

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Institut de recherche XLIM (UMR 6172) : Département MINACOM

Année : 2010

Thèse n° : 42-2010

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences,
Photonique et Systèmes**

Présentée et soutenue par

Fiffamen Alphonsine HOUNDONOUGBO

Le 22 Octobre 2010

**Conception, réalisation, test et optimisation de
filtres reconfigurables en fréquence intégrant de
nouveaux matériaux ferroélectriques**

Thèse dirigée par Valérie MADRANGEAS et Dominique CROS

Jury :

Président :

Bernard JARRY, Professeur XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs :

Valérie VIGNERAS, Professeur IMS - Université de Bordeaux

Gérard TANNE, Professeur Lab-STICC Université de Bretagne Occidentale

Examineurs :

Aurélian CRUNTEANU, Chargé de recherche XLIM- Université de Limoges

Jean-Pierre GANNE, Ingénieur Thales TRT - Palaiseau

Pierre MONTEIL, Ingénieur Cobham Microwave - Gradignan

Dominique CROS, Professeur XLIM, Université de Limoges

Valérie MADRANGEAS, Professeur XLIM, Université de Limoges

A
mes Sœurs et mes Nièces

REMERCIEMENT

Ce manuscrit de thèse est l'œuvre de trois années de recherche financées par l'Agence Nationale de la Recherche dans le cadre du projet ACOR 2 et réalisées dans le département MINACOM de l'institut de recherche Xlim de l'Université de Limoges.

A l'issue, je tiens à remercier dans un premier temps le Professeur Valérie MADRANGEAS, Responsable du département MINACOM, qui plus a été ma directrice de thèse pour tout son soutien tout au long de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier le Professeur Dominique CROS pour son encadrement et ses conseils scientifiques.

Je présente aussi ma profonde gratitude au Professeur Bernard JARRY d'avoir accepté de présider le jury de ma thèse.

J'adresse mes sincères remerciements aux Professeurs Valérie VIGNERAS et Gérard TANNE d'avoir accepté la lourde tâche de rapporteur de cette thèse.

Je remercie aussi tous les examinateurs de ce manuscrit et de la soutenance.

A mes chers et tendres parents, mes frères et mes sœurs qui ont toujours cru en moi, je n'y serais jamais arrivée sans vous, recevez ma profonde gratitude.

Je profite de l'occasion pour remercier Nelson DOGBEY pour son soutien.

Je remercie aussi les secrétaires des différents départements du laboratoire, Marie Laure GUILLAT, Marie Claude LEROUGE, Nadine SEGUIN, Sophie LEBRAUD.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont apporté leur soutien, en particulier Huguette SABOTIER et Louis CHILAUT, Thérèse et Roger HENAUT, la famille ADJASSE, la famille AINA, la famille FLEURY, mes amis (es) et collègues qui ont fait que ces trois années sont passées assez vite et ont été très agréables, Lise, Elyse, Shima, Sévérine, David, Philippe, Fernand, Emilienne, Myrna, Freddy.

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I : LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES ET LEURS APPLICATIONS MICROONDES.....	5
I. INTRODUCTION.....	7
II. PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS DU PROJET ACOR2	8
II. 1. Contexte général.....	8
II. 1. 1. Les systèmes de communications.....	8
II. 1. 2. Généralité sur les différentes parties de la chaîne d'un émetteur-récepteur.....	9
II. 2. Objectifs généraux du projet	11
II. 3. Organisation du projet.....	12
II. 4. Objectifs de l'étude (SP3).....	12
II. 5. Conclusion.....	13
III. GENERALITE SUR LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES	14
III. 1. Origine de la ferroélectricité.....	14
III. 1. 1. Définition	14
III. 1. 2. Rappel historique	14
III. 1. 3. La température de Curie et la transition de phase	14
III. 1. 4. Cycle d'hystérésis.....	16
III. 1. 5. Conclusion.....	17
III. 2. Le choix du Titanate de Baryum-Strontium (BST).....	17
III. 2. 1. Généralité sur les BST	17
III. 2. 2. Les céramiques massives BST	20
III. 2. 3. Les composites BST dopés	22
III. 3. Conclusion.....	23
IV. LES DISPOSITIFS MICROONDES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE	24
IV. 1. Les éléments à semi-conducteurs.....	24
IV. 1. 1. Intégration des diodes PIN.....	24
IV. 1. 2. Intégration des diodes varicap ou varactors.....	26
IV. 1. 3. Intégration des MEMS	27
IV. 2. Les matériaux agiles.....	29
IV. 2. 1. Les matériaux ferroélectriques	29
IV. 2. 2. Les matériaux ferromagnétiques.....	29
IV. 2. 3. Les cristaux liquides	31
IV. 2. 4. Conclusion.....	31
IV. 3. Intégration des matériaux ferroélectriques dans les filtres volumiques.....	33
IV. 4. Filtres planaires : configurations multicouches intégrant des films ferroélectriques	34
IV. 4. 1. Les filtres coplanaires.....	34

IV. 4. 2.	Les filtres microruban	36
IV. 5.	Filtres planaires intégrant des capacités ferroélectriques discrètes	38
IV. 5. 1.	Les capacités variables BST	38
IV. 5. 2.	Les filtres agiles utilisant des capacités ferroélectriques discrètes	45
V.	CONCLUSION	53
VI.	BIBLIOGRAPHIE.....	54
TABLE DES FIGURES.....		60
Chapitre II : ANALYSE, REALISATION ET TEST DE BRIQUES DE		
BASE		63
I.	INTRODUCTION.....	65
I. 1.	Contexte général.....	65
I. 2.	Objectifs	67
II.	ANALYSE DE BRIQUES DE BASE POUR LA CONCEPTION DE FILTRES ACCORDABLES.....	68
II. 1.	Les résonateurs linéiques :.....	68
II. 2.	Les capacités variables :.....	68
III.	ANALYSE ET CONCEPTION D'UN RESONATEUR MICRORUBAN GRAVE SUR UN SUBSTRAT FERROELECTRIQUE.....	69
III. 1.	Caractéristique du matériau ferroélectrique.....	69
III. 2.	Topologie du résonateur.....	70
III. 3.	Analyse électrostatique 2D du résonateur	70
III. 4.	Analyse électromagnétique du résonateur	71
III. 4. 1.	Etude du facteur de qualité à vide Q_0	72
III. 4. 2.	Caractérisation de l'agilité du résonateur	76
III. 5.	Conclusion.....	78
IV.	CONCEPTION, REALISATION ET MESURE DES CAPACITES VARIABLES FERROELECTRIQUES	80
IV. 1.	Les capacités MIM.....	80
IV. 1. 1.	Conception de la capacité.....	80
IV. 1. 2.	Fabrication des capacités MIM	81
IV. 1. 3.	Méthodologie de mesure des capacités	86
IV. 1. 4.	Facteur de qualité de la capacité	91
IV. 1. 5.	Caractérisation des différentes capacités réalisées.....	92
IV. 1. 6.	Conclusion.....	97
IV. 2.	Les capacités inter-digitées (IDC)	98
IV. 2. 1.	Conception	98
IV. 2. 2.	Procédé de fabrication des capacités inter-digitées (IDC).....	100
IV. 2. 3.	Mesure des capacités inter-digitées	104
IV. 2. 4.	Conclusion.....	109

V.	RESONATEUR GRAVE SUR UN SUBSTRAT DE PERMITTIVITE $\epsilon_r=37$ INTEGRANT DES CAPACITES VARIABLES.....	111
V. 1.	Topologie du résonateur.....	111
V. 2.	Tension de claquage dans l'air.....	111
V. 3.	Méthodologie de simulation du résonateur.....	112
V. 4.	Fabrication et mesure.....	115
V. 4. 1.	Fabrication du résonateur.....	115
V. 4. 2.	Mesure et polarisation du résonateur.....	116
V. 4. 3.	Retro simulation et optimisation du résonateur.....	117
V. 5.	Conclusion.....	117
VI.	CONCLUSION.....	119
VII.	BIBLIOGRAPHIE.....	120
	TABLE DES FIGURES.....	121
	Chapitre III : CONCEPTION, FABRICATION, TEST ET OPTIMISATION DE FILTRES deux pôles INTEGRANT DES CAPACITES FERROELECTRIQUES.....	125
I.	INTRODUCTION.....	127
II.	SYNTHESE D'UN FILTRE DEUX POLES.....	128
II. 1.	Gabarit d'un filtre de Tchebychev 2 pôles.....	128
II. 1. 1.	Calcul des valeurs des composants du filtre.....	128
II. 1. 2.	Application à la synthèse du filtre accordable deux pôles.....	134
II. 2.	Etude de la faisabilité du filtre.....	136
II. 2. 1.	Solution 2.....	137
II. 2. 2.	Solution 3.....	138
II. 3.	Conclusion.....	140
III.	MODELISATION ET CONCEPTION D'UN FILTRE DEUX PÔLES RECONFIGURABLE.....	141
III. 1.	Caractéristiques du résonateur.....	141
III. 1. 1.	Topologie du résonateur.....	141
III. 1. 2.	Facteur de qualité à vide du résonateur.....	142
III. 2.	Analyse électromagnétique du filtre.....	143
III. 2. 1.	Coefficient de couplage entrée-sortie.....	143
III. 2. 2.	Coefficient de couplage inter-résonateurs.....	144
III. 3.	Optimisation globale du filtre deux pôles.....	146
III. 3. 1.	Analyse de la bande passante et du coefficient de réflexion du filtre dans le cas idéal.....	147
III. 3. 2.	Insertion des bondings.....	148
III. 3. 3.	Insertion du dispositif de polarisation.....	151

III. 3. 4.	Insertion du dispositif de polarisation et les bondings de report des capacités	153
III. 3. 5.	Faisabilité du dispositif final.....	154
III. 3. 6.	Insertion des pertes de la capacité ferroélectrique.....	156
III. 4.	Conclusion.....	157
IV.	REALISATION ET TEST DES FILTRES	158
IV. 1.	Réalisation du filtre deux pôles.....	158
IV. 1. 1.	Procédé de fabrication.....	158
IV. 1. 2.	Choix et collage des éléments localisés	158
IV. 2.	Test des différents filtres réalisés	159
IV. 2. 1.	Mesure du filtre 1 : capacités MIM non « classiques »	159
IV. 2. 2.	Mesure du filtre 2 : capacités MIM « classiques».....	161
IV. 2. 3.	Influence de la température sur le dispositif.....	163
IV. 2. 4.	Mesure du filtre 3 : capacités multicouches	165
IV. 2. 5.	Conclusion.....	166
V.	OPTIMISATION.....	168
V. 1.	Analyses électromagnétiques	168
V. 2.	Réalisation et mesure	169
V. 3.	Filtre agile aux fréquences de 380, 400 et 420MHz	171
VI.	CONCLUSION	173
VII.	BIBLIOGRAPHIE.....	174
	TABLE DES FIGURES.....	175
	CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	181
	ANNEXE A : Synthèse des capacités inter-digitées fabriquées et testées ...	187
	ANNEXE B : Tableau de valeurs des capacités du filtre deux pôles.	191

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les progrès technologiques réalisés dans le domaine des télécommunications depuis ces deux dernières décennies ont favorisé des applications de plus en plus gourmandes en bande passante et en débit. La téléphonie, l'internet, la télévision, la visioconférence, etc. sur un même terminal mobile est désormais une réalité. Toutes ces fonctionnalités nécessitent des équipements multinormes et/ou multistandards. Les solutions envisagées pour réaliser de tels terminaux, sont, soit l'utilisation de dispositifs reconfigurables, soit la duplication des équipements existants en fonction des besoins. Cette dernière solution est à proscrire pour des raisons de coût, d'encombrement et d'autonomie d'énergie.

Ainsi, actuellement de nombreuses études sont menées pour rendre programmable les dispositifs RF (Radio Fréquence) des systèmes de communications. Dans ce cadre, il est nécessaire de développer des dispositifs microondes reconfigurables en fréquence. A l'heure actuelle, des composants à semi-conducteurs tels que des diodes PIN, des varactors ou des transistors à effet de champ (TEC) permettent de réaliser des fonctions agiles, mais sont parfois limités en fréquence et/ou en puissance. La technologie MEMS (Micro-Electrical Mechanical Systems) a apporté un essor considérable à la réalisation de dispositifs reconfigurables miniatures. Toutefois, ses limites en termes de temps de commutation et de fiabilité à long terme motivent la recherche à envisager de nouvelles solutions. Vient alors les matériaux dit agiles qui ont leurs propriétés qui peuvent être modifiées sous l'action d'une commande externe. Nous pouvons citer les cristaux liquides, les ferromagnétiques et les ferroélectriques. Chacun présente des avantages et des inconvénients notamment au niveau des temps de réaction, de la miniaturisation des systèmes de commande, etc. Les solutions qui consistent à intégrer des matériaux ferroélectriques sont couramment étudiées. En effet, ces matériaux possèdent des temps de commutation faibles, ne consomment pas de puissance et les commandes électriques sont facilement intégrables par contre leurs pertes élevées et leur instabilité en température limitent encore leurs applications dans le domaine des microondes.

C'est donc dans ce contexte que sont menés ces travaux de thèse qui s'inscrivent dans le cadre du projet ACOR2 (**A**rchitectures, **C**omposants, matériaux ferroélectriques pour têtes RF **R**eprogrammables), projet exploratoire de l'Agence Nationale de la Recherche (ANR). Ce projet vise à développer de nouveaux matériaux ferroélectriques pour répondre aux besoins en composants passifs programmables pour les futures chaînes de transmission des systèmes de communications GSM/DCS, PMR, UMTS, etc.

Dans ce cadre, l'optimisation de nouveaux matériaux dérivés du BST sur différents critères dont l'accordabilité, les pertes, le niveau de permittivité réelle, la stabilité en température et le niveau en tension de commande qui puissent répondre aux besoins en dispositifs agiles tels que les filtres accordables et les antennes reconfigurables est l'un des objectifs du projet. Les critères d'optimisation étant dépendants les uns des autres, des compromis sont donc nécessaires en fonction de l'application visée.

Les travaux présentés dans ce manuscrit sont scindés en trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation du projet ACOR2, du contexte de l'étude et de la problématique. Puis, un état de l'art des différentes solutions envisagées dans la littérature pour réaliser des fonctions d'agilités est exposé et les caractéristiques des matériaux ferroélectriques en général puis du BST en particulier et leurs applications en RF sont répertoriées. L'étude bibliographique de l'intégration des matériaux ferroélectriques dans les filtres accordables a permis d'effectuer le choix d'une technologie à mettre en place dans le cadre de ces travaux de thèse.

Le deuxième chapitre présente l'étude des briques de base nécessaires à la conception d'un filtre deux pôles reconfigurable en fréquence. L'évaluation des performances d'un résonateur planaire en $\lambda_g/2$ accordable gravé sur un substrat ferroélectrique et de capacités discrètes MIM (Métal Isolant Métal) et inter-digitées intégrant différents matériaux ferroélectriques a été menée. L'ensemble des résultats nous a conduit à cibler les matériaux présentant le plus fort potentiel pour la réalisation de filtres agiles en fréquence et a également permis d'apporter des informations importantes pour l'optimisation des matériaux ferroélectriques. Des procédés de fabrication de capacités MIM et inter-digitées et de tests ont été mis au point.

La première partie du troisième chapitre de ce mémoire est consacré à la synthèse d'un filtre passe bande deux pôles reconfigurable en fréquence intégrant des capacités variables dont les réponses respectent un gabarit fixé. Cette étape a permis de sélectionner une topologie réalisable et qui puisse intégrer les capacités ferroélectriques conçues dans le paragraphe précédent. Pour pouvoir réaliser rapidement des maquettes et valider ces différentes études, nous avons fait le choix d'une structure plus simple en ne conservant des capacités variables qu'au niveau des résonateurs combinés. Une analyse électromagnétique couplée à une analyse

circuit a été nécessaire pour optimiser les filtres. Différents démonstrateurs ont été ainsi réalisés et testés avant d'arriver à obtenir les résultats demandés.

Et enfin, une conclusion générale permet de faire un bilan des travaux réalisés au cours de la thèse et d'évoquer les différentes perspectives de cet axe de recherche.

**CHAPITRE I : LES MATERIAUX
FERROELECTRIQUES ET LEURS
APPLICATIONS MICROONDES**

I. INTRODUCTION

L'évolution technologique des divers systèmes de communications modernes a amené la recherche à se pencher sur l'étude de nouveaux composants passifs programmables.

En effet, les systèmes de communications modernes tels que les GSM¹, WLAN², PMR³, UMTS⁴, etc. nécessitent des besoins différents en terme de mobilité, de transfert de données, de débits, de transmission et de diffusion. L'évolution des applications et le développement de nouveaux standards conduisent soit au remplacement, soit à la mise en parallèle des dispositifs de réception et émission. Ces différents problèmes ont entraîné des réflexions sur de nouvelles architectures permettant des traitements large bande et/ou multivoies favorisant la reconfiguration des équipements sur des critères de performances concernant la qualité du service, la réduction des coûts, l'autonomie énergétique et la miniaturisation des terminaux.

Plusieurs technologies permettent la réalisation de dispositifs reconfigurables, que ce soit de façon discrète ou de façon continue : MEMS, composants actifs, matériaux ferromagnétiques, cristaux liquides, matériaux ferroélectriques, etc. Chacune de ces solutions présente un certain nombre d'avantages et d'inconvénients notamment en terme de pertes, d'agilité, de temps de réponse et de coûts.

Dans le premier chapitre de ce manuscrit, nous allons dans une première partie, présenter le projet ANR ACOR2, la problématique et les objectifs. Dans une seconde partie, définir ce qu'est la ferroélectricité et ses différentes applications, puis aborder les autres solutions qui conduisent à la réalisation de dispositifs agiles. Et enfin, la présentation des différentes technologies de filtres agiles intégrant des matériaux ferroélectriques répertoriées dans la littérature nous permettra d'en sélectionner une pour réaliser des démonstrateurs.

¹ GSM: Global System Mobile

² WLAN: Wireless Local Area Network

³ PMR: Private (or Professional) Mobile Radio

⁴ UMTS: Universal Mobile Telecommunications System

II. PROBLEMATIQUE ET OBJECTIFS DU PROJET ACOR2

II. 1. Contexte général

Depuis le déploiement du réseau GSM (norme 2G) dans le milieu des années 1990, le nombre de normes de télécommunication n'a cessé de croître (normes 3G, 3G+ et bientôt 4G (LTE : Long Terme Evolution) pour la téléphonie du futur). Les dispositifs évolutifs et capables de supporter et/ou de s'adapter aux différentes normes sont des solutions pour répondre à ces évolutions. Dans ce contexte, de nombreuses études ont été menées pour développer des dispositifs répondant aux besoins des équipements multistandards.

II. 1. 1. Les systèmes de communications

Dans le cas des futurs systèmes de communications multibandes, multistandards et multicanaux, plusieurs architectures d'émetteur-récepteur ont été proposées. La solution retenue semble être des systèmes utilisant la radio logicielle restreinte. Une analyse de tous les points de la chaîne d'un tel émetteur-récepteur (figure I-1), montre la nécessité de rendre reconfigurables la partie RF au niveau du front-end, la partie qui convertit le signal autour d'une fréquence intermédiaire (IF) et l'antenne. Le bloc traitement bande de base positionné après le convertisseur numérique (CAN) sera reprogrammable par des radios logiciels (Software radio) évolutifs et téléchargeables.

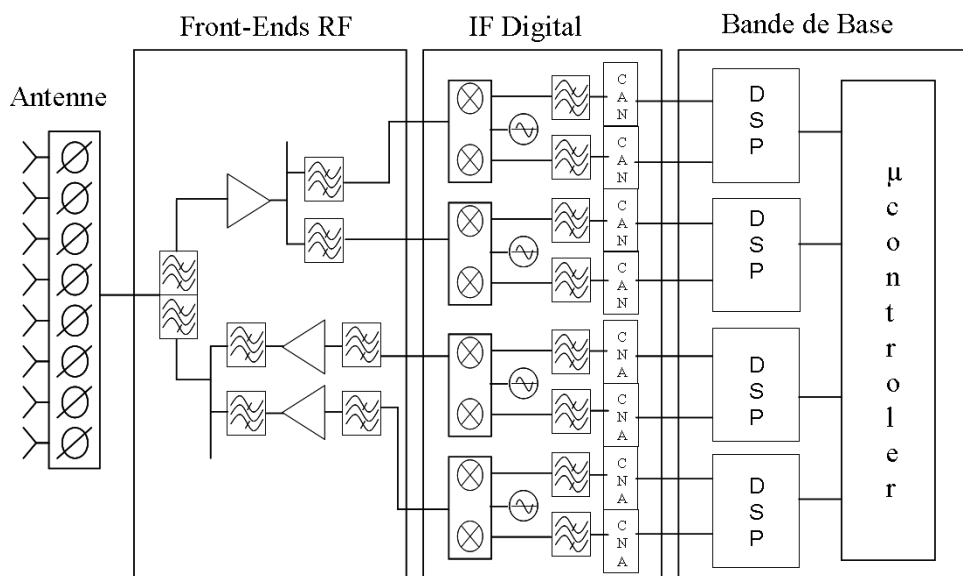


Figure I- 1 : Chaîne de transmission émetteur-récepteur [I.1]

II. 1. 2. Généralité sur les différentes parties de la chaîne d'un émetteur-récepteur

➤ Les antennes

Les antennes qui permettent de recevoir ou d'émettre des ondes radio sont des éléments indispensables dans la chaîne d'un émetteur-récepteur. L'émergence de nouvelles générations de normes se traduit par l'apparition de nombreux problèmes pour les opérateurs :

- L'implantation de nouvelles antennes sur les sites existants est difficile pour des raisons d'effets sanitaires possibles et de dégradation de l'environnement. D'où la nécessité d'avoir des antennes multibandes qui puissent répondre aux différentes normes (un pour tous).
- L'évolution rapide des réseaux liée à l'augmentation du trafic s'est traduit par l'installation continue de nouvelles stations au sein d'un même réseau. Cette évolution impose le changement du tilt des antennes des stations adjacentes pour optimiser la couverture et palier aux problèmes d'interférences entre stations. De ce fait, la demande s'oriente de plus en plus vers des antennes à tilts électriques réglables qui permettent ainsi d'éviter des interventions longues et coûteuses.

Les réductions permanentes des coûts de déploiements et de maintenance des réseaux, sont également des points importants à prendre en compte. Une des solutions envisagée est donc la fabrication en grande quantité de composants uniques. D'où le développement de composants larges bandes afin de disposer d'antennes présentant des standards multivoies. La figure I-2 présente l'exemple d'une antenne Bi-Bande supportant d'une part la norme GSM (Global System for Mobile communications) et d'autre part la norme UMTS (Universal Mobile Télécommunications Systems) ou DCS (Digital Communication System). La reconfiguration de ce dispositif pourrait donc se faire à partir de filtres et déphaseurs ferroélectriques commandés en tension.

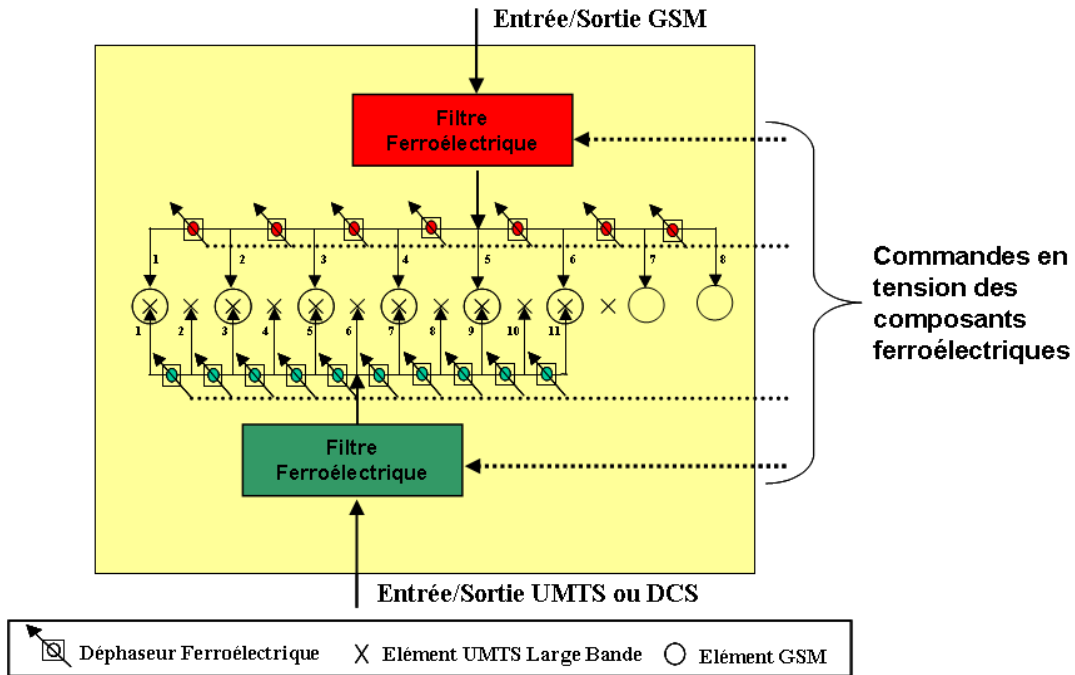


Figure I- 2 : Antenne Bi-Bande à tilt électrique variable [I.1]

➤ **Le Front-End RF et le convertisseur de fréquence (IF digital)**

Le front-end RF et l'étage de fréquence intermédiaire FI qui servent conjointement à amplifier un signal incident et à transposer la fréquence dudit signal vers une fréquence prédéterminée, nécessitent également des éléments plus flexibles et reconfigurables.

La figure I-3 illustre l'exemple d'une chaîne d'émission-réception reconfigurable en fréquence tel que souhaitée pour les équipements des nouveaux standards. Dans ce contexte, les filtres RF (Radio fréquence) des duplexeurs seraient larges bandes et agiles en fréquence afin de transmettre plus de données et fonctionner à d'autres fréquences d'un même standard. De même, les filtres RI (réjection de l'image) et FI (fréquence intermédiaire) doivent être accordables en fréquences. Aujourd'hui, seuls les oscillateurs locaux et les amplificateurs sont ajustables respectivement à l'aide de diodes varactors et de diodes PIN. De nombreuses études sont menées dans ce cadre pour satisfaire aux besoins en dispositifs reconfigurables du Front-End RF [I-2], [I-3], [I-4].

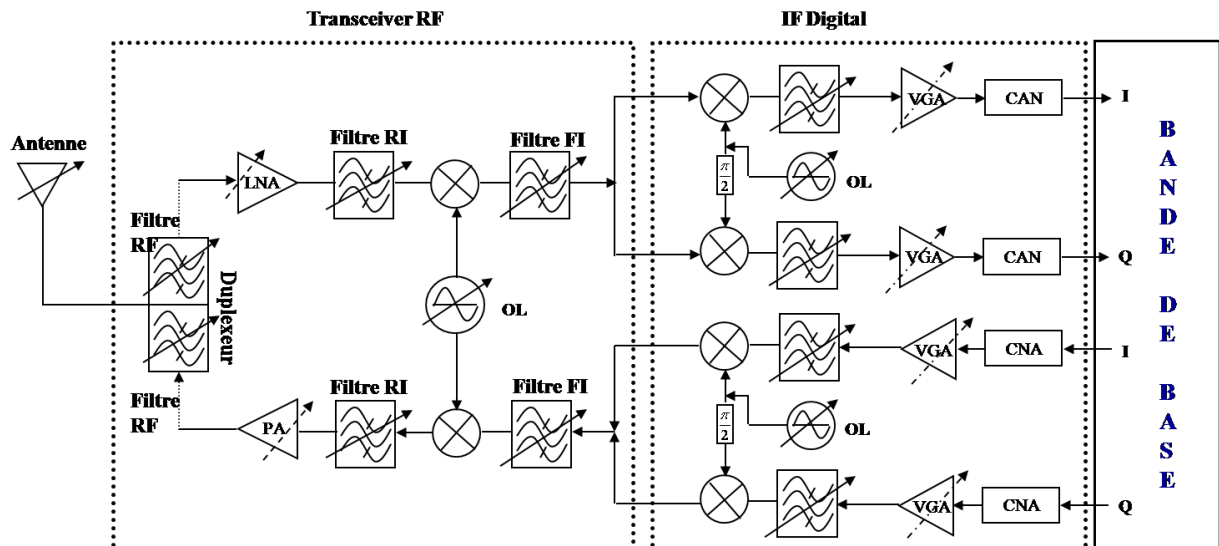


Figure I- 3 : Schéma simplifié d'une chaîne d'émission-réception reconfigurable

Une telle architecture évolutive faciliterait les réparations et les mises à niveau des différentes infrastructures. Elle répondrait donc aux contraintes de coûts et d'encombrements qui sont cruciales pour les opérateurs et les équipementiers. De même, pour les utilisateurs, elle permettrait une flexibilité et une compatibilité dans l'utilisation de leurs équipements. Dans ce cas, il apparaît nécessaire de développer des filtres accordables et des déphaseurs variables.

II. 2. Objectifs généraux du projet

Dans le but de répondre aux besoins en composants passifs programmables des futures radios logicielles, pour les standards PMR, GSM, UMTS, le projet ACOR 2 s'est donné pour objectif :

- De développer de nouveaux matériaux céramiques ferroélectriques commandables en tension présentant des pertes inférieures à celles des matériaux BST actuels.
- De réaliser et d'évaluer des briques de bases intégrant les nouveaux matériaux dans l'objectif de les intégrer par la suite dans des filtres et des déphaseurs variables.
- De concevoir et de réaliser des filtres tractables dans les différentes bandes d'utilisation définies.
- De concevoir et de réaliser des déphaseurs variables et antennes reconfigurables.

- De faciliter le développement de têtes RF multistandards, dans des volumes et des coûts compatibles avec les demandes du marché.
- De limiter à termes de façon importante la diversité des têtes RF produites pour les stations de base et les terminaux.

II. 3. Organisation du projet

Ce projet a regroupé deux laboratoires universitaires (ICMCB et XLIM), un laboratoire de R&D (Recherche & Développement) industriel (Thales RT), deux industriels fabricants de matériaux et composants (Temex Ceramics et Chelton Telecom and Microwaves) et deux spécificateurs de besoins (Thales communications France et Arialcom comme PME).

Le projet est divisé en cinq sous projet (SP). Le SP1 est chargé de définir les principales options d'architectures des têtes RF reconfigurables, en précisant les performances les plus critiques et les spécifications de nouvelles antennes pour les stations de base. Les gabarits de structures de tests seront alors fixés. Le SP2 s'occupe du développement des nouveaux matériaux ferroélectriques présentant de fortes accordabilités et de faibles pertes diélectriques. Le SP3 a pour taches d'analyser et d'optimiser les briques de base pour la réalisation de filtres tractables et de déphaseurs par le SP4 et d'antennes reconfigurables par le SP5.

Les travaux de cette thèse ont été menés dans le cadre des sous projets SP3 et SP4

II. 4. Objectifs de l'étude (SP3)

L'objectif principal de l'étude est d'établir le lien entre le développement des nouveaux matériaux et les applications visées. Les matériaux développés par le SP2 sont utilisés pour réaliser des dispositifs élémentaires ou des briques de base avec l'intention par la suite de les intégrer dans les filtres tractables et les déphaseurs. Les critères d'optimisation des matériaux à savoir : la permittivité, l'accordabilité, les pertes diélectriques, la stabilité en température et la tension de commande, sont très dépendants les uns des autres. Des compromis devront très certainement être trouvés en fonction des applications visées et des topologies retenues. Des propositions de caractéristiques de matériaux pourront également être faites en fonction des études menées sur les briques de base et les dispositifs agiles en fréquence.

II. 5. Conclusion

Le projet ACOR 2 s'inscrit dans le contexte actuel de l'évolution des systèmes de communication. Réaliser des fonctions hyperfréquences accordables ayant de bonnes performances électriques reste à l'heure actuelle un challenge et l'intégration de matériaux ferroélectriques nécessite de lever le problème des pertes élevées et de l'instabilité en température.

III. GENERALITE SUR LES MATERIAUX FERROELECTRIQUES

III. 1. Origine de la ferroélectricité

III. 1. 1. Définition

Les matériaux ferroélectriques sont des diélectriques qui possèdent une polarisation spontanée qui peut être réorientée ou même renversée sous l'action d'un champ électrique externe. Ils sont caractérisés par une permittivité relative extrêmement élevée, de l'ordre de 10^3 à 10^4 , qui est très dépendante de la température, du champ électrique et des contraintes mécaniques.

III. 1. 2. Rappel historique

A l'origine, la ferroélectricité a été découverte dans la composition chimique du sel de La Rochelle ou Sel de Seignette du nom de son inventeur l'apothicaire Elie Seignette en 1655 [I-5]. Sa structure cristallographique étant très complexe, il a été uniquement exploité pour ses vertus thérapeutiques et ce pendant plus de 200 ans [I-6]. Ses propriétés pyroélectriques puis piézoélectriques ont été respectivement découvertes en 1818 par Sir David Brewster et en 1880 par les frères Jacques et Pierre Curie. Les études sur la théorie des ferroélectriques ont débuté au cours de la deuxième guerre mondiale à la découverte du Titanate Baryum (BaTiO_3) et se sont accélérées lors des deux décennies qui ont suivi. La simplicité de la structure pérovskite et la découverte de plusieurs autres matériaux tel que le PbTiO_3 , le SrTiO_3 , etc. ont permis une avancée notable. Aujourd'hui, ces matériaux sont utilisés sous forme massive ou de couches minces en électronique, en microélectronique et en optique.

III. 1. 3. La température de Curie et la transition de phase

L'une des particularités de la ferroélectricité est la dépendance de la permittivité diélectrique relative (ϵ_r) en fonction de la température. En effet, lorsqu'on chauffe le matériau ferroélectrique, sa permittivité augmente jusqu'à une température fixe appelée température de Curie ou point de Curie (T_c) où elle atteint sa valeur maximale. Dans cette première phase, le matériau a une polarisation rémanente qui caractérise l'état ferroélectrique. Puis, à la température de Curie (T_c), le matériau subit une transition de phase qui s'explique par un changement dans la structure cristalline et la disparition de la polarisation rémanente. On parle alors de phase paraélectrique (figure I-4).

La permittivité diélectrique du matériau décroît alors au dessus de cette température T_c , avec une allure qui suit la loi de Curie-Weiss suivante :

$$\epsilon_r = \frac{C}{T - T_0} \quad (I-1)$$

Avec C : la constante de Curie

T : la température absolu (K)

T_0 : la température de Curie-Weiss. La température T_0 est de manière générale inférieure ou égale à la température de Curie T_c .

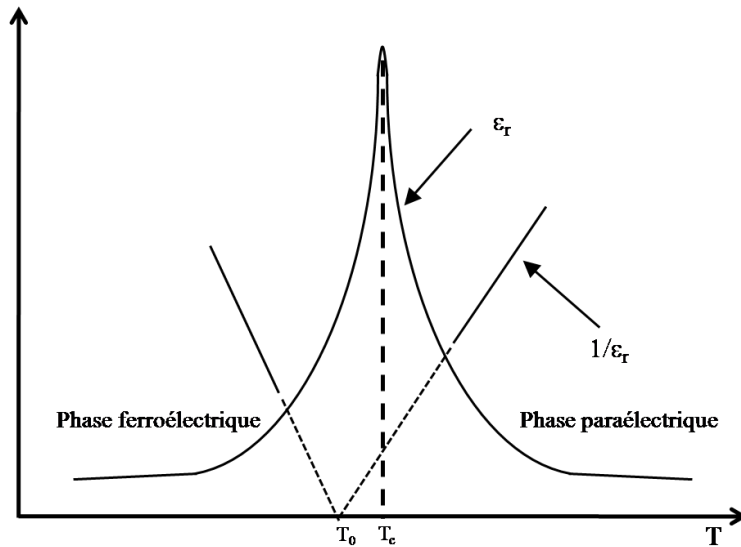


Figure I- 4 : Allure de l'évolution de la permittivité d'un matériau ferroélectrique en fonction de la température

La température de Curie varie selon le matériau ferroélectrique. Dans le cas du $BaTiO_3$ qui est très répandu, elle est comprise entre $120^\circ C$ et $130^\circ C$. La structure pérovskite du $BaTiO_3$ est présentée à la figure I-5. Les sommets sont composés d'ions de Baryum (Ba^{2+}). Les ions d'oxygène (O^{2-}) sont disposés au centre de chaque face et l'ion de Titane au centre de la structure (Ti^{4+}). Dans la phase non polaire, état paraélectrique (figure I-5a), la maille cristalline est de type cubique. Les barycentres des anions et des cations de la maille cristalline sont confondus et le moment dipolaire est nul. Lorsque la température diminue et est inférieure à la température de Curie, la symétrie de la maille élémentaire se déforme dans une direction et crée une instabilité structurale. Un moment dipolaire permanent se crée et la structure cubique devient tétragonale. Le matériau passe donc dans un état ferroélectrique (figure I-5b). Cependant, plus la température baisse, et plus la déformation de la maille élémentaire s'accroît, d'abord dans deux directions puis dans trois directions. La structure devient respectivement orthorhombique puis rhomboédrique.

Dans la suite, nous nous intéresserons seulement aux structures cubique et tétragonale du matériau.

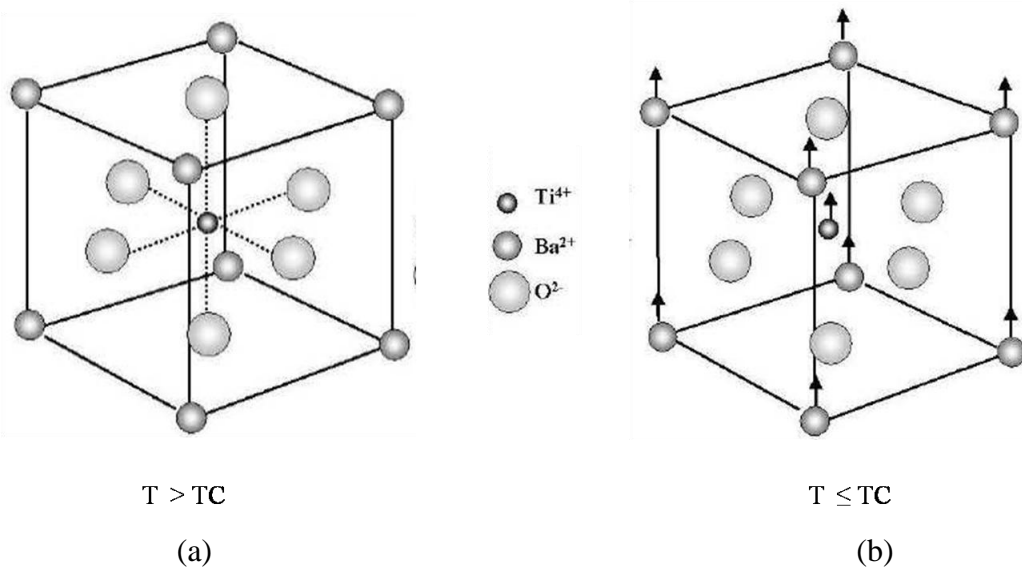


Figure I- 5 : Transition de phase de type displacif dans le $BaTiO_3$ de structure pérovskite : (a) état paraélectrique (phase cubique), (b) état ferroélectrique (déformation tétragonale)

III. 1. 4. Cycle d'hystérésis

La signature de la ferroélectricité est son cycle d'hystérésis qui décrit la polarisation P ($C.m^{-2}$) en fonction du champ électrique appliqué E ($V.m^{-1}$). En effet, en l'absence de champ externe, le matériau ferroélectrique dans son état ferroélectrique ($T < T_c$) possède une polarisation rémanente qui change de sens lorsqu'un champ électrique supérieur ou égal au champ coercitif ou champ de seuil est appliqué [I-7]. La figure I-6 présente le cycle de polarisation en fonction du champ électrique d'un matériau ferroélectrique.

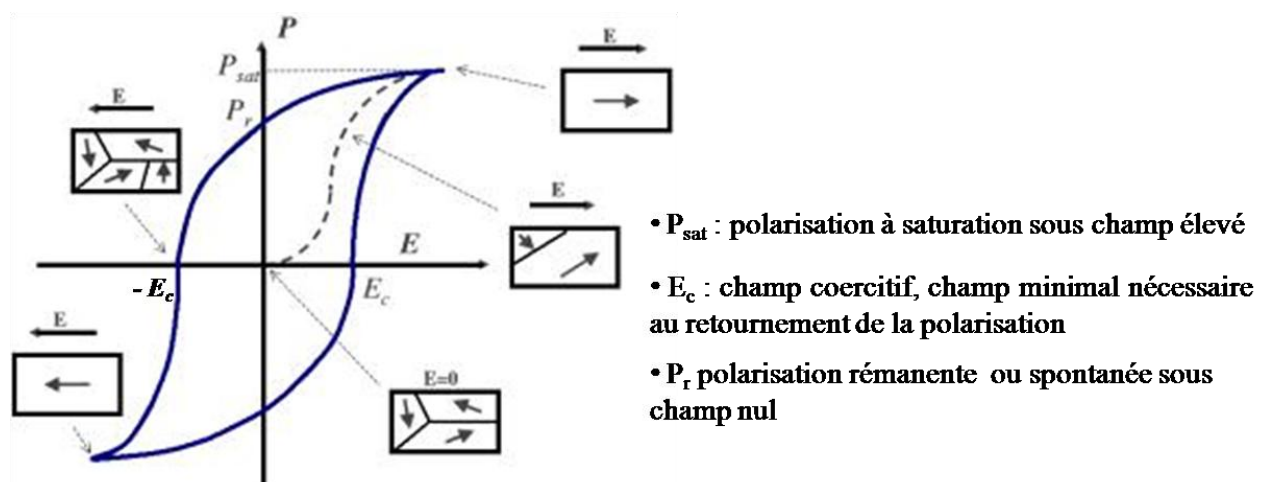


Figure I- 6 : Cycle d'hystérésis ferroélectrique [I-7]

III. 1. 5. Conclusion

Les nombreux matériaux appartenant à la famille des ferroélectriques présentent tous, de manière générale, les caractéristiques précitées. Dans la suite de ce manuscrit, nous allons nous intéresser au BST qui est le précurseur de ces travaux de recherche.

Dans un premier temps, nous allons définir les caractéristiques du BST dans sa généralité, suivie d'un état de l'art des nombreuses solutions envisagées dans la littérature pour obtenir des fonctions d'agilité. Les différentes solutions technologiques proposées seront évoquées en particulier celles intégrant le BST et ses applications dans le domaine microonde. Et enfin nous adopterons une technologie qui répondrait au mieux à notre étude.

III. 2. Le choix du Titanate de Baryum-Strontium (BST)

III. 2. 1. Généralité sur les BST

III. 2. 1. 1. Température de Curie T_c

La forte sensibilité des matériaux ferroélectriques à la température reste cruciale pour leurs applications dans le domaine des hyper fréquences. Le BST est un dérivé du BaTiO_3 qui permet de réduire la température de Curie. En effet, la température de transition d'un matériau ferroélectrique BaTiO_3 est assez élevée comme l'illustre la figure I-7. Autour de la température de transition, la permittivité diélectrique du matériau atteint sa valeur maximale et est plus sensible au champ électrique appliqué. Cependant, il est difficile de réaliser des dispositifs qui fonctionnent à de si fortes températures.

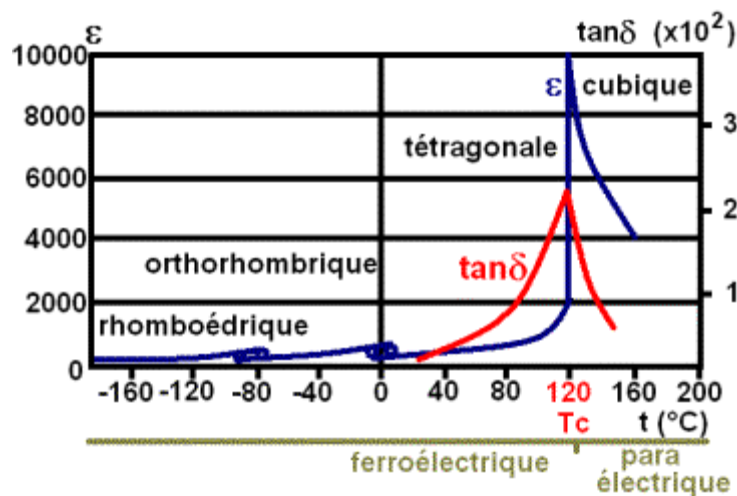


Figure I- 7 : Permittivité et pertes diélectriques du BaTiO_3 en fonction de la température [I-8]

Afin de réduire la température de Curie pour la ramener à une température proche de la température ambiante, une partie du baryum (Ba) est substituée par du strontium (Sr) [I-17]. Ainsi, en fonction du taux de strontium, la température de transition varie entre celle du BaTiO_3 (120°C) et celle du SrTiO_3 qui est proche de 3 K (-270°C) [I-9, I-11]. Il est donc possible de contrôler la température de Curie de la composition $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ tout en gardant une forte permittivité diélectrique. Comme le montre la figure I-8, la température de Curie diminue au fur et à mesure que le taux de strontium (x) augmente dans la composition du BST.

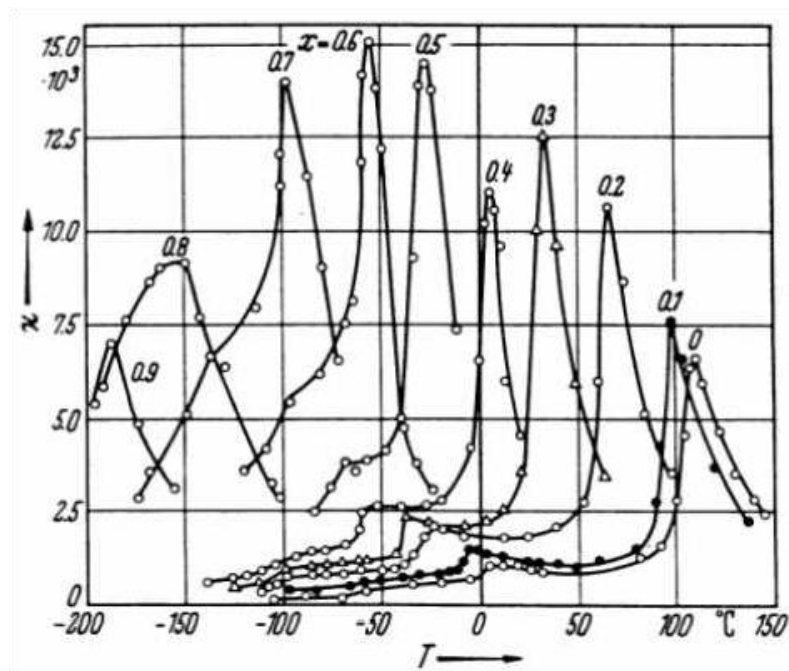


Figure I- 8 : Evolution de la température de transition du $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{TiO}_3$ en fonction du taux de strontium

Si l'on prend l'exemple d'un BST 60/40 ou $\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ qui contient 60 % de baryum et 40 % de strontium, la température de Curie est proche de 5°C . Quelques degrés au dessus de la température de Curie dans l'état paraélectrique, le matériau présente une certaine stabilité diélectrique (symétrie cubique). Les pertes sont plus faibles que dans l'état ferroélectrique et l'absence de polarisation rémanente dans cette phase se traduit par une permittivité diélectrique plus sensible au champ électrique externe appliqué, d'où l'intérêt d'être dans la phase paraélectrique lors de la réalisation de composants variables en tension. De même, le fait de baisser la température de Curie du matériau ferroélectrique permet de diminuer considérablement les pertes diélectriques (figure I-9).

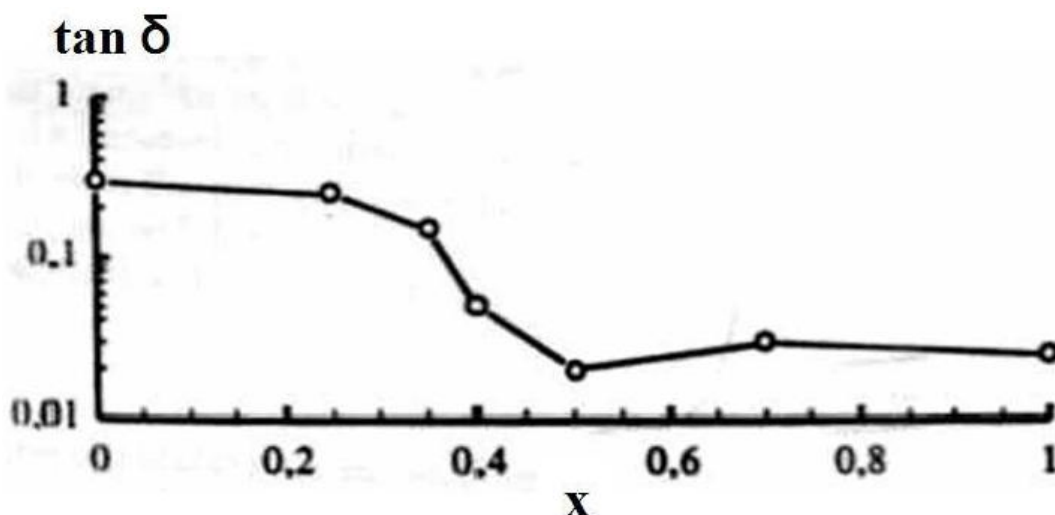


Figure I- 9 : Evolution des pertes diélectriques en fonction du taux de strontium dans le $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$

III. 2. 1. 2. Influence de la fréquence

La permittivité varie très peu en fonction de la fréquence à la température ambiante comme l'illustre le tableau I-1 qui présente des mesures effectuées à basse fréquence (1 KHz) et à haute fréquence (1 GHz) par H.V Alexandru et Al. [I-19].

Tableau I- 1 : Comparatif des caractéristiques diélectriques mesurées en fonction de la fréquence pour une température de frittage de 1230° C [I-19]

Composition	ϵ_r (1 KHz)	Tan δ (1 KHz)	ϵ_r (1 GHz)	Tan δ (1GHz)
$Ba_{0.75}Sr_{0.25}TiO_3$	2300	1 %	–	–
$Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO_3$	998	0.2 %	976	0.8 %
$Ba_{0.25}Sr_{0.75}TiO_3$	237	2.4 %	212	0.21 %
$Ba_{0.1}Sr_{0.9}TiO_3$	249	1.04 %	228	0.17 %

Les deux techniques de mesure utilisées sont différentes. D'une part, en haute fréquence, la méthode Hakki-Coleman basée sur les mesures de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide d'un résonateur constitué du matériau à caractériser permet d'extraire la permittivité relative et les pertes diélectriques du matériau (mesure en cavité). Et d'autre part, en basse fréquence, la mesure de l'impédance d'une capacité parallèle constituée du matériau ferroélectrique métallisé permet de remonter aux caractéristiques électriques du matériau.

Ainsi, pour un même échantillon, les mesures peuvent être différentes. La méthode du résonateur diélectrique semble être la plus fiable pour sa simplicité et sa stabilité, en plus il y a moins de risque de polluer l'échantillon avec la métallisation, mais n'est utilisée qu'en haute fréquence compte tenu de l'encombrement que nécessiterait le résonateur diélectrique pour les basses fréquences.

III. 2. 1. 3. Conclusion

Il est difficile d'avoir un matériau qui présente à la fois une bonne stabilité en température, de fortes permittivités, de faibles pertes diélectriques et une bonne agilité. Des compromis sont donc nécessaires en fonction des applications visées. De plus, ces propriétés dépendent fortement de la mise en forme des matériaux. En effet, on peut distinguer les monocristaux massifs, les céramiques, les films épais et les films minces. Les films épais ont des coûts de fabrication faibles mais présentent par rapport aux films minces des pertes élevées et des taux d'agilité faibles du fait d'une structure désordonnée. Le développement de couches minces ferroélectriques a fait l'objet de nombreuses études depuis les trois dernières décennies et suscite toujours des engouements, surtout pour la réalisation de capacités variables [1-20]. Le grand avantage des couches minces est qu'elles sont faciles à commander puisqu'une faible tension de polarisation produit un champ électrique intense dans le matériau. Leur inconvénient principal est qu'elles ne sont pas adaptées à la puissance. L'utilisation de matériaux ferroélectriques sous forme massive nécessite des tensions de commande élevées mais est compatible avec des applications fortes puissances. Dans le cadre du projet ANR ACOR2 nous nous sommes intéressés au développement de nouveaux matériaux céramiques ferroélectriques commandables en tension.

III. 2. 2. Les céramiques massives BST

Les céramiques sont des matériaux non métalliques et inorganiques de structure polycristalline complexe. Le terme céramique regroupe un grand nombre de matériaux mais dans notre étude, nous allons nous intéresser seulement aux céramiques massives BST. La méthode de préparation du BST est identique à celle des céramiques traditionnelles décrite par le diagramme de la figure I-10.

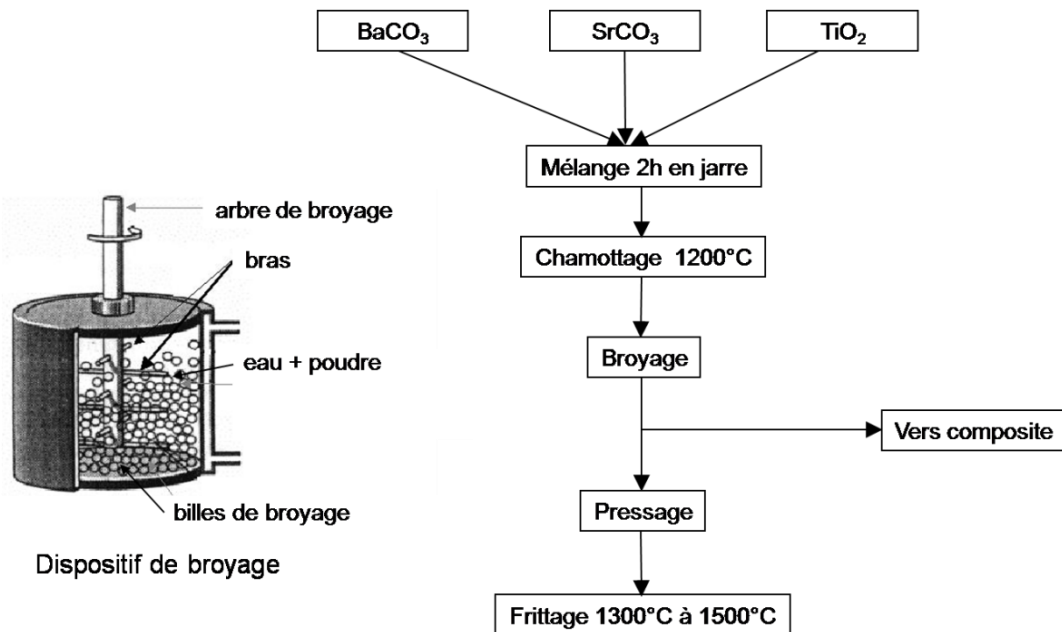


Figure I- 10 : Méthode céramique traditionnelle de préparation des BST

La première étape consiste à peser les différentes matières premières et à les mélanger en milieu humide. En ce qui concerne le BST, la composition est constituée de poudres de carbonate de baryum ($BaCO_3$), de carbonate de strontium ($SrCO_3$) et de dioxyde de titanate (TiO_3). Le mélange obtenu sous forme aqueuse est séché et tamisé puis soumis à un traitement thermique. On parle de chamottage ou de calcination [I-15, 21]. Il est à noter que les caractéristiques diélectriques du BST dépendent de la température de chamottage. Selon des études réalisées à Thales Research and Technology, lorsque la température de chamottage est basse, les pertes diélectriques du matériau sont faibles et la commandabilité aussi et inversement lorsque la température de chamottage est haute, la commandabilité est élevée mais les pertes diélectriques également. Il est donc nécessaire de faire un compromis au niveau de la température de chamottage pour avoir les meilleures propriétés diélectriques du matériau. L'étape suivante est le broyage qui s'effectue dans un broyeur en phase alcool pour éviter la carbonatation du BST suivi à nouveau d'un séchage et d'un tamisage. Ces différentes étapes sont identiques pour la fabrication de matériaux composites BST dopés dont nous parlerons dans le paragraphe suivant. Pour finir, la poudre est compactée par pressage isostatique pour obtenir un disque de quelques millimètres d'épaisseur et un diamètre dépendant du moule utilisé, puis frittée. Le frittage permet de densifier le matériau et aussi d'éliminer les liants organiques. Et de la même façon que précédemment, les propriétés diélectriques du matériau sont fortement dépendantes de la température de frittage. Ainsi, le matériau céramique BST obtenu présente de fortes permittivités, une agilité élevée et des pertes diélectriques élevées pour des applications hyper fréquences.

III. 2. 3. Les composites BST dopés

La substitution de certaines molécules de baryum par du strontium dans le matériau BTiO_3 permet de baisser la température de Curie mais les pertes diélectriques demeurent encore très élevées, surtout dans la phase paraélectrique du matériau. Pour réduire les pertes diélectriques, une nouvelle méthode consiste à doper le BST par des éléments accepteurs tels que : le Manganèse (Mn), le Fer (Fe), le Niobium (Nb), l'Yttrium (Y) [I-15, 19, 21, 22] ou le MgO [I-23]. Dans ce cas, le matériau est alors appelé BST composite. Le principe consiste à substituer quelques molécules d'un élément de la composition par le dopant. De manière générale, le titane est le plus substitué de part sa position dans la structure pérovskite du BST, le taux varie entre 0 et 0,01. Les formulations deviennent $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{Ti}_{1-y}\text{Mn}_y\text{O}_3$ et $\text{Ba}_{1-x}\text{Sr}_x\text{Ti}_{1-y}\text{Fe}_y\text{O}_3$ respectivement pour un mélange avec du manganèse ou du fer.

Les études de HERNER [I-16] ont fait état de plusieurs dopages du $\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ avec différents éléments chimiques. Les mesures effectuées à la température ambiante (25 °C) et à la fréquence de 1 MHz ont donné les résultats présentés dans le tableau I-2.

Tableau I- 2 : Caractéristiques diélectriques de BST avec différents dopages [I-15].

Composition	Taille des grains (μm)	ϵ_r	Tan δ	Agilité (%) sous 16 kV/mm
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$	9	3403	0.0108	16.4
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Nb}_{0.005}\text{Ti}_{0.995}\text{O}_3$	7	3239	0.0269	-
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Y}_{0.005}\text{Ti}_{0.995}\text{O}_3$	13	3294	0.0182	23.3
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Bi}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3$	2	2626	0.0108	12.4
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Ga}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3$	6	2757	0.006	-
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Mn}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3$	9	3099	0.006	19.8
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Fe}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3$	8	1708	0.0065	10.8
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Fe}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3 + 1 \text{ mol\% Ba}$	6	2224	0.0055	9.4
$\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{Fe}_{0.01}\text{Ti}_{0.99}\text{O}_3 + 1 \text{ mol\% Sr}$	10	2182	0.0046	8.2

Il ressort de cette étude que le fait de doper le BST avec différents éléments chimiques peut réduire les pertes diélectriques surtout dans la phase paraélectrique du matériau (température ambiante). Cependant, la commandabilité et la permittivité du matériau aussi diminuent. Le meilleur compromis agilité pertes semble être obtenu avec un dopage avec du

manganèse. Ce dernier fera l'objet d'études plus poussées par nos partenaires du projet ACOR2.

III. 3. Conclusion

Le matériau ferroélectrique, qu'il soit utilisé sous forme de couche mince ou sous forme de céramique massive ou encore sous forme de composite présente des avantages et des inconvénients (tableau I-3).

Tableau I- 3 : Synthèse du BST sous différentes formes

Type de BST	ϵ_r	Tan δ	Tension de polarisation	Agilité	Stabilité en température
Couche mince	faible	élevée	faible	faible	oui
Céramique massive	élevé	élevée	élevée	élevée	non
Composite	moyenne	faible	élevée	faible	moyenne

Cette complexité fait qu'on ne peut pas conclure qu'un type de matériau est meilleur que l'autre, le choix se fait en fonction de l'application visée. Dans le cadre du projet ACOR 2, le matériau ferroélectrique céramique ou composite sera utilisé sous forme massive. Un compromis sera recherché entre l'agilité et les pertes diélectriques et si possible en améliorant la stabilité en température pour réaliser des dispositifs RF reconfigurables en fréquence. Le développement de ces matériaux sera présenté dans la thèse de Romain COSTES.

IV. LES DISPOSITIFS MICROONDES RECONFIGURABLES EN FREQUENCE

Le besoin de dispositifs accordables en hyper fréquences a toujours existé, pour compenser par exemple les dérives technologiques ou pour augmenter l'intégration de fonctions. La réalisation de fonctions accordables nécessite des éléments agiles contrôlables par une action extérieure (tension, courant, etc.). Pendant longtemps, des composants variables à semi-conducteurs (diodes PIN, diode varactors, transistors à effet de champ etc.) ont assuré les fonctions d'éléments agiles, puis des solutions alternatives sont apparues : les MEMS (Micro-Electrical Mechanical System) à la fin des années 80 et les matériaux agiles. Dans les paragraphes suivants, nous allons présenter de manière non exhaustive, les différentes solutions qui ont été développées pour réaliser des fonctions agiles.

IV. 1. Les éléments à semi-conducteurs

IV. 1. 1. Intégration des diodes PIN

Les diodes PIN sont des composants à semi-conducteurs composés d'une couche intrinsèque (I) non dopée intercalant deux couches fortement dopées P et N (figure I-20a). Elles sont commandées en courant. En polarisation directe, la diode se comporte comme une résistance variable. Le schéma équivalent est une résistance R_s en série avec une self L de faible valeur (figure I-11b). La résistance R_s varie en fonction du courant de polarisation. Cette fonction de la diode est utilisée pour la réalisation des atténuateurs. En effet, lorsque le courant varie continuellement, la résistance série R_s varie (figure I-12). En polarisation inverse, la diode se comporte comme une capacité fixe C_f en parallèle avec une résistance R_p le tout en série avec une self L (figure I-11c). La résistance R_p correspond à la dissipation de la puissance lorsque la diode est à l'état bloqué. Lorsque la diode est polarisée en régime d'impulsion (signal carré ou dent de scie), elle se comporte comme un interrupteur qui passe d'un état haut à un état bas. Cette fonction est utilisée pour la réalisation de commutateurs RF ou de modulateurs d'impulsion.

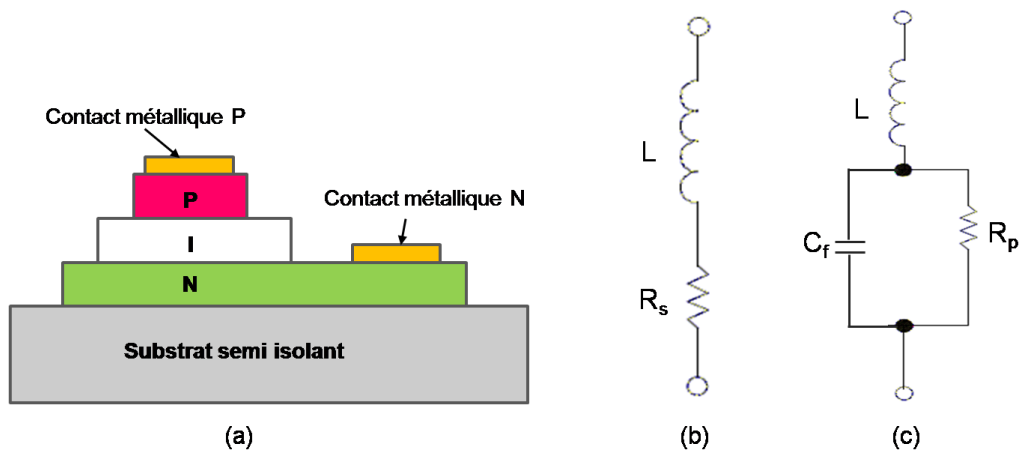


Figure I- 11 : Diode PIN (a) et le schéma équivalent en fonction de la polarisation : polarisation en direct (b), polarisation en inverse (c).

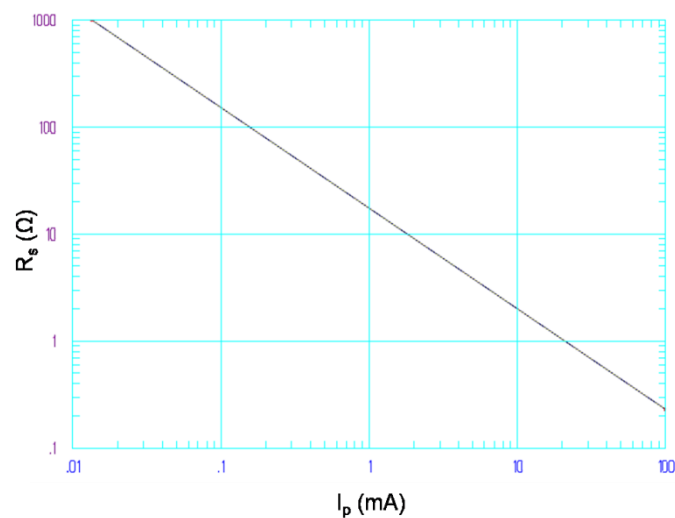


Figure I- 12 : Caractéristique typique de la variation de la résistance R_s en fonction du courant de polarisation (en polarisation directe) d'une diode PIN [I-24]

En résumé, les diodes PIN sont utilisées dans les dispositifs radio et hyper fréquences pour assurer des fonctions d'atténuateurs, de commutateurs (switch d'antenne entre l'émetteur et le récepteur), de déphaseurs à tilt réglable, de commutation d'inductance pour couvrir une large bande de fréquences pour les récepteurs multibandes et de modulateurs d'amplitude pour les signaux RF *etc.* Les avantages de cette technologie sont :

- La facilité d'intégration
- Les faibles coûts et la petite taille (faible encombrement)
- La fiabilité
- Une agilité relative

Cependant, l'inconvénient majeur de la diode PIN est qu'elle introduit des effets non linéaires qui dégradent fortement la performance d'intermodulation des récepteurs. En plus, le temps de commutation est relativement élevé.

IV. 1. 2. Intégration des diodes varicap ou varactors

A l'instar des diodes PIN, les varactors sont des composants à semiconducteur formés de jonctions PN commandés en tension. En polarisation inverse, la diode se comporte comme une capacité variable C_s dont la valeur dépend de la tension continue appliquée à ses bornes avec une résistance série variable R_s (figure I-13). Lorsque la valeur de la tension inverse augmente, la valeur de la capacité diminue. La capacité parallèle C_p est une capacité fixe parasite qui provient de la géométrie de la diode et la self parasite L des bondings internes. La caractéristique principale de la diode varicap est la plage de variation de la capacité qui est de quelques pF à quelques dizaines de pF pour une tension de polarisation inverse de quelques dizaines de volts. Cette diode est généralement utilisée pour la modulation de fréquence dans les montages RF (des postes téléviseurs) ou pour stabiliser avec de grande précision la fréquence de sortie d'un oscillateur contrôlé en tension (VCO).

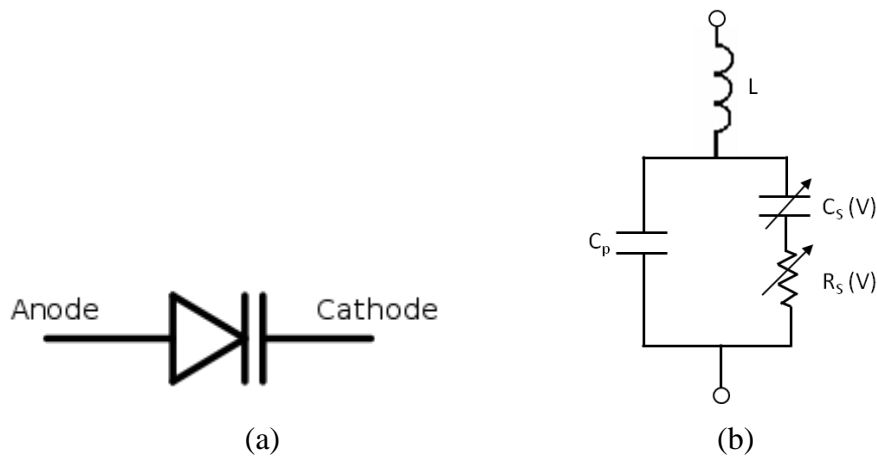


Figure I- 13 : Symbole d'une diode varicap (a) et le modèle équivalent en polarisation (b)

Il existe aussi des diodes varicap de puissance utilisées pour réaliser des multiplicateurs de fréquence à faibles pertes. Pour des applications à très haute fréquence, le silicium est remplacé par de l'Arséniure de Gallium (AsGa) dans la diode varicap. Carles Musoll-Anguiano et Al. [I-25] ont utilisé la diode varicap pour réaliser un filtre stop bande reconfigurable en fréquence, en bande passante et en sélectivité autour de 1,4 GHz. La diode présente une bonne agilité pour de faibles tensions mais est limitée en fréquence, en plus les pertes sont parfois pénalisant dans les dispositifs RF.

IV. 1. 3. Intégration des MEMS

Les MEMS (Micro-Electrical Mechanical Systems) sont des micro systèmes mécaniques de géométrie variable composés généralement d'une structure mobile ou d'une membrane mécanique déformable qui peut être commandée par une action mécanique, thermique, magnétique, électrique ou optique. Depuis la fin des années 80, la technologie MEMS suscite des intérêts de plus en plus grandissants. En effet, les MEMS sont utilisés dans de nombreuses applications de la vie quotidienne : air bag de voitures, téléphones portables, multimédias, équipements médicaux, jeux vidéo (la Wii par exemple), *etc.* Plusieurs grandes familles peuvent être distinguées (figure I-14) :

- Les capteurs et actionneurs
- Les MOEMS ou MEMS optiques
- Les BioMEMS développés pour la médecine et la biologie
- Les MEMS RF pour des applications RF

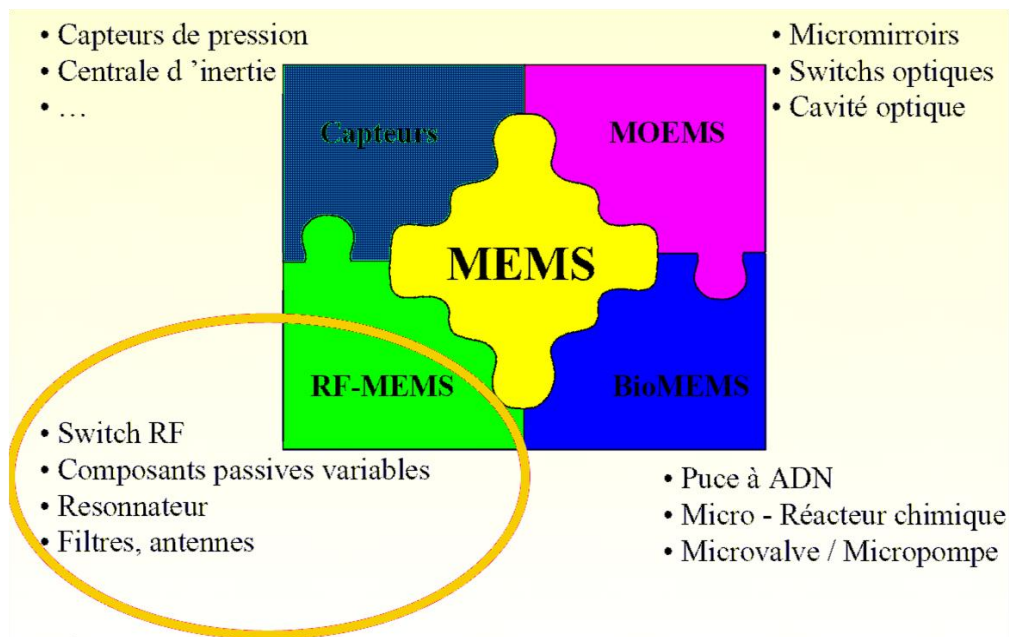


Figure I- 14 : Applications typiques des MEMS [I-26]

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à la famille des MEMS RF, en particulier aux capacités variables MEMS utilisées en télécommunication pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquence. Dans ce cas, un effet électromécanique est utilisé pour faire varier la valeur de la capacité. Cet effet se traduit par une variation soit de la distance e qui sépare les électrodes de la capacité (figure I-15a), soit de la surface S des électrodes en regard (cas de la capacité MEMS inter-digitée présentée à la figure I-15b), soit de la

permittivité du diélectrique ϵ_r . En effet selon les études de Yoon et Al. [I-27], en introduisant un diélectrique mobile entre les deux armatures en regard de la capacité MEMS, une forte agilité peut être obtenue avec de faibles tensions de polarisation. Le principe est présenté à la figure I-15c, le diélectrique est maintenu par un ressort mécanique encastré et se déplace sous effet électrostatique. Les mesures effectuées sur ce dispositif donnent deux capacités variables de $C = 1,21$ pF et $C = 1,14$ pF à 1 GHz de forts facteurs de qualité, respectivement de 291 et 218, ainsi qu'une bonne agilité de 7,7 % et 40 % sous une tension de 10 V.

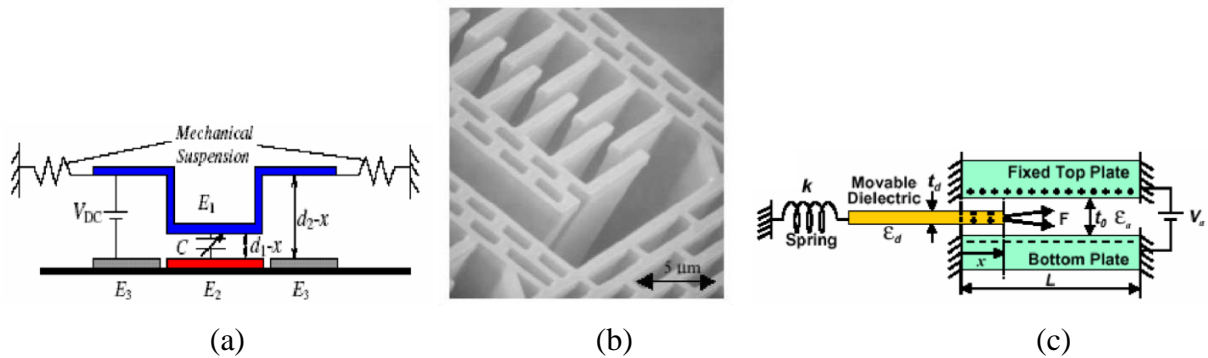


Figure I- 15 : Différentes topologies de capacités variables MEMS RF : variation sur la distance entre les électrodes en regard (a), capacité inter-digitée MEMS (b), variation de la permittivité (c).

Par exemple dans le cas d'une chaîne d'émission réception les composants agiles MEMS RF peuvent être utilisés pour réaliser des fonctions de commutation [I-28], intégrés dans les résonateurs à fort coefficient de qualité des oscillateurs à faible bruit de phase et dans les filtres accordables en fréquence [I-29, I-30, I-31].

Les avantages des composants MEMS RF sont nombreux. On peut citer entre autre : la miniaturisation des dispositifs (exemple d'un filtre passe bande reconfigurable en fréquence qui peut être 3 fois plus petit que les filtres ordinaires à la même fréquence (de 18.6 à 21.4 GHz) [I-32]), les faibles pertes d'insertion, la tension de commande assez faible, le facteur de qualité très élevé, une bonne linéarité et la faible consommation de puissance. Malgré ces nombreux avantages, les MEMS RF présentent des limites telles que la fiabilité à long terme qui n'est pas garantie, le temps de commutation qui est encore élevé (de l'ordre de la micro seconde), les contraintes de packaging et le fait qu'ils ne supportent pas encore de forte puissance. De nombreuses études sont menées y compris au sein du laboratoire Xlim pour améliorer les performances de ces composants MEMS.

IV. 2. Les matériaux agiles

Une autre solution pour réaliser des composants reconfigurables consiste à utiliser des matériaux agiles dont les propriétés (permittivité ou perméabilité) peuvent être modifiées à l'aide d'une commande extérieure.

IV. 2. 1. Les matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques ont une permittivité qui varie sous l'action d'une commande électrique. Compte tenu de leur permittivité diélectrique ϵ_r élevée, ils sont utilisés pour la réalisation de capacités variables de très petites tailles et de fortes valeurs. Ces capacités sont utilisées sous forme de condensateur de stockage pour les mémoires vives (DRAM, Dynamic Random Access Memory). L'intégration des matériaux ferroélectriques dans les dispositifs microondes (filtres agiles en fréquence ou déphaseurs reconfigurables) peut être effectuée sous forme d'éléments localisés (capacités) ou distribués. Les avantages des matériaux ferroélectriques sont :

- La facilité d'intégration
- L'agilité élevée
- Le temps de commutation très faible (de l'ordre de la nano seconde)

Cependant, les inconvénients majeurs restent les pertes élevées et leur instabilité en température. Des avancées notables ont été obtenues sur ces deux points mais il reste encore un cap à franchir pour une utilisation sereine.

IV. 2. 2. Les matériaux ferromagnétiques

« Le ferromagnétisme est la propriété qu'ont certains corps de s'aimanter très fortement sous l'effet d'un champ magnétique extérieur statique, et pour certains (aimants, matériaux magnétiques durs) de garder une aimantation importante même après la disparition du champ extérieur ». Les matériaux ferromagnétiques ont leur perméabilité qui varie sous l'action d'un champ magnétique externe. A l'instar du matériau ferroélectrique, les ferromagnétiques présentent de fortes pertes surtout à la fréquence gyromagnétique. Ainsi des composites ont été développés en insérant des isolants pour réduire les pertes [I-33], [I-34]. La figure I-16 présente un exemple de procédé de réalisation d'un composite ferromagnétique appelé LIFE (Lamellar Inulator Ferromagnetic on the Edge). Les composites ont moins de

pertes en haute fréquence que le matériau ferromagnétique massif tel qu'on peut l'observer dans l'exemple d'un matériau ferrite comparé à une composite LIFE (figure I-17).

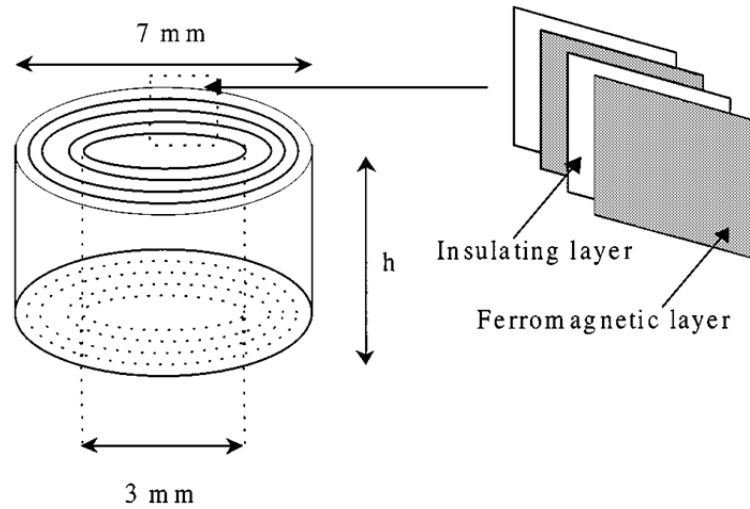


Figure I- 16 : Procédé de réalisation d'un composite ferromagnétique : LIFE [I-33]

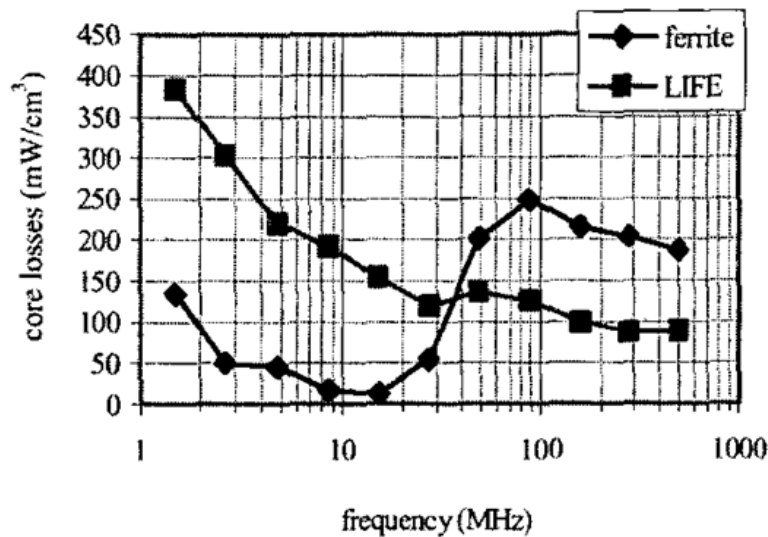


Figure I- 17 : Comparaison des pertes en fonction de la fréquence entre un ferrite (NiZnCu, $\mu = 160$) et un composite ferromagnétique (LIFE, $\mu = 230$) [I-33].

Des déphaseurs [I-35] – [I-37] et des filtres agiles [I-38] ont été réalisés en intégrant des matériaux ferromagnétiques massifs ou composites. Il en ressort que ces dispositifs présentent une bonne agilité et une réduction des pertes est obtenue avec les composites. Cependant, ces matériaux nécessitent d'importants champs magnétiques de commande qui sont généralement fournis par des électro-aimants encombrants et consommateurs de puissance électrique, ce qui freine l'utilisation de ces matériaux pour des fonctions d'agilité.

IV. 2. 3. Les cristaux liquides

Les cristaux liquides présentent une permittivité tensorielle qui peut être modifiée par l'action d'un champ électrique ou magnétique. On distingue deux familles de cristaux liquides : les cristaux liquides lyotropes et les cristaux liquides thermotropes. Ces derniers sont ceux utilisés en hyperfréquence, ils sont constitués de molécules de forme allongée qui peuvent être orientées dans une direction donnée selon le champ électrique appliqué. En l'absence de champ électrique externe, les molécules suivent en moyenne une direction particulière qui peut être forcée. Lorsqu'on applique une tension de commande externe (i.e. un champ électrique), les molécules changent d'orientation et la permittivité du cristal liquide varie.

Les cristaux liquides sont donc utilisés en RF pour réaliser des filtres agiles en fréquence et des déphaseurs. On peut citer entre autre, les performances obtenues par J. F. BERNIGAUD and al. [I-39] sur des filtres agiles en fréquence en topologie DBR (Dual Behaviour Resonateur). Sous une tension de commande de 20 V la fréquence centrale de 5 GHz (à 0 V) varie de 300 MHz, soit une agilité de 6 %. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de - 5 dB à 5 GHz.

On retrouve aussi dans la littérature des antennes et déphaseurs réalisés à l'aide de ces matériaux [I-40] - [I-41]. Cependant, le cristal liquide est parfois difficile à confiner dans les dispositifs et les temps de réponse sont importants.

IV. 2. 4. Conclusion

En résumé, de nombreuses technologies permettent de réaliser des fonctions agiles. Des éléments semi-conducteurs aux matériaux agiles, différentes solutions sont possible et chacune d'elles présentent des avantages et des inconvénients. Le tableau I-4, présente les performances de chacun des composants agiles généralement utilisés pour la réalisation de dispositifs accordables.

Tableau I- 4 : Performance des éléments intégrés dans des dispositifs agiles

	Diodes PIN	Varactors	MEMS	Ferroélectriques	Ferromagnétiques	Cristaux liquides
Agilité (%)	Moyenne	Bonne	Bonne	Forte	Forte	Moyenne
Tension de commande (V)	Très faible (5 V)	Faible (<10 V)	Elevée (10-100V)	Elevée (30-200 V)	Champ magnétique élevé	Faible
Temps de réponse (s)	Elevé (μ s)	Elevé (μ s)	Elevé (μ s)	Faible (ns)	Faible (ns)	Elevé (ms)
Pertes d'insertion (facteur de qualité)	Moyennes	Moyennes	Faibles $Q < 200$	Elevées $Q < 30$	Elevées	Modérées
Tenue en puissance	Moyenne	Faible	Excellente	Excellente	-	-
Encombrement	Faible	Faible	Faible	Faible	Elevé	Faible
Intégration de la commande	Facile	Facile	Facile	Modérée	Complexe	Modérée
Intégration dans les circuits	Facile	Facile	Difficile	Facile	Difficile	Difficile
Coût	Faible	Moyen	Moyen	Faible	Faible	-
Consommation en puissance	Elevée	Elevée	Faible	Faible	Faible	Faible
Fiabilité	Fiable	Fiable	Moyenne	Fiable	Fiable	Fiable

Le choix du composant agile s'opère en fonction de l'application visée. Le temps de réponse des matériaux ferroélectriques et ferromagnétiques et leur agilité font de ces matériaux de bons candidats pour répondre à des fonctions d'agilité nécessitant des temps de commutation quasi instantanés. Cependant, la complexité de l'intégration du dispositif de polarisation des ferromagnétiques réduit leur utilisation dans le domaine RF. La possibilité d'améliorer les performances des matériaux ferroélectriques, nous a conduits à étudier leur intégration dans les filtres reconfigurables en fréquence.

Ainsi nous allons dans les paragraphes suivants explorer les travaux qui ont été déjà réalisés à l'aide de matériaux ferroélectriques afin de dégager une technologie propice pour la suite des travaux.

IV. 3. Intégration des matériaux ferroélectriques dans les filtres volumiques

De façon générale, les filtres volumiques permettent d'obtenir de faibles pertes d'insertion et de fortes sélectivités. De récentes études ont été menées sur des résonateurs diélectriques intégrant des matériaux ferroélectriques pour la réalisation de fonctions agiles en fréquence [I-42]-[I-44]. A. ERIKSSON et Al. [I-42] ont présenté un filtre passe bande deux pôles agile en fréquence réalisé avec deux résonateurs diélectriques à 0,9 GHz. Les résonateurs sont constitués d'un disque ferroélectrique (KTaO_3) sur lequel sont déposées, de part et d'autre, des couches supraconductrices d'YBaCuO (figure I-18a). Cette association permet d'exploiter l'agilité du matériau ferroélectrique et les faibles pertes du supraconducteur, mais implique la nécessité d'un dispositif de refroidissement cryogénique puisque l'YBaCuO fonctionne à des températures de l'ordre de 77 K. La fréquence de résonance et le facteur de qualité à vide du résonateur en fonction de la tension appliquée présentés à la figure I-19b montrent une agilité de 5 % sous une tension de 500 V avec une forte réduction du facteur de qualité à vide (mesure effectuée à 77 K). La dégradation du facteur de qualité à vide en fonction de la polarisation montre que les pertes sont liées au matériau ferroélectrique (figure I-18b).

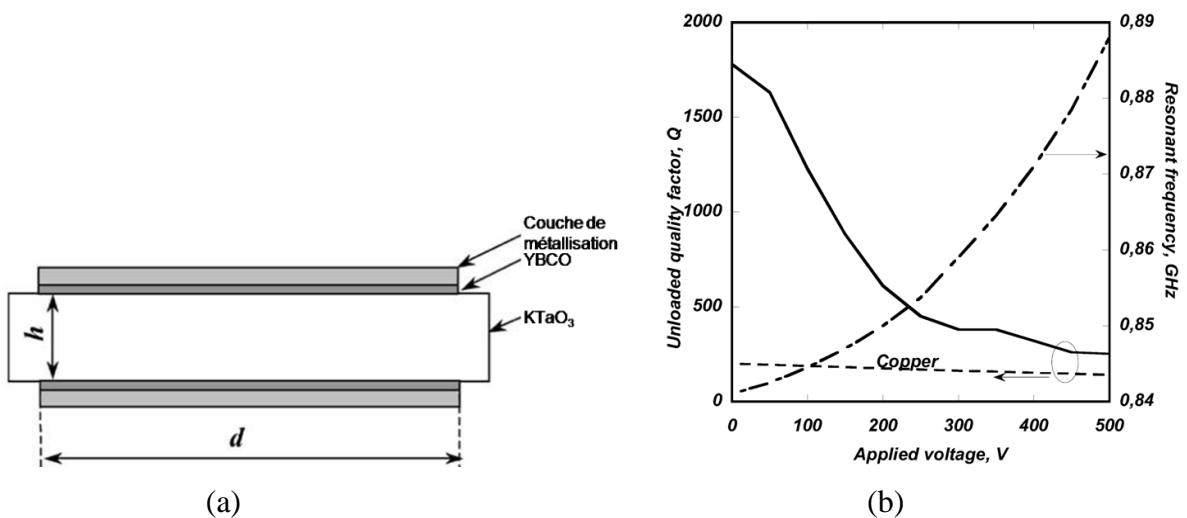


Figure I- 18 : Résonateur diélectrique constitué de couches ferroélectrique et supraconducteur (a), variation du facteur de qualité à vide et de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée (b).

La figure I-19 montre l'agilité du filtre deux pôles de fréquence centrale de 850 MHz et de bande passante relative de 1.5 % réalisé à partir du résonateur diélectrique précédemment décrit.

Les pertes d'insertion varient de - 1,6 dB à 850 MHz (0 V) à - 4.7 dB à 900 MHz. L'agilité de 5 % sous une tension appliquée de 500 V.

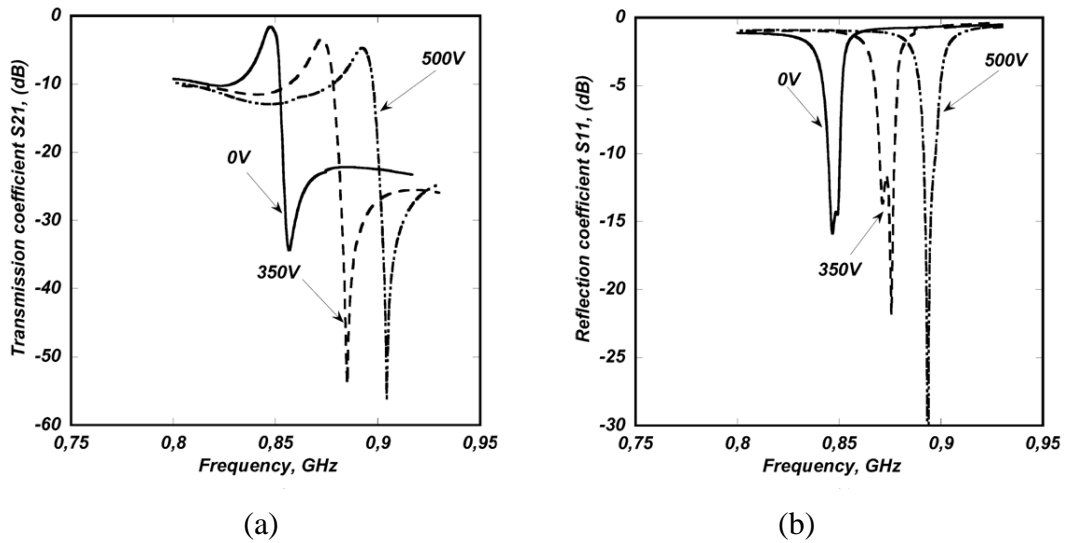


Figure I- 19 : Réponses expérimentales d'un filtre volumique deux pôles agile en fréquence: (a) coefficient de transmission, (b) coefficient de réflexion [I-42].

Cette topologie permet de réduire la taille des filtres volumiques, mais l'obtention de l'agilité nécessite de fortes tensions de polarisation et les pertes d'insertion sont importantes. Le matériau ferroélectrique dégrade considérablement le fort facteur de qualité des filtres volumiques.

IV. 4. Filtres planaires : configurations multicouches intégrant des films ferroélectriques

Il s'agit de dispositifs microruban ou coplanaires réalisés sur une mince couche de ferroélectrique déposée sur un substrat (saphir, alumine ou MgO).

IV. 4. 1. Les filtres coplanaires

La technologie coplanaire consiste à graver sur une des faces d'un substrat deux plans de masse intercalés par une ligne métallique de largeur W (figure I-20).

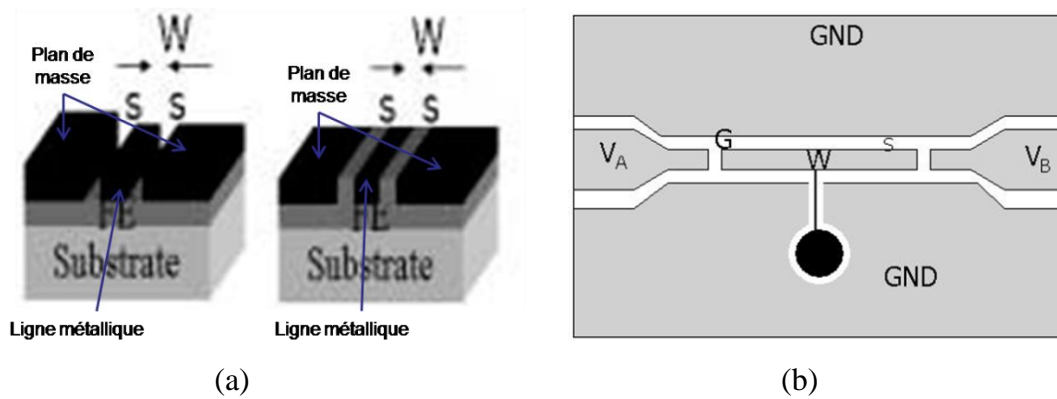


Figure I- 20 : Topologie coplanaire en configuration multicouche (a), exemple d'un résonateur coplanaire (b) [I-45].

Cette configuration permet de réduire la tension de commande tout en gardant une bonne agilité. Dans le cadre des filtres agiles, nous pouvons citer les travaux de G. M. SUBRAMANYAM and al. [I-45]. Le filtre deux pôles de bande passante de 500 MHz constitué de deux résonateurs coplanaires (figure I-21) gravés sur une couche mince de $Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO_3$ (350 nm) déposée sur du MgO présente à 17,2 GHz des pertes d'insertion de - 8,1 dB (0 V). Une fois, polarisé à ± 100 V, les pertes d'insertion diminuent à - 5,2 dB avec une agilité de 3 %.

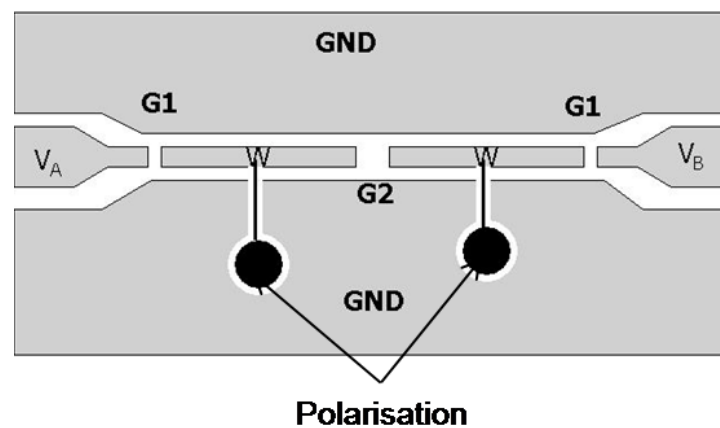


Figure I- 21 : Filtre deux pôles en topologie coplanaire [I-67]

Les avantages clés des filtres accordables en technologie coplanaire sont :

- La facilité de réalisation (photolithographie)
- La facilité de mesure et de polarisation (le plan de masse est à la surface)
- La tension de polarisation qui est relativement faible
- La facilité d'intégration
- Le poids et l'encombrant qui sont réduits.

Cependant, les pertes d'insertion sont encore élevées et la tenue en puissance est limitée pour certaines applications.

IV. 4. 2. Les filtres microruban

La technologie microruban consiste à graver une ligne métallique de largeur W sur une face du substrat et un plan de masse sur l'autre (figure I-22a). Les filtres microruban reconfigurables à l'aide de matériaux ferroélectriques sont aussi en configuration multicouche. La ligne métallique est parfois constituée seulement d'une couche conductrice (Or ou Argent) ou de deux couches composées de supraconducteur et d'or (figure I-22b). Cette dernière configuration permet de réduire les pertes dues à la métallisation, mais rajoute une contrainte supplémentaire de température [I-46].

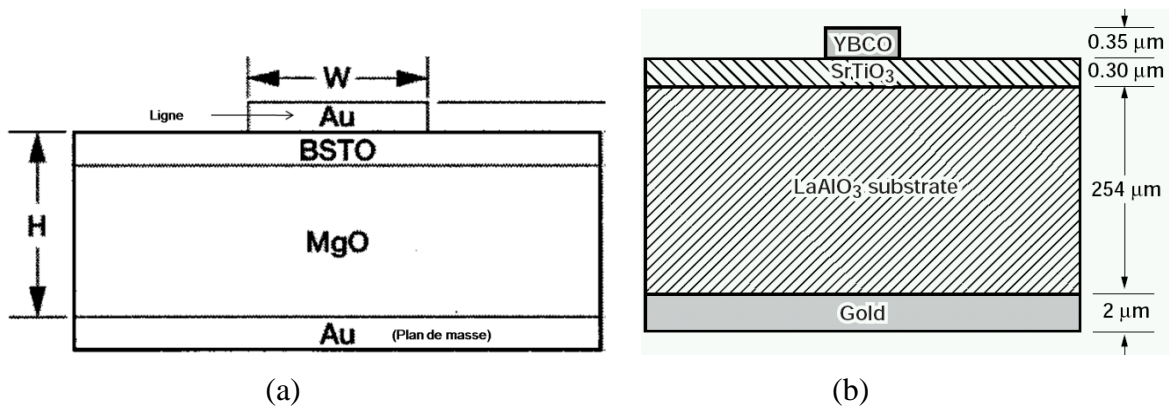


Figure I- 22 : Technologie microruban : (a) ligne métallique en or [I-47], (b) ligne métallique en supraconducteur (HTS⁵) + or (Au) [I-46].

Les auteurs G. M. SUBRAMANYAM and al. [I-46] et [I-49] ont réalisé et mesuré différents types de filtres microruban accordables en configuration multicouche (Or/Supraconducteur/ Ferroélectrique/ Alumine/Or). Les filtres sont de deux pôles (Figure I-23a) et de trois pôles constitués de résonateurs supraconducteurs (YBaCuO) gravés sur une couche mince de ferroélectrique (SrTiO₃) déposée sur un substrat de LaAlO₃. Le filtre deux pôles de fréquence centrale 17,4 GHz et de bande passante relative 7 % présente une agilité supérieure à 9 % ($\frac{f_0 - f_{Vmax}}{f_0}$ où f_0 est la fréquence centrale sans polarisation (0 V) et f_{Vmax} est la fréquence centrale du filtre pour la tension appliquée maximale (Vmax)) à 77 K pour une tension de polarisation de ± 500 V. Les pertes d'insertion sont de l'ordre de - 3.3 dB et le coefficient de réflexion est inférieur à - 10 dB (figure I-23b).

⁵ HTS : High Temperature Superconductor

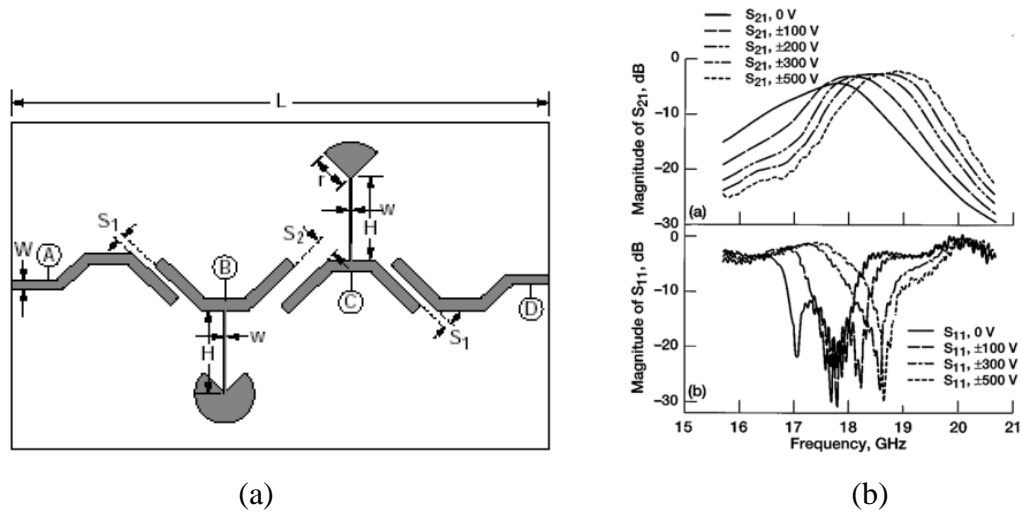


Figure I- 23 : (a) Filtre deux pôles agiles en fréquence, (b) mesure du filtre polarisé

Le filtre 3 pôles de bande passante relative inférieure à 1 % et mesuré à 26 K, a une fréquence centrale à 18 GHz, une agilité de 12,5 % sous une tension appliquée de ± 320 V. Les pertes d'insertion sont de 4,75 dB à ± 320 V et le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB.

Lorsque la ligne conductrice est uniquement composée d'une couche d'or (sans supraconducteur), les pertes d'insertion sont encore plus élevées. En effet, F. A. MIRANDA and al. [I-47] ont réalisé la même configuration de filtre en ne gravant qu'une couche d'or sur la couche mince ferroélectrique. A 40 K, le filtre constitué de résonateur microruban de structure Au/STO/LAO/Au présente des pertes de -6 dB tandis que dans les mêmes conditions le filtre de structure HTS/STO/LAO/Au a des pertes de -3 dB. Sous une tension appliquée de ± 200 V, l'agilité est de 11% dans les deux cas. Le supraconducteur permet donc de réduire considérablement les pertes mais nécessite un dispositif de contrôle de la température (cryogénique).

En résumé, la technologie microruban permet d'avoir une bonne agilité du dispositif, mais nécessite de fortes tensions de commande et les pertes sont importantes. Ainsi afin d'améliorer les performances de la technologie planaire, des capacités composées de matériaux ferroélectriques sont reportées sur des structures constituées d'éléments distribués microruban, coplanaires ou localisés.

IV. 5. Filtres planaires intégrant des capacités ferroélectriques discrètes

IV. 5. 1. Les capacités variables BST

Lorsque les matériaux ferroélectriques sont disponibles sous forme massive, leur intégration dans les modules RF se fait par l'intermédiaire de capacités pour limiter les pertes. Deux types de capacités existent : d'une part, les capacités MIM (Métal Isolant Métal) où le ferroélectrique est pris en sandwich entre les deux électrodes et d'autre part, les capacités inter-digitées ou capacités planaires où les deux électrodes sont déposées sur un même côté du matériau ferroélectrique.

IV. 5. 1. 1. Les capacités variables MIM

La valeur de la capacité d'un condensateur plan est donnée de façon approchée par la formule I-2.

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e} \quad (\text{I-2})$$

Où ϵ_0 est la permittivité du vide ($\epsilon_0 = 8.85 \text{ pF/m}$), ϵ_r la permittivité relative du diélectrique situé entre les électrodes, S la surface des électrodes et e la distance qui les sépare. Le changement de la permittivité diélectrique, de la surface des électrodes en regard ou de la distance entre les armatures conduit à une variation de la valeur de la capacité. Les matériaux ferroélectriques en général, et le BST en particulier sont de bons candidats pour la réalisation de capacités variables. Le paramètre exploité dans ce cas est la permittivité diélectrique du matériau qui varie sous l'action d'un champ électrique externe. On parle alors de la commandabilité du matériau qui est définie par la formule I-3.

$$Cmd = \frac{\epsilon_r(0) - \epsilon_r(E)}{\epsilon_r(0)} \quad (\text{I-3})$$

Où $\epsilon_r(0)$ est la permittivité relative du matériau sans polarisation externe, et $\epsilon_r(E)$ la permittivité relative lorsque le matériau est soumis à un champ électrique externe (E). L'agilité de la capacité variable est proportionnelle à la commandabilité du matériau ferroélectrique. La permittivité du matériau ferroélectrique diminue lorsqu'un champ électrique externe lui est appliqué, par conséquent, la valeur de la capacité diminue lorsqu'elle est soumise à une tension de polarisation (figure I-24).

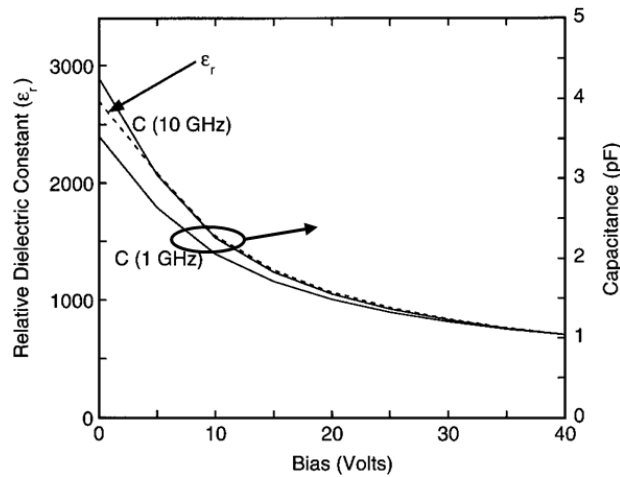


Figure I- 24 : Variation de la permittivité et la capacité en fonction de la polarisation [I-50]

La forte valeur de la constante diélectrique du BST permet d’avoir des capacités de très petites tailles et de fortes valeurs. Ainsi, en fonction de la topologie de la capacité on peut jouer sur les paramètres S et/ou e pour réduire ou augmenter la valeur. L’agilité d’une capacité variable (A_c) en pourcentage est définie par la formule I-4.

$$A_c(\%) = \frac{C(0) - C(V)}{C(0)} * 100 \quad (I-4)$$

Où $C(0)$ est la valeur de la capacité sans la polarisation (à 0 V) et $C(V)$ la valeur de la capacité quand une tension maximum V lui est appliquée. Elle peut être aussi indiquée par le facteur d’agilité n (formule I-5) qui représente le rapport entre la capacité maximale et la capacité minimale obtenue par l’application d’une tension externe, l’agilité s’exprime alors en $n:1$ avec :

$$n = \frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{C(0)}{C(V)} \quad (I-5)$$

Les capacités variables Métal Isolant Métal sont des capacités dans lesquelles l’isolant est le matériau ferroélectrique (figure I-25).

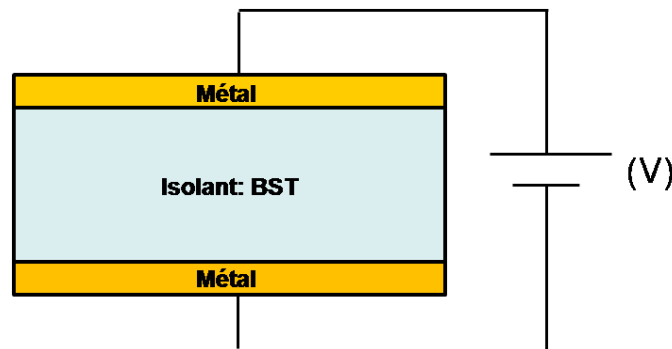


Figure I- 25 : Schéma de principe d'une capacité MIM

Le champ électrique E (V/m) qui règne dans le matériau placé entre les deux électrodes est défini à l'aide de la formule simplifiée I-6.

$$E = \frac{V}{e} \quad (\text{I-6})$$

Où e est l'épaisseur du matériau ferroélectrique et V la tension appliquée. Le fait d'appliquer une tension aux bornes des deux électrodes de la capacité MIM, soumet le matériau ferroélectrique à un champ électrique et entraîne une variation de la permittivité d'où la variation de la capacité. Plus le champ est élevé et plus les variations sont importantes. Cependant, pour limiter les tensions de commande on peut diminuer l'épaisseur de la capacité pour garder un champ électrique relativement élevé. La topologie planaire MIM peut se réaliser sur des couches minces ou sur des matériaux volumiques (pour bulk en anglais). Bien entendu, un matériau massif nécessitera une tension de commande plus forte que des couches minces pour obtenir un même champ électrique, mais la tenue en puissance sera meilleure. Dans la littérature, les travaux sur les capacités MIM ferroélectriques sont le plus souvent réalisés sur des couches minces. Très peu de publications concernent les capacités MIM réalisées sur des matériaux massifs.

Ali TOMBAK et al. [I-51] ont obtenu une agilité de 60 % en appliquant une tension de 7V sur des capacités MIM ferroélectriques (figure I-26b). Le matériau utilisé est un $\text{Ba}_{0.7}\text{Sr}_{0.3}\text{TiO}_3$ d'épaisseur 700 Å déposé sur un substrat de silicium de 500 μm (figure I-26a). Dans un premier temps, une couche de 500 Å de SiO_2 et de 1000 Å de Pt ont été déposées pour servir de plan de masse (ground). Ensuite, une couche ferroélectrique et une autre couche de Pt de 50 μm * 50 μm ont été déposées. La surface totale de la capacité est donc délimitée par l'électrode supérieure. Les résultats présentés à la figure I-26c montre une capacité variable C entre 60 pF sous une tension de 0 V et 22 pF sous une tension de 7 V à la fréquence de 50 MHz.

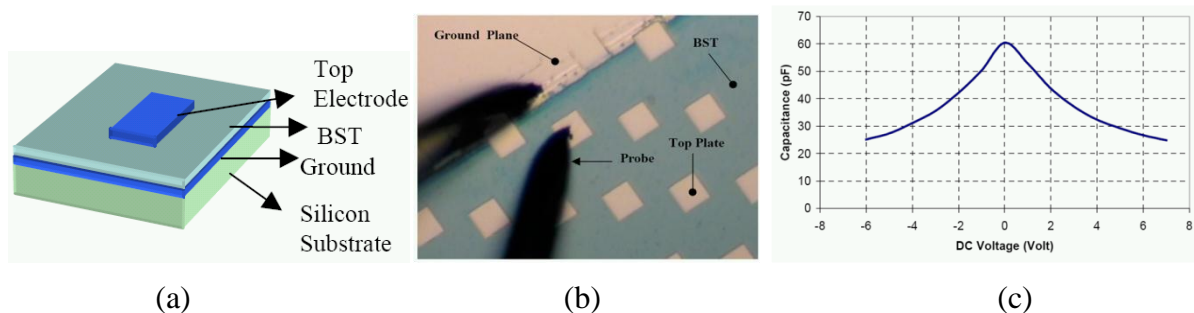


Figure I- 26 : Capacité MIM sur une couche de BST (a), technique de mesure de la capacité (b) et Mesure de la capacité en fonction de la tension de polarisation [I-51]

La figure I-27 montre un autre type de capacité réalisée sur une couche mince de BST (300 nm) déposée sur un substrat de silicium et publié par A. VOROBIEV et al. [I-52]. La capacité de géométrie circulaire présente un patch central de 30 µm de diamètre prévu pour la polarisation.

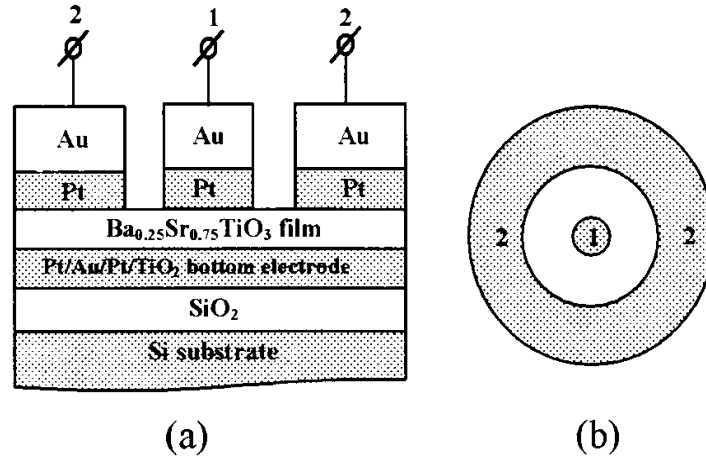


Figure I- 27 : (a) Vue en coupe de la capacité variable, (b) Vue par-dessus de la capacité

La mesure en réflexion de l'impédance complexe de la capacité est effectuée à l'aide d'une pointe Signal-Ground-Signal (SGS).

La valeur de la capacité et du facteur de qualité sont extraites de l'expression I-7 et s'expriment par les relations I-8 et I-9 :

$$Z = r - \frac{j}{c\omega} \quad (I-7)$$

Alors:
$$C = \frac{1}{im(Z)*\omega} \quad (I-8)$$

Et :
$$Q = \frac{im(Z)}{r} \quad (I-9)$$

La capacité mesurée est de l'ordre de 2,2 pF à zéro volt avec une agilité de 40 % sous une tension appliquée de 25 V. Le facteur de qualité de la capacité est de 100 à 10 GHz et de 40 à 45 GHz.

La topologie MIM permet d'avoir des capacités de fortes valeurs. De manière générale, l'agilité de la capacité MIM est proche de la commandabilité du matériau ferroélectrique. Lorsque la capacité est réalisée à partir d'une couche mince ferroélectrique, elle nécessite de faible tension de polarisation pour une forte agilité. Cependant, le procédé de fabrication est plus complexe et les pertes sont plus élevées que celles des capacités réalisées sur des matériaux massifs.

IV. 5. 1. 2. Les capacités inter-digitées ferroélectriques

Les capacités inter-digitées sont des capacités planaires (figure I-28a) composées de plusieurs doigts de longueur et de largeur fixes séparés par de petits gaps généralement identiques (figure I-28b). Les capacités sont le plus souvent de très faibles valeurs, de quelques centaines de femto Farad (fF) à quelques pico Farad (pF). La mesure se fait très aisément à l'aide d'un analyseur de réseau et d'une pointe SG (Signal Ground) (figure I-28c). Un té de polarisation permet de ramener sur la pointe le signal RF et la tension continue de polarisation tout en isolant l'analyseur du signal continu.

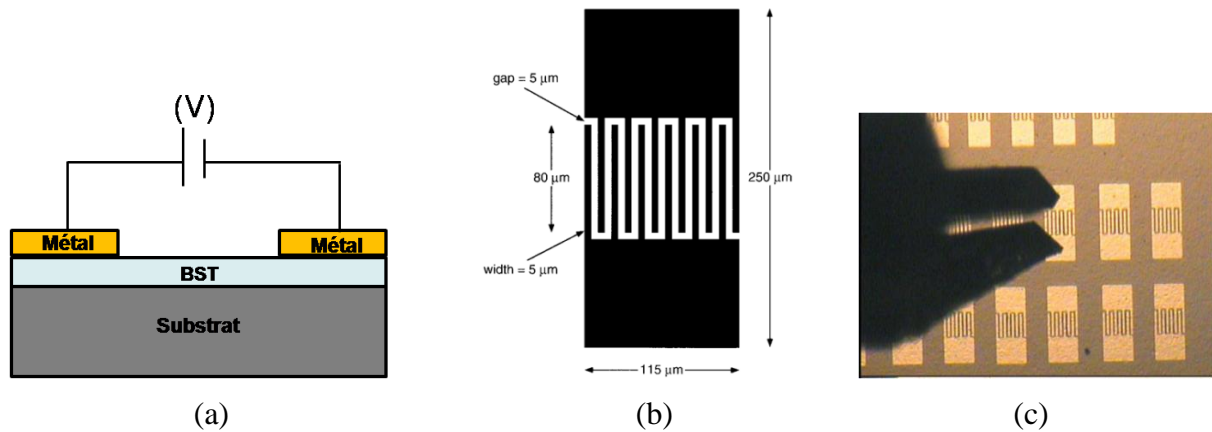


Figure I- 28 : Topologie coplanaire (a), Capacité inter-digitée de 12 doigts (b) [I-50], Technique de mesure de la capacité [I-54].

Dans cette topologie, la valeur de la capacité dépend à la fois de la permittivité du matériau ferroélectrique, du nombre de doigts, de la longueur et la largeur des doigts, du gap qui les sépare, et du substrat sur lequel les couches minces ferroélectriques sont déposées [I-52], ce qui rend complexe l'estimation de la capacité. Contrairement à la topologie MIM, la distribution du champ électrique appliquée dans le diélectrique n'est pas maîtrisée. Une estimation peut être faite en divisant la tension appliquée par la distance qui sépare les différents doigts de la capacité [I-53]-[I-58]. Le tableau I-5 regroupe les résultats obtenus dans la littérature sur différentes capacités inter-digitées.

Tableau I- 5 : Caractéristiques des capacités inter-digitées extraites de la littérature

Capacité (pF)	Nombre de doigts	Substrat	Agilité (%)	Tension (V)	E (V/ μ m)	Facteur de qualité	Fréquence (GHz)	Référence
3.4	12	BST / Alumine	70	40	8	< 12	1	[I-50]
0.2	6	BST / Alumine	35	120	30	17	26	[I-53]
0.252	8	BST / Alumine	40	120	30	17	26	[I-53]
0.6	-	BST / Alumine	40	30	11.6	30	26	[I-53]
7	-	BST / Saphir	26	40	40	22	24	[I-55]
0.83	16	BST / Alumine	33	35	11.6	-	1 MHz	[I-56]
3.5	13	BST / Saphir	2.9	140	35	> 27	2.4	[I-57]
0.25	3-7	BST / MgO	50	40	13.3	20	10	[I-58]

Il est à noter que les capacités inter-digitées sur une couche mince ferroélectrique sont de faibles valeurs et sont plus facile à fabriquer que les capacités MIM et le facteur de qualité est légèrement plus élevé. De même elles sont faciles à intégrer et à polariser parce qu'elles ne nécessitent pas de plan de masse. Cependant, sur des couches minces ferroélectriques, la tension de polarisation appliquée est plus élevée que celle de la capacité MIM, en plus, la valeur de la capacité ne peut être connue de façon précise avant la fabrication. Pour obtenir de fortes agilités avec des tensions modérées il est nécessaire d'avoir de faibles distances entre les doigts. Toutefois, la capacité inter-digitée reste un bon candidat pour les dispositifs reconfigurables en fréquence, en particulier pour les déphaseurs qui nécessitent de faibles valeurs de capacités.

IV. 5. 1. 3. Les capacités multicouches

Les capacités multicouches ou MLC (Multi-Layer Capacitor en Anglais) intégrant des matériaux BST connectées en parallèle peuvent également être utilisées pour réaliser des fonctions agiles [I-59] (figure I-39a). Ces capacités sont fabriquées sous forme de circuit intégré et peuvent être de la taille de la pointe d'un stylo (figure I-29b).

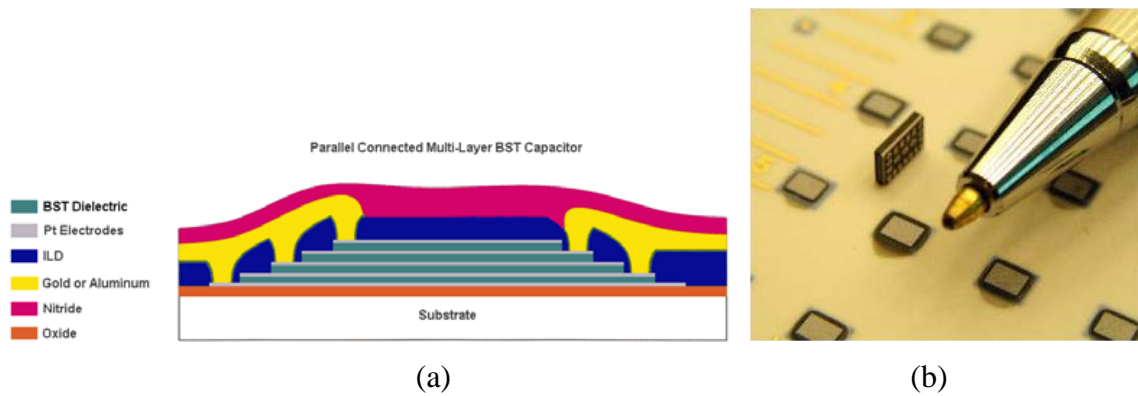


Figure I- 29 : Topologie d'une capacité variable multicouche (a), capacité réalisée sous forme de circuit intégré (b) [I-59]

Cette technologie permet de miniaturiser l'encombrement de la capacité, à titre d'exemple, un boîtier de 3 * 5 mm (figure I-30a) peut contenir 23 capacités variables de valeurs différentes allant de 1nF à 150 nF. Ces capacités présentent de bons facteurs de qualité 200 à 1 GHz et 160 à 3 GHz et un facteur d'agilité $n = 2:1$ pour des tensions de polarisation faibles (inférieures à 7 V) (figure I-30b). Cependant, lorsque le facteur d'agilité augmente ($n = 4:1$ à 1 GHz), le facteur de qualité diminue à 60.

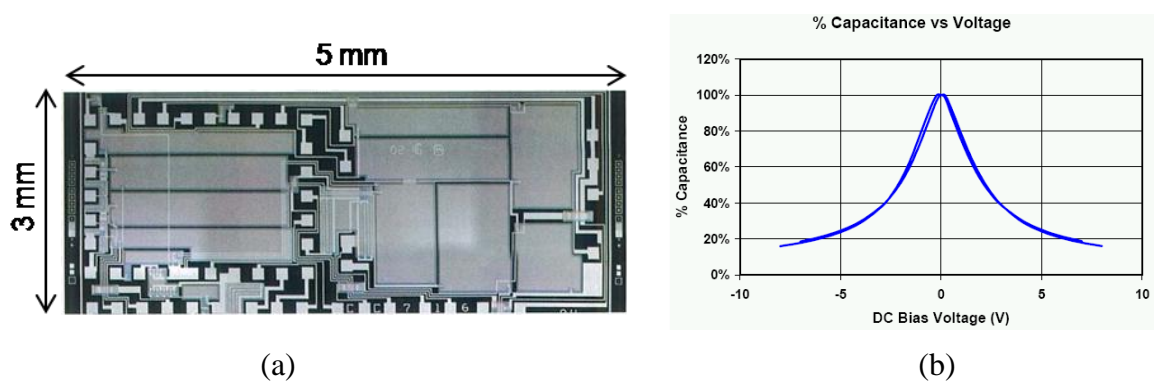


Figure I- 30 : (a) boîtier d'une capacité variable multicouche, (b) pourcentage de variation de la capacité en fonction de la tension de commande.

La réalisation de ces capacités est complexe et à cause de leur structure en circuit intégré, elles nécessitent des dispositions particulières pour être intégrées sur les circuits.

IV. 5. 1. 4. Conclusion

Les capacités variables ferroélectriques sont très utilisées pour réaliser des circuits hyperfréquences agiles (filtres RF, déphaseurs, etc.). Ces capacités sont reportées sur des structures constituées d'éléments distribués microruban, coplanaires ou localisés. Elles peuvent être de type MIM (Métal-Isolant-Métal) ou de type planaire inter-digité. De façon

générale, les matériaux ferroélectriques constituent une solution pour obtenir la reconfiguration fréquentielle de filtres RF qu'ils soient volumiques ou planaires.

IV. 5. 2. Les filtres agiles utilisant des capacités ferroélectriques discrètes

Les filtres planaires agiles sont constitués de lignes de longueur proportionnelle à la longueur d'onde guidée ($\lambda_g/4$ ou $\lambda_g/2$) gravées généralement sur des substrats de faibles pertes (alumine, saphir, MgO, etc.) et chargées aux extrémités soit par des courts circuits, soit des circuits ouverts. Cette technologie permet de miniaturiser les circuits aux fréquences micro ondes et aussi de réduire les pertes introduites par les matériaux ferroélectriques lorsque ces derniers sont utilisés comme substrat d'accueil.

Les capacités variables sont alors reportées en bout de ligne dans le cas d'une structure microruban ou intercalées entre la ligne et les plans de masse dans le cas d'une structure coplanaire.

IV. 5. 2. 1. Topologie de filtre microruban intégrant des capacités ferroélectriques

Les figures I-31a et 31b extraites des travaux de J. NATH et al. [I-18] - [I-60] présentent respectivement la photographie et la topologie d'un filtre deux pôles et trois pôles en structure microruban intégrant des capacités variables ferroélectriques. Les filtres sont constitués de résonateurs quart d'onde ($\lambda_g/4$) chargés chacun à une extrémité par une capacité variable BST inter-digitées et à l'autre extrémité par un court circuit. Les lignes sont gravées d'une part sur un substrat FR4 de permittivité $\epsilon_r = 4,7$ et de pertes diélectriques de 0,016 et d'autre part sur un substrat d'alumine de permittivité relative $\epsilon_r = 9,8$ et de pertes diélectriques de 10^{-4} .

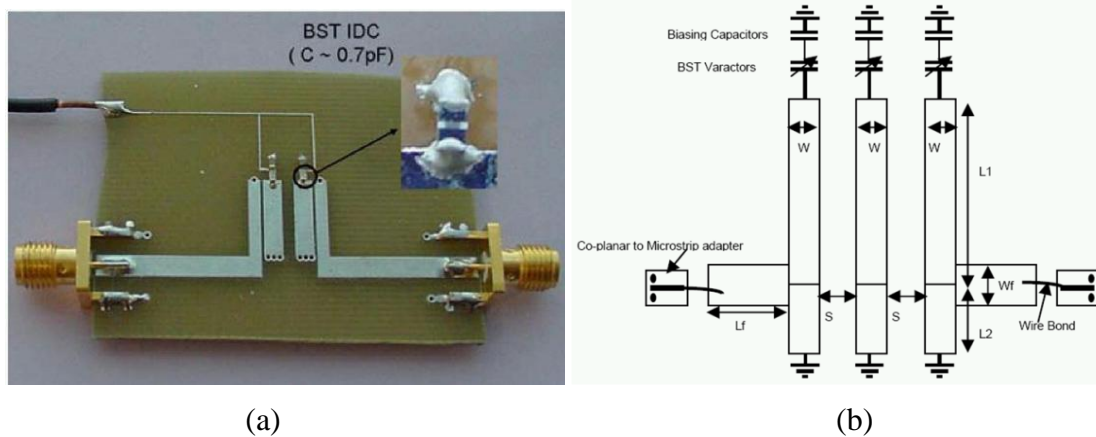


Figure I- 31 : (a) photographie d'un filtre microruban deux pôles [I-18] et (b) Topologie d'un filtre microruban trois pôles [I-60] intégrant tous deux des capacités BST discrètes.

Les réponses expérimentales en transmission et réflexion du filtre deux pôles sont présentée sur la figure I-32. La fréquence centrale à zéro volt est de 2,14 GHz et les pertes d'insertion sont de 4,9 dB. Elle passe à 2,61 GHz avec des pertes d'insertion de 2,9 dB sous une tension appliquée de 130 V, soit une agilité de 22 %. Les coefficients de réflexion sont inférieurs à -11 dB.

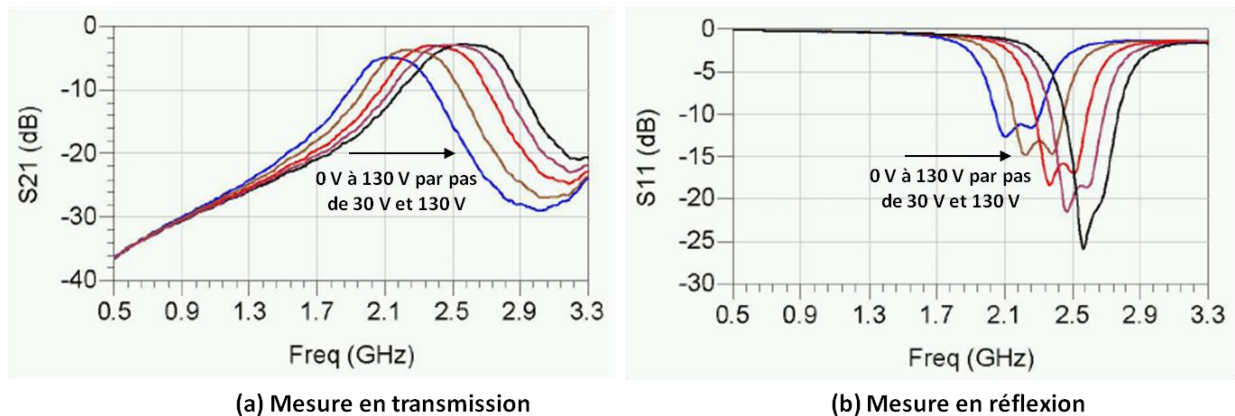


Figure I- 32 : Réponses expérimentales du filtre deux pôles

Dans la littérature, nous avons trouvé aussi des filtres microruban constitués de résonateurs demi-onde ($\lambda g/2$) intégrant des capacités variables discrètes. A titre d'exemple, nous pouvons citer les travaux de S. COURREGES et al. [I-61]. Dans cette configuration, les capacités variables sont reportées entre les deux extrémités de la ligne microruban du résonateur (figure I-33).

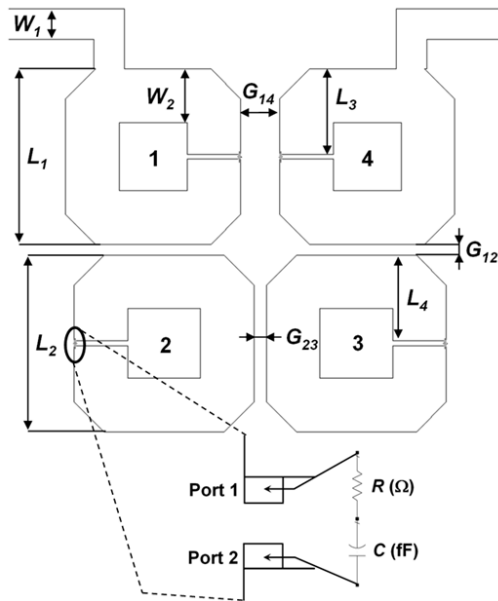


Figure I- 33 : Topologie d'un filtre agile quatre pôles microruban : résonateur en $\lambda/2$

Les capacités ferroélectriques reportées sont de très faibles valeurs, de l'ordre du femto Farad (60 fF). Les réponses expérimentales de ce filtre présentées à la figure I-34 montrent une fréquence centrale à 9,37 GHz, une bande passante relative de 11,4 % (à -1 dB) et des pertes d'insertion de 3,3 dB. L'agilité du filtre sous 30 V est de 7,4 %. La bande passante relative est alors de 13,8 % et les pertes d'insertion valent 1,4 dB.

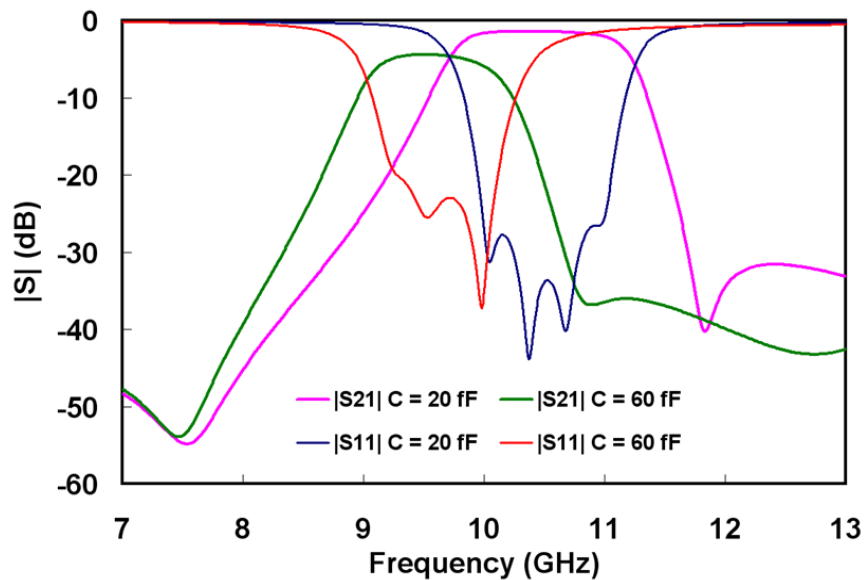


Figure I- 34 : Réponses expérimentales du filtre agiles 4 pôles [I-62]

Dans la structure microruban, le choix de la topologie du résonateur (quart d'onde ou demi-onde) dépend de l'agilité souhaitée. En effet, plus la taille du résonateur est petite et plus la fourchette de réglage du filtre est élevée pour une petite variation de la capacité [I-62].

Aussi, dans un souci de miniaturisation des dispositifs, plus la fréquence de fonctionnement est assez basse et plus le choix est porté sur des résonateurs quart d'onde ($\lambda_g/4$).

IV. 5. 2. 2. Topologie de filtre coplanaire intégrant des capacités variables

La topologie coplanaire est aussi un bon candidat pour la réalisation de filtre agile en fréquence. Dans cette topologie, les capacités variables discrètes sont intercalées entre la ligne métallique et les plans de masse tels qu'illustrés à la figure I-35.

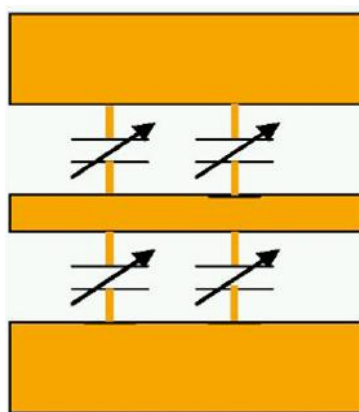


Figure I- 35 : Topologie d'un résonateur coplanaire intégrant des capacités variables ferroélectriques

Les travaux réalisés et publiés par J. PAPAPOLYMEROU et al. [I-63] présentent les résultats d'un filtre deux pôles en topologie coplanaire constitué de deux résonateurs quart d'onde et gravé sur un substrat de saphir. Chaque résonateur est chargé de part et d'autre de la ligne conductrice par six (6) capacités variables ferroélectriques qui sont reliées aux plans de masse. Les réponses expérimentales en transmission et en réflexion sont présentées à la figure I-36. A zéro volt, la fréquence centrale est de 11,5 GHz avec une bande passante relative (à - 3 dB) de 14 %, les pertes d'insertion sont de 5,4 dB. Lorsqu'une tension de 30 V est appliquée, la fréquence centrale varie à 14 GHz, soit une agilité de 20 %, les pertes d'insertion sont alors de 3,3 dB avec une bande passante relative de 15 % et le coefficient de réflexion inférieur à - 10 dB.

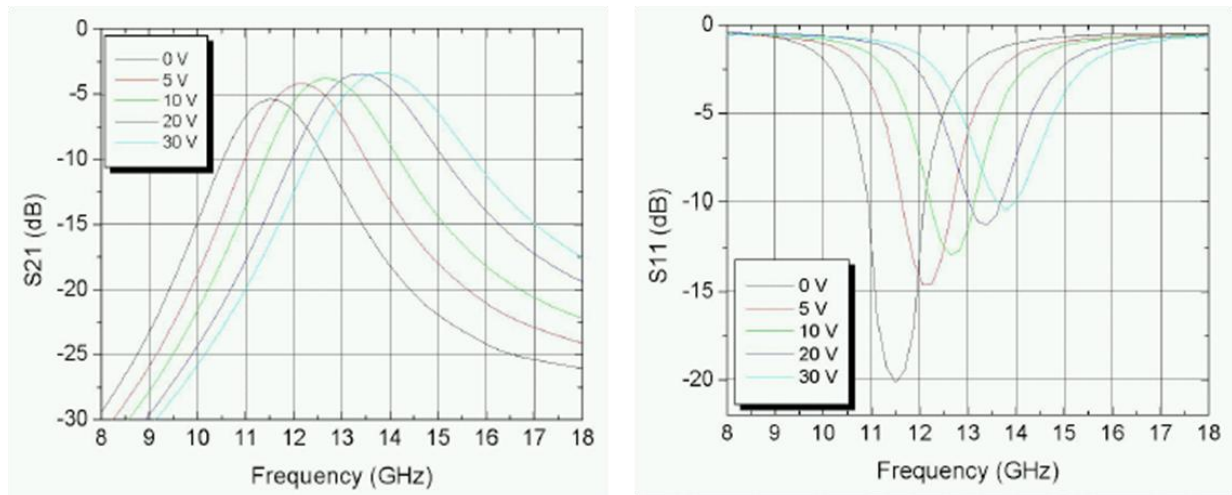


Figure I- 36 : Réponses expérimentales d'un filtre agile deux pôles en technologie coplanaire

IV. 5. 2. 3. Synthèse des filtres agiles utilisant des capacités variables discrètes

De nombreux filtres accordables ont été réalisés avec la technologie hybride (lignes planaires couplées à des capacités discrètes) en intégrant des capacités variables ferroélectriques, en particulier avec des matériaux BST [I-63] - [I-70]. Nous avons résumé sous forme de tableau les caractéristiques et performances de différents filtres agiles en fréquence relevés dans la littérature (tableau I-6).

Les filtres, réalisés à différentes fréquences (de 1,2 GHz à 29 GHz), présentent des résultats remarquables. En effet, les agilités moyennes sont de 15 % à 20 %, de même, certains filtres présentent un produit d'intermodulation d'ordre 3 (IP3) élevé donc moins de distorsion à forte puissance. Mais les tensions de polarisation sont relativement élevées surtout pour les capacités MIM (jusqu'à 300V). Des améliorations sont obtenues au niveau des pertes d'insertions même si elles restent encore assez élevées (> 3 dB) et les coefficients de réflexion dans la bande passante sont entre - 8 dB et - 15 dB. On peut aussi souligner que les valeurs des capacités sont assez faibles, de l'ordre de quelques pico Farad (pF).

Tableau I- 6 : Récapitulatif des filtres reconfigurables en fréquence à l'aide de capacités variables ferroélectriques

Réf. et auteur (année)	Topologie, substrat (nombre de pôles)	Type de capacités (nombre)	Fréquence centrale filtre (GHz)	Agilité $\Delta f/f_0$ en % (tension appliquée)	Pertes d'insertion (dB)	Bande passante relative (%)	Coefficient de réflexion (dB)	Matériau ferroélectrique (ϵ_r et Tan δ %)	Facteur d'agilité capacité (tension appliquée)	Température (K) IP3
[I-18] J. Nath et al. (2008)	Microruban, (2)	Inter-digitées (2) : 0.7pF	2.14	22 % (130 V)	4.9 à 2.9	-	< - 11	BST (- ; 1.5%)	1.5 :1 (35 V)	32 dBm
[I-60] J. Nath et al. (2005)	Microruban (3)	Inter-digitées (3)	1.6	25 % (200 V)	6,6 à 4,3	-	< - 10	BST	2 :1 (200 V)	-
[I-62] Z. Feng et al. (2009)	Microruban (3)	Inter-digitées (3) : 0.85 pF	8.12 7.6	23 % (90 V) 29 % (60 V)	10.7 à 7.5 13.77 à 12	4.8 – 5.9 5	< - 15 < - 12	BST	-	-
[I-63] J. Papapolymerou et al. (2006)	Coplanaire, saphir (2)	Inter-digitées (12)	11.5	20 % (30 V)	5,4 à 3,3	14 - 15	< - 10	BST (- ; 0.1)	2 :1 (10 V)	293 K 31 dBm
[I-64] T. Chakraborty et al. (2005)	Microruban (2)	MIM (2)	1.5	0.72 % (300 V)	4 dB (300V)	-	< - 8	BST (4000; 0.09%)	1 :1 (300 V)	37 dBm
[I-65] J. Nath et al. (2005)	Microruban (3)	Inter-digitées (3) : 0.63 pF	2.44	16 % (200 V)	5,1 à 3,3	16 (à - 1dB)	< - 13	BST	12 % (35 V)	41 dBm
[I-66] S. Courrèges et Al. (2009)	Coplanaire, Saphir (3)	Spécifiques (6) : 67 fF	29	17 % (30 V)	6.9 à 2.5	9.5-12.2	< - 13	BST	2.5 :1 (30 V)	26 dBm
[I-67] Y-H Chun et al. (2008)	Microruban, (2)	Inter-digitées (2) : 0.56 pF	1.2	14 % (35V)	1	23	< - 15	BST	28.6 (35 V)	-

Réf. et auteur (année)	Topologie, substrat (nombre de pôles)	Type de capacités (nombre)	Fréquence centrale filtre (GHz)	Agilité $\Delta f/f_0$ en % (tension appliquée)	Pertes d'insertion (dB)	Bande passante relative (%)	Coefficient de réflexion (dB)	Matériau ferroélectrique (ϵ_r et $\text{Tan}\delta$ %)	Facteur d'agilité capacité (tension appliquée)	Température (K) IP3
[I-68] Z. Feng et al. (2009)	Microruban, (3)	Inter-digitées (2) : 1.2 pF	6.2	21 % (40 V)	8.5 à 6.3	13.8	< - 10	BST (- ; 1.5%)	1.4 :1 (40 V)	-
[I-69] S. Courrèges et al. (2009)	Microruban, Saphir (4)	Spécifiques (4) : 60 fF	8.35	6 % (30 V)	5.7 à 3.5	5.5 – 7.3 (à - 1 dB)	< - 7.9	BST	1.89 :1 (30 V)	-
[I-70] J. Sigman et al. (2008)	Microruban, Alumine (3)	Inter-digitées (6)	8.75	22 % (100 V)	8 à 4	1.7 ± 1 GHz	< - 10	BST	-	-
[I-70] J. Sigman et al. (2008)	Microruban, Alumine (3)	Inter-digitées (6)	11.7	20 % (100 V)	10 à 6	12 - 14	< - 9	BST	-	-

V. CONCLUSION

De nombreuses solutions permettent aujourd'hui de réaliser des dispositifs reconfigurables en fréquences. Mais elles nécessitent toutes encore des améliorations pour répondre aux besoins actuels des systèmes de communication de la troisième et la quatrième générations.

Comme nous l'avons développé tout au long de ce chapitre, les matériaux ferroélectriques font partir des bons candidats pour réaliser des dispositifs agiles notamment des filtres reconfigurables en fréquences. Les solutions technologiques envisagées pour ce dispositif sont de structures volumiques ou planaires. Toutefois, la structure planaire semble fournir de meilleures performances électriques, en l'occurrence les filtres planaires agiles gravés sur des substrats de faibles pertes et intégrant des capacités ferroélectriques discrètes. En effet, ils présentent un meilleur compromis entre agilité et pertes surtout la structure microruban.

Ainsi dans le cadre de ces travaux, la technologie planaire sera envisagée pour la réalisation de filtres reconfigurables en fréquence constitués de résonateurs gravés sur un substrat faibles pertes intégrant des capacités variables discrètes fabriquées à partir des matériaux ferroélectriques développés par nos partenaires de projet.

Dans le chapitre suivant, nous allons présenter la caractérisation des matériaux ferroélectriques développés dans le cadre du projet et la conception des briques de bases pour répondre aux besoins des démonstrateurs reconfigurables à réaliser.

VI. BIBLIOGRAPHIE

- [I-1] ACOR / partie C «Présentation détaillée du projet»
- [I-2] F. R. DE SOUSA et al., “A novel RF front-end architecture for multi-band transceivers”, **IEEE MTT-S International Microwave Symposium digest**, vol. 2, pp. 1281-1284, 2004.
- [I-3] A. MISKIEWICZ et al., “System considerations and RF front-end design for integration of satellite navigation and mobile standards”, **Advances in Radio science**, vol.7, pp.151-154, 2009.
- [I-4] C. PALEGO et al., “A Dual-Band MEMS Reconfigurable Filter for a Multi-Standard Radio Front-End”, **38th EuMC**, October 2008, Amsterdam, Netherlands.
- [I-5] B. GUIGUES, “Elaboration de capacités variables ferroélectriques à base de (Ba,Sr)TiO₃ pour applications Radio Fréquences”, **Thèse de Doctorat en Science des matériaux**, Centrale Paris, n° 2008-58, du 16 décembre 2008.
- [I-6] L. E. CROSS et al., “History of ferroelectrics”, The Pennsylvania State University, **Materials Research Laboratory, reprinted from the Ceramics and Civilization**, Vol. 111, High-Technology Ceramics-Past, Present, and Future Copyright 1987 by The American Ceramic Society. Inc.
- [I-7] T. DELAGE, “Optimisation du dépôt de films minces de BSTO et de tri couches YBCO/BSTO/YBCO ; phénomènes de croissance et d’interfaces, application à la réalisation de composants hyperfréquences accordables”, **Thèse de Doctorat en Sciences des procédés céramiques et traitement de surface**, Université de Limoges, n° 2003limo0048, du 14 Novembre 2003.
- [I-8] J.C. NIEPCE et al., “BaTiO₃ : Matériau de base pour les condensateurs céramiques”, **SEPTIMA**, 1994.
- [I-9] L. ZHANG et al., “On the Possible Curie Temperature and Ferroelectricity for SrTiO₃ and KTaO₃”, **physica status solidi**, vol.168, pp. 325-329, 1998.
- [I-10] T. Mitsui, Landolt-Börnstein, Ferro and anti ferroelectric Substances, vol 3.
- [I-11] S. DORFMAN et al., “Some nonlinear properties of ferroelectric smart materials” **Physica B 304**, vol. 304, n°1-4, pp. 339-347, 2001.
- [I-12] L. WU et al., “Preparation and Microwave Characterization of Ba_xSr_{1-x}TiO₃ Ceramics”, **Japanese Journal of Applied Physics**, vol. 38, n°9B, pp. 5612-5615, 1999.

- [I-13] D. K. GHODGAONKAR et al., “Ferroelectric phase shifters for electronically steerable antenna systems”, **Antennas and Propagation Society International Symposium**, Chicago IL, vol. 1, pp. 272-275, 2002.
- [I-14] L. C. SENGUPTA et al., “Breakthrough advances in low loss, tunable dielectric materials”, **Materials Research Innovations**, vol. 2, n°5, pp. 278-282, March 1999.
- [I-15] S. B. HERNER et al., “The effect of various dopants on the dielectric properties of barium strontium titanate”, **Materials letters**, vol. 15, n°5, pp. 317-324, 1993.
- [I-16] J. XU et al., “Preparation and property of submicron $Ba_{0.67}Sr_{0.33}TiO_3$ powders and ceramics”, **IMF-ISAF 2009**, Xi’an, China, August 2009
- [I-17] T. ZHANG et al., “Effects of calcining and sintering temperatures on the properties of $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$ pyroelectric ceramics”, **IMF-ISAF 2009**, Xi’an, China, August 2009.
- [I-18] J. NATH et al., “Discrete barium strontium titanate (BST) thin-film interdigital varactors on alumina: design, fabrication, characterization, and applications”, **IEEE MTT-S International**, San Francisco, CA, pp. 552-555, June 2006
- [I-19] H.V. ALEXANDRU, et al., “Ferroelectric solid solutions $(Ba,Sr)TiO_3$ for microwave applications” **Materials Science and Engineering B**, vol. 118, pp. 92-96, 2005.
- [I-20] R. J. CAVA et al., “Compensation of the temperature coefficient of dielectric constant of barium strontium titanate”, **Physics Letters**, vol. 67, pp 3813-3815, Juin 2009.
- [I-21] R. COSTES et al., “Amélioration des propriétés diélectriques des composites accordables titanate de baryum strontium - magnésie par contrôle de la diffusion hétérogène du magnésium”, 11^{ème} JCMM 2010, Session 033, Brest, Avril 2010.
- [I-22] A. IOACHIM et al., “ $Ba_{1-x}Sr_xTiO_3$ Ceramics for Tunable Microwave Devices”, **Semiconductor Conference**, Vol.2, pp. 277-280, 2005.
- [I-23] V. O. SHERMAN et al., “Ferroelectric-dielectric tunable composites”, **Journal of applied physics**, n°99, Avril 2006.
- [I-24] W. E. DOHERTY et al., “The PIN diode circuit designers’ handbook”, Microsemi-Watertown, MA.
- [I-25] C. MUSOLL-ANGUINO et al., “Fully adaptable band-stop filter using varactor diodes”, **Microwave and optical technology letters**, Vol.52, issue 3, pp 554-558, Jan 2010.
- [I-26] O. FRANCAIS, “Qu’est ce qu’un MEMS”, Groupe ISIEE Paris, http://www.esiee.fr/~pfmweb/pfm2/MEMS_c_quoi.pdf [site en ligne].

- [I-27] J.-B. YOON et al., “A High-Q tunable micromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications”, **Electron devices Meeting**, San Francisco, CA, pp. 489-492, 2000.
- [I-28] C. L. GOLDSMITH et al., “Performance of low-loss RF MEMS Capacitive Switches”, **IEEE Microwave and guides wave letters**, Vol.8, N° 8, August 1998.
- [I-29] A. TAKACS et al., “Design of tunable MEMS filters for millimeter wave systems”, **IEEE MELECON 2006**, May 16-19, Benalmadena (Malaga), Spain.
- [I-30] K. TOPALLI et al., “Reconfigurable antenna structures using MEMS technology”,
- [I-31] W. H. WEEDON et al., “MEMS-Switched reconfigurable antennas”, **IEEE antennas and propagation society international symposium**, Boston, MA, July 8-13, 2001.
- [I-32] A. ABBASPOUR-TAMIJANI et al., “Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”, **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, Vol. 51, N° 7, pp. 1878-1885, July 2003.
- [I-33] R. LEBOURGEOIS et al., “Analysis of radio-frequency losses of ferromagnetic composite materials”, **IEEE transactions on magnetics**, Vol. 38, N° 5, pp. 3153-3155, Sep. 2002
- [I-34] M. DARQUES, “Nanofils ferromagnétiques pour des dispositifs micro onde”, **Conférence Invitée n°4 10^{ème} JCMM**, Limoges, Avril 2008.
- [I-35] A. D. BROWN et al., “Patch antennas on ferromagnetic substrates”, **IEEE transactions on antennas and propagation**, Vol. 47, N° 1, pp. 26-32, Jan. 1999.
- [I-36] P. J. RAINVILLE et al., “Magnetic tuning of a microstrip patch antenna fabricated on a ferrite film”, **IEEE microwave guides wave letters**, Vol. 2, pp. 483-485, Dec. 1992.
- [I-37] H. HOW et al., “Radiation frequencies of ferrite patch antennas”, **IEEE electronics letters**, Vol. 28, N° 15, pp. 1405-1406, 1992.
- [I-38] C. S. TSAI et al., “Wide micriwave filters using ferromagnetic resonance tuning in Flip-Chip Yig-GaAs layer structures”, **IEEE transactions on Magnetics**, Vol. 45, N° 2, pp. 656-660, Fev. 2009.
- [I-39] J. F. BERGINAUD et al., “Liquid cristal tunable filter based on DBR topology”, **36th European Microwave Conference**, Manchester, pp. 368-371, Sept 2006.
- [I-40] W. I. HU et al., “Tunable liquid crystal reflectarray patch element”, **Electronics Letters**, vol.42, Issue 9, pp 509-511, Avril 2006.

- [I-41] M. Y. ISMAIL et al., “Phase tunability of reflectarray patch elements using tunable dielectric substrate of nematic liquid crystal”, **IEEE Workshop Antenna technology**, pp 1-4, March 2009.
- [I-42] A. ERIKSSON et al., “Two-pole tunable bandpass filter based on YBCO plated single crystal KTO disk resonators”, **IEEE Transactions on applied superconductivity**, Vol.48, N°4, pp 1-6, March 2004.
- [I-43] G. VENDICK et al., “Ferroelectric tuning of planar and bulk microwave devices”, **Journal of Superconductivity**, Vol.12, N°2, pp 325-338, 1999.
- [I-44] N. McN. ALFORD and al., “Band-Pass tunable ferroelectric filter based on uniplanar dielectric resonators”, **EuMA 2008**, Amsterdam, The Netherlands, pp 282-285, October 2008.
- [I-45] G. M. SUBRAMANYAM et al., “Ferroelectrics thin film based electrically tunable ku-band coplanar waveguide components”, **IEEE Microwave symposium digest**, Vol.1, pp 471-474, May 2001.
- [I-46] G. M. SUBRAMANYAM et al., “A K-Band-Frequency agile microstrip bandpass filter using a thin-film HTS/ferroelectric/dielectric multilayer configuration”, **IEEE Transactions on Microwave theory and techniques**, Vol.48, N°4, pp 525-530, April 2000.
- [I-47] F. A. MIRANDA et al., “Design and development of ferroelectric tunable microwave components for Ku- and K-Band satellite communication systems”, **IEEE Transactions on Microwave theory and techniques**, Vol.48, N°7, pp 1181-1189, July 2000.
- [I-48] S. GEVORGIAN et al., “Tunable microwave devices on bulk and thin film ferroelectrics”, **Integrated ferroelectrics**, Vol.22, Issue 1-4, pp 245-257, 1998.
- [I-49] G. SUBRAMANYAM et al., “A narrow-band ferroelectric tunable bandpass filter for k-band applications”, **Microwave conference**, Asia Pacific, pp 938-941, Dec. 2000.
- [I-50] S. W. KIRCHOEFER et al., “Microwave properties of Sr Ba TiO thin-film 0.5 0.5 3 interdigitated capacitors”, **Microwave and optical technology letters**, Vol.18, June 1998.
- [I-51] A. TOMBAK et al., “Low voltage tunable barium strontium titanate thin film capacitors for RF and microwave applications”, **Microwave symposium digest**, Vol.3, Boston, MA, pp. 1345-1348, Jun 2000.

- [I-52] A. VOROBIEV et al., "Silicon substrate integrated high Q-factor parallel-plate ferroelectric varactors for microwave/millimeterwave applications". **Applied physics letters**, Vol.83, N° 15, pp. 3144- 3146, October 2003.
- [I-53] J. NATH et al., "Microwave properties of BST thin film interdigital capacitors on low cost alumina substrates", **34th EuMC**, Amsterdam, pp.1497-1500, 2004.
- [I-54] D. GHOSH et al., "Tunable high-quality-factor interdigitated (Ba,Sr)TiO₃ capacitors fabricated on low-cost substrates with copper metallization", **Thin Solid Films 496**, pp 669-673, 2006.
- [I-55] Y. LIU et al., "BaSrTiO₃ interdigitated capacitors for distributed phase shifter applications", **IEEE microwave and guided wave letters**, Vol.10, N°11, November 2000.
- [I-56] J. NATH et al., "Discrete barium strontium titanate (BST) thin-film interdigital varactors on alumina: design, fabrication, characterization, and applications", **IEEE MTT-S International**, San Francisco, CA, pp. 552-555, June 2006.
- [I-57] D. KIM et al., "2.4 GHz continuously variable ferroelectric phase shifters using all-pass networks", **IEEE Microwave wireless component letter 13**, pp 434-436, 2003.
- [I-58] S. E. MOON et al., "X-band phased array antenna using ferroelectric (Ba,Sr)TiO₃ coplanar waveguide phase shifter", **ETRI Journal**, Vol.27, N°6 pp 667-684, Dec 2005.
- [I-59] T. A. BERNACKI et al., "Barium strontium titanate thin-film multi-layer capacitors", **Technical paper**, September/October 2004.
- [I-60] J. NATH et al., "A tunable combline bandpass filter using Barium Strontium Titanate interdigital varactor on an alumina substrate", **IEEE MTT-S International**, pp 595-598, June 2005.
- [I-61] S. COURRÈGES et al., "A quasi-elliptic ferroelectric tunable filter for X-band applications", **EuMC 2009**, Rome, Italy, pp 1409-1412, October 2009.
- [I-62] Z. FENG et Al., "Narrowband Barium Strontium Titanate (BST) tunable bandpass filters at X-band", **IEEE MTT-S International**, Boston, MA, pp 1061-1064, June 2009.
- [I-63] J. PAPAPOLYMEROU et al., "A miniature low-loss slow-wave tunable ferroelectric bandpass filter from 11-14 GHz", **IEEE MTT-S International**, San Francisco, CA, pp 556-559, June 2006.

- [I-64] T. CHAKRABORTY et al., “Intermodulation distortion in wide-band dual-mode bulk ferroelectric bandpass filters”, **IEEE MTT-S International**, Boston, MA, pp 615-618, June 2005.
- [I-65] J. NATH et al., “An electronically tunable microstrip bandpass filter using thin-film Barium- Strontium- Titanate (BST) Varactors”, **IEEE Transactions on MTT**, Vol. 53, N°9, pp 2707-2712, Sept. 2005.
- [I-66] S. COURRÈGES et al., “A Ka-Band electronically tunable ferroelectric filter”, **IEEE Microwave and wireless components letters**, Vol.19, N°6, pp 356-358, June 2009.
- [I-67] Y-H CHUN et al., “BST varactor tuned bandstop filter with slotted ground structure”, **IEEE MTT-S International**, Atlanta, GA, pp 1115-1118, June 2008;
- [I-68] Z. FENG et al., “A 6.2 – 7.5 GHz Tunable bandpass filter with integrated barium strontium titanate (BST) interdigitated varactors utilizing silver/coper metallization”, **Radio and wireless symposium**, San Diego, CA, pp 638-641, Jan. 2009.
- [I-69] S. COURRÈGES et al., “A low loss X-band quasi-elliptic ferroelectric tunable filter”, **IEEE Microwave and wireless components letters**, Vol. 19, N°4, pp 203-205, April 2009.
- [I-70] J. SIGMAN et al., “Voltage-controlled Ku-band and X-band tunable combline filters using Barium-Strontium-Titanate”, **IEEE Microwave and wireless components letters**, Vol. 18, N°9, pp 593-595, Sept. 2008.

TABLE DES FIGURES

Figure I- 1 : Chaîne de transmission émetteur-récepteur [I.1]	8
Figure I- 2 : Antenne Bi-Bande à tilt électrique variable [I.1]	10
Figure I- 3 : Schéma simplifié d'une chaîne d'émission-réception reconfigurable.....	11
Figure I- 4 : Allure de l'évolution de la permittivité d'un matériau ferroélectrique en fonction de la température	15
Figure I- 5 : Transition de phase de type displacif dans le BaTiO ₃ de structure pérovskite : (a) état paraélectrique (phase cubique), (b) état ferroélectrique (déformation tétragonale)	16
Figure I- 6 : Cycle d'hystérésis ferroélectrique [I-7].....	16
Figure I- 7 : Permittivité et pertes diélectriques du BaTiO ₃ en fonction de la température [I-8]	17
Figure I- 8 : Evolution de la température de transition du Ba _{1-x} Sr _x TiO ₃ en fonction du taux de strontium	18
Figure I- 9 : Evolution des pertes diélectriques en fonction du taux de strontium dans le Ba _{1-x} Sr _x TiO ₃	19
Figure I- 10 : Méthode céramique traditionnelle de préparation des BST.....	21
Figure I- 11 : Diode PIN (a) et le schéma équivalent en fonction de la polarisation : polarisation en direct (b), polarisation en inverse (c).....	25
Figure I- 12 : Caractéristique typique de la variation de la résistance R _s en fonction du courant de polarisation (en polarisation directe) d'une diode PIN [I-24].....	25
Figure I- 13 : Symbole d'une diode varicap (a) et le modèle équivalent en polarisation (b) ...	26
Figure I- 14 : Applications typiques des MEMS [I-26]	27
Figure I- 15 : Différentes topologies de capacités variables MEMS RF : variation sur la distance entre les électrodes en regard (a), capacité inter-digitée MEMS (b), variation de la permittivité (c)	28
Figure I- 16 : Procédé de réalisation d'un composite ferromagnétique : LIFE [I-33].....	30
Figure I- 17 : Comparaison des pertes en fonction de la fréquence entre un ferite (NiZnCu, μ = 160) et un composite ferromagnétique (LIFE, μ = 230) [I-33].....	30
Figure I- 18 : Résonateur diélectrique constitué de couches ferroélectrique et supraconducteur (a), variation du facteur de qualité à vide et de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée (b).....	33

Figure I- 19 : Réponses expérimentales d'un filtre volumique deux pôles agile en fréquence: (a) coefficient de transmission, (b) coefficient de réflexion [I-42].	34
Figure I- 20 : Topologie coplanaire en configuration multicouche (a), exemple d'un résonateur coplanaire (b) [I-45].	35
Figure I- 21 : Filtre deux pôles en topologie coplanaire [I-67].	35
Figure I- 22 : Technologie microruban : (a) ligne métallique en or [I-47], (b) ligne métallique en supraconducteur (HTS) + or (Au) [I-46].	36
Figure I- 23 : (a) Filtre deux pôles agiles en fréquence, (b) mesure du filtre polarisé	37
Figure I- 24 : Variation de la permittivité et la capacité en fonction de la polarisation	39
Figure I- 25 : Schéma de principe d'une capacité MIM	39
Figure I- 26 : Capacité MIM sur une couche de BST (a), technique de mesure de la capacité (b) et Mesure de la capacité en fonction de la tension de polarisation [I-51].	40
Figure I- 27 : (a) Vue en coupe de la capacité variable, (b) Vue par-dessus de la capacité	41
Figure I- 28 : Topologie coplanaire (a), Capacité inter-digitée de 12 doigts (b) [I-50], Technique de mesure de la capacité [I-54].	42
Figure I- 29 : Topologie d'une capacité variable multicouche (a), capacité réalisée sous forme de circuit intégré (b) [I-59].	44
Figure I- 30 : (a) boîtier d'une capacité variable multicouche, (b) pourcentage de variation de la capacité en fonction de la tension de commande.	44
Figure I- 31 : (a) photographie d'un filtre microruban deux pôles [I-18] et (b) Topologie d'un filtre microruban trois pôles [I-60] intégrant tous deux des capacités BST discrètes.	46
Figure I- 32 : Réponses expérimentales du filtre deux pôles	46
Figure I- 33 : Topologie d'un filtre agile quatre pôles microruban : résonateur en $\lambda_g/2$	47
Figure I- 34 : Réponses expérimentales du filtre agiles 4 pôles [I-62]	47
Figure I- 35 : Topologie d'un résonateur coplanaire intégrant des capacités variables ferroélectriques	48
Figure I- 36 : Réponses expérimentales d'un filtre agile deux pôles en technologie coplanaire	49

**CHAPITRE II : ANALYSE,
REALISATION ET TEST DE
BRIQUES DE BASE**

I. INTRODUCTION

I. 1. Contexte général

L'objectif de ce travail de thèse est de contribuer au développement de dispositifs accordables nécessaires aux nouveaux systèmes de communication. Ces travaux sont essentiellement basés sur la caractérisation de matériaux ferroélectriques dans le but de les intégrer dans les dispositifs Radio Fréquence reconfigurables en fréquence. Les applications visées sont des filtres agiles pour les stations de base des radios TETRA⁶ des standards PMR.

◆ Les standards PMR

Les standards PMR (Private Mobile Radio) ou Radio Mobile Professionnelle (RMP) sont des réseaux radio cellulaires numériques voix et données largement utilisés par les services de sécurité publique et de secours tels que les forces de police, les pompiers et par d'autres catégories d'utilisateurs (les transports publics, les aéroports, les ports et les sociétés d'autoroute). La particularité de ces réseaux est leur haut niveau de sécurité en termes de confidentialité et de qualité de service. En effet, ces réseaux assurent la sécurité des transmissions, garantissent le service même en cas de crise ou de saturation des réseaux publics, et couvrent en général l'étendue d'un territoire national. Il existe trois standards PMR normalisés : TETRAPOL, TETRA et APCO25⁷. Le standard APCO25 est utilisé en Amérique du Nord (Etats Unis et au Canada) et les standards TETRA et TETRAPOL sont utilisés en Europe, à titre d'exemple en France, la police nationale et la gendarmerie nationale utilisent respectivement le réseau ACROPOL⁸ et le réseau RUBIS basés sur la technologie TETRAPOL [II-1]. Les fréquences dédiées aux standards PMR sont présentées dans le tableau II-1.

⁶ TETRA : Terrestrial Trunked Radio

⁷ APCO 25 : Association of Public Safety Communications Officials International (projet 25)

⁸ ACROPOL : Automatisation des Communications Radiotéléphoniques Opérationnelles de POLice

Tableau II- 1 : Spectres PMR standardisés

Bande [MHz]	Fréquences en MHz (standard utilisé)		
	Europe	US et Canada	Reste du monde
80	68 à 87.5 (TETRAPOL)	-	-
160	146 à 174	-	-
400	380 à 470 (TETRA & TETRAPOL)	406 à 512 (ACPO25)	470 à 520
700	-	746 à 794 (ACPO25)	-
700 / 800	870 à 960 (TETRAPOL)	764 à 870 (ACPO25)	-
800 / 900	870 à 876 & 915 à 921 (TETRA)	-	-

Les réseaux numériques TETRA, TETRAPOL et APCO25 ont été développés pour remplacer les technologies PMR analogiques qui avaient de très faibles débits et sur lesquels ne pouvaient être transmises des applications plus gourmandes en bandes passantes (vidéo, internet, imagerie) actuellement demandées par les utilisateurs (Police, gendarmerie, entreprises de transport et portuaires, pompiers etc.) afin d'exercer au mieux leurs activités. En Europe, tous les états de la Communauté Européenne ont signé l'accord de Schengen pour établir un réseau de radiocommunication numérique à ressources partagées pouvant interagir avec les états voisins. Toutes ces exigences nécessitent donc des dispositifs larges bandes, évolutifs, moins couteux et miniatures identiques aux besoins des normes GSM, DCS, EDGE et UMTS.

Les normes TETRA et TETRAPOL utilisées en Europe opèrent dans la bande de fréquences UHF (Ultra Hautes Fréquences). Cependant les fréquences dédiées sont différentes d'un service public à un autre, à titre d'exemple, les bandes de fréquence de 380 à 400 MHz sont destinées aux services d'urgences tandis que les bandes 410 à 430 MHz, 450 à 470 MHz et 870 à 880 MHz sont réservées aux applications civiles et privées. Dans ces canaux, on distingue les fréquences en émission et les fréquences en réception telles qu'illustrées dans le tableau II-2 :

Tableau II- 2 : Répartition de la fréquence en émission et en réception des normes TETRA

Bande de fréquence (émission)	Bande de fréquence (réception)	Applications
380 à 390 MHz	390 à 400 MHz	Systemes de secours, ministère de l'intérieur et de la défense
410 à 420 MHz	420 à 430 MHz	Systemes publics
450 à 460 MHz	460 à 470 MHz	
870 à 876 MHz	915 à 921 MHz	

Afin d'assurer l'intercompatibilité entre les normes, de réduire les équipements et le coût de mise en place, il est nécessaire de développer des dispositifs reconfigurables capables d'évoluer avec les différentes générations et/ou d'assurer à la fois l'émission et la réception.

I. 2. Objectifs

Les nouveaux matériaux ferroélectriques développés dans le cadre du projet ACOR2 devront permettre de concevoir et de réaliser un filtre deux pôles de fréquence centrale f_0 de 400 MHz, de bande passante 25 MHz (6%) reconfigurable dans la bande [380 - 420 MHz] nécessitant des résonateurs avec des facteurs de qualité à vide Q_0 de 100.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les études menées dans un premier temps sur différentes briques de base intégrant des matériaux ferroélectriques. L'analyse des briques de base doit permettre d'établir une passerelle entre les matériaux ferroélectriques et les applications visées.

II. ANALYSE DE BRIQUES DE BASE POUR LA CONCEPTION DE FILTRES ACCORDABLES

Les briques de base envisagées pour la réalisation des filtres accordables sont essentiellement constituées de résonateurs accordables et de capacités variables. Chacun des éléments est caractérisé et optimisé.

II. 1. Les résonateurs linéiques :

Le résonateur linéique peut être en $\lambda_g/2$ (circuit ouvert aux deux extrémités) ou en $\lambda_g/4$ (une des extrémités est court-circuitée). Equivalents à un circuit RLC, la fréquence de résonance f_0 peut varier en fonction de la polarisation appliquée. Les dimensions géométriques et physiques sont optimisées de sorte à avoir une bonne agilité, un encombrement et des pertes limités.

II. 2. Les capacités variables :

Les capacités variables sont constituées d'un matériau ferroélectrique intégré entre des électrodes métalliques sur lesquelles est imposée une tension de commande. La variation de la capacité en fonction de la tension de commande et les pertes sont à étudier.

Les différentes briques de base citées ci-dessus ont donc été réalisées avec les matériaux ferroélectriques développés et optimisés dans le cadre du projet ANR ACOR2

III. ANALYSE ET CONCEPTION D'UN RESONATEUR MICRORUBAN GRAVE SUR UN SUBSTRAT FERROELECTRIQUE

Dans un premier temps, nous avons cherché à évaluer la possibilité de réaliser un résonateur en $\lambda_g/2$ sur un substrat ferroélectrique d'épaisseur 500 μm . L'agilité en fréquence est obtenue en polarisant le matériau à l'aide d'une tension continue qui provoque alors une modification de la permittivité du matériau. Dans ce cas, cette tension est directement appliquée entre le ruban métallique et le plan de masse du résonateur. L'étude d'un tel dispositif nécessite donc à la fois des analyses électrostatique et électromagnétique.

Cette première étude est effectuée à partir des matériaux ferroélectriques mis à notre disposition en début de projet à savoir un BST composite de permittivité $\epsilon_r = 600$ et de tangente de pertes $\tan \delta = 2.10^{-3}$ à 400 MHz.

III. 1. Caractéristique du matériau ferroélectrique

Sous l'action du champ électrique statique appliqué, la permittivité du BST composite varie (figure II-1).

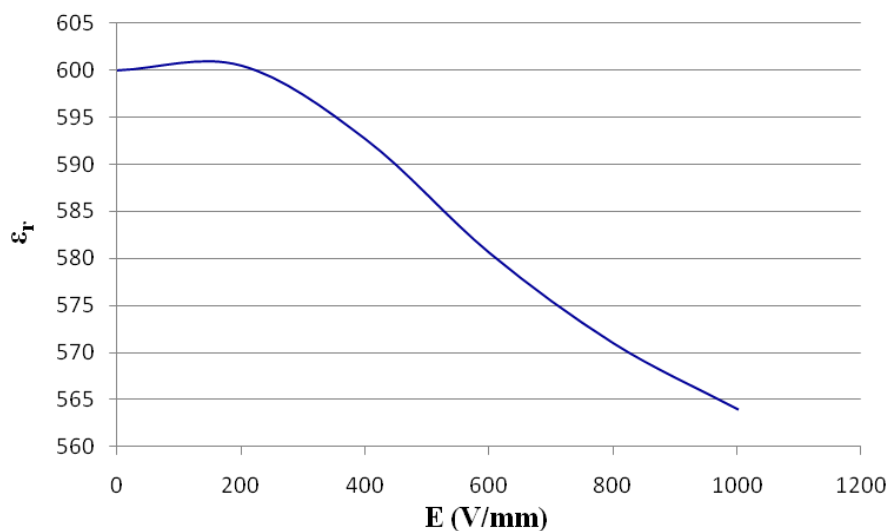


Figure II- 1 : Allure de la variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué

La commandabilité (cmd) qui caractérise la variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué est définie par $cmd = \frac{\epsilon_r(0) - \epsilon_r(E)}{\epsilon_r(0)} * 100$ où $\epsilon_r(0)$ est la permittivité relative du matériau pour un champ nul et $\epsilon_r(E)$ la permittivité relative du matériau lorsqu'un champ électrique E est appliqué. La commandabilité du BST composite disponible au début du

projet est de 6 % sous un champ électrique de 1 kV/mm. Les matériaux ferroélectriques sont disponibles sous forme de pastilles de diamètre 13 mm et d'épaisseur minimum 250 μm .

III. 2. Topologie du résonateur

Les dimensions du résonateur microruban en $\lambda_g/2$ gravé sur un substrat BST composite ($\epsilon_r = 600$ et $\tan \delta = 2.10^{-3}$) d'épaisseur $H = 500 \mu\text{m}$ ont été déterminées à l'aide de l'outil de calcul « Linecalc » du logiciel ADS (Advanced Design System d'Agilent). La longueur L , la largeur w du ruban métallique constituant le résonateur, et la largeur des lignes d'accès ℓ ont été définies respectivement pour avoir une fréquence centrale $f_0 = 400 \text{ MHz}$, un facteur de qualité à vide $Q_0 = 100$ et une impédance caractéristique $Z_0 = 50 \Omega$.

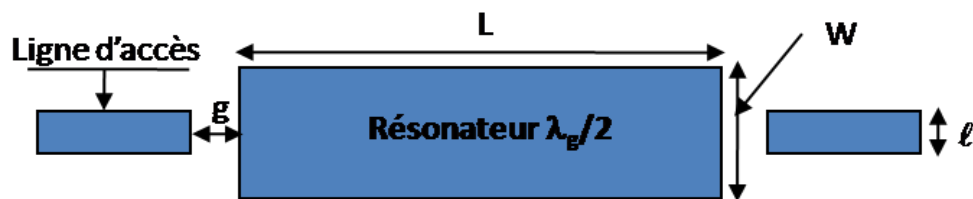


Figure II- 2 : Résonateur microruban en $\lambda_g/2$

III. 3. Analyse électrostatique 2D du résonateur

L'analyse électrostatique consiste à résoudre l'équation non linéaire de Poisson. Pour cela il est nécessaire de connaître la dépendance de la permittivité en fonction du champ électrique. Un outil de calcul a été développé au laboratoire afin de déterminer le profil de permittivité de différents dispositifs lorsqu'ils sont soumis à un champ statique. Ce code de calcul utilisant le principe de la méthode des lignes peut être appliqué à des circuits intégrant aussi bien des couches minces que des couches épaisses [II-2].

Un exemple de calcul est donné à la figure II-3. Il s'agit de l'analyse statique en deux dimensions d'une ligne microruban polarisée par un potentiel V . Le dispositif proposé possède une couche ferroélectrique de 500 nm d'épaisseur.

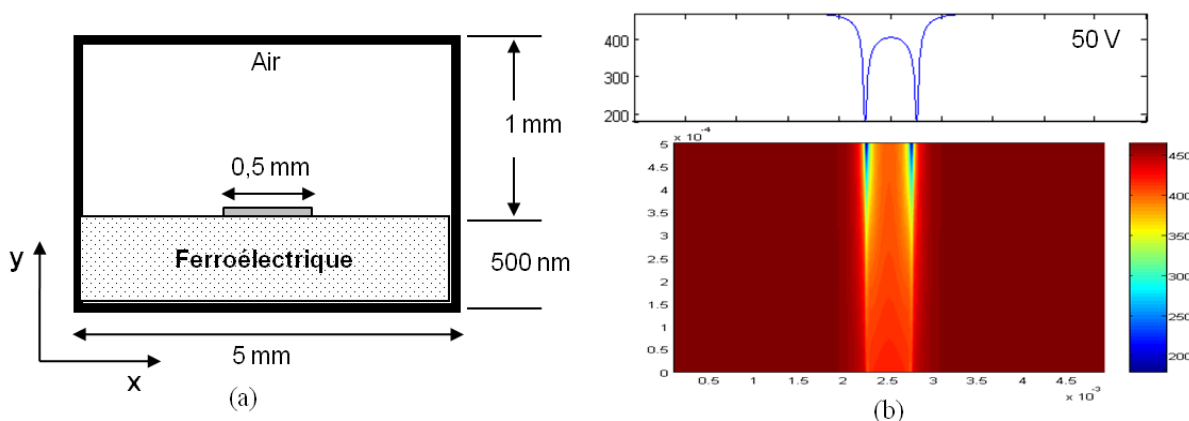


Figure II- 3 : Ligne microruban (a), variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique sous une tension appliquée de 50 V (b)

Le profil de permittivité met en évidence le comportement capacitif de la structure, le champ électrique appliqué produit essentiellement un effet entre les deux armatures métalliques.

Dans une première approche et pour simplifier le problème, nous considérons que la variation de la permittivité s’effectue de façon constante dans toute la zone située sous le ruban (figure II-5).

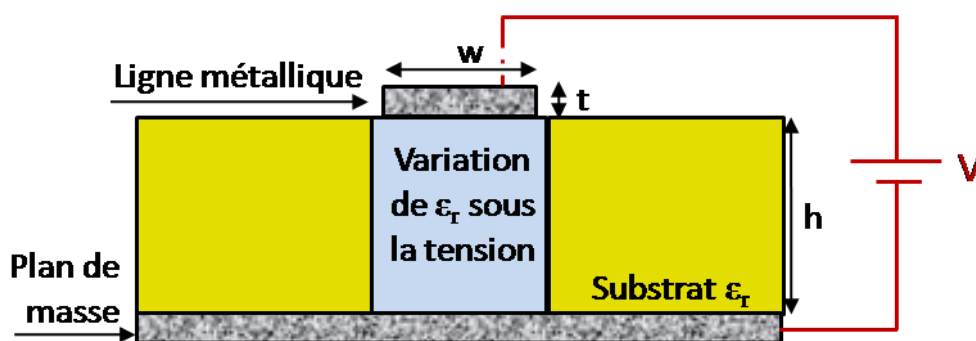


Figure II- 4 : Vue en coupe du résonateur microruban à optimiser

III. 4. Analyse électromagnétique du résonateur

L’analyse électromagnétique du résonateur a été effectuée à l’aide du logiciel HFSS (ANSOFT), un logiciel 3D basée sur le principe des éléments finis. Ce code de calcul, très puissant, permet d’analyser n’importe quel dispositif. Le maillage joue un rôle prépondérant sur la précision des analyses réalisées. Etant donné que la permittivité du matériau ferroélectrique est très élevée, il est recommandé de mailler le substrat très finement afin d’optimiser le résultat. Cependant, plus le maillage est fin et plus les temps de calcul sont importants. Il est donc nécessaire de faire un compromis entre la durée de la simulation et le maillage associé.

Des études préliminaires ont permis de montrer la nécessité d'utiliser des longueurs de mailles de 0.8 mm. La longueur de ligne microruban a été dimensionnée à 17,8 mm.

III. 4. 1. Etude du facteur de qualité à vide Q_0

De manière générale, le facteur de qualité en charge Q_L d'un résonateur excité par deux lignes microruban est défini par :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{e_e}} + \frac{1}{Q_{e_s}} \quad (\text{II-1})$$

Où Q_{e_e} et Q_{e_s} représentent les facteurs de qualité extérieurs respectivement d'entrée et de sortie du résonateur. Dans le cas considéré, la structure est symétrique et réciproque donc ils sont identiques. De plus, lorsque les lignes d'accès sont suffisamment éloignées du résonateur, celui-ci est fortement découplé et cela se traduit par des niveaux très faibles du module du coefficient de transmission à la fréquence de résonance (exemple : $|S_{21}| < -20$ dB (figure II- 5)).

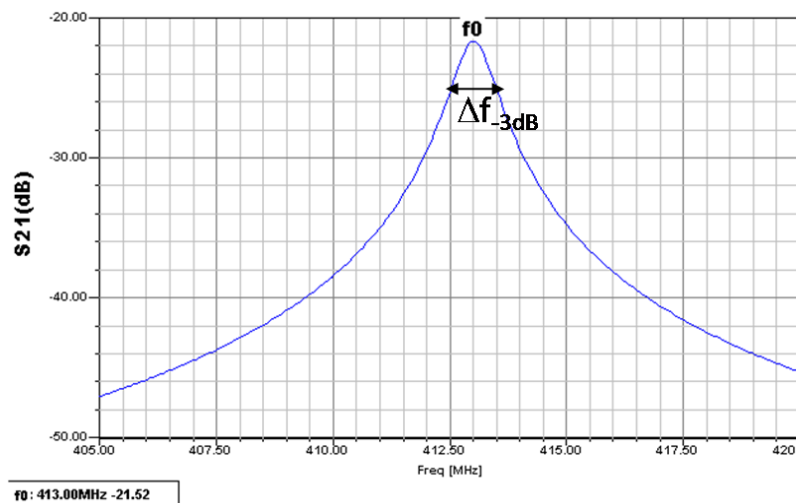


Figure II- 5 : Module du paramètre en transmission du résonateur en fonction de la fréquence

Les facteurs de couplages d'entrée Q_{e_e} et de sortie Q_{e_s} tendent alors vers l'infini et donc le facteur de qualité à vide Q_0 est égal au facteur de qualité en charge Q_L déterminé par la formule II-2.

$$Q_0 = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (\text{II-2})$$

III. 4. 1. 1. Influence de la largeur de la ligne constituant le résonateur sur le facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q_0 pour un substrat fixé (hauteur $H = 500 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 600$ et $\tan \delta = 2.10^{-3}$) et une conductivité des métallisations σ de 3.10^7 S/m dépend de la largeur du résonateur. En effet, lorsque la largeur de la ligne conductrice (W) constituant le résonateur

augmente, le facteur de qualité à vide augmente (figure II-6a). Il est également à noter que la largeur (W) affecte la fréquence de résonance (figure II-6b) mais il suffit de jouer sur la longueur de la ligne pour retrouver la valeur désirée. Donc pour pouvoir tendre vers un facteur de qualité à vide de 100 nécessaire à la réalisation du filtre il sera nécessaire de choisir une largeur de ligne supérieure ou égale à 2 mm.

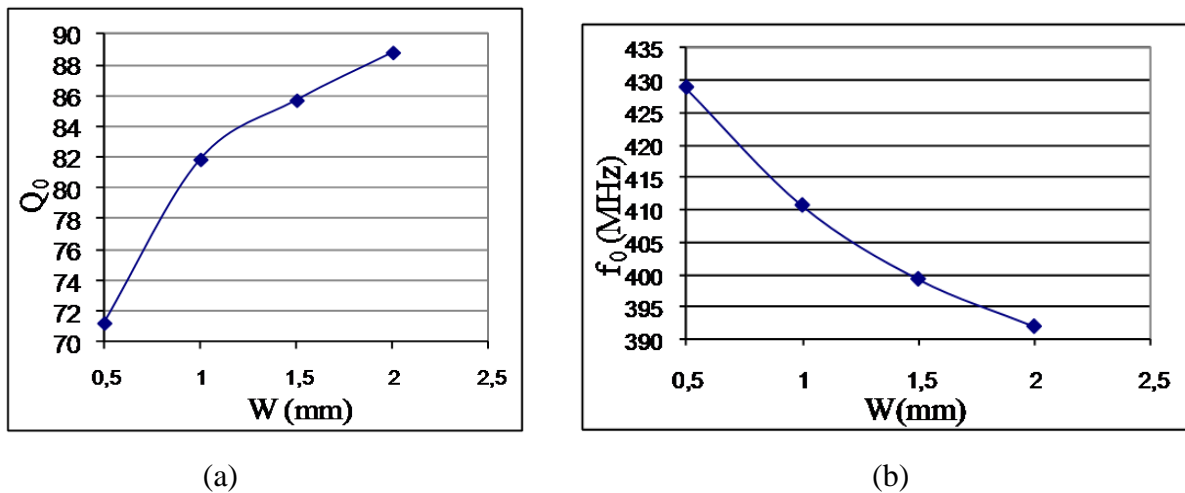


Figure II- 6 : Influence de la largeur (W) du résonateur sur le facteur de qualité à vide Q_0 (a) et sur la fréquence de résonance f_0 (b).

Le facteur de qualité dépend également des caractéristiques des matériaux (tangente de pertes, conductivité) constituant le résonateur. Nous avons donc cherché à déterminer les paramètres qui limitent sa valeur.

Dans la suite de l'étude la largeur W de la ligne est fixée à 1mm.

III. 4. 1. 2. Approche théorique du facteur de qualité à vide

Le facteur de qualité à vide Q_0 est donc lié à la tangente de pertes $\tan \delta$ du substrat et à la résistance de surface R_s du métal par la formule II-3.

$$Q_0^{-1} = \alpha * \tan \delta + \frac{R_s}{G} \quad (\text{II-3})$$

$$\text{Avec : } R_s = \frac{1}{\sigma * \delta} \quad (\text{II-4})$$

Où δ est l'épaisseur de peau ($\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \sigma \mu_0}}$) et σ la conductivité du métal. α et G sont des constantes qui dépendent de la répartition du champ électromagnétique dans la structure. En effet, α représente le facteur de remplissage de l'énergie électrique dans le matériau diélectrique et G, le facteur de géométrie est lié à la densité d'énergie sur les parois métalliques. Ces différents paramètres sont déterminés à partir des relations (II-5) et (II-6).

Pour $\sigma \rightarrow \infty$ (conducteur parfait), pas de pertes métalliques,

$$R_s = 0 \Rightarrow \alpha = Q_d^{-1} * \tan \delta^{-1} \quad (\text{II-5})$$

Pour $\tan \delta = 0$ (diélectrique parfait), pas de pertes diélectriques

$$G = R_s * Q_m \quad (\text{II-6})$$

$$\text{D'où : } Q_0^{-1} = Q_d^{-1} + Q_m^{-1} \quad (\text{II-7})$$

Avec Q_m et Q_d représentant les facteurs de qualité dus respectivement aux pertes métalliques et diélectriques.

- Dans le cas où toutes les métallisations sont considérées comme des conducteurs parfaits ($\sigma \rightarrow \infty$, $R_s = 0$) alors le facteur de qualité à vide Q_0 est égal à Q_d . Une simulation électromagnétique a permis d'obtenir $Q_d = 673$ d'où $\alpha = 0,7386$.
- Dans le cas où le substrat est un diélectrique parfait ($\tan \delta = 0$), le facteur de qualité métallique Q_m est égal à $Q_0 = 91$ d'où $G = 0,664$.

Ces premiers résultats permettent de conclure que le facteur de qualité à vide Q_0 du résonateur est limité par la valeur de la conductivité des surfaces métalliques et non pas par la tangentes de pertes du matériau ferroélectrique.

Connaissant α et G il est alors possible de tracer les variations du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la tangente de pertes et de la conductivité.

◆ Facteur de qualité Q_0 en fonction de la tangente de pertes ($\tan \delta$)

Le tracé de la variation du facteur de qualité à vide en fonction de la tangente de pertes (figure II- 7) confirme les résultats obtenus précédemment. En effet, pour une conductivité de la métallisation fixée à $\sigma = 3.10^7$ S/m, une tangente de pertes très faible du matériau ferroélectrique ne permet pas d'obtenir le facteur de qualité à vide Q_0 de 100 nécessaire à l'application fixée.

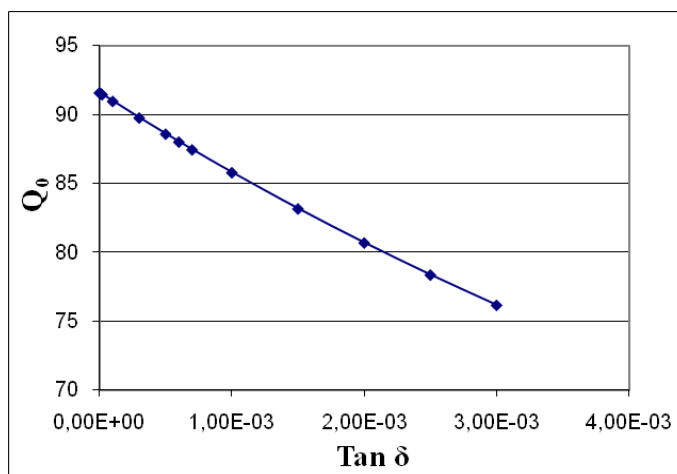


Figure II- 7 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la tangente de pertes

◆ **Facteur de qualité Q_0 en fonction de la conductivité σ**

La variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la conductivité σ (S/m) a été tracée pour des tangentes de pertes $\tan\delta$ de 3.10^{-3} et de 10^{-5} (figure II-8). La résistance de surface R_s étant inversement proportionnelle à la conductivité, lorsque la conductivité augmente, la résistance R_s diminue alors le facteur de qualité à vide Q_0 augmente.

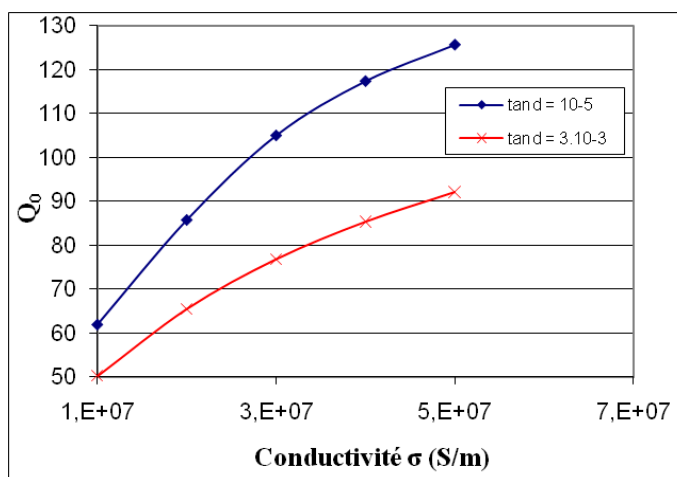


Figure II- 8 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la conductivité

◆ **Conclusion**

Pour pouvoir réaliser un résonateur avec un facteur de qualité à vide Q_0 de l'ordre de 100, il faut que la conductivité du métal σ soit supérieure à 3.10^7 S/m et un matériau ferroélectrique de tangente de pertes de l'ordre de 10^{-4} ($\tan\delta \approx 10^{-4}$).

III. 4. 2. Caractérisation de l'agilité du résonateur

III. 4. 2. 1. Approche théorique

Nous avons considéré pour simplifier le problème, une variation linéaire de la permittivité en fonction du champ électrostatique. Celle-ci est donc liée à la tension appliquée par la formule II-8 suivante :

$$\varepsilon(V) = a * V + \varepsilon(0) \quad (II-8)$$

La constante a est déterminée à partir de la commandabilité (cmd) du matériau et de l'épaisseur du substrat h par la formule II-9 :

$$a = \frac{\varepsilon(\text{cmd}) - \varepsilon(0)}{V(\text{cmd})} \quad (II-9)$$

$$\text{Où } \text{cmd} = \frac{\varepsilon(0) - \varepsilon(E)}{\varepsilon(0)} * 100 \quad \text{et} \quad V = E * h \quad (II-10)$$

Le matériau ferroélectrique utilisé a une permittivité de $\varepsilon(0) = 600$ et $\text{cmd} = 6\%$ sous un champ électrique $E = 1 \text{ kV/mm}$. La variation de la permittivité en fonction de la tension est donc tracée pour deux épaisseurs de substrat différentes : $h = 250 \mu\text{m}$ et $h = 500 \mu\text{m}$ (figure II-9).

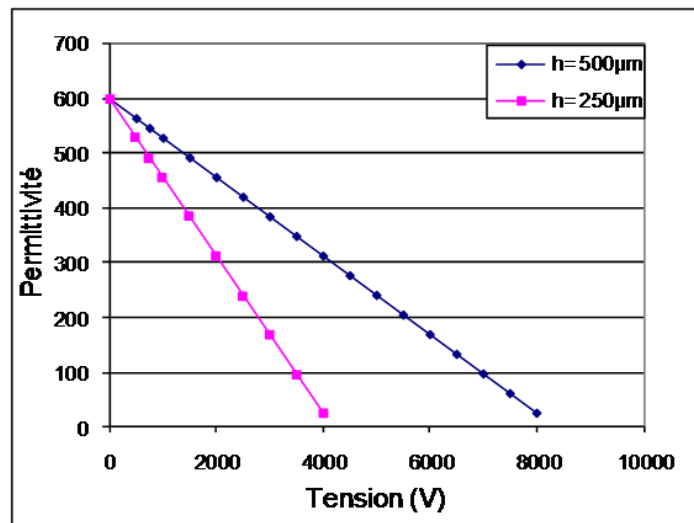


Figure II- 9 : Variation de la permittivité en fonction de la tension

Lorsque la tension appliquée augmente, la permittivité du matériau diminue et une faible épaisseur de substrat conduit pour une tension donnée à une plus forte variation de permittivité. Cette approche a permis par la suite de déterminer les variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité à vide du résonateur linéique en fonction de la tension appliquée.

III. 4. 2. 2. Simulation : accordabilité de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée

La simulation électromagnétique a porté sur deux épaisseurs de substrat comme précédemment, la tangente de pertes, la conductivité et la largeur de la ligne ont été fixées respectivement à $\tan \delta = 2.10^{-3}$, $\sigma = 3.10^7$ S/m, $W = 1$ mm. La longueur du résonateur en $\lambda_g/2$ est définie pour avoir une fréquence de résonance de 400 MHz. Cette fréquence dépend de la longueur L et de la permittivité effective c'est-à-dire de la permittivité du substrat ferroélectrique (II-11)

$$f_0 = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (II-11)$$

Ainsi, la variation de la permittivité entraîne inévitablement la variation de la fréquence de résonance. Lorsque la permittivité du substrat augmente, la fréquence de résonance diminue (figure II-10) et inversement, la fréquence de résonance augmente en fonction de la tension appliquée (figure II-11).

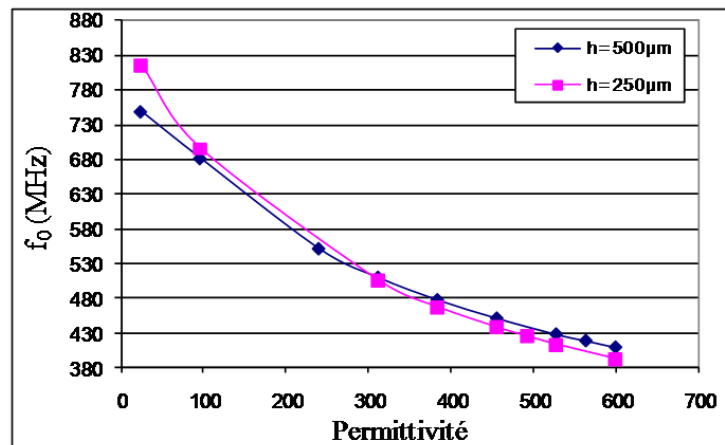


Figure II- 10 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du substrat

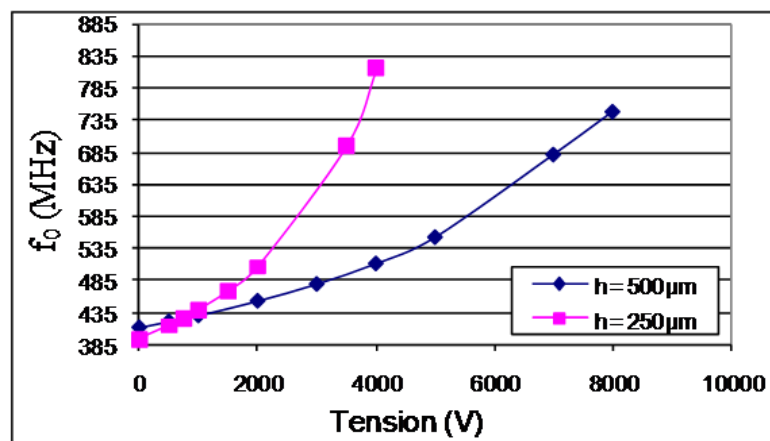


Figure II- 11 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée

L'agilité du résonateur (A) en pourcentage est définie par la formule suivante (II-12):

$$A(\%) = \frac{f_0(V) - f_0(0)}{f_0(0)} * 100 \quad (II-12)$$

Pour des champs électrostatiques appliqués de 1 kV/mm et 8 kV/mm correspondant respectivement à des tensions de 500 V et 4 kV pour une épaisseur de substrat de 500 μm et à des tensions de 250 V et 2 kV pour une épaisseur de substrat de 250 μm, l'agilité obtenue est :

- ❖ h = 500 μm
 - 1 kV/mm ⇒ A (%) = 2,2
 - 8 kV/mm ⇒ A (%) = 24
- ❖ h = 250 μm
 - 1 kV/mm ⇒ A (%) = 2,8
 - 8 kV/mm ⇒ A (%) = 28

L'agilité en fréquence est plus élevée pour des épaisseurs de substrat plus faibles par contre le facteur de qualité à vide Q_0 est plus élevé pour des épaisseurs plus grandes (figure II-12). Un compromis est donc nécessaire.

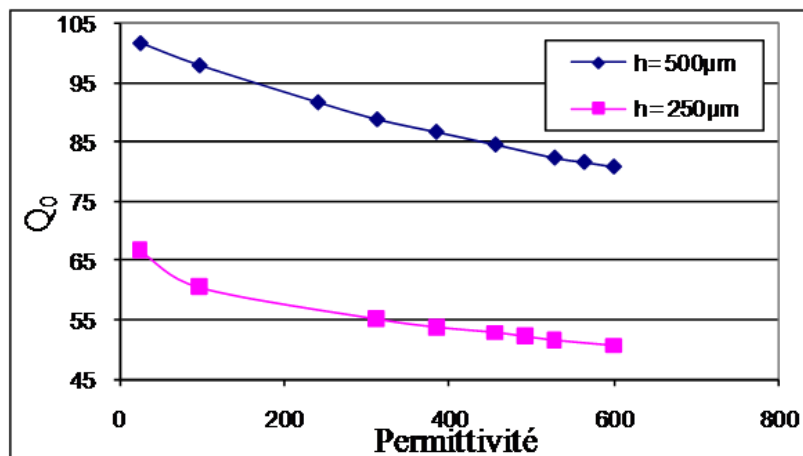


Figure II- 12 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la permittivité

III. 5. Conclusion

Cette première partie de l'étude nous a permis de caractériser un résonateur linéique en technologie microruban gravé sur un substrat ferroélectrique. Le facteur de qualité à vide Q_0 obtenu, est limité par les pertes métalliques et est inférieur à 100, valeur souhaitée pour la réalisation du filtre. De plus, l'agilité du résonateur nécessite de fortes tensions de polarisation.

Indépendamment des caractéristiques des matériaux ferroélectriques, il paraît difficile d'obtenir des métallisations de très bonne qualité ($\sigma \geq 3.10^7$ S/m) qui conduisent à des valeurs

élevées de facteur de qualité. Afin de pallier ce problème nous nous sommes intéressés aux structures combinées utilisant des capacités ferroélectriques discrètes.

IV. CONCEPTION, REALISATION ET MESURE DES CAPACITES VARIABLES FERROELECTRIQUES

Le choix de dispositifs agiles intégrant des capacités discrètes variables a conduit à l'analyse de capacités MIM et inter-digitées constituées des matériaux ferroélectriques développés par les partenaires du projet.

Dans ce cadre, différents matériaux ont été caractérisés et utilisés.

IV. 1. Les capacités MIM

IV. 1. 1. Conception de la capacité

IV. 1. 1. 1. Modélisation de la capacité MIM

Les capacités MIM sont des capacités Métal Isolant Métal où l'isolant est le matériau ferroélectrique, le métal constitue l'électrode de la capacité (figure II- 13). L'agilité de la capacité dépend alors de la commandabilité du matériau ferroélectrique.

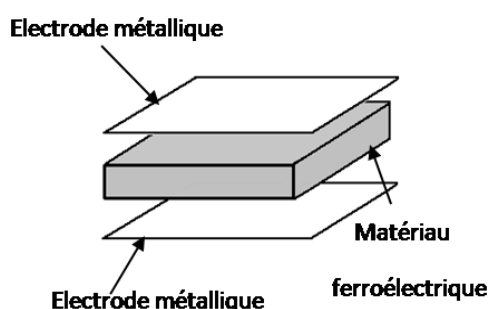


Figure II- 13 : Modélisation de la capacité MIM

IV. 1. 1. 2. Dimensionnement de la capacité

Les capacités MIM ont été conçues pour répondre aux besoins du filtre agile en fréquence à concevoir.

La valeur de la capacité dépend à la fois de la permittivité relative du matériau (ϵ'_r), de la surface des électrodes (S) et de l'épaisseur (e) du ferroélectrique. La permittivité est liée aux caractéristiques du matériau donc fixe. Ainsi pour avoir des capacités de fortes valeurs, il faut soit réduire l'épaisseur du matériau ferroélectrique soit augmenter la surface des électrodes. Mais l'épaisseur minimale des pastilles ferroélectriques que pouvaient fournir nos partenaires

est limitée à 250 μm . Reste donc à jouer sur la surface des électrodes pour définir les capacités nécessaires à la réalisation du filtre.

Ainsi sur une pastille ferroélectrique de permittivité $\epsilon_r = 3380$, de $\tan \delta = 1,5 \cdot 10^{-2}$ de 13 mm de diamètre et de 250 μm d'épaisseur, nous avons réalisé plusieurs capacités MIM ayant des surfaces d'électrodes de $(1 \times 1) \text{ mm}^2$ et conduisant à des valeurs théoriques de capacités de 120 pF (figure II-14).

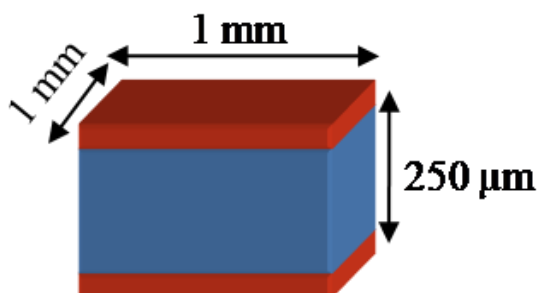


Figure II- 14 : Dimension de la capacité MIM à réaliser

IV. 1. 2. Fabrication des capacités MIM

Les capacités MIM sont réalisées par photolithographie dans la salle blanche du laboratoire. Dans un premier temps, nous avons conçu un masque qui représente les motifs du circuit à fabriquer. Ce masque peut être utilisé à chaque fois qu'on réalise le même circuit sur des substrats différents.

Le procédé classique de photolithographie est utilisé sur différents échantillons de matériaux ferroélectriques polis sur les deux faces.

IV. 1. 2. 1. Le nettoyage du substrat

La première étape de la fabrication consiste à nettoyer le substrat. Cette étape permet d'extraire les impuretés et les résidus organiques qui peuvent exister à la surface du substrat. Les solutions utilisées pour le nettoyage dépendent du type de substrat. Dans notre cas, l'échantillon ferroélectrique est plongé dans une solution d'acétone pendant 15 minutes suivi de 15 autres minutes dans de l'éthanol puis rincé avec de l'isopropanol (IPA) avant d'être séché à l'air comprimé.

IV. 1. 2. 2. Evaporation thermique

L'évaporation thermique est la deuxième étape du procédé. Elle permet de déposer des fines couches de métallisation sur le matériau ferroélectrique pour réaliser les électrodes des capacités. Des problèmes d'adhésion de l'or sur le substrat nous ont conduits à déposer une

couche d'accroche de chrome de quelques angströms (150 Å) avant le dépôt de la couche d'or (1500 Å). L'évaporation thermique consiste à chauffer par effet joule le matériau que l'on souhaite déposer sur le substrat comme illustré sur la figure II-15. Le substrat est fixé sur un porte substrat tournant pour assurer l'homogénéité du dépôt sur toute la surface du substrat.

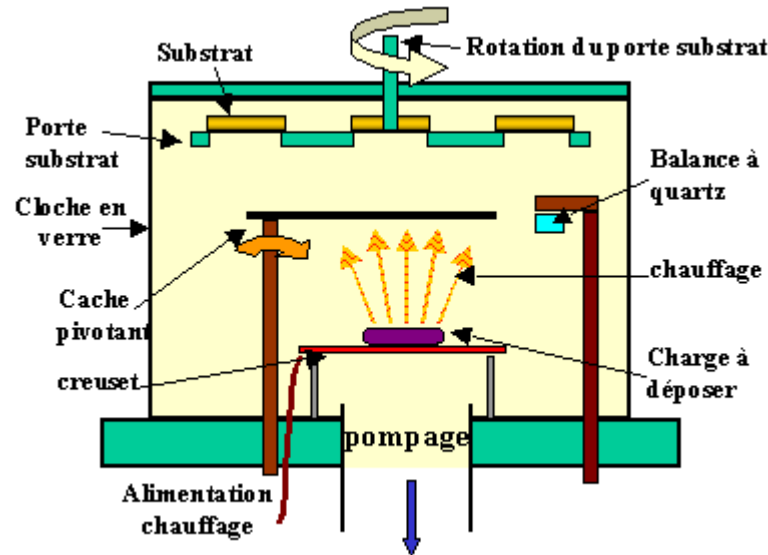


Figure II- 15 : Bâti de dépôt par évaporation thermique [II-3]

Pour les dépôts de couches de chrome et d'or (dépôt Cr/Au), deux creusets dans lesquels sont placés séparément la poudre de chrome et le lingot d'or sont utilisés. Ensuite un pompage est effectué pour obtenir un vide de l'ordre de 10^{-6} bars, nécessaire pour une bonne évaporation. Les différents creusets sont traversés par un courant qui permet de porter les différents matériaux à leur température de fusion (~ 70 A pour le chrome et ~ 100 A pour l'or). La balance à quartz sert à contrôler l'épaisseur de la couche. En effet, elle détecte la dérive de la fréquence d'oscillation du quartz par la modification de sa masse lors de la croissance de la couche déposée puisque le dépôt s'effectue aussi sur le quartz. La vitesse de croissance des couches est également déterminée par la mesure de la variation de la fréquence en fonction du temps. Une fois l'épaisseur de couche de chrome souhaitée atteinte, la surface du substrat est protégée à l'aide du cache pivotant puis l'intensité du courant qui traverse le creuset est progressivement diminuée jusqu'à un courant minimum (~ 20 A) avant de couper complètement l'alimentation. Puis on attend une dizaine de minutes (le temps de refroidissement du creuset) avant de passer au dépôt de la couche d'or par le même principe.

Nous avons effectué ainsi des dépôts de Cr/Au de 150 Å/1500 Å sur chacune des faces du matériau ferroélectrique qui vont permettre par la suite de réaliser les deux électrodes de la capacité, figure II-16. Une fois cette étape terminée, nous avons procédé à l'électrolyse de

l'échantillon. Il est à noter que la couche de chrome déposée va servir aussi de conducteur de courant pour l'électrolyse du substrat.

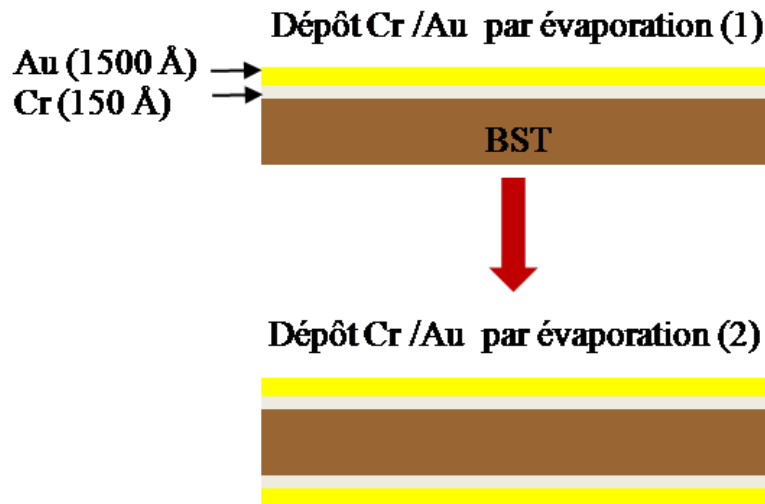


Figure II- 16 : Principe du dépôt de Cr/Au sur le BST par évaporation

IV. 1. 2. 3. Métallisation d'or par électrolyse

L'électrolyse consiste à épaissir la métallisation. En effet, dans le cadre de notre étude, la fréquence de travail $f = 400$ MHz et la conductivité théorique de l'or de $\sigma = 4,5 \cdot 10^7$ S/m conduisent à une épaisseur de peau $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu_0}}$ de $3,75 \mu\text{m}$ (perméabilité de l'air de $\mu_0 = 4, \pi \cdot 10^{-7}$ H/m). L'épaisseur de métallisation des électrodes est donc choisie supérieure à deux fois la valeur de l'épaisseur de peau.

Une électrolyse pleine plaque de $8 \mu\text{m}$ d'or a donc été effectuée sur chacune des surfaces du substrat (figure II-17). Le principe consiste à porter à la température de 55°C sous agitation une solution d'aurocyanure de potassium. Puis une pince portant le circuit est plongée dans la solution en regard avec une grille métallique. La pince est connectée à la borne négative de l'alimentation tandis que la grille métallique est connectée à la borne positive. Un courant continu traverse alors le dispositif. Sous l'effet de ce courant les molécules d'or contenues dans la solution électrolytique se déplacent vers l'échantillon et se posent sur la couche d'or. L'épaisseur du dépôt est calculée en fonction de la durée de l'opération et de l'intensité du courant appliqué.

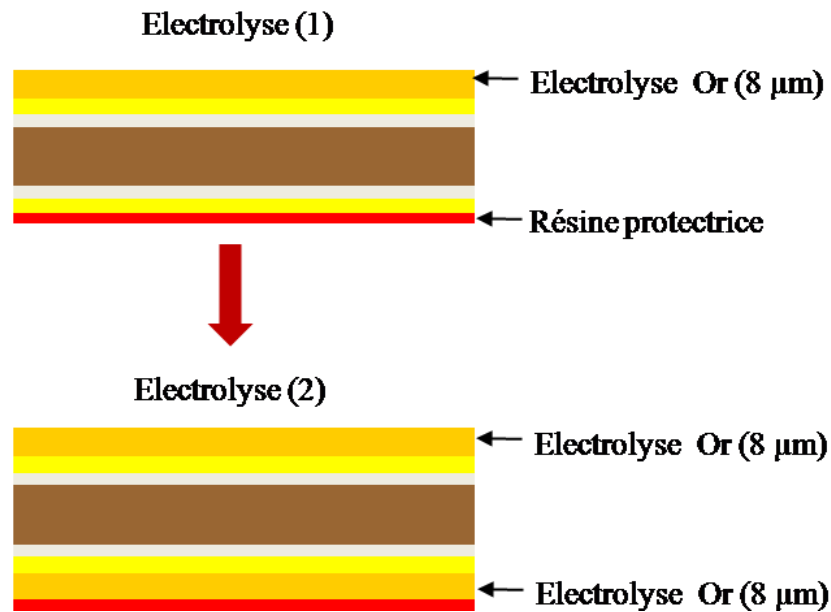


Figure II- 17 : Principe de l'électrolyse pleine plaque du substrat

Pour maîtriser l'épaisseur de la couche de dépôt, il est indispensable de protéger la face opposée afin d'éviter un dépôt d'or non contrôlé. Nous avons donc protégé à chaque électrolyse la face opposée par de la résine S1813 qui s'enlève très facilement avec de l'acétone. Une fois le temps défini écoulé, nous avons rincé le substrat et mesuré l'épaisseur de la couche déposée à l'aide d'un analyseur de profil micrométrique. Lorsqu'elle convient aux attentes, nous procédons à l'électrolyse de la deuxième face en protégeant cette fois-ci la face déjà électrolysée par la même résine. Cependant, lorsque l'épaisseur déposée est inférieure à celle souhaitée, un autre dépôt peut être réalisé en calculant le temps nécessaire pour compléter la couche présente.

Une fois les faces du substrat électrolysées, nous procédons à la définition des motifs des capacités sur une seule face par une photolithographie UV suivie d'une gravure chimique des couches d'or et de chrome.

IV. 1. 2. 4. Photolithographie et gravure

Le principe de la photolithographie consiste à déposer une couche de résine photosensible S1813 sur le substrat suivi d'un recuit de 1 minute à 110 °C. Ensuite, une insolation de la résine au travers du masque permet de définir les motifs de la capacité sur le substrat. L'exposition aux rayons UV permet de sensibiliser les parties de la résine insolées qui seront développées dans une solution spécifique destinée (developer concentrate). Les temps de l'exposition UV et du développement sont définis en fonction de la résine utilisée et de l'épaisseur du dépôt. Une fois la résine développée, une gravure chimique à l'Au Etch et au Cr

Etch permet respectivement d'extraire l'or et le chrome présents entre les motifs de la capacité. Enfin, le substrat est nettoyé dans une solution d'acétone pour enlever la résine sur les deux faces (figure II-18) et un procédé plasma O₂ a permis de retirer toute les traces de résine résiduelle.

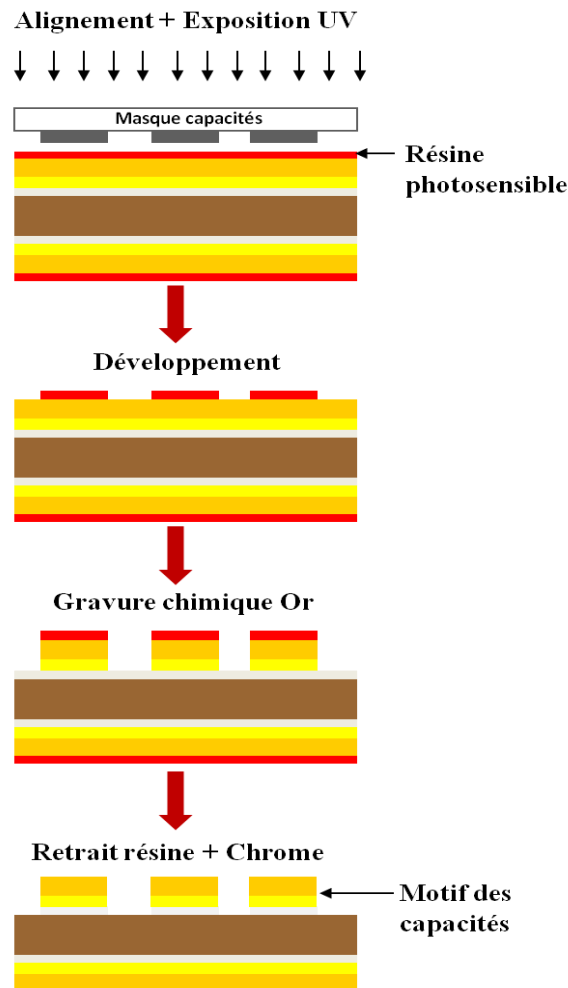


Figure II- 18 : Principe de la photolithographie suivie de la gravure

IV. 1. 2. 5. Découpe des capacités

Les capacités ainsi réalisées sont présentées sur la photographie de la figure II-19. Pour finir, à l'aide d'une scie à fil diamanté les capacités (environ 1 mm x 1 mm) sont découpées. Les dimensions réelles des capacités après fabrication ont été mesurées sur un analyseur de profil. Elles sont en moyenne de 1 mm \pm 5 % x 1 mm \pm 5 %.



Figure II- 19 : Photographie des capacités MIM fabriquées.

IV. 1. 3. Méthodologie de mesure des capacités

IV. 1. 3. 1. Démarche adoptée

Les capacités MIM ferroélectriques sont caractérisées en réflexion à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel dans la bande de fréquence des applications visées (250 MHz- 1 GHz). Ainsi donc, les capacités sont montées sur des connecteurs SMA comme illustrées sur la figure II-20.



Figure II- 20 : Photographie des capacités MIM montées sur des connecteurs SMA pour être mesurées.

La colle utilisée pour fixer les bondings et les capacités est une colle *Epotecny* de conductivité supérieure à 10^5 S/m. Les bondings sont réalisés à l'aide de fils d'or de diamètre 50 μm et de longueur approximative 3 mm.

Un calibrage sur un port de l'analyseur de réseau vectoriel est nécessaire avant toute mesure. Puis, un connecteur SMA « à vide » est utilisé pour ramener le plan de référence au niveau de la capacité.

IV. 1. 3. 2. Changement de plan de référence

Pour la mesure à vide, nous avons utilisé un connecteur SMA dont l'âme centrale a été coupée et limée de façon à affleurer le téflon dans le même plan que la masse (figure II-21). Le connecteur est ainsi assimilé à un circuit-ouvert parfait. Le plan de référence est alors ramené en bout du connecteur via le réglage de « Electrical Delay » sur l'analyseur de réseau vectoriel.

Les pertes dans le connecteur SMA et la capacité de bout qui est faible dans ce cas (< 5 fF) sont alors supposées négligeables.



Figure II- 21 : Connecteur SMA d'étalonnage (en circuit ouvert)

IV. 1. 3. 3. Evaluation de la résistance linéique et la self linéique des bondings

Une fois le connecteur à vide étalonné, nous avons mesuré des bondings de différentes longueurs pour déterminer la self linéique, la résistance linéique qui leur sont associées et la résistance due aux plots de colle servant à relier le bonding au connecteur. Pour cela, il est nécessaire de coller une extrémité du ruban sur l'âme centrale du connecteur modifié et l'autre extrémité à la masse à l'aide d'une colle Epotecny comme présenté sur la figure II-22.



Figure II- 22 : Principe du bonding à caractériser

Le bonding mesuré est alors assimilé à une self idéale associée à une résistance série. La mesure du paramètre en réflexion S_{11} ramené dans le plan du connecteur à permis de remonter à la valeur de la self (L) et de la résistance série (R) au travers des équations suivantes.

$$Z = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \quad (\text{II-13})$$

$$Z = \text{re}(Z) + j * \text{im}(Z) \quad (\text{II-14})$$

$$\text{Avec } \text{re}(Z) = Z_0 \frac{1-(\text{re}(S_{11}))^2 - (\text{im}(S_{11}))^2}{(1-\text{re}(S_{11}))^2 + (\text{im}(S_{11}))^2} \quad (\text{II-15})$$

$$\text{Et } \text{im}(Z) = Z_0 \frac{2*\text{re}(S_{11})*\text{im}(S_{11})}{(1-\text{re}(S_{11}))^2 + (\text{im}(S_{11}))^2} \quad (\text{II-16})$$

Ainsi pour caractériser le bonding, on a une impédance :

$$Z = R + jL\omega \quad (\text{II-17})$$

$$\text{Où } R = \text{re}(Z) \quad (\text{II-18})$$

$$\text{Et } L = \frac{\text{im}(Z)}{2\pi f} \quad (\text{II-19})$$

La résistance R représente les pertes introduites par le plot de colle et les pertes métalliques du bonding. L représente la self du bonding et est proportionnelle à la longueur du ruban utilisé. A partir de la mesure de deux longueurs différentes de bondings, nous avons extrait la self linéique du ruban utilisé pour le report des capacités qui est de 0,54 nH/mm (figure II-23).

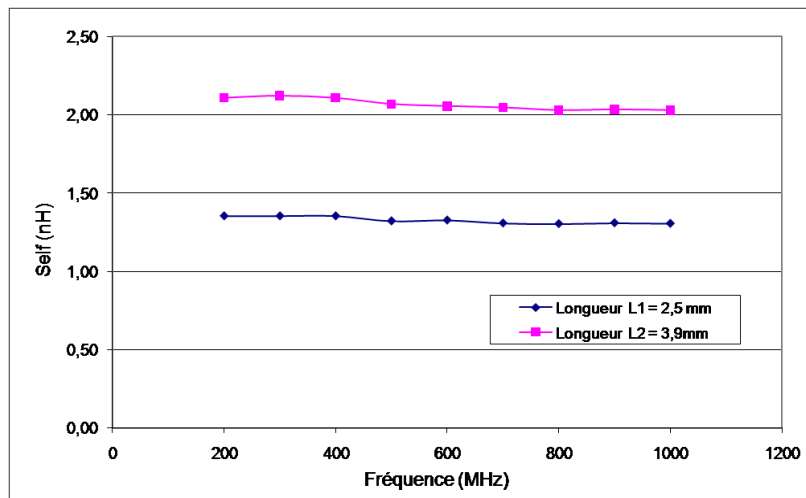


Figure II- 23 : Mesure de la self du bonding en fonction de la longueur du ruban

Cependant, pour déterminer les pertes métalliques introduites par le ruban dans les pertes globales mesurées, il a fallu caractériser un connecteur SMA mis en court circuit avec la même colle. Ainsi la résistance mesurée dans ce cas n'était que celle de la colle (courbe en bleu figure II-24), ce qui nous a permis de remonter à la résistance introduite par le bonding. Il est à noter que les résistances augmentent avec la fréquence. Nous avons donc déterminé à 400 MHz la résistance linéique du bonding qui est de $R_{\text{bonding}} = 0.1 \Omega/\text{mm}$ et la résistance de la colle $R_{\text{colle}} = 0,112 \Omega$.

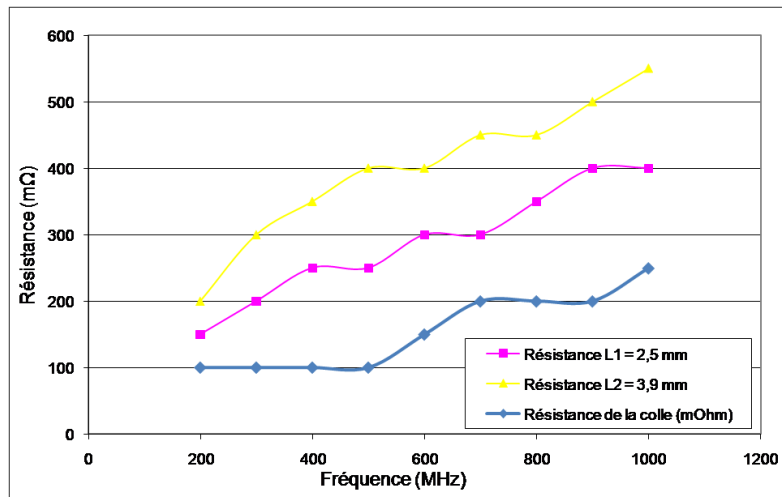


Figure II- 24 : Mesure des pertes métalliques du bonding et de la colle en fonction de la longueur du ruban

Connaissant la contribution du bonding et de la colle dans la mesure du dispositif, nous avons pu caractériser les capacités MIM réalisées.

IV. 1. 3. 4. Mesure de la capacité, le bonding et la colle

Le schéma équivalent de la capacité MIM montée sur le connecteur SMA (figure II-25a) est un circuit R L C série (figure II-25b) où :

- R : représente les pertes globales introduites par la colle, le bonding, les électrodes de la capacité et le matériau ferroélectrique.
- L : la self du bonding
- C : la capacité variable ferroélectrique.

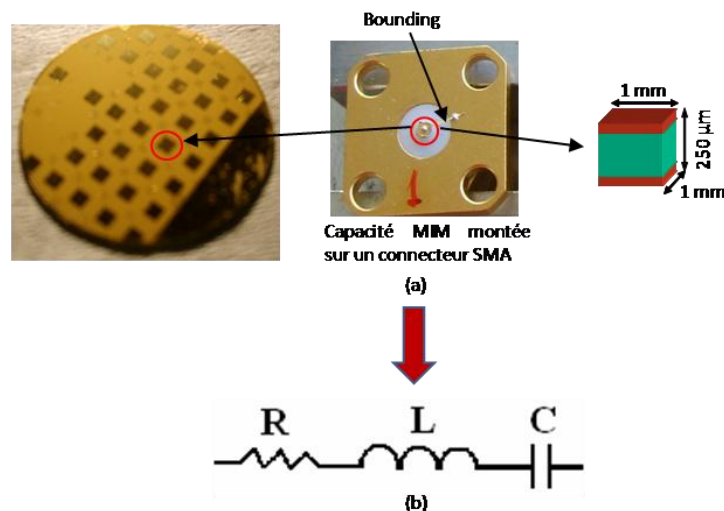


Figure II- 25 : Principe de caractérisation de la capacité MIM (a), circuit R L C série (b)

L'impédance du circuit R L C série est définie par l'équation :

$$Z = R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega}) \quad (II-20)$$

Ainsi, la mesure en réflexion du paramètre S11 sur l'abaque de Smith (figure II-26) nous permet de déterminer l'impédance Z du circuit avec :

$R = \text{re}(Z)$: la partie réelle de l'impédance mesurée et,

$L\omega - \frac{1}{C\omega} = \text{im}(Z)$: la partie imaginaire de l'impédance mesurée. (II-21)

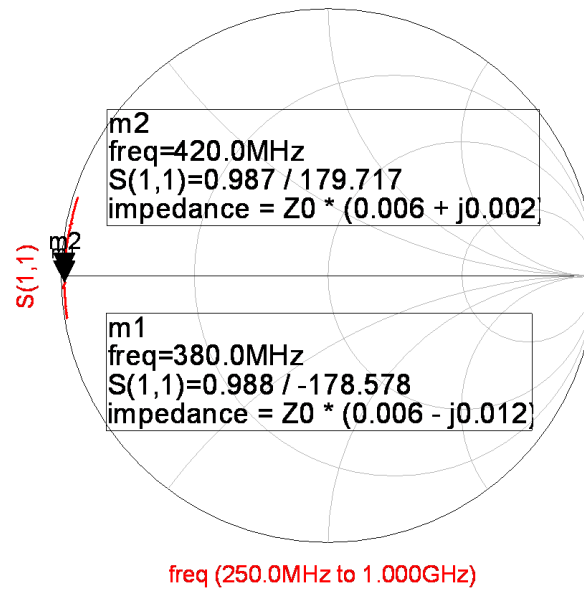


Figure II- 26 : Mesure de la capacité MIM

La relation (II-20) est une équation à deux inconnues (C et L). Les mesures de la partie imaginaire de l'impédance à deux fréquences différentes données permettent de remonter à la valeur de la capacité et celle de la self. Les deux fréquences sont choisies suffisamment proches (380 MHz et 420 MHz) pour considérer les valeurs de L et C constantes. La valeur de la première capacité MIM réalisée est de 120 pF et la self associée au bonding L est évaluée à 1,35 nH. Connaissant la self linéique du bonding utilisé et la valeur théorique de la capacité déterminée à partir de la permittivité du matériau et des dimensions des électrodes, nous avons pu valider les résultats de mesure.

Cette méthodologie est par la suite utilisée pour caractériser les différentes capacités MIM que nous avons fabriquées à partir des matériaux ferroélectriques développés par les partenaires du projet.

A partir de la résistance série mesurée, nous avons pu extraire les pertes introduites par le bonding et les plots de colle en s'appuyant sur les études précédentes. Ainsi, les pertes globales de la capacité ou encore appelées résistance série équivalente (ESR) de la capacité qui

regroupent les pertes métalliques et diélectriques respectivement dues aux électrodes et au matériau utilisé ont été déduites par la relation :

$$R_{ESR} = R_{mesurée} - R_{colle} - R_{bonding} \quad (II-22)$$

La résistance de la capacité mesurée (R_{ESR}) de l'ordre de 0.2Ω a permis de déterminer le facteur de qualité de la capacité.

IV. 1. 4. Facteur de qualité de la capacité

Le facteur de qualité de la capacité est défini par la relation (II-23) :

$$Q_{capacité} = \frac{1}{R_{(ESR)} * C * \omega} \quad (II-23)$$

Une fois la capacité mesurée et la résistance série équivalente extraite, le facteur de qualité est calculé à la fréquence de fonctionnement du filtre. A 400 MHz, le facteur de qualité mesuré $Q_{capacité} = 16$.

Nous avons ensuite cherché à évaluer l'impact de la tangente de pertes des matériaux ferroélectriques sur le facteur de qualité.

Pour cela, nous avons considéré que la capacité MIM pouvait être assimilée à une capacité C en parallèle avec une résistance R_{diel} le tout en série avec les résistances R_{elec} des électrodes (Figure II-27). Les résistances R_{diel} et R_{elec} représentent respectivement les pertes diélectriques du matériau ferroélectrique et les pertes métalliques des électrodes.

La résistance R_{diel} peut être déterminée à partir de la tangente de pertes ($\tan \delta$) et de la permittivité du matériau utilisé ($\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$) puisqu'elle est inversement proportionnelle à la conductance G définie par $G = \epsilon'_r \tan \delta C_0 \omega$ où C_0 est la capacité absolue ($C_0 = \epsilon_0 \frac{S}{e}$).

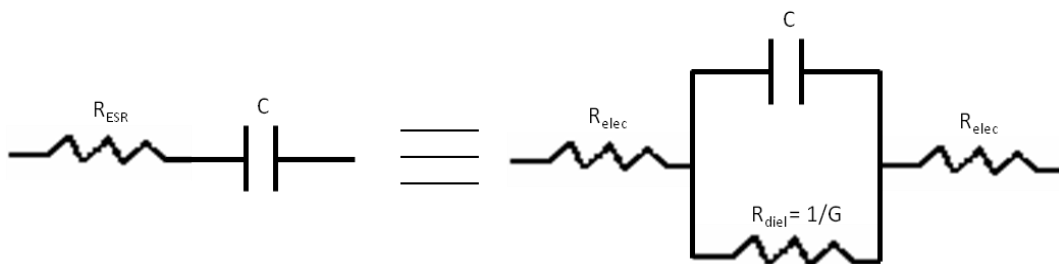


Figure II- 27 : Modèle équivalent de la capacité MIM mesurée

Ainsi, connaissant la résistance R_{ESR} de la capacité et la résistance R_{diel} , une optimisation sous le logiciel ADS a permis de remonter à la résistance des électrodes R_{elec} (figure II-28).

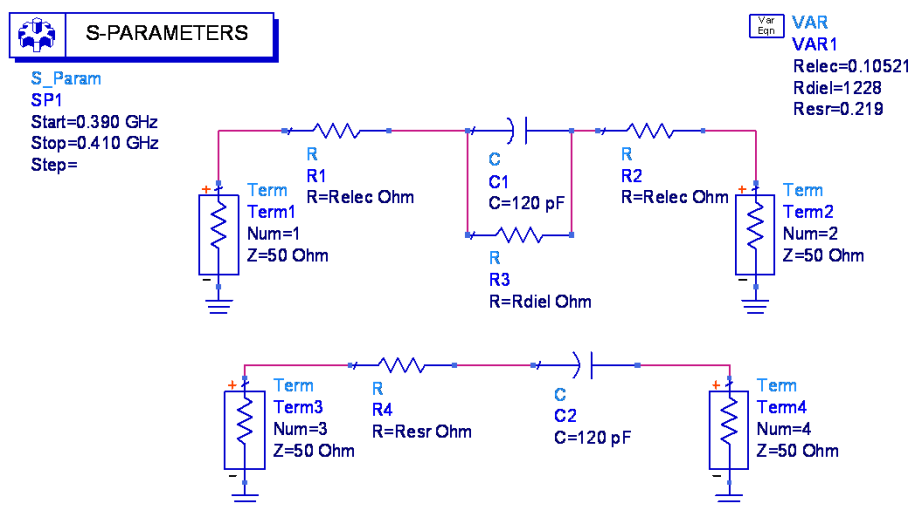


Figure II- 28 : Optimisation de la résistance des électrodes sous ADS

Les résistances des électrodes ont ainsi été déterminées pour deux capacités de dimensions différentes (une capacité dont la surface des électrodes est de 1 mm² et une autre de 3 mm²). Les valeurs obtenues sont identiques et de l'ordre de 105 mΩ pour chacune des capacités mesurées.

IV. 1. 5. Caractérisation des différentes capacités réalisées

Dans le but de réduire les pertes diélectriques du matériau tout en conservant une bonne commandabilité, plusieurs matériaux ferroélectriques ont été développés dans le cadre du projet par Thales Research & Technology. On distingue deux types de matériaux, d'une part les BST purs de permittivités élevées et d'autre part les BST composites de permittivités plus faibles.

Dans un premier temps nous avons évalué par simulation, la valeur des différentes capacités et leur facteur de qualité à 400 MHz en fonction des caractéristiques des matériaux fournis. Puis nous avons réalisé et mesuré certaines de ces capacités dans l'objectif de réaliser un filtre répondant au cahier des charges défini précédemment.

IV. 1. 5. 1. Evaluation théorique de la valeur des capacités et du facteur de qualité à 400 MHz

Dans ce cas, nous avons cherché à déterminer la résistance série équivalente (ESR) de la capacité pour différents matériaux connus. Nous avons fait comme hypothèse que la résistance R_{elec} des électrodes ne dépendait pas du matériau utilisé et nous avons introduit dans les calculs la valeur déterminée précédemment (105 mΩ).

Pour déterminer le facteur de qualité des capacités à 400 MHz, nous avons évalué la tangente de pertes à 400 MHz pour chacun des matériaux disponibles. En effet, les pertes diélectriques du matériau sont liées à la fréquence par la relation (II-24):

$$\frac{1}{\tan \delta} * f = \text{cste} \quad (\text{II-24})$$

$$\text{On a donc : } \tan \delta_{(400 \text{ MHz})} = \frac{\tan \delta * 400 \text{ MHz}}{f} \quad (\text{II-25})$$

Où $\tan \delta_{(400 \text{ MHz})}$ est la tangente de pertes à la fréquence de 400 MHz et $\tan \delta$ la tangente de pertes à la fréquence de mesure du matériau fourni par le fabricant. La conductance du matériau G est donc calculée à 400 MHz et on en déduit la résistance R_{diel} (Ω) qui est inversement proportionnelle à la conductance.

Nous avons choisi de caractériser des capacités de dimensions de 1 mm x 1 mm intégrant des matériaux ferroélectriques de 250 μm d'épaisseur. La simulation a permis d'extraire la résistance série équivalente (ESR) et de calculer ainsi les facteurs de qualité. Les caractéristiques de chaque matériau identifié par son numéro de série sont présentées dans le tableau II- 3 ainsi que la valeur théorique de la capacité et le facteur de qualité estimé.

Tableau II- 3 : Caractéristiques des capacités MIM de 1 mm x 1 mm x 250 μm en fonction des échantillons de matériaux ferroélectriques à 400 MHz.

Série	ϵ_r'	Cmd (%) à E = 3 kV/mm	Tan δ (%) à f (GHz)	Tan δ (%) à 400 MHz	G (S) (10 ⁻³)	R _{diel} (Ω)	C (pF)	ESR (Ω)	Q
2110	3000	48	0.5 à 0.74	0.27	0.72	1387	106,2	0.22	17
2301	3000	43	0.6 à 0.68	0.35	0.93	1070	106,2	0.23	16
2302	2300	29	0.4 à 0.79	0.20	0.41	2443	81,42	0.22	22
2305	4500	61	0.3 à 0.43	0.28	1.12	892	159,3	0.217	11
2409	1600	35	0.8 à 0.68	0.47	0.67	1494	56,64	0.244	29
2410	1600	33	0.8 à 0.69	0.46	0.65	1527	56,64	0.243	29
2515	460	36	0.6 à 1	0.24	0.14	6983	16,28	0,29	84

Le facteur de qualité de la capacité dépend fortement de la valeur de la capacité. Il est donc très difficile d'apprécier les pertes à partir de cette grandeur. Le paramètre important est alors la résistance série R_{ESR} qui est limitée, dans le cas des matériaux étudiés, par la résistance des électrodes. Les pertes diélectriques des matériaux n'interviennent donc que très peu. Pour

valider cette caractérisation, nous avons réalisé des capacités intégrant les différents matériaux ferroélectriques puis des mesures ont été effectuées.

IV. 1. 5. 2. Réalisation et mesure

◆ **BST de permittivité $\epsilon_r \sim 3000$**

➤ **La série 2110**

Les matériaux ferroélectriques de la série 2110 sont les premiers à avoir été développés. Ils sont constitués de BST 60/40 dopé de 1% molaire en Manganèse. Ils possèdent une permittivité relative de 3580 à 0.83 GHz, une tangente de pertes diélectriques ($\tan \delta$) de 5.10^{-3} à 0.74 GHz et une commandabilité de 15 % sous un champ électrique de 1 kV/mm à 100 KHz (48 % sous 3 kV/mm). La valeur de la capacité de dimensions de 1 mm x 1 mm x 250 μm réalisée et testée est de l'ordre 120 pF et son facteur de qualité est estimé à 16. Cette capacité répond au besoin du filtre deux pôles. Cependant, pour des raisons de rupture de stock des différentes poudres nécessaires pour la fabrication de l'échantillon ferroélectrique, un nouveau matériau a été développé utilisant la même composition mais avec des caractéristiques diélectriques légèrement différentes. Nous avons donc réalisé et testé de nouvelles capacités MIM sur ce matériau de la série 2496.

➤ **La série 2496**

Les matériaux de la série 2496 (BST 60/40 dopé 1% Manganèse) possèdent une permittivité diélectrique de 2960 à 0,6 GHz, des pertes diélectriques de $4,6.10^{-3}$ à 0.39 GHz et une commandabilité de 31 % sous un champ électrique $E = 2$ kV/mm. La diminution de la permittivité conduit à une valeur théorique de la capacité de 105 pF pour les mêmes dimensions.

Après fabrication, les dimensions des capacités découpées présentent une imprécision de ± 5 % sur les dimensions de 1 mm x 1 mm prévues. Cette imprécision est alors prise en compte dans le calcul de la valeur théorique de la capacité afin de la comparer à la valeur mesurée. Les mesures sont présentées dans le tableau II- 4.

Les valeurs des capacités mesurées sont plus faibles que celles estimées par le calcul. Cette différence peut provenir des imprécisions liées à la mesure mais également de la valeur de la permittivité du matériau utilisé. A partir de la valeur de la capacité mesurée nous avons déterminé la permittivité équivalente par la relation :

$$\epsilon_r = \frac{C \cdot e}{\epsilon_0 \cdot S} \quad (\text{II-26})$$

Tableau II- 4 : Mesure de capacités MIM fabriquées sur un échantillon de permittivité $\epsilon_r = 2960$

Longueur (mm)	Largeur (mm)	Surface (mm ²)	Permittivité	Capacité calculée (pF)	ESR (Ω) Mesurée	Capacité mesurée (pF)	Permittivité estimée
1,114	0,823	0,92	2960	96,07	0,2	88,8	2727
0,896	0,862	0,77	2960	80,93	0,2	73,67	2703
0,99	0,97	0,96	2960	100,62	0,2	92,29	2716
1,1	0,96	1,06	2960	110,65	0,2	101	2692
1,02	0,97	0,99	2960	103,67	0,2	99,5	2839

La permittivité estimée est inférieure à celle fournie par Thales Research & Technology. De plus, elle n'est pas identique pour toutes les capacités testées. Ce dernier point peut être dû à l'inhomogénéité du matériau. En effet comme nous pouvons le voir à la figure II-29a, l'échantillon de ferroélectrique utilisé n'est pas homogène, et malgré le polissage, il présente une surface très irrégulière. Il est donc probable que la permittivité du matériau ne soit pas constante sur toute la même surface de la pastille de diamètre 13 ou 16 mm. Les métallisations des électrodes peuvent être réalisées sur des surfaces d'aspect très différent (des carrés de 1 mm x 1 mm). Dans ces conditions, les caractéristiques du matériau peuvent être disparates (figure II-29b).

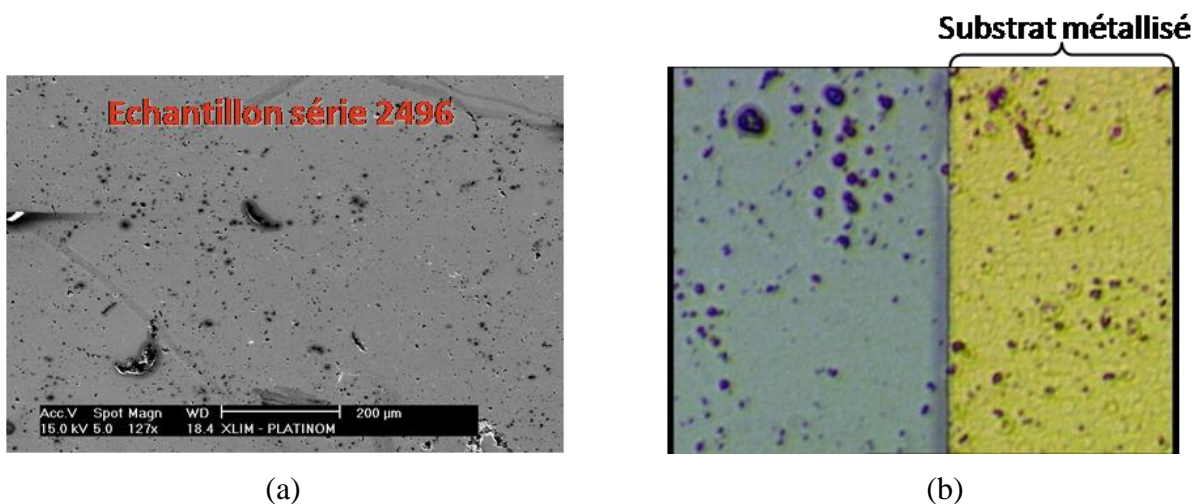


Figure II- 29 : Photographie microscopique de l'échantillon de BST 60/40 ($\epsilon_r = 2960$), vue global (a), aspect après la métallisation (b)

La température peut également jouer sur la valeur de la permittivité. En effet, les ferroélectriques de part leurs propriétés pyroélectriques sont très sensibles à la température. Et comme les conditions de mesures du matériau et des capacités sont différentes, la valeur de la permittivité peut être légèrement modifiée.

Tous ces problèmes rencontrés intrinsèques aux matériaux devront être pris en considération lors de l'intégration des capacités ferroélectriques dans le filtre deux pôles agile en fréquence.

◆ **BST composite de permittivité $\epsilon_r \sim 465$**

➤ **La série 2515**

Les matériaux de la série 2515 sont des BST composites constitués de 40 % de volume de poudres de BST 70/30 (dopé de 1 % molaire en Manganèse et 1 % molaire en Magnésium) et 60 % de volume de poudres de MgO (99 % massique MgO + 1 % massique de TiO₂). Les valeurs de la permittivité du matériau à la température ambiante sont de 465 et 470 respectivement pour des fréquences de 1.5 GHz et 3.5 GHz et les pertes diélectriques sont de 6.10^{-3} à 1 GHz. La commandabilité est de 36 % sous un champ électrique de 3 kV/mm.

Nous avons fabriqué et testé des capacités de dimensions identiques aux précédentes (1 mm x 1 mm x 250 μ m). Puisque la permittivité du matériau est faible, les capacités sont de faibles valeurs. Dans ce cas, les mesures ont été effectuées dans la bande de fréquences comprise entre 0.82 MHz et 1.2 GHz. La synthèse des mesures est présentée dans le tableau II-5.

Tableau II- 5 : Mesure de capacités MIM sur un échantillon de permittivité $\epsilon_r = 465$

Longueur (mm)	Largeur (mm)	Surface (mm ²)	Permittivité	Capacité calculée (pF)	ESR (Ω) mesurée	Capacité mesurée (pF)	permittivité estimée
1,035	0,902	0,93	465	15,37	0,25	15,28	464
1,091	1,013	1,11	465	18,19	0,25	13,99	356
0,99	0,99	0,98	465	16,13	0,25	13,32	384

Les résultats obtenus confortent les hypothèses faites précédemment. En effet, là encore la variation de la permittivité est très certainement due à l'inhomogénéité du matériau. En effet une analyse de la microstructure du matériau ferroélectrique (figure II-30) après polissage, montre une répartition non homogène des différents constituants.

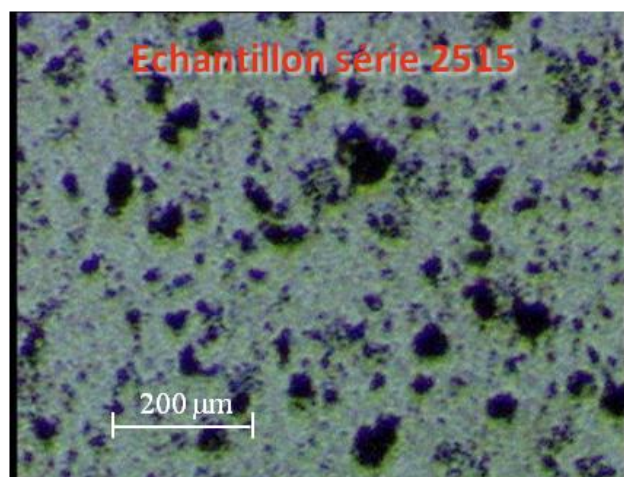


Figure II- 30 : Structure microscopique du BST composite de permittivité $\epsilon_r = 465$

◆ **BST composite de permittivité $\epsilon_r \sim 210$**

➤ **La série 2514**

Les matériaux de la série 2514 sont aussi des BST composites. Les valeurs de permittivité mesurée par Thales Research & Technology à la température ambiante sont de 210 et 220 respectivement pour des fréquences de 2.5 GHz et de 5 GHz, les pertes diélectriques sont de 5.10^{-3} à 1 GHz et la commandabilité est de 31 % sous un champ électrique de 3 kV/mm. Le matériau est composé de 30 % de volume de poudres de BST 70/30 (dopé de 1 % molaire en Manganèse et 1 % molaire en Magnésium) et de 70 % de volume de poudres de MgO (99 % massique MgO + 1 % massique de TiO_2). Les caractéristiques des capacités réalisées et testées dans la bande de fréquence de 0.82 GHz à 1.2 GHz sont présentées dans le tableau II-6. La dispersion de la permittivité est aussi observée pour cette série de mesures.

Tableau II- 6 : Mesure de la capacité MIM sur un échantillon de permittivité $\epsilon_r = 210$

Longueur (mm)	Largeur (mm)	Surface (mm ²)	Permittivité	Capacité calculée (pF)	ESR (Ω) mesurée	Capacité mesurée (pF)	permittivité estimée
1,001	1,076	1,08	210	8,01	0,25	6,17	162
1,052	1,044	1,10	210	8,16	0,25	7,07	182
1,379	1,201	1,66	210	12,31	0,25	11,35	194

IV. 1. 6. Conclusion

Nous avons pu mettre en place une méthode pour caractériser les capacités MIM à l'aide de connecteur SMA. Cette méthode a permis de tester les capacités fabriquées sur différents

échantillons de BST et de remonter à la valeur et au facteur de qualité de la capacité. Une synthèse des capacités caractérisées est présentée dans le tableau II-7.

Tableau II- 7 : Récapitulatif des capacités MIM réalisées et leur facteur de qualité

Permittivité	Valeur capacité (pF)	ESR (Ω)	Facteur de qualité
3000 ~ 3600	80 ~ 120	0.2	16 ~ 25 (400 MHz)
465	13 ~ 15	0.25	42 ~ 49 (1 GHz)
210	6 ~ 7	0.25	91 ~ 106 (1 GHz)

Le système de mesures ne permet pas de déterminer l'agilité des capacités en fonction de la polarisation. De plus les capacités testées ne peuvent être par la suite réutilisées. Ainsi, une détermination précise des dimensions des capacités et la prise en compte de la valeur moyenne de la permittivité du lot testé permet d'estimer au plus juste les valeurs des capacités. Ces valeurs seront ensuite introduites dans le logiciel de simulation ADS pour concevoir le filtre deux pôles. L'agilité sera également déterminée à partir de la commandabilité du matériau ferroélectrique mesurée à basse fréquence. Il a été démontré que cette commandabilité ne dépendait pas de la fréquence.

Des capacités inter-digitées ont également été étudiées. Même si les valeurs de capacité espérées sont plus faibles que celles des capacités MIM, des agilités comparables devraient être obtenues pour des valeurs de tension appliquée beaucoup plus petites.

IV. 2. Les capacités inter-digitées (IDC)

IV. 2. 1. Conception

IV. 2. 1. 1. Présentation de la capacité inter-digitée

Les capacités inter-digitées sont très souvent utilisées dans la littérature pour la réalisation de dispositifs agiles en fréquence à l'aide de matériaux ferroélectriques [II-4], [II-5], [II-6]. En général, elles sont fabriquées sur des structures en couche mince [II-7] ou multicouches. Le fait d'avoir les métallisations sur la même face facilite l'intégration des capacités dans les dispositifs micro ondes.

A l'instar des capacités MIM, les capacités inter-digitées ont été étudiées pour répondre aux besoins du filtre à réaliser.

Les capacités inter-digitées sont constituées d'électrodes en forme de doigts qui se croisent et de plots pour faciliter leur report sur le dispositif final (figure II-31).

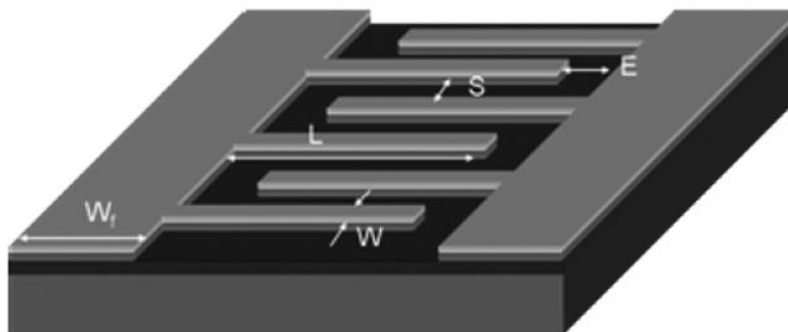


Figure II- 31 : Topologie d'une capacité inter-digitée réalisée sur une couche mince

La valeur de la capacité dépend à la fois du nombre de doigts, de leur longueur (L), de leur largeur (w), du gap qui sépare chacun des doigts (S), de la distance entre les doigts et les plots (E), de la largeur des plots (W1) et aussi du substrat sur lequel sont gravées les électrodes. Tous ces paramètres rendent très complexe le calcul de la valeur de la capacité avant fabrication.

IV. 2. 1. 2. Analyse de la topologie et dimensionnement de la capacité

Dans le cadre de nos travaux, les substrats dont nous disposons pour réaliser les capacités inter-digitées (IDC) sont des matériaux ferroélectriques massifs identiques à ceux utilisés pour la fabrication des capacités MIM. Les fortes permittivités qu'ils présentent ne permettent pas d'utiliser des outils de simulation pour dimensionner rigoureusement les capacités inter-digitées.

Compte tenu de l'ensemble des paramètres géométriques intervenant sur la valeur de la capacité inter-digitée, plusieurs motifs ont donc été réalisés sur différents substrats (figure II-32). Les gaps entre les doigts (s) varient de 5 μm à 20 μm , les longueurs des doigts (L) de 20 à 350 μm et les largeurs (s) de 5 à 15 μm . Les deux lignes de largeur W1 placées de part et d'autre de la capacité serviront à reporter la capacité sur un circuit planaire à l'aide de bondings.

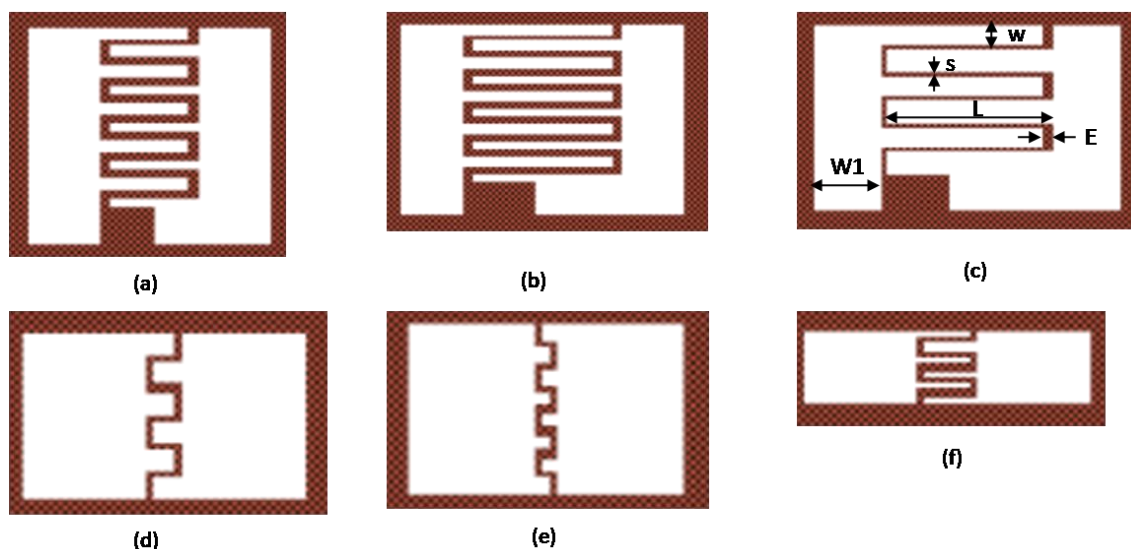


Figure II- 32 : Quelques motifs de capacités inter-digitées à réaliser (Les zones blanches représentent les métallisations)

IV. 2. 2. Procédé de fabrication des capacités inter-digitées (IDC)

Les capacités sont fabriquées sur des pastilles ferroélectriques de 13 mm de diamètre et 250 μm d'épaisseur.

Le procédé de fabrication des capacités inter-digitées est différent de celui des capacités MIM et nécessite une attention toute particulière. En effet, compte tenue des faibles espacements entre les doigts, une sous gravure ou une bavure de l'or au cours de l'électrolyse entraine automatiquement le court circuit de la capacité.

La technique utilisée est une photolithographie et une gravure pour dessiner les motifs des capacités sur le substrat. La première étape consiste à réaliser une évaporation de Cr/Au puis un lift off permet d'obtenir les électrodes de la capacité et pour finir la métallisation d'or sera épaissie par électrolyse. Les différentes étapes sont décrites dans les paragraphes suivants :

◆ Nettoyage du substrat + dépôt Cr par évaporation

Dans le cas de la capacité inter-digitée (topologie coplanaire), la métallisation sera réalisée sur une seule face de l'échantillon (figure II-33).

Le nettoyage de l'échantillon est primordial pour une fabrication efficace en microélectronique. Nous avons utilisé comme pour les capacités MIM un bain d'acétone et d'éthanol pour extraire les impuretés du matériau ferroélectrique.

Une couche de chrome (Cr) de 1 nm d'épaisseur est déposée par évaporation thermique. Cette couche est essentielle pour définir les motifs de la capacité par photolithographie. Nous

déposons ensuite par spin coating une couche de PMGI (résine non photosensible) qui servira d'une part de moule pour épaissir les électrodes sans risque de bavure et d'autre part à protéger les espacements entre les doigts. Une résine photosensible 1813 est déposée pour réaliser la photolithographie.

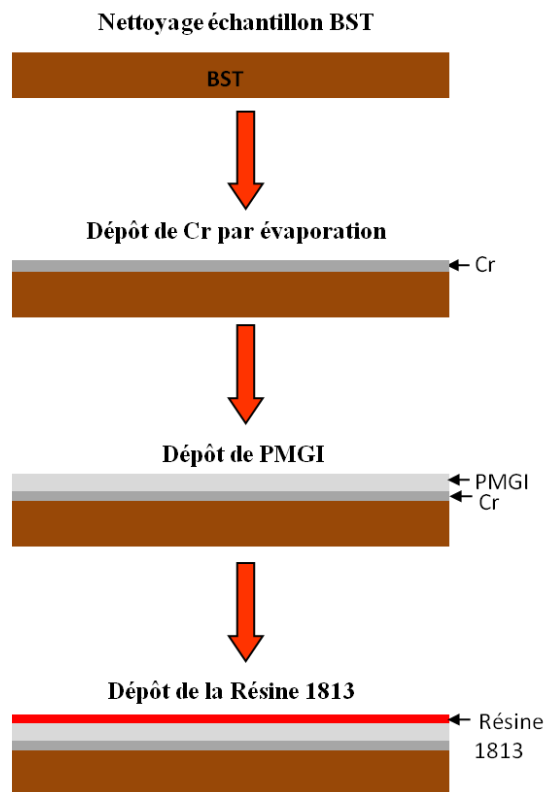


Figure II- 33 : Etape préliminaire du procédé de fabrication de la capacité inter-digitée

◆ Photolithographie + gravure de la PMGI

La photolithographie permet de projeter l'image des motifs à réaliser sur l'échantillon. Ainsi l'exposition de la résine photosensible 1813 au rayon UV va insoler les électrodes de la capacité à métalliser. La partie insolée sera donc éliminée par le développeur spécifique à la résine utilisée (Developper concentrate) puis la PMGI est gravée dans un bain de MIF (developper AZ 300 MIF) au travers de la résine. Elle crée ainsi un moule lors de l'épaississement des électrodes (figure II-34).

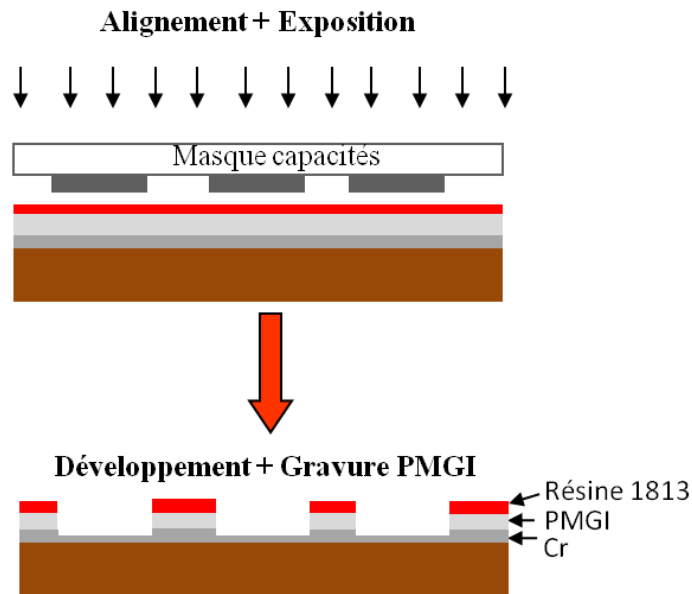


Figure II- 34 : Procédé de l'insolation et gravure PMGI

La résine non insolée permet de protéger les espacements entre les lignes. La gravure de la couche de PMGI est délicate car une sous gravure de celle-ci peut entraîner par la suite l'électrolyse de zones non désirées. Une fois cette étape validée, l'oxyde de chrome est légèrement gravé pour rendre conductrice la surface du substrat avant le dépôt par évaporation de couches de chrome et d'or (Cr/Au).

♦ Evaporation Cr/Au suivie d'un Lift Off

Cette évaporation va permettre de créer une couche de chrome (Cr) qui va servir de couche d'accrochage pour l'or et aussi de couche conductrice pour l'électrolyse finale. La couche de chrome déposée est de 150 Å et celle d'or de 1500 Å.

Nous pouvons remarquer dans ce procédé que les électrodes sont gravées avant le dépôt de la couche d'or pour faciliter le retrait de l'or entre les doigts. Ainsi, nous procédons à un Lift off pour enlever l'or et le chrome entre les doigts et sur le reste du circuit où la métallisation n'est pas nécessaire. Il est à noter que les espacements entre les doigts des capacités sont de l'ordre de 10 à 20 µm.

Le Lift off consiste à plonger le circuit après dépôt du Cr/Au dans plusieurs bain d'acétone et d'extraire en attaquant la résine les couches de chrome et d'or (figure II-35).

Cette étape aussi est assez délicate car il ne faut pas attaquer le film de PMGI pour ne pas créer une sous gravure. Dans ces conditions, le temps du bain du circuit dans l'acétone doit être contrôlé.

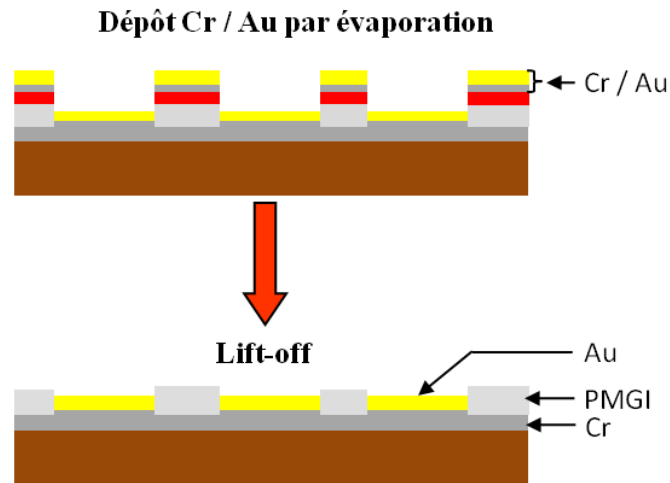


Figure II- 35 : Etape intermédiaire avant l'électrolyse : Lift Off

◆ **Electrolyse + le retrait du chrome**

Les électrodes de la capacité sont alors épaissies dans un bain électrolytique pour avoir une épaisseur de 3 μm environ (épaisseur obtenue avec le moule par PMGI). Nous avons ensuite effectué une gravure complète des couches de PMGI et de chrome (figure II-36).

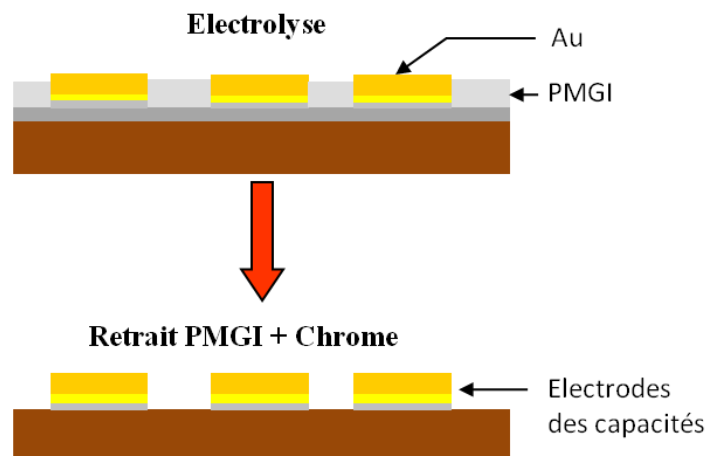


Figure II- 36 : Procédé final de la fabrication de la capacité inter-digitée

Les capacités ainsi fabriquées sont plongées dans un bain de remove PG (solvant) portée à 75 ° C sous agitation pour décaper les résidus de résines du circuit.

La photographie de quelques capacités réalisées est présentée à la figure II-37. Chaque capacité est référencée par un numéro.

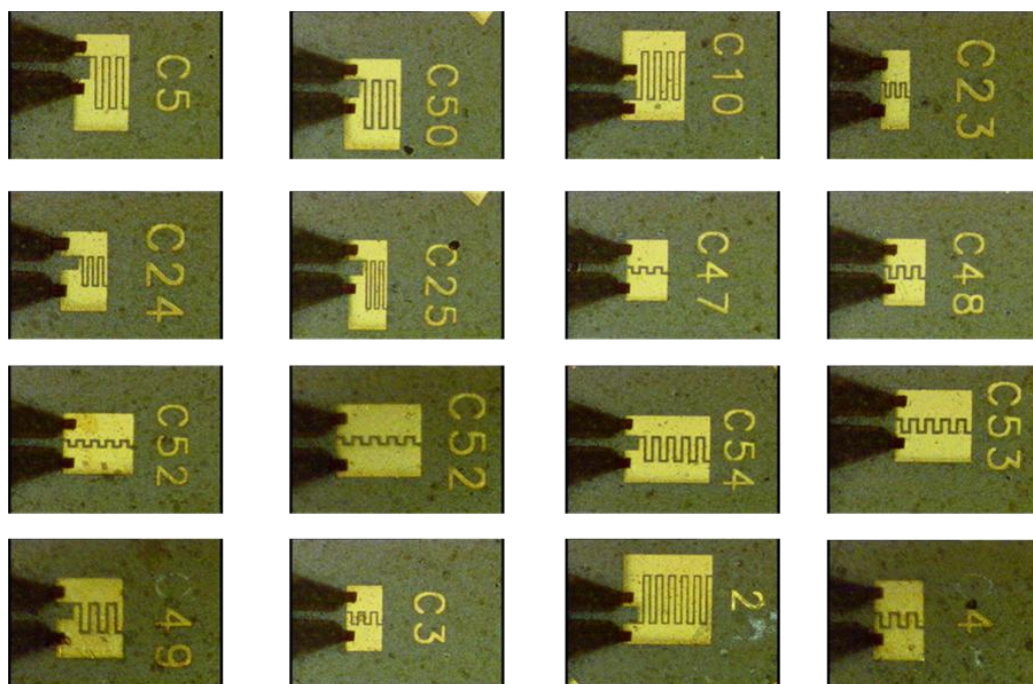


Figure II- 37 : Photographie des capacités inter-digitées fabriquées

IV. 2. 3. Mesure des capacités inter-digitées

IV. 2. 3. 1. Méthodologie de la mesure

Les capacités sont mesurées en réflexion à l’aide d’un analyseur de réseau vectoriel calibré dans la bande de fréquence de [400 MHz à 5 GHz] et de pointes Ground-Signal GS (figure II-38) sur lesquelles peuvent transiter la tension de polarisation.

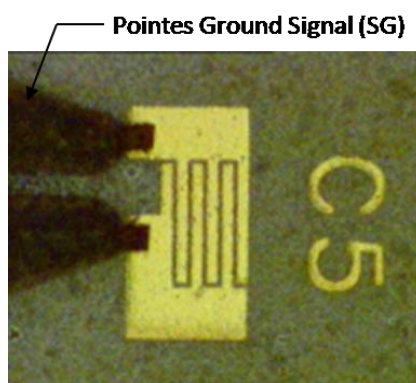


Figure II- 38 : Photographie d’une capacité inter-digitée sous test

La mesure du paramètre en réflexion (S11) du dispositif sur l’abaque de Smith (figure II-39) permet d’extraire la valeur de la capacité, la résistance série équivalente et le facteur de qualité à l’aide respectivement des relations II-27, II-28 et II-29:

$$Z = R - j \frac{1}{C \cdot 2\pi f} \tag{II-27}$$

Où Z est l'impédance de la capacité et f la fréquence. Ainsi, la capacité est déterminée à partir de la partie imaginaire de l'impédance et le facteur de qualité par le rapport entre la partie imaginaire et la partie réelle mesurée.

$$C = \frac{-1}{2\pi f \cdot \text{im}(Z)} \quad (\text{II-28})$$

$$Q = \frac{-\text{im}(Z)}{\text{Re}(Z)} \quad (\text{II-29})$$

A l'aide d'un Té de polarisation supportant une tension continue de 200 V, nous avons pu polariser les capacités de 0V à 200V. Le té de polarisation est utilisé pour protéger l'analyseur de réseau de la tension continue de polarisation en découplant le signal continu (DC) du signal hyperfréquence (RF).

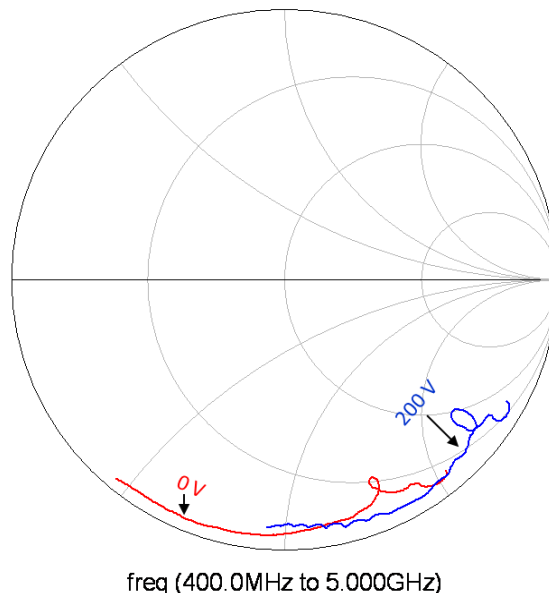


Figure II- 39 : Mesure de l'impédance Z de la capacité sous une tension appliquée de 0 V et 200 V.

Nous avons observé une résonance de la capacité autour de la fréquence de 500 MHz tant à 0V et qu'à 200V. Cette résonance est due à la géométrie des doigts de chaque capacité. Cependant, nous avons assimilé le circuit à une capacité pure en série avec une résistance équivalente au-delà de la résonance.

L'agilité mesurée est définie par la formule II-30

$$\text{Agilité (\%)} = \frac{C(0) - C(V)}{C(0)} * 100 \quad (\text{II-30})$$

Avec $C(0)$: valeur de la capacité sans tension appliquée (capacité maximum)

Et $C(V)$: valeur de la capacité pour une tension V appliquée (capacité minimum).

Vincent LAUR a montré que l'agilité de la capacité inter-digitée est limitée par une capacité parasite parallèle non accordable due au recouvrement de champ sous les deux plots

prévus pour le report de la capacité sur un autre dispositif (filtre). Cette étude réalisée dans le cadre du projet a fait l'objet d'un article publié dans la revue UFFC (Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control) de l'IEEE [II-8].

Ainsi le modèle équivalent de la capacité inter-digée est un circuit R C où la capacité C résulte de deux capacités en parallèle dont une accordable (C variable) et l'autre non accordable (C fixe) (figure II- 40). Cette étude a été menée sur un échantillon de matériau ferroélectrique de permittivité $\epsilon_r = 3580$ et d'épaisseur de 500 μm .

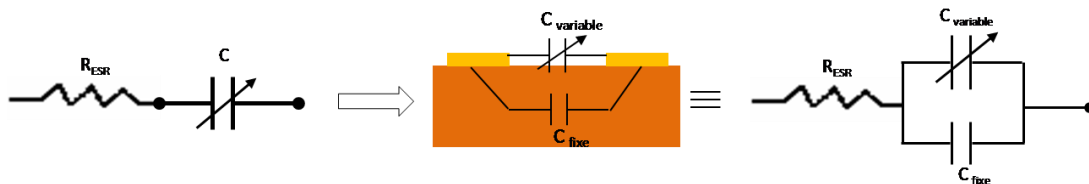


Figure II- 40 : Modèle équivalent de la capacité interdigée

L'agilité de la capacité inter-digée est alors liée à la capacité parasite par la formule :

$$\text{Agilité}(\%) = \frac{C(0) - C(V)}{C(0) + C_{\text{fixe}}} * 100 \quad (\text{II-31})$$

Où C_{fixe} est la capacité parasite non accordable.

La valeur de la capacité fixe est fortement dépendante de l'épaisseur du matériau ferroélectrique et de sa permittivité.

Ainsi, pour diminuer l'influence de la capacité parasite il est nécessaire de réduire l'épaisseur du substrat ou de travailler avec des matériaux de faible permittivité. Dans ce cas l'agilité de la capacité ferroélectrique est améliorée.

Il est nécessaire également de prendre quelques précautions lors des mesures pour ne pas faire apparaître d'autres capacités parasites. En effet, les capacités inter-digées ne doivent pas être positionnées directement sur la plaque de mesure sous pointes conductrice pour éviter la présence de capacités entre les plots de report de la capacité et le banc de test (figure II-41). Il est donc nécessaire de fixer la capacité sur une plaque isolante à l'aide d'une colle non conductrice avant d'effectuer toutes mesures.

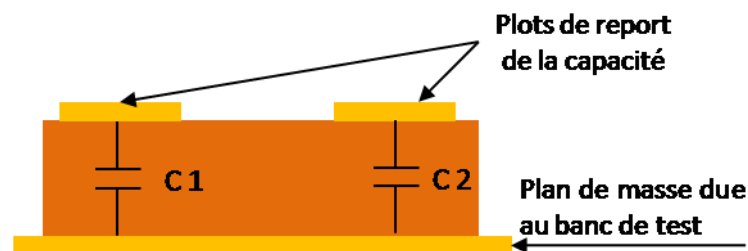


Figure II- 41 : Présence de capacités parasites MIM dues au banc de mesure

IV. 2. 3. 2. *Mesure des capacités*

Nous avons choisi dans ce paragraphe de présenter les mesures de deux capacités interdigitées. Les autres résultats sont regroupés à l'annexe A de ce manuscrit.

Les capacités C5 et C47 sont réalisées sur le même échantillon de BST de 250 μm d'épaisseur (la série 2515 : $\epsilon_r = 465$, $\tan \delta = 6.10^{-3}$ @ $f = 1 \text{ GHz}$ et $\text{cmd} = 31 \%$ sous $E = 3 \text{ kV/mm}$). Les motifs sont constitués chacun de 6 doigts respectivement de longueur (L) de 240 μm et 30 μm , de largeur (w) de 20 et 20 μm et de gap entre les doigts (s) de 10 et 15 μm .

Les valeurs des capacités C5 et C47, leur agilité sont respectivement présentées sur les figures II-42 et II-43. Les tensions appliquées varient de 0 V à 200 V.

A la fréquence de 900 MHz, la capacité C5 varie de 3,3 pF à 1,7 pF soit une agilité de 49 % sous une tension appliquée de 200 V (le champ appliqué est de 20 kV/mm). Quant à la capacité C47, elle est de plus faible valeur et varie de 1,14 pF à 0,84 pF soit une agilité de 26 % sous une tension appliquée de 200 V (un champ appliqué de 13,33 kV/mm).

Ces deux résultats de mesures montrent que l'agilité des capacités est corrélée à la géométrie de celle-ci et notamment au gap (s) entre les doigts.

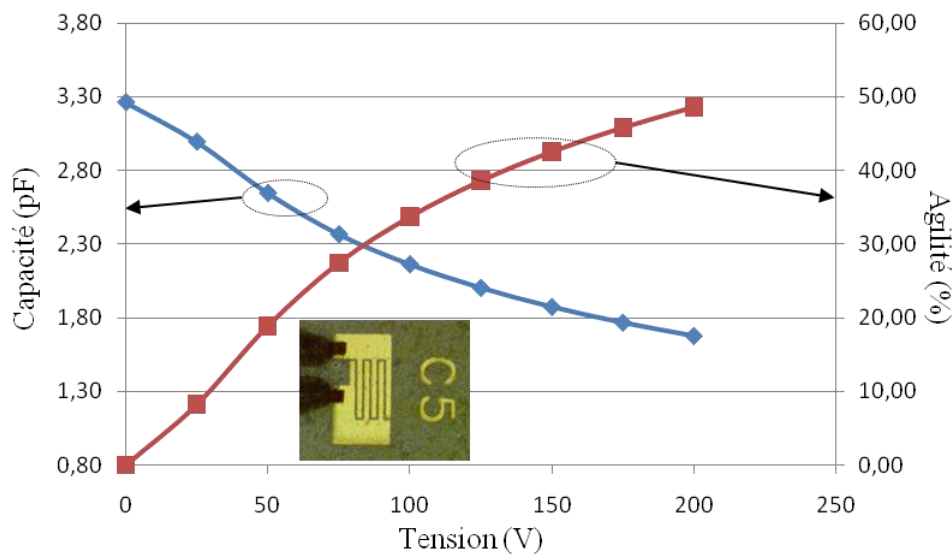


Figure II- 42 : Mesure de la valeur de capacité et de l'agilité de la capacité C5 en fonction de la tension de polarisation

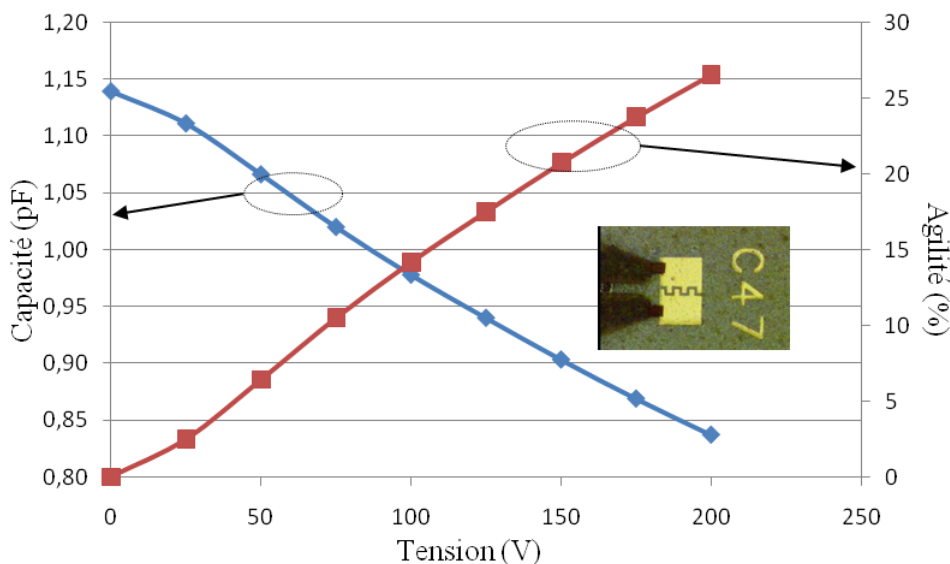


Figure II- 43 : Mesure de la valeur de capacité et de l’agilité de la capacité C47 en fonction de la tension de polarisation

Les valeurs des capacités obtenues sont faibles, elles ne pourront donc pas être utilisées pour réaliser le filtre. De plus, les faibles facteurs de qualité peuvent conduire à l’introduction de pertes importantes dans les dispositifs où seront intégrées les capacités. En effet, à 1 GHz les capacités C5 et C47 ont un facteur de qualité respectif de 14 et 8 sans la polarisation en tension (figures II-44 et II-45).

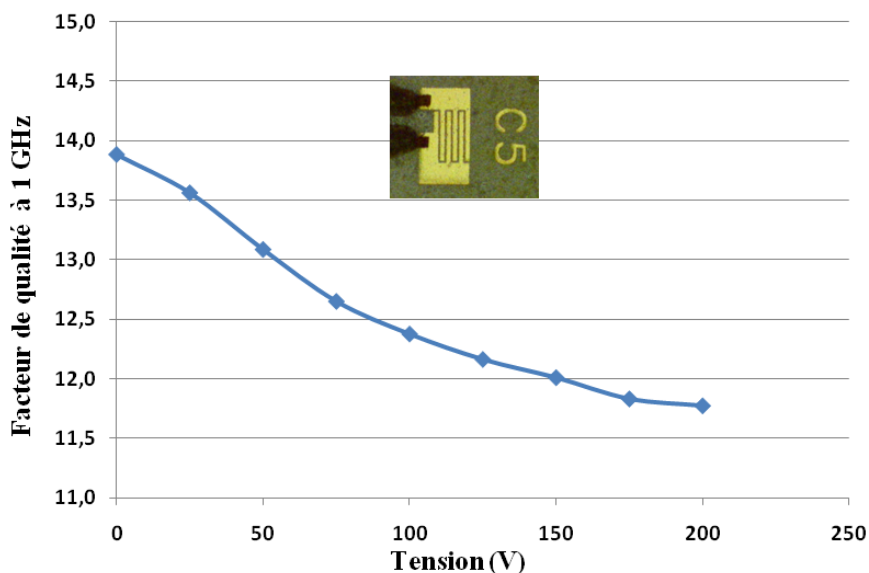


Figure II- 44 : Mesure du facteur de qualité de la capacité C5 en fonction de la tension de polarisation

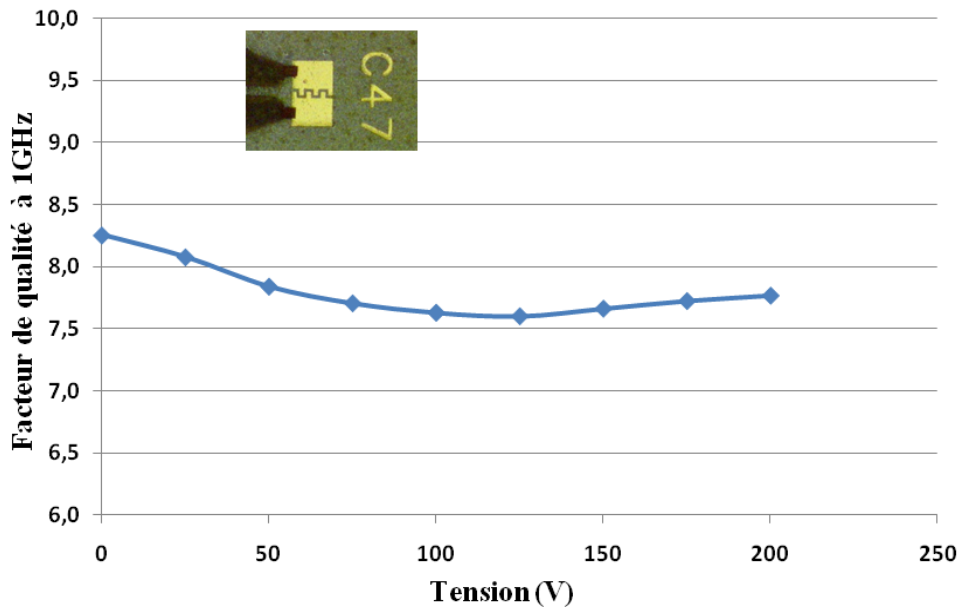


Figure II- 45 : Mesure du facteur de qualité de la capacité C47 en fonction de la tension de polarisation

Les facteurs de qualité ont tendance à légèrement diminuer lorsque la tension appliquée augmente. Ce phénomène n'a pas pu être expliqué au cours de ces travaux car de façon générale, les matériaux ferroélectriques ont leurs pertes qui diminuent en fonction de la tension. La résistance équivalente série est différente d'un motif de capacité à un autre, ce qui pourrait s'expliquer par les surfaces de métallisation des capacités qui ne sont pas identiques. En effet, à champ nul (0V), la résistance équivalente série de la capacité C5 est de $R_{ESR}(C5) = 3,9 \Omega$ et celle de la capacité C47 est de $R_{ESR}(C47) = 18,8 \Omega$. A 200 V, les résistances équivalentes série sont à $R_{ESR}(C5) = 8,95 \Omega$ pour la capacité C5 et $R_{ESR}(C47) = 27,2 \Omega$ pour la capacité C47. Ces résultats viennent soutenir l'hypothèse que le facteur de qualité est plus limité par les pertes dues à la métallisation que par les pertes diélectriques du matériau. Cependant, les capacités inter-digitées présentent des pertes plus élevées que les capacités MIM à cause de la faible épaisseur de métallisation ($3 \mu\text{m}$).

IV. 2. 4. Conclusion

Les performances de différentes capacités réalisées sur une même pastille ferroélectrique (échantillon de la série 2515) ont été résumées dans le tableau II-8. Les valeurs des capacités varient en fonctions du motif et sont comprises entre 1 pF et 7 pF avec une agilité de 28 % à 59 % sous une tension appliquée de 200V. Le facteur de qualité est compris entre 12 et 46 sans la polarisation et entre 7 et 23 sous une tension appliquée de 200 V. L'agilité et le facteur de qualité mesurés dépendent fortement de la valeur de la capacité et donc de sa géométrie.

Tableau II- 8 : Synthèse des capacités inter-digitées réalisées sur un même échantillon de BST

Capacité à 0 V (pF)	Capacité à 200 V (pF)	Agilité (%)	Facteur de qualité (0V)	Facteur de qualité (200V)
1 ~ 2	0,6 ~ 1,2	28 ~ 49	12 ~ 20	7 ~ 15
2 ~ 3	1,2 ~ 1,5	32 ~ 48	18 ~ 25	14 ~ 17
3 ~ 4	1,5 ~ 2,9	45 ~ 59	20 ~ 25	14 ~ 19
4 ~ 5	2 ~ 2,6	46 ~ 58	29 ~ 32	16 ~ 20
5 ~ 6	2,4	56	34	-
6 ~ 7	2,5 ~ 3,1	54 ~ 58	36 ~ 47	21 ~ 23

Des capacités identiques réalisées sur une même pastille ferroélectrique et testées ont conduit à des résultats différents. Ces mesures ont permis de confirmer l'inhomogénéité des échantillons ferroélectriques. Il sera donc recommandé de tester les capacités inter-digitées (valeur et agilité) avant de les intégrer dans un circuit.

Les capacités inter-digitées réalisées présentent de faibles valeurs mais de très bonnes agilités sous une tension relativement faible de 200 V. Ces capacités semblent être plus adaptées à la réalisation de déphaseur utilisant un coupleur hybride.

Pour pouvoir évaluer la possibilité de concevoir un filtre 2 pôles intégrant des capacités MIM nous nous sommes intéressés dans un premier temps à un résonateur microruban de longueur proportionnelle à $\lambda g/4$ gravés sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 37$ sur lequel est reporté à l'extrémité une capacité variable ferroélectrique.

V. RESONATEUR GRAVE SUR UN SUBSTRAT DE PERMITTIVITE $\epsilon_r=37$ INTEGRANT DES CAPACITES VARIABLES

V. 1. Topologie du résonateur

Le résonateur microruban (figure II-46) est réalisé sur un substrat d'épaisseur $H = 500 \mu\text{m}$, de permittivité $\epsilon_r 37$, et de tangente de pertes $\tan \delta = 10^{-4}$. La capacité variable reportée est une capacité MIM réalisée sur un ferroélectrique massif d'épaisseur de $490 \mu\text{m}$ référencé 2110 (permittivité $\epsilon_r = 3380$, une commandabilité de 15 % sous un champ électrique de 1 kV/mm et une tangente de pertes de 1.45 % à 100 kHz). Le résonateur est excité par des lignes d'impédance caractéristique Z_c de 50Ω . Le gap entre les lignes d'excitation et le résonateur doit être dimensionné de façon à protéger l'analyseur de réseau vectoriel de la forte tension continue appliquée à la capacité MIM (1000V).

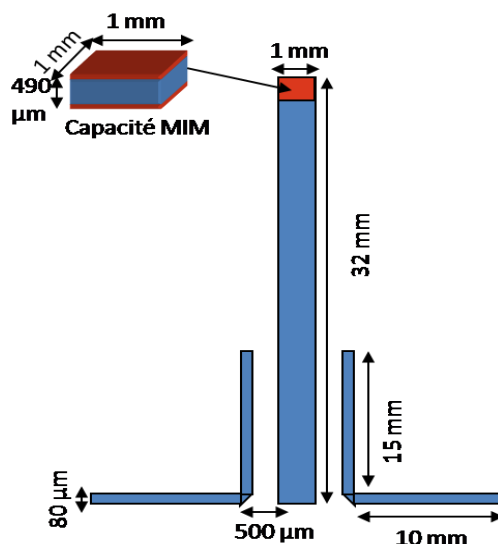


Figure II- 46 : Topologie du résonateur quart d'onde avec la capacité MIM reportée

V. 2. Tension de claquage dans l'air

Avant de concevoir la structure à tester, nous avons étudié la tension de claquage pour différentes dimensions de gaps variant de $250 \mu\text{m}$ à 1 mm. Le principe consiste à faire varier la tension continue sur deux lignes en vis-à-vis comme présentées à la figure II-47 et à déterminer la tension maximale avant le claquage dans l'air (figure II- 48).

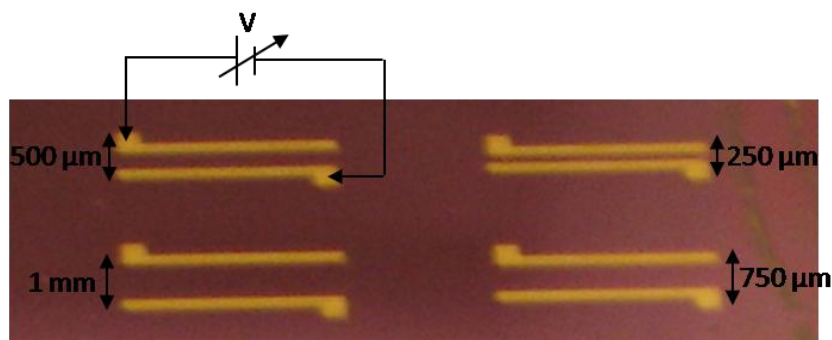


Figure II- 47 : Gap de largeurs différentes testées

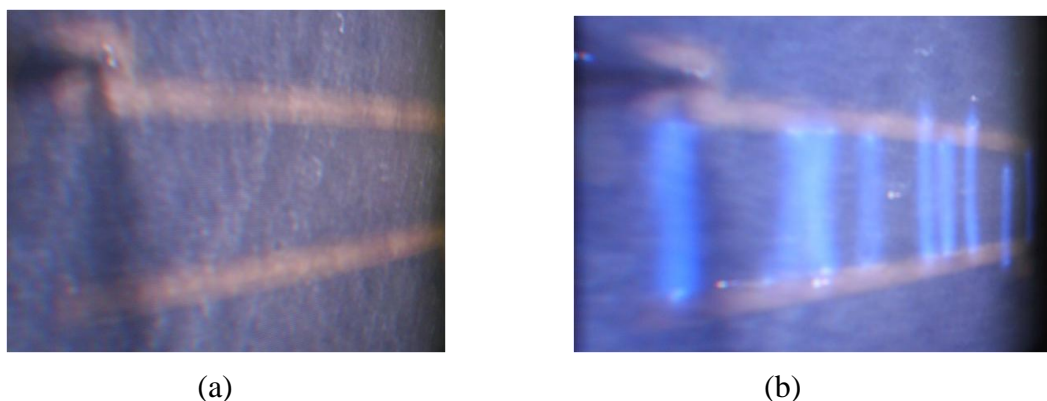


Figure II- 48 : Polarisation de la ligne (a), étincelle due au claquage dans l’air des lignes (b)

Les tensions de claquage déterminées sont présentées dans le tableau II-4, pour le gap de 750 μm , l’amorçage est survenu plutôt (à 2200 V) à cause des impuretés observées sur les lignes. Ces résultats nous ont permis de fixer la distance entre les lignes d’excitation et le résonateur quart d’onde à 500 μm . Une tension continue de 1000V sera appliquée à la structure avant de la connecter à l’analyseur afin de tester sa capacité à supporter de telle valeur.

Tableau II- 9 : Tension de claquage dans l’air en fonction du gap entre les lignes.

Gap (μm)	Tension de claquage (V)
250	900
500	2000
750	2200
1000	3200

V. 3. Méthodologie de simulation du résonateur

Les dimensions approchées de la structure ont été déterminées, dans un premier temps, à l’aide de l’outil « Linecalc » d’ADS notamment pour obtenir une fréquence de résonance à 400 MHz.

Ensuite, la structure distribuée (résonateur + lignes d'excitation) est modélisée sous MOMENTUM (Agilent). Les paramètres S_{ij} issus de cette simulation électromagnétique sont exportés sous ADS (Agilent) (création d'une boîte noire) pour pouvoir intégrer les différents éléments localisés (figure II-49).

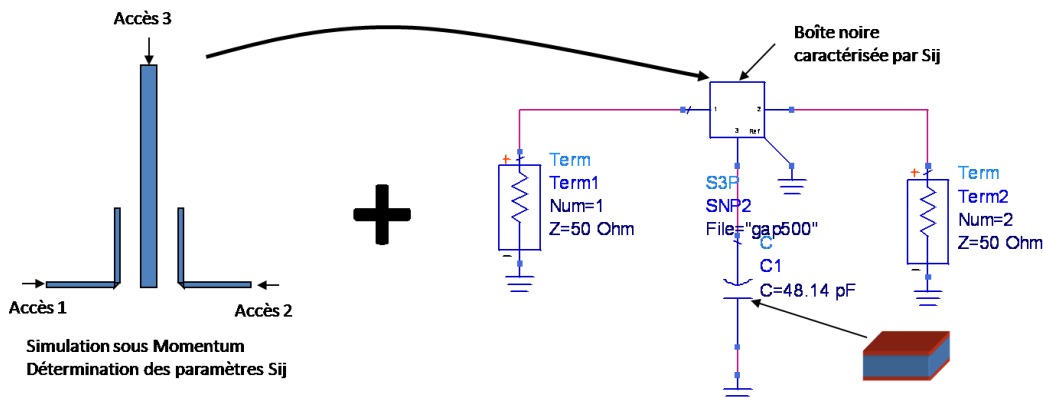


Figure II- 49 : Méthode de simulation du résonateur

La valeur de la capacité est déterminée par de la formule théorique de la capacité (II-33):

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{e} \tag{II-33}$$

Où S représente la surface des électrodes, e l'épaisseur entre les électrodes, ϵ_0 la permittivité de l'air et ϵ_r la permittivité relative du ferroélectrique. Il est à noter que pendant la conception de ce résonateur, l'électrode supérieure de la capacité a été réalisée à l'aide d'une colle conductrice (Epotecny) sous forme de cercle d'un rayon de 500 μm . Ainsi, à champ électrique nul ($E = 0 \text{ V/mm}$), la valeur de la capacité C est estimée à 48,14 pF. Et selon la caractéristique de la commandabilité du BST ($cmd = \frac{\epsilon(0) - \epsilon(E)}{\epsilon(0)} * 100$) en fonction du champ électrique (figure II-50), nous avons extrapolé la variation de la capacité en fonction du champ électrique appliqué (figure II-51).

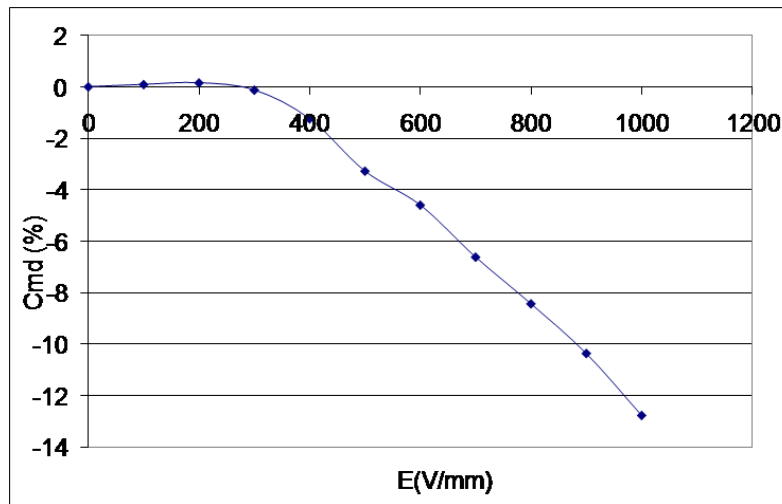


Figure II- 50 : Commandabilité du matériau BST en fonction du champ électrique appliqué

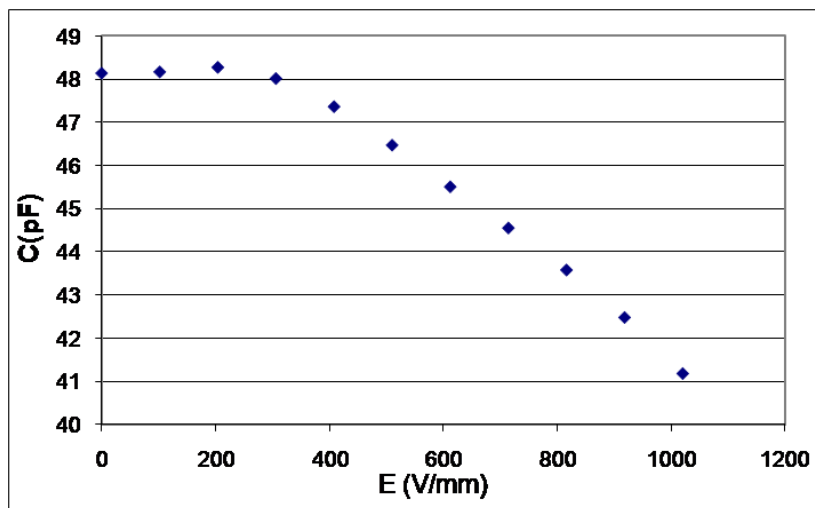


Figure II- 51 : Variation de la capacité en fonction du champ électrique appliqué

La variation de la capacité en fonction de la tension appliquée a permis de remonter à la variation de la fréquence de résonance en simulation. Nous avons dans un premier temps négligé les pertes dans le résonateur et la capacité MIM. Le résonateur simulé a une fréquence de résonance à 496 MHz à 0 V. Ainsi une tension de 500 V appliquée sur la capacité entraîne un décalage en fréquence de 11,8 MHz qui correspond à une agilité en fréquence de 2,4 % sous un champ électrique de 1 kV/mm (figure II-52).

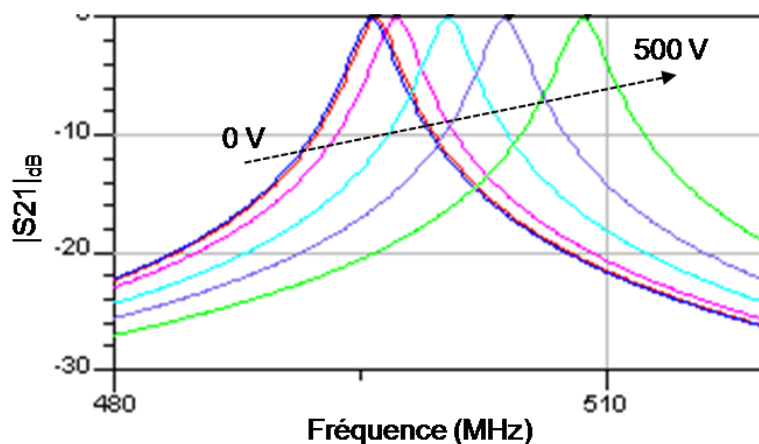


Figure II- 52 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension en simulation

V. 4. Fabrication et mesure

V. 4. 1. Fabrication du résonateur

Le résonateur est fabriqué sur un substrat de permittivité $\epsilon_r = 37$ fourni par Temex Céramic (le procédé de fabrication sera présenté dans le chapitre III). La capacité MIM fabriquée est collée en bout de ligne et reportée à la masse à l'aide d'un bonding (figure II-53). Le résonateur est ensuite monté dans un boîtier où deux connecteurs SMA sont fixés de sorte que les âmes centrales soient reliées à la ligne d'excitation 50Ω du résonateur. Un circuit de polarisation constitué d'une résistance de forte valeur ($33 \text{ k}\Omega$) est connecté à l'extrémité de la ligne microruban constituant le résonateur. La résistance permet d'éviter au signal RF de remonter sur l'alimentation continue.

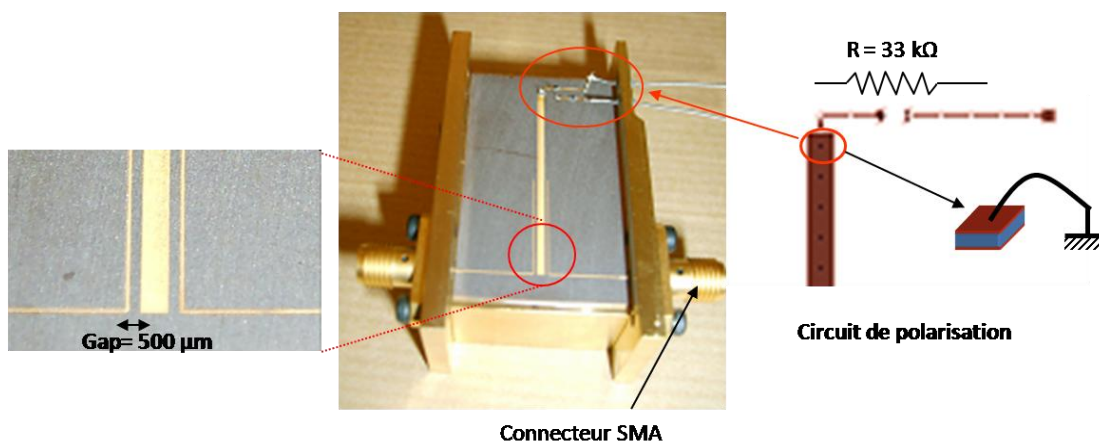


Figure II- 53 : Photographie du résonateur quart d'onde réalisé intégrant une capacité MIM reportée et monté sur un boîtier.

V. 4. 2. Mesure et polarisation du résonateur

◆ La mesure du résonateur

La mesure du résonateur a donné une fréquence de résonance $f_0 = 623$ MHz et de fortes pertes d'insertion $|S_{21}| = -19$ dB sans la polarisation (figure II-54).

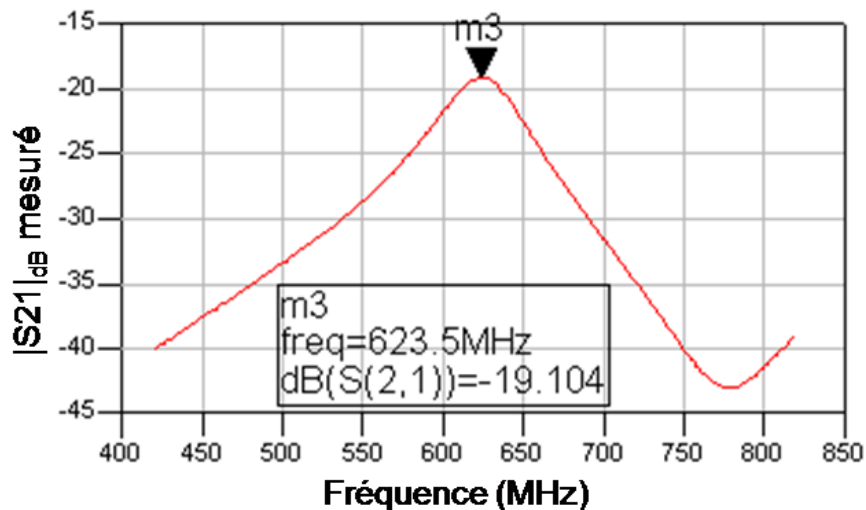


Figure II- 54 : Fréquence de résonance du résonateur mesuré sans polarisation

Le facteur de qualité à charge mesuré est très faible, $Q_L = f_0/\Delta f_{-3dB} = 12$, le facteur de qualité à vide Q_0 est déduit par la formule II-34 :

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1-|S_{21}|_{lin}} \quad (\text{II-34})$$

Compte tenu des fortes pertes d'insertion, le facteur de qualité à vide est quasiment identique au facteur de qualité en charge donc $Q_0 = Q_L = 12$. Ces pertes d'insertion peuvent provenir du circuit (substrat et métallisation), de la capacité variable ferroélectrique reportée et du bonding qui a permis de relier la capacité à la masse. De même, la fréquence de résonance observée est supérieure à la fréquence de résonance obtenue en simulation.

◆ La polarisation du résonateur

Nous avons ensuite appliquée une tension continue de 0 V à 500 V sur le résonateur au travers du dispositif de polarisation prévu à cet effet. La variation de la fréquence de résonance obtenue est assez faible (figure II-55). L'agilité est de 1,8 % sous une tension de 500 V soit un champ électrique $E = 1$ kV/mm. La capacité variable reportée semble avoir très peu d'action sur la fréquence de résonance.

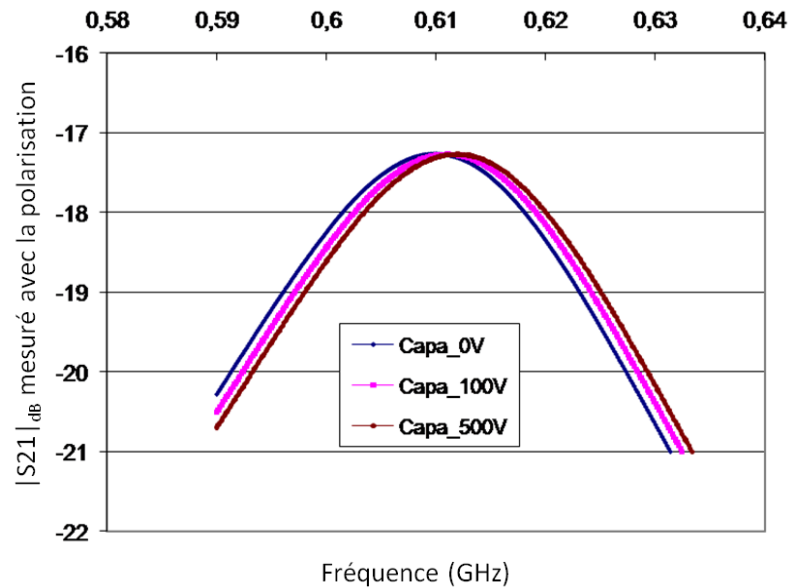


Figure II- 55 : Mesure du module de S21 (dB) du résonateur polarisé

Une analyse du circuit et des rétro-simulations ont permis de déterminer l'influence de chacun des éléments sur le dispositif et a permis d'expliquer l'ensemble des résultats expérimentaux.

V. 4. 3. Retro simulation et optimisation du résonateur

La différence entre la fréquence de résonance mesurée et celle obtenue en simulation dans un premier temps, est liée à la non prise en compte lors des simulations, du bonding qui a servi à relier la capacité à la masse et surtout au fait que la masse RF et celle du circuit de polarisation ne sont pas les mêmes. Dans cette configuration le résonateur se comporte comme un résonateur en $\lambda/2$. De même, la valeur de la capacité MIM intégrée au circuit est différente de celle estimée par le calcul.

V. 5. Conclusion

Nous avons choisi dans un premier temps, un substrat de permittivité élevée pour réduire les dimensions du résonateur compte tenue de la faible fréquence de travail (autour de 400 MHz). Mais le substrat de permittivité $\epsilon_r = 37$ présente de nombreuses rugosités donc la métallisation du résonateur est de très mauvaise qualité. Cela s'est traduit par des pertes d'insertion élevées. Les résultats n'étant pas encourageant, nous avons opté par la suite pour un substrat d'alumine de permittivité $\epsilon_r = 9,8$ pour la réalisation du filtre deux pôles.

Cependant, cette première réalisation nous a permis d'une part, de mettre en évidence la nécessité de prendre en compte les effets des bondings dans les simulations et d'autre part, de valider la tenue en tension des capacités MIM et des gaps.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons développé et testé différentes briques de base. Certains résultats ont été encourageants et ont motivés la poursuite des investigations.

Les résultats de ces travaux ont permis au fur et à mesure à nos partenaires du projet en charge des matériaux d'améliorer les performances des différents matériaux ferroélectriques développés.

Ainsi, les récents matériaux BST composites développés par Thales Research & Technology (TRT) et utilisés pour la fabrication des capacités inter-digitées présentent une très bonne agilité. Il pourrait servir à la réalisation de déphaseurs utilisant des coupleurs hybrides.

De même les matériaux de fortes permittivités (BST pur dopé de 1 % molaire de manganèse amélioré) ont permis de réaliser des capacités MIM qui répondent aux besoins du filtre deux pôles à réaliser.

Cependant, les limites de ces briques de base résident dans les pertes globales qui sont encore très élevées. En effet, les facteurs de qualité très faibles des capacités peuvent induire des pertes d'insertions importantes dans les filtres.

Dans le chapitre suivant nous allons présenter la conception, la réalisation et le test de filtres deux pôles intégrant des capacités MIM.

VII. BIBLIOGRAPHIE

- [II-1] <http://www.forumatena.org/LB47/ArticlesWiMAX/WiMAXetLaPMR.pdf> Copyright forum ATENA 2009- WiMAX à l'usage des communications haut débit.
- [II-2] S. Courrèges, "les matériaux ferroélectriques et supraconducteurs appliqués à la conception de dispositifs microondes", **Thèse de doctorat**, communication optique et microonde, Université de Limoges, N°26-2007, Sept. 2007.
- [II-3] Université de Rennes, <http://www.microelectronique.univ-rennes1.fr/fr/chap8b.htm>.
- [II-4] Y. Liu and Al., "BaSrTiO₃ interdigitated capacitors for distributed phase shifter applications", **IEEE Microwave and guided wave letters**, Vol.10, issue 11, pp 448-450, Nov 2000.
- [II-5] Al Ahmad and Al., "Tunable low-field interdigitated barium strontium titanate capacitors", **Microwave conference**, APMC 2007, Bangkok pp 1-4, 2007.
- [II-6] Al Ahmad and Al., "Wide-tunable low-field interdigitated barium strontium titanate capacitors", **IEEE microwave and wireless components letters**, Vol.17, pp 769-771, Nov 2007.
- [II-7] D. Ghosh and Al., "Tunable high-quality-factor interdigitated (Ba, Sr)TiO₃ capacitors fabricated on low-cost substrates with copper metallization", **Thin Solid Films** **496** (2006), pp 669-673.
- [II-8] V. Laur and Al., "Microwave study of tunable planar capacitors using Mn-doped Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ ceramics", **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, vol. 56, pp 2363 - 2369, Nov. 2009.

TABLE DES FIGURES

Figure II- 1 : Allure de la variation de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué	69
Figure II- 2 : Résonateur microruban en $\lambda_g/2$	70
Figure II- 3 : Ligne microruban (a), variation de la permittivité dans la couche ferroélectrique sous une tension appliquée de 50 V (b)	71
Figure II- 4 : Vue en coupe du résonateur microruban à optimiser	71
Figure II- 5 : Module du paramètre en transmission du résonateur en fonction de la fréquence	72
Figure II- 6 : Influence de la largeur (W) du résonateur sur le facteur de qualité à vide Q_0 (a) et sur la fréquence de résonance f_0 (b).....	73
Figure II- 7 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la tangente de pertes	75
Figure II- 8 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la conductivité	75
Figure II- 9 : Variation de la permittivité en fonction de la tension	76
Figure II- 10 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité du substrat	77
Figure II- 11 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension appliquée	77
Figure II- 12 : Variation du facteur de qualité à vide Q_0 en fonction de la permittivité	78
Figure II- 13 : Modélisation de la capacité MIM	80
Figure II- 14 : Dimension de la capacité MIM à réaliser	81
Figure II- 15 : Bâti de dépôt par évaporation thermique [II-3]	82
Figure II- 16 : Principe du dépôt de Cr/Au sur le BST par évaporation.....	83
Figure II- 17 : Principe de l'électrolyse pleine plaque du substrat	84
Figure II- 18 : Principe de la photolithographie suivie de la gravure	85
Figure II- 19 : Photographie des capacités MIM fabriquées	86
Figure II- 20 : Photographie des capacités MIM montées sur des connecteurs SMA pour être mesurées	86
Figure II- 21 : Connecteur SMA d'étalonnage (en circuit ouvert).....	87

Figure II- 22 : Principe du bonding à caractériser	87
Figure II- 23 : Mesure de la self du bonding en fonction de la longueur du ruban	88
Figure II- 24 : Mesure des pertes métalliques du bonding et de la colle en fonction de la longueur du ruban	89
Figure II- 25 : Principe de caractérisation de la capacité MIM (a), circuit R L C série (b)	89
Figure II- 26 : Mesure de la capacité MIM	90
Figure II- 27 : Modèle équivalent de la capacité MIM mesurée	91
Figure II- 28 : Optimisation de la résistance des électrodes sous ADS	92
Figure II- 29 : Photographie microscopique de l'échantillon de BST 60/40 ($\epsilon_r = 2960$), vue global (a), aspect après la métallisation (b).....	95
Figure II- 30 : Structure microscopique du BST composite de permittivité $\epsilon_r = 465$	97
Figure II- 31 : Topologie d'une capacité inter-digitée réalisée sur une couche mince	99
Figure II- 32 : Quelques motifs de capacités inter-digitées à réaliser (Les zones blanches représentent les métallisations)	100
Figure II- 33 : Etape préliminaire du procédé de fabrication de la capacité inter-digitée	101
Figure II- 34 : Procédé de l'insolation et gravure PMGI	102
Figure II- 35 : Etape intermédiaire avant l'électrolyse : Lift Off	103
Figure II- 36 : Procédé final de la fabrication de la capacité inter-digitée	103
Figure II- 37 : Photographie des capacités inter-digitées fabriquées	104
Figure II- 38 : Photographie d'une capacité inter-digitée sous test	104
Figure II- 39 : Mesure de l'impédance Z de la capacité sous une tension appliquée de 0 V et 200 V	105
Figure II- 40 : Modèle équivalent de la capacité interdigitée.....	106
Figure II- 41 : Présence de capacités parasites MIM dues au banc de mesure	106
Figure II- 42 : Mesure de la valeur de capacité et de l'agilité de la capacité C5 en fonction de la tension de polarisation	107
Figure II- 43 : Mesure de la valeur de capacité et de l'agilité de la capacité C47 en fonction de la tension de polarisation	108
Figure II- 44 : Mesure du facteur de qualité de la capacité C5 en fonction de la tension de polarisation	108
Figure II- 45 : Mesure du facteur de qualité de la capacité C47 en fonction de la tension de polarisation	109

Figure II- 46 : Topologie du résonateur quart d'onde avec la capacité MIM reportée	111
Figure II- 47 : Gap de largeurs différentes testées	112
Figure II- 48 : Polarisation de la ligne (a), étincelle due au claquage dans l'air des lignes (b)	112
Figure II- 49 : Méthode de simulation du résonateur	113
Figure II- 50 : Commandabilité du matériau BST en fonction du champ électrique appliqué	114
Figure II- 51 : Variation de la capacité en fonction du champ électrique appliqué	114
Figure II- 52 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la tension en simulation	115
Figure II- 53 : Photographie du résonateur quart d'onde réalisé intégrant une capacité MIM reportée et monté sur un boîtier.....	115
Figure II- 54 : Fréquence de résonance du résonateur mesuré sans polarisation	116
Figure II- 55 : Mesure du module de S21 (dB) du résonateur polarisé	117

**CHAPITRE III : CONCEPTION,
FABRICATION, TEST ET
OPTIMISATION DE FILTRES
DEUX POLES INTEGRANT DES
CAPACITES
FERROELECTRIQUES**

I. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons développé et fabriqué des briques de base intégrant des matériaux ferroélectriques pour la conception de démonstrateurs de filtres agiles en fréquences.

Le gabarit fixé par le cahier des charges est un filtre passe bande de type Tchebychev reconfigurable aux fréquences centrales de 380, 400 et 420 MHz avec une bande passante de 25 MHz et constitué de résonateurs possédant un facteur de qualité à vide supérieur ou égal à 100 pour limiter les pertes d'insertion.

La topologie associant des lignes microruban gravées sur un substrat et des capacités variables discrètes conçues à partir de matériaux ferroélectriques, a été sélectionnée pour réaliser ce dispositif.

En effet, cette topologie qui a fait l'objet de nombreuses études est très utilisée en RF pour la fabrication de filtre agiles en fréquence intégrant des MEMS [III-1], [III-2], [III-3], des diodes PIN [III-4], ou encore des matériaux ferroélectriques [III-5], [III-6].

Nous ne pouvons réaliser un filtre sans au préalable effectuer une synthèse. Ainsi, la première partie de ce chapitre sera consacrée à ce point particulier et nous ferons ensuite le choix d'une topologie de filtre réalisable. Puis la seconde partie concernera la modélisation et l'optimisation électromagnétique du filtre avant la fabrication. La troisième partie regroupera la réalisation et le test de différents dispositifs.

II. SYNTHÈSE D'UN FILTRE DEUX PÔLES

II. 1. Gabarit d'un filtre de Tchebychev 2 pôles

Un filtre de type Tchebychev est défini par le nombre de pôles N et l'ondulation dans la bande passante δA . De ces paramètres, il est possible, à partir de tables, de définir les coefficients associés au filtre d'ordre N .

Dans le cas d'un filtre deux pôles (i.e. $N = 2$) quatre coefficients seront donnés (g_0, g_1, g_2 et g_3). Ces coefficients, associés à la fréquence centrale f_0 et à la bande passante équiondulante δf permettent alors de calculer les paramètres électriques du filtre par les relations (III-1), (III-2) et (III-3):

◆ **Coefficient de qualité extérieur en entrée**

$$Q_{ext\ entrée} = \frac{f_0 g_0 g_1}{\delta f} \quad (III-1)$$

◆ **Coefficient de qualité extérieur en sortie**

$$Q_{ext\ sortie} = \frac{f_0 g_2 g_3}{\delta f} \quad (III-2)$$

◆ **Coefficient de couplage inter-résonateurs**

$$k_{12} = \frac{\delta f}{f_0 \sqrt{g_1 g_2}} \quad (III-3)$$

Ces trois paramètres sont suffisants pour déterminer les valeurs des composants du filtre. En effet, les coefficients de qualité extérieurs vont permettre de définir l'adaptation du filtre en entrée et en sortie puis le coefficient de couplage inter-résonateurs, la bande passante du filtre. Mais pour un filtre deux pôles tous ces paramètres sont étroitement liés.

Différentes topologies ont été envisagées et étudiées pour réaliser le filtre deux pôles. La structure série, très sensible aux pertes introduites d'une part, par les capacités ferroélectriques reportées et d'autre part, par les lignes quart d'onde a été abandonnée au profit du montage parallèle que nous avons choisi d'analyser de façon plus approfondie.

II. 1. 1. Calcul des valeurs des composants du filtre

Le schéma de principe du montage parallèle est modélisé par le circuit éclaté présenté à la figure III-1. Il est composé de capacités et de lignes court-circuitées d'impédances

caractéristiques Z_0 et de longueurs électriques équivalentes θ . L'ensemble des éléments est placé entre deux impédances Z_0 qui représentent l'impédance du générateur et de la charge.

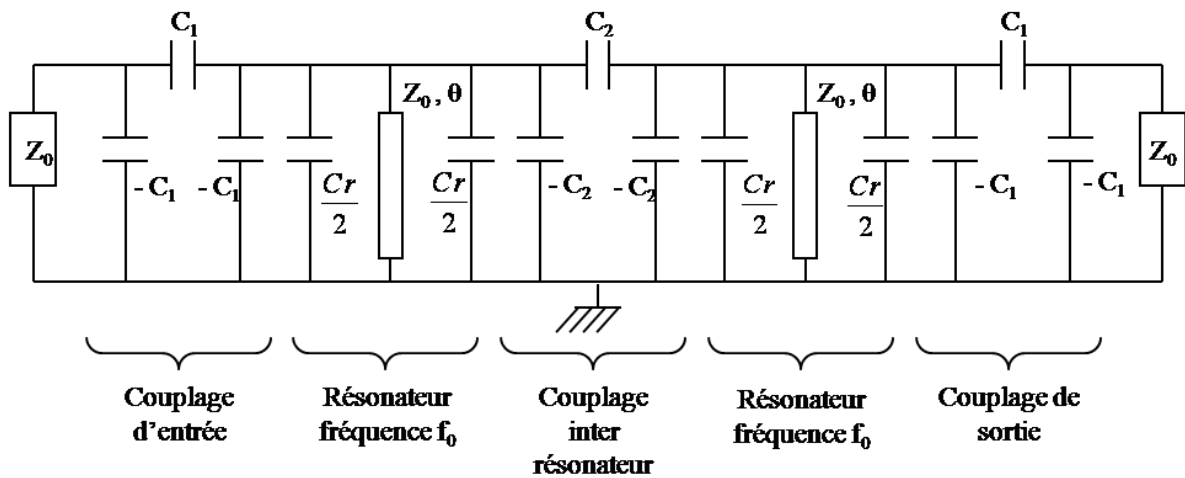


Figure III - 1 : Topologie parallèle d'un filtre 2 pôles

Les couplages entrée et sortie ainsi que le couplage inter-résonateurs sont réalisés à partir des capacités respectivement $C_1, -C_1$ et $C_2, -C_2$ et la fréquence de résonance de chaque résonateur est définie en fonction de la ligne de longueur électrique θ et de la capacité C_r . Chacun des paramètres (fréquence centrale f_0 , les couplages entrée sortie et inter-résonateurs) doit respecter certaines conditions pour répondre au gabarit du filtre souhaité. La synthèse est effectuée en considérant chaque paramètre du gabarit séparément.

II. 1. 1. 1. Dimensionnement du résonateur

Le résonateur est dimensionné pour avoir la fréquence de résonance à f_0 . Il est composé d'une ligne de transmission court-circuitée à une extrémité et associée à deux capacités (figure II-2).

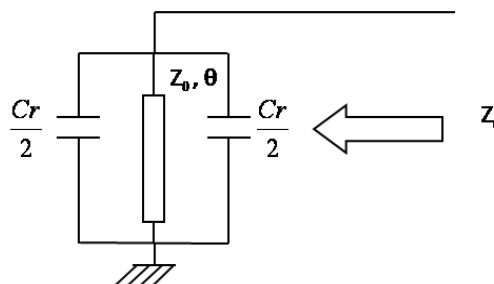


Figure III - 2 : Résonateur

La capacité C_r est définie en fonction de la fréquence de résonance et à partir de l'impédance Z_r du résonateur qui s'écrit :

$$Z_r = \frac{j Z_0 \tan(\theta)}{1 - Z_0 C_r \omega_0 \tan(\theta)} \quad (\text{III-4})$$

Avec Z_0 : l'impédance caractéristique de la ligne

θ : la longueur électrique de la ligne

ω_0 : la pulsation à la fréquence de résonance

Ainsi, à la fréquence de résonance, l'impédance Z_r se comporte comme un circuit bouchon, soit une impédance infinie. Cette condition implique donc une capacité C_r :

$$C_r = \frac{1}{Z_0 \omega_0 \tan(\theta)} \quad (\text{III-5})$$

II. 1. 1. 2. Les couplages entrée-sortie

Pour définir le couplage en entrée ou en sortie, seul le résonateur couplé à l'impédance Z_0 par l'intermédiaire du montage capacitif en « pi » constitué des capacités C_1 et $-C_1$ est considéré (figure III-3).

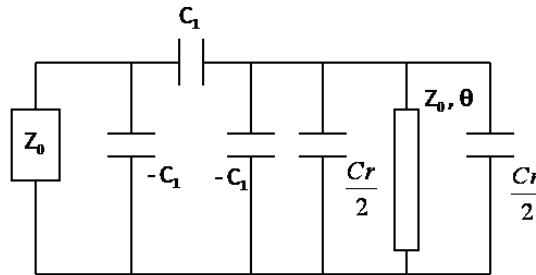


Figure III - 3 : Résonateur et système de couplage en entrée

Dans cette configuration, il est possible de déterminer l'impédance Z_i qui correspond à l'impédance Z_0 ramenée dans le plan du résonateur à travers le circuit de couplage en « pi » (figure III- 4).

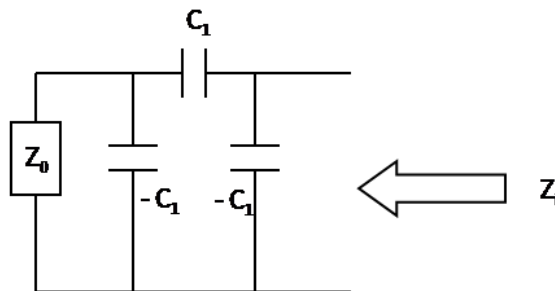


Figure III - 4 : Impédance ramenée dans le plan du résonateur

Si l'impédance Z_0 est purement réelle, alors l'impédance Z_i est également à partie imaginaire nulle et s'écrit :

$$Z_i = \frac{1}{Z_0 C_1^2 \omega^2} \quad (\text{III-6})$$

En considérant cette impédance Z_i , le montage de la figure III-3 peut être modifié tel qu'illustré à la figure III-5.

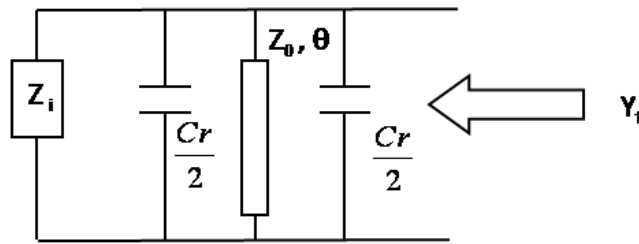


Figure III - 5 : Résonateur associé au système de couplage

Ainsi l'admittance équivalente Y_t est alors calculée par l'expression:

$$Y_t = \frac{1}{Z_i} + j \left(C_r \omega - \frac{1}{Z_0 \tan(\theta)} \right) \quad (\text{III-7})$$

De même, le facteur de qualité de ce circuit résonant peut être déterminé. Il correspond au facteur de qualité extérieur du montage et est défini par :

$$Q_{ext} = \frac{\omega_0}{2} \frac{\frac{\partial \text{Im}(Y_t)}{\partial \omega}}{\text{Re}(Y_t)} \Bigg|_{\omega = \omega_0} = \frac{1}{2 Z_0 C_1^2 \omega_0} \left(C_r + \frac{\theta_0}{\omega_0 Z_0 \sin^2 \theta_0} \right) \quad (\text{III-8})$$

Connaissant la valeur de la capacité C_r , l'expression de la valeur de la capacité C_1 est donc extraite de l'équation III-8 par la relation :

$$C_1 = \sqrt{\frac{1}{2 Z_0 Q_{ext} \omega_0} \left(C_r + \frac{\theta_0}{\omega_0 Z_0 \sin^2 \theta_0} \right)} \quad (\text{III-9})$$

II. 1. 1. 3. Couplage inter-résonateurs

Pour déterminer le couplage inter-résonateurs, seuls les deux résonateurs couplés par un circuit capacitif en « pi » réalisé à partir des capacités C_2 et $-C_2$ sont considérés (figure III-6).

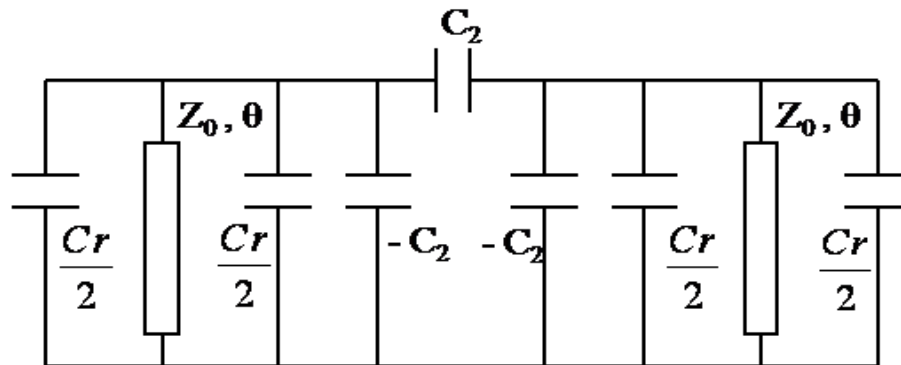


Figure III - 6 : Couplage des deux résonateurs

Une légère modification de ce schéma conduit à la figure III-7 où apparaît un plan de symétrie P.

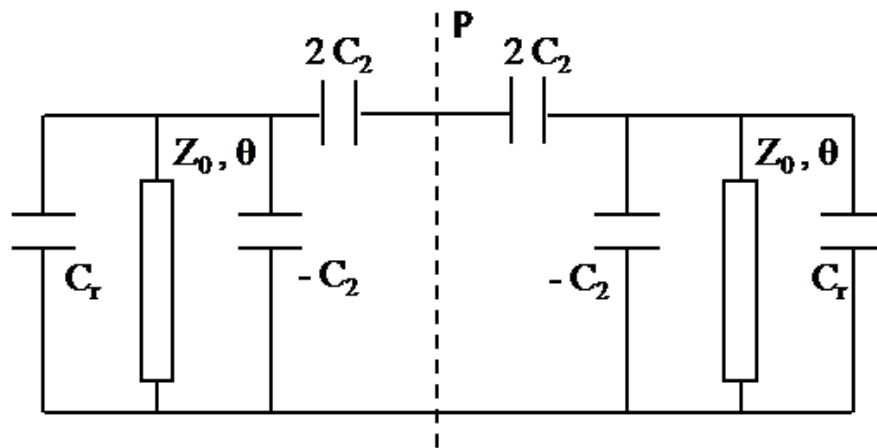


Figure III - 7 : Deux résonateurs couplés

Les fréquences de résonances des deux polarisations f_{ccm} et f_{cce} sont obtenues en considérant le plan de symétrie respectivement comme un court circuit magnétique et un court circuit électrique.

◆ **Court circuit électrique**

$$\omega_{cce} = \frac{1}{Z_0 (C_r + C_2) \tan(\theta_{cce})} \quad (\text{III-10})$$

◆ **Court circuit magnétique**

$$\omega_{ccm} = \frac{1}{Z_0 (C_r - C_2) \tan(\theta_{ccm})} \quad (\text{III-11})$$

Le coefficient de couplage « k » inter-résonateurs est alors défini par la relation III-12 :

$$k = \frac{\omega_{ccm}^2 - \omega_{cce}^2}{\omega_{ccm}^2 + \omega_{cce}^2} = \frac{(f_0 + \Delta_f)^2 - (f_0 - \Delta_f)^2}{(f_0 + \Delta_f)^2 + (f_0 - \Delta_f)^2} \quad (\text{III-12})$$

Il est possible de calculer la valeur de Δ_f et d'en déduire les fréquences f_{ccm} et f_{cce} respectant le gabarit fixé :

$$\Delta_f = \frac{f_{ccm} - f_{cce}}{2} = f_{ccm} - f_0 = f_0 - f_{cce} = f_0 \frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} \quad (\text{III-13})$$

$$f_{ccm} = f_0 + f_0 \left(\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} \right) \quad (\text{III-14})$$

$$f_{cce} = f_0 - f_0 \left(\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} \right) \quad (\text{III-15})$$

Ces expressions permettent alors de déduire la valeur de la capacité C_2 à l'aide des deux équations :

$$C_r + C_2 = \frac{1}{Z_0 2\pi f_{cce} \tan(\theta_{cce})} \quad (\text{III-16})$$

$$C_r - C_2 = \frac{1}{Z_0 2\pi f_{ccm} \tan(\theta_{ccm})} \quad (\text{III-17})$$

Soit :

$$C_2 = \frac{1}{Z_0 4\pi} \left(\frac{f_{ccm} \tan(\theta_{ccm}) - f_{cce} \tan(\theta_{cce})}{f_{ccm} f_{cce} \tan(\theta_{ccm}) \tan(\theta_{cce})} \right) \quad (\text{III-18})$$

II. 1. 1. 4. Bilan du calcul des composants

Les résultats des calculs des composants du filtre sont présentés dans le tableau III-1 :

Tableau III- 1 : Calcul des composants du filtre

Désignation	Valeur
C_r	$\frac{1}{Z_0 \omega_0 \tan(\theta)}$
C_1	$\sqrt{\frac{1}{2 Z_0 Q_{ext} \omega_0} \left(C_r + \frac{\theta_0}{\omega_0 Z_0 \sin^2 \theta_0} \right)}$
C_2	$\frac{1}{Z_0 4\pi} \left(\frac{f_{ccm} \tan(\theta_{ccm}) - f_{cce} \tan(\theta_{cce})}{f_{ccm} f_{cce} \tan(\theta_{ccm}) \tan(\theta_{cce})} \right)$
f_{ccm}	$f_0 + f_0 \left(\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} \right)$
f_{cce}	$f_0 - f_0 \left(\frac{1 - \sqrt{1 - k^2}}{k} \right)$

La ligne de transmission est définie par son impédance caractéristique Z_0 et la longueur électrique équivalente θ . Ce dernier paramètre peut être calculé par la relation :

$$\theta = \beta l \quad (\text{III-19})$$

Où l est la longueur réelle de la ligne calculée comme étant une fraction de longueur d'onde à une fréquence f_{00} . Soit :

$$l = \frac{\lambda_{00}}{4} (1 - \alpha) \quad (\text{III-20})$$

Avec α , une valeur variable qui peut être choisie à l'issue de l'étude de synthèse.

La longueur électrique équivalente θ prend alors la forme suivante :

$$\theta = \frac{\pi}{2} (1 - \alpha) \frac{f}{f_{00}} \quad (\text{III-21})$$

Où f est la fréquence de fonctionnement.

II. 1. 2. Application à la synthèse du filtre accordable deux pôles

II. 1. 2. 1. Calcul des paramètres électriques du gabarit du filtre

La fréquence centrale du filtre deux pôles doit être accordable entre 380 MHz et 420 MHz. Le gabarit choisi présente une ondulation dans la bande passante de 0.1 dB.

A partir de ces valeurs, nous pouvons déterminer les coefficients g_i et en déduire pour chaque fréquence les valeurs du coefficient de qualité extérieur Q_e et du couplage inter-résonateurs k (tableau III-2).

Les coefficients g_i pour un filtre deux pôles Tchebychev d'ondulation dans la bande 0,1 dB sont $g_0 = 1$, $g_1 = 0.843$, $g_2 = 0.622$ et $g_3 = 1.3554$.

Tableau III- 2 : Principaux paramètres du filtre en fonction de la fréquence centrale

	$f_0 = 380 \text{ MHz}$	$f_0 = 400 \text{ MHz}$	$f_0 = 420 \text{ MHz}$
Q_e	12.8136	13.488	14.1624
K	0.0909	0.0863	0.0822
f_{cce}	362.7 MHz	382.7 MHz	402.7 MHz
f_{ccm}	397.3 MHz	417.3 MHz	437.3 MHz

II. 1. 2. 2. Calcul des composants du filtre

A partir du montage du filtre présenté à la figure III-1 et de l'étude précédente, nous pouvons calculer les valeurs des différentes capacités pour plusieurs valeurs de α .

La valeur de la fréquence f_{00} , pour laquelle est définie la longueur électrique équivalente, est choisie au milieu de la bande, soit pour $f_{00} = 400 \text{ MHz}$. Les résultats des calculs, pour plusieurs valeurs de α , sont donnés dans le tableau III-3. Les capacités variables C_1 , C_2 et C_r sont constituées de matériaux ferroélectriques dont la permittivité ϵ_r diminue lorsqu'un champ électrique est appliqué. Les valeurs des capacités étant proportionnelles à ϵ_r , leur pourcentage de variation est calculé en prenant la valeur de la capacité à la fréquence la plus basse comme référence ($f_0 = 380 \text{ MHz}$). La commandabilité des matériaux ferroélectriques sera étroitement liée à la variation de la capacité.

$$cmd = \frac{\epsilon_r(0) - \epsilon_r(V)}{\epsilon_r(0)} \quad (\text{III-23})$$

$$\Delta C_i = \frac{C(0) - C(V)}{C(0)} \quad (\text{III-24})$$

Chapitre III : Conception, fabrication, test et optimisation de filtres deux pôles intégrant des capacités ferroélectriques

Tableau III- 3 : Valeurs des capacités et leur variation pour une agilité du filtre de 380 MHz à 420 MHz en fonction de α

α	f_0 (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	Cr (pF)	$\Delta C1$ (%)	$\Delta C2$ (%)	ΔCr (%)
0,1	380	2,124	0,630	1,942	15,7	21,4	66,2
	400	1,943	0,555	1,260			
	420	1,791	0,495	0,656			
0,2	380	2,206	0,680	3,317	16,8	23,4	41,3
	400	2,006	0,592	2,586			
	420	1,836	0,521	1,946			
0,3	380	2,327	0,757	4,866	17,4	24,7	31,1
	400	2,109	0,654	4,055			
	420	1,922	0,570	3,351			
0,4	380	2,494	0,870	6,711	17,8	25,4	25,8
	400	2,255	0,748	5,782			
	420	2,051	0,649	4,978			
0,5	380	2,719	1,034	9,062	17,9	25,7	22,7
	400	2,457	0,888	7,958			
	420	2,231	0,768	7,006			
0,6	380	3,033	1,287	12,326	18,1	26,0	20,7
	400	2,739	1,103	10,953			
	420	2,485	0,953	9,771			
0,7	380	3,499	1,712	17,444	18,1	26,0	19,5
	400	3,158	1,467	15,618			
	420	2,865	1,267	14,046			
0,8	380	4,284	2,566	27,228	18,1	26,0	18,7
	400	3,866	2,199	24,491			
	420	3,507	1,899	22,136			
0,9	380	6,058	5,132	55,716	18,1	26,0	18,3
	400	5,467	4,397	50,243			
	420	4,959	3,797	45,533			

Avec les matériaux disponibles actuellement nous avons la possibilité d'obtenir une large gamme de valeurs de capacités (de 2 à plusieurs dizaines de pF) et des agilités de l'ordre de 30 %.

Le tableau III-3 montre que les valeurs de α élevées nécessitent des variations de capacités moins importantes donc elles seront mieux adaptées à la réalisation du filtre accordable.

Les réponses en réflexion et en transmission du filtre en fonction de la fréquence pour chacun des cas présentés dans le tableau III- 3 sont données sur la figure III- 8. Les courbes centrées sur 380 MHz, 400 MHz et 420 MHz sont quasiment confondues.

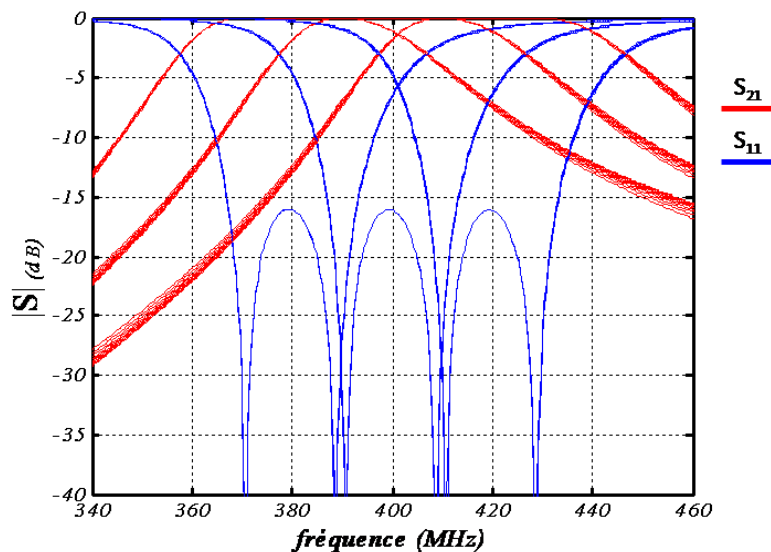


Figure III - 8 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre de la figure III-1 pour les différentes valeurs de α .

II. 2. Etude de la faisabilité du filtre

Le filtre présenté sur la figure III-1 ne peut être réalisé à cause de l'impossibilité de polariser les capacités variables C_r (masse ramenée de part et d'autre). Mais différentes modifications du schéma électrique permettent de palier ce problème.

Une des solutions consiste à placer une capacité C_s en série avec la ligne de transmission pour permettre la polarisation de la capacité C_r . Dans ce cas, trois topologies de résonateur sont possibles comme indiquées sur la figure III-9.

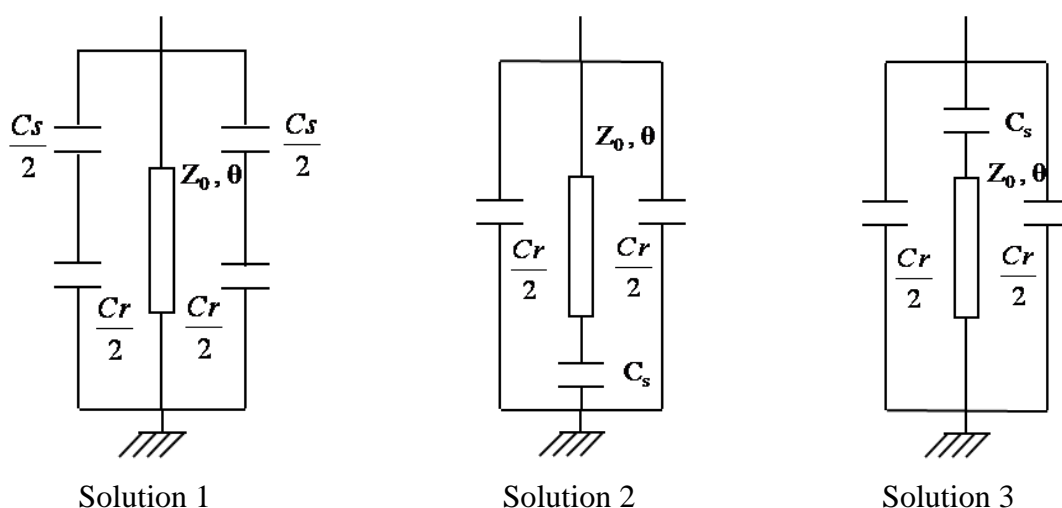


Figure III - 9 : Différentes topologies de résonateur

La solution 1 est identique au cas traité précédemment en remplaçant la capacité C_r par une capacité équivalente à : $\frac{C_r C_s}{C_r + C_s}$.

Dans le cas des solutions 2 et 3, le résonateur est caractérisé par deux fréquences. L'une pour laquelle le résonateur se comporte comme un circuit ouvert, que nous appellerons fréquence de résonance, et l'autre pour laquelle le résonateur se comporte comme un court circuit que nous appellerons fréquence d'anti-résonance.

La fréquence de résonance fait intervenir l'ensemble du circuit : la ligne et les deux capacités C_r et C_s . La fréquence d'anti-résonance concerne uniquement la branche série qui comprend la ligne et la capacité C_s .

Par conséquent la fréquence d'anti-résonance est inférieure à la fréquence de résonance et permettra donc de positionner un zéro de transmission aux basses fréquences du filtre.

Les résultats de synthèse pour les deux solutions sont présentés dans les deux paragraphes suivants. Pour calculer les composants la démarche utilisée est identique à celle exposée précédemment. La fréquence d'anti-résonance permet de calculer la capacité C_s et d'extraire par la suite la capacité C_r à partir de la fréquence de résonance.

II. 2. 1. Solution 2

- ◆ **Fréquence d'anti-résonance f_{ar} : capacité C_s .**

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_{ar} Z_0 \tan(\theta_{ar})} \quad (III-25)$$

- ◆ **Fréquence de résonance f_r : capacité C_r**

$$C_r = \frac{1}{\omega_r} \frac{(Z_0 C_s 2\pi f_r + \tan(\theta_r))}{Z_0 (Z_0 C_s 2\pi f_r \tan(\theta_r) - 1)} \quad (III-26)$$

- ◆ **Couplages d'entrée et de sortie : capacité C_1 (III-27).**

$$C_1 = \sqrt{\frac{1}{2Z_0 Q_e \omega_0} \left[C_r + \frac{(Z_0^2 C_s (1 + \tan^2(\theta_0)) + Z_0 \theta_0 (1 + \tan^2(\theta_0)) (\frac{1}{\omega_0} + Z_0^2 C_s^2 \omega_0))}{(Z_0^2 C_s \omega_0 \tan(\theta_0) - Z_0)^2} \right]}$$

- ◆ **Couplage inter-résonateurs : capacité C_2 (III-28).**

$$C_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\omega_{cce}} \frac{Z_0 C_s \omega_{cce} + \tan(\theta_{cce})}{Z_0 (Z_0 C_s \omega_{cce} \tan(\theta_{cce}) - 1)} - \frac{1}{\omega_{ccm}} \frac{Z_0 C_s \omega_{ccm} + \tan(\theta_{ccm})}{Z_0 (Z_0 C_s \omega_{ccm} \tan(\theta_{ccm}) - 1)} \right]$$

Les figures III-10 et III-11 présentent les résultats de cette solution pour deux fréquences d'anti-résonance différentes ($f_{ar} = 200$ MHz et $f_{ar} = 50$ MHz).

Les valeurs qui illustre la variation des différentes capacités en fonction de la valeur du coefficient α sont présentées en annexe B dans les tableaux B-1 et B-2 pour les fréquences d'anti-résonance à 200 MHz et 50 MHz.

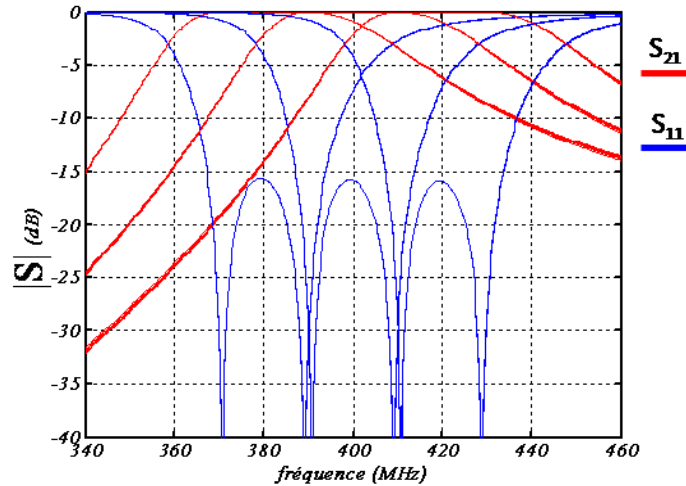


Figure III - 10 : Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 2 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz)

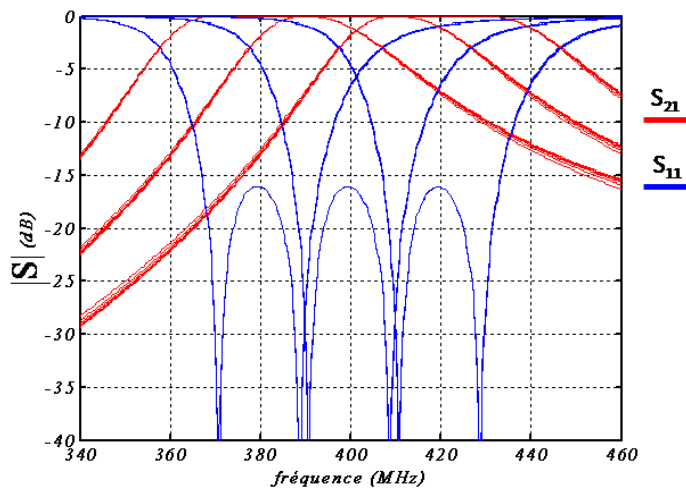


Figure III - 11 : Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 2 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz)

II. 2. 2. Solution 3

◆ Fréquence d'anti-résonance f_{ar} : capacité C_s

Dans cette solution, la valeur de la capacité C_s est identique à celle de la solution 2

◆ Fréquence de résonance f_r : capacité C_r

$$C_r = \frac{C_s}{(Z_0 C_s 2 \pi f_r \tan(\theta_r) - 1)} \quad (\text{III-29})$$

◆ **Couplages d'entrée et de sortie : capacité C1**

$$C_1 = \sqrt{\frac{1}{2Z_0 Q_e \omega_0} \left[C_r + \frac{C_s (1 + Z_0 C_s \omega_0 \theta_0 (1 + \tan^2(\theta_0)))}{(Z_0 C_s \omega_0 \tan(\theta_0) - 1)^2} \right]} \quad (\text{III-30})$$

◆ **Couplage inter-résonateurs : capacité C2.**

$$C_2 = \frac{1}{2} \left[\frac{C_s}{(Z_0 C_s \omega_{cce} \tan(\theta_{cce}) - 1)} - \frac{C_s}{(Z_0 C_s \omega_{ccm} \tan(\theta_{ccm}) - 1)} \right] \quad (\text{III-31})$$

Comme dans le cas précédent, les valeurs des capacités sont présentées en annexe B dans les tableaux B-3 et B-4. Sur les figures III-12 et III-13 sont donnés les résultats de la solution 3 pour deux fréquences d'anti-résonance différentes, l'une à 200 MHz et l'autre à 50MHz.

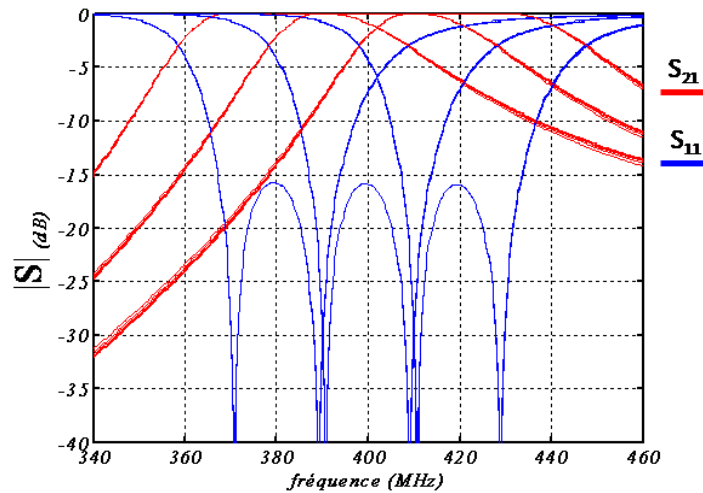


Figure III - 12 : Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 3 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz)

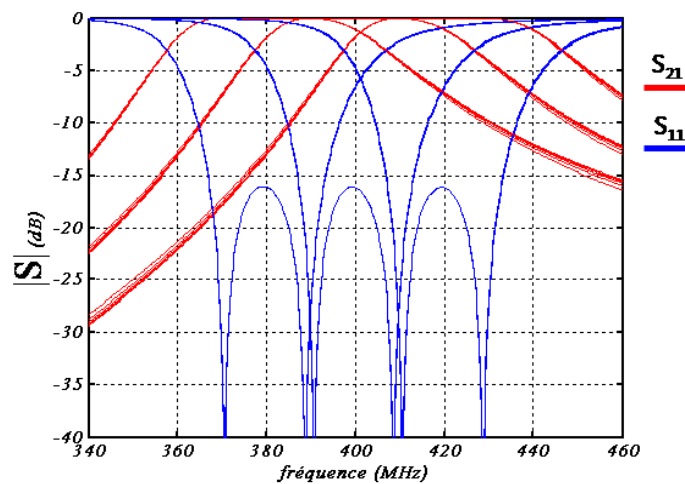


Figure III - 13 : Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 3 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz)

Pour les deux solutions étudiées, plus la fréquence d'anti-résonance est faible et plus la valeur de la capacité C_s est élevée par contre les variations des différentes capacités C_r , C_1 et C_2 respectivement responsables de l'accord de la fréquence centrale, des couplages d'entrée-sortie et du couplage inter-résonateurs sont plus faibles.

II. 3. Conclusion

Ces premières études de synthèses ont permis de montrer la possibilité de concevoir un filtre deux pôles agile en fréquence respectant le gabarit fixé à partir des capacités ferroélectriques réalisées au chapitre II. Les premiers circuits ont été modifiés pour obtenir des topologies de filtres réalisables.

La topologie de filtre utilisant des capacités variables pour concevoir les différents couplages conduit à un dispositif complexe incluant plusieurs circuits de polarisation.

Nous avons fait le choix, de travailler sur une structure plus simple pour valider l'introduction de capacités ferroélectriques. Ainsi, le couplage inter-résonateurs sera effectué par proximité et les couplages entrée-sortie seront fixes et obtenus à l'aide d'une capacité C_1 (figure III-14). Les capacités C_{ce} seront variables.

Une analyse électromagnétique couplée à une analyse circuit doit nous permettre d'optimiser une telle structure pour qu'elle réponde au mieux au gabarit fixé.

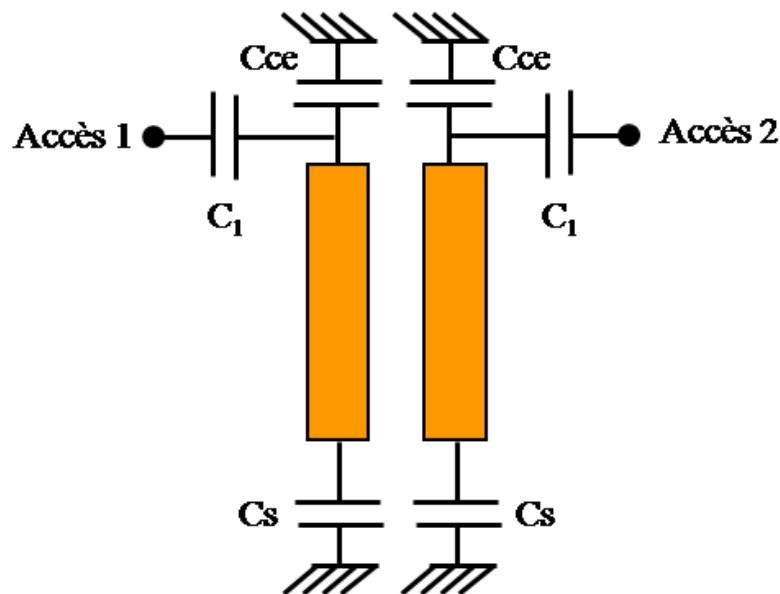


Figure III - 14 : Structure du filtre deux pôles reconfigurable à étudier

III. MODELISATION ET CONCEPTION D'UN FILTRE DEUX PÔLES RECONFIGURABLE

La topologie retenue est donc constituée de deux résonateurs microruban de longueur proportionnelle à $\lambda g/4$ gravés sur un substrat d'alumine sur lesquels sont reportés en extrémité deux capacités variables ferroélectriques.

Une analyse segmentée du filtre va permettre de dimensionner de façon approchée les différents composants puis une simulation globale permettra d'optimiser l'ensemble des valeurs pour répondre au gabarit souhaité.

III. 1. Caractéristiques du résonateur

III. 1. 1. Topologie du résonateur

La topologie du résonateur retenue est une ligne microruban en $\lambda g/4$ gravés sur un substrat d'alumine de permittivité $\epsilon_r = 9.8$, de tangente de pertes $\tan \delta = 1.10^{-4}$ et de $635 \mu\text{m}$ d'épaisseur. Le substrat de permittivité $\epsilon_r = 37$ a été abandonné car la forte rugosité de sa surface conduit à une métallisation de très mauvaise qualité et donc à des pertes élevées.

A l'une des extrémités du résonateur est reportée une capacité variable ferroélectrique (C_r) pour la reconfiguration du filtre en fréquence et à l'autre extrémité, une capacité fixe (C_s). La longueur de la ligne est proportionnelle à $(1 - \alpha) * \lambda g/4$ (figure III-15).

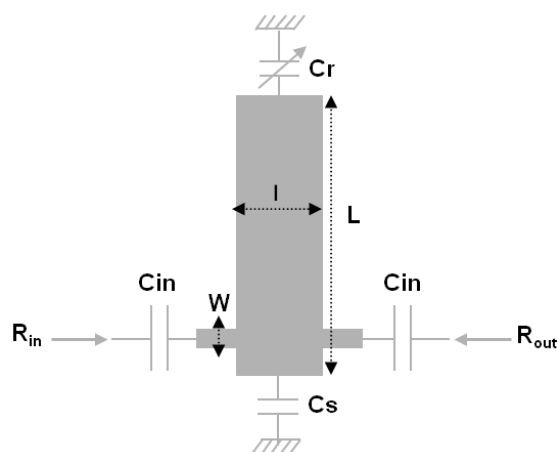


Figure III - 15 : Topologie du résonateur

Les capacités ferroélectriques réalisées et testées nécessitent de fortes tensions de polarisation pour obtenir l'agilité souhaitée. Ainsi, les capacités C_s et les capacités C_{in} qui ont

également pour rôle de protéger l'analyseur de réseau vectoriel de la tension de polarisation devront pouvoir supporter de fortes tensions continues.

La longueur du résonateur dans le cas étudié est $(1 - \alpha) * \lambda_g/4$ avec $\alpha = 0,5$. Ce choix permet d'avoir un bon compromis entre agilité et pertes. En effet, plus α est petit et plus les pertes introduites par la capacité C_r sont faibles (les valeurs des capacités sont plus faibles) mais plus les variations de C_r doivent être importante.

L'outil Linecalc d'Agilent a permis de déterminer de façon approchée, la longueur du résonateur et la largeur des lignes d'accès en intégrant les caractéristiques du substrat (permittivité, $\tan \delta$, épaisseur), l'épaisseur de la métallisation souhaitée, la longueur électrique du résonateur et la fréquence de fonctionnement.

Les caractéristiques physiques du résonateur sont déterminées au milieu de la bande de fréquence souhaitée soit à 400 MHz. Ainsi, l'épaisseur de métallisation est calculée à 17 μm , la largeur de la ligne d'accès W d'impédance caractéristique 50 Ω est de 600 μm et la longueur à L du résonateur est de 32 mm.

III. 1. 2. Facteur de qualité à vide du résonateur

Le facteur de qualité à vide Q_0 des résonateurs défini par le cahier des charges doit être supérieur ou égal à 100.

A partir de la réponse en transmission (S_{21} en dB) de l'analyse électromagnétique le facteur de qualité à charge Q_L du résonateur peut être déterminé par l'équation :

$$Q_L = \frac{f_0}{|\Delta f|_{-3 \text{ dB}}} \quad (\text{III-32})$$

Où f_0 représente la fréquence de résonance du résonateur et Δf la bande passante du résonateur à - 3 dB (figure III-16).

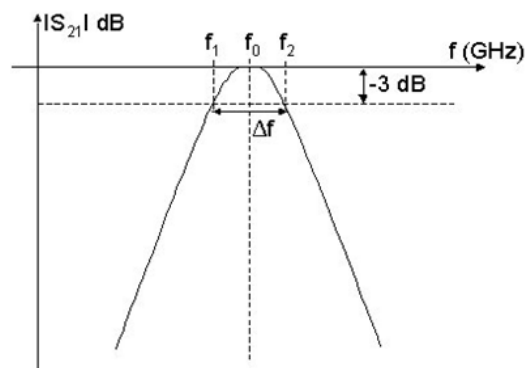


Figure III - 16 : Réponse en transmission du résonateur

Ce facteur de qualité à charge est lié au facteur de qualité à vide (Q_0) et aux facteurs de couplage extérieurs en entrée (Q_{e_e}) et en sortie (Q_{e_s}) du résonateur par la relation :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{e_e}} + \frac{1}{Q_{e_s}} \quad (\text{III-33})$$

En découplant fortement le résonateur, les facteurs de couplages extérieurs sont considérés infinis donc le facteur de qualité à vide Q_0 du résonateur est égal au facteur de qualité à charge Q_L . Etant principalement lié à la largeur de la ligne l , cette dernière est optimisée pour obtenir un facteur de qualité à vide de 100. Il a donc fallu une largeur de ligne $l = 8000 \mu\text{m}$ pour satisfaire à la condition.

III. 2. Analyse électromagnétique du filtre

III. 2. 1. Coefficient de couplage entrée-sortie

Lorsque les couplages en entrée et en sortie de la structure sont symétriques comme dans l'exemple, les coefficients de couplages extérieurs (Q_{e_e}) et (Q_{e_s}) sont identiques. Ainsi la formule III-33 devient :

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{2}{Q_e} \quad (\text{III-34})$$

Avec $Q_e = Q_{e_e} = Q_{e_s}$

Ainsi, en considérant la structure sans pertes, le facteur de qualité à vide Q_0 est alors infini donc négligeable dans l'équation précédente et le facteur de qualité extérieur Q_e est donc égale à deux fois le facteur de qualité à charge Q_L déterminé en simulation avec la formule (III-35):

$$Q_e = 2 * Q_L \quad (\text{III-35})$$

Dans cette étude, nous avons retenu un couplage capacitif fixe en entrée et en sortie pour le fonctionnement du résonateur aux trois fréquences souhaitées (380, 400 et 420 MHz). L'analyse est effectuée aux différentes fréquences avec la valeur de la capacité variable C_r correspondante. Le coefficient de couplage entrée-sortie est déterminé en faisant varier la valeur de la capacité C_{in} (pF). La ligne microruban constituant le résonateur est simulée sous le logiciel Momentum d'Agilent, puis les paramètres S sont extraits et importés sous le schématique d'ADS pour y rajouter les différentes capacités (figure III-17).

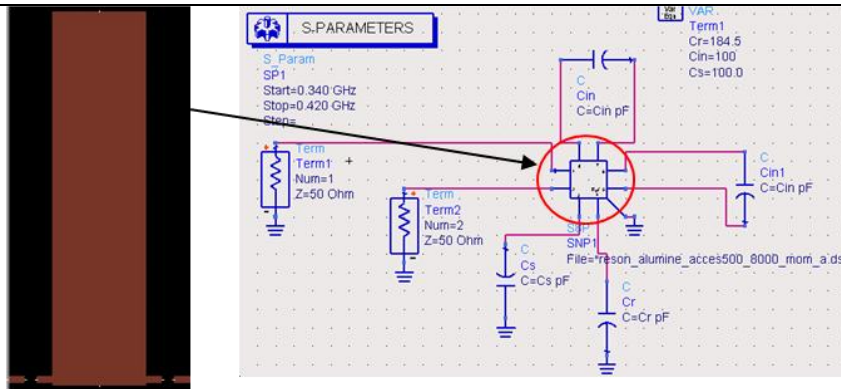


Figure III - 17 : Analyse électromagnétique du coefficient de couplage entrée sortie

Les coefficients de couplage sont proches des valeurs nécessaires pour obtenir le gabarit fixé du filtre pour une capacité fixe $C_{in} = 15 \text{ pF}$ (tableau III-4).

Tableau III- 4 : Coefficient de couplage entrée-sortie pour une capacité $C_{in} = 15 \text{ pF}$ par la simulation

Fréquence (MHz)	S11 (dB)	C_{in} (pF)	C_s (pF)	C_r (pF)	Q_e	Q_e gabarit
380	-16,6	15	100	169,5	12,624	12.8136
400	-16	15	100	133,5	13,937	13.488
420	-15,7	15	100	108,2	15,38	14.1624

III. 2. 2. Coefficient de couplage inter-résonateurs

Le coefficient de couplage inter-résonateurs caractérise le couplage qui s'établit entre deux résonateurs identiques installés côte à côte lorsque le couplage est effectué par proximité. Il dépend à la fois du gap qui les sépare mais aussi de la position de l'un par rapport à l'autre. En effet, le rapprochement des résonateurs influe sur leur mode de résonance propre qui se traduit par la modification de leur fréquence de fonctionnement respective.

Afin de ne pas influencer le couplage inter-résonateurs par le couplage entrée-sortie du filtre, les résonateurs sont fortement découplés en entrée et en sortie au cours de l'analyse électromagnétique. Sur la réponse en transmission de la structure composée de deux résonateurs couplés apparaît deux pics de résonance (figure III-18). L'un correspond au mode de résonance électrique, de fréquence f_2 , et l'autre au mode de résonance magnétique, de fréquence f_1 .

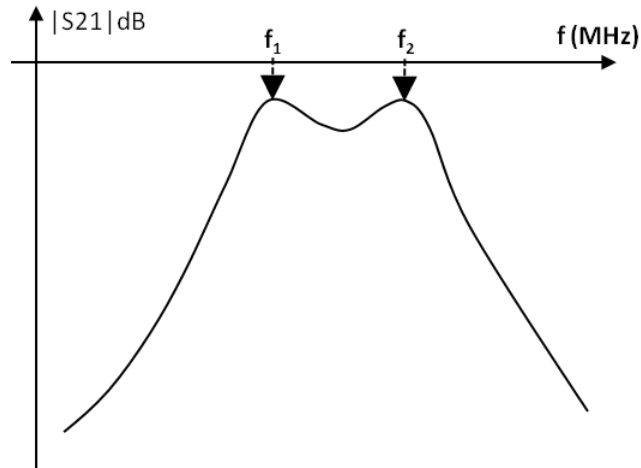


Figure III - 18 : Réponse en transmission de deux résonateurs identiques couplés
Le coefficient de couplage inter-résonateurs k est alors déterminé par la relation :

$$K = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (\text{III-36})$$

Différents gaps entre les deux résonateurs (figure III-19) ont été étudiés de façon à obtenir des coefficients de couplage inter-résonateurs qui répondent au gabarit du filtre pour chacune des fréquences souhaitées.

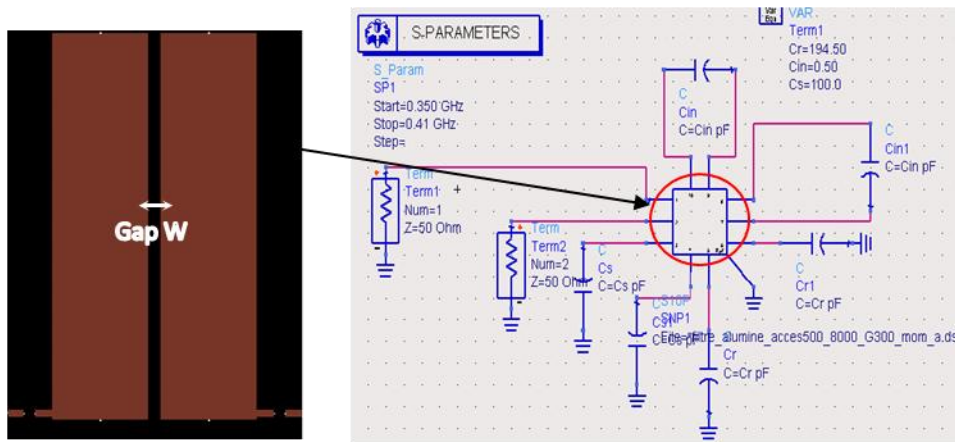


Figure III - 19 : Analyse électromagnétique du coefficient de couplage inter-résonateurs

Cette étude a été réalisée pour une valeur de capacité C_{in} faible pour ne pas perturber le couplage inter-résonateurs ($C_{in} = 0,5 \text{ pF}$). Le gap qui répond au mieux aux coefficients de couplage inter-résonateurs aux trois fréquences centrales souhaitées est $W = 300 \text{ }\mu\text{m}$ (tableau III-5).

Tableau III- 5 : Coefficient de couplage inter-résonateurs pour un gap de 300 μm et une capacité $C_{in} = 0,5 \text{ pF}$

Fréquence (MHz)	W (μm)	C _{in} (pF)	C _s (pF)	C _r (pF)	k	k gabarit
380	300	0,5	100	194,5	0,0844	0,0909
400	300	0,5	100	149,5	0,0845	0,0863
420	300	0,5	100	118	0,0846	0,0822

Cette étude a permis de mettre en évidence la dépendance de la valeur de la capacité variable Cr et de la valeur de la capacité de couplage entrée-sortie Cin. Ainsi pour recalibrer la fréquence centrale du filtre à 380, 400 et 420 MHz, il a fallu, dans ce cas, optimiser à nouveau la valeur de la capacité Cr.

III. 3. Optimisation globale du filtre deux pôles

Une fois les coefficients de couplage entrée-sortie et inter-résonateurs déterminés, nous avons procédé à l'analyse globale du filtre à partir des valeurs de capacités et de gap obtenues précédemment ($C_{in} = 15 \text{ pF}$ et $W = 300 \mu\text{m}$).

Comme le montre la figure III-20, l'étude segmentée ne permet pas d'obtenir la réponse du filtre souhaitée. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent il existe une forte interaction entre les différents éléments du montage.

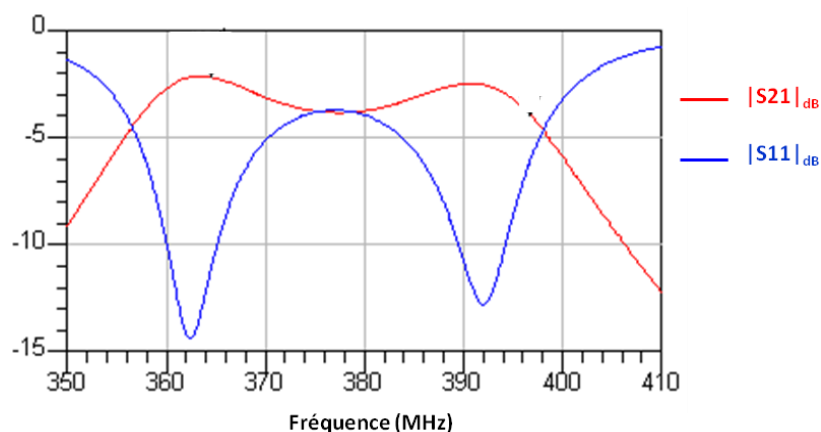


Figure III - 20 : Réponse du filtre à partir des valeurs de la synthèse à la fréquence de 380 MHz

Le filtre n'est pas adapté, l'ondulation dans la bande est assez forte et la bande passante n'est pas correcte. Nous avons donc procédé à une analyse globale du filtre en optimisant chacun des composants qui le constituent.

III. 3. 1. Analyse de la bande passante et du coefficient de réflexion du filtre dans le cas idéal.

Le filtre global est optimisé de sorte à obtenir un coefficient de réflexion dans la bande inférieure à - 12 dB et une bande passante Δf autour de 25 MHz pour les trois fréquences centrales de 380, 400 et 420 MHz.

Pour ce faire, l'ensemble des valeurs des capacités C_{in} , C_s et C_r et la distance W entre les deux résonateurs ont été modifiés. Les résultats les plus significatifs obtenus sont répertoriés dans le tableau III-6.

Tableau III- 6 : Tableau de synthèse sur l'optimisation du filtre – Les valeurs en rouge sont celles retenues

Fréquence (MHz)	Bande passante Δf (MHz)	Gap W (μm)	S11 (dB)	C_{in} (pF)	C_s (pF)	C_r (pF)	ΔC_r (%)
380	30	800	-15,67	100	100	189	0
400	31,5	800	-11,202	100	100	145	23,28
420	33,4	800	-8,606	100	100	116	38,62
380	26,4	1000	-24,054	100	100	186	0
400	27,7	1000	-15,210	100	100	144	22,58
420	29,1	1000	-11,207	100	100	115	38,17
380	23,9	1200	-30,908	100	100	185,5	0
400	24,7	1200	-21,632	100	100	142,5	23,18
420	25,8	1200	-14,671	100	100	114	38,54
380	23,8	1200	-25,281	27	100	182	0
400	24,8	1200	-16	27	100	140	23,07
420	26	1200	-12,085	27	100	113,5	37,63
380	24,1	1200	-32,34	15	87	270	0
400	25	1200	-23,29	15	87	195	27,7
420	26	1200	-16,36	15	87	150	44,4
380	23,9	1200	-25,281	27	87	210	0
400	24,9	1200	-18,94	27	87	160	23,8
420	25,9	1200	-13,57	27	87	126,5	39,7

Nous avons donc retenu le cas où la bande passante est assez proche de 25 MHz pour chacune des fréquences avec un coefficient de réflexion dans la bande inférieure à - 13 dB

présenté en rouge dans le tableau III-6 des valeurs. Les réponses du filtre en réflexion et en transmission aux fréquences de 380, 400 et 420 MHz pour ces valeurs sont respectivement présentées sur les figures III-21 a, b et c.

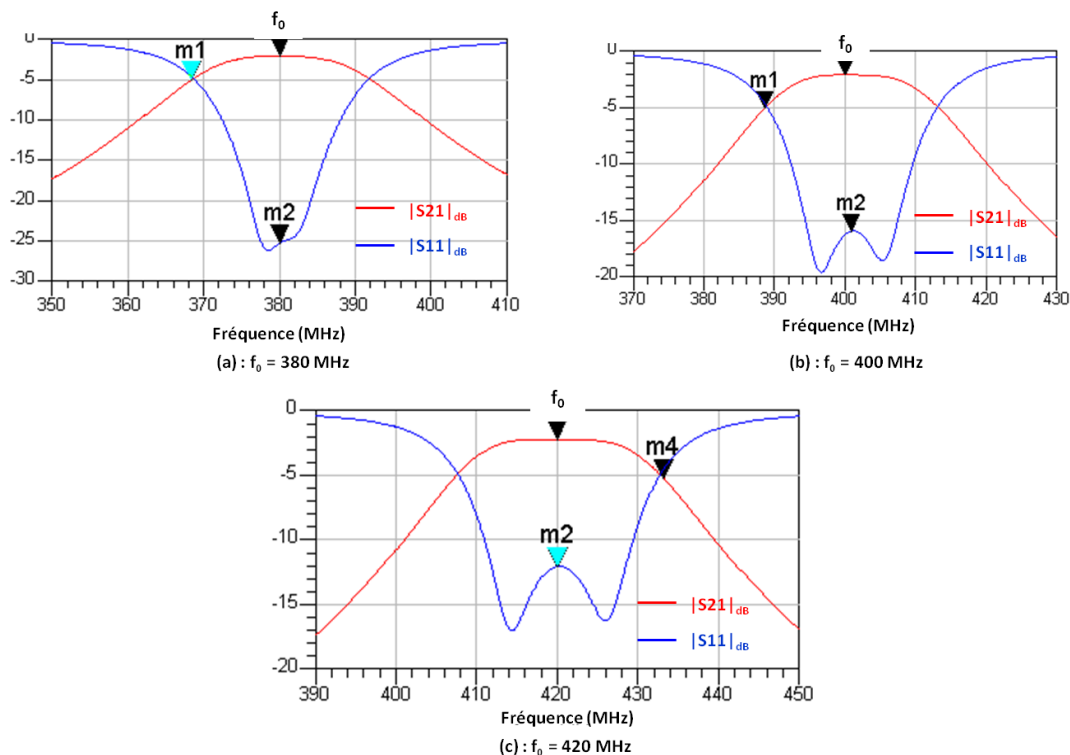


Figure III - 21 : Réponses en fréquence du filtre optimisé aux différentes fréquences souhaitées

A ce stade de l'étude, le filtre semble répondre au gabarit souhaité avec un gap inter-résonateurs $W = 1200 \mu\text{m}$ et une capacité C_{in} de 27 pF, mais le report des capacités variables ferroélectriques va nécessiter des bondings et aussi un dispositif de polarisation qui ne sont pas encore pris en compte.

III. 3. 2. Insertion des bondings

III. 3. 2. 1. Analyse électromagnétique

Pour pouvoir reporter les capacités variables C_r sur le dispositif en fonction de la topologie choisie, il a fallu utiliser des rubans de fils métalliques conducteurs pour ramener les capacités à la masse. Ces rubans selfiques à pertes ne sont pas sans effets sur la réponse en fréquence du filtre.

A partir des résultats obtenus précédemment, nous avons introduit dans la simulation les caractéristiques du ruban métallique utilisé au sein du laboratoire (figure III-25). La largeur du ruban est de l'ordre de $200 \mu\text{m}$ et la longueur dépend de la distance entre la capacité à reporter

Chapitre III : Conception, fabrication, test et optimisation de filtres deux pôles intégrant des capacités ferroélectriques

et le plan de masse. Il est donc judicieux de diminuer cette distance au maximum afin de réduire son influence sur la structure. La longueur de bonding prévue dans cette analyse est donc de 1500 μm .

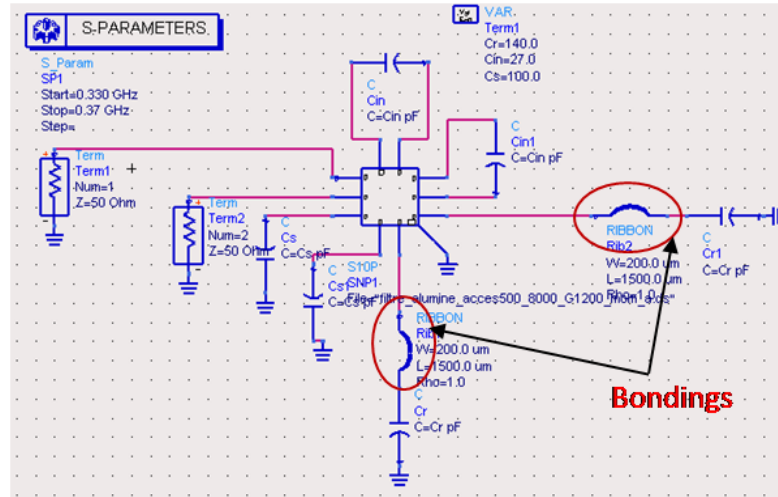


Figure III - 22 : Insertion des bondings dans l'analyse électromagnétique

Avec une capacité variable Cr de 140 pF, Cin de 27 pF et un gap $W = 1200 \mu\text{m}$, le filtre simulé à 400 MHz a une bande passante $\Delta f = 24,8 \text{ MHz}$ et une adaptation dans la bande de -16 dB (tableau III-6). En rajoutant les bondings, la fréquence centrale du filtre est décalée 348 MHz et la bande passante est réduite (figure III-23 et tableau III-7).

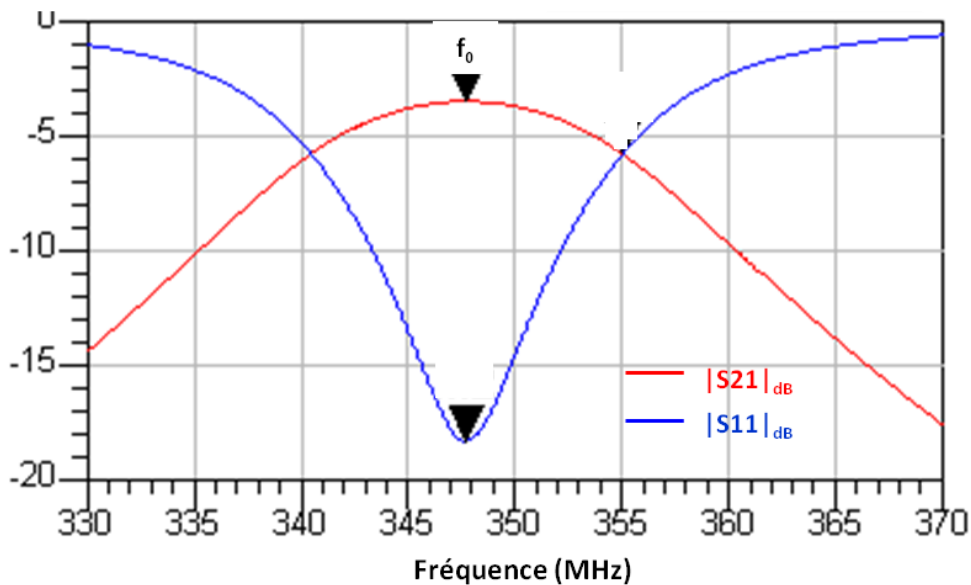


Figure III - 23 : Réponses du filtre à 400 MHz avec l'insertion des bondings

Tableau III- 7 : Caractéristiques du filtre suite à l'ajout du bonding

Fréq (MHz)	Bande Δf (MHz)	Gap W (μm)	S11 (dB)	Cin (pF)	Cs (pF)	Cr (pF)	Bonding
400	24,8	1200	-16	27	100	140	sans
347,7	16,6	1200	-18,32	27	100	140	avec

Pour augmenter la bande passante du filtre, il a fallu réduire le gap inter-résonateurs, mais cette réduction dégrade l'adaptation du filtre (tableau III-8). Un compromis doit donc être effectué entre la valeur de la bande passante du filtre et le niveau d'adaptation du coefficient de réflexion. On peut noter qu'à chaque optimisation, les valeurs des capacités Cin et Cr sont modifiées pour pouvoir recalculer le filtre aux fréquences voulues.

Tableau III- 8 : Variation de la bande passante et du coefficient de réflexion en fonction du gap inter-résonateurs

Fréquence (MHz)	Bande passante Δf (MHz)	Gap W (μm)	S11 (dB)	Cin (pF)	Cs (pF)	Cr (pF)	ΔCr (%)
380	24,8	600	-11,631	47	100	100	0
400	26,4	600	-8,81	47	100	82,5	17,5
420	28,2	600	-7,045	47	100	70,1	29,9
380	23,1	700	-13,6	47	100	99	0
400	24,5	700	-10,26	47	100	82,5	16,7
420	24,1	700	-8,027	47	100	62,5	36,8

Le gap à 700 μm semble présenter le meilleur compromis. Nous avons donc fixé la distance entre les résonateurs à 700 μm et optimisé à nouveau les différentes capacités.

III. 3. 2. 2. Optimisation du filtre avec les bondings

Une nouvelle optimisation du filtre a conduit aux valeurs de capacités suivantes : Cs = 87 pF, Cin = 27 pF et Cr = 110,5 pF à 380 MHz avec un gap fixe W = 700 μm.

Le filtre optimisé possède des pertes d'insertion de l'ordre de -2,4 dB et une adaptation comprise entre -21 dB et -11 dB. La bande passante est de l'ordre de 25 MHz (figure III-24). Il est à noter que ces pertes d'insertion ne tiennent pas encore compte des pertes des capacités à intégrer.

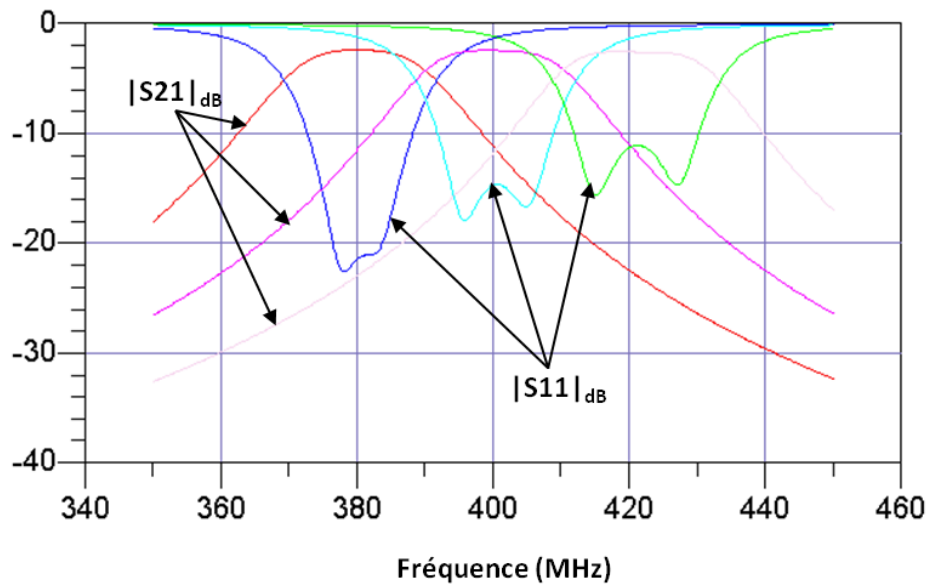


Figure III - 24 : Réponses du filtre optimisé avec les bondings à 380, 400 et 420 MHz.

III. 3. 3. Insertion du dispositif de polarisation

III. 3. 3. 1. Filtre passe bas de polarisation

La polarisation des capacités variables ferroélectriques est un autre facteur important à prendre en compte dans la conception du filtre. En effet, les matériaux ferroélectriques dont nous disposons nécessitent de forts champs électriques ($E = 3 \text{ kV/mm}$) pour obtenir une commandabilité de 48 %.

Afin de ne pas perturber le fonctionnement du filtre, nous avons choisi d'appliquer la polarisation en utilisant un filtre passe bas de fréquence de coupure très faible et avec une réjection dans la bande de fonctionnement du filtre deux pôles étudié (380 à 420 MHz) inférieure à -30 dB.

Le filtre passe bas constitué d'une self ($L = 150 \text{ nH}$) et d'une capacité ($C = 100 \text{ pF}$) est présenté sur la figure III-25. La fréquence de coupure est à $f_c = 48 \text{ MHz}$ et la réjection à 380 MHz est inférieure à -32 dB (figure III-26).

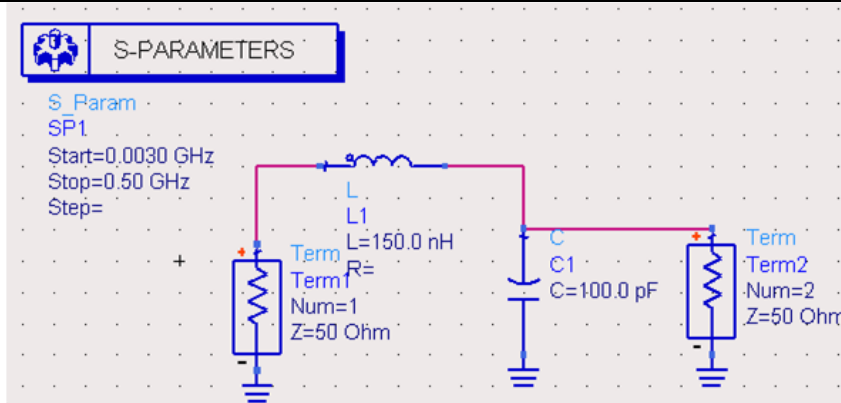


Figure III - 25 : Schématic d'un filtre passe bas

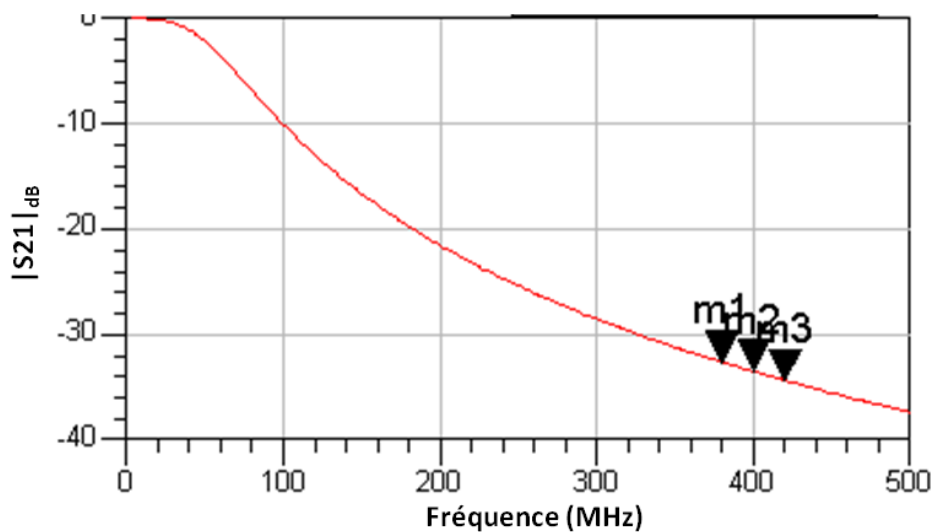


Figure III - 26 : Réponse du filtre passe bas de polarisation des capacités ferroélectriques

Ce filtre permettra de polariser les capacités ferroélectriques C_r sans influencer le signal RF. En effet, il se comporte comme un circuit ouvert à 380, 400 et 420 MHz.

III. 3. 3. 2. Influence du dispositif de polarisation sur la structure

Le choix des composants du filtre passe bas est aussi crucial. Il est indispensable de ne pas rajouter des pertes supplémentaires à la structure finale. Les selfs et les capacités sélectionnées ont donc des facteurs de qualité supérieurs à 100 dans la bande de fréquences de 380 MHz à 420 MHz (figure III-27). Elles ne devraient théoriquement pas affaiblir le facteur de qualité du dispositif final.

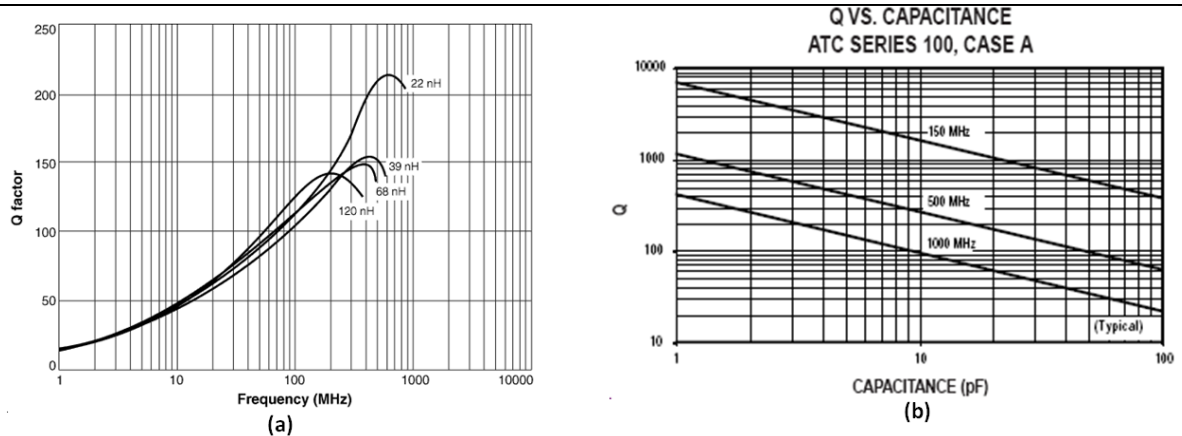


Figure III - 27 : Facteur de qualité de la self (a) et de la capacité (b) en fonction de la fréquence

III. 3. 4. Insertion du dispositif de polarisation et les bondings de report des capacités

Une analyse globale du filtre intégrant le dispositif de polarisation et les bondings de connexion est effectuée (figure III-28).

Le filtre passe bas est constitué d'une self de 68 nH de facteur de qualité de 150 à 400 MHz et une capacité de 100 pF de le facteur de qualité de 100 à 400 MHz. La longueur et la largeur des bondings sont identiques à celles optimisées précédemment.

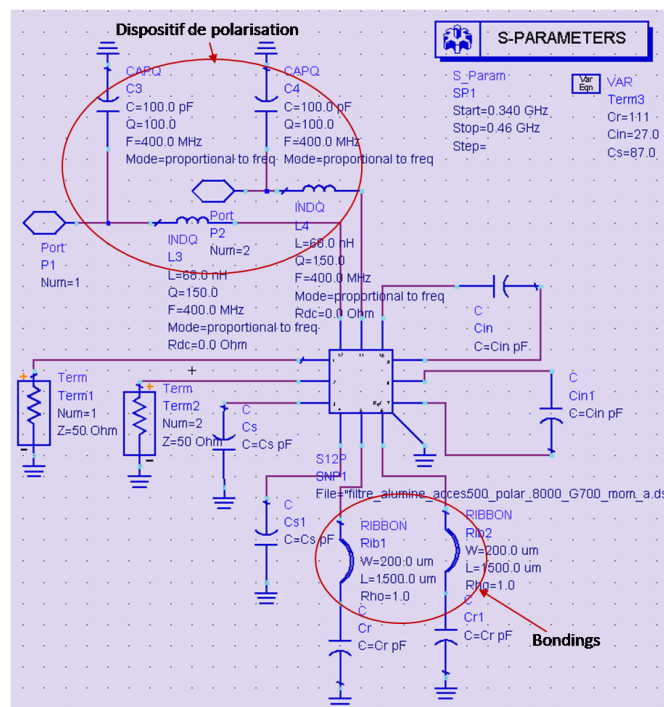


Figure III - 28 : Simulation du filtre en intégrant le dispositif de polarisation et les bondings

Les réponses en transmission et en réflexion de la structure globale présentées à la figure III-29 montre que le dispositif de polarisation ne rajoute pas de pertes supplémentaires, de

même il ne perturbe pas l'adaptation précédemment obtenue. La bande passante du filtre varie de 22,5 MHz à 25,1 MHz (de 380 MHz à 420 MHz), avec des pertes d'insertion variant entre -2,4 dB à 380 MHz et -2.6 dB à 420 MHz et une adaptation comprise entre -22 dB à 380 MHz et -11,3 dB à 420MHz.

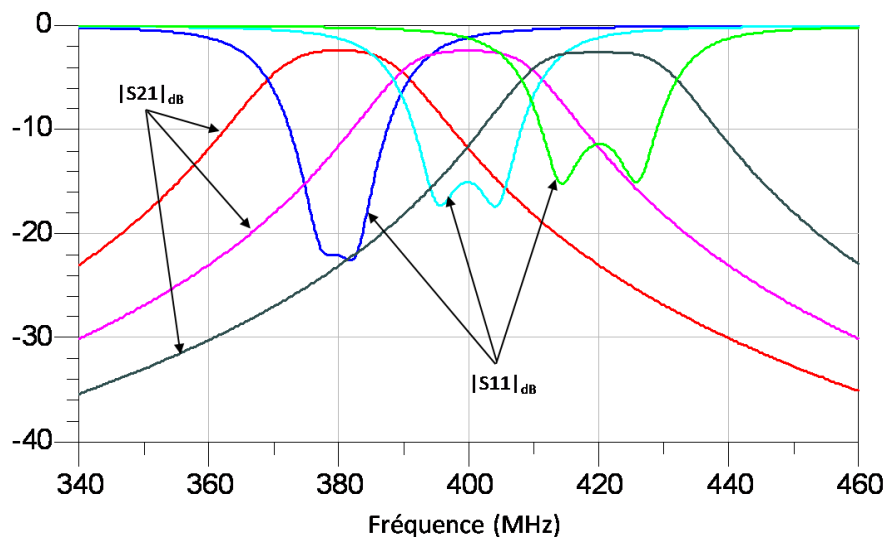


Figure III - 29 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre intégrant les bondings et le dispositif de polarisation aux fréquences de 380, 400 et 420 MHz.

Les valeurs des différents éléments constituant le filtre optimisé sont répertoriées dans le tableau III-9.

Tableau III- 9 : Récapitulatif des valeurs des éléments du filtre

Fréquence (MHz)	Bande passante Δf (MHz)	Gap W (μm)	S11 (dB)	S21 (dB)	Cin (pF)	Cs (pF)	Cr (pF)
380	22,5	700	-22,1	-2,4	87	27	111
400	23,7	700	-15,1	-2,5	87	27	91
420	25,1	700	-11,3	-2,6	87	27	76

III. 3. 5. Faisabilité du dispositif final

La topologie du filtre choisie nécessite un accès au plan de masse pour le report des capacités ferroélectriques Cr et des capacités Cs. Deux solutions sont possibles pour la réalisation de ce type de dispositif. Soit un via est effectué dans le substrat [III-7], soit le plan de masse est ramené sur la face du circuit au niveau de certaines tranches [III-8].

Nous avons opté pour la deuxième solution afin d'éviter de détériorer le substrat d'alumine lors de l'usinage des vias. La topologie du filtre final est donc présentée sur la figure III-30.

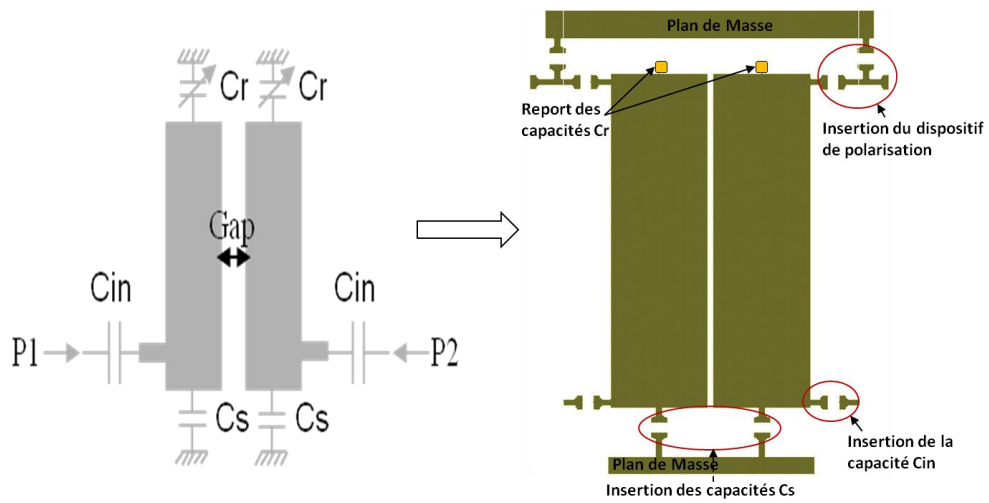


Figure III - 30 : Topologie du filtre à réaliser

Les différents tronçons de lignes rajoutés pour le report des éléments localisés du circuit ont été optimisés de sorte à minimiser leurs impacts sur les réponses du filtre. Néanmoins, une nouvelle optimisation des capacités de couplage en entrée et sortie C_{in} et du gap inter-résonateurs a été nécessaire. Les réponses en transmission et en réflexion du filtre ainsi ajustées sont présentées sur la figure III-31.

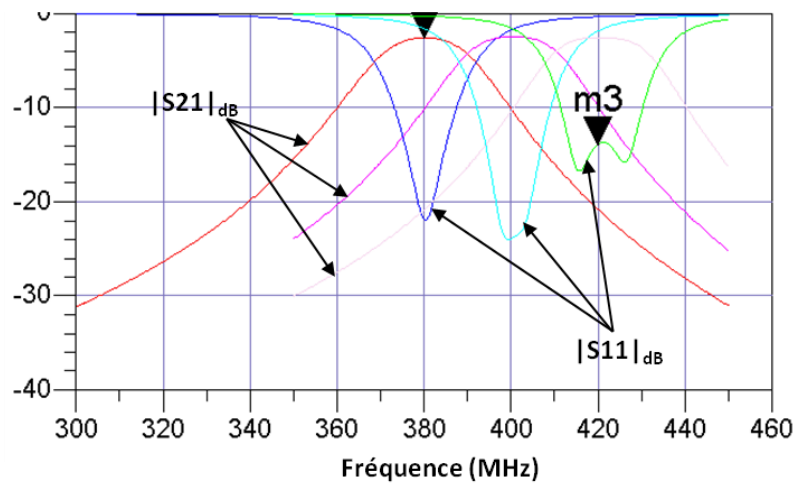


Figure III - 31 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre global

Les pertes d'insertions du dispositif global sans tenir compte des pertes des capacités ferroélectriques à intégrer sont de l'ordre de 2,6 dB. Le récapitulatif des valeurs est reporté dans le tableau III-10.

Tableau III- 10 : Valeurs des composants du filtre

Fréquence (MHz)	Bande passante Δf (MHz)	Gap W (μm)	S11 (dB)	S21 (dB)	Cin (pF)	Cs (pF)	Cr (pF)	ΔCr (%)
380	24,8	400	-21,8	-2,59	51	27	157,7	0
400	25,7	400	-23,9	-2,49	51	27	116,5	26
420	26,8	400	-13,7	-2,6	51	27	91,5	42

III. 3. 6. Insertion des pertes de la capacité ferroélectrique

Le filtre étudié nécessite donc des capacités ferroélectriques Cr de fortes valeurs possédant une agilité d'au moins 40 % pour répondre au cahier des charges fixé. Le choix s'est donc porté sur des capacités MIM réalisées avec les matériaux céramiques BST de permittivité $\epsilon_r = 3000$ et présentées dans le chapitre II de ce manuscrit. Les pertes peuvent être modélisées par une résistance équivalente série $R_{ESR} = 0,2 \Omega$ ou par un facteur de qualité de la capacité $Q \approx 15$ à 400 MHz.

L'introduction donc de ces pertes dans la simulation du filtre sous ADS a conduit à des pertes d'insertion plus importantes du dispositif complet de l'ordre de - 6 dB à 380 MHz et une adaptation minimum de -12 dB à 420 MHz (figure III-32).

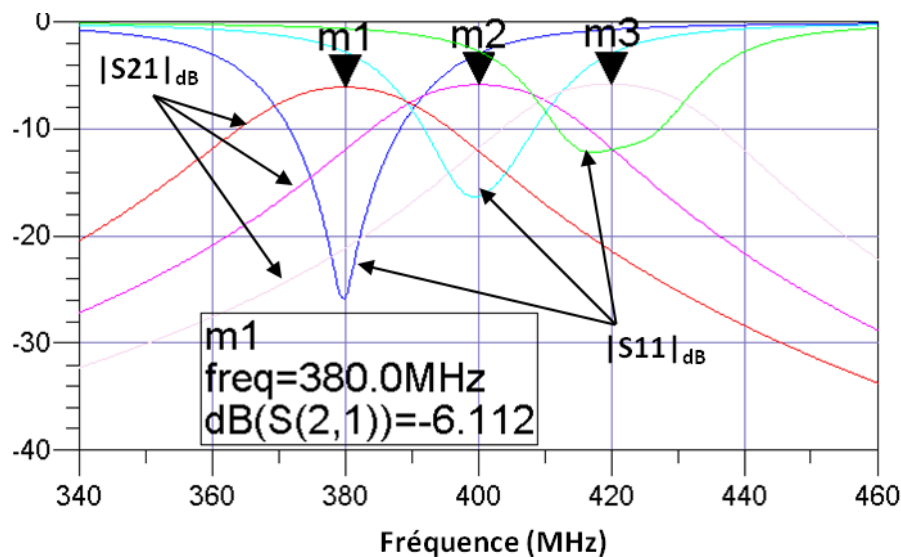


Figure III - 32 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre intégrant les pertes dues aux capacités variables ferroélectriques à 380, 400 et 420 MHz

III. 4. Conclusion

Cette étude a permis de montrer la faisabilité d'un filtre deux pôles accordable en utilisant des capacités variables BST développées dans le précédent chapitre. Toutefois, les résultats obtenus à l'analyse montrent les limites actuelles pour la réalisation des démonstrateurs. Les difficultés majeures proviennent du fait que le facteur de qualité des capacités réalisées est très faible.

Les caractéristiques visées pour le démonstrateur du filtre seront donc les suivantes :

- Les fréquences centrales f_0 : 380, 400 et 420 MHz
- La bande passante à 3 dB : > 20 MHz
- Les pertes d'insertion à f_0 : < 6 dB
- L'adaptation dans la bande : > 10 dB

La puissance maximale injectée sera de 0 dBm et les caractéristiques seront vérifiées à température ambiante puisque les matériaux ferroélectriques utilisés sont fortement dépendant de la température.

La réalisation et le test d'un tel dispositif devraient permettre de valider les outils de synthèse et les résultats obtenus en simulation.

IV. REALISATION ET TEST DES FILTRES

IV. 1. Réalisation du filtre deux pôles

IV. 1. 1. Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication du filtre est identique à celui des capacités MIM réalisées au chapitre II. Les deux différences viennent d'une part du nettoyage du substrat d'alumine et d'autre part de l'épaisseur de métallisation de la couche d'or qui est plus importante que celle des capacités.

En effet, pour éliminer les impuretés dues aux résidus organiques sur le substrat d'alumine, il a été nettoyé dans un bain d'acide porté à la température de 100 °C pendant quelques heures. Cette solution est constituée d'acide sulfurique, d'eau oxygénée et d'eau désionisée. Le substrat est ensuite rincé à l'eau désionisée et séché à l'air comprimé.

Après le dépôt des couches de chrome et d'or ($\text{Cr}/\text{Au} = 150 \text{ \AA} / 1500 \text{ \AA}$) par évaporation thermique, la couche d'or est épaissie à 17 μm par électrolyse.

Une fois les lignes métalliques gravées sur le substrat, les différents composants du filtre ont été reportés à l'aide d'une colle conductrice.

IV. 1. 2. Choix et collage des éléments localisés

La synthèse du filtre nous a permis de déterminer la valeur des différentes capacités et selfs à reporter sur le dispositif. Cependant, le choix des composants doit aussi tenir compte de la tension de polarisation à appliquer sur les capacités variables ferroélectriques. Ainsi, les différentes capacités de couplage entrée-sortie C_{in} et de polarisation C_s ont été choisies de sorte à supporter de fortes tensions. Nous avons donc utilisé des capacités à fort facteur de qualité et une tenue en tension de l'ordre de 1000 V fournies par TEMEX Céramics, l'un des partenaires du projet ACOR2.

Le filtre passe bas dédié à la polarisation des capacités MIM ferroélectriques est réalisé avec une capacité du même type que les capacités de couplage et une bobine à air (self) que nous avons fabriquée au sein du laboratoire à l'aide d'un fil métallique. La self est dimensionnée à partir d'un logiciel de simulation en open source (Mini Ring Core Calculator [III-9]) qui tient compte de la section du fil, de la longueur, du nombre de spire et du diamètre de la bobine.

Les différents éléments sont collés sur les plots réservés à cet effet à l'aide d'une colle conductrice (figure III-33).

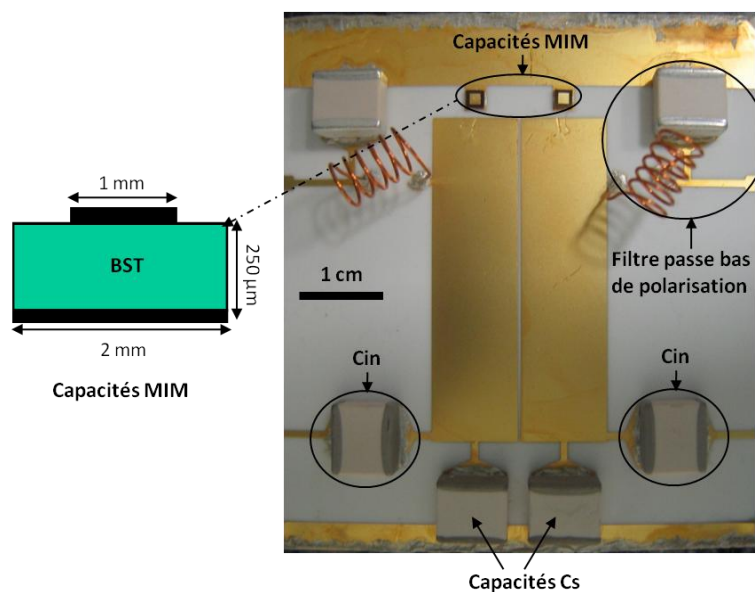


Figure III - 33 : Photographie du filtre réalisé

IV. 2. Test des différents filtres réalisés

IV. 2. 1. Mesure du filtre 1 : capacités MIM non « classiques »

Dans un premier temps, pour s'affranchir des phénomènes de claquage dans l'air qui pourraient apparaître sur des capacités MIM « classique », des capacités ayant des dimensions d'électrodes inférieure (2mm x 2mm) et supérieure (1mm x 1mm) différentes ont été reportées sur le filtre. Le matériau ferroélectrique utilisé à une permittivité $\epsilon_r = 3580$ à 830 MHz et des pertes diélectriques de 0.005 à 740 MHz.

Le filtre réalisé est monté sur une cellule Wiltron et mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel étalonné dans la bande de fréquence de 250 MHz à 800 MHz. Les réponses en transmission et en réflexion sont différentes des réponses attendues en simulation. Sans tensions appliquées, le filtre a une fréquence centrale de 331 MHz et une bande passante de 39 MHz. Les pertes d'insertion en partie dues à la désadaptation du filtre ($|S_{11}| = -11,6$ dB) sont fortement élevées ($|S_{21}| > -10$ dB). Avant de réaliser les mesures en fonction de la tension continue, certaines précautions ont été prises. En effet, des tensions comprises entre 0 V à 700 V ont été appliquées au dispositif sans que celui-ci soit connecté à l'analyseur de réseau vectoriel. Nous avons ainsi pu tester la tenue en tension des différents éléments du montage. Une fois cette étape validée, nous avons pu mesurer une agilité de 10,4 % sous un champ

électrique $E = 2,8 \text{ kV/mm}$ (700 V). Cependant, l'adaptation du filtre s'est dégradée au fur et à mesure de la polarisation, ce qui a conduit à des pertes d'insertion plus importantes (figure III-34).

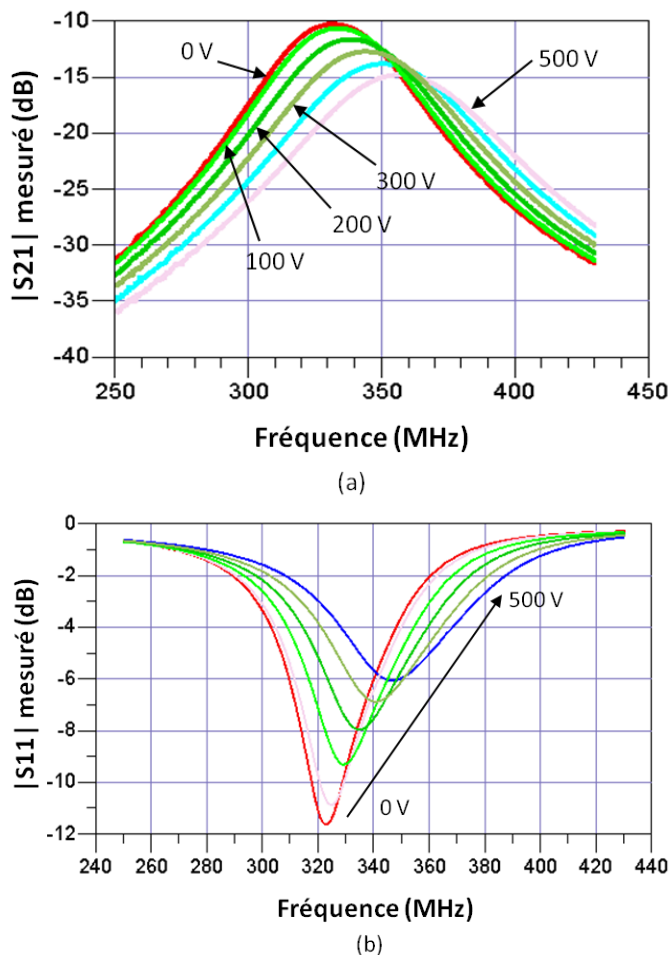


Figure III - 34 : Réponses en transmission (a) et en réflexion (b) du filtre mesuré avec la polarisation

Ces premiers résultats ont permis de montrer la possibilité de réaliser un filtre agile en fréquence en intégrant des capacités variables ferroélectriques. Mais les résultats de mesure étant différents des résultats de simulation, nous avons procédé à une rétro simulation du filtre.

Afin de prendre en compte la contribution de chaque élément sur le décalage en fréquence du filtre, l'élargissement de la bande passante et les pertes d'insertion globales du dispositif avant la polarisation, les capacités à fort facteur de qualité (C_{in} et C_s) ont été caractérisées séparément sur un connecteur SMA (figure III-35).

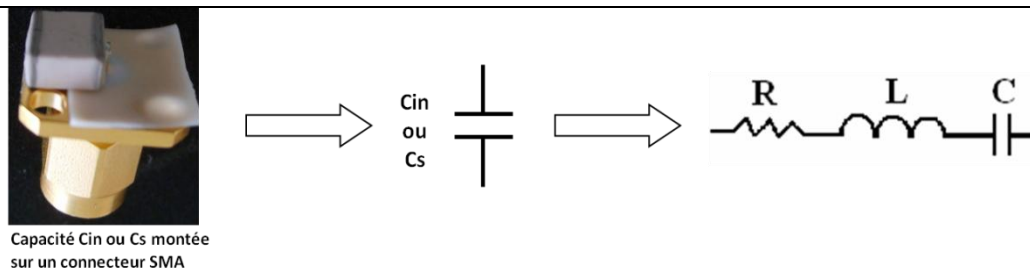


Figure III - 35 : Caractérisation des capacités à fort facteur de qualité

Il en ressort compte tenue de leurs dimensions, que ces capacités se comportent comme un circuit R, L, C série aux fréquences de fonctionnement du filtre avec une valeur de self non négligeable (de 1,2 à 1,3 nH) qui peut jouer sur la fréquence centrale du filtre, néanmoins la résistance série équivalente de la capacité (R) est très faible.

En ce qui concerne la capacité MIM ferroélectrique, la métallisation partielle de la surface supérieure ne permet pas de déterminer de façon précise sa valeur théoriquement et les effets de bord limitent fortement son agilité. L'introduction de telles capacités n'est donc pas une solution à retenir.

Nous avons donc réalisé un autre filtre en prenant en compte les caractéristiques des différents composants que nous avons déterminées et en intégrant des capacités ferroélectriques MIM « classique ».

IV. 2. 2. Mesure du filtre 2 : capacités MIM « classiques »

Les capacités MIM ferroélectriques reportées ici, de dimensions 1mm * 1mm sur une épaisseur de 250 μm sont réalisées avec une nouvelle série de matériaux ferroélectriques. Ce matériau présente une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 2960$ à 0,6 GHz et des pertes diélectriques $\tan \delta = 4,6 \cdot 10^{-3}$ à 0.39 GHz. La commandabilité est de 31 % sous un champ électrique $E = 2$ kV/mm. Les valeurs des capacités de la série testées sont de l'ordre de 120 pF avec une résistance série équivalente $\text{ESR} = 200$ m Ω . Ces grandeurs prises en compte dans l'optimisation du filtre conduisent à un gap inter-résonateurs de 500 μm et des valeurs de capacités C_{in} et C_s respectivement de 20 pF et 27 pF.

Les réponses expérimentales présentées sur la figure III-36 montrent une fréquence centrale à 373 MHz et des pertes d'insertion moins importantes que précédemment de 3,9 dB pour une tension de 0 V. L'agilité du filtre est de 16 % pour une tension de polarisation de 500V (soit un champ appliqué de 2 kV/mm) et la bande passante varie entre 27,8 MHz (7,4 %) et 34,1 MHz (7,9 %). Toutefois, le coefficient de réflexion est important lorsque des tensions de

polarisation élevées sont appliquées, ce qui s'explique par la variation des couplages avec la fréquence.

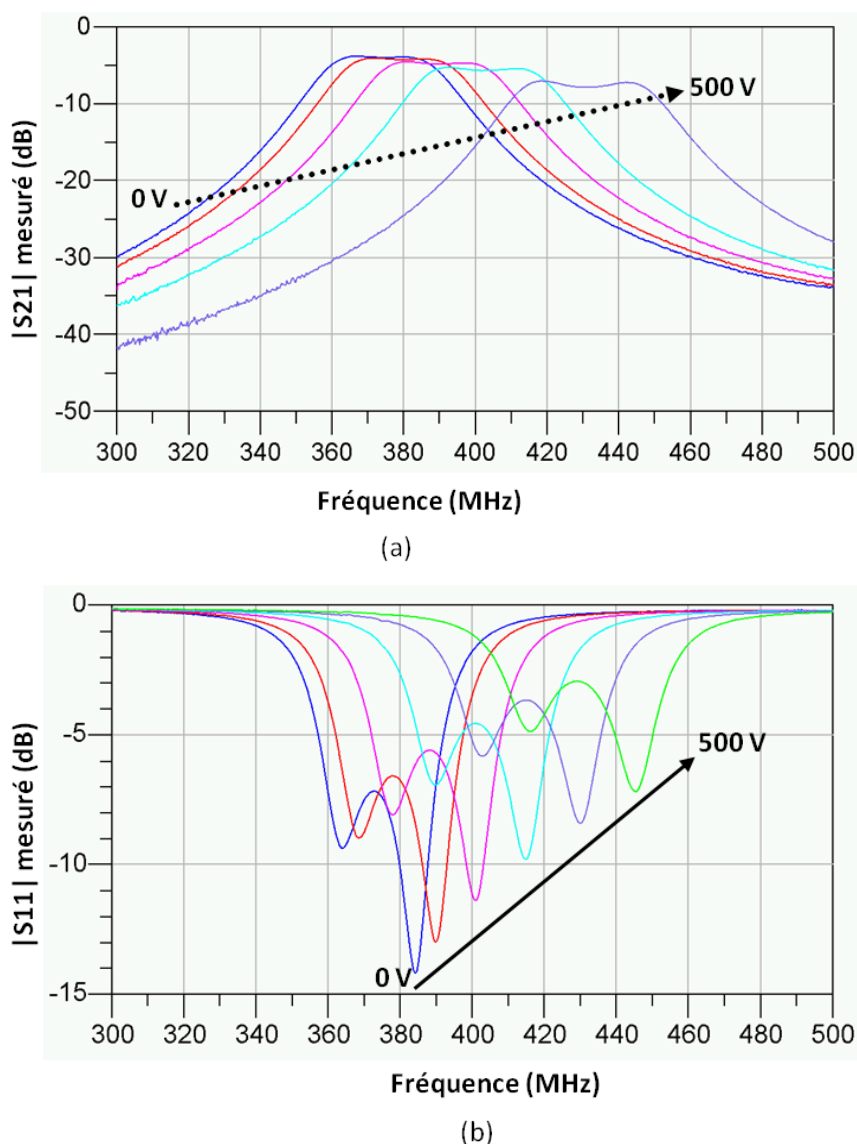


Figure III - 36 : Réponses expérimentales du filtre polarisé en transmission (a) et en réflexion (b) : tension appliquée par pas de 100V.

Le filtre fabriqué peut être reconfiguré aux fréquences de 380, 400 et 420 MHz en appliquant des tensions de polarisation différentes sur chacun des résonateurs (figure III-37). Si nous appelons V_1 la tension appliquée au résonateur 1 et V_2 celle appliquée au résonateur 2. Le filtre a nécessité des couples de tension ($V_1 = 70$ V, $V_2 = 100$ V), ($V_1 = 250$ V, $V_2 = 300$ V) et ($V_1 = 400$ V, $V_2 = 420$ V) pour obtenir respectivement une fréquence centrale de 380 , 400 et 420 MHz.

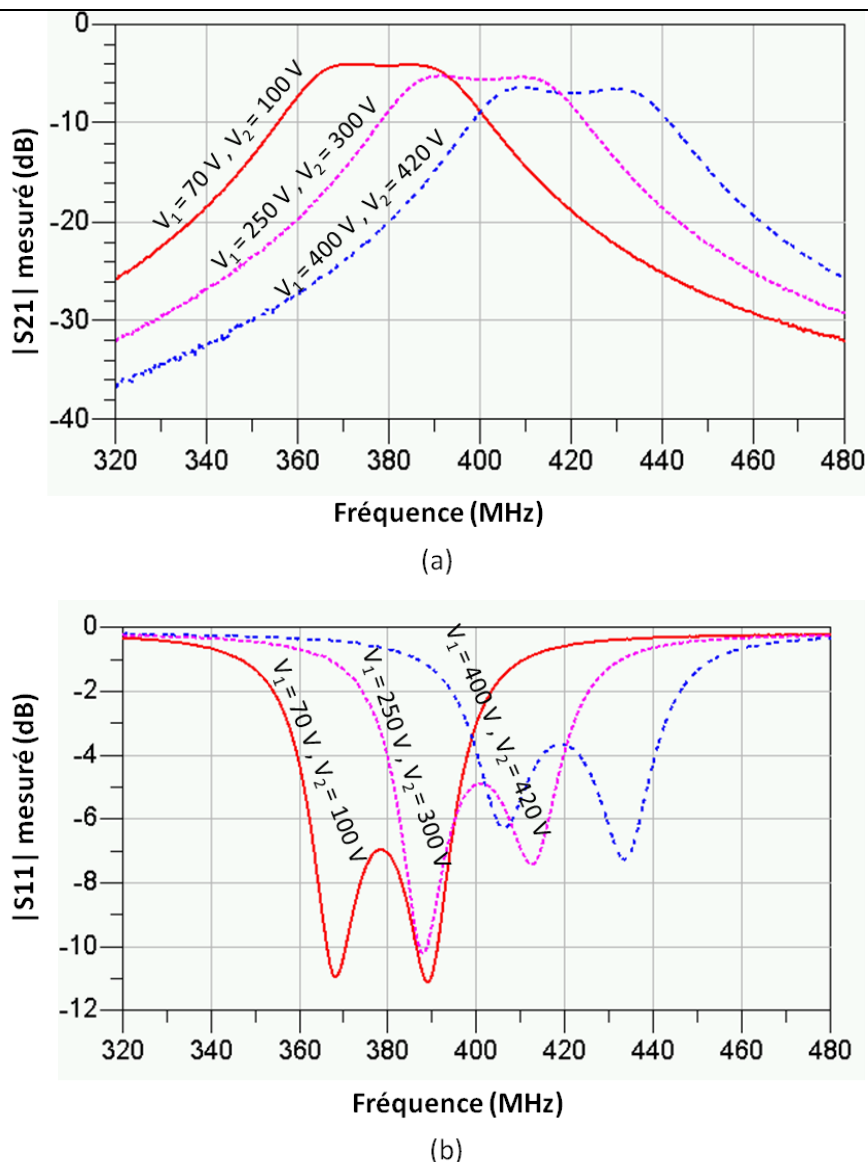


Figure III - 37 : Réponses expérimentales en transmission (a) et en réflexion (b) du filtre reconfigurable à 380, 400 et 420 MHz

Cette mesure a permis de valider l'agilité du filtre en fonction de la tension de polarisation mais le coefficient de réflexion élevé entraîne des pertes d'insertion importantes. Ce dispositif doit donc être optimisé pour améliorer ses performances. Cette maquette nous a également permis d'évaluer l'influence de la température sur les réponses du filtre.

IV. 2. 3. Influence de la température sur le dispositif

Les matériaux ferroélectriques étant fortement dépendants de la température, nous avons testé l'effet de la température sur le dispositif réalisé. Les résultats expérimentaux sont présentés sur la figure III-38. Lorsque les capacités MIM ferroélectriques sont refroidies à une température d'environ 15 °C, la fréquence centrale du filtre diminue et passe de 373 MHz à 357

MHz soit une variation de 4,3 %. De même, lorsque la température appliquée sur les capacités augmente jusqu'à 45 °C, la fréquence centrale du filtre varie de 373 MHz à 420 MHz ce qui correspond à une évolution de 12,6 %. Ce dernier changement est obtenu en appliquant une tension de 400 V.

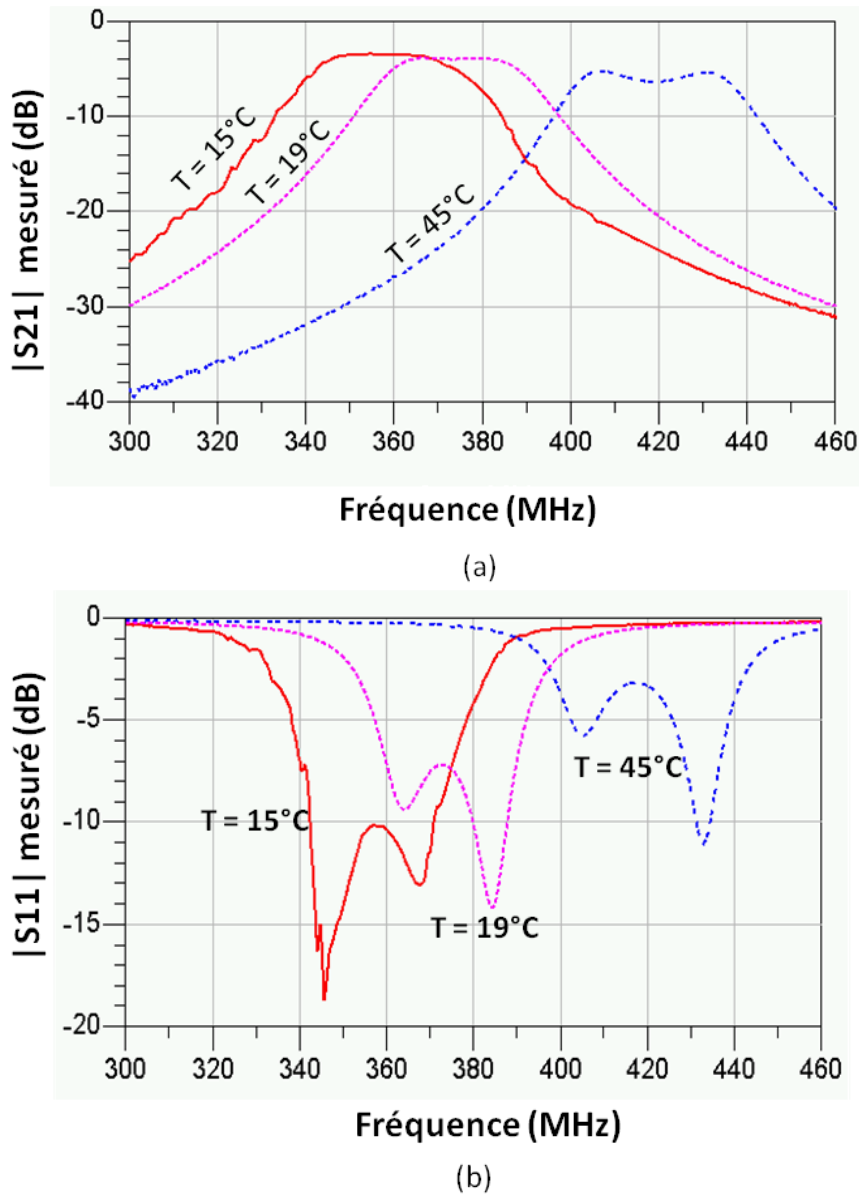


Figure III - 38 : Réponses expérimentales du filtre sous l'influence de la température

Cette analyse nous amène à conclure sur la forte dépendance des matériaux ferroélectriques utilisés à la température et donc à la puissance. D'où la nécessité d'associer ces dispositifs à des systèmes de régulation lorsqu'ils sont utilisés dans des conditions où la température varie.

IV. 2. 4. Mesure du filtre 3 : capacités multicouches

Nous avons aussi testé sur le filtre des capacités multicouches BST réalisées par la société Temex Ceramics (figure III-39).



Figure III - 39 : Capacité multicouches développées par la société Temex Ceramics

Ces capacités ont été intégrées à la place des capacités MIM. Elles ont une valeur comprise entre 90 pF et 100 pF et les pertes sont introduites par une résistance série équivalente $ESR = 250 \text{ m}\Omega$ à 0 V.

Les réponses expérimentales présentées sur la figure III-40 montrent une agilité plus importante du filtre pour des tensions de polarisation équivalente. En effet, une variation de 10 % de la fréquence centrale est obtenue avec une tension de 150 V. Ce qui signifie que ces capacités présentent de fortes agilités comparées aux capacités MIM utilisées précédemment. Sous une tension de 400 V l'agilité s'élève à 25 % tandis que celle obtenue avec la capacité MIM est de 12 %. La bande passante et le coefficient de réflexion du filtre sont respectivement de 25 MHz et 11 dB à la fréquence de 420 MHz.

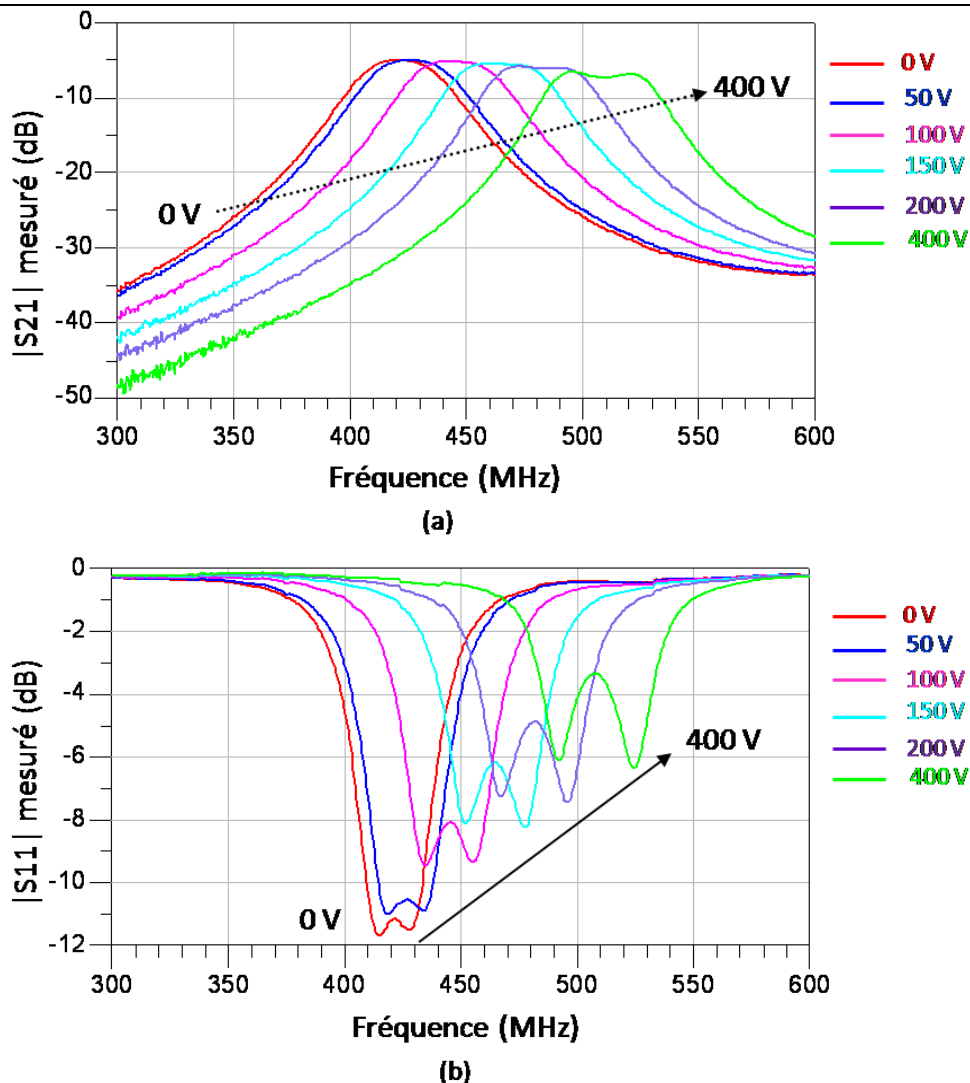


Figure III - 40 : Réponses expérimentales du filtre avec des capacités BST multicouches sous une tension de polarisation de 0 V à 400 V par pas de 50 V

IV. 2. 5. Conclusion

Ces premières études ont permis de balayer un ensemble de résultats obtenus avec différentes topologies de capacités.

Les capacités MIM « classique » semblent les mieux adaptées à la conception et à la réalisation d'un filtre agile en fréquence car de façon générale leurs caractéristiques (valeurs, pertes, agilités) peuvent être à peu près maîtrisées. La connaissance de ces données doit permettre d'optimiser les réponses du filtre pour répondre au cahier des charges. Il est à noter cependant qu'elles nécessitent de fortes tensions de polarisation.

Les mesures effectuées mettent en évidence une dégradation du coefficient de réflexion en fonction de la tension appliquée. Ce phénomène est en partie dû au fait que les couplages entrée sortie du filtre sont réalisés à l'aide de capacités fixes dont la valeur est optimisée à une

Chapitre III : Conception, fabrication, test et optimisation de filtres deux pôles intégrant des capacités ferroélectriques

fréquence donnée. Pour pallier ce problème, deux solutions peuvent être envisagées, l'une consiste à garder le couplage en entrée-sortie fixe avec un couplage plus important à la fréquence la plus basse et l'autre pourrait être d'utiliser des capacités variables en entrée et en sortie du filtre entraînant l'intégration d'un autre dispositif de polarisation. La première solution a été évaluée dans le paragraphe suivant.

V. OPTIMISATION

V. 1. Analyses électromagnétiques

De nouvelles optimisations ont donc été effectuées à partir d'analyses hybrides du dispositif complet pour améliorer le coefficient de réflexion et obtenir une bande passante à peu près constante quelque soit la fréquence centrale (figure III-41).

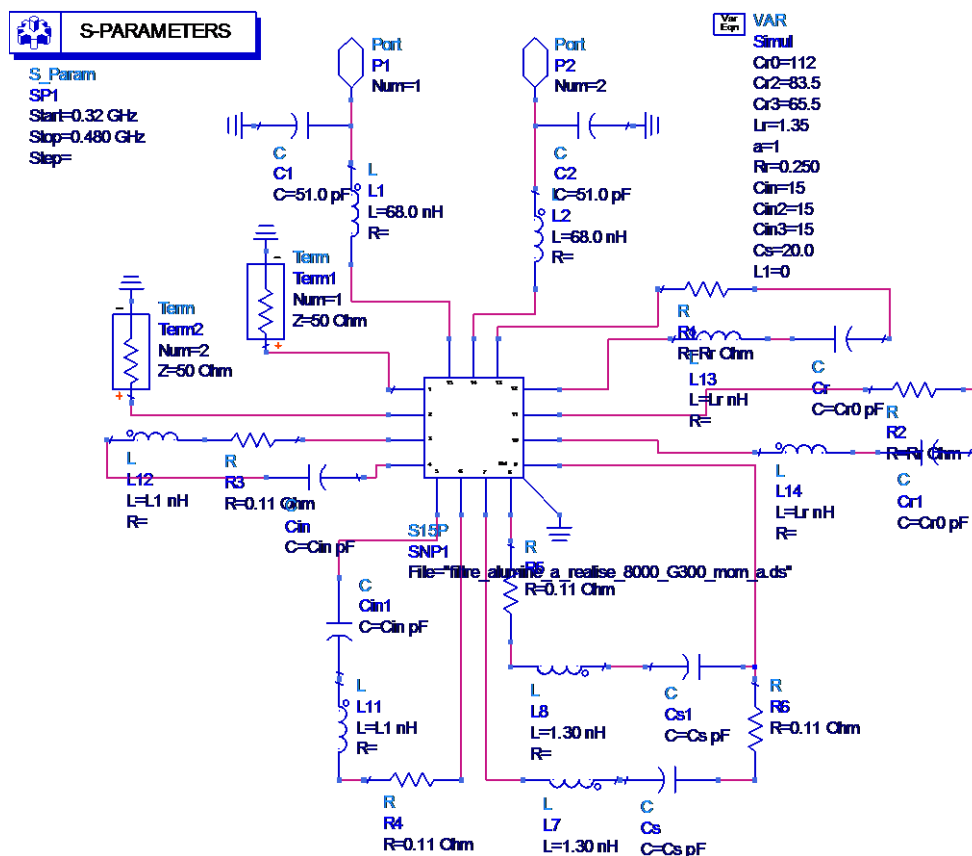


Figure III - 41 : Schématique du filtre complet simulé

Les réponses en transmission et en réflexion du filtre optimisées sont présentées sur la figure III-42. Le filtre reconfigurable aux fréquences de 380 MHz à 420 MHz présente une bande passante qui varie de 26 MHz à 27 MHz. Le coefficient de réflexion maximum obtenu à 420 MHz est de -12 dB. Les pertes d'insertions sont comprises entre -5,8 dB et -5,4 dB et la capacité ferroélectrique Cr de 112 pF doit posséder une agilité de 41,5 % pour obtenir une variation de la fréquence centrale du filtre de 380 MHz à 420 MHz.

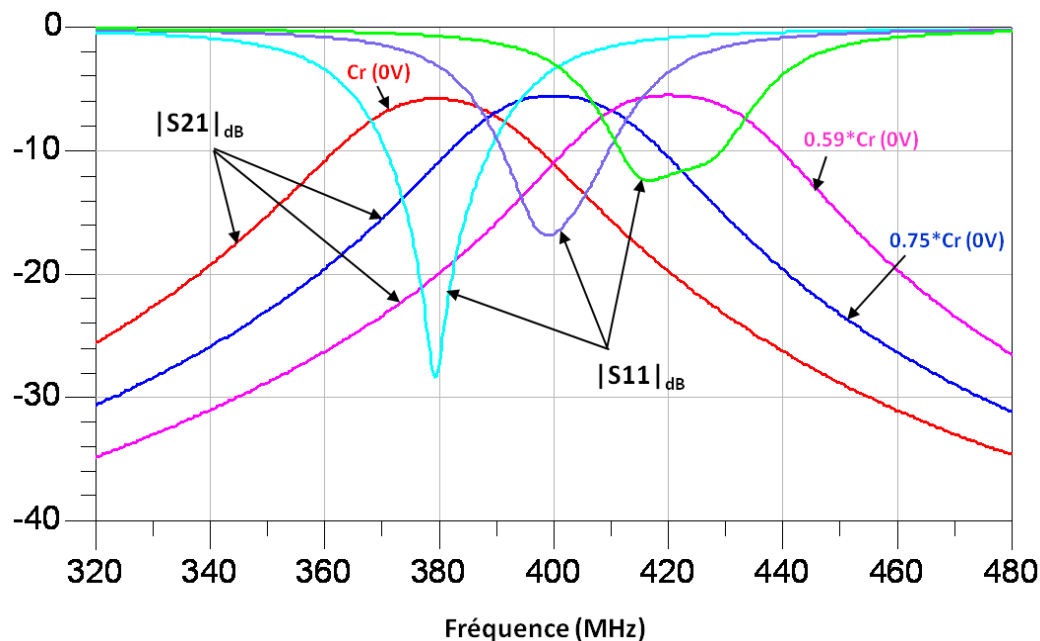


Figure III - 42 : Réponses en transmission et en réflexion du filtre optimisé en simulation

V. 2. Réalisation et mesure

Dans ce cas des capacités ferroélectriques issues des matériaux de la série 2496, reproduction de la série 2110 ont été reportées. Les valeurs des capacités MIM de 1 mm par 1mm sur 250 μm d'épaisseur testées sont de 112 pF. Deux capacités de cette série non testées ont donc été montées sur le filtre.

Les réponses expérimentales (figure III-43) présentent une meilleure adaptation et des pertes d'insertion comprises entre - 5 dB à - 6 dB pour une fréquence centrale variant de 393 MHz à 432,3 MHz, soit une agilité de 10 % sous un champ électrique de 2 kV/mm. La bande passante Δf varie de 22 MHz (5,6 %) à 26,8 MHz (6,1%).

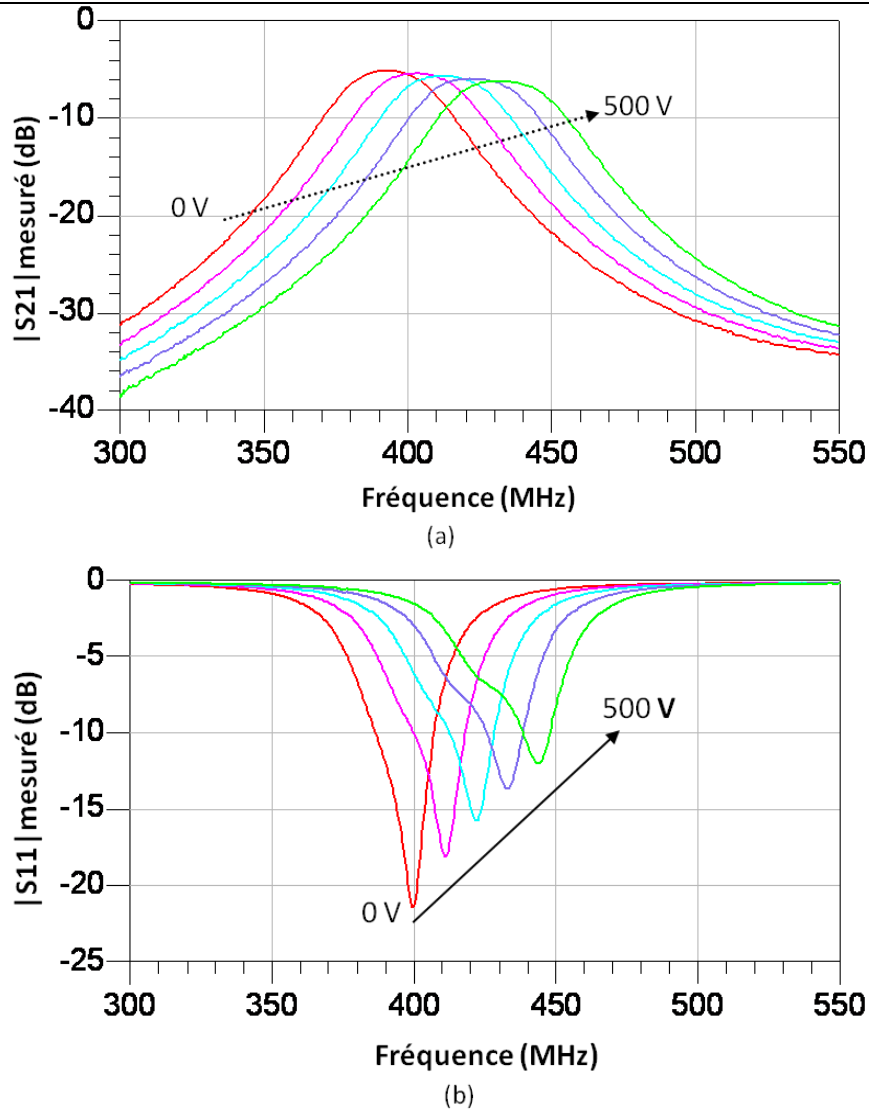


Figure III - 43 : Réponses expérimentales du filtre optimisé et fabriqué : (a) mesure en transmission, (b) mesure en réflexion (polarisation à 200, 300, 400 et 500 V)

Cependant, la fréquence centrale du filtre mesuré sans polarisation (à 0 V) est à 393 MHz au lieu de 380 MHz. Ce qui signifie que la valeur des capacités MIM intégrées (C_r) est inférieure à la valeur estimée de 112 pF.

En effet, une retro simulation du dispositif a permis d'obtenir une réponse de simulation identique à la réponse expérimentale pour une capacité variable C_r de 92 pF (figure III-44).

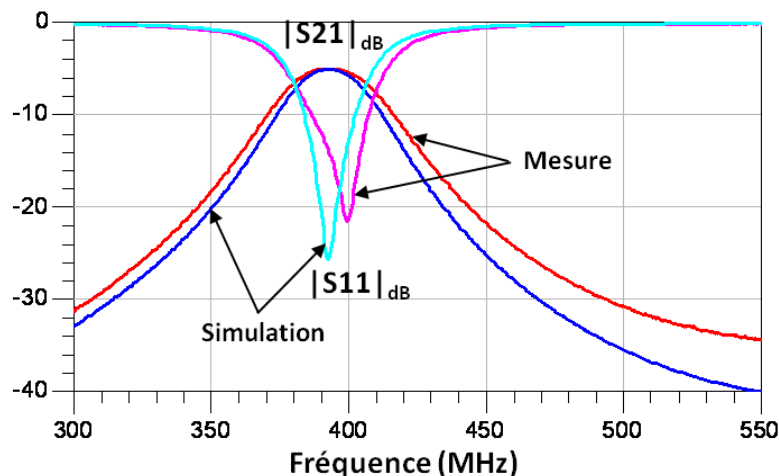


Figure III - 44 : Comparaison des réponses de simulation et de mesure du filtre

Ainsi, puisque les capacités MIM testées ne peuvent pas être réutilisées, nous avons reporté des capacités de dimensions légèrement supérieures aux précédentes.

V. 3. Filtre agile aux fréquences de 380, 400 et 420MHz

Les résultats expérimentaux présentés à la figure III-45 montrent la possibilité d'avoir un accord continu de la fréquence centrale de 385 MHz (0 V) à 420 MHz (380 V). Ce filtre présente donc une agilité en fréquence de 9 % sous un champ appliqué de 1.5 kV/mm. Les pertes d'insertion varient de - 2.9 dB à 385 MHz à - 4 dB à 420 MHz. La bande passante pour chacune des fréquences mesurées est de 20.6 MHz à 385 MHz (5,3 %), 21.9 MHz à 400 MHz (5.4 %) et de 25 MHz à 420 MHz (5.9 %). Le coefficient de réflexion est dans le cas le plus défavorable (420 MHz), inférieur à -11 dB.

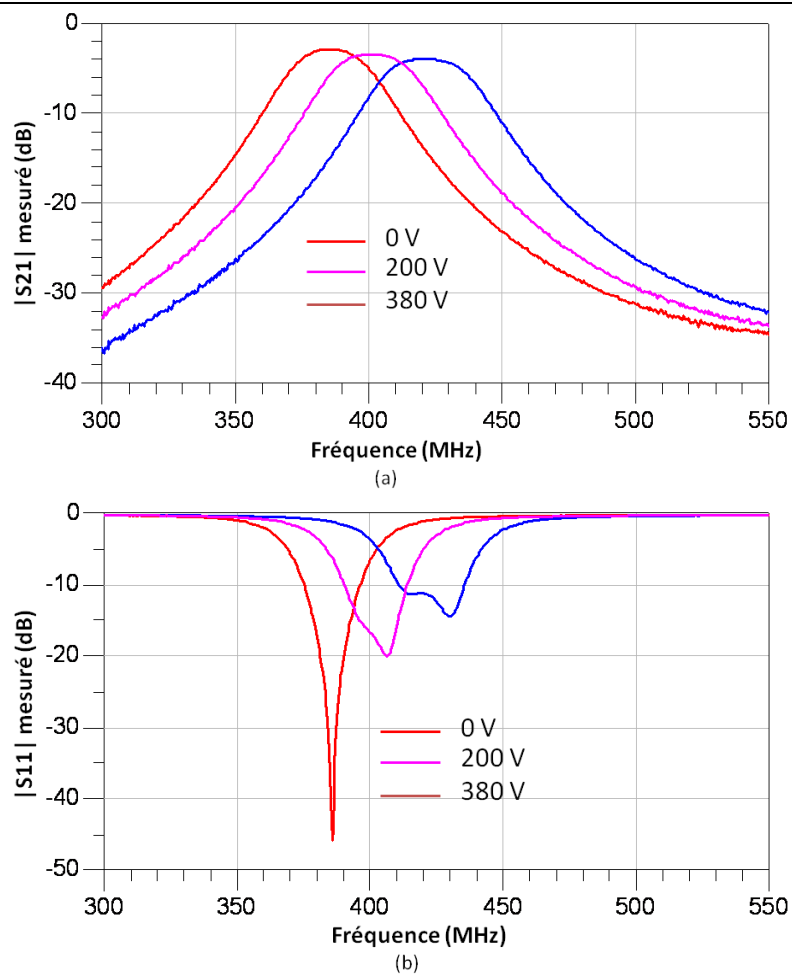


Figure III - 45 : Réponses expérimentales du filtre deux pôles reconfigurable à 380, 400 et 420 MHz : (a) mesure en transmission, (b) mesure en réflexion.

VI. CONCLUSION

Des filtres deux pôles intégrant des capacités variables réalisées à partir de céramiques BST dopées manganèse ($Ba_{1-x}Sr_xTi_{1-y}Mn_yO_3$) ont été conçus, fabriqués et testés.

Le récapitulatif des caractéristiques des différents filtres fabriqués et testés est présenté dans le tableau III- 11 :

Tableau III- 11 : Caractéristiques des filtres fabriqués et testés

Capacités variables reportées	Fréquence (MHz)	Bande passante (%)	Agilité en %	Pertes d'insertion (dB)	Adaptation (dB)
MIM « non classique »	331	11.8	10.4 (700V)	> - 10	> - 11
MIM	373 à 430	7.4 à 7.9	16 (500 V)	- 3.9 à - 7.8	- 7.2 à - 2.9
Multicouche	421 à 529	> 6	25.5 (400V)	-5 à - 8.6	> - 11 (à 420 MHz)
MIM	393 à 432	5.6 à 6.1	10 (500 V)	- 5 à -6	- 22 à - 6
MIM	385 à 420	5.3 à 6	9 (380 V)	- 2.9 à - 4	< - 11

L'optimisation de la topologie du filtre à l'aide d'une méthode hybride couplant une simulation électromagnétique et une simulation circuit a permis de concevoir un dispositif répondant au cahier des charges fixé.

Le dernier filtre deux pôles optimisé, fabriqué et testé présente de faibles pertes d'insertion (de -2,9 dB à - 4 dB). Le coefficient de réflexion est amélioré. Cependant, la bande passante reste assez faible à 380 MHz (20,6 MHz). Ce qui s'explique par le couplage entrée-sortie élevé à cette fréquence. En effet, dans le cas d'un filtre deux pôles tous les éléments sont liés : le fait d'augmenter le couplage entrée-sortie du filtre joue aussi sur la bande passante.

Cette dépendance rend difficile l'optimisation du filtre aux différentes fréquences de reconfiguration d'autant plus que les couplages entrée-sortie et inter-résonateurs sont maintenus fixes dans cette étude.

VII. BIBLIOGRAPHIE

- [III-1] A. Abbaspour-Tamijani and Al, “Miniature and tunable filters using MEMS capacitors”, **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, Vol. 51, N°7, pp. 1878-1885, July 2003.
- [III-2] K. Entesari and Al, “A differential 4-bit 6.5 - 10 GHz RF MEMS tunable filter”, **IEEE transactions on microwave theory and techniques**, Vol. 53, N° 3, pp. 1103-1110, March 2005.
- [III-3] B. Pillans and Al, “6-15 GHz RF MEMS Tunable Filters”, **Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International**, pp. 919 - 922, June 2005.
- [III-4] Z. Brito-Brito and Al., “Microstrip Swichable Bandstop Filter using PIN diodes with precise frequency and bandwidth control”, **Microwave conference, 38th EuMC 2008**, Amsterdam, pp. 1707-1710, October 2008.
- [III-5] J. Nath and Al., “A tunable combline bandpass filter using Barium Strontium Titanate interdigital varactors on an alumina substrate”, **Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International**, pp. 595 - 598, June 2005.
- [III-6] I. Vendick and Al., “Tunable microwave filters using ferroelectric materials”, **IEEE transactions on applied superconductivity**, Vol.13, N° 2, pp 716 - 719, June 2003.
- [III-7] Z. Feng and Al., “Narrowband Barium Strontium Titanate (BST) tunable bandpass filters at X-band”, **IEEE MTT-S International**, Boston, MA, pp 1061-1064, June 2009.
- [III-8] J. Nath and Al., “A tunable combline bandpass filter using Barium Strontium Titanate interdigital varactor on an alumina substrate”, **IEEE MTT-S International**, pp 595-598, June 2005
- [III-9] Lien Web du logiciel en Open source de dimensionnement de la bobine à air : http://www.dl5swb.de/html/mini_ring_core_calculator.htm
- [III-10] S. Courrèges and Al., “A Ka-Band electronically tunable ferroelectric filter”, **IEEE Microwave and wireless components letters**, Vol.19, N°6, pp 356-358, June 2009
- [III-11] J. Nath and Al., “Discrete barium strontium titanate (BST) thin-film interdigital varactors on alumina: design, fabrication, characterization, and applications”, **IEEE MTT-S International**, San Francisco, CA, pp. 552-555, June 2006.

TABLE DES FIGURES

Figure III - 1 :	Topologie parallèle d'un filtre 2 pôles	129
Figure III - 2 :	Résonateur	129
Figure III - 3 :	Résonateur et système de couplage en entrée	130
Figure III - 4 :	Impédance ramenée dans le plan du résonateur	130
Figure III - 5 :	Résonateur associé au système de couplage	131
Figure III - 6 :	Couplage des deux résonateurs	131
Figure III - 7 :	Deux résonateurs couplés	132
Figure III - 8 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre de la figure III-1 pour les différentes valeurs de α	136
Figure III - 9 :	Différentes topologies de résonateur	136
Figure III - 10 :	Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 2 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz)	138
Figure III - 11 :	Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 2 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz)	138
Figure III - 12 :	Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 3 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz)	139
Figure III - 13 :	Réponses en transmission et en réflexion avec le résonateur de la solution 3 (Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz)	139
Figure III - 14 :	Structure du filtre deux pôles reconfigurable à étudier	140
Figure III - 15 :	Topologie du résonateur	141
Figure III - 16 :	Réponse en transmission du résonateur	142
Figure III - 17 :	Analyse électromagnétique du coefficient de couplage entrée sortie	144
Figure III - 18 :	Réponse en transmission de deux résonateurs identiques couplés	145
Figure III - 19 :	Analyse électromagnétique du coefficient de couplage inter-résonateurs	145
Figure III - 20 :	Réponse du filtre à partir des valeurs de la synthèse à la fréquence de 380 MHz	146
Figure III - 21 :	Réponses en fréquence du filtre optimisé aux différentes fréquences souhaitées	148
Figure III - 22 :	Insertion des bondings dans l'analyse électromagnétique	149

Chapitre III : Conception, fabrication, test et optimisation de filtres deux pôles intégrant des capacités ferroélectriques

Figure III - 23 :	Réponses du filtre à 400 MHz avec l'insertion des bondings	149
Figure III - 24 :	Réponses du filtre optimisé avec les bondings à 380, 400 et 420 MHz.	151
Figure III - 25 :	Schématique d'un filtre passe bas	152
Figure III - 26 :	Réponse du filtre passe bas de polarisation des capacités ferroélectriques	152
Figure III - 27 :	Facteur de qualité de la self (a) et de la capacité (b) en fonction de la fréquence	153
Figure III - 28 :	Simulation du filtre en intégrant le dispositif de polarisation et les bondings	153
Figure III - 29 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre intégrant les bondings et le dispositif de polarisation aux fréquences de 380, 400 et 420 MHz.	154
Figure III - 30 :	Topologie du filtre à réaliser	155
Figure III - 31 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre global	155
Figure III - 32 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre intégrant les pertes dues aux capacités variables ferroélectriques à 380, 400 et 420 MHz	156
Figure III - 33 :	Photographie du filtre réalisé	159
Figure III - 34 :	Réponses en transmission (a) et en réflexion (b) du filtre mesuré avec la polarisation	160
Figure III - 35 :	Caractérisation des capacités à fort facteur de qualité	161
Figure III - 36 :	Réponses expérimentales du filtre polarisé en transmission (a) et en réflexion (b) : tension appliquée par pas de 100V.	162
Figure III - 37 :	Réponses expérimentales en transmission (a) et en réflexion (b) du filtre reconfigurable à 380, 400 et 420 MHz	163
Figure III - 38 :	Réponses expérimentales du filtre sous l'influence de la température	164
Figure III - 39 :	Capacité multicouches développées par la société Temex Ceramics	165
Figure III - 40 :	Réponses expérimentales du filtre avec des capacités BST multicouches sous une tension de polarisation de 0 V à 400 V par pas de 50 V	166
Figure III - 41 :	Schématique du filtre complet simulé	168
Figure III - 42 :	Réponses en transmission et en réflexion du filtre optimisé en simulation	169
Figure III - 43 :	Réponses expérimentales du filtre optimisé et fabriqué : (a) mesure en transmission, (b) mesure en réflexion (polarisation à 200, 300, 400 et 500 V)	170
Figure III - 44 :	Comparaison des réponses de simulation et de mesure du filtre	171

Chapitre III : Conception, fabrication, test et optimisation de filtres deux pôles intégrant des capacités ferroélectriques

Figure III - 45 : Réponses expérimentales du filtre deux pôles reconfigurable à 380, 400 et 420 MHz : (a) mesure en transmission, (b) mesure en réflexion.172

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les objectifs principaux de ces travaux de thèse étaient d'une part la caractérisation de nouveaux matériaux ferroélectriques développés dans le cadre du projet ANR ACOR2 et d'autre part l'étude de leur intégration dans un filtre deux pôles de type Tchebychev reconfigurable en fréquence.

Pour atteindre ces objectifs, l'étude a été menée autour de trois axes.

Dans un premier chapitre, nous nous sommes intéressés aux matériaux ferroélectriques étudiés dans la littérature et leurs applications dans le domaine des microondes. Le Titanate de Baryum Strontium $Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO_3$ (BST) est très largement analysé et exploité mais ses pertes diélectriques encore élevées et sa forte instabilité en température limite ses applications dans le domaine des microondes. Pour réaliser des fonctions agiles en fréquence, le matériau ferroélectrique peut être intégré sous forme de couches minces, sous forme de céramiques massives ou enfin sous forme de composites. Chaque solution possède des avantages et des inconvénients et le choix doit être fait en fonction de l'application visée. Dans le cadre de ce projet, la forme massive a été retenue, et des matériaux céramiques et composites sont étudiés. Ceux-ci sont intégrés sur des maquettes pour valider leurs performances. Ce chapitre a été aussi consacré au choix de la technologie pour la réalisation du filtre reconfigurable en fréquence. Parmi les différentes techniques recensées dans la littérature, la topologie hybride de résonateurs planaires constitués de lignes microruban chargées à leurs extrémités de capacités ferroélectriques discrètes variables est apparue la plus adéquate pour l'étude envisagée.

Le second chapitre a permis d'établir un lien entre les matériaux développés et les applications visées. Différentes briques de base nécessaires pour la conception d'un filtre reconfigurable en fréquence ont ainsi été étudiées. Les résultats obtenus sur un résonateur linéique en technologie microruban gravé sur un substrat ferroélectrique ont conduit à écarter définitivement cette solution. Le choix de résonateurs comblines chargés par des capacités variables pour concevoir le filtre a demandé dans un premier temps, d'étudier les performances de capacités MIM et inter-digitées intégrant différents matériaux ferroélectriques développés par les partenaires du projet ANR. Une méthode de caractérisation originale a été développée et validée pour caractériser les capacités MIM. Des valeurs comprises entre 7 pF et 120 pF et des facteurs de qualité de l'ordre de 15 ~ 20 ont ainsi été mesurés. Les pertes importantes sont dues à la métallisation des électrodes et non aux pertes diélectriques du matériau lui-même. Mais ces

capacités de fortes valeurs avec une bonne agilité sont nécessaires pour répondre au cahier des charges du filtre.

Les capacités inter-digitées réalisées sur les échantillons de BST composites et testées présentent de très bonnes agilités, mais des valeurs faibles. De plus, leur facteur de qualité est limité par la résistance série équivalente élevée de cette structure. Ainsi les capacités inter-digitées obtenues n'ont pas été utilisées dans ces travaux mais elles ont été employées pour réaliser des déphaseurs variables à partir de coupleurs hybrides.

Le dernier chapitre de ce manuscrit a porté sur la synthèse et la conception d'un filtre passe bande deux pôles reconfigurable de type Tchebychev de bande passante 25 MHz. Le filtre planaire est constitué de deux lignes microruban chargées par des capacités variables discrètes ferroélectriques. Cette topologie permet de limiter les pertes d'insertion. Différents filtres ont ainsi été optimisés pour fonctionner aux fréquences centrales de 380, 400 et 420 MHz, réalisés et testés. Les résultats obtenus dépendent fortement des valeurs des capacités ferroélectriques et donc de la précision que l'on peut espérer avoir sur celles-ci. Une attention particulière apportée d'une part à l'optimisation en prenant en compte les caractéristiques de l'ensemble des éléments présents sur le circuit et d'autre part à la réalisation notamment au niveau de l'intégration des capacités a permis d'obtenir des pertes d'insertion comprises entre -2,9 dB et -4 dB. La bande passante varie de 20.6 MHz à 25 MHz et le coefficient de réflexion est dans le cas le plus défavorable (420 MHz), inférieur à -11 dB. Compte tenu des capacités MIM utilisées, le filtre nécessite de fortes tensions polarisations (380V).

Les difficultés majeures rencontrées au cours de ces travaux de thèse sont issues de l'enchaînement du projet. En effet, l'étape de conception des circuits dépendait fortement du développement des matériaux ferroélectriques par les partenaires du projet. Nous avons dû intégrer dans les filtres les nouveaux matériaux avant que les procédés d'obtention ne soient parfaitement maîtrisés. Cela s'est traduit par des caractéristiques de matériaux très différentes et aussi inhomogènes. Il était donc très difficile de contrôler les valeurs des capacités même lorsqu'elles étaient réalisées sur un même échantillon. Ces dérives parfois importantes et non maîtrisées ont dû être prises en compte dans la conception du filtre. C'est pourquoi les premiers résultats expérimentaux obtenus étaient très éloignés de ceux espérés. Des analyses poussées en décomposant le problème nous ont permis de trouver des solutions pour réaliser un filtre répondant au cahier des charges.

Les perspectives d'étude concernent l'obtention d'une bande passante constante quelque soit la fréquence centrale du filtre. En effet, dans ces travaux, les couplages inter-résonateurs et

d'entrée et sortie varient lors du changement de fréquences ce qui dégrade fortement les réponses du filtre. Des solutions pratiques existent pour un filtre deux pôles. Effectivement, il peut être envisagé de faire varier les différents couplages notamment en introduisant des capacités variables. Mais dans ce cas là, les pertes peuvent devenir très vite importantes et le système complexe. De plus, il est difficile d'envisager une telle solution pour un nombre de pôles plus élevé.

La solution la plus élégante serait de travailler sur la synthèse de filtres capables de conserver une bande passante constante quelque soit la valeur de la fréquence centrale. Ce dernier point est un challenge important qui pourrait permettre d'envisager de travailler sur des filtres agiles en fréquence d'ordre élevé.

ANNEXE

ANNEXE A : SYNTHÈSE DES CAPACITÉS INTER-DIGITÉES FABRIQUÉES ET TESTÉES

Plusieurs motifs de capacités ont été réalisés sur différents échantillons de BST, Chaque capacité est caractérisée par le nombre de doigts, la longueur et la largeur des doigts (L et w), la distance entre les doigts et le plot de report (E), l'écart entre les doigts ou gap (S) et la largeur des plots (W) (figure Annexe1).

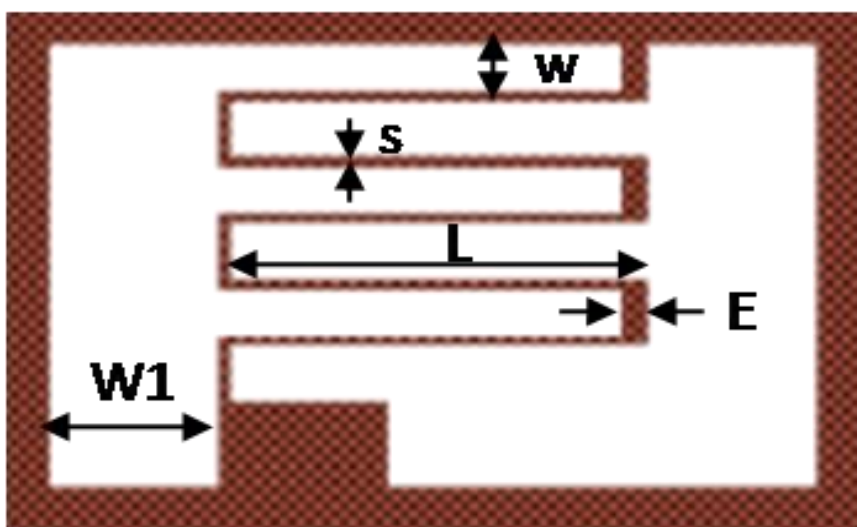


Figure A 1 : Motif d'une capacité inter-digitée caractérisée par ses dimensions

La synthèse des dimensions des différentes capacités réalisées est présentée dans le tableau A-1.

Tableau A - 1 : Dimensions des capacités réalisées

Motif	Nombre de doigts	Longueur L (μm)	Largeur w (μm)	Gap S (μm)	Gap E (μm)	Plot W1 (μm)
C3	6	60	20	10	10	130
C4	6	120	20	10	10	100
C5	6	240	20	10	10	100
C6	8	15	20	10	10	130
C7	8	30	20	10	10	130
C9	8	120	20	10	10	130
C10	8	240	20	10	10	130
C17	12	30	20	10	10	130
C18	12	60	20	10	10	130
C19	12	120	20	10	10	130
C23	6	60	10	10	10	130
C24	6	120	10	10	10	100
C25	6	240	10	10	10	100
C27	6	30	30	10	10	130
C28	6	60	30	10	10	130
C29	6	120	30	10	10	130
C30	6	240	30	10	10	130
C31	6	15	40	10	10	130
C33	6	60	40	10	10	130
C35	6	240	40	10	10	130
C39	6	120	20	7	7	100
C46	6	15	20	15	15	130
C47	6	30	20	15	15	130
C48	6	60	20	15	15	130
C49	6	120	20	15	15	100
C50	6	240	20	15	15	100
C52	10	30	20	15	15	130
C54	10	120	20	15	15	100
C55	10	240	20	15	15	100

◆ Mesure des capacités inter-digitées

➤ Mesure des capacités fabriquées sur l'échantillon de BST de la série 2515

Les capacités sont réalisées sur un échantillon de BST composite de la série 2515 de permittivité $\epsilon_r = 465$, de tangente de pertes $\tan \delta = 6.10^{-3}$ à 1 GHz et de 250 μm d'épaisseur. Les mesures en réflexion ont permis de remonter à la valeur de la capacité, et à son facteur de qualité. A l'aide d'un Té de polarisation, la capacité a été polarisée en tension jusqu'à 200 V,

l'agilité a donc été déterminée à 200 V. Le champ électrique (E) est calculé en divisant la tension appliquée par l'écart entre les doigts (S).

$$\text{Soit : } E \left(\frac{\text{kV}}{\mu\text{m}} \right) = \frac{V}{s} \quad (\text{A-1})$$

Les valeurs extraites à la fréquence de 900 MHz sont présentées dans le tableau A-2 pour différents motifs de capacités.

Tableau A - 2 : Synthèse de mesure des capacités IDC à 900 MHz (série 2515)

Motif	Gap S (μm)	Valeur capacité (pF)	Agilité % (200 V)	E (kV/μm)	ESR (Ω)	Facteur de qualité
C5	10	3,27	48,6	20	3,9	14
C10	10	3	41	20	4,15	10
C24	10	1,37	27 (125 V)	20	17,95	7
C47	15	1,14	26,5	13,33	1,88	14
C50	15	2,55	38	13,33	6,8	10
C52	15	1,71	25	13,33	8,2	13

Les capacités mesurées sont de quelques picofarads (pF), elles présentent de bonnes agilités. Toutefois, cette agilité est fortement dépendante de la valeur de chaque capacité. Ainsi pour un même champ électrique appliqué, les agilités obtenues sur un même échantillon de matériau sont différentes.

Les mêmes tests ont été effectués sur des capacités réalisées sur deux autres échantillons de BST composites de la série 2654 (une reproduction de la série 2515). Les caractéristiques diélectriques fournies sont identiques à celles de la série 2515. Les résultats de mesures sont présentés dans le tableau A-3 et A-4:

Tableau A - 3 : Mesure des capacités à 1 GHz (série 2654 : $\epsilon_r=465$) : échantillon 1

Motif	Gap S (μm)	Valeur capacité (pF)	Agilité % (200 V)	E (kV/μm)	ESR (Ω)	Facteur de qualité
C4	10	1,56	31	20	8,15	12
C46	15	1,34	27	13,33	11,25	19
C50	15	4,13	48	13,33	1,5	26

Sur cet échantillon, une sous gravure de la résine a entraîné le court circuit de plusieurs motifs de capacité. Néanmoins, nous avons les capacités C4 et C50 qui ont pu être réalisées sur les deux échantillons. Ainsi, nous allons pouvoir comparer les deux résultats.

Tableau A - 4 : Mesure des capacités à 1 GHz (série 2654 : $\epsilon_r = 465$) : échantillon 2

Motif	Gap S (μm)	Valeur capacité (pF)	Agilité % (200 V)	E (kV/ μm)	ESR (Ω)	Facteur de qualité
C4	10	2,73	48	20	2,5	23
C5	10	4,74	56,4	20	1,05	32
C6	10	1,70	33,7	20	6,15	15
C7	10	2,04	39,3	20	4,55	17
C9	10	3,53	52,8	20	2,25	20
C10	10	6,19	58,6	20	0,7	37
C17	10	2,64	37,1	20	2,6	2
C18	10	3,44	46,1	20	1,8	26
C19	10	4,86	47,0	20	1	33
C23	10	1,53	49,1	20	8,25	13
C25	10	3,96	59,6	20	1,65	24
C27	10	1,92	37,3	20	4,5	18
C28	10	2,24	41,1	20	3,6	20
C29	10	3,00	48,2	20	2,25	24
C30	10	5,49	56	20	0,84	35
C31	10	2,05	33,9	20	4,1	19
C33	10	2,90	42,9	20	2,15	26
C35	10	6,13	52,6	20	0,65	40
C39	7	3,14	55,3	28,6	1,85	27
C46	15	1,33	29,3	13,33	7,95	15
C48	15	1,77	37,7	13,33	4,6	20
C49	15	2,58	43,5	13,33	2,8	22
C50	15	4,32	51,5	13,33	1,25	29
C55	15	6,83	54,0	13,33	0,5	47

Les mesures effectuées ont donné des valeurs de capacités différentes pour un même motif. En effet, les capacités C4 et C50 réalisées sur les deux échantillons sont respectivement de 1,56 pF et 4,13 pF sur l'échantillon 1 et de 2,73 et 4,32 pF sur l'échantillon 2. Cette différence est aussi observée entre les capacités réalisées sur les échantillons de la série 2515 que la série 2654 qui en est la reproduction. Ce problème observé sur l'ensemble des capacités réalisées peut provenir de l'inhomogénéité du matériau et des facteurs intrinsèques du BST (tailles des grains, température, composition, etc.). Il est donc nécessaire de tester les capacités avant de les reporter sur les dispositifs à réaliser.

ANNEXE B : TABLEAU DE VALEURS DES CAPACITÉS DU FILTRE DEUX PÔLES.

◆ Solution 2

Les différentes valeurs des capacités et leur variation en fonction de la valeur du coefficient α sont répertoriées dans les tableaux B-1 et B-2 respectivement pour les fréquences d'anti résonance de 200 MHz et 50 MHz.

Tableau B - 1 : Récapitulatif des capacités en fonction de α : fréquence d'anti résonance à 200 MHz

Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz								
α	f_0 (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	Cr (pF)	Cs (pF)	$\Delta C1$ (%)	$\Delta C2$ (%)	ΔCr (%)
0,1	380,00	3,08	1,34	6,37	18,63	25,55	41,77	49,94
	400,00	2,70	1,08	5,00				
	420,00	2,39	0,89	3,88				
0,2	380,00	3,20	1,44	7,68	21,91	26,08	42,84	42,99
	400,00	2,79	1,15	6,21				
	420,00	2,47	0,94	5,01				
0,3	380,00	3,35	1,58	9,31	25,97	26,45	43,59	38,02
	400,00	2,92	1,26	7,69				
	420,00	2,58	1,03	6,39				
0,4	380,00	3,56	1,78	11,41	31,24	26,69	44,07	34,42
	400,00	3,10	1,42	9,58				
	420,00	2,73	1,16	8,11				
0,5	380,00	3,85	2,09	14,25	38,42	26,83	44,36	31,79
	400,00	3,35	1,66	12,11				
	420,00	2,95	1,35	10,40				
0,6	380,00	4,26	2,56	18,38	48,98	26,91	44,52	29,89
	400,00	3,71	2,03	15,77				
	420,00	3,26	1,65	13,67				
0,7	380,00	4,88	3,36	25,11	66,29	26,95	44,59	28,54
	400,00	4,25	2,67	21,68				
	420,00	3,74	2,17	18,92				
0,8	380,00	5,95	4,98	38,31	100,49	26,96	44,62	27,65
	400,00	5,18	3,96	33,22				
	420,00	4,55	3,21	29,12				
0,9	380,00	8,39	9,90	77,38	202,23	26,97	44,62	27,13
	400,00	7,30	7,87	67,27				
	420,00	6,42	6,39	59,13				

Tableau B - 2 : Récapitulatif de la valeur des capacités en fonction de α : fréquence d'anti résonance à 50 MHz

Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz								
α	f_0 (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	Cr (pF)	Cs (pF)	$\Delta C1$ (%)	$\Delta C2$ (%)	ΔCr (%)
0,1	380	2,17	0,66	2,15	356,50	17,56	25,28	92,24
	400	1,98	0,57	1,44				
	420	1,82	0,51	0,82				
0,2	380	2,25	0,71	3,52	401,95	18,79	27,75	51,47
	400	2,04	0,61	2,76				
	420	1,87	0,54	2,10				
0,3	380	2,37	0,79	5,07	460,26	19,55	29,27	37,14
	400	2,15	0,68	4,23				
	420	1,95	0,59	3,50				
0,4	380	2,54	0,90	6,93	537,88	19,99	30,15	30,10
	400	2,30	0,78	5,96				
	420	2,08	0,67	5,13				
0,5	380	2,77	1,07	9,30	646,37	20,23	30,64	26,09
	400	2,50	0,92	8,16				
	420	2,27	0,79	7,17				
0,6	380	3,09	1,34	12,60	808,90	20,35	30,88	23,63
	400	2,78	1,14	11,18				
	420	2,52	0,98	9,96				
0,7	380	3,56	1,78	17,80	1079,51	20,40	30,98	22,08
	400	3,21	1,52	15,91				
	420	2,91	1,31	14,29				
0,8	380	4,36	2,66	27,74	1620,31	20,42	31,02	21,12
	400	3,93	2,27	24,91				
	420	3,56	1,96	22,48				
0,9	380	6,16	5,32	56,71	3241,86	20,42	31,03	20,59
	400	5,55	4,54	51,05				
	420	5,03	3,91	46,20				

La fréquence d'anti résonance à 50 MHz entraîne une forte valeur de la capacité Cs.

◆ **Solution 3**

En ce qui concerne le dispositif de la solution 3, les différentes valeurs sont répertoriées dans les tableaux B-3 et B-4 respectivement pour les fréquences d'anti résonance de 200 MHz et 50 MHz.

Tableau B - 3 : Récapitulatif de la valeur des capacités en fonction de α : fréquence d'anti résonance à 200 MHz

Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 200$ MHz								
α	f_0 (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	Cr (pF)	Cs (pF)	$\Delta C1$ (%)	$\Delta C2$ (%)	ΔCr (%)
0,1	380,00	2,37	0,79	2,17	18,63	24,67	39,99	110,00
	400,00	2,08	0,64	1,35				
	420,00	1,86	0,53	0,68				
0,2	380,00	2,60	0,95	3,91	21,91	25,66	41,99	60,46
	400,00	2,27	0,76	2,93				
	420,00	2,02	0,63	2,14				
0,3	380,00	2,86	1,15	5,99	25,97	26,27	43,22	44,54
	400,00	2,50	0,92	4,80				
	420,00	2,21	0,75	3,85				
0,4	380,00	3,18	1,42	8,55	31,24	26,62	43,93	37,00
	400,00	2,77	1,13	7,09				
	420,00	2,44	0,92	5,92				
0,5	380,00	3,56	1,78	11,86	38,42	26,81	44,31	32,78
	400,00	3,10	1,42	10,04				
	420,00	2,73	1,15	8,57				
0,6	380,00	4,05	2,31	16,47	48,98	26,91	44,50	30,23
	400,00	3,53	1,84	14,11				
	420,00	3,10	1,49	12,21				
0,7	380,00	4,75	3,17	23,67	66,29	26,95	44,59	28,64
	400,00	4,13	2,52	20,43				
	420,00	3,64	2,05	17,82				
0,8	380,00	5,88	4,86	37,35	100,49	26,96	44,62	27,66
	400,00	5,11	3,86	32,38				
	420,00	4,50	3,13	28,39				
0,9	380,00	8,36	9,84	76,90	202,23	26,97	44,62	27,13
	400,00	7,27	7,82	66,85				
	420,00	6,40	6,35	58,76				

Tableau B - 4 : Récapitulatif de la valeur des capacités en fonction de α : fréquence d'anti résonance à 50 MHz

Fréquence d'anti-résonance $f_{ar} = 50$ MHz								
α	f_0 (MHz)	C1 (pF)	C2 (pF)	Cr (pF)	Cs (pF)	$\Delta C1$ (%)	$\Delta C2$ (%)	ΔCr (%)
0,1	380,00	2,14	0,64	1,95	356,50	17,47	25,12	102,35
	400,00	1,95	0,56	1,26				
	420,00	1,79	0,50	0,66				
0,2	380,00	2,22	0,69	3,34	401,95	18,75	27,68	53,36
	400,00	2,02	0,60	2,60				
	420,00	1,85	0,53	1,96				
0,3	380,00	2,35	0,77	4,92	460,26	19,53	29,24	37,70
	400,00	2,13	0,67	4,09				
	420,00	1,94	0,58	3,38				
0,4	380,00	2,53	0,89	6,80	537,88	19,98	30,14	30,30
	400,00	2,28	0,76	5,84				
	420,00	2,07	0,66	5,02				
0,5	380,00	2,76	1,06	9,19	646,37	20,23	30,63	26,16
	400,00	2,49	0,91	8,06				
	420,00	2,26	0,79	7,08				
0,6	380,00	3,08	1,33	12,52	808,90	20,35	30,88	23,66
	400,00	2,78	1,13	11,10				
	420,00	2,52	0,98	9,89				
0,7	380,00	3,56	1,77	17,73	1079,51	20,40	30,98	22,08
	400,00	3,20	1,51	15,85				
	420,00	2,90	1,30	14,23				
0,8	380,00	4,36	2,66	27,69	1620,31	20,42	31,02	21,12
	400,00	3,93	2,27	24,87				
	420,00	3,56	1,95	22,44				
0,9	380,00	6,16	5,31	56,69	3241,86	20,42	31,03	20,59
	400,00	5,55	4,54	51,03				
	420,00	5,03	3,91	46,18				

Comme le cas de la solution 2, la fréquence d'anti résonance à 50 MHz présente aussi de fortes valeurs de la capacité Cs.

Production scientifique

Publications dans des revues internationales à comités de lecture

- ◆ V. LAUR, R. COSTES, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, «**Microwave Study of Tunable Planar Capacitors Using Mn-Doped Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ Ceramics**», soumis dans **IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control**, vol. 56, no. 11, November 2009, pp 2363-2368.
- ◆ S. COURREGES, C. THIBON, F. A. HOUNDONOUGBO, A. CRUNTEANU, V. MADRANGEAS and M. MAIGNAN «**Tuning of Superconducting Filters With Laser Ablation Technique**», soumis dans **IEEE TRANSACTIONS ON APPLIED SUPERCONDUCTIVITY**, vol.19, n°5, October 2009.
- ◆ J-M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. GUILLOUX-VIRY, W. PENG, «**Thin film materials characterization using TE modes cavity**». **Journal of Electromagnetic Waves and Applications, JEMWA**, 23, 4, 549-559, 09011211, 2009.
- ◆ Q. SIMON, B. BOUQUET, W. PENG, J-M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, S. DEPUTIER, S. WEBER, A. DAUSCHER, V. MADRANGEAS, D. CROS, «**Reduction of microwave dielectric losses in KTa_{1-x}Nb_xO₃ thin films by MgO-doping**». **Thin Solid Films, TSF**, 517, 20, 5940-5942, 2009.

Communications à des congrès internationaux à comités de lecture:

- ◆ F. A. HOUNDONOUGBO, R. COSTES, J. FAN, A. CRUNTEANU, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, P. MONTEIL, «**A 380 - 420 MHz Two-Pole Tunable Filter Using New Ferroelectric Composite Capacitors** », **EuMC 2010, CNIT Paris, France**, 26 Septembre au 1 Octobre 2010.
- ◆ F. A. HOUNDONOUGBO, R. COSTES, V. LAUR, S. COURREGES, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, P. MONTEIL, «**Tunable RF Filter Using Mn Doped Ba_{0.6}Sr_{0.4}TiO₃ Ceramic Varactors**», **IMF-ISAF-2009, in Xi'an, China**, 23-27 Août 2009.
- ◆ V. LAUR, R. COSTES, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, «**Caractérisations microondes des capacités accordables réalisées sur des céramiques BST dopées manganèse**», **1^{er} Colloque Francophone sur**

les matériaux, les procédés et l'environnement, **Busteni, Roumanie**, 31 Mai-6 Juin 2009.

- ◆ Q. SIMON, L. ZHANG, B. BOUQUET, S. DEPUTIER, P. LAURENT, N. MARTIN, G. TANNE, J-M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, «**Influence of doping on pulsed laser-deposited KTN thin films: structural, microstructural and microwave dielectric characteristics**» European Materials Research Society, EMRS, 8-12 June, 2009, Strasbourg, France.
- ◆ J-M. LE FLOCH, F. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, D. CROS, “**Thin film material characterization technique using a cylindrical cavity,**” Australian Institute of Physics Postgraduate Research Conference, AIP / PGRC, 24-26 September, 2008, Jarrahdale, Western Australia, Australia.
- ◆ J.M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, D. CROS, «**Simple Method for Characterization a Ferroelectric Material**», **European Frequency and Time Forum (EFTF 08)**, Toulouse, 23-25 Avril 2008.

Communications à des congrès nationaux à comité de lecture:

- ◆ F. A. HOUNDONOUGBO, R. COSTES, J. FAN, A. CRUNTEANU, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, P. MONTEIL, «**Capacités MIM Ferroélectriques : Intégration dans un filtre deux pôles reconfigurable en fréquence** », 11^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, **Brest**, 31 mars au 2 Avril 2010.
- ◆ F. A. HOUNDONOUGBO, V. LAUR, R. COSTES, V. MADRANGEAS, D. CROS, M. PATE, J.P GANNE, P. MONTEIL, «**Filtre deux pôles reconfigurable en fréquence intégrant des capacités BST**», 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, **Grenoble**, 27-28-29 Mai 2009.
- ◆ V. LAUR, R. COSTES, F. A. HOUNDONOUGBO, J.C. ORLIANGES, M. PATE, J.P GANNE, V. MADRANGEAS, Dominique CROS, «**Etude de capacités planaires accordables sur céramiques BST dopées**», 16^{èmes} Journées Nationales Microondes, **Grenoble**, 27-28-29 Mai 2009.
- ◆ Q. SIMON, L. ZHANG, B. BOUQUET, S. DEPUTIER, P. LAURENT, N. MARTIN, G. TANNE, J-M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, «**Croissances de couches minces de KTN par ablation laser pulsée : influence de**

dopants sur la structure et les propriétés diélectriques » Journées Annuelles de la Société Française de Métallurgie et de Matériaux, SF2M, 17-19 June, 2009, Rennes, France.

- ◆ J.M. LE FLOCH, F. A. HOUNDONOUGBO, V. MADRANGEAS, Dominique CROS, M. AUBOURG, «**Caractérisation dynamique de matériaux ferroélectriques intégrés dans des capacités MIM**», 10^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux, Limoges, 2-4 Avril 2008.
- ◆ S. COURREGES, F. A. HOUNDONOUGBO, M. AUBOURG, D. CROS, V. MADRANGEAS, «**Modélisation Microndes de Matériaux et Composants Ferroélectriques**», 8^{èmes} Journées Couches minces Ferroélectriques, Calais, 25-26 Octobre 2007.