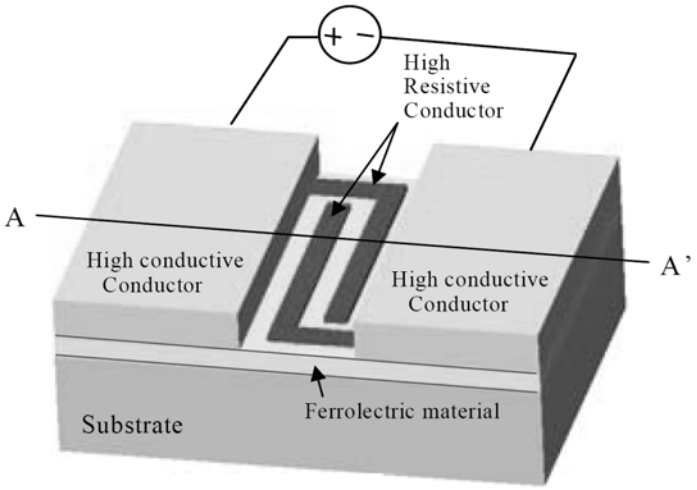


Fig. VI.6. Schéma d'une capacité gap modifiée permettant une diminution de l'IMD.

Jusqu'à présent, cet aspect n'a pas été abordé pour les circuits agiles utilisant des couches minces de KTN. Cependant, plus les performances s'approcheront des applications potentielles, plus des études sur les niveaux d'IMD engendrés par ces dispositifs s'avèreront nécessaires.

VI.2.4. Etude du comportement en température des dispositifs ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques, parmi lesquels les KTN, ont des propriétés (permittivité et pertes) sensibles à la température. De plus, pour des applications d'agilité, ils sont généralement utilisés à des températures assez proches de leur température de Curie, température à laquelle la permittivité et l'agilité sont maximales mais où l'instabilité en température est aussi très élevée. Pour savoir si des dispositifs utilisant de tels matériaux peuvent répondre à des contraintes de stabilité en température, il est nécessaire de pouvoir mesurer leurs réponses en fonction de la température. Dans les chapitres précédents, un possible décalage de la température de Curie a également été souligné ; des mesures en température pourraient nous permettre de confirmer ou d'infirmer ce décalage.

Dans ce but, le LEST a récemment acquis un chuck chauffant, adaptable sur un banc de mesure sous pointes, qui permet la mesure de dispositifs dans une gamme allant de l'ambiant à 100°C. La régulation de la température, ajustable par pas de 1°C, est réalisée automatiquement grâce à deux systèmes indépendants, l'un étant chargé de chauffer (chuck) et l'autre de refroidir.

Plusieurs études concernant la mise en place de ce banc de mesure ont été réalisées par Rodolphe Marie lors de son stage de master recherche [VI.10]. Les problèmes de diffusion de la température du chuck vers la couche ferroélectrique ont notamment été abordés. Un décalage entre la surface du dispositif et la température interne du chuck a ainsi pu être observé. Pouvant atteindre une valeur de 5°C pour une consigne de 100°C, ce décalage doit absolument être pris en compte lors de la caractérisation en température des dispositifs.

Un second problème concerne la diffusion thermique vers les systèmes de mesure. En effet, la diffusion de la chaleur du substrat vers les pointes de mesure et les câbles entraîne une dilatation de ces dispositifs métalliques, et donc, une modification de leurs caractéristiques électriques. Ainsi, un stub réalisé sur saphir, mesuré entre 20 et 100°C, a montré une instabilité en température de 0,69% sur sa fréquence de résonance (Figure VI.7). Bien que le substrat saphir possède des propriétés diélectriques légèrement sensibles à la température [VI.11]-[VI.12], l'influence des câbles et des pointes de mesure dans ces résultats est indéniable.

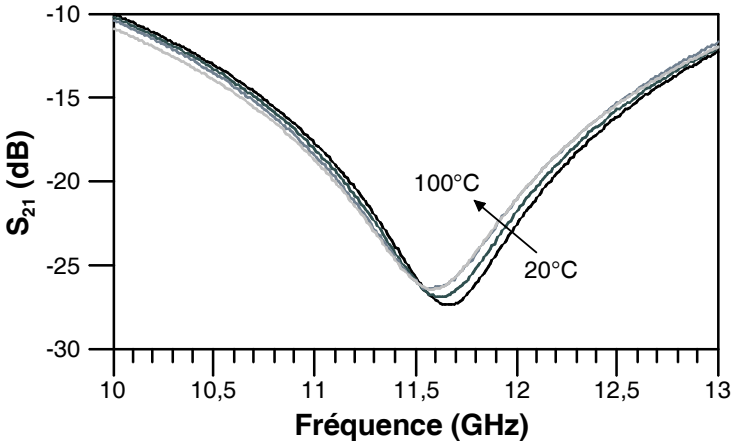


Fig. VI.7. Paramètres de transmission non corrigés (i.e. sans prise en compte de la dilatation des câbles et des pointes de mesure) d'un stub réalisé sur saphir en fonction de la température.

Pour tenir compte de ces effets, deux solutions principales sont envisageables. La première d'entre-elles nécessite de posséder un kit de calibrage qualifié dans la gamme de température 20 – 100°C. Il est alors possible de supprimer les effets dus à la dilatation des câbles en réalisant un calibrage de l'appareil pour chaque température. Cependant, cette solution s'avèrerait très contraignante en terme de temps de mesure. La solution envisagée par Rodolphe Marie durant son stage consiste à supprimer les effets dus aux câbles via leur prise en compte dans une matrice de correction. Cette technique suppose que les effets de dilatation soient reproductibles. Les paramètres ABCD d'un dispositif mesuré à une température T peuvent en effet être vus comme le produit des paramètres réels du circuit à la température T et des paramètres ABCD dus aux effets de la température T sur les câbles et les pointes (Equation VI.2). Sur ce principe, des matrices de correction

ont été extraites et utilisées mais les premiers tests n'ont pas donné entière satisfaction en raison notamment de résultats très bruités.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{mesurés\ à\ T} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{réels\ à\ T} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{effets\ câbles/pointes} \qquad \textbf{Eq. VI.2.}$$

La figure VI.8 présente les mesures brutes d'un stub réalisé sur un film de $KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$ déposé sur saphir pour différentes températures. Même si les effets parasites ne sont pas pris en compte, la forte dépendance de ce film ferroélectrique à la température apparaît clairement ; d'une valeur de 6,51 GHz à 20°C, la fréquence de résonance chute à 5,77 GHz (-11,4%) à 100°C. Ces dispositifs ont également été mesurés sous tension pour chacune des températures de mesure. Les résultats ont permis d'observer une dépendance du niveau d'agilité à la température ; l'agilité mesurée lors de l'application d'une tension de 120 V passe ainsi de 19,4% (20°C) à 27,1% (100°C). Vu que les effets parasites ne sont pas encore pris en compte, ces résultats doivent cependant être pris avec réserve.

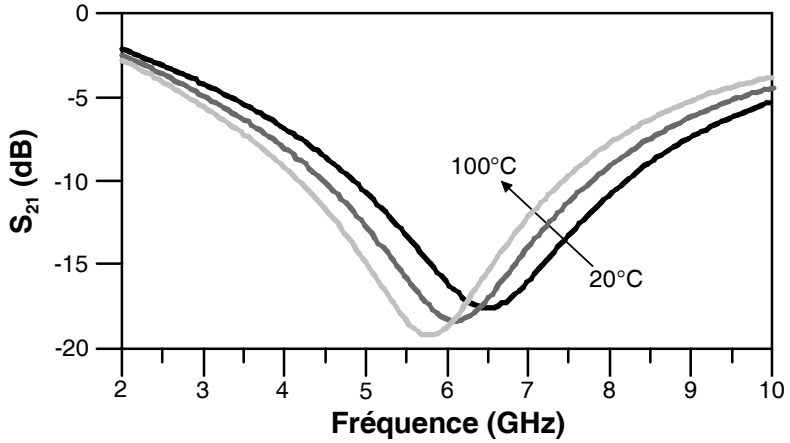


Fig. VI.8. Paramètres de transmission non corrigés (i.e. sans prise en compte de la dilatation des câbles et des pointes de mesure) d'un stub réalisé sur hétérostructure $KTa_{0,55}Nb_{0,45}O_3$/saphir pour différentes températures.

Les tests de caractérisation en température n'en sont qu'à leur début. Quelques résultats ont pourtant montré de grandes différences dans la stabilité des dispositifs à la température en fonction de la composition KTN choisie. Néanmoins, aucune conclusion ne peut être avancée à l'heure actuelle tant les résultats sont encore partiels et demandent confirmation.

VI.2.5. Amélioration des simulations hautes fréquences

Les limitations des simulateurs commerciaux vis-à-vis de nos structures utilisant des couches minces ferroélectriques ont été soulignées dans la partie IV.2.2. En effet, les différences d'échelle

énormes en terme de permittivité et d'épaisseur entre le film KTN et le substrat tendent à pousser les simulateurs commerciaux à leurs limites.

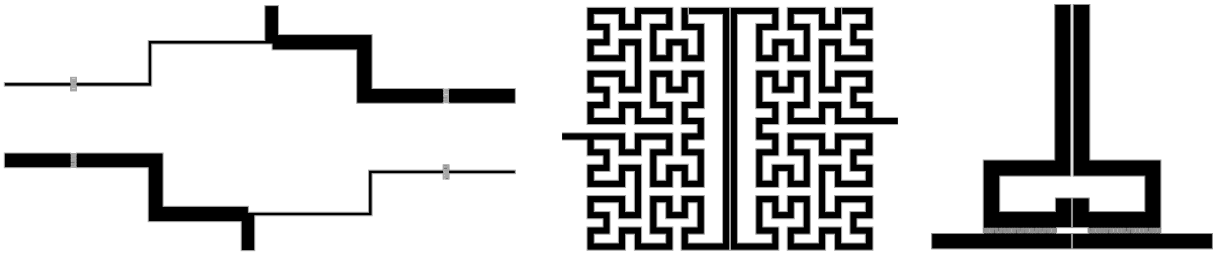
Des efforts importants ont été réalisés pour accroître la précision des simulations de structure simple, ou même, pour réussir à simuler certains dispositifs plus complexes. L'approche adoptée jusqu'à présent a été de découper le film ferroélectrique et/ou de simuler séparément les différentes parties des circuits à topologie compliquée. Cette dernière technique présente cependant de nombreuses limitations. La première d'entre-elles est une mauvaise prise en compte des discontinuités ; plus la fréquence augmentera, plus leurs effets dégraderont la qualité de prédiction des simulations. Dans le même esprit, les couplages entre les différentes sections des dispositifs ne peuvent pas être pris en compte avec cette méthode.

A défaut de disposer pour l'instant d'ordinateurs suffisamment performants pour réaliser des simulations de structures très complexes, l'objectif à court terme pourrait être de modéliser les discontinuités et les couplages afin d'accroître progressivement la précision des simulations.

VI.2.6. Recherche de topologies adaptées

Les performances des dispositifs agiles à base de ferroélectriques dépendent bien sûr des performances des films ferroélectriques à hautes fréquences mais aussi de l'adéquation de la topologie utilisée avec les propriétés de ces films. La difficulté principale consiste alors à trouver une topologie dans laquelle la modification d'un couplage, où il sera possible d'appliquer un champ électrique de commande, aura un effet sensible sur un paramètre intéressant du circuit (déphasage, fréquence de fonctionnement, bande passante, niveau de couplage vers une sortie, ...).

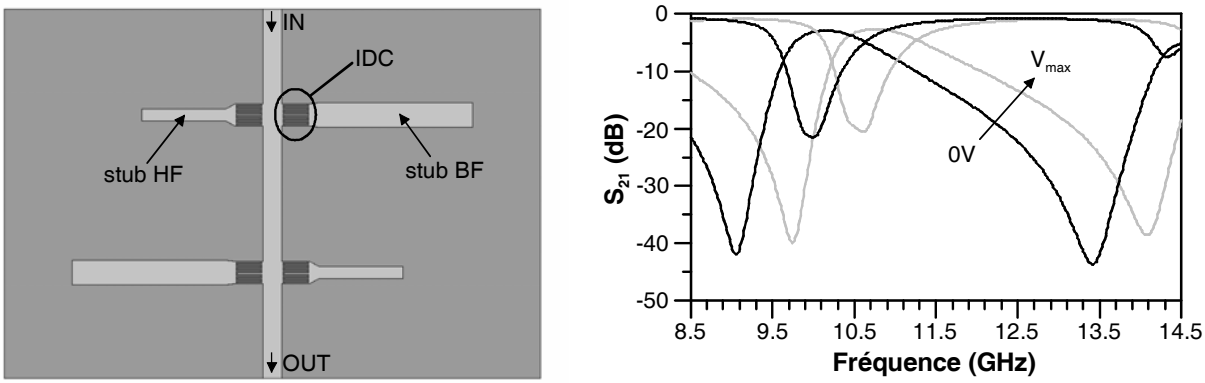
En ce qui concerne les filtres, les topologies les plus utilisées pour l'accordabilité dans la littérature sont les filtres combline et interdigités. Durant cette thèse, des simulations de topologies originales issues de la littérature [VI.13]-[VI.15] ont été envisagées (Figure VI.9). Cependant, les limitations actuelles des simulations (discutées dans la partie précédente), ajoutées aux incertitudes sur les propriétés des matériaux, rendent pour l'instant difficile et peu fiable le réglage théorique de filtres aussi complexes sur des structures utilisant des films minces ferroélectriques.



(a) (b) (c)

Fig. VI.9. Topologies de filtres envisagées pour la réalisation de filtres accordables à base de couches minces ferroélectriques : (a) [VI.13], (b) [VI.14] et (c) [VI.15].

La topologie DBR, bien connu au sein du LEST, semble présenter des avantages intéressants pour la réalisation de filtres agiles à base de ferroélectrique. Un accord possible en bande passante ou en fréquence centrale a été démontré à l'aide de MEMS par une modification des longueurs électriques des stubs [VI.16]. Cependant, cette structure ne présente pas naturellement de zones couplées où une différence de potentiel peut être appliquée, et donc, où une modification de la permittivité du ferroélectrique peut être obtenue. L'idée, avancée dans la partie V.3.2.1.b, est alors de charger les stubs par des capacités interdigitées [VI.17]. Les premiers résultats de simulation sont concluants (Figure VI.10) mais la principale difficulté va consister à régler avec précision un tel filtre tant la modélisation des capacités interdigitées est difficile. Une solution plus fiable pourrait consister à reporter des capacités interdigitées ferroélectriques au comportement connu sur une structure passive, à l'image du filtre hairpin en cours de réalisation (*cf.* § V.5.2).



(a) (b)

Fig. VI.10. Masque d'un résonateur DBR d'ordre 2 chargé par des capacités interdigitées (a) et réponse obtenue en simulation (b).

Conclusion

Ce chapitre VI a permis de faire le bilan des travaux restant à fournir pour parvenir à réaliser des dispositifs hyperfréquences accordables performants à partir de couches minces KTN.

Concernant l'aspect matériau, les études se concentrent actuellement sur la diminution des pertes qui reste le point bloquant à l'utilisation des KTN. Plusieurs pistes sont envisagées dont l'étude de nouvelles compositions, l'amélioration de la microstructure des couches ou l'utilisation de dopages métalliques ou diélectriques. L'amélioration de l'homogénéité en épaisseur et l'augmentation de la surface de dépôt pourraient passer par l'utilisation de la voie chimique en solution actuellement en cours de développement à l'USC [VI.5] ; les premiers résultats sont prometteurs.

Des progrès dans l'approche circuit sont également nécessaires à commencer par la prise en compte des problèmes de désadaptation des circuits ou de l'isolation de la commande. Les niveaux d'intermodulation ou le comportement en température de nos dispositifs restent également des aspects peu connus car peu étudiés. Enfin, la réalisation de fonctions agiles à fort potentiel ne pourra être obtenue que par la recherche de topologies adaptées et par un réglage fin du design lié à la précision des simulations qui doivent encore être améliorées.

Ce travail de thèse n'abouti donc pas à des dispositifs directement utilisables au sein de systèmes multistandards mais il ouvre la voie à de nombreuses études touchant aussi bien les domaines de la chimie que de l'électronique hyperfréquence.

Bibliographie du chapitre VI

[VI.1] W. Peng, M. Guilloux-Viry, S. Députier, V. Bouquet, Q. Simon, A. Perrin, A. Dauscher, S. Weber, *"Structural improvement of PLD grown $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ films by the use of $KNbO_3$ seed layers"*, **Applied Surface Science**, accepté pour publication.

[VI.2] A.K. Tagantsev, *"Ferroelectric materials for tuneable microwave applications"*, **European Microwave Conference Workshop on Ferroelectrically Tuneable Microwave Devices**, pp. 1-17, Octobre 2004.

[VI.3] H.J. Bae, D.P. Norton, J. Sigman, L. Boatner, *"Low dielectric losses in annealed Ti-doped $K(Ta,Nb)O_3$ thin films grown by pulsed laser deposition"*, **Journal of Physics D: Applied Physics**, Vol. 38, pp. 1331-1336, 2005.

[VI.4] A.G. Moussavou, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, *"Structural characteristics of $KTa_{0.5}Nb_{0.5}O_3$ ferroelectric thin films and applications to standard microwave transmission lines"*, **4th French and Ukrainian meeting on Ferroelectricity – Journées Couches minces Ferroélectriques**, Novembre 2006.

[VI.5] Quentin Simon, *"Nouveaux matériaux pour les télécommunications : synthèse de couches minces ferroélectriques à faibles pertes"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, soutenance prévue fin 2009.

[VI.6] D. Kuylenstierna, E. Ash, A. Vorobiev, T. Itoh, S. Gevorgian, *"X-band Left Handed Phase Shifter using Thin Film $Ba_{0.25}Sr_{0.75}TiO_3$ Ferroelectric Varactors"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, pp. 847-850, 2006.

[VI.7] E. Fourn, E. Rius, G. Tanné, A. Manchec, C. Quendo, *"Frequency Variations Improvement of a Bandwidth and Central Frequency Reconfigurable DBR Filter"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, pp. 1139-1142, 2006.

[VI.8] C.H. Mueller, R.R. Romanofsky, F.A. Miranda, *"Ferroelectric thin films & broadband satellite systems"*, **IEEE Potentials**, Vo. 20, pp. 36-39, Avril/Mai 2001.

[VI.9] Y.K. Yoon, D. Kim, M.G. Allen, J.S. Stevenson Kenney, *"A Reduced Intermodulation Distorsion Tunable Ferroelectric Capacitor: Architecture and Demontration"*, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.**, paper TH5D-1, pp. 1989-1992, 2003.

[VI.10] Rodolphe Marie, *"Mise en place d'un banc de mesure pour la caractérisation en température de dispositifs agiles utilisant des ferroélectriques"*, **Rapport de stage de Master Recherche spécialité « Matériaux et Dispositifs » mention « Sciences et Technologies des Télécommunications »**, Juin 2007.

[VI.11] V.N. Egorov, A.S. Volovikov, *"Measuring the dielectric permittivity of sapphire at temperatures 93-343K"*, **Radiophysics and Quantum Electronics**, Vol. 4, n° 11, 2001.

[VI.12] M.E. Tobar, J. Krupka, J.G. Hartnett, E.N. Ivanov, R.A. Woode, *"Sapphire-Rutile Frequency-Temperature Compensated Whispering Gallery Microwave Resonators"*, **IEEE Frequency Control Symposium**, pp. 1000-1008, 1997.

[VI.13] Erwan Goron, *"Contribution au développement de macro-modules hybrides actifs rayonnants pour les futures architectures radiofréquences - Application à l'intégration de réseaux d'antennes"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, 2005.

[VI.14] M. Barra, C. Collado, J. Mateu, J.M. O'Callaghan, *"Hilbert fractal curves for HTS miniaturized filters"*, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium**, paper TU6A-1, pp. 123-126, 2004.

[VI.15] Yann Toutain, *"Intégration d'émetteurs – récepteurs en technologie mousse pour les futures générations de mobile"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Bretagne Occidentale, Décembre 2001.

[VI.16] E. Fourn, C. Quendo, E. Rius, A. Pothier, P. Blondy, C. Champeaux, J.C. Orlianges, A. Catherinot, G. Tanné, C. Person, F. Huret, *"Bandwidth and central frequency control on tunable bandpass filter by using MEMs cantilever"*, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Dig.**, Vol. 1, pp. 523-526, 2003.

[VI.17] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Ferroelectric-based agile devices – Application to tunable filters"*, **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, Special Issue on RF and Microwave Filters, Modeling and Design, Vol. 17, n° 1, pp. 56-62, Janvier 2007.

Conclusion Generale

CG

Conclusion Générale

L'objectif de cette thèse est d'apporter une contribution à la réalisation de circuits hyperfréquences accordables à partir de couches minces ferroélectriques. Etant donné les relations étroites existant entre les aspects chimique (conditions de dépôt, substrat d'accueil, microstructure, contraintes, ...) et électronique (conditions de réalisation des circuits, topologies utilisées, ...) de ce projet, ce sujet a dû être traité de façon globale via des échanges soutenus entre les différents laboratoires concernés (Unité Sciences Chimiques et Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunications). La pluridisciplinarité qui fait la complexité de ce sujet est également source de richesse tant d'un point de vue personnel que collectif.

Se plaçant sur le secteur des activités multistandards, actuellement très en vogues, les principales architectures possibles de front-end reconfigurables ont été envisagées dans le premier chapitre. Les architectures basées sur la radio logicielle « restreinte » nous ont semblé les plus à même de répondre, à moyen terme, aux attentes de modularité des terminaux. En effet, elles permettent de répartir de façon équivalente les charges sur les dispositifs analogiques reconfigurables et sur le convertisseur analogique numérique. Dans ce même chapitre, les apports des circuits reconfigurables pour diverses applications (antennes à reconfiguration de faisceau, radars, différentes fonctions des front-end reconfigurables, ...) ont été démontrés. Nous avons également dressé un bilan des solutions technologiques majeures permettant la réalisation de dispositifs micro-ondes agiles. Celui-ci a permis de mettre en avant certains intérêts de la solution ferroélectrique par rapport aux autres procédés d'accord (diodes PIN, varactors, MEMS, cristaux liquides, ferromagnétiques) bien que chaque technologie possède ses propres avantages et inconvénients ; le choix du procédé d'accord doit ainsi d'abord être effectué en fonction de l'application visée.

Le deuxième chapitre a permis d'introduire le matériau $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN) choisi pour notre étude, de ses propriétés physiques de base (structure cristalline, températures de Curie, ...) à ses caractéristiques diélectriques connues au niveau de l'état de l'art. Présentant des propriétés à même de nous intéresser pour la réalisation de dispositifs agiles, l'USC, par l'intermédiaire du travail de thèse d'Anthony Rousseau [CG.1] notamment, a réalisé des dépôts de KTN sous forme de couches minces sur différents substrats adaptés aux hyperfréquences. Suivant le substrat choisi, la microstructure des couches minces obtenues s'avère très différente : aléatoire sur alumine, texturée sur saphir, épitaxiale sur aluminate de lanthane et sur oxyde de magnésium. Les analyses microstructurales, révélant le type de croissance du film, ont permis par la suite de mieux comprendre les résultats de mesures hyperfréquences. Un état de l'art des performances obtenues pour des dispositifs reconfigurables utilisant des matériaux ferroélectriques a conclu ce chapitre. Même s'il ne concerne que les matériaux

$Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ (BST), ce bilan nous a permis de fixer des objectifs de performances à atteindre pour les dispositifs que nous avions à réaliser par la suite.

La méthode de caractérisation large bande mise au point et utilisée durant cette thèse a été présentée dans le troisième chapitre. Une autre méthode était déjà utilisée pour caractériser les couches minces de KTN déposées à l'USC mais dans des conditions (sans électrode, monofréquence 12,5 GHz [CG.2]) assez éloignées de notre application finale potentielle. La méthode large bande proposée est basée sur l'utilisation d'un programme existant [CG.3] permettant de calculer les paramètres électriques d'une ligne coplanaire sur substrat multicouche à partir d'une Approche dans le Domaine Spectral (SDA : Spectral Domain Approach). L'idée a été ici d'utiliser ce programme pour résoudre le problème inverse, à savoir déterminer la permittivité complexe d'une couche mince à partir de sa constante de propagation elle-même issue de la mesure des paramètres S d'une ligne de transmission. La fabrication et la mesure du guide d'onde coplanaire ainsi que les différentes étapes de la procédure d'extraction de la permittivité ont été détaillées.

Avant de s'attacher à la caractérisation de couches minces de KTN, cette méthode a été validée via l'extraction des propriétés diélectriques d'un substrat d'alumine et d'une couche épaisse d'encre diélectrique ESL 4911. Une assez bonne précision a été atteinte pour la permittivité mais la détermination des très faibles pertes de ces matériaux s'est avérée difficile à obtenir. Nous avons également effectué des comparaisons de caractérisations obtenues entre la méthode en cavité utilisée à XLIM jusqu'alors [CG.2] et la méthode large bande mise au point au LEST. Le peu d'échantillons testés n'a pas permis de conclure de façon certaine sur l'exactitude des permittivités et des pertes déterminées mais un ordre de grandeur commun a été observé.

Suite à l'ensemble de ces étapes de validations, nous avons alors caractérisé des couches minces de KTN déposées sur différents substrats afin d'observer les effets de la microstructure sur les propriétés de ces films. Une influence non discutable du substrat sur les propriétés diélectriques hautes fréquences des KTN a été observée. D'une manière générale, les films ayant des microstructures très ordonnées possèdent des permittivités plus élevées et des pertes plus faibles que celles de films sans orientation. Les films déposés sur oxyde de magnésium ne concordent pas avec ce raisonnement (permittivité et pertes faibles pour un film épitaxié) ; dans ce cas, des interactions chimiques ferroélectrique/substrat et/ou des contraintes exercées par le substrat sur le film pourraient être à l'origine d'un déplacement de la température de Curie entraînant une modification importante des propriétés diélectriques. Ce déplacement supposé ne pourra être vérifié qu'au travers de mesures en température.

Les premiers démonstrateurs hautes fréquences réalisés à partir de couches minces KTN ont été présentés dans le quatrième chapitre. Pour ces études, un panel de compositions allant de $KTa_{0,3}Nb_{0,7}O_3$ à $KTa_{0,7}Nb_{0,3}O_3$ déposées sur les quatre substrats cités précédemment a été utilisé dans

l'objectif de déterminer le couple KTN/substrat le plus adapté à l'agilité en hyperfréquence. La première étape de ce travail a consisté à choisir des circuits permettant une comparaison objective des résultats pour l'ensemble des couples testés. Dans cet objectif, deux dispositifs ont particulièrement retenu notre attention : la capacité interdigitée (IDC) et le résonateur de type stub.

A partir des mesures des IDCs et des stubs, les films de composition $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposés sur saphir nous sont apparus comme les plus intéressants en terme d'agilité, mais aussi, au vu des coefficients de qualité obtenus sur les capacités. Ces premiers démonstrateurs ont néanmoins mis en évidence la nécessité d'augmenter nos champs électriques de commande. En effet, malgré des taux d'agilité déjà intéressants pour de si faibles valeurs de champ (15 kV/cm), une comparaison avec l'état de l'art ne pouvait être obtenue qu'en augmentant de façon conséquente les champs électriques.

Les différents moyens techniques s'offrant à nous pour obtenir cette augmentation du champ électrique sont abordés dans la première partie du cinquième chapitre. Ne pouvant pas augmenter la résolution de notre gravure, et les structures multicouches (métal-ferroélectrique-métal) n'ayant pas donné satisfaction, notre choix s'est porté sur la solution la plus simple, à savoir, augmenter les tensions de commande. Cette solution nécessite tout de même du matériel spécifique, acquis pour l'occasion : tés de polarisation et pointes de mesure hautes tensions. Les nouveaux systèmes de mesure ont permis d'atteindre des tensions maximales de 120 V et 200 V pour des mesures en cellule et sous pointes, respectivement. Dans le cas le plus favorable, un champ électrique de 80 kV/cm a été atteint.

Par la suite, les réponses électriques obtenues sur différents types de dispositifs ont été présentés. Des variations de capacité importantes ont été mesurées aux fréquences micro-ondes (39,5% à 2,5 GHz) sur des capacités interdigitées en transmission. Ces taux d'agilité commencent à approcher ceux de l'état de l'art sur les capacités variables utilisant des ferroélectriques présenté dans le deuxième chapitre, et ce, pour des champs électriques moins élevés. Ces résultats démontrent encore une fois le fort potentiel d'agilité des matériaux KTN. De la même manière, les mesures de résonateurs ont démontré un potentiel intéressant que ce soit pour des structures coupe-bande (26% d'agilité dans la bande 5,9 – 7,5 GHz) ou passe-bande (21% d'agilité dans la bande 6,2 – 7,6 GHz). Trois types de déphaseurs ont également été testés avec l'obtention de déphasages importants (déphasage de 86° à 34 GHz). Un premier filtre DBR d'ordre 2 a été réalisé et mesuré mais ses performances (5,4% d'agilité pour des pertes d'insertion de 6,4 dB autour de 8 GHz) ne sont pas encore au niveau observé lors des simulations. Enfin, un filtre hairpin d'ordre 2 basé sur l'utilisation et le report de capacités interdigitées ferroélectriques est présenté. Ce filtre à bande-passante relativement étroite (6,5%) a démontré en mesure une forte agilité (9,2%) mais des pertes trop élevées (5,7 dB < S_{21} < 14,3 dB). Un problème lié à une mauvaise prise en compte des fils de connexion lors des simulations a été identifié ; des progrès sur ce point nous permettront à l'avenir d'améliorer les performances de ce type de dispositif utilisant des reports de composants ferroélectriques.

Tous ces résultats nous amènent à plusieurs conclusions dont la confirmation du fort potentiel d'agilité des films KTN. En effet, à champ de commande équivalent, nos dispositifs ont des taux d'agilité plutôt supérieurs à ceux obtenus sur des structures utilisant les meilleurs matériaux BST. Néanmoins, ces mesures mettent aussi en évidence les pertes encore trop élevées des couches minces KTN. Seule une diminution conséquente de ces pertes pourra permettre à l'avenir de faire des matériaux KTN une solution crédible à la réalisation de dispositifs accordables utilisables dans des systèmes multistandard commerciaux.

Ces travaux de thèse n'ont pas abouti à des dispositifs directement exploitables dans les domaines industriel, spatial ou militaire. Pour autant, les pistes de recherche envisageables à l'issue de ces études sont nombreuses. Rassemblées dans le sixième chapitre, elles concernent aussi bien la partie chimique que la partie électronique de ce projet.

La diminution des pertes est une des priorités actuelles de l'USC. Pour cela, plusieurs pistes sont envisagées dont l'exploration de compositions à faibles taux de niobium, l'utilisation de techniques de dopage des couches ou encore l'amélioration de la qualité cristalline via l'utilisation de couches tampon de très faibles épaisseurs [CG.4]. Des premiers résultats sur des films de KTN utilisant des couches tampon de $KNbO_3$ ont semblé démontrer une amélioration possible des performances à hautes fréquences. L'inhomogénéité en épaisseur des couches, inhérente à la technique d'ablation laser utilisée, peut également s'avérer être une limitation majeure à la réalisation de dispositifs reconfigurables. Une technique d'homogénéisation a été proposée [CG.5] mais la solution pourrait venir de l'utilisation d'une technique de dépôt par voie chimique dont les premiers essais semblent prometteurs, au moins au niveau des pertes, mais dont le développement se poursuit encore aujourd'hui [CG.6].

D'un point de vue électronique, les études possibles sont également nombreuses puisqu'elles concernent divers points non encore abordés tels que l'isolation des circuits vis-à-vis de la commande électrique continue, la désadaptation des dispositifs et les problèmes de réflexion associés, l'intermodulation générée par la réponse non linéaire des matériaux, l'amélioration des simulations hautes fréquences ou la recherche de topologies adaptées. La mesure en température des dispositifs reste également un point crucial puisqu'elle permettrait de tester la stabilité en température de nos circuits et de vérifier les températures de Curie des couches minces KTN. Du matériel a été acquis dans ce but mais des problèmes liés aux instabilités des réponses électriques des connecteurs et des pointes restent à régler avant de disposer de mesures fiables.

La richesse de ce sujet ouvre donc la voie à de nombreuses études dans les différents laboratoires impliqués autour de ces travaux. Outre cette thèse, deux autres thèses [CG.6], [CG.7] sont d'ailleurs en cours sur ce sujet qui devrait encore avancer vers l'applicatif dans les mois et années à venir. A moyen terme, l'application de ces couches minces à la réalisation de dispositifs

hyperfréquences utilisables au sein de chaînes de transmission reconfigurables semble aujourd'hui atteignable.

Bibliographie de la Conclusion Générale

[CG.1] Anthony Rousseau, *"Couches minces d'oxydes ferroélectriques pour les dispositifs agiles en hyperfréquences : croissance par ablation laser et caractérisations"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, n° d'ordre 3220, Octobre 2005.

[CG.2] J.F. Seaux, D. Cros, V. Madrangeas, M. Aubourg, S. Verdeyme, *"Développement d'une méthode pour mesurer la permittivité de couches minces ferroélectriques"*, **Actes des 13èmes Journées Nationales Micro-ondes**, 4C1, 2003.

[CG.3] Fabrice Huret, *"Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et de la méthode des équations intégrales supérieures pour la simulation des lignes planaires en technologie monolithique microonde"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Lille, 1991.

[CG.4] W. Peng, M. Guilloux-Viry, S. Députier, V. Bouquet, Q. Simon, A. Perrin, A. Dauscher, S. Weber, *"Structural improvement of PLD grown $KTa_{0,65}Nb_{0,35}O_3$ films by the use of $KNbO_3$ seed layers"*, **Applied Surface Science**, accepté pour publication.

[CG.5] A-G. Moussavou, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, *"Structural characteristics of $KTa_{0.5}Nb_{0.5}O_3$ ferroelectric thin films and applications to standard microwave transmission lines"*, **4th French and Ukrainian meeting on Ferroelectricity – Journées Couches minces Ferroélectriques**, Novembre 2006.

[CG.6] Quentin Simon, *"Nouveaux matériaux pour les télécommunications : synthèse de couches minces ferroélectriques à faibles pertes"*, **Thèse de Doctorat en Chimie**, Université de Rennes I, soutenance prévue fin 2009.

[CG.7] Arnaud-Gides Moussavou, *"Croissance de couches minces ferroélectriques : applications aux antennes et aux matériaux à bande interdite photonique"*, **Thèse de Doctorat en Electronique**, Université de Rennes I, soutenance prévue début 2008.

Liste des travaux

LT

Liste des travaux

Les travaux effectués au cours de cette thèse ont fait l'objet d'un certain nombre de publications nationales et internationales, fruits d'une collaboration intense avec les chercheurs et doctorants de l'Unité Sciences Chimiques de Rennes. Ces études nous ont également permis de participer activement aux travaux de l'Action Spécifique « Matériaux et Communications » et du Groupement de Recherche 2612 « Films Ferroélectriques et Applications » (GdR FiFA). Récemment, les résultats de cette thèse ont servi de point de départ à l'obtention par l'équipe d'un Programme de Recherche d'Initiative Régional (PRIR) DISCOTEC.

Publications internationales dans des revues avec comité de lecture

[PI.1] A. Rousseau, V. Laur, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, F. Huret, S. Députier, A. Perrin, F. Lalu, P. Laurent, *"Pulsed laser deposited $KNbO_3$ thin films for applications in high frequency range"*, **Thin Solid Films**, Vol. 515, n° 4, pp. 2353-2360, Décembre 2006.

[PI.2] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"$KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ (KTN) Ferroelectric Thin Films Behavior at Microwave Frequencies for Tunable Applications"*, **IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control**, Special issue on Nanoscale Ferroelectrics, Vol. 53, n° 12, pp. 2280-2286, Décembre 2006.

[PI.3] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Ferroelectric-based agile devices – Application to tunable filters"*, **International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering**, Special issue on RF and Microwave Filters, Modeling and Design, Vol. 17, n° 1, pp. 56-62, Janvier 2007.

[PI.4] V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"KTN dielectric properties at microwave frequencies: substrate influence"*, **Ferroelectrics**, Vol. 353, pp. 21-28, Août 2007.

[PI.5] V. Laur, A. Moussavou, A. Rousseau, P. Laurent, G. Tanné, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"$KTa_{0.5}Nb_{0.5}O_3$ ferroelectric thin films: processing, characterization and application to microwave devices"*, **Frequenz**, Special issue on Tunable Components and Switches for Agile RF Systems, Vol. 61, pp. 228-233, Octobre 2007.

[PI.6] A. Rousseau, V. Laur, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, A. Perrin, *"Influence of substrate on the PLD growth and microwave behaviour of $KTa_{0.6}Nb_{0.4}O_3$ potassium tantalate niobate ferroelectric thin films"*, **Thin Solid Films**, accepté pour publication.

Communications internationales avec comité de lecture et actes

[CI.1] A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, *"Pulsed Laser Deposited KTN Thin Films for Microwaves Applications"*, **European Material Research Society Spring Meeting**, Symposium J : « Advances in Laser and Lamp Processing of Functional Materials », papier invité, Strasbourg, Juin 2005.

[CI.2] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, M. Guilloux-Viry, B. Della, *"Tunable microwave components based on $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ ferroelectric material"*, **35th European Microwave Conference Proc.**, Paris, Vol. 1, pp. 641-644, Octobre 2005.

[CI.3] V. Laur, A. Moussavou, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"KTN ferroelectric thin-films: Application to the realization of tunable microwave devices"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, Manchester, pp. 835-837, Septembre 2006.

[CI.4] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, S. Députier, A. Perrin, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Wide-Band Characterization of Ferroelectric Thin-Films: Application to KTN-based Microwave Agile Devices"*, **36th European Microwave Conference Proc.**, Manchester, pp. 929-932, Septembre 2006.

[CI.5] V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, A. Rousseau, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, *"KTN dielectric properties at microwave frequencies: substrate influence"*, **8th European Conference on Applications of Polar Dielectrics**, Metz, pp. 98, Septembre 2006.

[CI.6] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Study of KTN-based coplanar waveguides at microwave frequencies"*, **4th Franco-Ukrainian Meeting on Ferroelectricity - 7èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Amiens, Novembre 2006.

[CI.7] I.T. Weber, V. Bouquet, N. Audreband, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, V. Laur, G. Tanné, F. Huret, *"Investigation of $KNbO_3$ and $KTaO_3$ powders and thin films synthesized by chemical route from solution"*, **4th Franco-Ukrainian Meeting on Ferroelectricity - 7èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Amiens, Novembre 2006.

[CI.8] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, V. Bouquet, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Tunable DBR resonators using KTN ferroelectric thin-films"*, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium Proc.**, Honolulu, pp. 2059-2062, Juin 2007.

[CI.9] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, V. Bouquet, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Reconfigurable Circuits for Wireless Applications Using KTN Ferroelectrics"*, **37th European Microwave Conference Proc.**, Munich, Octobre 2007.

Communications nationales avec comité de lecture et actes

[CN.1] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, M. Guilloux-Viry, *"Réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles à partir de matériaux ferroélectriques"*, **14èmes Journées Nationales Micro–Ondes**, 8D1, Nantes, Mai 2005.

[CN.2] V. Laur, A. Rousseau, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, A. Perrin, R. Jézéquel, *"Dépôts de couches minces ferroélectriques (SBN et KNO) pour des applications micro-ondes"*, **6èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Session Poster, Nantes, Septembre 2005.

[CN.3] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, M. Guilloux-Viry, A. Perrin, R. Jézéquel, *"Etude de dispositifs micro-ondes agiles réalisés à partir de couches minces ferroélectriques de $KTa_{1-x}Nb_xO_3$"*, **6èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Session D, Nantes, Septembre 2005.

[CN.4] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, M. Guilloux-Viry, V. Bouquet, A. Perrin, F. Huret, *"Dispositifs accordables en micro-ondes : une application possible des films minces ferroélectriques"*, **6èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Session D, Papier Invité, Nantes, Septembre 2005.

[CN.5] A. Rousseau, V. Laur, G. Tanné, M. Guilloux-Viry, F. Huret, P. Laurent, V. Bouquet, A. Perrin, *"Effet du substrat sur les propriétés de dispositifs micro-ondes agiles réalisés à partir de couches minces ferroélectriques de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$"*, **6èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Session D, Nantes, Septembre 2005.

[CN.6] V. Laur, I. Tavora Weber, A. Rousseau, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, *"Développement de couches minces de $KNbO_3$ par voie chimique pour applications en hyperfréquence"*, **9èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux**, B1, Saint-Etienne, Mars 2006.

[CN.7] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, A. Perrin, *"Etude de capacités interdigitées en réflexion sur substrat $KTa_{0.5}Nb_{0.5}O_3$/saphir"*, **9èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux**, E1, Saint-Etienne, Mars 2006.

[CN.8] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, V. Bouquet, A. Perrin, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Résonateurs DBR agiles à base de couches minces ferroélectriques"*, **15èmes Journées Nationales Micro-Ondes**, Toulouse, 4E9, Mai 2007.

[CN.9] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, S. Députier, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Application des couches minces KTN à la réalisation de déphaseurs reconfigurables"*, **15èmes Journées Nationales Micro-Ondes**, Toulouse, 4E8, Mai 2007.

[CN.10] V. Laur, A. Moussavou, G. Tanné, P. Laurent, A. Perrin, M. Guilloux-Viry, F. Huret, *"Intégration de couches minces de $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ $(0,4 \leq x \leq 0,6)$ dans des dispositifs passifs pour la réalisation de fonctions agiles"*, **8èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Calais, B1, Octobre 2007.

[CN.11] Q. Simon, W. Peng, V. Bouquet, V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, A. Perrin, M. Guilloux-Viry, *"Synthèse de couches minces de $KTa_xNb_{1-x}O_3$ par méthode des précurseurs polymères"*, **8èmes Journées Couches Minces Ferroélectriques**, Calais, D1, Octobre 2007.

Présentations orales lors de Journées thématiques

[JT.1] V. Laur, G. Tanné, F. Huret, *"Composants agiles et matériaux : Utilisation des ferroélectriques pour l'agilité"*, **Action Spécifique « Matériaux et Communications »**, CNRS-Paris, Octobre 2004.

[JT.2] V. Laur, F. Huret, "Réalisation de dispositifs hyperfréquences agiles à partir de matériaux ferroélectriques : Problèmes technologiques liés à l'utilisation des matériaux ferroélectriques", **Groupement de Recherche 2612 « Films Ferroélectriques et Applications »**, CNRS-Paris, Juin 2005.

Communication à caractère pédagogique

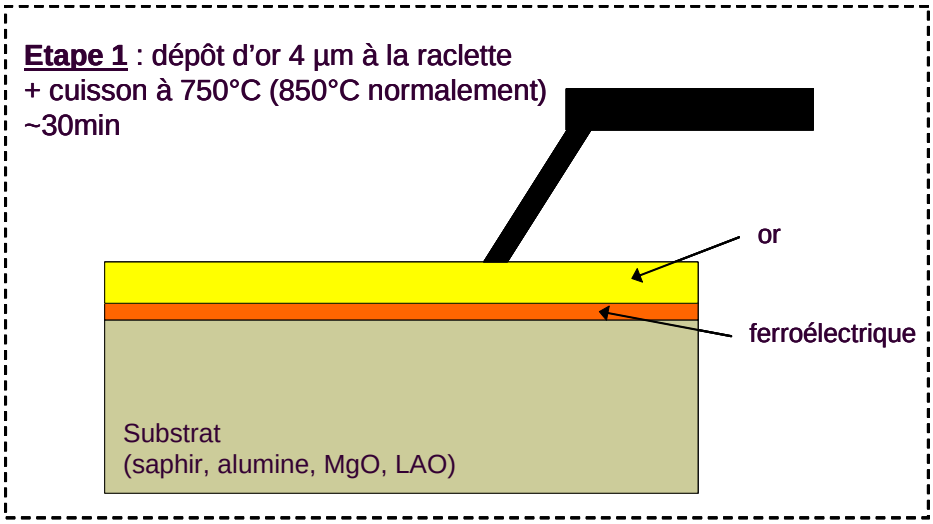
[CP.1] R. Marie, V. Laur, G. Tanné, P. Laurent, N. Martin, F. Huret, *"Utilisation du logiciel HFSS – Découverte des études paramétriques et techniques d'optimisation par script"*, **6ème Colloque sur l'Enseignement des Technologies et des Sciences de l'Information et des Systèmes**, Bordeaux, 2007.

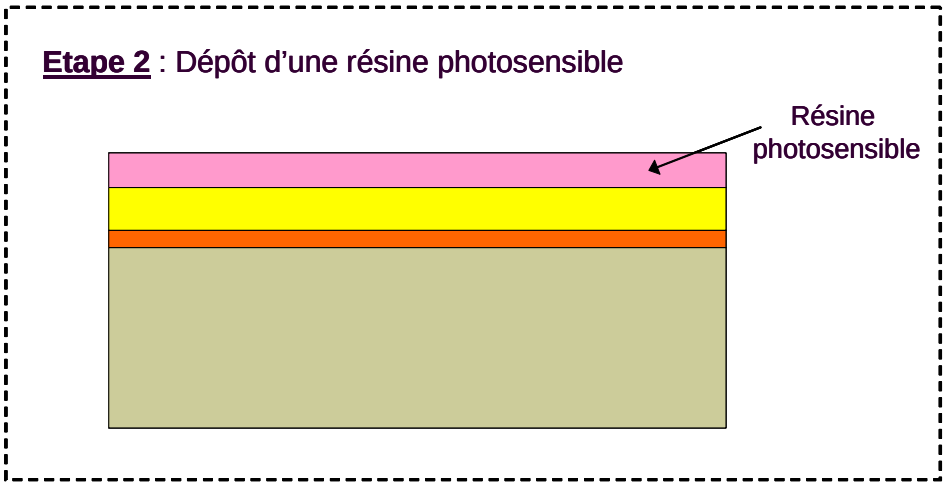
La communication [CN.7] a reçu le prix de la meilleure communication orale étudiante par le jury des JCMM 2006.

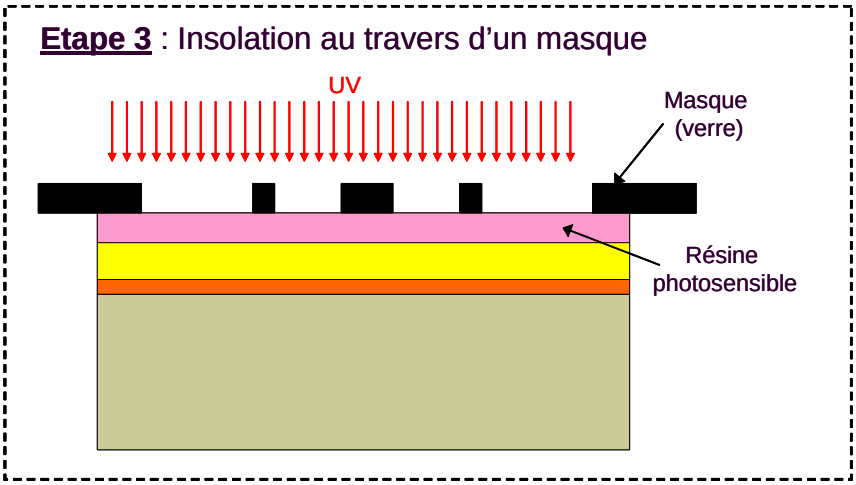
ANNEXE A

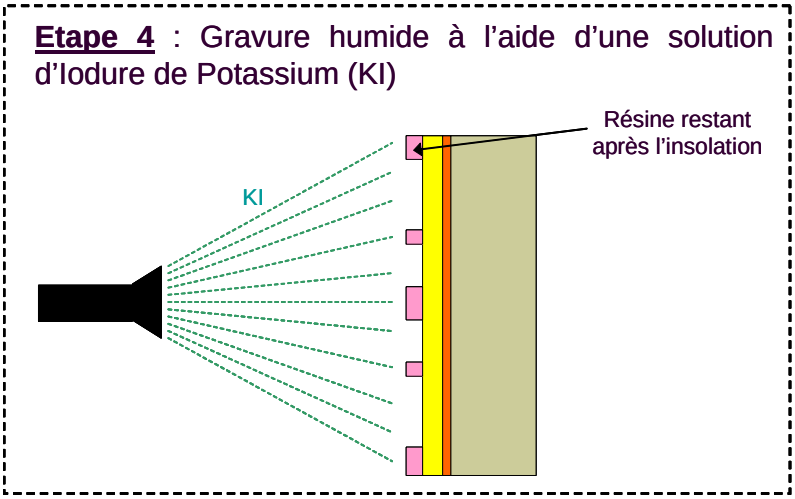
Annexe : Procédé de réalisation des circuits utilisé au LEST

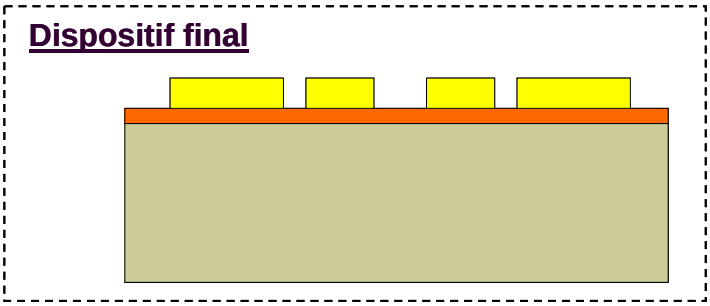
Un procédé de sérigravure (sérigraphie + photolithographie) est utilisé au LEST pour la réalisation des circuits planaires. Il est constitué de quatre étapes principales illustrées sur les schémas suivants :











Principales caractéristiques :
- fentes minimales (20 à 30 µm suivant les dimensions des circuits)
- environ 1 mm inexploitable sur les bords

Autres activités technologiques :
Pose de boundings, découpe de circuits par scribing ou au laser, report de composants, …

Résumé

Cette thèse porte sur l'élaboration de fonctions hyperfréquences accordables à base de couches minces ferroélectriques $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN) développées à l'Unité Sciences Chimiques de Rennes 1.

Notre travail a débuté par la mise au point d'une méthode de caractérisation adaptée à des couches d'épaisseur très faible dans des conditions de mesure proches de celles de nos futurs dispositifs. L'analyse de couches minces KTN déposées sur des substrats différents a mis en évidence une forte influence du substrat sur les propriétés diélectriques hautes fréquences de KTN.

Par la suite, nous avons réalisé plusieurs séries de démonstrateurs (capacités interdigitées et résonateurs stub) afin de tester le potentiel des couches minces KTN pour l'accordabilité en hautes fréquences. De nombreux substrats et compositions KTN ont été étudiés afin d'identifier le couple présentant les performances les plus intéressantes. Les couches minces de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposées sur saphir se sont avérées les plus prometteuses et ont été privilégiées pour la suite de nos travaux.

Puis, de nouveaux systèmes de mesure ont été mis en place pour permettre l'application de tensions de commande importantes. Différents types de circuits ont ainsi été réalisés puis mesurés dont des capacités variables en transmission et en réflexion, des résonateurs de type coupe-bande et passe-bande, des déphaseurs et des filtres. Globalement, les performances obtenues démontrent le très fort potentiel des dispositifs utilisant des couches minces KTN en terme d'agilité. Par contre, les pertes d'insertion observées sont pour l'instant trop élevées. Les pistes actuellement explorées pour l'amélioration des performances de ces dispositifs, tant sur le plan de la réalisation des couches que de la conception des circuits, sont très prometteuses et laissent présager, à moyen terme, une intégration possible de ces dispositifs au sein de front-end multistandards.

Mots clés *: Agilité – Capacités – Caractérisation – Couches minces – Déphaseurs – Dispositifs accordables – Filtres – Hyperfréquences – Matériaux ferroélectriques – Résonateurs – Systèmes reconfigurables*

Abstract

This PhD thesis work deals with the achievement of tunable microwave functions by using $KTa_{1-x}Nb_xO_3$ (KTN) thin films developed within the Unité Sciences Chimiques in Rennes.

Our research work began by developing a thin film-dedicated characterization method to be carried out under measurement conditions very close to those of our future circuits. The analyses of KTN thin films deposited on different substrates showed that the microwave dielectric properties of KTN were strongly affected by the chosen substrate.

Thereafter, we realized several sets of demonstrators (interdigital capacitors and stub resonators) in order to evaluate the capabilities of KTN thin films with respect to microwave agile device performances. Numerous substrates and KTN compositions were studied to identify the couple displaying the most interesting performances. $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ thin films deposited on sapphire proved to be the most promising couple and was then selected for the realization of further circuits.

Afterwards, new systems of measurement were developed to enable the application of high bias voltages. Different types of circuits, i.e. reflection- and transmission-type capacitors, stop-band and pass-band resonators, phase-shifters and filters, were then realized and measured. Taken as a whole, the measured performances demonstrate the high agility potential of KTN-based circuits. On the other hand, the observed insertion losses are, for the moment, even too elevated. The chemical and electronic pathways explored to enhance the performances of such devices are very promising and let expect, in the mid run, some integration of our agile devices into multi-standard front-ends.

Key-words*: Agility – Capacitors – Characterization – Ferroelectric materials – Filters – Microwaves – Phase-shifters – Reconfigurable systems – Resonators – Thin films – Tunable devices*