

Université de Limoges

École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques
(ED 521)

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Mohamad RAMMAL

Le 13 décembre 2017

Développement d'antennes agiles en fréquence intégrant un condensateur ferroélectrique

Thèse dirigée par : Aurelian CRUNTEANU et Laure HUITEMA

JURY :

Rapporteurs

M. Philippe FERRARI	Professeur	TIMA	Université Grenoble Alpes
Mme. Anne-Claude TAROT	Maître de conférences (HDR)	IETR	Université de Rennes 1

Examineurs

M. Gérard TANNE	Professeur	Lab-STICC	Université de Bretagne Occidentale
M. Thierry MONEDIERE	Professeur	XLIM	Université de Limoges
M. Aurelian CRUNTEANU	Chargé de recherche (HDR)	XLIM	Université de Limoges
Mme. Laure HUITEMA	Maître de conférences	XLIM	Université de Limoges

Invitée

Mme. Corinne CHAMPEAUX	Professeur	SPCTS	Université de Limoges
------------------------	------------	-------	-----------------------





Sommaire

Introduction générale	7
Chapitre I. Etat de l’art sur les antennes miniatures et reconfigurables en fréquence ...	11
I.1. Introduction	13
I.2. Antennes miniatures	14
I.2.1. Définition d’une antenne électriquement petite.....	14
I.2.2. Les limites fondamentales des antennes miniatures	15
I.2.3. Techniques de miniaturisation d’une antenne	19
I.2.4. Impact de l’environnement proche sur le fonctionnement de l’antenne	29
I.2.5. Conclusion	32
I.3. Antennes reconfigurables en fréquence	33
I.3.1. Définition de la reconfigurabilité d’une antenne.....	33
I.3.2. Antennes reconfigurables en fréquence.....	34
I.3.3. Techniques de reconfiguration en fréquence.....	37
I.3.3.6.3. Utilisation des matériaux ferromagnétiques	53
I.3.4. Comparaison des différentes méthodes de reconfigurabilité fréquentielle	58
I.4. Présentation du projet MAESTRO.....	59
I.5. Conclusion.....	61
Chapitre II. Elaboration et caractérisation de condensateurs ferroélectriques pour des applications RF	71
II.1. Introduction.....	73
II.2. Caractéristiques des matériaux ferroélectriques	73
II.2.1. Historique	73
II.2.2. Classification cristallographique et structure pérovskite	74
II.2.3. Propriétés diélectriques des matériaux ferroélectriques.....	76
II.2.4. Transition de phase.....	78
II.2.5. Polarisation/Cycle d’hystérésis,	79
II.2.6. Variation de la permittivité diélectrique.....	80
II.2.7. Accordabilité	81
II.3. Couches minces ferroélectriques utilisées	82
II.3.1. Présentation de couches minces utilisées	82
• BST (Titanate de Baryum et de Strontium).....	82



II.4. Synthèse des couches minces ferroélectriques	84
II.4.1. Réalisation de couches de type BST par la technique PLD	85
II.4.2. Dépôts des couches de BNT-BT par la technique sol-gel (spin coating).....	88
II.5. Réalisation et caractérisation de condensateurs interdigités IDT à base de couches minces.....	89
II.5.1. Caractérisation dans le domaine des hyperfréquences	89
II.5.2. Conclusion.....	100
II.6. Condensateurs de type MFM	101
II.6.1. Réalisation d'une électrode inférieure (Ir) par pulvérisation RF magnétron	101
II.6.2. Elaboration des films minces de BST	102
II.6.3. Caractérisation structurale et morphologique des films minces de BST sur substrats de Ir/ MgO.....	103
II.6.4. Elaboration des condensateurs MFM.....	105
II.6.5. Modélisation des résonances acoustiques dans les dispositifs MFM à base des couches de BST.....	113
II.7. Conclusion	119
Références	121
Chapitre III. Développement et modélisation d'une antenne fente.....	127
III.1. Introduction	129
III.2. Propriétés générales de l'antenne fente	129
III.2.1. Modélisation de l'antenne fente.....	131
III.2.2. Etude des paramètres physiques de l'antenne fente.....	137
III.2.3. Modélisation de l'antenne fente excitée au quart de sa longueur	141
III.2.4. Etude de l'agilité fréquentielle de l'antenne fente	145
III.2.5. Excitation et adaptation de l'antenne fente.....	149
III.3. Validation expérimentale.....	154
III.3.1. Fabrication de l'antenne fente.....	154
III.3.2. Mesure du coefficient de réflexion	155
III.3.3. Mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne	156
III.3.4. Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne	156
III.3.5. Mesure de l'efficacité totale de l'antenne	158
III.4. Conclusion	158
Références	160



Chapitre IV. Réalisation d'une antenne fente agile intégrant un condensateur ferroélectrique de type MFM	161
IV.1. Introduction	163
IV.2. Réalisation des condensateurs à électrodes structurées	164
IV.2.1. Performances des dispositifs MFM en hyperfréquences	165
IV.2.2. Performances du condensateur à électrodes structurées	168
IV.3. Intégration du condensateur MFM à électrode structurée	172
IV.3.1. Description physique de l'antenne.....	172
IV.3.2. Co-simulation de la mesure du condensateur MFM et de l'antenne	174
IV.4. Intégration du condensateur MFM à électrodes structurées (dimensions des électrodes 30 x 10 μ m ²)	176
IV.4.1. La technique d'intégration dans la fente de l'antenne	176
IV.4.2. Etude des performances de l'antenne intégrant un condensateur MFM.....	177
IV.4.3. Mesure des diagrammes de rayonnement	182
IV.4.4. Efficacité totale	186
IV.5. Intégration de condensateurs commerciaux	187
IV.5.1. Caractérisation d'un condensateur BST de type STPTIC-15G2	187
IV.5.2. Caractérisation d'une diode varactor en AsGA SKYWORKS SMV079	190
IV.5.3. Etude des performances de l'antenne intégrant un condensateur ST	192
IV.5.4. Etude des performances de l'antenne intégrant une diode varactor	195
IV.6. Etude de la tenue de puissance des antennes étudiées.....	196
IV.7. Comparaison des performances des différentes antennes étudiées	197
IV.8. Conclusion.....	198
Conclusion Générale	201



Introduction générale

Les communications sans fil ont connu ces dernières années une évolution rapide, pour devenir un aspect indispensable de notre vie quotidienne. En parallèle, la croissance rapide du marché a entraîné une augmentation du nombre de standards alloués aux systèmes et terminaux fonctionnant sur différentes bandes de fréquences. A titre d'exemple, les systèmes de téléphonie de dernières générations occupent des bandes fréquentielles allant de 0.8~2 GHz pour le GSM et l'UMTS, à 2.4 GHz pour le WiFi et Bluetooth, 1.57 GHz et 1.22 GHz pour le GPS et 0.8GHz/1.7GHz/2.5GHz pour le standard LTE (4G).

Cette multiplication des standards de communication nécessite l'utilisation de plusieurs antennes, dédiées chacune à une bande fréquentielle spécifique dans le système communicant. Cependant, cette solution implique l'augmentation de la taille physique du système avec un impact important sur son coût, sa consommation énergétique et sa complexité. Pour répondre à ces défis d'encombrement, coûts et efficacité énergétique, les nouvelles architectures des fronts-ends RF s'orientent vers l'utilisation de sous-systèmes (filtres, antennes) reconfigurables. En particulier, l'utilisation de systèmes antennaires reconfigurables fonctionnant sur plusieurs standards fréquentiels permet de réduire drastiquement la taille, la consommation et le coût du système communicant global. Les défis associés à la conception d'une antenne reconfigurable ou agile sont liés à sa bonne adaptation sur les différentes bandes de fréquences de fonctionnement visées, tout en diminuant ses dimensions pour une intégration adaptée aux dimensions de plus en plus réduites des terminaux de communication mobile. La miniaturisation des systèmes antennaires implique également des contraintes liées à la diminution de leur bande passante et à l'apparition d'un décalage fréquentiel de leurs fréquences de fonctionnement lorsqu'elles sont étudiées dans leur contexte d'utilisation. La reconfigurabilité fréquentielle permet également d'ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne afin de couvrir le canal utile par rétroaction sur le composant accordable.

L'agilité fréquentielle d'un système antenne peut être réalisée en intégrant dans sa structure un ou plusieurs dispositifs agiles tels que des diodes PIN, des diodes varactors, des transistors, des dispositifs de type MEMS RF ou encore des matériaux agiles (ferromagnétiques, cristaux liquides, ferroélectriques...), éléments qui peuvent modifier directement la topologie, la structure, l'environnement de l'élément rayonnant, et donc induire un fonctionnement spécifique de l'antenne (fréquence, polarisation, rayonnement) pour chaque état donné du dispositif agile. Les performances des circuits et des dispositifs antennaires reconfigurables sont



ainsi directement liées aux propriétés des composants agiles utilisés pour assurer cette fonctionnalité car chaque technologie possède ses propres limitations et avantages. Ainsi, lors de la conception d'une antenne reconfigurable, les critères globaux à prendre en compte visent le niveau des pertes introduites par le composant agile, la linéarité du composant et du dispositif final, la vitesse de commutation de changement d'état (vitesse de reconfiguration), la tenue en puissance, la consommation et le coût global du dispositif final.

Les solutions basées sur l'intégration des éléments localisés pour rendre une antenne miniature agile en fréquence (e.g. diodes varactors, PIN, composants MEMS...) souffrent de plusieurs inconvénients, souvent liées aux pertes élevées qui dégradent l'efficacité de rayonnement de l'antenne, des tenues en puissance très limitées empêchant l'utilisation des antennes dans les systèmes fonctionnant en émission, ou de temps de commutation grands, limitations très pénalisantes pour les futurs capteurs dans lesquels devront être intégrées les antennes reconfigurables.

En revanche, les solutions de reconfiguration fréquentielle intégrant des matériaux ferroélectriques dont la permittivité varie en fonction du champ électrique appliqué, s'avèrent prometteuses pour rendre une antenne miniature agile en fréquence car ces matériaux combinent des faibles pertes diélectriques et des bonnes tenues en puissance.

Ainsi, l'objectif principal des travaux de recherche développés dans cette thèse porte sur la réalisation d'antennes miniatures reconfigurables en fréquence intégrant des matériaux ferroélectriques en couches minces, pour des applications de télécommunication RF sur la bande de fréquence ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale), c'est-à-dire autour de la fréquence 2.45GHz.

Ce travail de thèse a été réalisé en collaboration avec le laboratoire SPCTS à Limoges (Science des Procédés Céramiques et des Traitements de Surface) et le laboratoire NIMP en Roumanie (National Institute of Materials Physics) dans le cadre du projet MAESTRO "coMcompact and integrated Agile antEnnas baSed on Tunable ferROelectric materials » (ANR Blanc SIMI 3 International – Accords bilatéraux, 2013-2017). Dans ce contexte, mes travaux de thèse ont pour objectifs la conception et la réalisation de condensateurs agiles à base de films minces ferroélectriques avec de bonnes performances dans le domaine des hyperfréquences (faibles pertes et une grande plage de variation de la capacité associée sur la bande de fréquence d'intérêt), suivi de leur intégration dans une antenne miniature afin de la rendre reconfigurable en fréquence tout en gardant de bonnes performances de rayonnement (gain, efficacité).

Ce manuscrit est structuré en quatre parties. Dans un premier chapitre, nous commencerons par un état de l'art des antennes miniatures et des différentes techniques de



miniaturisation associées ainsi que sur les solutions de reconfigurabilité fréquentielle, en présentant les avantages et les inconvénients des différentes solutions d'agilité recensées dans la littérature.

Le deuxième chapitre est entièrement consacré à la présentation des propriétés des matériaux ferroélectriques en couche mince et des dispositifs les intégrant. Nous décrirons les différentes techniques mises en œuvre pour élaborer les couches minces utilisées au cours de nos études ainsi que la réalisation et la caractérisation en hyperfréquence de condensateurs à base de films ferroélectriques dans deux topologies différentes : à électrodes interdigitées (IDT) et en topologie métal-ferroélectrique-métal (MFM). Le troisième chapitre est dédié à la conception d'une antenne fente agile en fréquence en utilisant plusieurs méthodes de synthèse (modèle électrique et simulation électromagnétique 3D). L'étude sera validée par la réalisation et la mesure de l'antenne.

Enfin, dans un quatrième chapitre, nous validerons l'étude théorique de l'antenne par la réalisation et la mesure du prototype reconfigurable en fréquence intégrant un des condensateurs ferroélectriques de type MFM. Les performances du dispositif antennaire intégrant l'élément agile ferroélectrique (accord en fréquence, agilité, tenue en puissance, efficacité totale...) seront comparées avec des topologies d'antennes similaires intégrant des éléments agiles commerciaux (diodes varactors, condensateurs ferroélectriques).





Chapitre I. Etat de l'art sur les antennes miniatures et reconfigurables en fréquence





I.1. Introduction

Ces dernières années, les télécommunications sans fil connaissent un essor important dans les applications de la vie quotidienne. Avec le développement de la microélectronique et de ses différentes applications, l'antenne miniature est devenue un composant essentiel dans des applications comme les télécommunications (téléphone mobile, GPS), les moyens de transport (capteur de pression pour les pneus d'une voiture) ou encore la médecine [1] (bio télémétrie à base de capsules miniatures implantées). En effet, la miniaturisation des composants électroniques a créé des contraintes sur les dispositifs hautes fréquences et les nouveaux challenges à relever concernent la diminution de l'encombrement, des coûts et surtout de la consommation énergétique, tout en conservant de bonnes performances électriques.

Nous pouvons parler d'une antenne miniature lorsque sa taille électrique devient inférieure à la demi-longueur d'onde de travail. Cette miniaturisation provoque une dégradation des performances antennaires et se traduit par une diminution de la bande passante de l'antenne, de son gain réalisé et donc de l'efficacité totale du dispositif antennaire. D'autre part, plus une antenne est miniature, plus elle est sensible à son environnement d'utilisation et sa fréquence de fonctionnement peut être décalée. La miniaturisation d'une antenne résulte donc d'un compromis entre ses dimensions et ses performances.

Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, aborder les notions fondamentales des antennes miniatures ou antennes électriquement petites en présentant leurs caractéristiques et les limitations liées à leur miniaturisation. Les différentes techniques de miniaturisation recensées dans la littérature seront ensuite détaillées et corrélées aux limites fondamentales. Les contraintes majeures des antennes miniatures sont liées à la diminution de sa bande passante et à l'apparition d'un décalage fréquentiel de leurs fréquences de fonctionnement lorsqu'elles sont étudiées dans leur contexte d'utilisation. Afin de pallier à ces contraintes majeures, une solution est de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence afin de couvrir le canal utile par rétroaction sur un composant accordable. Les solutions de reconfigurabilité fréquentielle d'une antenne feront l'objet de la seconde partie de ce chapitre dans laquelle nous détaillerons les avantages et les inconvénients des solutions présentées dans la littérature ainsi que les solutions commerciales. Ce manuscrit s'inscrit dans la thématique du projet ANR internationale MAESTRO (CoMcompact and integrated agile Antennas baSed on Tunable ferROelectric materials). La dernière partie présentera ce projet, ses objectifs et les différentes approches mises en œuvre pour les atteindre, qui seront développées tout au long de ce mémoire.



I.2. Antennes miniatures

I.2.1. Définition d'une antenne électriquement petite

Une antenne miniature ou antenne électriquement petite (AEP) est une antenne dont la taille est inférieure à la demi-longueur d'onde de travail. Une définition plus précise a été donnée par Wheeler qui définit une antenne miniature comme une antenne dont le diamètre de la sphère qui l'englobe ne dépasse pas $\frac{\lambda_0}{2\pi}$ (où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide) [2]. Cette longueur est connue sous le nom de « radian length » [3], et la relation précédente peut être écrite sous la forme suivante :

$$ka < 0.5 \quad (\text{I-1})$$

Où a est le rayon de la sphère minimale qui englobe complètement l'antenne, k est le nombre d'onde $2\pi/\lambda$. Cette sphère, souvent appelée « Sphère de Chu », est définie comme étant la limite entre les champs proches où l'énergie électromagnétique est stockée dans l'antenne et les champs lointains d'une antenne où cette énergie est propagée. Cette définition est représentée par la Figure I-1.

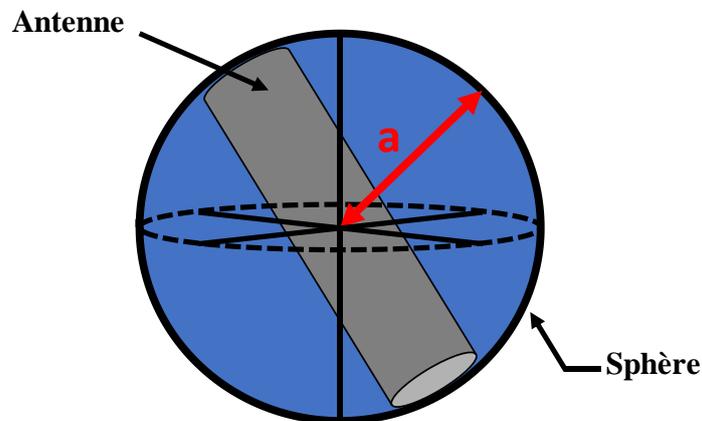


Figure I-1: Schéma de la sphère de Chu entourant une antenne

La réduction des dimensions d'une antenne par rapport à la longueur d'onde électrique entraîne une diminution de ses performances radioélectriques. Ces performances (facteur de qualité Q , sa bande passante et son efficacité de rayonnement) varient en fonction du facteur (ka) et il est possible de lier ces différents paramètres en fonction de la taille de l'antenne par des équations qui seront présentées par la suite [4], [5].



I.2.2. Les limites fondamentales des antennes miniatures

Avant d'intégrer un élément rayonnant dans un système, il est important de trouver un compromis entre les dimensions minimales souhaitées, la forme de l'antenne et les performances recherchées en termes de gain, de diagramme de rayonnement et de bande passante. Plusieurs travaux menés par Wheeler, Chu, McLean, Collin ou Rothschild [6] [7] [8] [9] ont conduit à la définition du facteur de qualité d'une antenne et à l'établissement de limites théoriques à la miniaturisation des antennes.

I.2.2.1. Facteur de qualité

Le facteur de qualité est un paramètre intrinsèque à l'antenne et est souvent calculé à sa résonance. Wheeler et Chu [2], [10] ont été les premiers à donner une définition générale du facteur de qualité d'une antenne et ses limites en fonction de sa bande passante. De manière générale, le facteur de qualité Q est défini comme étant le rapport entre l'énergie maximale stockée dans l'antenne et la puissance totale rayonnée. Cette relation peut être exprimée de la façon suivante (I-2) :

$$Q_{Total} = \begin{cases} \frac{2\omega_0 \max(W_e)}{P_a}, & \text{si } W_e > W_m \\ \frac{2\omega_0 \max(W_m)}{P_a}, & \text{si } W_m > W_e \end{cases} \quad (\text{I-2})$$

Où ω est la pulsation et W_e et W_m représentent respectivement les énergies électriques et magnétiques moyennes stockées et P_a la puissance acceptée par l'antenne.

Collin et Rothschild [7] ont développé une méthode générale qui se base sur la décomposition en modes sphériques TM_{nm} ou TE_{nm} du rayonnement d'une antenne. Ils ont montré que le facteur de qualité associé aux modes TM_{10} ou TE_{10} représente la limite minimale pour des antennes qui rayonnent dans les deux modes. L'expression du facteur de qualité minimum Q_{min} est donnée selon l'équation (I-3).

$$Q_{min} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (\text{I-3})$$

En se basant sur les travaux de Collin, Mc Lean [11] a défini le facteur de qualité minimum Q pour les antennes à polarisation circulaire qui rayonnent sur les deux modes TE ou TM. Il peut être exprimé comme suit :

$$Q_{min} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{2(ka)^3} \quad (\text{I-4})$$



Plus récemment, Best et Yaghjian [4], [12] ont établi une relation reliant la bande passante au facteur de qualité Q d'une antenne en fonction de l'impédance d'entrée de l'antenne, l'expression obtenue prend la forme suivante:

$$BP \approx \frac{4\sqrt{\beta} R_0(\omega_0)}{\omega_0 |Z'_0(\omega_0)|} \quad \text{avec} \quad \sqrt{\beta} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1 \quad (\text{I-5})$$

Où s représente le ROS (rapport d'onde stationnaire)

Il est à noter que la bande passante de l'antenne est inversement proportionnelle au facteur de qualité ($B=1/Q$).

En supposant qu'à l'extérieur de la zone d'anti-résonance, $|R'_0(\omega_0)| \ll X'_0(\omega_0)$, nous obtenons donc :

$$Q(\omega_0) \approx \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (\text{I-6})$$

avec

$$Z'_0(\omega_0) = \sqrt{[R'(\omega_0)]^2 + \left[X'(\omega_0) + \frac{|X(\omega_0)|}{\omega_0} \right]^2} \quad (\text{I-7})$$

R_0 étant la partie réelle de l'impédance complexe, Z'_0 est la dérivée de l'impédance complexe et ω_0 est la pulsation dans le vide.

1.2.2.2. Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement η_{ray} [13] est un autre paramètre critique pour une antenne électriquement petite et peut être définie comme étant le rapport de la puissance rayonnée par l'antenne (P_{ray}) sur la puissance acceptée (P_{acc}). Elle est donnée par l'expression (I-8).

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}} = \frac{R_{ray}}{R_{pertes} + R_{ray}} \quad (\text{I-8})$$

D'un point de vue électrique, une antenne peut être modélisée par un circuit RLC et Z_A défini l'impédance vue à l'entrée de l'antenne (Figure I-2(b)). La résistance de l'antenne se décompose par une résistance dite résistance de rayonnement en série avec une résistance de pertes. D'après l'équation (I-8) qui décrit l'efficacité de rayonnement en fonction de la résistance de rayonnement et la résistance des pertes. La réduction de la taille de l'antenne diminue sa résistance de rayonnement et devient la résistance des pertes R_{pertes} le plus prédominant dans l'équation (I-8). En effet, la résistance de pertes est équivalente aux pertes ohmiques et diélectriques, à l'origine de la diminution de l'efficacité de rayonnement de



l'antenne. A noter que la résistance de rayonnement R_{ray} , permet de « modéliser » l'énergie rayonnée comme le montre la Figure I-2 (b).

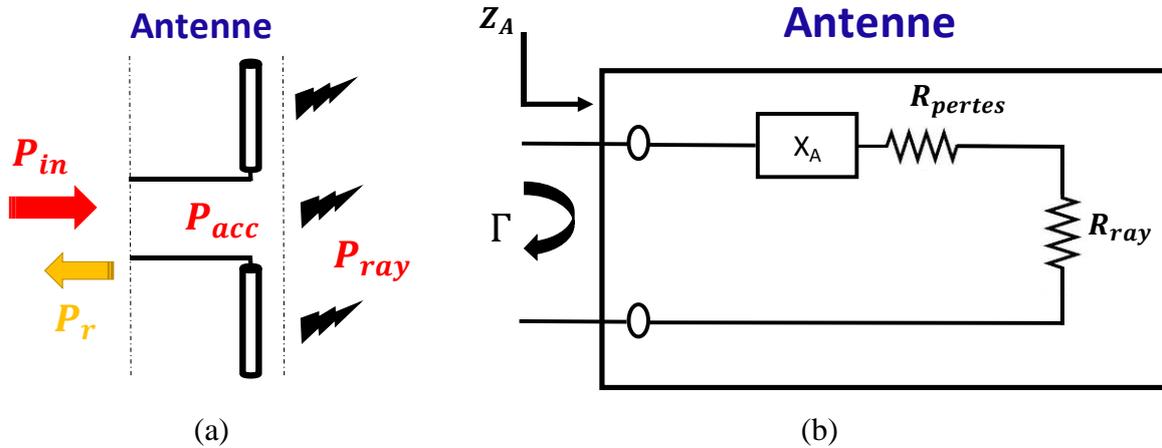


Figure I-2 : (a) Illustration de la distribution de la puissance (b) Représentation des pertes dans une antenne

A titre de précision, l'efficacité totale η_{total} inclue la désadaptation d'impédance de l'antenne. Nous pouvons donc établir la relation entre l'efficacité totale et l'efficacité de rayonnement selon l'expression :

$$\eta_{total} = \eta_{ray}(1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{I-9})$$

I.2.2.3. Directivité

La directivité $D(\theta, \varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ, φ) est le rapport entre la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta, \varphi)$ et la puissance que rayonnerait une antenne isotrope [14]. Il est à noter que les antennes électriquement petites sont souvent caractérisées par des faibles directivités [8], [15].

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R/4\pi} = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_R} \quad (\text{I-10})$$

Où $D(\theta, \varphi)$ Directivité dans la direction (θ, φ)

P_R Puissance rayonnée totale

$P(\theta, \varphi)$ Puissance de rayonnement dans la direction (θ, φ)

Pour obtenir des bonnes performances, la conception d'une antenne électriquement petite passera donc par un compromis entre sa taille électrique, sa bande passante et son efficacité.



I.2.2.4. Compromis entre taille électrique de l'antenne et ses performances

A partir de diverses études sur les limites fondamentales des antennes miniatures qui ont été menée, une relation a été établie par Hansen et Best [12] qui, en reprenant le travail de Chu, ont ajouté l'efficacité de l'antenne dans le facteur de qualité (équation (I-11)).

$$Q_{min} = \eta \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right) \quad (\text{I-11})$$

La Figure I-3 présente l'évolution du facteur de qualité Q en fonction de la taille d'antenne pour différentes valeurs d'efficacité (2%, 10%, 30%, 50%, 80% et 100%). Pour des valeurs de ka proche de 0, c'est-à-dire lorsque la taille électrique de l'antenne sera très petite, son facteur de qualité croit fortement. Comme vu précédemment, l'augmentation du facteur de qualité impose une réduction de la bande passante. Dans le cas où le facteur de qualité est fixe, nous remarquons que la miniaturisation de l'antenne est associée à une diminution de son efficacité de rayonnement. Pour concevoir une antenne miniature, il faut donc trouver un compromis entre son efficacité, sa bande passante tout en gardant de faibles dimensions [16].

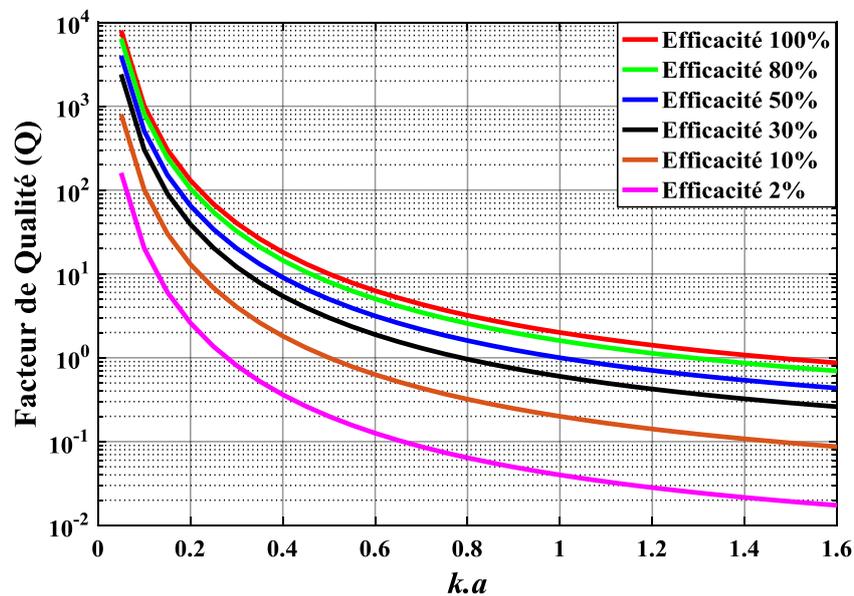


Figure I-3 : Facteur de qualité en fonction de la taille électrique Ka pour différentes efficacités de rayonnement.

Dans la partie qui suit, nous allons présenter les différentes techniques de miniaturisation présentées dans la littérature.



I.2.3. Techniques de miniaturisation d'une antenne

Diverses techniques de miniaturisation sont mises en œuvre sur les antennes filaires et les antennes imprimées sur un substrat diélectrique. En général, ces techniques consistent à modifier la circulation du courant ou plus précisément leur trajet. Nous détaillerons dans la suite les techniques les plus utilisées :

- Insertion d'un court-circuit
- Modification de la géométrie de l'antenne
- Utilisation de matériaux à forte permittivité
- Utilisation de charge localisée

I.2.3.1. Ajout d'un court-circuit

L'insertion d'un (ou plusieurs) court(s)-circuit(s) entre l'élément rayonnant et le plan de masse est une technique de miniaturisation et est souvent utilisée dans les antennes imprimées telles que les antennes de type patches.

La Figure I-4 montre la distribution du champ électrique dans l'antenne patch pour le premier mode fondamental TM_{100} . En général, l'antenne patch se comporte comme une cavité délimitée par des murs électriques et magnétiques. La distribution du champ E dans la cavité s'annule au milieu de la structure, cela signifie qu'en positionnant un mur électrique parfait (CCE) dans le plan où le champ E est nul, la longueur de la structure peut être réduite de moitié en conservant la même fréquence de résonance. En effet, l'insertion d'un court-circuit dans la structure est équivalent à l'ajout d'une inductance dont la valeur est directement liée aux dimensions.

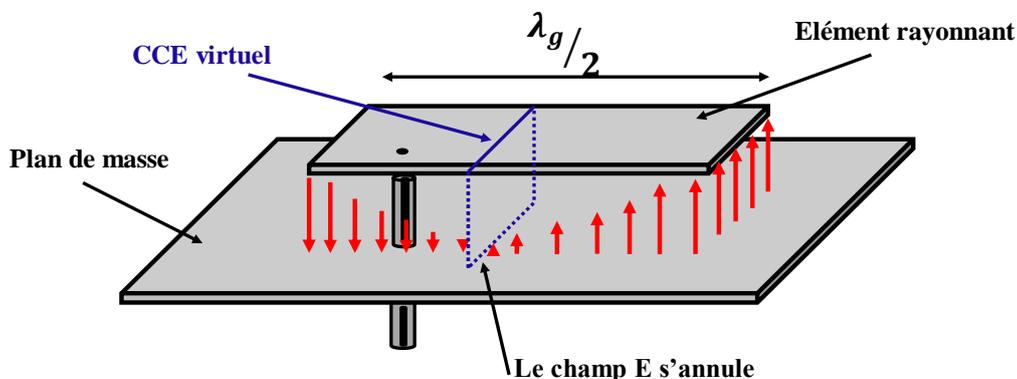


Figure I-4 : Structure d'une antenne patch imprimée avec la distribution du champ E



I.2.3.1.1. Antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna)

L'insertion d'un court-circuit dans l'antenne patch permet d'obtenir une nouvelle géométrie d'une antenne planaire quart d'onde dont la longueur physique est de $\lambda_g/4$. Cette antenne est connue sous le nom d'antenne PIFA (Planar Inverted -F Antenna) et sa topologie est présentée Figure I-5. La plaque de court-circuit est placée entre le patch et la masse peut être plus ou moins large et de différentes formes, dépendant des fonctionnalités recherchées. L'adaptation de l'antenne PIFA peut-être contrôlée par la dimension de la plaque de court-circuit grâce à la forte concentration du courant sur la plaque. D'un point de vue électrique, la plaque de retour à la masse de l'antenne PIFA est équivalente à une inductance au niveau du point d'alimentation résonant avec une capacité créée par le toit métallique de l'antenne.

La réduction de la taille du court-circuit permet encore de réduire les dimensions de l'antenne en obligeant le courant qui circule sur l'élément rayonnant d'allonger son trajet pour passer par le court-circuit vers le plan de masse. Cette technique permet de baisser la fréquence de résonance de l'antenne. Ce type d'antenne est souvent fabriquée avec un substrat d'air. Il est à noter que l'utilisation d'un diélectrique autre que l'air permet de miniaturiser davantage l'antenne mais entraîne des pertes supplémentaires et réduit l'efficacité totale de l'antenne.

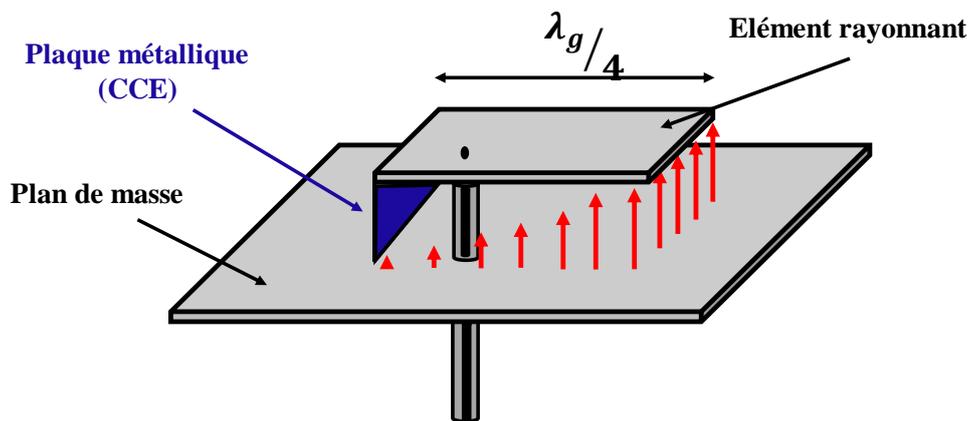


Figure I-5 : Structure d'une antenne PIFA quart d'onde avec la distribution du champ

E

Ce type d'antenne est largement documenté dans la littérature et peut être utilisé dans les téléphones portables. Les travaux de A. Loutridis [17], présentent une antenne PIFA bi-bande pour des applications mobiles fonctionnant dans la bande LTE 450 et GSM 900 (Figure I-6).



Cette antenne a été conçue sur un substrat FR-4 et de dimensions de $7 \times 7 \times 70 \text{ mm}^3$ ($\lambda_0/95 \times \lambda_0/95 \times \lambda_0/35$) et est montée sur un plan de masse de dimensions $130 \times 70 \text{ mm}^2$. Elle est excitée par une ligne microstrip qui doit être reliée à un circuit d'adaptation dans le but d'améliorer le coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux bandes. L'antenne proposée présente une bande passante de 6.1 MHz à -10 dB pour la première résonance à 450 MHz et 28 MHz pour la seconde résonance à 900 MHz. L'efficacité totale mesurée est de l'ordre de 17% (à 450 MHz) et 50% (à 900 MHz).

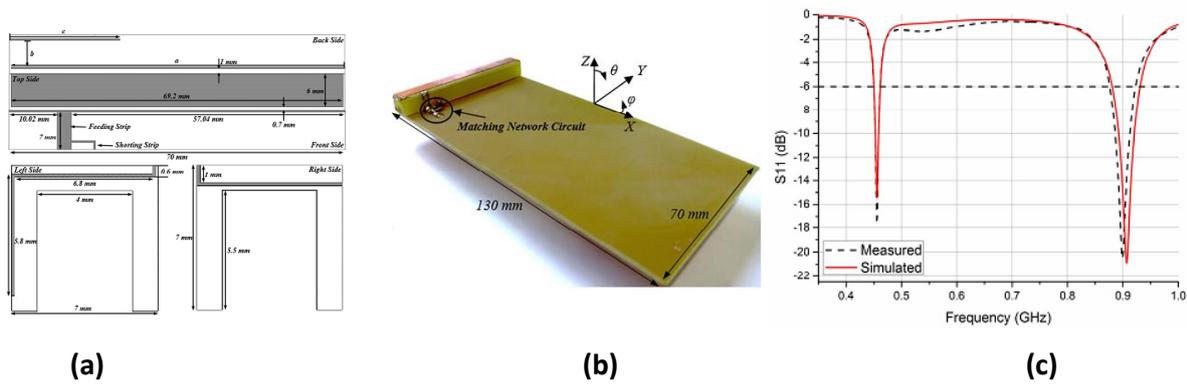


Figure I-6 : (a) Antenne PIFA bi-bande, (b) Géométrie et réalisation et (c) coefficient de réflexion [17].

Références	Substrat	Dimensions	Bande passante	Directivité (dBi)	Efficacité de rayonnement (%)
[18]	Air	$\lambda_0/6 \times \lambda_0/8 \times \lambda_0/35$	6.5%	6.9	-
[19]	FR4	$\lambda_0/5.3 \times \lambda_0/6.2 \times \lambda_0/15.7$	4.3%	4.93	96

Tableau I-1 : Tableau représentant les différents travaux dans la littérature de l'antenne PIFA

Le Tableau I-1 représente une comparaison des performances de quelques antennes PIFA recensées dans la littérature.



I.2.3.1.2. Antenne fil plaque monopolaire

L'antenne fil plaque est une structure présentant un compromis entre le monopole à toit capacitif et l'antenne imprimée. Cette structure se distingue par sa compacité, sa topologie uniplanaire et son rayonnement dipolaire qui peut être adaptée aux systèmes de communications mobiles. La structure classique se présente sous la forme d'une antenne imprimée court-circuitée par un fil de retour métallique reliant le toit métallique au plan de masse, comme décrit la Figure I-7. Il existe plusieurs formes pour le toit métallique (circulaire, carré, etc.). La présence du fil de retour induit un effet inductif parallèle à la capacité due au toit métallique. Ce dernier permet de créer un nouveau mode de fonctionnement à une fréquence inférieure à la fréquence de résonance du mode fondamental de l'antenne imprimée. Un câble coaxial contenant une âme centrale connectée au toit métallique de l'antenne permet l'excitation de l'antenne [20].

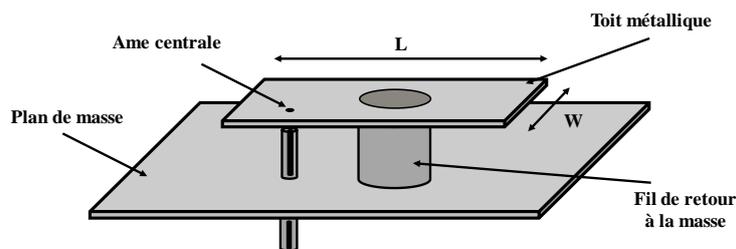


Figure I-7 : Structure d'une antenne fil plaque monopolaire

C. Delavaux [21] présente dans ses travaux une structure fil plaque avec deux fils de retour à la masse dont les dimensions sont $29 \times 29 \times 10 \text{ mm}^3$ ($\lambda_0/6 \times \lambda_0/6 \times \lambda_0/17$ à 1.77GHz). Ces deux fils de retour sont placés symétriquement par rapport à l'excitation dans le but de contrôler la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de la résonance parallèle de l'antenne induite par l'ajout du fil de retour (Figure I-8). Cette structure présente une bande passante de l'ordre de 3% autour de la fréquence de travail de 1.77 GHz avec un gain de 2.5dBi.



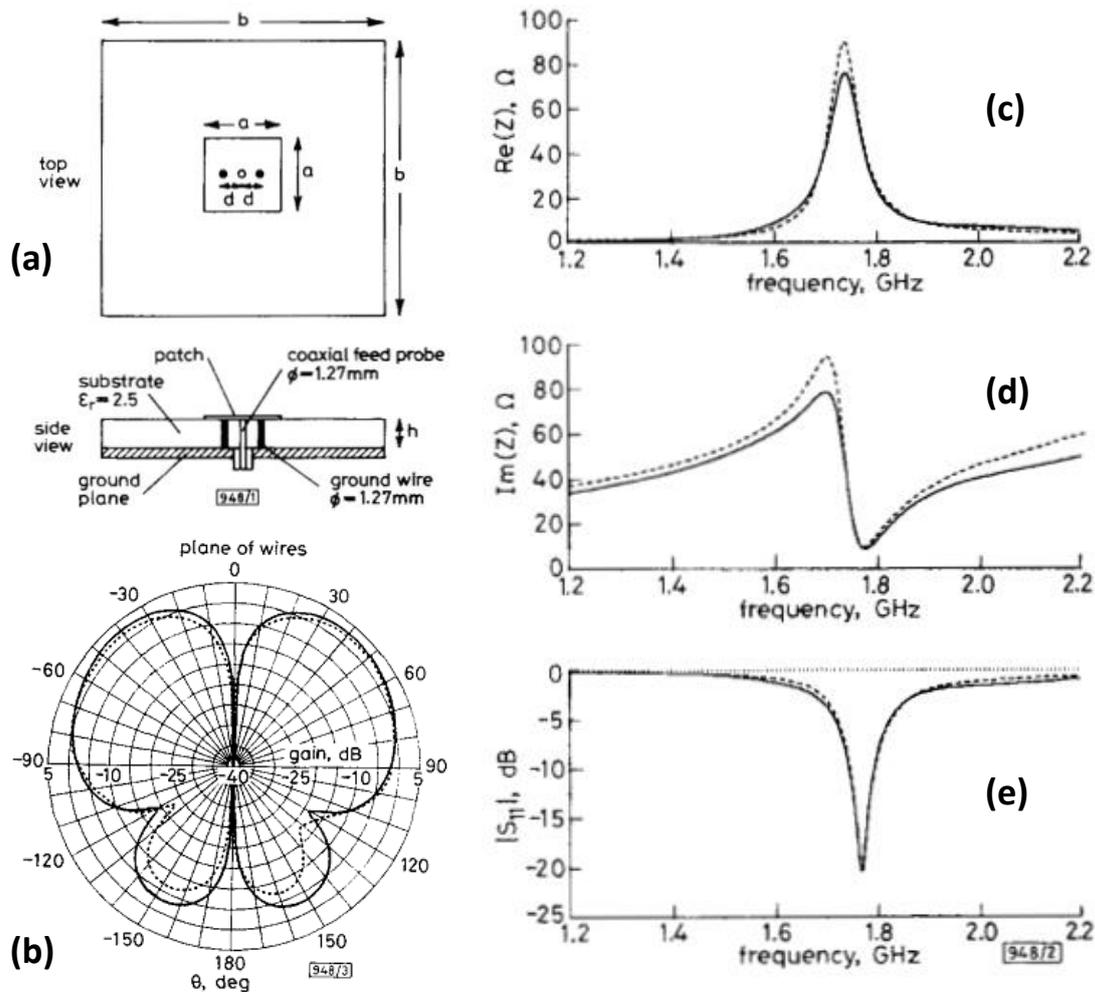


Figure I-8 : (a) Structure d'une antenne fil plaque avec deux fils de retour, (b) diagramme de gain, (c) partie réelle de l'impédance d'entrée, (d) partie imaginaire de l'impédance d'entrée, (e) coefficient de réflexion de l'antenne fil plaque [21].

Références	Substrat	Dimensions	Bande passante	Efficacité de rayonnement (%)
[22]	RO4003C	$\lambda_0/5 \times \lambda_0/5 \times \lambda_0/30$	2.5%	95.9
[23]	FR4	$\lambda_0/6.5 \times \lambda_0/6.5 \times \lambda_0/46$	1.83%	77

Tableau I-2 : Tableau représentant les différents travaux dans la littérature de l'antenne fil plaque

Le Tableau I-2 montre les performances de deux antennes fils plaques de dimensions différentes présentées dans la littérature.



I.2.3.2. Modification de la géométrie de la structure

I.2.3.2.1. Insertion des fentes

L'insertion de fentes dans une structure rayonnante est souvent utilisée pour perturber la circulation des courants sur le toit métallique. Les courants seront obligés de contourner ces fentes et devront donc emprunter un trajet plus long que le chemin sans fente sur la structure. L'insertion des fentes induit des effets capacitifs et inductifs qui permettent de modifier l'impédance d'entrée de l'antenne. Plus la taille d'une fente dans la structure est grande plus la structure sera miniaturisée, c'est-à-dire que la fréquence de résonance de l'antenne va se déplacer vers les basses fréquences. Ils existent plusieurs formes de fentes qui peuvent être repliées, sous forme U, L, H ou bien sous forme de papillon [24]–[27]. Les fentes peuvent être également intégrées dans le plan de masse pour réduire la taille de l'antenne. Cette technique de miniaturisation permet également de rendre ce type d'antenne agile en fréquence par l'intégration d'une capacité variable. L'inconvénient de cette méthode est l'augmentation du facteur de qualité et par conséquent la diminution de sa bande passante ainsi que son efficacité de rayonnement.

Le travail de thèse de S. Sufyar [28] montre une antenne fil plaque de dimensions $28 \times 28 \times 4 \text{ mm}^3$ qui correspond à $\lambda_0/6.5 \times \lambda_0/6.5 \times \lambda_0/46.8$ à la fréquence de résonance de 1.6 GHz. L'antenne comprend une fente repliée sur le toit métallique. La Figure I-9 montre que l'augmentation de la fente L diminue la fréquence de résonance de l'antenne. Cette technique résulte dans une diminution du gain intrinsèque, de 0 dBi (cas sans fente) à -8 dBi (avec une fente de dimension L=90mm).

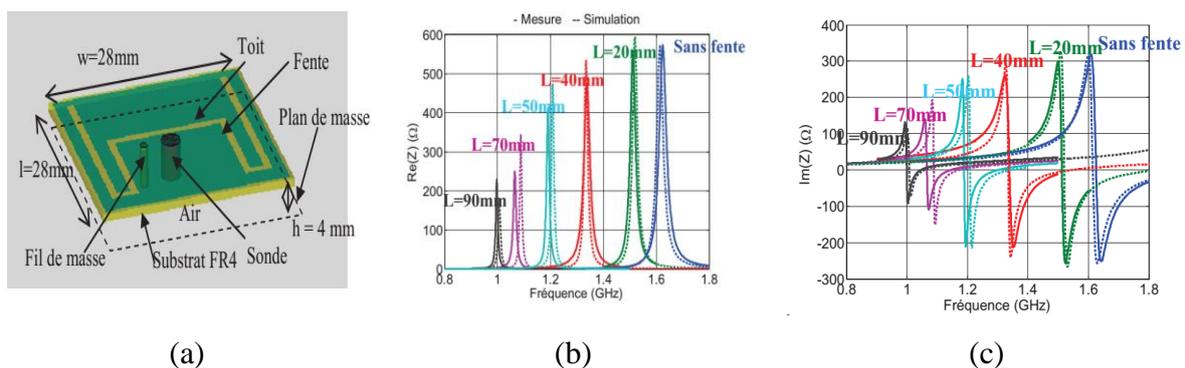


Figure I-9 : (a) Structure d'une antenne fil plaque avec une fente (b) Evolution de la partie réelle et (c) La partie imaginaire de l'impédance d'entrée pour différentes longueurs de fente [28].



I.2.3.3. Utilisation d'une charge localisée

Une autre technique de miniaturisation consiste à utiliser des composants discrets qui peuvent être des charges résistives, capacitatives ou encore inductives [29]–[31]. L'ajout de ces composants aura pour conséquence de modifier la valeur capacitive et inductive totale de l'antenne. En pratique, une charge résistive peut être remplacée par un court-circuit qui connecte l'élément rayonnant au plan de masse (cas de transition d'une antenne patch à une antenne PIFA) [32], [33]. Plusieurs exemples avec l'ajout des charges capacitatives et inductives ont été étudiés. En effet l'insertion d'une capacité permettrait d'une part de rallonger la longueur électrique de l'antenne et d'autre part d'introduire un effet capacitif. L'utilisation des charges résistives dans l'antenne implique la réduction de son efficacité de rayonnement due aux pertes ohmiques de la charge d'une part, et à la concentration des courants dans la charge d'autre part.

Nous illustrons ce point par un exemple présenté sur la Figure I-10 d'une antenne fente excitée par une ligne coplanaire intégrant deux capacités placées aux extrémités de la fente. Ceci permet d'augmenter artificiellement la longueur électrique de l'antenne et aboutit à une réduction de 22% de la fréquence de résonance initiale [34].

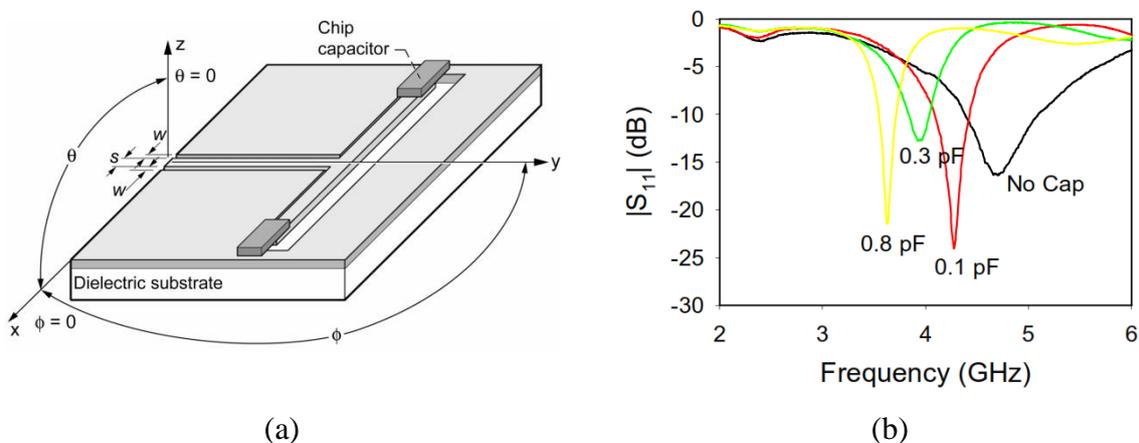


Figure I-10 : (a) Antenne fente intégrant des capacités discrètes et (b) coefficient de réflexion pour différentes valeurs de capacités [34].

I.2.3.4. Utilisation d'un matériau diélectrique pour réduire la longueur d'onde

I.2.3.4.1. Matériaux à haute permittivité

L'utilisation de matériaux à forte permittivité permet de réduire les dimensions de l'antenne. Cette technique consiste à utiliser ces matériaux en tant que substrats directement en-dessous de l'élément rayonnant [35]–[38]. Les antennes utilisant ce type de matériau souffrent

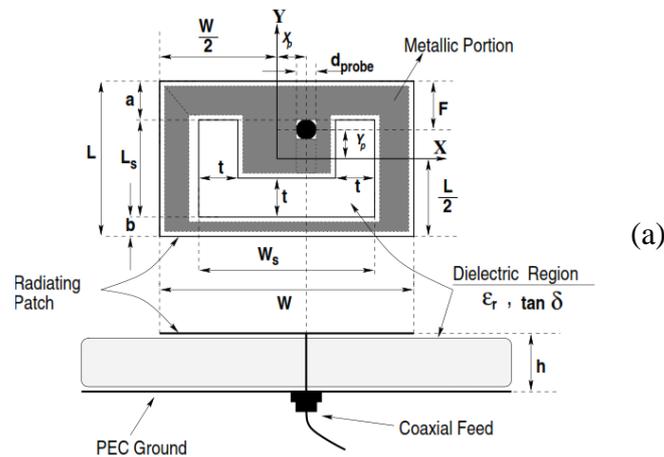


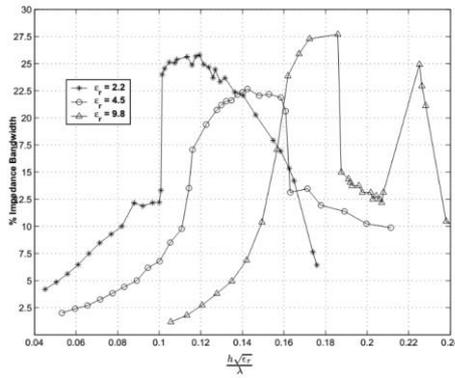
souvent de deux inconvénients : les fortes pertes diélectriques du matériau et la concentration du champ électrique qui génère un fort couplage capacitif entre l'élément rayonnant et le plan de masse. Ces inconvénients entraînent une réduction des performances de l'antenne, notamment d'un point de vue de son efficacité et de sa bande passante [39], [40]. Cependant, l'augmentation de la permittivité de l'antenne diminue la longueur d'onde guidée ce qui permet de miniaturiser l'antenne. La longueur d'onde guidée et la permittivité sont reliées par l'équation (I-12) :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (\text{I-12})$$

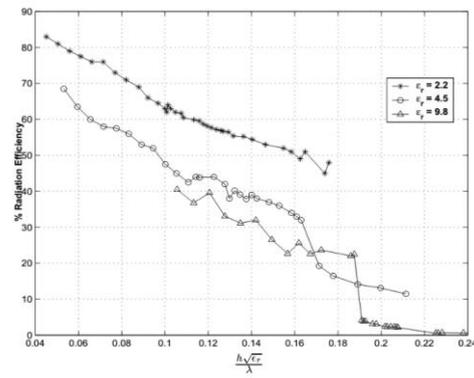
avec λ_g la longueur d'onde guidée, λ_0 la longueur d'onde dans le vide, ϵ_r et μ_r sont respectivement la permittivité et la perméabilité relative du diélectrique utilisé.

Une étude réalisée par V. Natarajan [41] présente une antenne patch avec une fente repliée en U (Figure 11(a)). Cette antenne est excitée par un câble coaxial et est déposée sur un substrat diélectrique de différentes valeurs de permittivité ($\epsilon_r=2.2$, $\epsilon_r=4.5$, $\epsilon_r=9.8$). Nous remarquons sur la Figure I-11(b) que l'augmentation de la permittivité diminue la bande passante de l'antenne. De même, la Figure I-11(c) montre l'efficacité de rayonnement de l'antenne en fonction de sa fréquence pour différentes valeurs de permittivité. Nous constatons que l'efficacité de rayonnement diminue de 83% pour un substrat avec une permittivité de $\epsilon_r=2.2$ à 40% pour un substrat avec une permittivité de $\epsilon_r=9.8$.





(b)



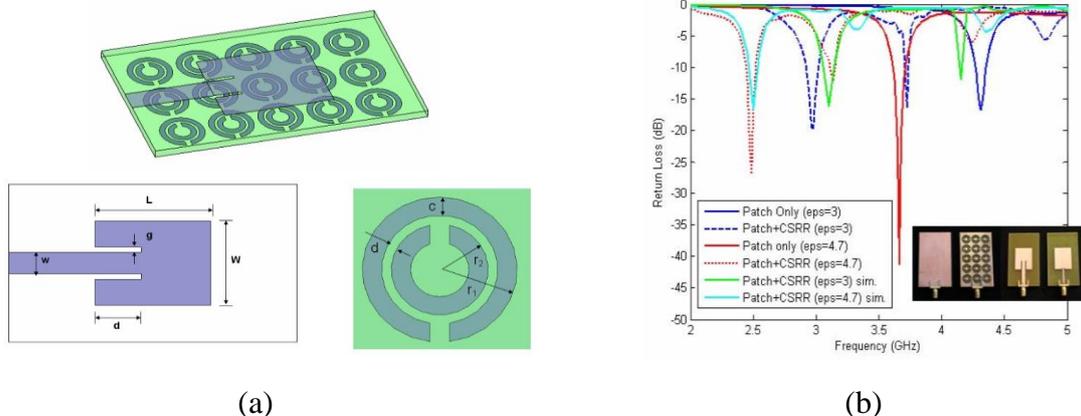
(c)

Figure I-11 : (a) Structure de l'antenne intégrant comme substrats des matériaux à différentes permittivités (b) bande passante de l'antenne (c) Efficacité de rayonnement pour différentes valeurs de permittivité [41].

I.2.3.4.2. Utilisation des métamatériaux

Les métamatériaux ont été largement utilisés afin de réduire la taille des circuits RF. En effet, ces matériaux ont une structure métallo-diélectrique périodique inférieure à la longueur d'onde de travail, avec des propriétés physiques singulières qui ne sont pas accessibles dans la nature (permittivité et perméabilité négatives) [42], [43].

Y. Lee [44] a étudié une antenne patch fabriquée sur plusieurs substrats avec différentes valeurs de permittivités ($\epsilon_r=3$ et $\epsilon_r=4.7$). Le substrat est déposé sur un plan de masse uniforme dans un premier temps et ensuite remplacé par un plan de masse périodiquement gravé de motifs métalliques de type CSRRs (Complementary Split Ring Resonators), comme le montre la Figure I-12. Les résultats de mesure de l'antenne intégrant des CSRR dans le plan de masse présentent une fréquence de résonance de l'antenne inférieure à celle d'un plan de masse uniforme ce qui permet de miniaturiser l'antenne étudiée.



(a)

(b)

Figure I-12 : (a) Géométrie de l'antenne patch avec un plan de masse chargée par des CSRR (b) coefficient de réflexion pour différentes configurations et permittivités des substrats [44]



I.2.3.4.3. Utilisation de matériaux magnéto-diélectriques

L'intégration de matériaux magnéto-diélectriques dont la permittivité et la perméabilité est supérieure à 1 dans une structure antennaire permet à la fois de miniaturiser et d'améliorer les performances en termes de bande passante. En effet, Hansen et Burke [45] ont montré que la largeur de bande passante d'une antenne patch intégrant un substrat magnéto-diélectrique dépend des valeurs de la permittivité et de la perméabilité des matériaux et peut être approchée par l'expression suivante :

$$BW \approx \frac{96 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu_r})} \quad (\text{I-13})$$

Où h la hauteur du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

L. Huitema présente dans son article [18] une antenne IFA composée d'un ruban métallique replié autour d'un matériau magnéto-diélectrique ($\epsilon_r=5.5$ et $\mu_r=3.5$) et fonctionnant dans la bande DVB-H allant de 780 MHz à 862 MHz.

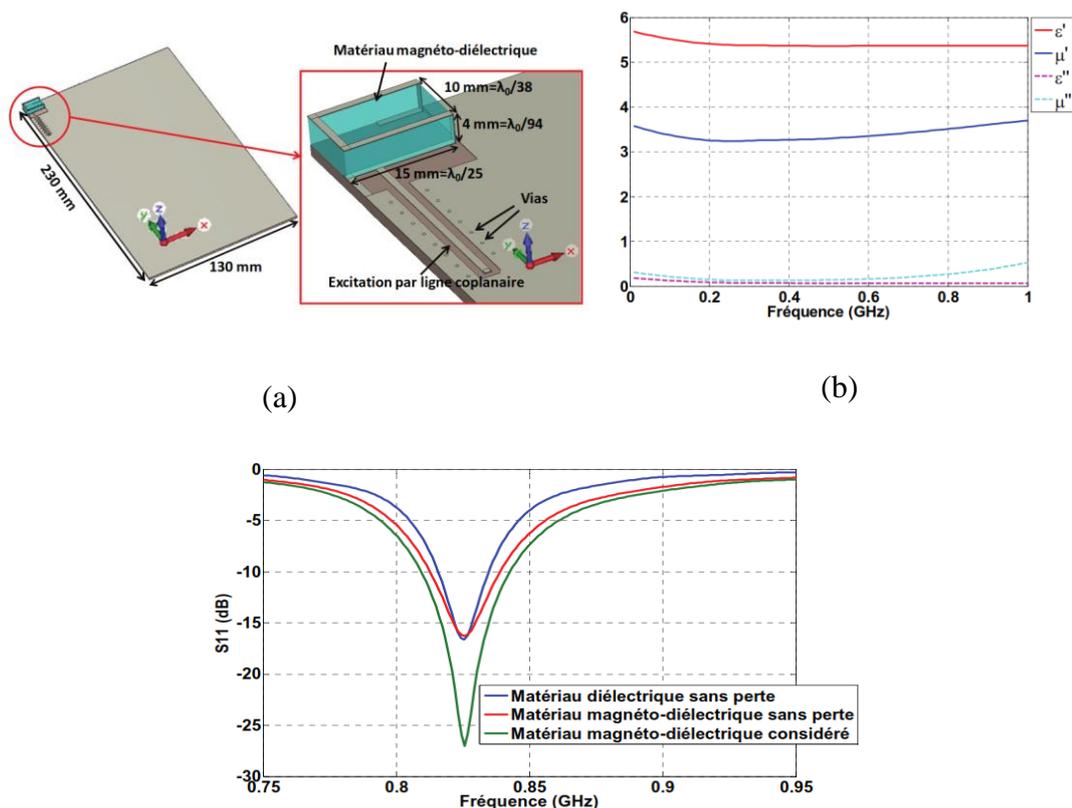


Figure I-13 : (a) Structure de l'antenne IFA présentée dans [18], (b) caractéristiques électromagnétiques du matériau magnéto-diélectrique (c) coefficients de réflexion de l'antenne dans trois cas différents[18].



La Figure I-13 (c) montre que l'utilisation des matériaux magnéto-diélectrique permet d'augmenter la bande passante de l'antenne de 4.12% dans le cas d'un diélectrique sans perte à 7.14% dans le cas de l'intégration d'un matériau magnéto-diélectrique.

I.2.4. Impact de l'environnement proche sur le fonctionnement de l'antenne

Comme mentionné précédemment, la miniaturisation d'une antenne se heurte à des limites fondamentales qui dégradent leurs performances. En effet, dans le cas des antennes miniatures la distribution du champ électromagnétique se concentre au voisinage du dispositif, ce qui rend leur comportement RF sensible à leur environnement proche (plan de masse, boîtier, chipset, corps humain). L'environnement est capable de dégrader le champ électromagnétique de l'antenne miniature ce qui entraîne une déformation de son diagramme de rayonnement, de son efficacité ainsi que de son adaptation. Cette dégradation dépend de la position de l'antenne. C'est pour cela qu'il est essentiel d'étudier la position de l'antenne miniature dans son environnement pour choisir sa position optimale lors de l'intégration dans le système RF.

L.Huitema et al. ont étudié dans l'article [46] l'impact sur le fonctionnement d'une antenne fil plaque placée dans une cavité cylindrique de 10 mm de diamètre et de 20mm de longueur. Ce cylindre est équivalent à un canal auditif et est implanté dans l'oreille. Pour cela, une sphère homogène de diamètre 164mm a été considérée pour prendre en compte la forme de la tête humaine en intégrant de chaque côté (gauche et droite) un canal auditif contenant l'antenne fil-plaque (Figure 14 (a), (b)). Différentes orientations d'antennes ont été étudiées à l'intérieur du canal auditif. Une orientation normale (Figure I-14 (c)) et une orientation tangentielle à la surface de la tête (Figure I-14 (d)) ont été étudiées. Les effets des orientations et de l'environnement de l'antenne sont présentés sur la Figure I-15 montrant la partie réelle de l'impédance d'entrée et le paramètre S_{11} .



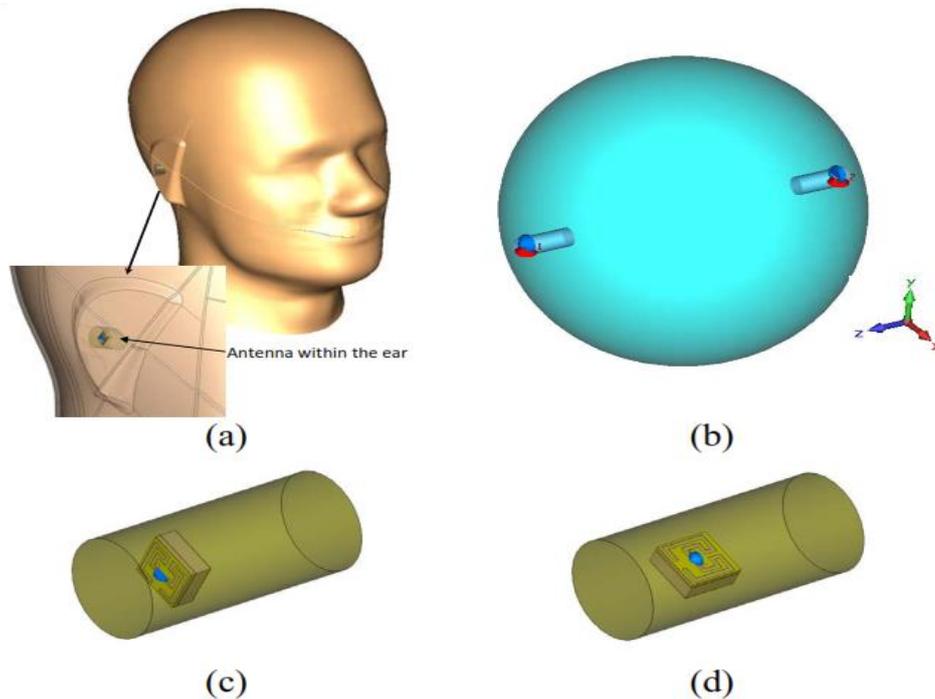


Figure I-14 : (a) Intégration de l'antenne dans l'oreille droite (b) et sa position dans la sphère (c) position normale (d) et tangentielle dans le canal auditif

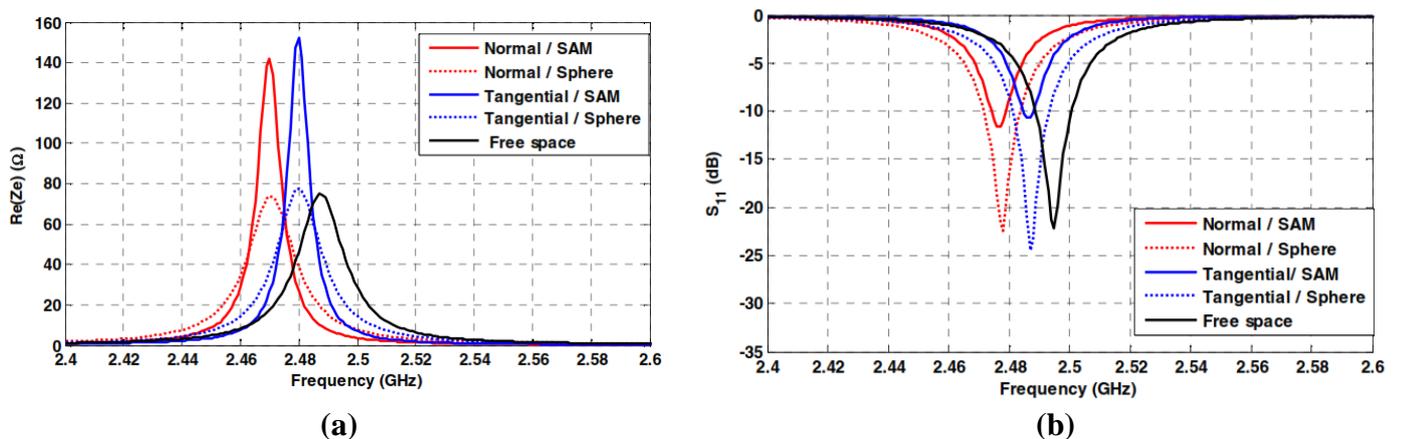


Figure I-15 : (a) Partie réelle des impédances d'entrée et (b) coefficients de réflexion pour différentes configurations de l'antennes à l'intérieur du canal auditif [46].

La Figure I-15 (a) montre une augmentation de la partie réelle de l'impédance d'entrée pour le cas de deux orientations (normale et tangentielle), dans le cas où la simulation de deux antennes a été faite avec un SMA (Specific Anthropomorphic Mannequin) qui est équivalent à un tissu humain. Cette augmentation entraîne une diminution de la bande passante avec une désadaptation du paramètre S_{11} (Figure I-15 (b)). De même, un décalage fréquentiel a été obtenu lorsque l'orientation de l'antenne dans le canal auditif est modifiée.

Une autre étude sur la position d'une antenne miniature dans un téléphone intelligent est présentée dans l'article [47]. L'antenne étudiée était de type monopôle et des dimensions $\lambda_0/12$



$\times \lambda_0/18 \times \lambda_0/125$. Cette antenne est intégrée sur une carte SD et fonctionne sur la bande ISM à 2.4GHz. L'intégration d'une carte SD contenant l'antenne miniature dans un dispositif simplifié composé d'une boîte en plastique et d'un circuit imprimé a été étudié. La Figure I-16 présente les différents cas d'intégration dans un téléphone intelligent.

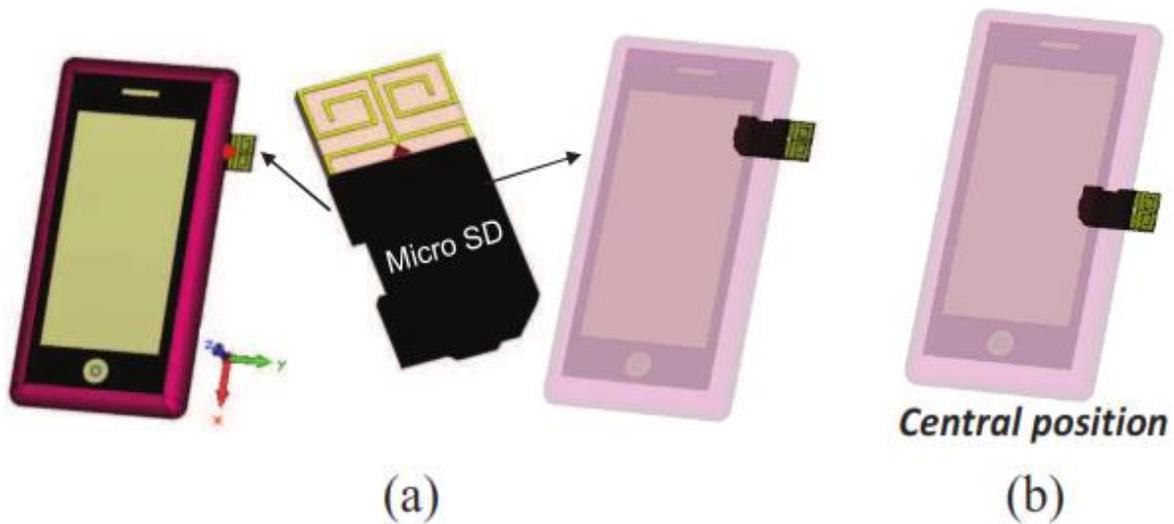


Figure I-16 : La position d'intégration de la carte SD contenant l'antenne (a) sur la partie supérieure et (b) au milieu du téléphone [47].

La Figure I-17 présente les résultats de simulation de différents scénarios d'intégration dans le téléphone intelligent. Les résultats montrent que la simulation de la carte SD contenant l'antenne miniature seule présente une bonne adaptation ; par contre l'intégration de la carte micro SD dans le téléphone provoque un décalage fréquentiel avec une dégradation de la fréquence de fonctionnement. Les résultats présentés sur la Figure I-17 c, montrent également une mauvaise adaptation de l'antenne lorsque la carte SD est connectée au circuit imprimé du téléphone et intégrée au bord du téléphone. Par contre, le gain réalisé de l'antenne augmente de 0.15 dBi (cas antenne seule) à 2 dBi (cas antenne connectée au circuit imprimée du téléphone)



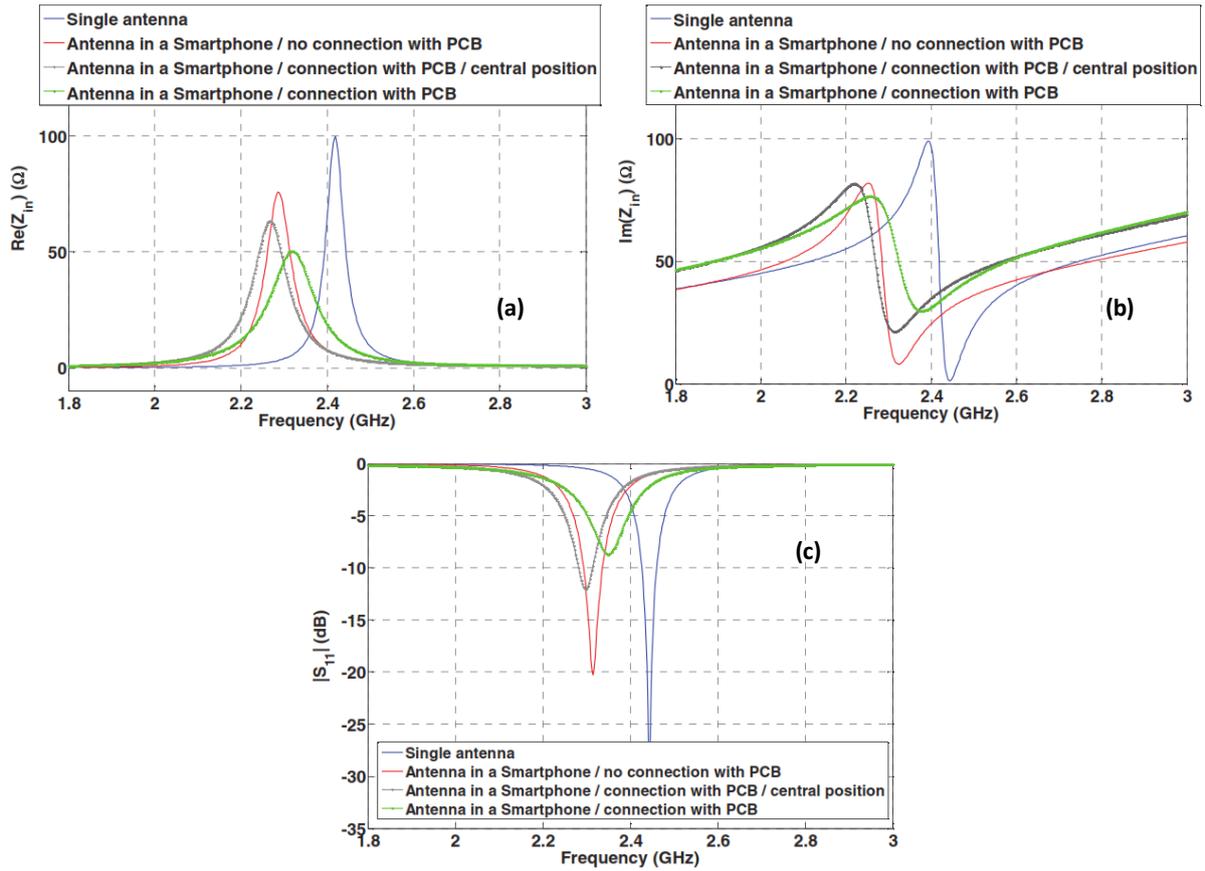


Figure I-17 : Simulations de différents cas d'intégration dans un téléphone intelligent de la carte SD avec l'antenne miniature (a) partie réelle de l'impédance d'entrée (b) partie imaginaire de l'impédance d'entrée (c) coefficient de réflexion [47].

1.2.5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons défini les antennes miniatures ainsi que leurs limites fondamentales. Nous avons mis en évidence que le facteur de qualité est un paramètre primordial définissant le fonctionnement des antennes miniatures et qu'il est directement lié à leur bande passante. L'efficacité de rayonnement est aussi un paramètre important qui distingue les performances des antennes miniatures. Nous avons également présenté les différentes techniques de miniaturisation telles que l'ajout de charges localisées, fentes, courts-circuits ainsi que l'utilisation de matériaux diélectriques et magnéto-diélectriques. Nous avons montré que la miniaturisation provoque une perturbation des performances de l'antenne et un décalage de sa fréquence de fonctionnement. Dans la partie qui suit, nous nous intéresserons à remédier aux problèmes de la faible bande passante et du décalage fréquentiel induits par la miniaturisation d'une antenne en détaillant les différentes techniques qui peuvent être mises en œuvre pour rendre une antenne reconfigurable en fréquence.



I.3. Antennes reconfigurables en fréquence

I.3.1. Définition de la reconfigurabilité d'une antenne

Traditionnellement, les systèmes sans fil sont conçus pour une application prédéfinie. L'accroissement des besoins en moyen de télécommunication passe par la création de nouveaux standards en fréquence (3G, 4G, Wifi, etc...) et pose des contraintes de plus en plus importantes sur les systèmes de télécommunication. En effet, les antennes miniatures classiques ne peuvent pas répondre à ces nouvelles exigences, car elles fonctionnent sur des bandes étroites prédéfinies et leur conception les soumet à des limites physiques fortes (bandes étroites, efficacité, etc.). Les applications émergentes des communications sans fil nécessitent des systèmes antennaires avancés qui sont capables de satisfaire les besoins en termes de diversification fréquentielle, efficacité, faible encombrement et consommation. Pour cela, l'antenne reconfigurable peut être la solution pour répondre aux nouveaux standards. Une antenne reconfigurable offre la possibilité de modifier une de ses caractéristiques fondamentales comme sa fréquence de fonctionnement, son diagramme de rayonnement et/ou sa polarisation en fonction de l'utilisation spécifique souhaitée.

Cette agilité peut être réalisée par un moyen électrique, mécanique ou optique, en modifiant la distribution des courants électriques de l'élément rayonnant par l'utilisation d'un élément accordable dans le dispositif. Cela permet de modifier les propriétés du champ électromagnétique de l'antenne ainsi que son impédance [48]. Les antennes reconfigurables doivent permettre de répondre de manière dynamique et efficace aux besoins de plusieurs standards de communication. Dans certains cas elles doivent être capable de couvrir plusieurs bandes fréquentielles pour diminuer le nombre de dispositifs antennaires dans le système de réception/ transmission RF.

Les différents types de reconfigurations qui existent sont résumés de manière schématique sur la Figure I-18. Dans ce travail de thèse, nos études seront focalisées sur la reconfiguration fréquentielle des systèmes antennaires, qui sera détaillée dans la suite de cette partie.



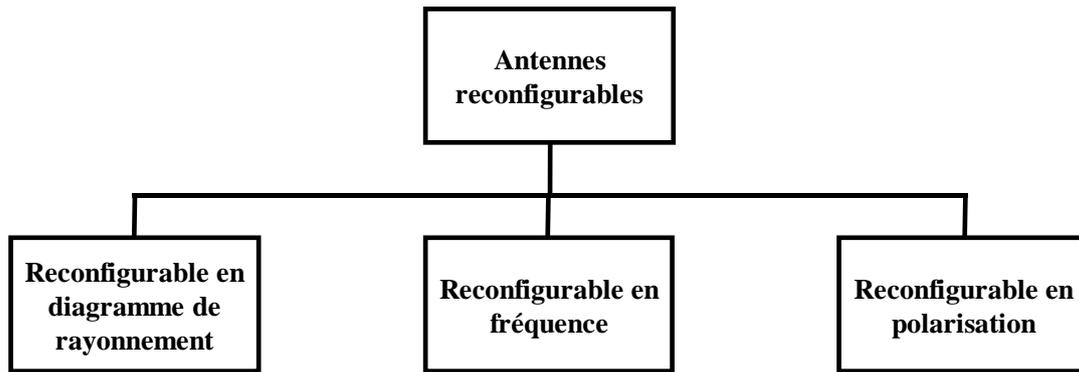


Figure I-18 : Schéma des types d'antennes reconfigurables

- Groupe 1 : antennes reconfigurables en fréquence.

Ces antennes permettent de modifier la fréquence de résonance sous une commande extérieure (électrique ou magnétique) pour couvrir une bande de fréquence déterminée sans aucun changement dans la structure physique. Il existe deux types d'agilités fréquentielles : antenne à variations de fréquences discrètes et antennes à variations de fréquences continues.

- Groupe 2 : antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement

Les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement sont capables de modifier la forme, le pointage et le gain des diagrammes de rayonnement tout en gardant une fréquence de fonctionnement fixe. Les réseaux d'antennes sont généralement utilisés pour obtenir cette fonctionnalité [49]–[52].

- Groupe 3 : antennes reconfigurables en polarisation

La reconfiguration d'une antenne en polarisation consiste à modifier sa polarisation (linéaire ou circulaire) sans modifier sa fréquence de résonance ni son diagramme de rayonnement. Cette méthode consiste à modifier le sens et ou la phase de circulation des courants sur l'élément de rayonnement d'une antenne [53]–[55].

Une antenne reconfigurable est dite idéale si elle est capable de varier de façon immédiate toutes ses caractéristiques sur une très large plage.

Dans notre travail, nous nous intéressons à la reconfiguration en fréquence des antennes miniatures en apportant une attention particulière à l'évolution de l'adaptation et de l'efficacité de rayonnement sur toute la plage d'accord fréquentiel

I.3.2. Antennes reconfigurables en fréquence

Le développement de la téléphonie mobile a permis l'émergence de nouvelles méthodes permettant de réaliser des antennes reconfigurables en fréquence. En effet, leur intégration



assure une augmentation de la fonctionnalité des dispositifs ainsi qu'une diminution significative du nombre global de fonctions RF utilisées, ce qui rend le système plus efficace et moins coûteux.

Afin de rendre une antenne miniature agile en fréquence, il est nécessaire d'intégrer des éléments actifs accordables qui permettent de modifier la longueur électrique effective de l'antenne. Ces éléments intégrés peuvent être des condensateurs variables dont la valeur de la capacité varie en fonction d'un champ électrique externe (diode varactor ou condensateurs à base de matériaux dont les propriétés électriques peuvent être modifiées). Les antennes intégrant de tels éléments présentent une fréquence de fonctionnement pouvant balayer une bande de fréquence de manière continue.

Une seconde technique est basée sur des commutateurs (les diodes PIN, les transistors à effet de champ FET, les photodiodes, les MEMS ou des commutateurs à base de matériaux à transition isolant-métal). Cette technique permet de varier la fréquence de résonance de l'antenne de manière discrète. Il existe aussi des antennes reconfigurables en fréquence qui combinent les deux réglages, continu et discret [56].

Les performances d'une antenne reconfigurable en fréquence peuvent être évaluées selon plusieurs critères (Figure I-19). Certains de ces critères peuvent être extraits à partir du coefficient de réflexion [57] :

- Le premier critère est l'accordabilité fréquentielle TR (Tuning Range) qui définit le déplacement maximum de la fréquence de résonance de l'antenne, il peut être exprimé à l'aide de la relation suivante (I-14) :

$$TR (\%) = \frac{(f_{oh} - f_{ol})}{\frac{(f_{oh} + f_{ol})}{2}} \cdot 100 \quad (\text{I-14})$$

Avec f_{oh} et f_{ol} correspondant respectivement aux fréquences de résonance haute et basse de l'antenne reconfigurable en fréquence lorsque le module de coefficient de réflexion $|S_{11}|$ est inférieure à -10dB.

- Un autre paramètre qui caractérise l'accordabilité fréquentielle d'une antenne est le spectre total TS (Total Sprectrum) qui mesure les fréquences maximales et minimales à un niveau de coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sur lequel l'antenne est capable de transmettre sa puissance. Il est défini à l'aide de la relation suivante (I-15):

$$TS(\%) = \frac{(f_{max} - f_{min})}{\frac{(f_{max} + f_{min})}{2}} \cdot 100 \quad (\text{I-15})$$



Comme décrit précédemment, la reconfiguration en fréquence se divise en deux types : continue et discrète. Une reconfiguration continue permet à l'antenne de fonctionner sur une plage de fréquence de manière continue. A l'inverse, une reconfiguration discrète permet de fonctionner sur des fréquences de résonances, à des valeurs prédéterminées dans la bande de fonctionnement.

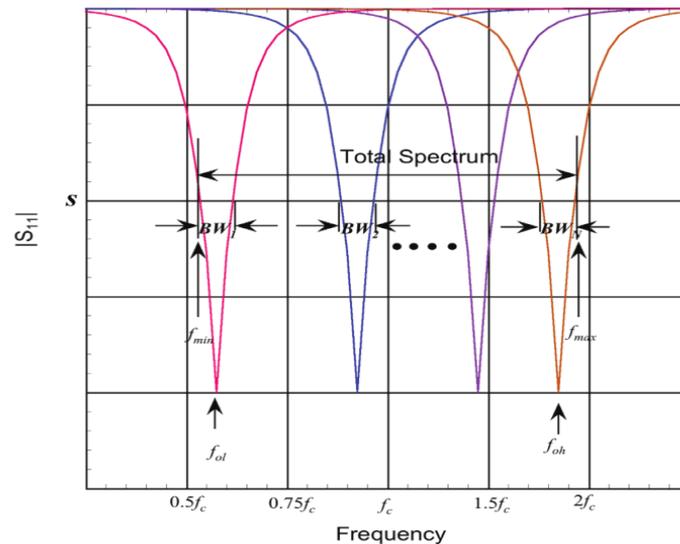


Figure I-19 : Coefficients de réflexion d'une antenne reconfigurable en fréquence indiquant les paramètres permettant d'évaluer les performances de l'antenne [57]

- L'efficacité de rayonnement est un critère important pour les antennes miniatures reconfigurables en fréquence. L'intégration des dispositifs accordables dans l'antenne impose une réduction de son efficacité de rayonnement due aux pertes du composant intégré.
- La consommation de puissance et la tension injectée dans l'antenne pour obtenir une reconfigurabilité de manière efficace sont également des paramètres importants car l'antenne est généralement intégrée dans un système portable qui possède une batterie à faible tension. Il est donc nécessaire de minimiser la consommation de l'antenne pour augmenter l'autonomie de la batterie.
- La puissance RF injectée dans l'antenne (et dans l'élément accordable intégré) est un paramètre important puisqu'il faut que l'antenne soit capable de fonctionner aussi bien en émission qu'en réception sans distorsions majeurs de ses paramètres (fréquence, bande passante, efficacité).
- Plusieurs autres paramètres, comme la taille électrique de l'antenne, le coût de fabrication et son encombrement constituent des critères également importants des antennes reconfigurables en fréquence.



I.3.3. Techniques de reconfiguration en fréquence

De nombreuses solutions existent pour rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence. Nous détaillerons dans cette partie les solutions les plus recensées par la littérature ce qui nous permettra de sélectionner les choix technologiques qui peuvent être envisagés. Ces solutions sont basées sur des éléments de type :

- Diodes varactors
- Diode PIN
- Transistor FET
- Banc de capacité discrète (DTC)
- Matériaux commandables électriquement dont les matériaux ferroélectriques

I.3.3.1. Utilisation des diodes varactors

Une diode varactor, ou encore diode à capacité variable, est constituée d'une jonction P-N (Figure I-20). Lorsqu'une tension variable en régime inverse est appliquée sur la diode varactor, la valeur de la capacité de cette dernière va changer. Typiquement, les valeurs sont de quelques centaines de femtoFarad (fF) à quelques dizaines de picoFarad (pF). L'avantage de cette diode est la facilité de son intégration et la possibilité d'une reconfiguration fréquentielle de façon continue. Néanmoins elle souffre de pertes relativement élevées pour des valeurs de capacité faibles et des effets de non-linéarité pour des puissances RF > 5 dBm.

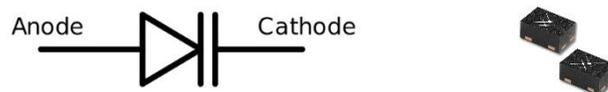


Figure I-20 : Symbole et exemple des diodes varactor commercialement disponibles [58]

La diode varactor est très largement utilisée dans la littérature pour réaliser des antennes miniatures reconfigurables en fréquence. Les travaux de T. Ikedaet présentent [59] une antenne bi-bande à fréquence reconfigurable (Figure I-21). La structure proposée est constituée de deux patches en anneaux fendus avec deux diodes varactors montées sur chaque anneau. L'intégration de ces diodes varactors permet de modifier la longueur électrique du patch anneau. Ensuite, ces patches sont excités par une sonde d'alimentation en forme de L placée sur la face inférieure du substrat.



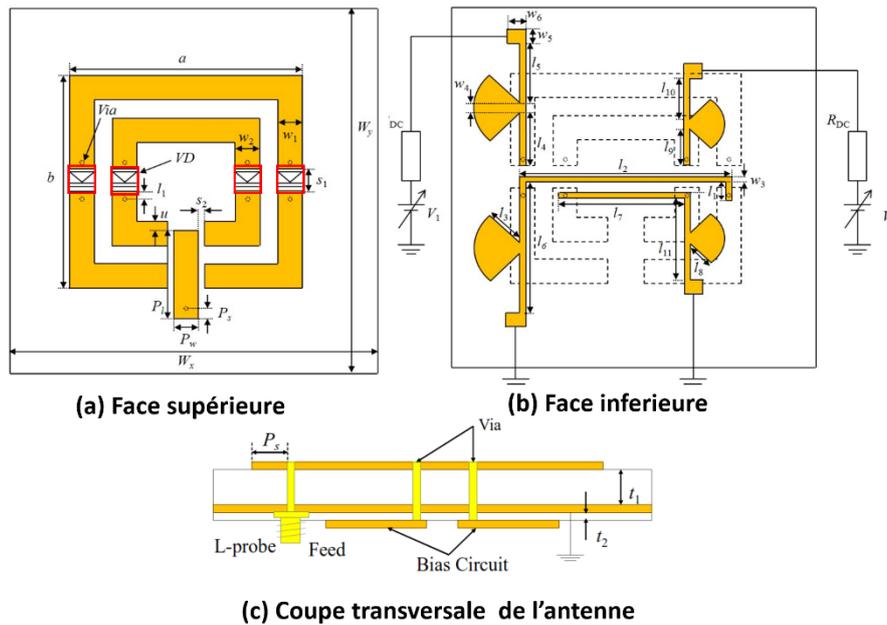


Figure I-21 : Structure d'antenne bi-bande reconfigurable en fréquence : (a) face supérieure (b) face inférieure (c) coupe transversale [59]

Les fréquences de résonances de l'antenne sont contrôlées par les diodes varactors montées sur les anneaux. Deux circuits de polarisation sont déposés sur la face inférieure de l'antenne et reliés aux anneaux par des vias métalliques capables d'alimenter les diodes varactors. Les tensions de polarisations V_1 et V_2 varient entre 0V et 10V. La fréquence d'adaptation de l'antenne varie de 3.2 GHz à 3.7GHz pour le premier mode de fonctionnement (lorsque V_1 varie et $V_2=0$) ce qui équivaut à une agilité (TS) de l'ordre de 14.5 %. En ce qui concerne la deuxième bande de fréquence de fonctionnement, la variation de la tension V_2 en fixant V_1 à 0V, entraîne une variation de 4.3 GHz à 5.4 GHz (agilité TS de l'ordre 22.7%). Ces résultats sont présentés sur la Figure I-22.

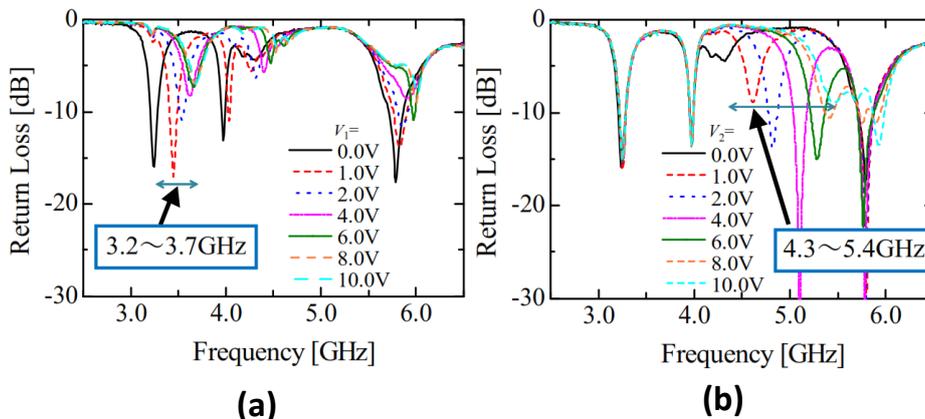


Figure I-22 : Coefficient de réflexion de l'antenne : (a) V_1 variable et $V_2=0V$ (b) V_2 variable et $V_1=0V$ [59]

La reconfiguration d'une antenne miniature peut être aussi réalisée avec une seule diode varactor. Dans l'antenne fil plaque monopolaire de dimensions $\lambda_0/13,4x \lambda_0/13,4x \lambda_0/93,6$ à 800



MHz présentée précédemment (partie I.2.3.2.1, Figure I-9(a)), S. Sufyar et al [60] ont intégré une diode varactor dans la fente de l'antenne permettant de modifier sa longueur électrique entraînant ainsi une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne et donc de sa fréquence de résonance (Figure I-23). La variation de la tension appliquée sur la diode varactor de 8V à 18V permet de couvrir une bande de fréquence allant de 800MHz à 900MHz avec une bande passante instantanée de 1%. L'efficacité de rayonnement mesurée varie entre 3% (0V) et 25% (18V) dans la bande de fonctionnement.

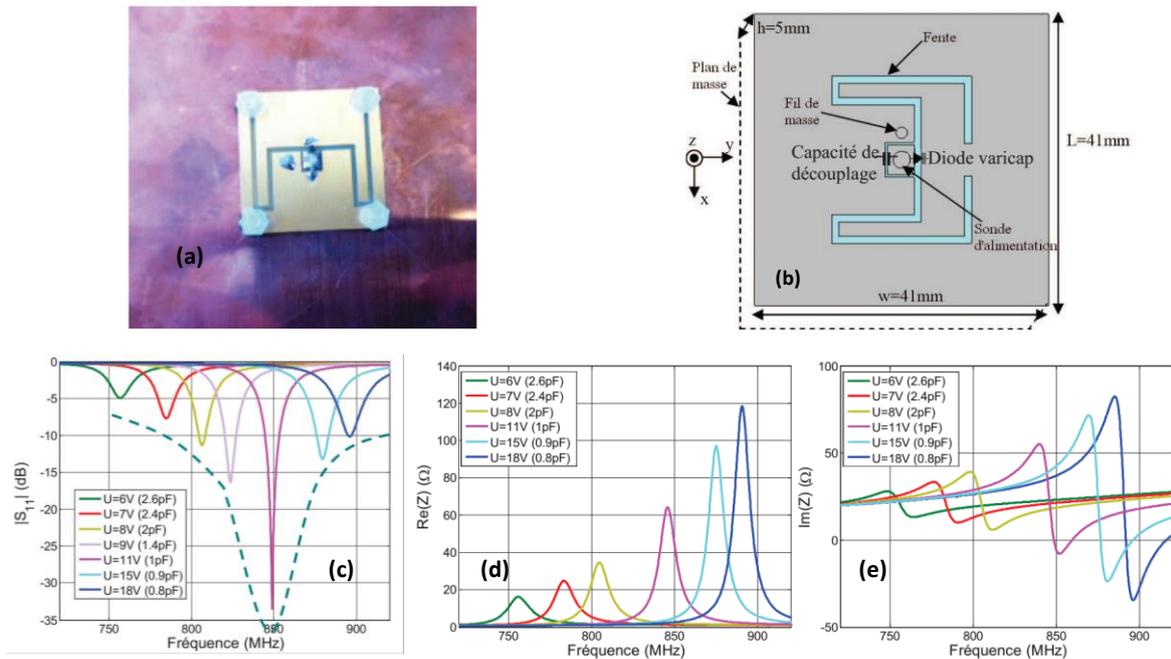


Figure I-23 : Reconfiguration en fréquence d'une antenne fil plaque (a) prototype réalisé (b) structure de l'antenne (c) coefficient de réflexion de l'antenne mesuré pour différentes valeurs de tension (d) partie réelle (e) partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de tension [60]

Le Tableau I-3 présente quelques exemples de performances des antennes reconfigurables en fréquence intégrant une diode varactor.

Réf	Type d'antenne	Dimensions	Agilité (TR%)	Efficacité de rayonnement (%)	Tension appliquée maximale	Puissance RF acceptée
		$\lambda_0/49x$				-8 dBm
[61]	IFA	$\lambda_0/91x$ $\lambda_0/160$	60	[5-25]	22V	



		$\lambda_0/6.8x$				-
[62]	PIFA	$\lambda_0/4.2x$	31	[25-50]	20V	
		$\lambda_0/135$	24		10V	
		$\lambda_0/2.1x$				-
[63]	Patch	$\lambda_0/2.1x$	44	-	13V	
		$\lambda_0/41$				
		$\lambda_0/4.1x$				-
[64]	Patch	$\lambda_0/15.3x$	10	-	6V	
		$\lambda_0/177$				

Tableau I-3 : Tableau comparant les performances de différentes antennes reconfigurables en fréquence utilisant une diode varactor

L'agilité fréquentielle obtenue avec ce type de solution est optimale et est directement liée à l'agilité des diodes varactor. Un autre avantage de ces éléments est leur faible consommation puisqu'elle ne dépasse pas le μJ . Cependant, la miniaturisation d'une antenne conjuguée à sa reconfigurabilité fréquentielle par l'ajout de diodes varactors impliquent des efficacités de rayonnement souvent faibles dues aux pertes intrinsèques de la diode. Un autre point faible de ces composants est qu'ils présentent une forte non-linéarité en termes de puissance RF injectée, impliquant qu'une antenne intégrant des diodes varactor ne pourra être utilisée et fonctionner qu'en mode réception.

I.3.3.2. Utilisation de diode PIN

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode) est un dispositif semi-conducteur composé de deux couches dopées P et N, séparées par une couche intrinsèque non dopée. Elle fonctionne sur deux états avec une commutation très rapide. Elle est utilisée pour les applications hyperfréquences. En appliquant une polarisation directe, la diode PIN passe à son état « ON » avec une impédance extrêmement faible qui peut être modélisée par un court-circuit. En inversant la polarisation, la diode PIN passe à son état « OFF », dans ce cas, elle présente une impédance très grande.

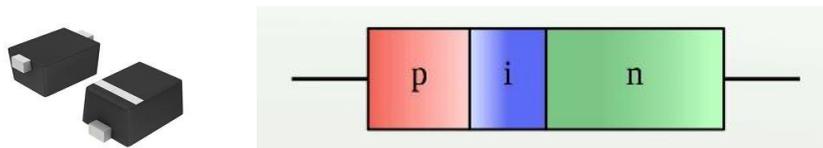


Figure I-24 : Images des diode PIN commercialisables et sa schéma de la jonction [65]



Plusieurs travaux ont utilisé les diodes PIN pour obtenir des antennes reconfigurables en fréquence. X. Liu présente une antenne monopole reconfigurable en fréquence en utilisant quatre diodes PIN (Figure I-25) [66]. La combinaison des états ON et OFF de ces diodes permet à l'antenne de fonctionner, de manière discrète, sur différentes bandes de fréquence. Dans le cas 1, lorsqu'une diode n'est pas polarisée et les 3 autres diodes sont polarisées, cette antenne est capable de couvrir une seule bande de fréquence allant de 2.4 GHz à 2.9 GHz. Dans le cas 2, lorsque seulement deux diodes PIN sont polarisées, l'antenne est bi-bande et fonctionne sur les bandes [2.4GHz-2.9GHz] et [5.09GHz-5.47GHz]. Dans le cas où une seule diode PIN sur les quatre est polarisée (cas 3) l'antenne est capable de couvrir une trois bandes de fréquence (3.7-4.26GHz / 5.3-6.34GHz / 8.08- 8.8GHz). La Figure I-26 montre les coefficients de réflexion en fonction de la configuration choisie. Les bandes passantes sont comprises entre 7 % et 19% selon la combinaison considérée avec un gain supérieur à 3.38 dBi mesuré à 2.6GHz.

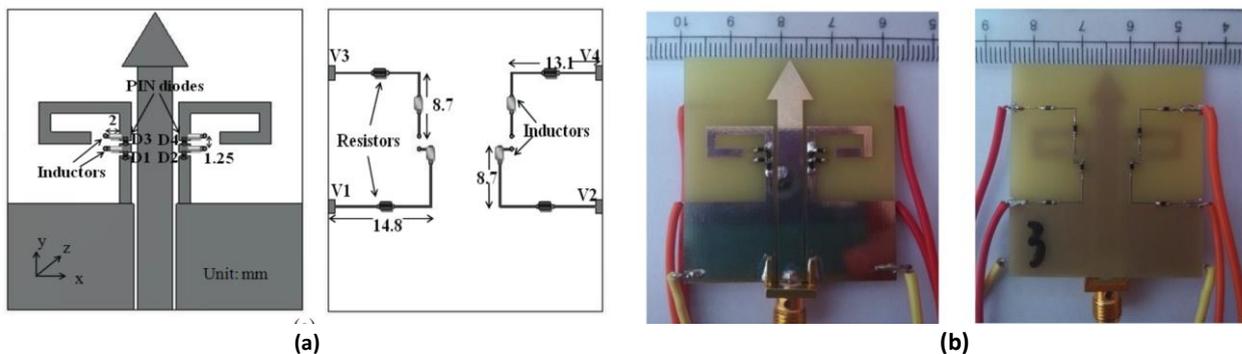


Figure I-25 : Structure d'une antenne monopole reconfigurable (a) et prototype réalisé (b) [66]

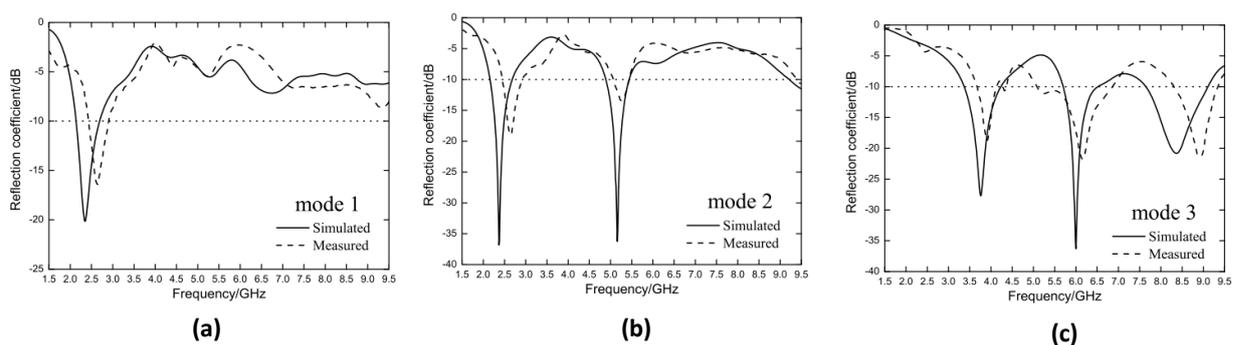


Figure I-26 : Coefficients de réflexion de l'antenne monopole pour différents états des diodes PIN : (a) D1 D2 D3 ON et D4 OFF (b) D1 D2 ON et D3 D4 OFF (c) D4 ON et D1 D2 D3 OFF [66]

Le Tableau I-4 présente et résume quelques résultats issus de la littérature des différents types d'antennes miniatures intégrant des diodes PIN.



Réf	Type d'antenne	Dimensions	Agilité (TR%)	Efficacité de rayonnement (%)	Tension maximale appliquée	Puissance consommée
		$\lambda_0/12,5x$				
[67]	Monopole	$\lambda_0/11,7 x$	31	63-68	+/- 1V	0.5 mW
		$\lambda_0/218$				
		$\lambda_0/10,4 x$				
[68]	Patch à fente	$\lambda_0/12 x$	30	20-58	+/- 3V	0.17 mW
		$\lambda_0/37,5$				
		$\lambda_0/3.2 x$				
[69]	PIFA	$\lambda_0/7,8 x$	17	65-85	+/- 1V	0.8 mW
		$\lambda_0/38$				

Tableau I-4 : Tableau représentant une comparaison entre les performances de différentes antennes reconfigurables en fréquence utilisant des diodes PIN

L'agilité des antennes intégrant des diodes PIN peut être équivalente à celle des diodes varactors, cependant il est important de rappeler que cette agilité est discrète c'est-à-dire que l'antenne n'est pas capable de balayer continuellement une bande de fréquence fonctionnement considérée. Même si les tensions appliquées sont faibles, le courant délivré est quant à lui élevé, ce qui implique une consommation de l'ordre de la dizaine de mJ. Ce type de composant est linéaire en puissance et peut être intégré dans une antenne fonctionnant en mode émission. Il présente cependant des pertes relativement élevées entraînant une diminution de l'efficacité de l'antenne.

I.3.3.3. Utilisation des transistors FET

Le transistor à effet de champ ou Field Effect Transistor (FET) est un commutateur commandé et utilisé pour des applications hyperfréquences. Ce transistor est constitué d'un canal (entre la source et le drain) dans lequel va circuler un courant contrôlé par le biais d'un champ électrique appliqué sur la grille. Les commutateurs FET présentent une faible tension de polarisation avec une consommation du courant quasiment nulle. Par contre cette technique présente des pertes d'insertions élevées induites par sa forte résistance en série à l'état passant. X. I Yang et al [70] présentent une antenne monopole reconfigurable en utilisant un commutateur constitué d'un transistor à effet de champ à base d'AsGa. Le commutateur est



intégré dans le monopole de manière à changer la longueur du trajet du courant sur l'élément rayonnant. Cette antenne, présentée Figure I-27, est imprimée sur un substrat RO4350B (de permittivité relative 3.48 et de perte diélectrique 0.0037) d'épaisseur 1.524mm, et est alimentée par une ligne microstrip d'impédance caractéristique 50Ω.

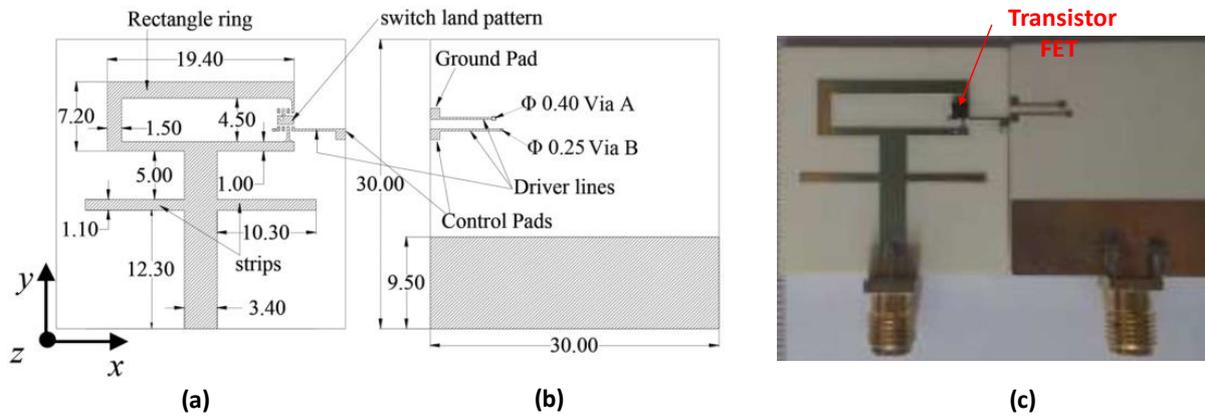


Figure I-27 : Antenne monopole reconfigurable en fréquence : géométrie de l'antenne proposée (a) vue dessus (b) vue dessous (c) image du prototype fabriqué[70]

Lorsque le commutateur FET est polarisé par une tension de 3.3V (état ON), l'antenne agit comme un patch monopolaire et peut couvrir la bande 2.3-3GHz, soit une bande passante de l'ordre de 26.4%. A l'état OFF du commutateur FET, l'antenne prend la forme d'un anneau en U et fonctionne sur deux bandes 1.65-2GHz (19.2%) et 3.4-3.97GHz. Cette antenne présente une efficacité de rayonnement supérieure à 75% dans les deux états de fonctionnement.

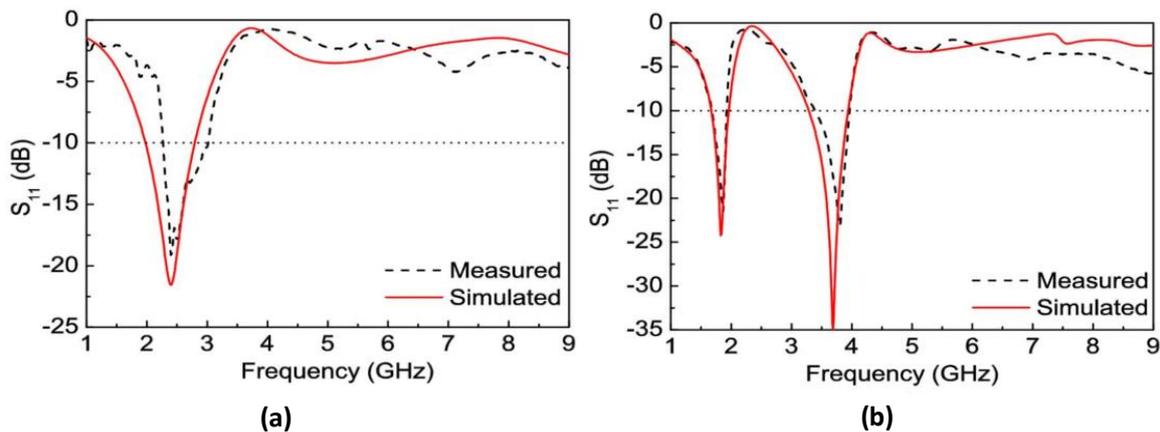


Figure I-28 Mesure et simulation des coefficients de réflexion S11 de l'antenne présentée sur la Figure 27 : (a) état ON (b) état OFF[70]

Le Tableau I-5 présente les performances des différentes antennes reconfigurables intégrant des commutateurs FET recensées dans la littérature.



Ref	Type d'antenne	Dimensions	Agilité (TR%)	Efficacité de rayonnement (%)	Tension appliquée maximale	Puissance consommée
		$\lambda_0/26x$				-
[67]	Fente	$\lambda_0/166 x$ $\lambda_0/625$	50	8-33	-	-
[71]	Fente	-	10	-	1V	-
[70]	Monopole	$\lambda_0/7 x \lambda_0/9$ $x \lambda_0/118$	30	75	3.3V	-

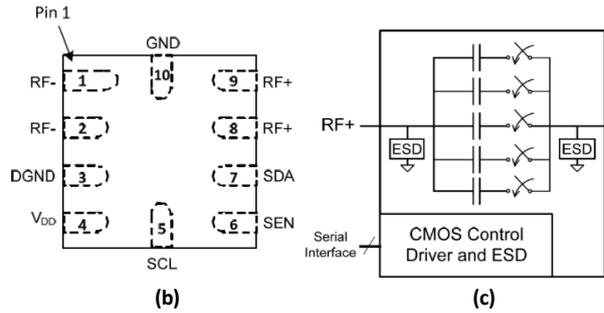
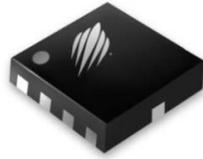
Tableau I-5 : Tableau représentant une comparaison entre les performances de différentes antennes reconfigurables en fréquence utilisant des transistors FET

Les transistors FET sont utilisés comme des commutateurs permettant la reconfiguration fréquentielle discrète d'une antenne. Leur consommation est élevée et leur implémentation (circuit d'alimentation) relativement difficile.

I.3.3.4. Utilisation des capacités discrètes (DTC)

La capacité variable DTC (Digitally Tunable Capacitor) est une solution pour rendre les dispositifs (filtres, antennes) agiles en fréquence de façon discrète. Cette capacité est basée sur une technologie UltraCMOS. Grâce à ses performances de tenue en puissance (jusqu'à +38dBm) avec une vitesse de commutation très rapide (5 μ s) et une faible consommation d'énergie [72], elle offre des solutions intéressantes pour les applications d'agilité RF . La DTC est constituée d'un ensemble des capacités fixes montées en parallèle et mises en série avec des commutateurs à base de transistor permettant de définir la résolution capacitive du composant global (5 capacités en parallèle offrent un ensemble de 32 états capacitifs discrets). Cette capacité permet de recevoir des commandes numériques à partir d'une interface de contrôle SPI (Serial Peripheral Interface) qui permet de modifier la valeur de la capacité globale selon l'état choisi grâce à la sélection des commutateurs spécifiques [73].





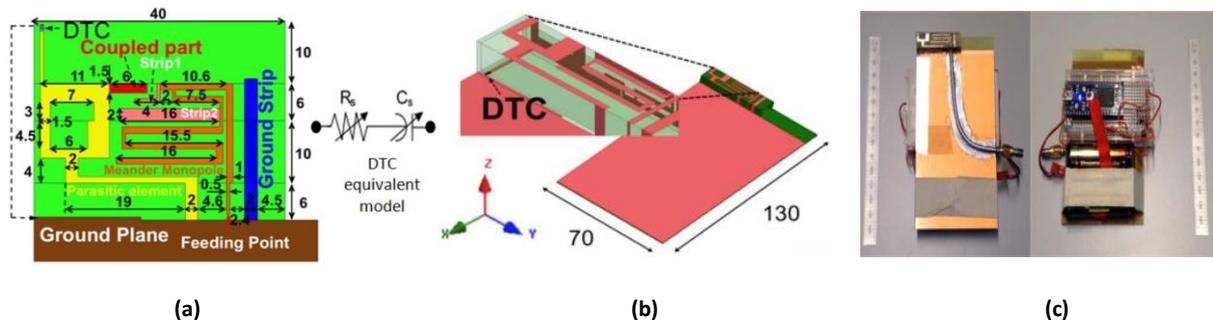
(a)

(b)

(c)

Figure I-29 : Capacité DTC commercialisable (a) Photographie de la capacité (b) son empreinte (c) et le schéma de son fonctionnement

Le Huy et al présentent[74], une antenne reconfigurable en fréquence pour les terminaux mobiles de 5eme génération (5G) utilisant une capacité DTC (Figure I-30). Une carte d'acquisition contenant un microcontrôleur relié aux pads de la capacité DTC, permet d'envoyer un signal numérique pour sélectionner un des 32 états capacitifs possibles du dispositif DTC. Le choix de l'état 0 à 31 permet de modifier la valeur de la capacité DTC de 0.6pF à 1.42pF. Les auteurs montrent dans la Figure I-31, que la variation de la capacité globale permet de couvrir les bandes suivantes : LTE 600/700 et GSM 850/900, UMTS, LTE 1800/2600. L'efficacité totale mesurée dans la bande LTE et GSM varie entre 30% pour l'état 0 et 63% pour l'état 31.



(a)

(b)

(c)

Figure I-30 : Antenne monopole intégrant une capacité DTC (a), géométrie de l'antenne proposée (b) et image du prototype réalisé(c) [74]



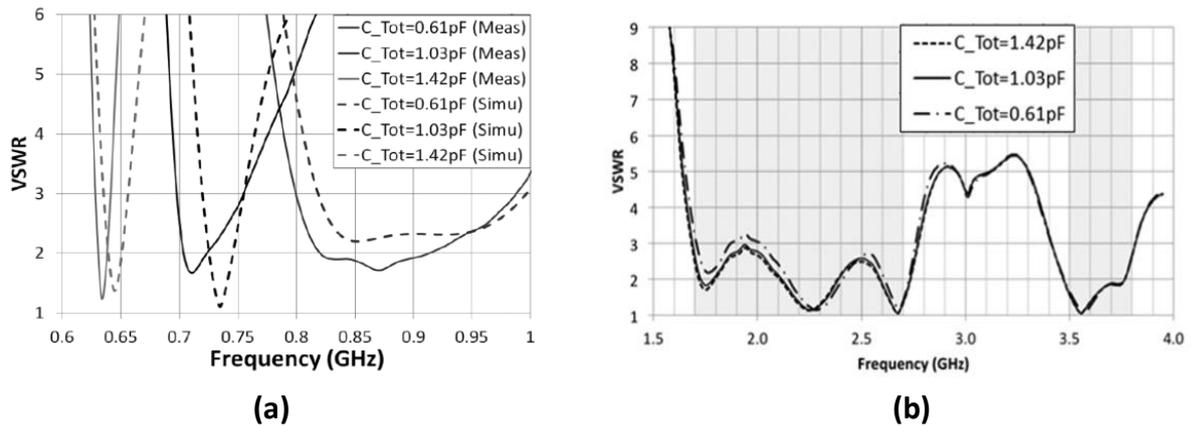


Figure I-31 : Le paramètre VSMW de l’antenne présentée sur la Figure 30 (a) mesure et simulation dans la bande LTE et GSM (b) mesure pour différentes valeurs de capacité dans la bande UMTS/LTE [74]

L’antenne présentée dans cet article est un monopole avec un élément antenne parasite proche de l’élément de rayonnement dont le but est de couvrir plusieurs bandes de fréquences. Cette antenne de dimensions $40 \times 10 \times 6 \text{mm}^3$ ($\lambda_0/11.5 \times \lambda_0/46.15 \times \lambda_0/14$ à 650 MHz) est conçue sur un substrat de type FR4-epoxy de dimensions $130 \times 70 \times 0.8 \text{mm}^3$ de constante diélectrique 4.4 et de tangente de perte 0.02.

En examinant le schéma équivalent de ce type de composant, il s’avère que ses pertes intrinsèques sont élevées puisque les résistances séries introduits par le dispositif DTC peuvent aller jusqu’à 5Ω . L’agilité des dispositifs DTC est discrète mais le pas de quantification des valeurs de capacités est suffisamment fin pour assimiler son fonctionnement à une capacité variable continue. L’avantage principal de ce type de composant est sa linéarité en puissance puisqu’il reste linéaire jusqu’à 38 dBm. Cependant, les inconvénients majeurs sont leur contrôle numérique impliquant une intégration difficile au sein d’une antenne et sa fréquence de fonctionnement n’excédant pas 3 GHz.

I.3.3.5. Utilisation des dispositifs MEMS (Micro- Electro- Mechanical Systems)

L’utilisation des commutateurs MEMS RF est aussi une des solutions permettant d’obtenir la reconfiguration fréquentielle. En effet, les dispositifs MEMS RF sont des commutateurs mécaniques dont les propriétés électriques varient sous l’action d’une force électrostatique. En général, il peuvent exister des topologies différentes pour les commutateurs MEMS RF : des ponts [75] ou des poutres suspendues [76] comme le présente la Figure I-32. La première est formée d’une électrode de la forme d’un pont et est soutenue par deux ancrages tandis que la deuxième est soutenue par un seul ancrage. Théoriquement, ces deux topologies présentent un gap d’air qui peut être défini par une capacité C_{off} qui sépare la poutre de la



deuxième zone de contact. En effet, il existe deux types de MEMS : MEMS à contact ohmique et MEMS à contact capacitif. Pour un MEMS ohmique présente deux états distincts : en absence d'un actionnement électrostatique, le MEMS est à l'état OFF avec un gap d'air entre la poutre mobile et le contacte qui empêche le signe RF de passer à la sortie du dispositif. Cependant, à l'état ON, la poutre du MEMS s'abaisse jusqu'à ce qu'elle vienne en contact avec la zone d'ohmique de la sortie du dispositif (contact métal/métal). Dans ce cas, le MEMS présente une résistance de quelques ohms.

Pour les MEMS à contact capacitif (Figure I-32(c)), une couche diélectrique est déposée sur l'électrode inférieure permettant à la fois de l'isoler de l'électrode/ pont mobile lors de l'actionnement électrostatique et de créer une capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) lorsque la poutre est en contact avec la couche diélectrique. Ce commutateur se distingue par un faible temps de réponse, une durée de vie plus longue, une très faible consommation de puissance, une bonne linéarité et une bonne tenue en puissance. Le commutateur MEMS RF de type capacitif présente deux états : un état haut lorsque le commutateur n'est soumis à aucune polarisation. Dans ce cas, le MEMS est équivalent à une capacité série faible. L'autre état est dit passant (en appliquant une polarisation entre l'élément mobile et l'électrode fixe d'actionnement) lorsque la poutre se déforme pour venir en contact avec le diélectrique couvrant l'électrode fixe, permet au dispositif d'évoluer vers un état avec une capacité série de valeur plus élevée. Dans ce cas le MEMS est associé à deux valeurs de capacité (C_{on} , C_{off}) [77]. Dans le cas du dispositif MEMS à contact ohmique (Figure I-32(b)), il n'y a pas de diélectrique entre la poutre et la deuxième zone de contact.

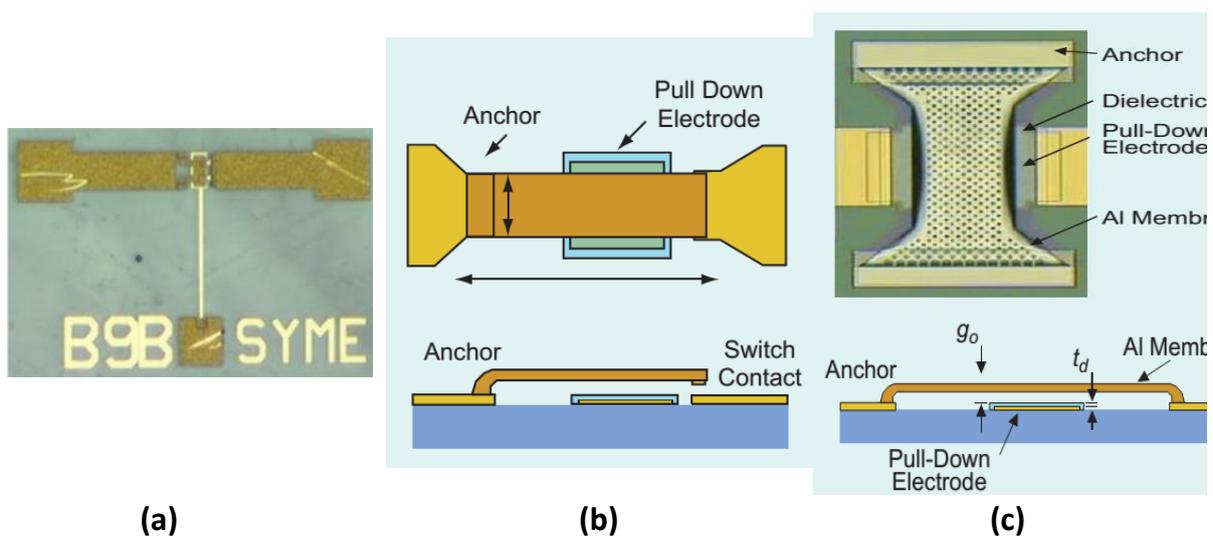


Figure I-32 : (a) Photographie d'un commutateur MEMS fabriqué à XLIM (b) topologie MEMS de type ohmique (c) topologie MEMS de type capacitif



G. Chaabane et al présentent [78] une antenne PIFA reconfigurable en fréquence intégrant trois commutateurs MEMS (Figure I-33). L'ajout de ces commutateurs dans la structure permet de relier le patch métallique principal de l'antenne à des patches auxiliaires de différentes dimensions. Cette technique permet de modifier la longueur électrique de l'élément rayonnant ce qui provoque une modification de la fréquence de résonance de l'antenne de façon discrète. La combinaison des différents états de fonctionnement des MEMS (8 états possibles) permet à l'antenne de fonctionner sur différentes fréquences et permet de couvrir la bande [1.52-2.25 GHz] avec une efficacité totale supérieure à 52 % (Figure I-33). La linéarité de l'antenne a été mesurée en injectant une puissance RF à l'entrée du dispositif allant jusqu'à 28dBm. La mesure du ACPR (Adjacent Chanel Power Ration) de l'antenne est égale à 42dB. Il est à noter que la tension appliquée sur chacun des commutateurs MEMS est de 50V.

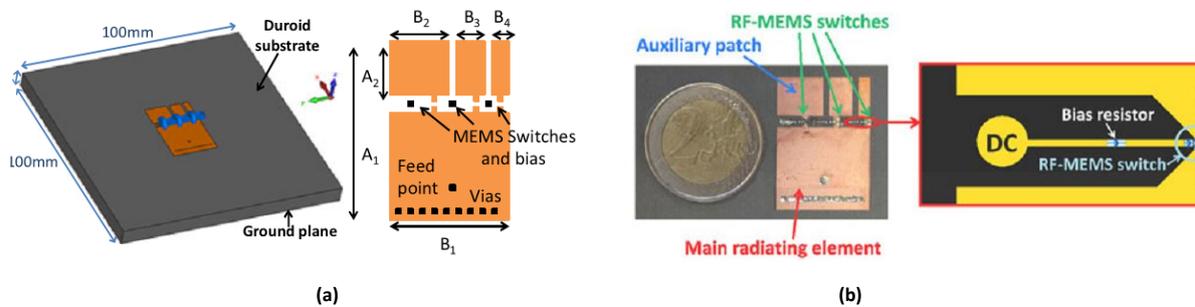


Figure I-33 : Antenne PIFA reconfigurable en fréquence (a) prototype de l'antenne et (b) photographie de l'antenne fabriquée [78]

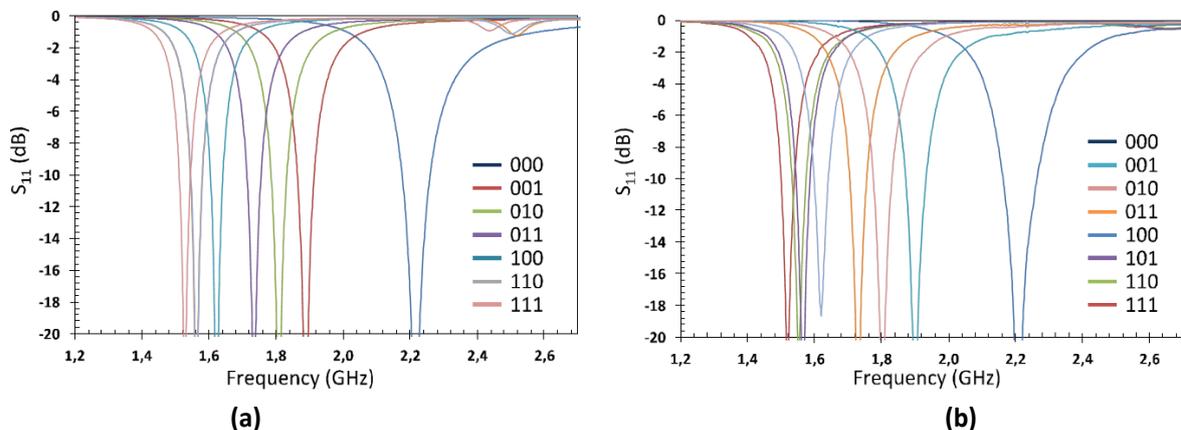


Figure I-34 : Coefficient de réflexion de l'antenne présentée sur la Figure 33 en fonction de différents états d'actionnement des dispositifs MEMS (a) simulation et (b) résultats expérimentales [78]

Un autre exemple d'antenne agile en fréquence utilisant la technologie MEMS avec une tension de commande faible est présenté par H. Mirzajani et al [79]. La structure proposée dans ce cas est une antenne patch excitée par une ligne microstrip d'impédance d'entrée 50Ω. L'antenne est déposée sur une membrane de silicium suspendue par quatre commutateurs à méandre au-dessus d'une ligne d'alimentation (Figure I-35 a). Ces connecteurs sont équivalents à des



ressorts qui peuvent se déformer mécaniquement sous effet joule. L'intégration de ces commutateurs dans la structure permet de modifier le gap d'air au-dessous de l'élément rayonnant et ainsi la fréquence de résonance de l'antenne.

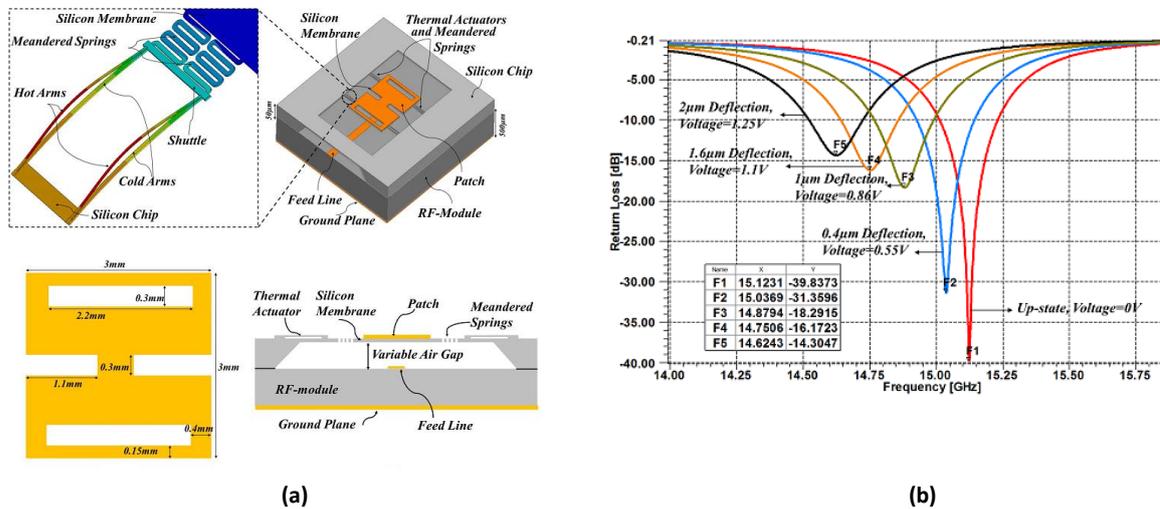


Figure I-35 : Antenne reconfigurable (a) prototype et principe de fonctionnement et (b) coefficient de réflexion en fonction de la tension appliquée [79].

Une tension continue variable entre 0V et 1.25V permet d'actionner, par chauffage à effet Joule les quatre ressorts à méandres et de baisser mécaniquement la membrane du silicium de 2 à 0μm. Cette modification entraîne une variation de la fréquence de résonance de l'antenne et permet de couvrir une bande de 500MHz allant de 14.625 GHz (2μm de déplacement) à 15.12GHz (0μm de déplacement) (Figure I-35 b).

I.3.3.6. Utilisation des matériaux agiles

Une autre solution pour réaliser des antennes reconfigurables en fréquence consiste à utiliser des matériaux dits « commandables » ou « agiles » dont les propriétés électriques, diélectriques ou magnétiques peuvent se modifier sous l'application d'un champ électrique ou magnétique externe. Ces matériaux peuvent être utilisés comme un substrat sur lequel sont réalisés les éléments rayonnants. Cependant, ces matériaux peuvent aussi être sous forme de charges localisées conçues à base de couches minces. Dans cette partie nous citerons différents types de matériaux qui peuvent être utilisés pour rendre une antenne miniature agile en fréquence.

I.3.3.6.1. Les matériaux à transition Isolant-Métal de type dioxyde de vanadium (VO₂)

Le dioxyde de vanadium est un composé inorganique de formule VO₂. Ce type de matériau présente une transition de phase ultra rapide (<1 ps lors de son activation optique) et



réversible entre un état isolant à température ambiante et un état métallique pour des températures supérieures à 68°C. La transition isolant-métal dans le VO₂ peut être activée par un stimulus thermique [80], électrique [81], optique [82] ou même sous l'effet de pression ou de contraintes externes [83]. Les couches minces de VO₂ se comportent comme des isolants à la température ambiante, elles présentent donc une résistivité très importante (Figure I-36). A partir d'une température de transition (T_{MIT}, autour de 68°) le matériau se transforme pour avoir le comportement d'un métal avec une résistivité faible.

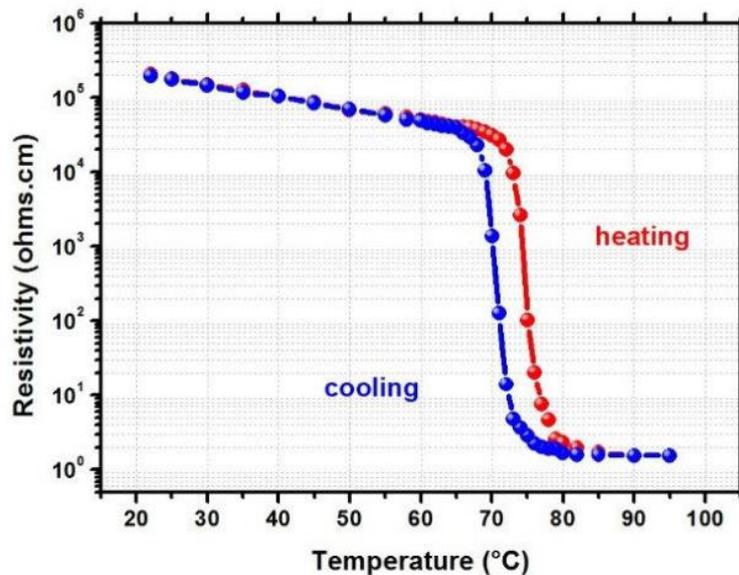


Figure I-36 : Variation de la résistivité en fonction de la température d'une couche mince de VO₂ [80].

L. Huitema et al présentent [84] une antenne fente agile en fréquence intégrant un commutateur à base VO₂ de dimensions $\lambda_0/5,3 \times \lambda_0/20,3$ à 31,4GHz conçue pour des applications dans le domaine millimétrique,. Le commutateur à base de couche mince de VO₂ d'épaisseur 200 nm est déposée sur un substrat de saphir de 410µm (Figure I-37). Une ligne microstrip d'impédance caractéristique égale à 50Ω a été déposée sur la face avant de la structure afin d'exciter la fente. Un commutateur à base de VO₂ a été intégré dans le stub pour modifier sa longueur électrique. Le changement de la longueur électrique du stub entraîne une modification dans la fréquence de résonance de l'antenne fente. Une résistance de choc a été connectée entre la fin du stub et la ligne reliée à la masse pour que la tension DC retourne à masse. Un signal RF et une tension DC à la fois sont injectés dans la ligne d'excitation grâce au té de polarisation permettant d'exciter la fente et polariser le commutateur VO₂.

À l'état OFF, la couche VO₂ se comporte comme un isolant, l'antenne fonctionne dans ce cas à la fréquence de 37GHz avec une efficacité totale de 86%. L'application d'une tension DC



égale à 2V aux bornes du commutateur permet à la couche de VO₂ de passer à son état métallique. Cette technique permet de modifier la longueur du stub de l'antenne ce qui va entraîner une variation de la fréquence d'adaptation de l'antenne (33GHz à l'état ON). L'efficacité totale mesurée à l'état ON est de l'ordre de 85.3%.

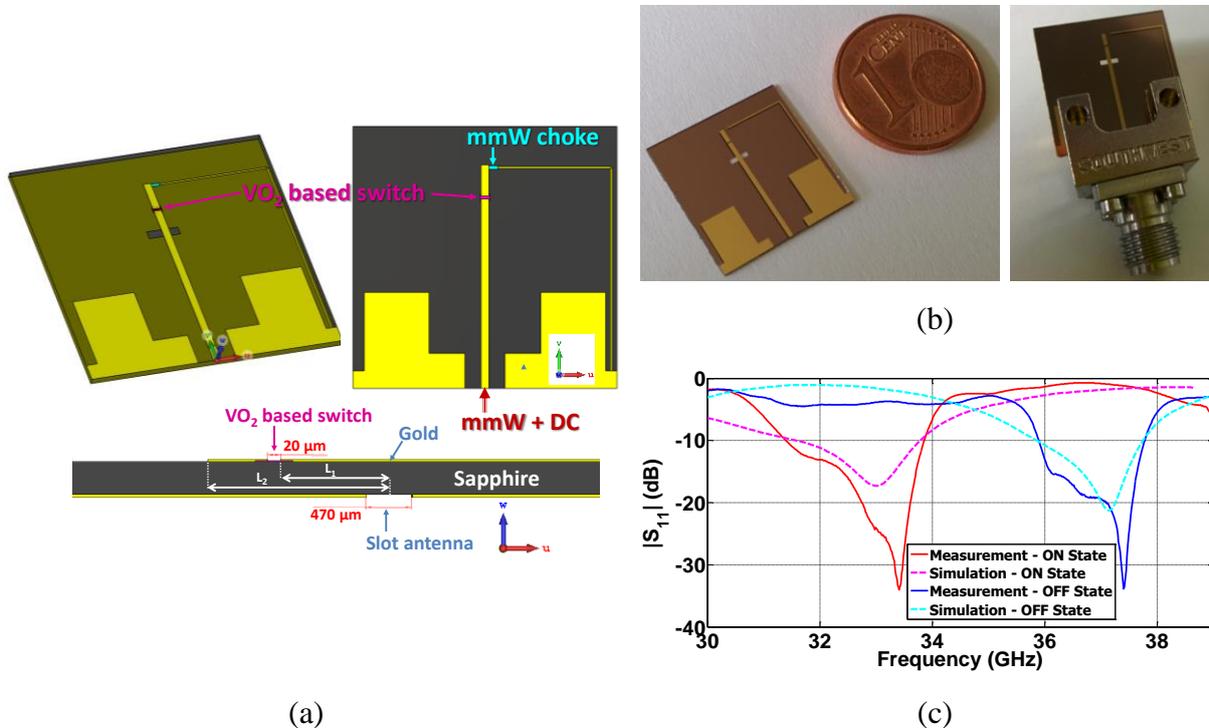


Figure I-37: (a) Design de l'antenne intégrant un commutateur VO₂ (b) image du prototype de l'antenne réalisé (c) Mesure et simulation du coefficient de réflexion de l'antenne pour les deux états du commutateur à VO₂ [84]

I.3.3.6.2. Les cristaux liquides

Ce type des matériaux sont appelés « cristaux liquides » car leur état passe par des phases intermédiaires, ou mésophases, entre un état liquide et un état solide. Pour les applications hyperfréquences, nous nous intéressons à la phase nématique caractérisée par une forte anisotropie diélectrique obtenue par l'application d'un champ statique électrique ou magnétique. En effet, l'application d'une tension électrique entre deux électrodes de deux cotés d'un substrat intégrant des cristaux liquides modifie la valeur de la permittivité relative du substrat. La Figure I-38 montre la variation de l'orientation des molécules en fonction du champ électrique appliqué qui va entraîner une variation de la permittivité des cristaux liquides.



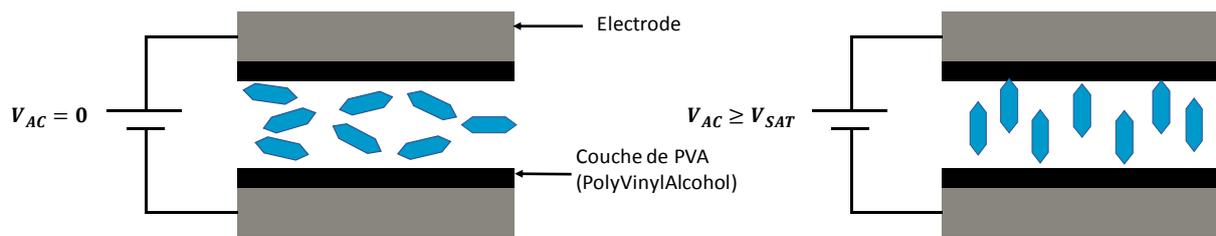


Figure I-38 : Schéma de l'orientation des molécules des cristaux liquides sous l'action d'un champ électrique.

Plusieurs travaux ont étudié la reconfiguration en fréquence des éléments antennaires utilisant des cristaux liquides [84, 85]. Liu et al [86] montrent une antenne patch reconfigurable utilisant des cristaux liquide comme substrat. Le patch de dimensions $20 \times 15 \text{ mm}^2$ ($\lambda_0/2.7 \times \lambda_0/3.6 \times \lambda_0/108$) est excité par une ligne microstrip et est déposé sur un substrat d'épaisseur 0.5mm, de permittivité relative 2.2 et de tangente de pertes 0.12. L'augmentation de la tension appliquée de 0V à 10V modifie la valeur de la permittivité de 2.72 à 3.17 et entraîne une variation de la fréquence de résonance de 5.7GHz à 5.5 GHz. Ce décalage se traduit par une agilité de l'ordre de 4% sous l'application d'un champ de 0.2kV/cm. L'efficacité totale de l'antenne mesurée à 0V est de l'ordre de 20% et augmente jusqu'à 35% sous 10V.

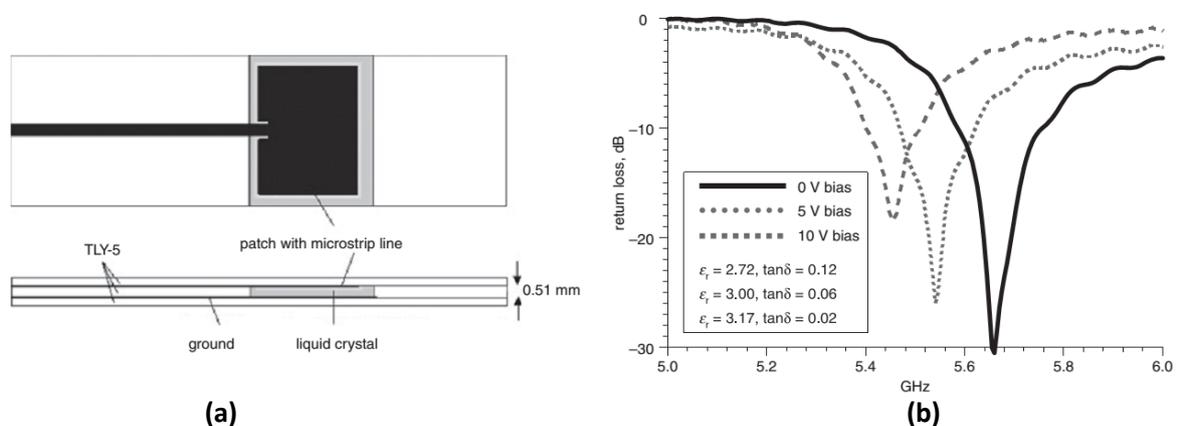


Figure I-39 : Antenne patch reconfigurable intégrant des cristaux liquides (a) structure de l'antenne (b) coefficient de réflexion pour différentes tensions appliquées [86].

Le faible champ électrique appliqué sur ce type de matériaux présente un grand avantage. Cependant ces matériaux souffrent de fortes pertes diélectriques et d'un temps de réponse qui peut atteindre quelques dizaines de secondes.



I.3.3.6.3. Utilisation des matériaux ferromagnétiques

Les ferromagnétiques comme le CoNb, CoZr, FeMB, etc sont des matériaux dont la perméabilité peut être modifiée en fonction du champ magnétique appliqué. Dans le domaine des hyperfréquences, les ferrites sont les matériaux magnétiques les plus utilisés dans la littérature. Leurs avantages majeurs sont leurs faibles pertes diélectriques. Cependant le dispositif de commande basé généralement sur l'utilisation de volumineuses bobines de Helmholtz ou d'aimants permanents rend les structures très encombrantes et complique leur intégration dans les antennes miniatures. F. Ghaffar et al présentent [87] une antenne de type hélice déposée sur un substrat ferrite de permittivité ($\epsilon_r=15$) (Figure I-40). L'application d'un champ magnétique sur la ferrite entraîne un décalage de la fréquence de résonance de 13.5 GHz (sans application du champ) à 12.5 GHz (sous un champ magnétique de 3250 Gauss) ce qui est équivalent à une agilité de l'ordre de 10%.

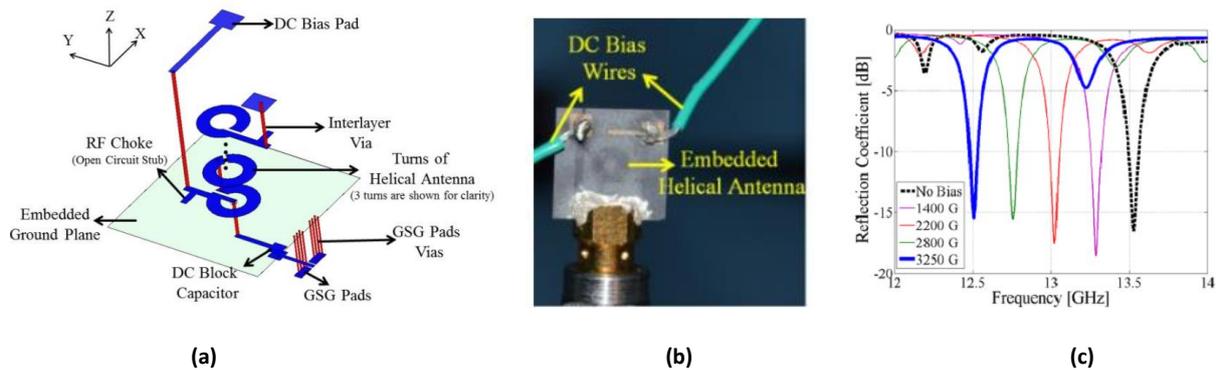


Figure I-40 : (a) Principe et structure de l'antenne hélice reconfigurable (b) photographie du prototype réalisé et (c) coefficient de réflexion en fonction du champ magnétique appliqué [87]

I.3.3.7. Utilisation de matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques comme le BST, LaTiON, KNT, etc sont des matériaux non linéaires dont la permittivité relative varie en fonction du champ électrique qu'on leur applique. Ces matériaux sont particulièrement intéressantes en tant qu'éléments accordables en raison de leurs caractéristiques qui combinent à la fois une forte accordabilité et des pertes pouvant être faibles, permettant d'envisager leur intégration dans des dispositifs microondes tels que des filtres, des antennes et encore des déphaseurs [88]–[90]. Ces matériaux présentent plusieurs avantages tels qu'une forte agilité qui peut dépasser 82% sous un faible champ électrique appliqué [91], une bonne tenue en puissance et un temps de réponse très rapide (<1ns). De plus, la facilité d'intégration d'une commande électrique rend le dispositif à base des matériaux ferroélectriques facilement intégrable dans les applications microondes,



comparativement aux matériaux ferromagnétiques qui nécessitent une commande magnétique complexe à intégrer. Cependant, ces matériaux présentent deux principaux inconvénients : les pertes diélectriques qui doivent être maîtrisées à hautes fréquences et leur sensibilité à la température (variation de leur permittivité avec la température). Plusieurs études ont été réalisées pour minimiser les pertes diélectriques de matériaux en jouant sur la composition chimique intrinsèque du matériau [92]–[94] ou par leur co-intégration avec des couches diélectriques (compositions mixtes ferroélectrique/diélectrique) [95]–[98].

Plusieurs travaux dans la littérature utilisent les matériaux ferroélectriques pour étudier la reconfigurabilité des dispositifs hyperfréquences.

Les matériaux ferroélectriques peuvent être utilisés dans une structure antennaire sous la forme d'un substrat (à permittivité commandable) sur lequel l'élément de rayonnant est déposé directement. Une autre manière d'intégration consiste à concevoir des capacités variables à base de couches minces ferroélectriques, intégrables de manière localisée dans la structure du futur dispositif agile.

- **Intégration de capacités variables à base de matériaux ferroélectriques**

L'intégration d'une ou de plusieurs capacités dans une structure antennaire reste la solution la plus utilisée dans la littérature. En effet l'intégration d'une capacité ferroélectrique permet de modifier la longueur électrique de l'antenne et ainsi son impédance d'entrée en fonction d'un champ électrique externe appliqué sur la capacité.

V.Nguyen et al [99] décrivent la conception d'une antenne fente chargée par une capacité variable à base de couche mince ferroélectrique de type $Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO_3$. La capacité MIM (Métal-Isolant-Métal) présentée sur la Figure I-41 (a) est intégrée dans la fente de l'antenne et connectée au bord de la fente par des lignes. Cette antenne est capable de couvrir une bande passante de 104 MHz pour une fréquence allant de 670MHz (0V) jusqu'à 774MHz (30V). Cette variation en fréquence se traduit par une agilité de l'ordre de 14.5% sous 30V, ce qui est équivalent à un champ de 375kV/cm appliqué sur la capacité ferroélectrique. L'intégration de la capacité MIM dans l'antenne permet la miniaturisation de 70% par rapport à la fréquence de résonance initiale de l'antenne conçue sans capacité.



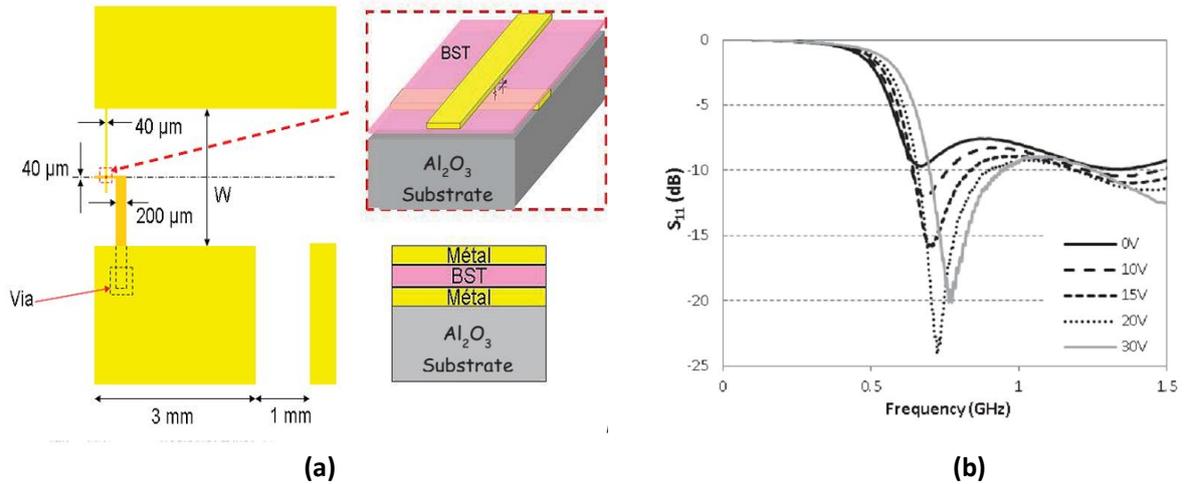
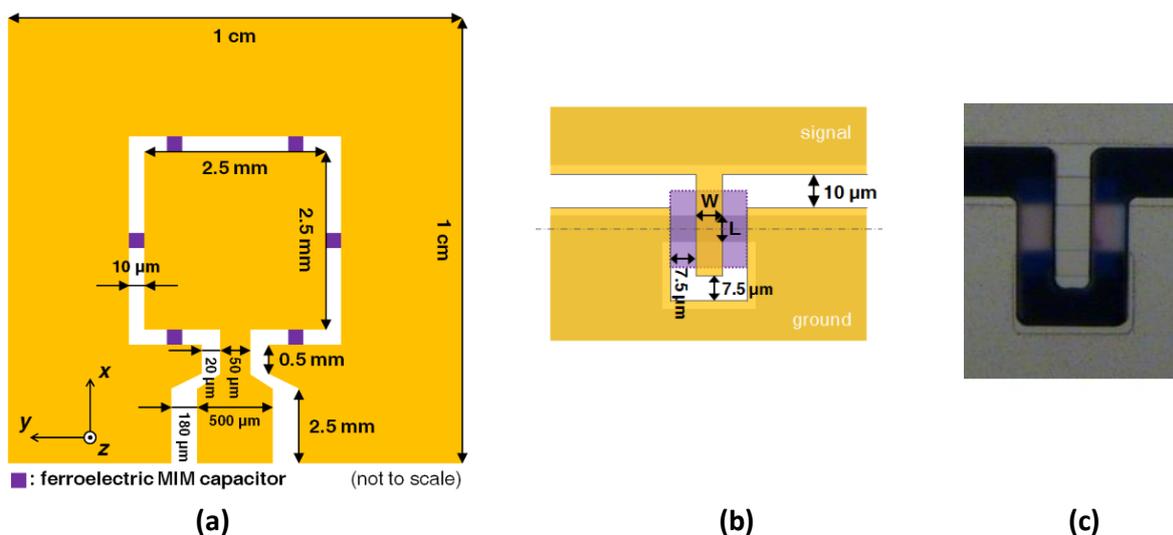
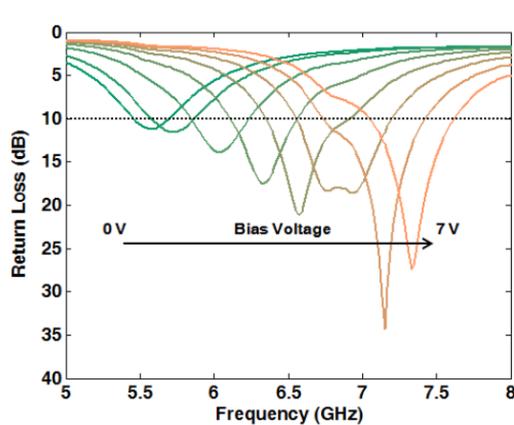


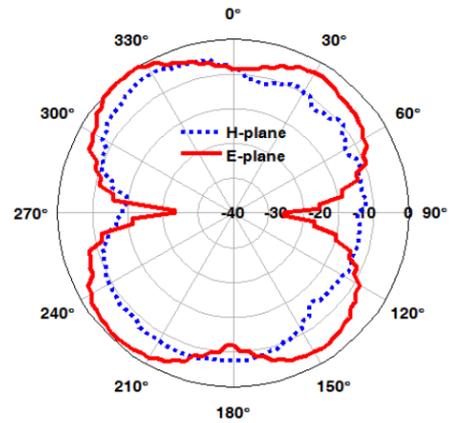
Figure I-41 : (a) Schéma d'une antenne fente avec un varactor à base d'une couche mince ferroélectrique et (b) coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de tension appliqués sur la capacité MIM [99]

Un autre exemple d'une antenne anneau intégrant six capacités MIM à base des couches ferroélectriques dans la fente a été réalisé par Li et al [100] (Figure I-42). Le matériau utilisé pour concevoir les condensateurs est de type Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ d'épaisseur 200nm. Cette antenne est capable de couvrir une large bande de fréquence allant de 5.57 GHz à 7.33 GHz sous une tension 7V. L'agilité de l'antenne est de l'ordre de 27.3% sous un champ de 350 kV/cm appliqué sur les capacités ferroélectriques (correspondant à 7V). L'antenne est caractérisée sous une puissance de 18.8 dBm à 0V à 5.6 GHz. Un gain minimal de 10.8 dBi a été mesuré lorsque l'antenne est polarisée par une tension de 7V.





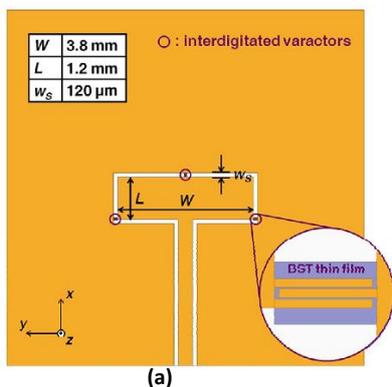
(d)



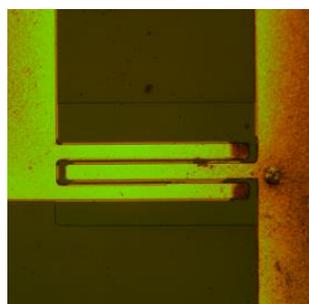
(e)

Figure I-42 : (a) Prototype de l'antenne anneau intégrant six capacités MIM ferroélectriques, (b) structure d'un capacité MIM intégrée dans l'antenne (c) photo de la capacité réalisée, (d) coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de tension appliqués sur les capacités MIM et (e) diagramme de rayonnement de l'antenne mesuré à 7V [100]

Un autre type de capacité ferroélectrique est présenté dans [101] pour étudier la reconfiguration en fréquence d'une antenne miniature. Trois capacités interdigitées à base de couche mince BST (Barium Strontium Titanate) ont été intégrées dans la fente d'une antenne patch coplanaire (Figure I-43). Cette capacité est constituée de 3 doigts déposés directement sur une couche mince de 200 nm. La variation de la tension appliquée sur les capacités de 0V à 39V permet à l'antenne de couvrir une bande de fréquence allant de 15.18 GHz à 15.36GHz. L'agilité de l'antenne est de l'ordre de 1% sous un champ appliqué de 1950 kV/cm.



(a)



(b)



(c)



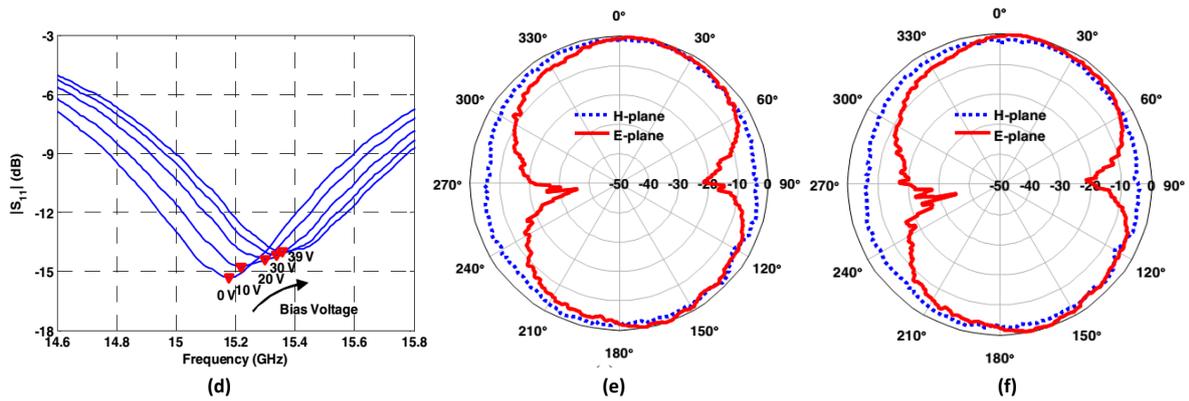


Figure I-43 : (a) prototype d'une antenne anneau intégrant des capacités interdiguées à couche mince BST (b) image de la capacité réalisée, (c) photographie du prototype réalisé de l'antenne, (d) coefficient de réflexion de l'antenne pour différentes valeurs de tension et (e) ,(f) diagramme de rayonnement de l'antenne mesuré à 0V et à 39V[101]

- **Utilisation des substrats ferroélectriques**

Castro-Vilaro et al [102] ont présenté la reconfiguration d'une antenne fente en déposant directement l'élément rayonnant métallique sur un film de BST (Barium Strontium Titanate) (Figure I-44). Cette solution est présentée seulement de manière théorique. Les simulations montrent que l'augmentation de la valeur de la permittivité de la couche mince ferroélectrique de 400 à 1200 entraîne un décalage de la fréquence de résonance de l'antenne de 27.46 GHz à 25.65 GHz. L'agilité de l'antenne sera de l'ordre 6.29% avec un gain de 3.71dBi dans la bande de fonctionnement.

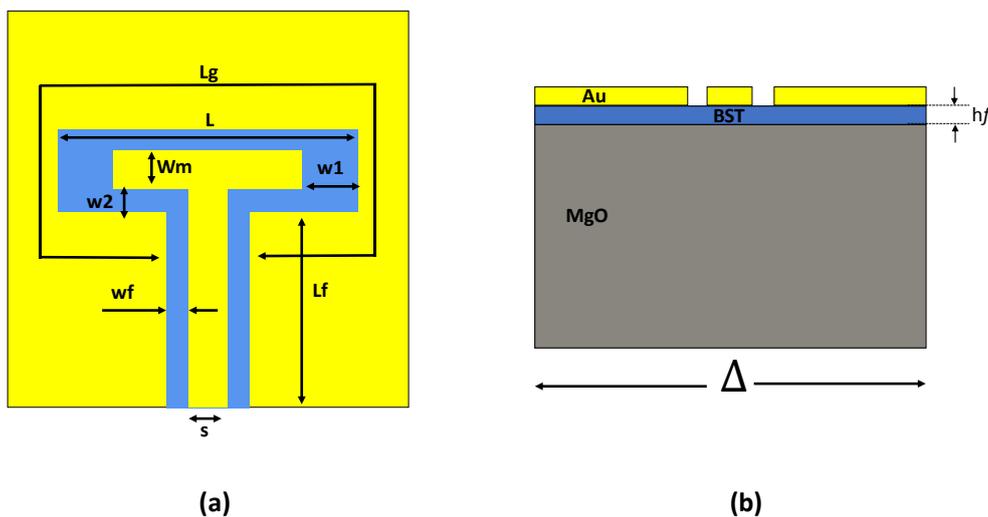


Figure I-44 : Antenne fente déposée sur une couche mince ferroélectrique (a) vue de dessus (b) vue en coupe [102]



I.3.4. Comparaison des différentes méthodes de reconfigurabilité fréquentielle

Nous avons présenté dans les parties précédentes, de manière non-exhaustives, les différentes méthodes pour rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence. Un récapitulatif de ces méthodes est présenté dans le Tableau I-6 qui recense les avantages et les inconvénients de différentes techniques de reconfigurabilité fréquentielle.

Méthode de reconfigurabilité	Avantages	Inconvénients
Diode varactor	<ul style="list-style-type: none"> • Intégration facile • Accordabilité forte (>50%) • Faible consommation de puissance • Temps de commutation rapide (0.001-0.1 μs) 	<ul style="list-style-type: none"> • Faible tenue en puissance (<5dBm) • Pertes élevées (>2Ω) • Coût moyen
Diode PIN	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne tenue en puissance (>10dBm) • Accordabilité forte (>50%) • Faible tension de polarisation (<10V) • Temps de commutation rapide (0.001-0.1μs) • Coût bas 	<ul style="list-style-type: none"> • Circuit de polarisation complexe • Pertes élevées (1-5Ω) • Forte consommation de puissance (5-125mW)
Transistor FET	<ul style="list-style-type: none"> • Faible tension de polarisation (<10V) • Courant de commande très faible • Coût bas • Temps de commutation rapide (0.001-0.1μs) 	<ul style="list-style-type: none"> • Pertes élevées • Implémentation difficile • Consommation de puissance élevée
Capacité DTC	<ul style="list-style-type: none"> • Bonne tenue en puissance (<10dBm) • Accordabilité forte (<50%) • Temps de commutation rapide <10μs 	<ul style="list-style-type: none"> • Pertes élevées (>3Ω) • Intégration difficile • Limitation en fréquence (<3.5GHz)
MEMS	<ul style="list-style-type: none"> • Accordabilité forte (<50%) • Bonne tenue en puissance (>10dBm) • Faible perte 	<ul style="list-style-type: none"> • Tension de polarisation élevée (>50V) • Coût élevé



	<ul style="list-style-type: none"> • Faible consommation de puissance (0.05-0.1mW) 	
Ferromagnétique	<ul style="list-style-type: none"> • Faible perte • Accordabilité moyenne (30-50%) 	<ul style="list-style-type: none"> • Intégration difficile • Forte consommation de puissance • Temps de commutation très lente (>1ms)
Cristaux liquide	<ul style="list-style-type: none"> • Consommation en courant faible (~μA) 	<ul style="list-style-type: none"> • Temps de commutation très lente (10ms-20s) • Intégration difficile • Accordabilité faible (<30%)
Matériaux ferroélectriques	<ul style="list-style-type: none"> • Consommation de puissance faible • Bonne tenue en puissance (>10dBm) • Intégration facile • Coût bas • Commande électrique facile • Accordabilité forte (>50%) • Temps de commutation rapide (~ns) 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensibilité à la température • Pertes diélectriques

Tableau I-6 : Tableau récapitulatif des avantages et inconvénient de différentes méthodes de reconfiguration en fréquence

I.4. Présentation du projet MAESTRO

L'objectif du projet MAESTRO est de concevoir et réaliser des antennes miniatures reconfigurables sur la bande de fréquence ISM (Industrielle, Scientifique et Médicale), autour de la fréquence 2.45GHz. L'état de l'art des antennes reconfigurables propose plusieurs solutions intégrant des composants agiles dans la structure antennaire. Toutefois, ces composants souffrent de pertes souvent élevées ou une tenue en puissance très limitée qui autorisent difficilement leur utilisation dans des dispositifs antennaires en mode émission.

L'objectif de cette thèse est de lever les limitations de ces composants actuellement utilisés en proposant une solution de rupture en concevant des composants utilisant les matériaux



ferroélectriques en couche mince. En effet, ceux-ci présentent le double intérêt de permettre la conception d'antennes reconfigurables et de présenter une faible consommation de puissance grâce aux propriétés d'agilité offertes par les matériaux ferroélectriques. Les technologies de dépôt des matériaux ferroélectriques en couches minces permettront une intégration 3D nécessaire dans les systèmes RF. Grâce à l'intégration 3D des matériaux ferroélectriques en couche mince, nous obtenons des dispositifs à la fois miniatures et plus efficaces en matière de consommation d'énergie ainsi qu'une bonne tenue en puissance. L'antenne visée devra fonctionner sur la bande ISM avec une puissance RF injectée dans le dispositif intégré supérieure à 10dBm.

Nos recherches se divisent en deux axes principaux. Le premier axe est relatif à la conception des condensateurs de types MFM (Métal-Ferroélectrique-Métal) ou de type IDT (peignes interdigités) à base des couches minces ferroélectriques. Ensuite ces dispositifs seront caractérisés dans le domaine des hyperfréquences en extrayant la valeur de leurs résistances et leurs capacités en fonction de la tension de polarisation dc appliquée. Sur la bande ISM, les pertes globales du condensateur doivent être optimisées.

Le deuxième axe consiste à concevoir et réaliser une antenne miniature en intégrant le dispositif accordable permettant la fonctionnalité autour de la bande ISM. Le paramètre S_{11} et l'efficacité totale ainsi que le diagramme de rayonnement de l'antenne miniature contenant le dispositif agile seront mesurés pour différentes valeurs de tensions appliquées sur l'élément agile. Finalement, différentes valeurs de puissance RF seront injectées dans l'antenne agile pour valider la linéarité du composant intégré.

Dans le cadre du projet ANR (Agence Nationale de la Recherche), nous ferons appel à l'expertise de plusieurs partenaires. Le laboratoire SPCTS (Science des Procédés Céramiques et de Traitements de Surface) à l'université de Limoges s'occupe de dépôt des couches minces ferroélectriques par la technique PLD (Pulsed Laser Deposition) et la caractérisation structurale et microstructure des films déposés. Ensuite, le laboratoire NIMP (National Institute of Materials Physics) en Roumanie s'occupe aussi d'élaboration des films minces ferroélectriques par la technique Sol-gel (spin coating) ainsi que la réalisation des électrodes inférieures pour la topologie MIM (Métal-Isolant-Métal) utilisant la technique de dépôt pulvérisation RF magnétron. La grande partie de travail de thèse a été faite au sein du laboratoire XLIM à l'université de Limoges. Nous citons très brièvement les tâches faites au sein du laboratoire XLIM et seront détaillées dans les chapitres suivants :

- Caractérisation en hyperfréquence des propriétés diélectriques de couches minces élaborées.



- Dépôts des électrodes supérieures en salle blanche pour réaliser des condensateurs agiles.
- Mesures et caractérisations en hyperfréquences des dispositifs réalisés.
- Intégration de condensateurs réalisés dans l'antenne.
- Mesure des performances de l'antenne intégrant un condensateur ferroélectrique.

I.5. Conclusion

De nos jours, les antennes reconfigurables en fréquence restent la solution la plus utilisée pour répondre aux standards de plus en plus diversifiés des systèmes de télécommunication. Dans la première partie, nous avons présenté les différentes techniques de miniaturisation d'une antenne ainsi que les différentes technologies de la reconfiguration en fréquence utilisées dans les communications radiofréquences. Nous avons mis en évidence que la réduction de la taille électrique de l'antenne réduit sa bande passante et son efficacité de rayonnement. Le problème de faible bande passante des antennes miniatures a été résolu dans la littérature en intégrant un élément actif accordable permettant à l'antenne de changer sa fréquence de résonance pour couvrir une large bande de fréquence. L'utilisation d'une diode varactor reste la solution la plus classique et largement utilisée dans la littérature pour rendre une antenne miniature agile en fréquence.

Toutefois, cette méthode souffre de pertes souvent élevées qui dégrade l'efficacité de rayonnement de l'antenne. De plus, elle présente une tenue en puissance très limitée qui empêche son utilisation dans les systèmes fonctionnant en mode émission. Ces deux limitations sont très pénalisantes pour les futurs capteurs dans lesquels devront être intégrées des antennes reconfigurables. Parmi les solutions présentées, nous avons mis en évidence les performances des antennes reconfigurables intégrant les matériaux ferroélectriques. Cette solution de reconfiguration fréquentielle s'avère prometteuse pour rendre une antenne miniature reconfigurable en fréquence car l'intégration de ces matériaux combine des faibles pertes diélectriques et une bonne tenue en puissance.

L'objectif principal de cette thèse est de lever les limitations des composants actuels en utilisant des dispositifs accordables à base des matériaux ferroélectriques en couche mince pour réaliser une antenne miniature reconfigurable en fréquence.

Le chapitre 2 sera consacré à la présentation des condensateurs intégrant des matériaux ferroélectriques que nous avons conçus en salle blanche au sein du laboratoire XLIM. Le procédé de fabrication ainsi que la caractérisation en hyperfréquence seront présentés et les



performances des dispositifs seront évaluées par rapport à leur intégration dans un système antennaire reconfigurable.



Références

- [1] D. Nikolayev, M. Zhadobov, P. Karban, and R. Sauleau, “Increasing the radiation efficiency and matching stability of in-body capsule antennas,” in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1–5.
- [2] H. A. Wheeler, “Fundamental Limitations of Small Antennas,” *Proc. IRE*, vol. 35, no. 12, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [3] H. A. Wheeler, “The Radiansphere around a Small Antenna,” *Proc. IRE*, vol. 47, no. 8, pp. 1325–1331, Aug. 1959.
- [4] A. D. Yaghjian and S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [5] R. M. Fano, “Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances,” *J. Frankl. Inst.*, vol. 249, no. 2, pp. 139–154, Feb. 1950.
- [6] “A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas - Antennas and Propagation, IEEE Transactions on - IEEE_APS_1996_McLean.pdf.” [Online]. Available: http://www.ate.uni-duisburg-essen.de/data/postgraduate_lecture/IEEE_APS_1996_McLean.pdf. [Accessed: 04-May-2017].
- [7] R. Collin and S. Rothschild, “Evaluation of antenna Q,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 12, no. 1, pp. 23–27, Jan. 1964.
- [8] R. C. Hansen, “Fundamental limitations in antennas,” *Proc. IEEE*, vol. 69, no. 2, pp. 170–182, Feb. 1981.
- [9] M. Gustafsson, C. Sohl, and G. Kristensson, “Physical limitations on antennas of arbitrary shape,” *Proc. R. Soc. Lond. Math. Phys. Eng. Sci.*, vol. 463, no. 2086, pp. 2589–2607, Oct. 2007.
- [10] L. J. Chu, “Physical Limitations of Omni-Directional Antennas,” *J. Appl. Phys.*, vol. 19, pp. 1163–1175, Dec. 1948.
- [11] J. S. McLean, “A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, p. 672, May 1996.
- [12] S. R. Best, “Bandwidth and the lower bound on Q for small wideband antennas,” in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 647–650.
- [13] J. Volakis, C.-C. Chen, and K. Fujimoto, *Small Antennas: Miniaturization Techniques & Applications*, 1 edition. New York, NY: McGraw-Hill Education, 2010.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, 3 edition. Hoboken, NJ: Wiley-Interscience, 2005.
- [15] G. A. Thiele, P. L. Detweiler, and R. P. Penno, “On the lower bound of the radiation Q for electrically small antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 6, pp. 1263–1269, Jun. 2003.
- [16] P. Vainikainen, J. Villanen, J. Holopainen, O. Kivekäs, P. Suvikunnas, and K. Sulonen, “Antennas for multi-system mobile terminals,” in *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 2005]*, 2005, pp. 1–4.
- [17] A. Loutridis, K. Yang, M. John, and M. J. Ammann, “A dual band 450LTE/GSM900 PIFA for portable devices,” in *2016 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, 2016, pp. 1–4.



- [18] L. HUITEMA, “Conception d’antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles :,” thesis, Université de Limoges.
- [19] F. N. M. Redzwan, M. T. Ali, M. N. M. Tan, and N. F. Miswadi, “Design of Planar Inverted F Antenna for LTE mobile phone application,” in *2014 IEEE REGION 10 SYMPOSIUM*, 2014, pp. 19–22.
- [20] C. Delaveaud, P. Leveque, and B. Jecko, “Small-sized low-profile antenna to replace monopole antennas,” *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 8, pp. 716–717, Apr. 1998.
- [21] C. Delaveaud, P. Leveque, and B. Jecko, “New kind of microstrip antenna: the monopolar wire-patch antenna,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 1, pp. 1–2, Jan. 1994.
- [22] Y. Dia, “Optimisation par conception conjointe de dispositifs multifonctions filtre-antenne compacts et agiles,” phdthesis, Université de Limoges, 2016.
- [23] C. Delaveaud and S. Sufyar, “A miniaturization technique of a compact omnidirectional antenna,” in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, 2009, pp. 384–388.
- [24] H. T. Nguyen, S. Noghianian, and L. Shafai, “Microstrip patch miniaturization by slots loading,” in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 1B, p. 215–218 vol. 1B.
- [25] K. M. Luk, X. Guo, K. F. Lee, and Y. L. Chow, “L-probe proximity fed U-slot patch antenna,” *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 19, pp. 1806–1807, Sep. 1998.
- [26] R. Azadegan and K. Sarabandi, “A novel approach for miniaturization of slot antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, Mar. 2003.
- [27] K. Sarabandi and R. Azadegan, “Design of an efficient miniaturized UHF planar antenna,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*, 2001, vol. 4, pp. 446–449 vol.4.
- [28] S. E. Kadri, “Contribution à l’étude d’antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d’éléments actifs,” Université de Grenoble, 2011.
- [29] C. C. Yu and X. C. Lin, “A Wideband Single Chip Inductor-Loaded CPW-Fed Inductive Slot Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 5, pp. 1498–1501, May 2008.
- [30] R. H. Chen and Y. C. Lin, “An inductive-loaded slot antenna using C-shaped rings for size reduction,” in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2010, pp. 1–4.
- [31] C. R. Rowell and R. D. Murch, “A capacitively loaded PIFA for compact mobile telephone handsets,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 5, pp. 837–842, May 1997.
- [32] Y. J. Wang, W. J. Koh, J. H. Tan, P. T. Teo, P. C. Yeo, and C. K. Lee, “A compact and broadband microstrip patch antenna,” in *Proceedings RAWCON 2001. 2001 IEEE Radio and Wireless Conference (Cat.No.01EX514)*, 2001, pp. 219–222.
- [33] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor, and C. A. Zorman, “Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines,” in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 731–734.
- [34] M. C. Scardelletti, G. E. Ponchak, S. Merritt, J. S. Minor, and C. A. Zorman, “Electrically small folded slot antenna utilizing capacitive loaded slot lines,” in *2008 IEEE Radio and Wireless Symposium*, 2008, pp. 731–734.



- [35] R. K. Mongia, A. Ittibipoon, and M. Cuhaci, “Low profile dielectric resonator antennas using a very high permittivity material,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 17, pp. 1362–1363, Aug. 1994.
- [36] Y. Hwang, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, and T. K. C. Lo, “Planar inverted F antenna loaded with high permittivity material,” *Electron. Lett.*, vol. 31, no. 20, pp. 1710–1712, Sep. 1995.
- [37] D. Souriou *et al.*, “Antenna miniaturization and nanoferrite magneto-dielectric materials,” in *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics the American Electromagnetics Conference*, 2010, pp. 1–4.
- [38] S. D. R. Prasath, S. Balaji, M. S. Khanna, S. Raju, and V. Abhaikumar, “Miniaturization of patch antennas using magneto-dielectric materials,” in *2010 Indian Antenna Week: A Workshop on Advanced Antenna Technology*, 2010, pp. 1–4.
- [39] A. K. Skrivervik, J. F. Zurcher, O. Staub, and J. R. Mosig, “PCS antenna design: the challenge of miniaturization,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 43, no. 4, pp. 12–27, Aug. 2001.
- [40] C. Niamien, S. Collardey, A. Sharaiha, and K. Mahdjoubi, “Compact Expressions for Efficiency and Bandwidth of Patch Antennas Over Lossy Magneto-Dielectric Materials,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 63–66, 2011.
- [41] V. Natarajan and D. Chatterjee, “Effect of substrate permittivity and thickness on performance of single-layer, wideband, U-slot antennas on microwave substrates,” DTIC Document, 2004.
- [42] S. Wang, M. Chen, J. Wang, Z. Zhang, Z. Li, and Y. Li, “Radar cross section reduction of a microstrip antenna with CSRRs loaded on the ground,” in *2016 11th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory (ISAPE)*, 2016, pp. 670–673.
- [43] P. Mohammadi, A. Piroutiniya, R. Ebadzadeh, and M. Mohammadifar, “Multi-notched CPW-fed antenna by CSRRs and MLs,” in *2016 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2016, pp. 1–4.
- [44] Y. Lee, S. Tse, Y. Hao, and C. G. Parini, “A compact microstrip antenna with improved bandwidth using Complementary Split-Ring Resonator (CSRR) loading,” in *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, pp. 5431–5434.
- [45] R. C. Hansen and M. Burke, “Antennas with magneto-dielectrics,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 26, no. 2, pp. 75–78, Jul. 2000.
- [46] L. Huitema, S. Sufyar, C. Delaveaud, and R. D’Errico, “Miniature antenna effect on the ear-to-ear radio channel characteristics,” in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2012, pp. 3402–3406.
- [47] L. Huitema, C. Delaveaud, and R. D’Errico, “Miniature antenna for micro SD card,” in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 1707–1711.
- [48] H. Nakano, “Frequency-Independent Antennas: Spirals and Log-Periodics,” in *Modern Antenna Handbook*, editor C. A. Balanis, Ed. John Wiley & Sons, Inc., 2008, pp. 263–323.
- [49] A. Oueslati, “Nouveau concept simplifié d’antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d’un réseau hybride,” phdthesis, Université de Limoges, 2015.
- [50] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, G. Cung, and J. T. Bernhard, “Directional reconfigurable antennas on laptop computers: Simulation, measurement and evaluation of candidate



- integration positions,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 12, pp. 3220–3227, Dec. 2004.
- [51] M. I. Lai, T. Y. Wu, J. C. Hsieh, C. H. Wang, and S. K. Jeng, “Design of reconfigurable antennas based on an L-shaped slot and PIN diodes for compact wireless devices,” *Antennas Propag. IET Microw.*, vol. 3, no. 1, pp. 47–54, Feb. 2009.
- [52] S. J. Wu and T. G. Ma, “A Wideband Slotted Bow-Tie Antenna With Reconfigurable CPW-to-Slotline Transition for Pattern Diversity,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 2, pp. 327–334, Feb. 2008.
- [53] Y. Sung, “Investigation Into the Polarization of Asymmetrical- Feed Triangular Microstrip Antennas and its Application to Reconfigurable Antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 4, pp. 1039–1046, Apr. 2010.
- [54] C. H. Hu, T. R. Chen, J. F. Wu, and J. S. Row, “Reconfigurable microstrip antenna with polarisation diversity and frequency agility,” *Electron. Lett.*, vol. 43, no. 24, pp. 1329–1330, Nov. 2007.
- [55] N. Jin, F. Yang, and Y. Rahmat-Samii, “A novel patch antenna with switchable slot (PASS): dual-frequency operation with reversed circular polarizations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 3, pp. 1031–1034, Mar. 2006.
- [56] J. H. Lim, G. T. Back, Y. I. Ko, C. W. Song, and T. Y. Yun, “A Reconfigurable PIFA Using a Switchable PIN-Diode and a Fine-Tuning Varactor for USPCS/WCDMA/m-WiMAX/WLAN,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 7, pp. 2404–2411, Jul. 2010.
- [57] A. Petosa, “An Overview of Tuning Techniques for Frequency-Agile Antennas,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, no. 5, pp. 271–296, Oct. 2012.
- [58] “Miniature Varactor Diodes For VCO, Phase Noise, And Voltage Tuned Filter Applications.” [Online]. Available: <https://www.rfglobalnet.com/doc/miniature-varactor-diodes-for-vco-phase-0001>. [Accessed: 31-May-2017].
- [59] T. Ikeda, S. Saito, and Y. Kimura, “A dual-band frequency-tunable varactor-loaded single-layer multi-ring microstrip antenna,” in *2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2016, pp. 392–393.
- [60] S. E. Kadri, “Contribution à l’étude d’antennes miniatures reconfigurables en fréquence par association d’éléments actifs,” Université de Grenoble, 2011.
- [61] L. HUITEMA, “Conception d’antennes miniatures à base de matériaux innovants pour systèmes de communications mobiles :,” thesis, Université de Limoges, 2014.
- [62] B. Avser and G. M. Rebeiz, “Tunable Dual-Band Antennas for 0.7–1.1-GHz and 1.7–2.3-GHz Carrier Aggregation Systems,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 63, no. 4, pp. 1498–1504, Apr. 2015.
- [63] Z. Mahlaoui, E. Antonino-Daviu, M. Ferrando-Bataller, H. Benchakroun, and A. Latif, “Frequency reconfigurable patch antenna with defected ground structure using varactor diodes,” in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2217–2220.
- [64] W. Y. Sam and Z. Zakaria, “The investigation of the varactor diode as tuning element on reconfigurable antenna,” in *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2016, pp. 13–14.



- [65] “Diodes PIN | Mouser France.” [Online]. Available: http://www.mouser.fr/Semiconductors/Discrete-Semiconductors/Diodes-Rectifiers/PIN-Diodes/_/N-ax1md. [Accessed: 06-Aug-2017].
- [66] X. LIU, X. YANG, and F. KONG, “A Frequency-Reconfigurable Monopole Antenna with Switchable Stubbed Ground Structure,” *RADIOENGINEERIN*, Jun-2015.
- [67] V. K. Palukuru, M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, and E. Salonen, “Frequency-Tunable Planar Monopole Antenna for Mobile Terminals,” in *The Second European Conference on Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–5.
- [68] A. F. Sheta and S. F. Mahmoud, “A Widely Tunable Compact Patch Antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 40–42, 2008.
- [69] M. Komulainen, M. Berg, H. Jantunen, E. T. Salonen, and C. Free, “A Frequency Tuning Method for a Planar Inverted-F Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 4, pp. 944–950, Apr. 2008.
- [70] X. l Yang, J. c Lin, G. Chen, and F. l Kong, “Frequency Reconfigurable Antenna for Wireless Communications Using GaAs FET Switch,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 807–810, Dec. 2015.
- [71] S. Kawasaki and T. Itoh, “A slot antenna with electronically tunable length,” in *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, 1991, pp. 130–133 vol.1.
- [72] N. 18, 2008 Md, and D. S. | M. D. Design, “Digitally Tunable Capacitors Make Possible Antenna Tuning.” [Online]. Available: <http://mobiledevdesign.com/technologies/digitally-tunable-capacitors-make-possible-antenna-tuning>. [Accessed: 03-Jun-2017].
- [73] “Digitally Tunable Capacitors (DTC) - Peregrine Semiconductor.” [Online]. Available: <http://www.psemi.com/products/digitally-tunable-capacitors-dtc>. [Accessed: 03-Jun-2017].
- [74] L. H. Trinh, F. Ferrero, L. Lizzi, R. Staraj, and J. M. Ribero, “Reconfigurable Antenna for Future Spectrum Reallocations in 5G Communications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 15, pp. 1297–1300, 2016.
- [75] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and P. B. Katehi, “MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering,” in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, 2000, vol. 2, pp. 1217–1220 vol.2.
- [76] A. P. D. Silva *et al.*, “Motorola MEMS switch technology for high frequency applications,” in *2001 Microelectromechanical Systems Conference (Cat. No. 01EX521)*, 2001, pp. 22–24.
- [77] Z. Hou, Z. Liu, X. Lei, G. Hu, L. Liu, and Z. Li, “Study on dynamic characterization of a shunt capacitive RF MEMS switch,” in *2006 8th International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology Proceedings*, 2006, pp. 584–586.
- [78] G. Chaabane, V. Madrangeas, M. Chatras, E. Arnaud, L. Huitema, and P. Blondy, “High-Linearity 3-Bit Frequency-Tunable Planar Inverted-F Antenna for RF Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 983–986, 2017.
- [79] H. Mirzajani, A. Pourmand, E. N. Aghdam, and H. B. Ghavifekr, “Frequency agile MEMS patch antenna for reconfigurable RF front-ends,” in *2014 22nd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 2014, pp. 393–398.
- [80] F. J. Morin, “Oxides Which Show a Metal-to-Insulator Transition at the Neel Temperature,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 3, no. 1, pp. 34–36, Jul. 1959.



- [81] G. Stefanovich, A. Pergament, and D. Stefanovich, "Electrical switching and Mott transition in VO₂," *J. Phys. Condens. Matter*, vol. 12, no. 41, p. 8837, 2000.
- [82] A. Cavalleri *et al.*, "Femtosecond Structural Dynamics in VO₂ during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, no. 23, p. 237401, Dec. 2001.
- [83] J. Sakai and M. Kurisu, "Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO₂ planar-type junctions," *Phys. Rev. B Condens. Matter Mater. Phys.*, vol. 78, no. 3, 2008.
- [84] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, and E. Arnaud, "Highly integrated VO₂-based tunable antenna for millimeter-wave applications," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, no. 20, p. 203501, May 2017.
- [85] M. S, K. M, and G. A, "Design and simulation reconfigurable liquid crystal patch antennas on foam substrate," *Journal of Chemical Engineering and Materials Science*, p. p. 96–102, 2011., 2011.
- [86] L. Liu and R. J. Langley, "Liquid crystal tunable microstrip patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 20, pp. 1179–1180, Sep. 2008.
- [87] F. A. Ghaffar and A. Shamim, "A self-biased 3D tunable helical antenna in ferrite LTCC substrate," in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 2291–2292.
- [88] Y. Liu *et al.*, "Distributed phase shifters using (Ba,Sr)TiO₃ thin films on sapphire and glass substrates," *Integr. Ferroelectr.*, vol. 39, no. 1–4, pp. 313–320, 2001.
- [89] A. Tombak *et al.*, "Voltage-controlled RF filters employing thin-film barium-strontium-titanate tunable capacitors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 462–467, Feb. 2003.
- [90] Y. Zheng, M. Sazegar, H. Maune, M. Arshad, and R. Jakoby, "Compact tunable dual-channel antenna based on ferroelectric ceramics," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 16, pp. 897–898, Aug. 2011.
- [91] A. Ghalem *et al.*, "Ultra-High tunability of Ba(2/3)Sr(1/3)TiO₃-based capacitors under low electric fields," *IEEE Microw. Wirel. Compon Lett*, vol. 26, p. 504, 2016.
- [92] M. W. Cole, P. C. Joshi, and M. H. Ervin, "La doped Ba_{1-x}Sr_xTiO₃ thin films for tunable device applications," *J. Appl. Phys.*, vol. 89, no. 11, pp. 6336–6340, Jun. 2001.
- [93] K. B. Chong *et al.*, "Improvement of dielectric loss tangent of Al₂O₃ doped Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ thin films for tunable microwave devices," *J. Appl. Phys.*, vol. 95, no. 3, pp. 1416–1419, Jan. 2004.
- [94] Q. Simon *et al.*, "Reduction of microwave dielectric losses in KTa_{1-x}Nb_xO₃ thin films by MgO-doping," *Thin Solid Films*, vol. 517, no. 20, pp. 5940–5942, Aug. 2009.
- [95] M. Jain, S. B. Majumder, R. S. Katiyar, and A. S. Bhalla, "Structural and dielectric properties of heterostructured BST thin films by sol-gel technique," *Thin Solid Films*, vol. 447, pp. 537–541, Jan. 2004.
- [96] E. A. Nenasheva *et al.*, "Low loss microwave ferroelectric ceramics for high power tunable devices," *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 30, no. 2, pp. 395–400, Jan. 2010.
- [97] L. Tang, J. Zhai, H. Zhang, and X. Yao, "Microwave dielectric properties of tunable Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ and scheelite AMoO₄ (A = Ba, Sr) composite ceramics," *J. Alloys Compd.*, vol. 551, pp. 556–561, Feb. 2013.



- [98] A. LE FEBVRIER, “Couches minces et multicouches d’oxydes ferroélectrique (KTN) et diélectrique (BZN) pour applications en hyperfréquences,” Université de Rennes 1, 2012.
- [99] H. V. Nguyen *et al.*, “Miniaturized and reconfigurable notch antenna based on a BST ferroelectric thin film,” *Mater. Res. Bull.*, vol. 67, pp. 255–260, Jul. 2015.
- [100] H.-Y. Li, S.-C. Chen, H.-P. Chen, W.-C. Ran, and J.-S. Fu, “A frequency-reconfigurable slot loop antenna using ferroelectric MIM capacitors,” *IEICE Electron. Express*, vol. 10, no. 16, pp. 20130521–20130521, 2013.
- [101] H. Y. Li, H. P. Chen, S. C. Chen, C. H. Tai, and J. S. Fu, “A tunable slot loop antenna using interdigitated ferroelectric varactors,” in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 1–2.
- [102] A. M. Castro-Vilaro and R. A. R. Solis, “Tunable folded-slot antenna with thin film ferroelectric material,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003*, 2003, vol. 2, pp. 549–552 vol.2.





Chapitre II. Elaboration et caractérisation de condensateurs ferroélectriques pour des applications RF





II.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons passé en revue les solutions mentionnées dans la littérature pour rendre une antenne miniature agile en fréquence. Parmi ces solutions, notre choix s'est porté vers l'utilisation de matériaux ferroélectriques - et plus précisément du Titanate de Baryum et Strontium ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ - BST), comme élément accordable pour l'agilité fréquentielle des antennes miniatures. Ce type de matériau présente une forte accordabilité (variation de la permittivité avec un champ électrique externe), de faibles pertes et une bonne tenue en puissance, propriétés qui leur permettent d'apporter des solutions viables en tant qu'éléments agiles intégrables pour des applications RF. Notre intérêt pour les matériaux ferroélectriques en couches minces est dû à leurs propriétés diélectriques spécifiques (faibles pertes diélectriques et forte variation de leur permittivité sous l'application d'un champ électrique) les rendant attractifs pour la conception de condensateurs accordables sous l'action d'une polarisation électrique externe. Dans ce chapitre, nous allons, dans un premier temps, présenter brièvement les propriétés de ces matériaux ferroélectriques. Nous aborderons les différentes techniques de dépôt en couches minces des matériaux ferroélectriques ainsi que la caractérisation des couches minces réalisées, dans le domaine des hyperfréquences. Par la suite, nous décrirons les procédés de fabrication des condensateurs de type interdigités ou de type Métal-Isolant-Métal intégrant les couches ferroélectriques en utilisant des technologies de micro fabrication développées dans un environnement de type « salle blanche ». Enfin, nous présenterons les résultats de mesures en hyperfréquences de ces dispositifs fabriqués au sein de la salle blanche de la plateforme technologique PLATINOM du laboratoire Xlim.

II.2. Caractéristiques des matériaux ferroélectriques

II.2.1. Historique

L'histoire des matériaux ferroélectriques commence en 1655 avec le médecin français Pierre SEIGNETTE qui a découvert « le sel de Rochelle » ou « le sel de Seignette ». En 1818, les travaux de David Brewster ont montré que «le sel de Seignette» est pyroélectrique (variation de sa permittivité en fonction de la température) [1]. En 1880, les recherches des frères Jacques et Pierre Curie ont mis en évidence ses propriétés piézoélectriques (création de charges électriques lors de l'application d'une contrainte mécanique sur le cristal) [2]. Quelques années plus tard, Cady et Anderson découvrent des valeurs très élevées de permittivité pour ce type de matériau et montrent que sa permittivité dépend fortement de la température [3]. Les recherches de Vasalek sur le sel de Rochelle mettent en évidence le premier cycle d'hystérésis de la



polarisation électrique macroscopique (\vec{P}) en fonction du champ électrique (\vec{E}) appliqué sur le matériau [4]. En effet, le terme ferroélectricité a été choisi par Mueller en 1935 [5] pour rappeler l'analogie entre le comportement d'hystérésis de la polarisation électrique macroscopique en fonction du champ appliqué et celui de l'aimantation en fonction du champ magnétique dans les matériaux ferromagnétiques. Après la deuxième guerre mondiale, les matériaux ferroélectriques, en particulier les dérivés du titanate de baryum, ont été largement utilisés dans des dispositifs RF sous forme de céramique massive ou monocristaux [6]. L'intérêt de ce type de matériaux en couche mince permet de concevoir des dispositifs agiles très miniature, grâce à la forte permittivité présentée par ces matériaux associée aux faibles courants de fuites et aux faibles pertes diélectriques [7]. La réalisation de condensateurs intégrant des matériaux ferroélectriques permet ainsi d'obtenir des capacités de fortes valeurs, qui peuvent être modifiées sous l'application d'un champ électrique [8][9]. L'utilisation de ces matériaux en couches minces de quelques centaines de nanomètres à quelques micromètres d'épaisseur dans des applications microélectroniques permet de réduire la tension de polarisation appliquée sur le dispositif pour modifier de manière contrôlée la permittivité du matériau.

II.2.2. Classification cristallographique et structure pérovskite

Les propriétés spécifiques des matériaux ferroélectriques s'expliquent en partie par leur structure cristallographique et plus exactement par leur groupe ponctuel (symétrie macroscopique) [10]. Il existe 32 classes cristallines, 11 possédant un centre de symétrie et ne présentant donc pas un moment dipolaire pour induire un effet de type piézoélectrique. Parmi les 21 qui ne possèdent pas de centre de symétrie nous retrouvons 20 structures de type piézoélectriques. L'effet piézoélectrique se manifeste par une déformation du cristal sous l'effet d'une contrainte électrique (effet piézoélectrique direct) et réciproquement, la génération d'un champ électrique sous l'effet d'une contrainte mécanique (effet piézoélectrique indirect). Parmi ces 20 classes de matériaux piézoélectriques, 10 d'entre elles présentent une **polarisation spontanée permanente** (les barycentres des charges positives et négatives ne sont pas confondus) et correspondent à des cristaux polaires. Ces cristaux sont également qualifiés de pyroélectriques car l'intensité de leur polarisation spontanée varie avec la température. Pour certains de ces matériaux pyroélectriques, la direction de polarisation spontanée est renversable par l'application d'un champ électrique : **ce sont les matériaux ferroélectriques** (Figure II-1 :) [4].



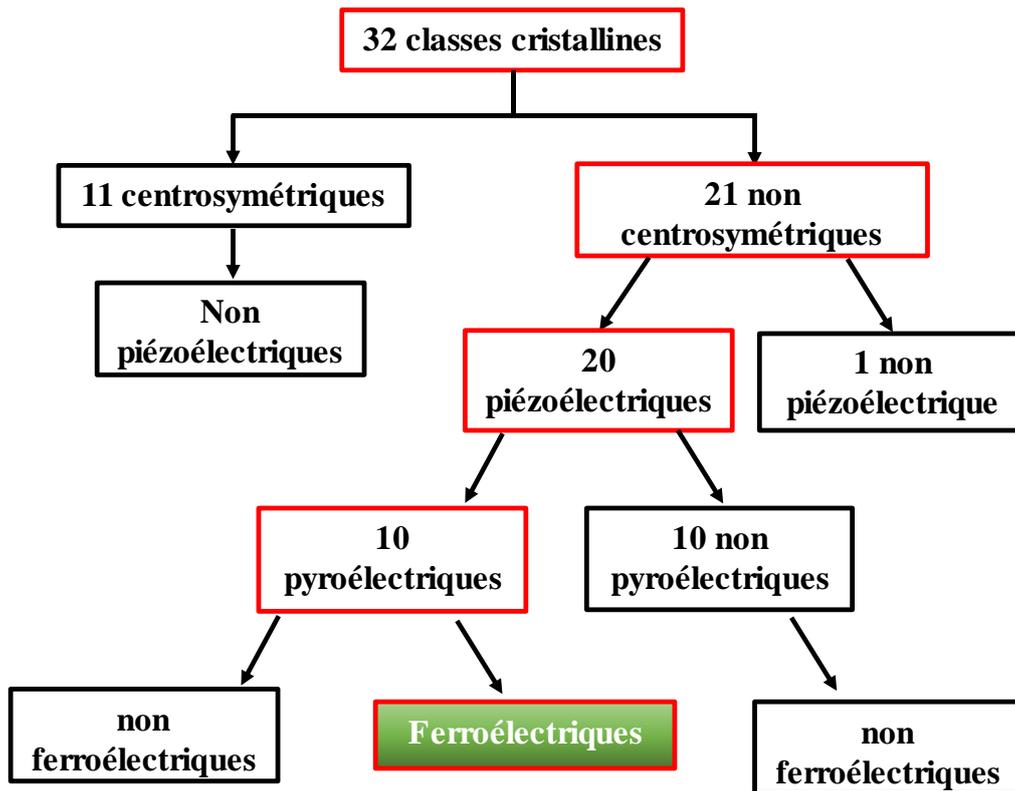


Figure II-1 : Représentation des différentes classes cristallines déterminant les propriétés macroscopiques des matériaux [4]

La plupart des matériaux ferroélectriques étudiés possèdent une structure de type pérovskite ABO_3 qui est la plus simple d'un point de vue structurale. Nous citons quelques exemples de matériaux pérovskites les plus connus : le titanate de baryum $BaTiO_3$, le titanate de strontium $SrTiO_3$, le titanate de plomb $PbTiO_3$ ou les solutions solides comme le titanate de baryum et de strontium $(Ba,Sr)TiO_3$. La Figure II-2 : montre la maille cristalline cubique pour la structure pérovskite de type ABO_3 [11]. D'un point de vue cristallographique, les cations A occupent les sommets de la maille cubique, le cation B le centre et les anions oxygène les centres des faces.

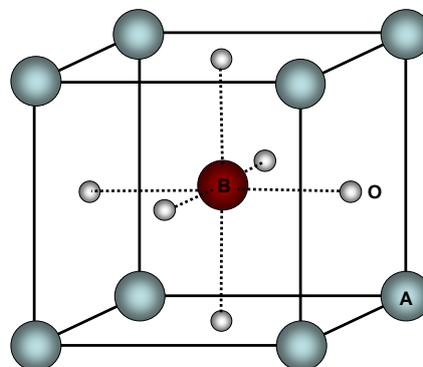


Figure II-2 : Maille cristalline pérovskite de type ABO_3 [12]



II.2.3. Propriétés diélectriques des matériaux ferroélectriques

II.2.3.1. Polarisation spontanée (P_s) dans les ferroélectriques

De manière générale, un cristal possédant une polarisation spontanée est composé d'ions positifs et négatifs. Dans un certain intervalle de températures ces charges sont dans une position d'équilibre, où le barycentre des charges positives ne coïncide pas avec le barycentre des charges négatives. Les matériaux ferroélectriques possèdent une polarisation électrique permanente en absence d'un champ électrique appliqué. Ce phénomène est appelé polarisation spontanée et se caractérise par l'apparition d'un moment dipolaire (μ)[13]. Nous pouvons représenter le moment dipolaire par l'équation suivante :

$$\vec{\mu} = q \cdot \delta \cdot \vec{u} \quad (\text{II-1})$$

Avec μ le moment dipolaire, q la charge élémentaire de l'électron, δ la distance entre les centres des charges et \vec{u} le vecteur unitaire dirigé du centre des charges négatives vers le centre des charges positives.

D'un point de vue microscopique, l'application d'un champ électrique extérieur sur le matériau ferroélectrique provoque une polarisation de l'atome ou de la molécule. Les charges positives et négatives se déplacent par rapport à leur position d'équilibre dans leur maille cristalline pour créer une dissymétrie à l'origine des moments dipolaires électriques \vec{P}_i .

A l'échelle macroscopique, l'application d'un champ électrique \vec{E} sur un volume V provoque la polarisation du matériau telle que :

$$\vec{P} = \sum d\vec{P}_i / dV \quad (\text{II-2})$$

Nous pouvons relier la polarisation \vec{P} et le vecteur induction électrique \vec{D} au champ électrique par les relations de Maxwell :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (\text{II-3})$$

Où ϵ_r la constante diélectrique relative du matériau et ϵ_0 la permittivité du vide

Au niveau macroscopique, nous pouvons relier la polarisation au champ électrique global par la relation suivante :

$$\vec{P} = \epsilon_0 \chi \vec{E}_{\text{global}} \quad (\text{II-4})$$

Où $\chi = \epsilon_r - 1$ est la susceptibilité diélectrique



D'un point de vue microscopique, la polarisation \vec{P} est reliée au champ électrique local \vec{E} appliqué par le biais de la polarisabilité α :

$$\vec{P} = \epsilon_0 \alpha \vec{E}_{\text{Local}} \quad (\text{II-5})$$

II.2.3.2. Permittivité complexe, tangente de pertes.

Tous les matériaux présentent des pertes diélectriques et lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique sinusoïdal $\vec{E} = \vec{E}_0 \cdot e^{j\omega t}$ un retard δ peut apparaître entre le champ appliqué \vec{E} et la polarisation induite par le matériau. La permittivité relative est définie comme une grandeur complexe qui dépend de la fréquence du champ électrique et peut être exprimée par la relation suivante [1]:

$$\epsilon_r^*(\omega) = \epsilon_r \cdot e^{j\delta} \quad \text{où} \quad \epsilon_r^*(\omega) = \epsilon'(\omega) - j \cdot \epsilon''(\omega) \quad (\text{II-6})$$

Avec $\epsilon'(\omega) = \epsilon_r \cdot \cos(\delta)$ et $\epsilon''(\omega) = \epsilon_r \cdot \sin(\delta)$

Les pertes diélectriques (ou $\tan \delta$) du matériau correspondent au rapport des parties imaginaire et réelle de la permittivité diélectrique complexe :

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''(\omega)}{\epsilon'(\omega)} \quad (\text{II-7})$$

II.2.3.3. Evolution en fréquence

Comme cité précédemment, la constante diélectrique ou la permittivité est une fonction complexe qui dépend de la fréquence du signal électromagnétique. En effet, différents types de phénomènes de polarisabilité peuvent être induits dans un matériau sous l'application d'un champ électrique et, en fonction de sa fréquence elles peuvent être de type :

- Interfaciale : Apparition de charges d'espace (pour des champs continus et quasi continus)
- Dipolaire : Moment dipolaire électrique orienté sous l'effet d'un champ électrique.
- Atomique : Déplacement d'un ion chargé par rapport aux autres ions.
- Electroniques : les couches électroniques se déplacent par rapport au noyau atomique.

Dans un matériau ferroélectrique, la polarisation dipolaire est à l'origine de la ferroélectricité, qui est caractérisée par la présence de moments dipolaires dans le matériau qui vont être orientés selon un axe cristallographique (axe polaire) en fonction du champ électrique appliqué.



La Figure II-3 présente les différents effets de la polarisation sur la permittivité et les pertes diélectriques, en fonction de la fréquence.

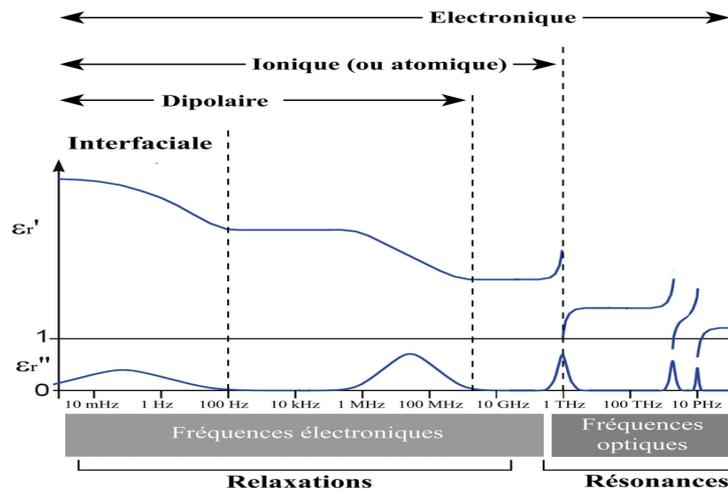


Figure II-3 : Evolution fréquentielle des parties réelles (ϵ_r') et imaginaires (ϵ_r'') de la permittivité d'un matériau diélectrique[14]

D'après la Figure II-3, la valeur de la partie réelle de la permittivité (ϵ_r') décroît en fonction de la fréquence pour atteindre une valeur proche de 1 pour les fréquences supérieures aux fréquences optiques. Nous remarquons aussi qu'à chaque variation de la partie réelle de la permittivité, des pics de résonance apparaissent dans la partie imaginaire de la permittivité. Ces pics deviennent très étroits dans le domaine optique. Les phénomènes de dispersion diélectrique sont associés aux différents types de polarisabilité. Chacune de ces résonances et relaxations se traduit par une dispersion de l'énergie qui permet aux particules de s'orienter en fonction de la polarisation.

II.2.4. Transition de phase

Comme déjà défini précédemment, les matériaux ferroélectriques sont également pyroélectriques. Cela signifie que les propriétés diélectriques du matériau dépendent de la température. En effet, ce type de matériaux présente une température de transition de phase, appelée température de Curie T_c . En dessous de cette température ($T < T_c$), le matériau se trouve dans la phase ferroélectrique. D'un point de vue structural, la maille cristalline est de type tétragonale avec un barycentre mobile qui induit un moment dipolaire.

Au-dessus de la température de Curie ($T > T_c$), le matériau devient paraélectrique, avec une structure cristallographique cubique pour la maille pérovskite. Dans cet état, en champ nul, les barycentres des anions et celui des cations de la maille cristalline sont confondus. Dans ce cas, le matériau perd sa polarisation spontanée et donc son moment dipolaire est nul [15], [16].



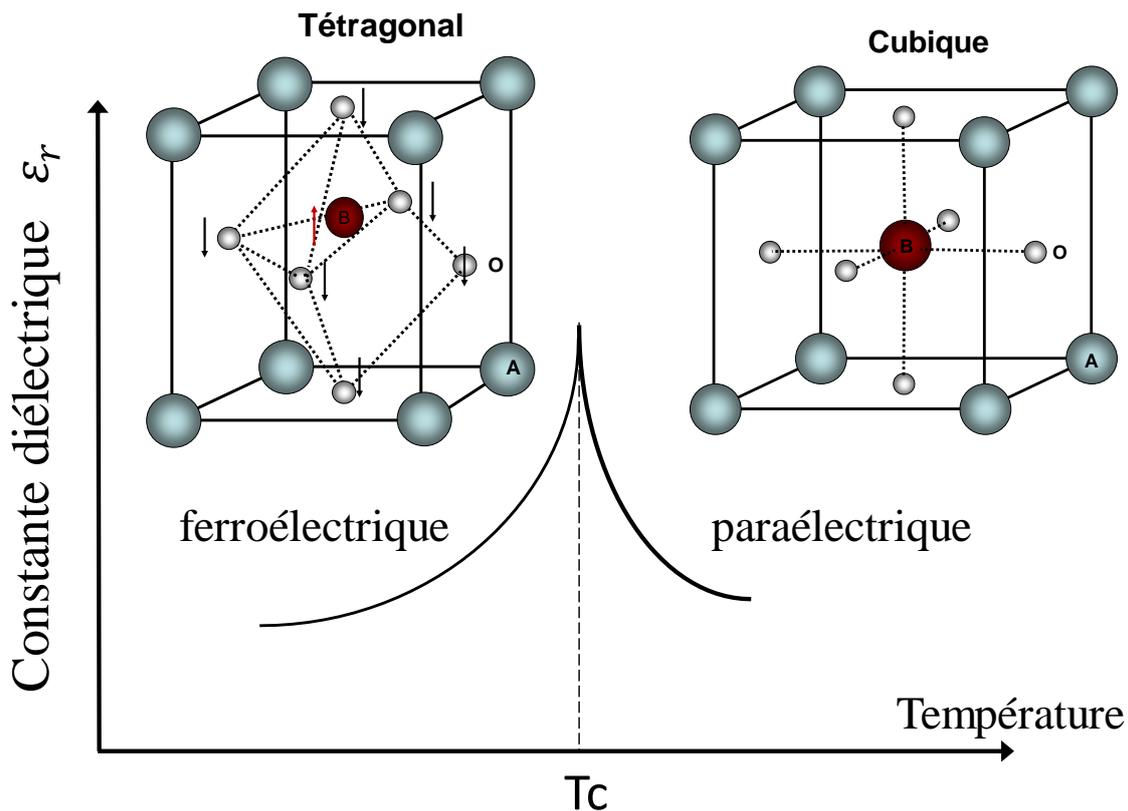


Figure II-4 : Evolution de la constante diélectrique et de la structure cristalline des matériaux ferroélectriques en fonction de la température [17]

II.2.5. Polarisation/Cycle d'hystérésis,

Pour un matériau ferroélectrique, le cycle typique (P-E) dans la phase ferroélectrique ($T < T_c$) est présenté sur la Figure II-5(a). A l'état initial (1, Figure II-5 (a)), lorsque le matériau ne comporte aucune polarisation, les domaines sont orientés de manière aléatoire mais leur somme est nulle, donc la polarisation globale est nulle. En augmentant le champ électrique appliqué, la polarisation augmente jusqu'à la polarisation de saturation (P_s) (1 à 2). A cette polarisation tous les domaines sont alignés et présentent la même direction. Dans ce cas, le cristal est mono domaine. Nous définissons le domaine comme une région où les moments dipolaires sont orientés dans la même direction. En réduisant le champ appliqué, la polarisation diminue mais ne retourne pas à zéro. A champ électrique nul, le matériau présente une polarisation rémanente (P_r). Pour rendre la polarisation nulle, il est nécessaire d'appliquer un champ électrique ($-E_c$), appelé champ coercitif. En augmentant le champ électrique négativement, la polarisation augmente jusqu'à saturer à ($-P_s$). Pour compléter le cycle d'hystérésis, le champ électrique est augmenté pour passer par ($-P_r$) jusqu'à la polarisation ($+P_s$) [4].



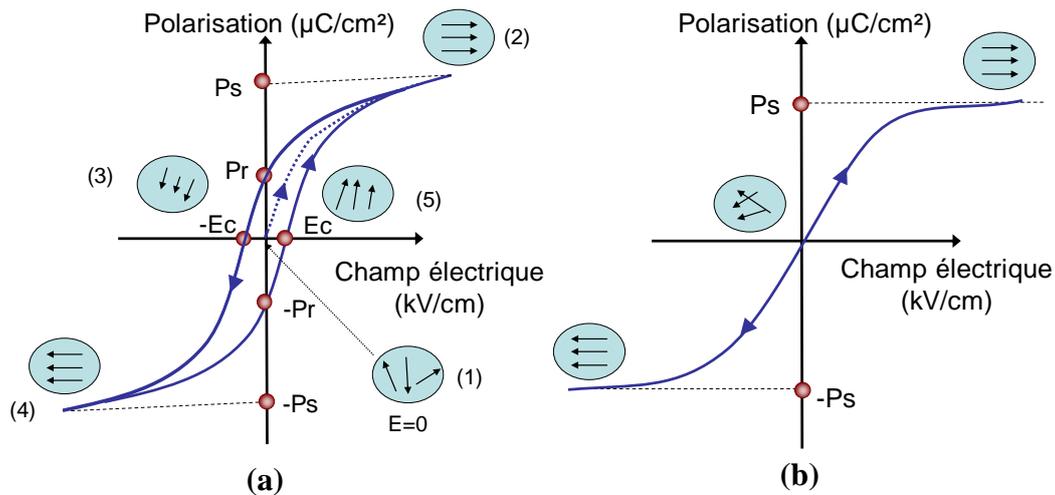


Figure II-5 :Cycle de polarisation en fonction du champ électrique d'un matériau ferroélectrique (a) phase ferroélectrique et (b) phase paraélectrique[17]

Pour la phase paraélectrique ($T > T_c$), l'évolution de la polarisation en fonction du champ électrique est quasi-linéaire pour des champs électriques faibles (Figure II-5(b)): la polarisation rémanente (P_r) est nulle en l'absence du champ électrique. Dans cette phase, le matériau revient à son état initial lorsque le champ appliqué devient nul.

II.2.6. Variation de la permittivité diélectrique

De la même manière que pour la polarisation, le matériau possède une non linéarité de la valeur de la permittivité en fonction du champ électrique appliqué. Dans l'état ferroélectrique, la variation de la valeur de la permittivité est irréversible (effet mémoire) et leurs maximums de permittivité apparaissent au champ $\pm E_c$. Pour la phase paraélectrique, nous pouvons remarquer une réversibilité de la valeur de la permittivité quel que soit le champ électrique appliqué (absence d'effet mémoire). Ainsi, cette phase est privilégiée pour les applications RF agiles en fréquence intégrant des couches ferroélectriques [11].



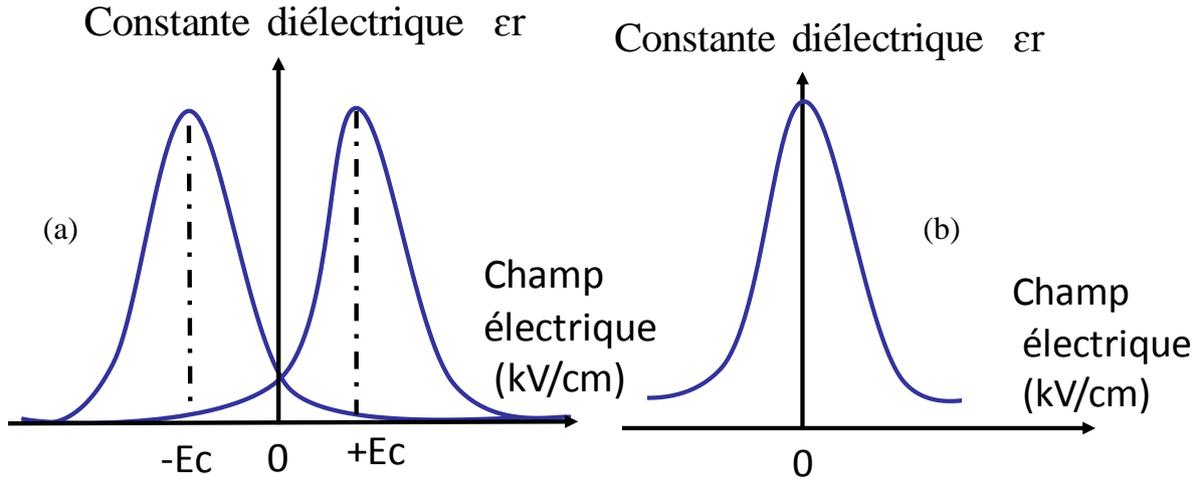


Figure II-6 : Représentation de l'évolution de la permittivité diélectrique en fonction du champ électrique appliqué pour un matériau ferroélectrique à des températures : $T < T_c$ (phase ferroélectrique) (a) et $T > T_c$ (phase paraélectrique) (b)[17]

II.2.7. Accordabilité

Dans les matériaux ferroélectriques, la polarisation P peut être liée au champ électrique E . Lorsque le matériau est en phase paraélectrique, cette dépendance se modélise en exprimant la permittivité ϵ comme un développement limité du champ E où les termes en puissance impaires du champ sont nuls pour des raisons de symétrie [13].

$$\epsilon(E, T) = \epsilon_L(T) - \epsilon_{NL}(T)E^2 + \theta(E^4) \quad (\text{II-8})$$

avec θ une grandeur indépendant de E , ϵ_L est la permittivité dite linéaire et ϵ_{NL} la permittivité non linéaire, toutes les deux dépendent de la température T .

En intégrant la relation précédente, nous obtenons un lien entre la polarisation P et le champ E comme le montre l'équation (II-9):

$$P(T) = \int \epsilon(E, T)dE = \epsilon_L(T)E - \frac{1}{3}\epsilon_{NL}(T)E^3 + \theta(E^5) \quad (\text{II-9})$$

En déterminant les dérivées partielles de :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial(E)}{\partial(P)}\right)_T &= 2\alpha + 12\beta P^2 + \sigma P^4 \\ \left(\frac{\partial(P)}{\partial(E)}\right)_T &= \epsilon_L - \epsilon_{NL}E^2 + \sigma(E^4) \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

Nous pouvons décrire les dépendances de la permittivité ϵ_L et ϵ_{NL} en considérant $\left(\frac{\partial(E)}{\partial(P)}\right)_T$.

$$\left(\frac{\partial(P)}{\partial(E)}\right)_T = 1:$$



$$\left(\frac{\partial(E)}{\partial(P)}\right)_T \cdot \left(\frac{\partial(P)}{\partial(E)}\right)_T = 1 = 2\alpha\varepsilon_L - (2\alpha\varepsilon_{NL} - 12\beta\varepsilon_L^3)E^2 + \sigma(E^4) \quad (\text{II-11})$$

Cette relation étant valable pour toute valeur de E, nous obtenons par identification :

$$\begin{cases} 0 = 2\alpha\varepsilon_{NL} - 12\beta\varepsilon_L^3 \\ 1 = 2\alpha\varepsilon_L \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varepsilon_{NL} = K_1/(T - T_c)^4 \\ \varepsilon_L = K_2/(T - T_c) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Avec K_1 et K_2 deux constantes car $\alpha = K \cdot (T - T_c)$

Ces relations traduisent l'évolution de la permittivité en fonction de la température pour un grand nombre de matériaux paraélectriques et montrent que la non-linéarité d'un matériau ferroélectrique sera maximale au voisinage de sa température de Curie (T_c).

La permittivité du matériau ferroélectrique présente donc une variation sous un champ électrique appliqué (cf. eq. 8). Cette modification qui est réversible est quantifiée par une grandeur nommée « accordabilité » qui est exprimée par la variation de la permittivité sous champ par rapport à celle en l'absence du champ :

$$\text{Accordabilité (\%)} = \left| \frac{\varepsilon(T, E) - \varepsilon(T, E = 0)}{\varepsilon(T, E = 0)} \right| = \left| \frac{\varepsilon_{NL}(T)}{\varepsilon_L(T)} \right| E^2 \quad (\text{II-13})$$

L'accordabilité dépend du champ électrique appliqué, de la température T et de la fréquence de mesure.

II.3. Couches minces ferroélectriques utilisées

Comme mentionné auparavant, l'utilisation des matériaux ferroélectriques en couches minces reste une solution prometteuse pour améliorer les performances des dispositifs accordables en hyperfréquences. L'intégration d'une couche mince dans des dispositifs accordables permet de réduire la tension de commande sur le dispositif et ainsi, sa consommation globale. Dans la suite, nous présenterons les différents types de couches minces utilisées dans le cadre du projet MAESTRO.

II.3.1. Présentation de couches minces utilisées

- **BST (Titanate de Baryum et de Strontium)**

Le BST (Barium Strontium Titanate $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$) est une solution solide qui combine le titanate de baryum BaTiO_3 et la forte permittivité du titanate de strontium du SrTiO_3 [20], [21]. L'utilisation de ce type de mélange en couche mince permet de réaliser des composants accordables permettant leur intégration dans une antenne miniature pour la rendre agile en fréquence.



Les propriétés électriques du BST (phase ferroélectrique ou pyroélectrique, permittivité, pertes) dépendent fortement de la température de Curie de la solution solide, qui peut être contrôlée en faisant varier le rapport de Baryum et de Strontium (x) dans la composition globale du BST. L'évolution de la permittivité du $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ avec la température de transition pour différentes valeurs du ratio $x \sim Ba/Sr$ est montrée sur la Figure II-7 dans le cas de matériaux massifs. La température maximum de chacune des courbes correspond à la température de Curie et délimite la transition ferroélectrique / paraélectrique pour chaque composition. Il est à noter que dans le cas des ferroélectriques en couches minces, les pics des courbes des évolutions en température s'élargissent fortement, la transition de phase ferroélectrique / paraélectrique se déroule donc sur un domaine de température large plutôt qu'à une température T_c bien précise. En choisissant un rapport Ba/ Sr spécifique, nous pouvons choisir une phase particulière du matériau qui peut être ferroélectrique ou paraélectrique à la température de fonctionnement du composant (généralement à température ambiante).

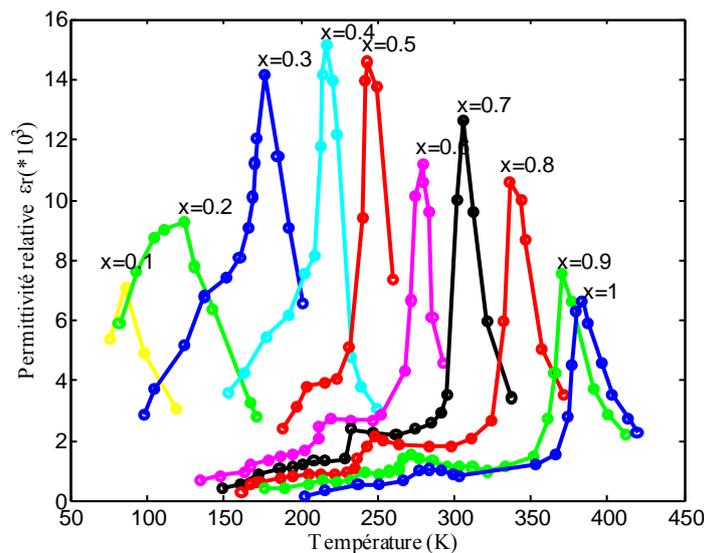


Figure II-7 : Constante diélectrique du $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ en fonction de la température (K) pour différents taux de Baryum [22]

Dans le cadre de cette thèse qui vise la conception des dispositifs accordables à base de couches minces ferroélectriques, nous avons étudié plusieurs types de couches minces de BST dont la composition a été choisie pour fonctionner en phase paraélectrique à température ambiante (température de Curie, $T_c < 290K$). Le choix de la phase paraélectrique pour la couche mince de BST est dicté par la linéarité de ses propriétés diélectriques permettant un fonctionnement adapté pour les applications micro-ondes que nous visons. Les compositions exactes des films de BST ont été choisies pour qu'ils présentent à la fois de fortes accordabilités



sous l'application d'un champ électrique et en même temps de faibles pertes diélectriques. Les compositions utilisées pour réaliser des films BST sont :

- Une composition dont le ratio de baryum est $x = 2/3$; $\text{Ba}_{2/3}\text{Sr}_{1/3}\text{TiO}_3$
- Une composition dont le ratio de baryum est $x = 1/2$, $\text{Ba}_{1/2}\text{Sr}_{1/2}\text{TiO}_3$

Les mélanges de matériaux sous forme de poudres avec ces compositions ont servi à réaliser des cibles solides par frittage (réalisées au laboratoire SPCTS de l'Université de Limoges). A partir de ces cibles, le dépôt des films ferroélectriques de BST ont été réalisés par la technique d'ablation laser ou PLD (Pulsed Laser Deposition) au même laboratoire SPCTS de l'Université de Limoges. Cette technique sera détaillée dans la partie suivante.

Plusieurs études ont montré que l'augmentation de la concentration de Ba dans le BST augmente la permittivité ainsi que les pertes diélectriques de couches minces [23][24], [25].

- **Présentation du BNT-BT**

Les Titanates de Sodium et Bismuth ($\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3$ - BaTiO_3) sont des matériaux piézoélectriques sans plomb qui mélangent les deux solutions : le titanate de sodium et de bismuth ($\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3$)-BNT et le titanate de baryum BaTiO_3 -BT pour former la structure générale $(1-x)(\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3) - x(\text{BaTiO}_3)$ (abrégé BNT-BT_x), avec x entre [0-0,09]. Les meilleures propriétés diélectriques ont été trouvées dans des compositions proches de la frontière de phase morphotropique (MPB) avec un x dans l'intervalle [0,06-0,1]. Plusieurs chercheurs ont étudié ce type de matériaux en couche mince et leurs propriétés en basses fréquences jusqu'à 100 kHz. Cependant la caractérisation de ce type du matériau en hyperfréquences reste très peu étudiée par rapport aux matériaux de type BST [26], [27], [28], [29].

Dans le cadre de cette thèse, nous avons étudié la composition BNT-BT_{0,08} déposée par voie sol gel dont la technique de dépôt sera présentée dans la suite de ce mémoire.

II.4. Synthèse des couches minces ferroélectriques

Il existe différentes techniques pour élaborer les matériaux ferroélectriques en couche mince, nous pouvons distinguer les méthodes physiques comme l'ablation laser (PLD) et la pulvérisation cathodique magnétron DC ou RF ou les méthodes chimiques comme le sol-gel, ou les techniques de dépôts chimiques en phase vapeur de type MOD et MOCVD (Metallo - Organic Chemical Vapor Deposition).

Dans le cadre de nos recherches, le laboratoire SPCTS à l'Université de Limoges a utilisé la technique PLD pour élaborer les films minces (BST). Le dépôt par voie chimique, le sol-gel, a été utilisé par le laboratoire NIMP (Roumanie) pour élaborer des films de type BNT-BT en



couches minces. Nous décrirons dans la suite ces deux méthodes utilisées pour réaliser les couches minces.

II.4.1. Réalisation de couches de type BST par la technique PLD

Le dépôt laser pulser (PLD) est l'une des techniques les plus communes pour déposer des matériaux complexes [30]. Cette méthode d'élaboration consiste à focaliser les impulsions laser hautement énergétiques d'un faisceau laser UV (dans notre cas à une longueur d'onde $\lambda=248\text{nm}$) sur une cible massive du matériau que nous voulons déposer sur le substrat placé en vis-à-vis. Les dépôts peuvent être réalisés sous vide ou dans une atmosphère réactive (ex. dioxygène dans le cas des dépôts des matériaux oxydes). La cible est en rotation continue pour assurer une ablation uniforme et pour éviter sa détérioration (due à son érosion devant le faisceau laser) pendant les dépôts. La température du substrat, la pression d'oxygène, et la fréquence de répétition sont les principaux paramètres expérimentaux qui influencent les qualités des films de BST obtenus (structure cristallographique, morphologie, propriétés électriques etc.).

Lors de l'interaction entre le faisceau laser énergétique et la cible, une plume de plasma de forte densité est formée de la cible vers le substrat (Figure II 8). Elle est composée d'ions, d'atomes et de clusters d'atomes du matériau cible. Cette vapeur se déplace perpendiculairement à la surface de la cible et se condense sur le substrat qui est placé à proximité pour former une couche mince. Cette technique de dépôt permet d'obtenir une croissance du film de haute qualité à des températures du substrat entre 200°C et 800°C , avec une très bonne orientation cristalline et une très bonne stœchiométrie du dépôt. Les cibles utilisées ont des dimensions relativement petites (25mm de diamètre), ce qui est pratique pour effectuer des études de variation de la composition du BST.

Cette méthode permet la croissance de couches minces sur différents substrats monocristallins comme le Si, le saphir (Al_2O_3), le MgO, le SrTiO_3 et le LaAlO_3 . En effet, les paramètres de maille, l'état de surface et le coefficient de dilatation thermique des substrats sont les différents critères pour choisir un substrat adapté à la croissance d'une couche mince spécifique [31]–[33].



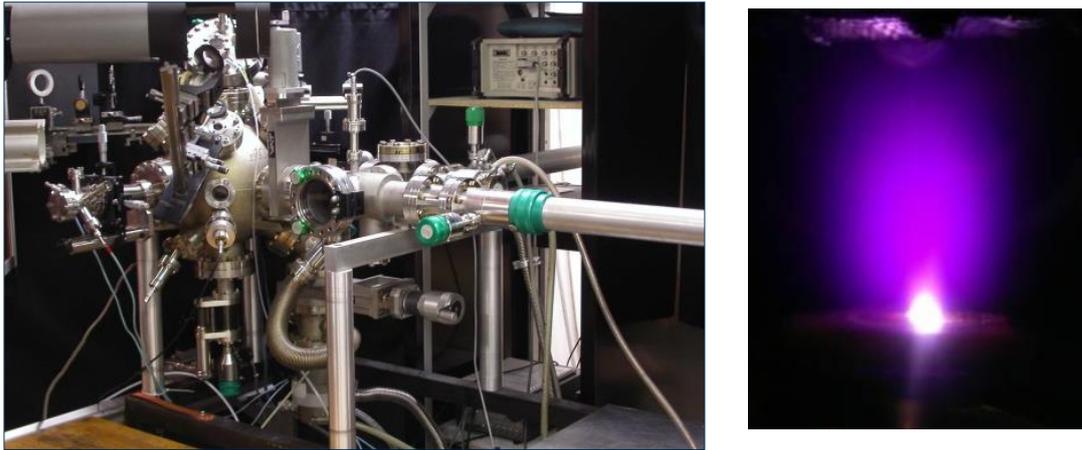


Figure II-8 : Photographie du dispositif de dépôt par ablation laser pulsé (a) et plume développée lors d'irradiation laser sous vide d'une cible de $\text{Ba}_{2/3}\text{Sr}_{1/3}\text{TiO}_3$ (b)

L'inconvénient majeur de cette méthode est de ne pas pouvoir déposer des couches homogènes sur des substrats de grande taille (uniformité des dépôts limités à environ 1 cm^2).

Pendant les travaux de cette thèse, dans un premier temps, les films BST ont été élaborés à une température de 700°C et déposés sur des substrats de (MgO) pour réaliser des condensateurs ferroélectriques de type IDT (capacités interdigités). Nous avons choisi le substrat MgO d'orientation (100) puisqu'il présente de faibles pertes en hautes fréquences et possède des paramètres de maille cristallines les plus proches de ceux attendus pour le BST. Par la suite, pour la réalisation des capacités de type MFM, les couches optimisées de BST ont été réalisées sur des substrats de MgO avec des couches d'iridium (Ir) pré-déposées (comme électrodes inférieures pour les structures MFM) ou sur des substrats de SiO_2/Si haute résistivité sur lesquelles ont été déposées préalablement des couches de Pt orientées (également comme électrodes inférieures structurées pour les capacités MFM).

Le diagramme de diffraction à rayon X (DRX) de la couche BST déposée sur un substrat MgO est représenté dans la Figure II-9. Les spectres DRX montre que le film BST est polycristallin avec des orientations cristallines différentes, de type (100) mais également (110) et (111).



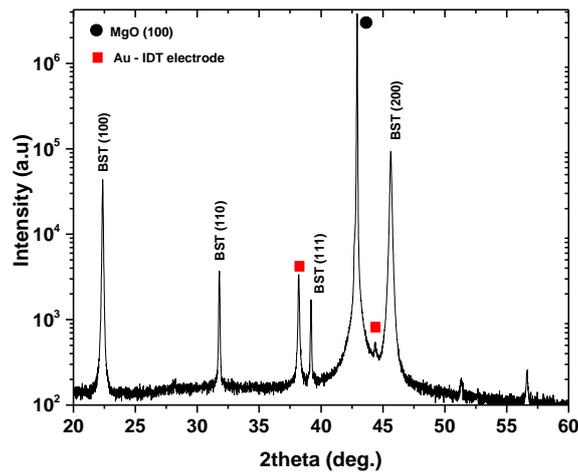


Figure II-9 : Diagramme de diffraction des rayons X pour un film BST déposé sur un substrat MgO (100)

Les analyses de la morphologie des couches minces BST élaborées ont été réalisées par microscopie électronique à balayage (MEB) au sein du laboratoire SPCTS à l'Université de Limoges. La microstructure typique d'un film de BST observée par MEB présente des grains de forme allongée et très dense sur le substrat de MgO et tendent vers une structure de type colonnaire, comme attendue lors de ce type des dépôts par la technique PLD (Figure II-10).

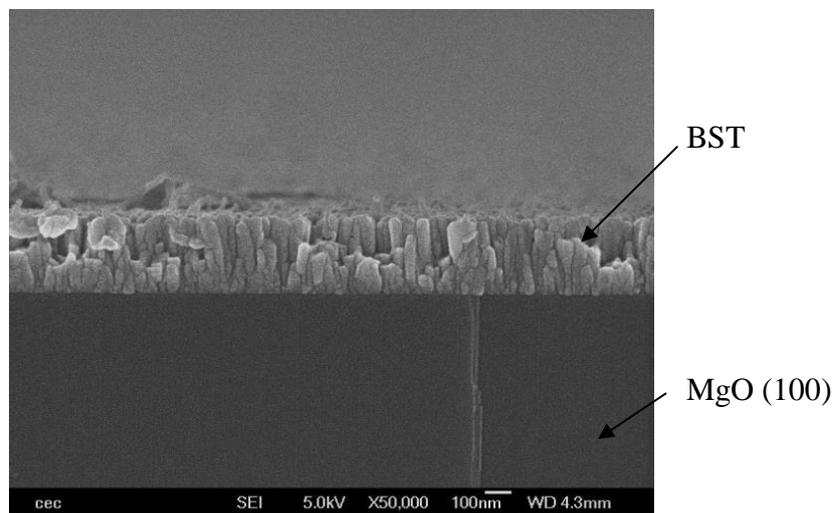


Figure II-10 : Observation MEB en tranche de la couche BST déposée par PLD sur un substrat de MgO (100)

Des analyses par microscopie à force atomique (AFM) réalisées également au laboratoire SPCTS ont permis d'évaluer la taille des grains de la couche de BST/ MgO à environ 50 nm.



II.4.2. Dépôts des couches de BNT-BT par la technique sol-gel (spin coating)

Les films de BNT-BT ont été élaborés au laboratoire NIMP (Bucarest, Roumanie) à partir d'un précurseur de type sol sur des substrats de MgO, par la technique de centrifugation (spin-coating). Dans cette technique, le substrat à revêtir tourne autour d'un axe perpendiculaire à la zone de revêtement (Figure II. 11). Le précurseur à déposer est versé en faible quantité au centre du substrat. Sous effet de la force centrifuge, la solution déposée sur le substrat s'étale de manière uniforme [34]. Finalement, par une étape d'évaporation, une couche mince solide est formée sur la surface du substrat. A partir de cette technique de dépôt, nous pouvons obtenir des couches minces qui peuvent varier de 100 nm à quelques micromètres d'épaisseur, de façon uniforme sur la totalité du substrat.

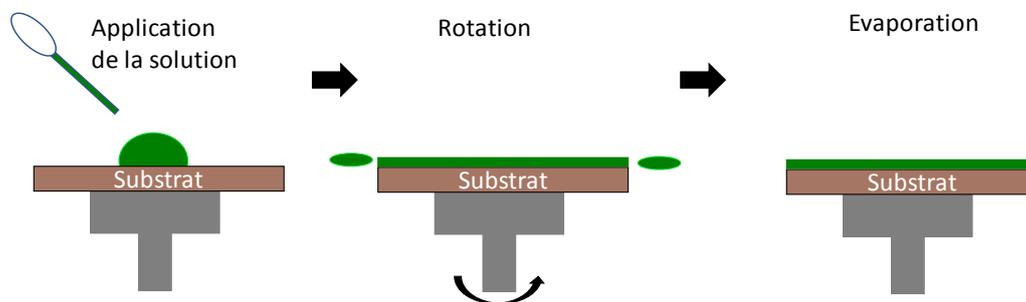


Figure II-11 : Représentation du procédé de centrifugation ou spin coating

Le précurseur sol de BNT-BT a été préparé à partir de solutions anhydres d'acétate de sodium (CH_3COONa , 99.995%, Aldrich), acétate de baryum ($(\text{CH}_3\text{COO})_2\text{Ba}$, 99%, Aldrich), acétate de bismuth (III) ($(\text{CH}_3\text{COO})_3\text{Bi}$, 99.99%, Aldrich) et isopropoxyde de titane (IV), 97% solution en 2-propanol ($\text{Ti}\{\text{OCH}(\text{CH}_3)_2\}_4$, Aldrich). La stabilité d'isopropoxyde de titane dans la solution a été améliorée par l'ajout de l'acetylacétone (Aldrich). Les concentrations de sodium et le baryum ont été augmentées de 10 mol% and 5 mol% par rapport à leur concentration finale dans la composition BNT-BT visée pour compenser leur évaporation pendant les phases de séchage et chauffage haute-température.

Ainsi, les films ont été déposés à partir de la solution de type sol sur un substrat MgO en faisant tourner l'échantillon à une vitesse de 3000 tr/min pendant 20 secondes. Le substrat a été ensuite chauffé à 200°C pendant 2 minutes pour évaporer le solvant puis à 400°C pendant 4 minutes à l'air pour éliminer les composants organiques. Les films ont été préparés en répétant 5 fois ce cycle de dépôt et de chauffage. Finalement, les couches ont été recuites sous oxygène à 800°C pendant 15 min pour améliorer leur état de cristallisation [31], [36].



Après ce bref exposé sur les couches minces ferroélectriques utilisées, nous allons décrire leurs propriétés diélectriques et définir le contexte particulier dans lequel elles seront utilisées, à savoir la réalisation de condensateurs accordables en fréquence.

La Figure II-12 présente l'analyse par diffraction à rayon X (DRX) d'un film de BNT-BT déposé sur un substrat MgO (100). Nous pouvons remarquer que la couche est polycristalline avec des orientations cristallines différentes de types (100) (110) et (111).

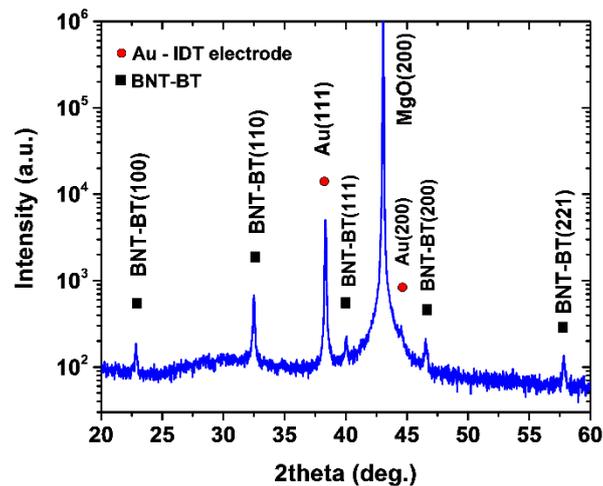


Figure II-12 : Diagramme de diffraction des rayons X pour un film BNT-BT déposé sur un substrat MgO (100)

II.5. Réalisation et caractérisation de condensateurs interdigités IDT à base de couches minces

II.5.1. Caractérisation dans le domaine des hyperfréquences

II.5.1.1. Caractérisation des propriétés diélectriques en utilisant une cavité métallique intégrant deux résonateurs diélectriques

L'extraction des propriétés diélectriques des couches minces (BST ou BNT-BT) (permittivité relative et pertes diélectriques) dans le domaine des hyperfréquences est essentielle avant de concevoir des condensateurs variables. Nous avons caractérisé plusieurs dépôts de couches minces de BST sur substrats de MgO en utilisant la technique de mesure employant une cavité cylindrique à deux résonateurs diélectriques, technique développée au laboratoire Xlim. La cavité intègre deux résonateurs diélectriques séparés entre eux par un gap d'air (Figure II-13 (a)) et est excitée à vide sur son mode fondamental TE_{01δ} à la fréquence de résonance 12.5GHz. Une fente réalisée au niveau de la cavité permet d'introduire l'échantillon à caractériser (substrat ou substrat recouvert d'un dépôt en couche mince) entre les deux



résonateurs, là où le champ électrique est important (Figure II-13 (b)). L'insertion de l'échantillon dans la cavité entraîne une modification de la fréquence de résonance et du facteur de qualité de la cavité sur son mode fondamental $TE_{01\delta}$. La quantification de ces modifications permettent de remonter à la valeur de la permittivité et à la tangente de pertes de l'échantillon mesuré [37].

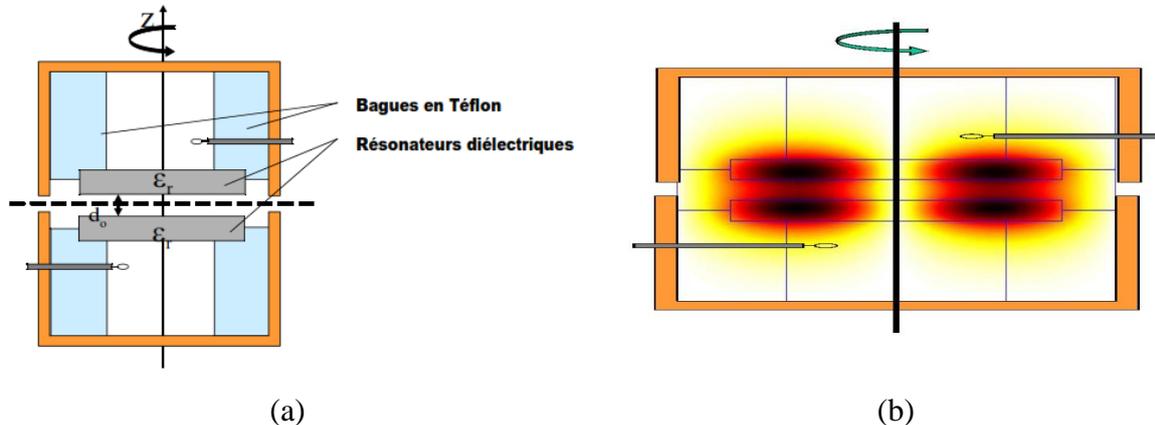


Figure II-13 : Structure à deux résonateurs diélectriques (a), distribution du champ électrique E_0 de la structure à vide (b) [37]

Pour caractériser les propriétés diélectriques des couches minces déposées sur le substrat MgO, nous avons caractérisé dans un premier temps les propriétés diélectriques du substrat MgO sur lequel nous déposons le film ferroélectrique. Le substrat présente une orientation (100) et une épaisseur de 500 μm . Son introduction dans la cavité entraîne un décalage de la fréquence de résonance et du facteur de qualité du mode fondamental $TE_{01\delta}$ de la cavité résonante par rapport aux valeurs préalablement enregistrées à vide. A partir du décalage fréquentiel et de la modification du facteur de qualité du mode résonant, nous pouvons remonter à la valeur de la permittivité relative et des pertes diélectriques du substrat de MgO. Les résultats de la mesure du substrat de MgO sont regroupés dans le Tableau II-1.

La deuxième étape consiste à évaluer les variations de la fréquence et du facteur de qualité de la cavité résonante liées à la présence de la couche mince (BST ou BNT-BT) déposée sur un substrat identique à celui utilisé précédemment (même épaisseur, même orientation et même propriétés diélectriques).

L'insertion de l'échantillon de MgO recouvert par une couche mince au sein de la cavité provoque, de la même manière, une modification de la fréquence de résonance et du facteur de qualité du mode fondamental par rapport au cas où seul le substrat était inséré dans la cavité. Ces décalages permettent d'extraire la permittivité et la tangente de perte de la couche mince



déposée. Le Tableau II-1 résume les résultats de mesures pour les différentes couches minces utilisées.

	<i>Epaisseur substrat/ film</i>	ϵ_r	$\tan\delta$
<i>MgO</i>	500 μm	10.07	7.89×10^{-5}
<i>Film BST/ MgO</i>	650 nm	789	0.075
<i>Film BNT-BT/ MgO</i>	495nm	205	0.15

Tableau II-1 : Propriétés diélectriques mesurées du substrat de MgO et des couches minces de BST et BNT-BT

II.5.1.2. Élaboration des condensateurs interdigités (IDT)

Afin d'évaluer les propriétés diélectriques et l'accordabilité des couches ferroélectriques réalisées par les deux méthodes de synthèse, elles ont été intégrées dans des dispositifs de type condensateurs inter-digités (IDT) [38] [39]. La structure de ce type de condensateur, souvent utilisé dans la littérature pour réaliser des dispositifs accordables en fréquence, est dite planaire, car les électrodes métalliques de la structure sont déposées au-dessus de la couche mince. Sa structure est composée de plusieurs doigts de longueurs (L) et de largeurs (W) séparés entre eux par un gap d'air (G) (Figure II. 15a). Cette topologie permet d'obtenir des capacités variables en fonction de la tension DC appliquée sur les doigts métalliques successifs. La valeur de la capacité du condensateur varie selon la longueur des doigts, le nombre de doigts dans la structure, ainsi que l'espacement du gap d'air entre les doigts, permettent d'obtenir des valeurs de capacité de l'ordre de quelques centaines de femtofarade (fF) à quelques picofarade (pF) [40]. Tous ces paramètres rendent très compliqués le calcul analytique de la valeur de la capacité globale, car le champ électromagnétique se propage dans la structure coplanaire à travers plusieurs milieux de permittivités différentes (air, couche mince, substrat MgO). Puisque le champ électrique appliqué n'est pas complètement concentré dans la couche mince ferroélectrique, ce type de dispositif devrait avoir une accordabilité plus faible que les topologies de type métal-ferroélectrique-métal, pour les mêmes tensions de polarisation appliquées.



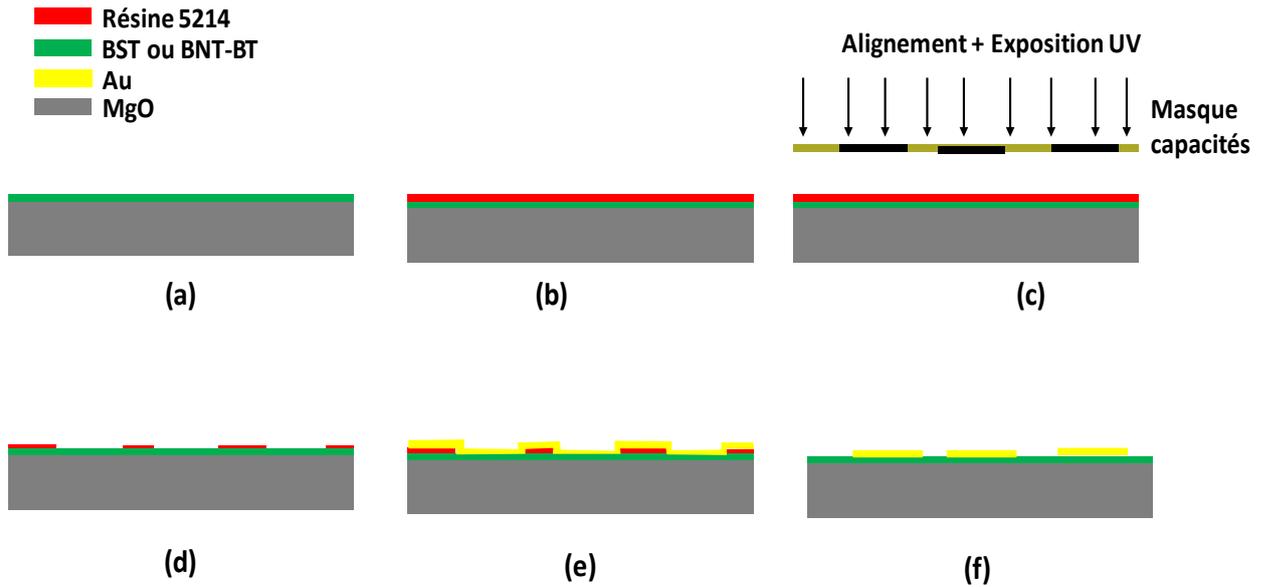


Figure II-14 : Réalisation des condensateurs à électrodes interdigitées en utilisant la technique lift-off. Substrat contenant une couche mince (a), étalement et insolation de la résine(b) et (c), développement de la résine (d), dépôt d'une couche d' Au par évaporation (e) et élimination de la résine et de la partie résiduelle de la couche d' Au (f)

Le procédé de fabrication des dispositifs IDT est présenté dans la Figure II-14. La couche mince subit une étape de photolithographie avec une résine négative associée à une étape de développement afin de définir la structure (en négatif) du dispositif. Ensuite, la technique d'évaporation par canon à électrons est utilisée pour déposer sur toute la surface de l'échantillon une couche fine de titane (Ti, 10 nm) qui sert comme couche d'accroche pour une deuxième couche plus épaisse en or (Au, 200 nm). Une étape finale dite de type « lift off » consiste à plonger l'échantillon dans un bain d'acétone pour enlever la résine, et les couches métalliques déposées sur celle-ci. La structure métallique du condensateur IDT reste dans les endroits où la résine a été préalablement enlevée par l'étape de développement. La photographie du condensateur IDT réalisé composé de 6 doigts de 240 μ m de longueurs (L), 20 μ m de largeur (W) et 15 μ m d'espacement entre les doigts (G) est présentée dans la Figure II-15 (a).

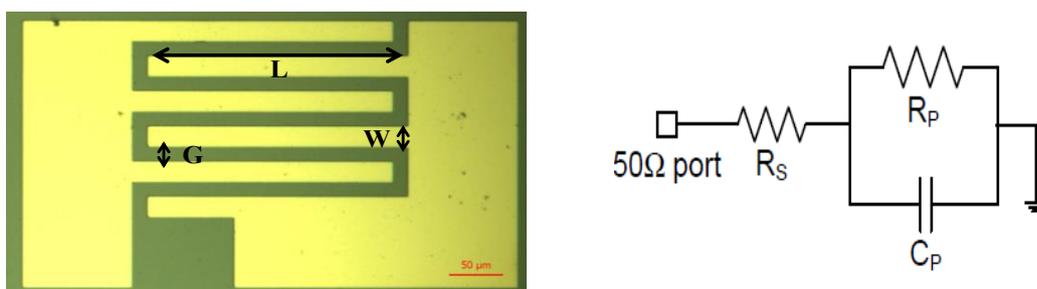


Figure II-15 : (a) Photographie du condensateur IDT réalisé et (b) schéma électrique équivalent



Le condensateur IDT peut être représenté par un modèle électrique équivalent représenté sur la Figure II-15 (b). Ainsi, le dispositif peut être modélisé par une résistance (R_p) en parallèle avec une capacité C_p et en série avec une résistance R_s . C_p définit la valeur de la capacité globale du condensateur, la résistance R_p définit les pertes diélectriques du film mince et la résistance R_s représente les pertes métalliques des électrodes. A partir de la relation (II-14), nous pouvons extraire les pertes diélectriques du film.

$$\tan\delta = \frac{1}{R_p C_p \omega} \quad (\text{II-14})$$

Ce modèle simple permet d'extraire à la fois la résistance et la réactance de l'impédance Z de l'IDC en utilisant l'équation (II-15) :

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{R_p}{(R_p C_p \omega)^2 + 1} + R_s - j \cdot \frac{R_p^2 C_p \omega}{(R_p C_p \omega)^2 + 1} \\ &\approx \frac{1}{R_p (C_p \omega)^2} + R_s - j \cdot \frac{1}{C_p \omega} = Z_R + jZ_I \end{aligned} \quad (\text{II-15})$$

Nous avons utilisé l'approximation $R_p C_p \omega \gg 1$ dans l'équation (II-15), couramment utilisée pour des dispositifs avec des pertes acceptables en hautes fréquences (pour des valeurs de $\tan \delta$ données par l'équation (II-14) de l'ordre de quelques pourcents).

II.5.1.3. Caractérisation en hyperfréquences

Les condensateurs interdigités conçus en salle blanche ont été caractérisés en hyperfréquence à l'aide d'un banc de mesure qui est disponible au sein du laboratoire Xlim et qui est présenté sur la Figure II-16. La mesure du condensateur sous test a été faite en réflexion (mesure des coefficients de réflexion complexes S_{11}) en utilisant une pointe RF de type GS (Ground -Signal avec un espacement entre les doigts de 200 μm) reliée à un port d'un analyseur de réseau vectoriel Rohde & Schwarz ZVA qui fonctionne sur une bande de fréquence allant de 100MHz à 24GHz. L'échantillon sous test est posé sur un module Peltier permettant de contrôler et réguler la température du dispositif. A l'aide d'un té de polarisation, une tension continue entre 0V et 180V est appliquée entre le Ground et le Signal de la pointe RF, permettant de polariser le condensateur et de modifier ainsi la valeur de la permittivité de la couche mince et donc la valeur globale de la capacité du dispositif.



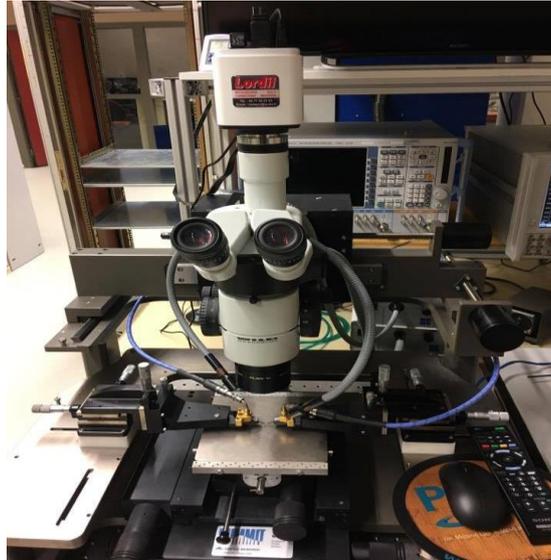


Figure II-16 : Banc de mesure basé sur une station sous pointe et d'un analyseur de réseau utilisé pour mesurer les condensateurs IDT fabriqués

Avant de réaliser les mesures, il est obligatoire de faire un étalonnage pour calibrer les pointes RF. Pour cette raison, un calibrage 1 port de type TOSM (Through- Open- Short-Match) a été effectué en utilisant un substrat de calibrage qui contient tous les standards dont nous avons besoin pour calibrer la pointe RF. Ces étalonnages permettent à l'analyseur de corriger les diverses erreurs de mesure dues aux câbles et aux connectiques et d'enregistrer la mesure dans le plan de la pointe RF.

A partir de la mesure des paramètres S_{11} , nous pouvons extraire l'impédance totale du condensateur sous test Z_{DUT} (Device Under Test) à partir de la relation suivante :

$$\begin{aligned} Z_{DUT} &= Z_0 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) = Z_R + jZ_I \\ &= R_{mes} - \frac{1}{j\omega C_{mes}} \end{aligned} \quad \text{(II-16)}$$

Avec Z_0 égale à 50Ω .

La partie réelle de l'impédance de la capacité sous test (Z_{DUT}) est équivalente aux pertes globales de la capacité mesurée et sa partie imaginaire permet d'extraire la valeur de la capacité totale à mesurer.

Pour extraire la valeur de la capacité en fonction du paramètre S_{11} , nous utilisons la relation suivante :

$$\text{Im} \left[Z_0 \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \right] = -\frac{1}{jC_{mes}\omega} \quad \text{(II-17)}$$



$$C_{mes} = \frac{1}{|Z_0 \omega \operatorname{Im} \left(\frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right)|} \quad (\text{II-18})$$

En ce qui concerne les pertes totales du dispositif, l'extraction de la valeur de la résistance totale du condensateur s'écrit sous la forme :

$$R_{mes} = \operatorname{Re}(Z_{DUT}) = \operatorname{Re} \left(Z_0 \cdot \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}} \right) \quad (\text{II-19})$$

II.5.1.3.1. Résultats de mesures du condensateur à base de couches BST

Les condensateurs réalisés intégrant une couche de 650 nm d'épaisseur de BST ont été mesurés en fonction de la tension appliquée qui a été variée de 0V et 180V pour différentes gammes de températures (16°C, 18°C, 21°C et 40°C).

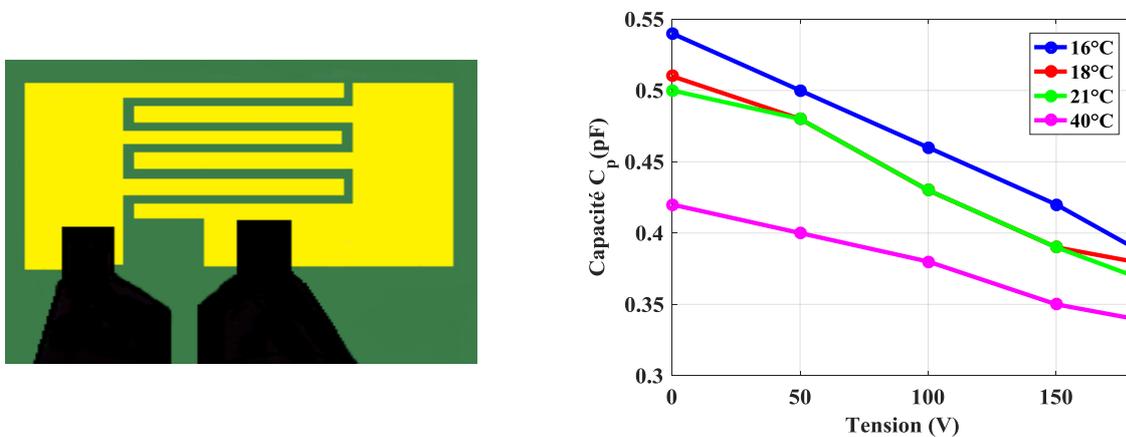


Figure II-17 : Photographie du condensateur IDT à BST mesuré sous pointe GS (a) et extraction de sa valeur de la capacité à 2.45 GHz en fonction de la tension appliquée pour différentes températures (b)

La Figure II-17 (a) montre une image du condensateur IDT mesuré. Les évolutions des valeurs de la capacité en fonction de la tension appliquée pour plusieurs températures (16°C, 18°C, 21°C, 40°C) à 2,45GHz sont représentées sur la Figure II-17 (b). Nous rappelons que cette fréquence est la fréquence de travail à laquelle nous voulons concevoir notre antenne miniature. L'augmentation de la tension appliquée sur le condensateur permettant de faire varier la permittivité relative du film BST, entraîne une diminution de la valeur de la capacité du condensateur de 0.54pF à 0.38pF sous une tension de 180V à la température de 16°C. Nous remarquons également que la valeur de la capacité diminue avec l'augmentation de la température, cela implique que la température de Curie est inférieure à 16°C et que la couche BST a un comportement de type paraélectrique.

A partir de l'évolution de la valeur de la capacité en fonction de la tension appliquée, nous pouvons extraire l'accordabilité du dispositif qui peut être définie par l'équation (II-20) :



$$A(\%) = \left(\frac{C(V=0) - C(V=180)}{C(V=0)} \right) \times 100 \quad (\text{II-20})$$

L'accordabilité calculée du condensateur mesuré est ainsi de l'ordre de 29% sous une tension de 180V (champ appliqué de 120 kV/cm) à la température de 16°C. En effet cette accordabilité diminue de 29% à 19% en augmentant la température à 40°C.

La Figure II-18 montre l'évolution de la partie réelle de l'impédance ramenée par le condensateur IDT en fonction de la tension de polarisation, pour les quatre températures. Ces courbes présentent les pertes globales du condensateur étudié, incluant les pertes métalliques et les pertes diélectriques du matériau. Nous pouvons constater que ce condensateur présente, par exemple, une résistance globale d'environ 7 Ω pour les températures 16°C, 18°C, 21°C et 6.8 Ω pour la température 40°C. Ces valeurs restent constantes en fonction de la tension pour différentes valeurs de températures.

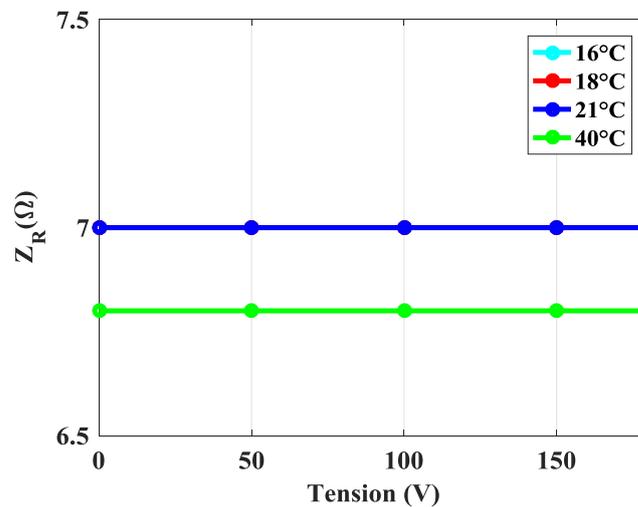


Figure II-18 : Extraction de la valeur de la résistance globale en fonction de la tension appliquée pour différentes températures

Afin de valider la mesure du condensateur conçu à base d'une couche mince de BST, et pour valider les propriétés diélectriques de la couche de BST obtenue lors de sa caractérisation en cavité, nous avons simulé le condensateur IDT en utilisant le simulateur 3D électromagnétique CST-MWS en prenant en compte dans la simulation les propriétés diélectriques du film de BST et du substrat de MgO.



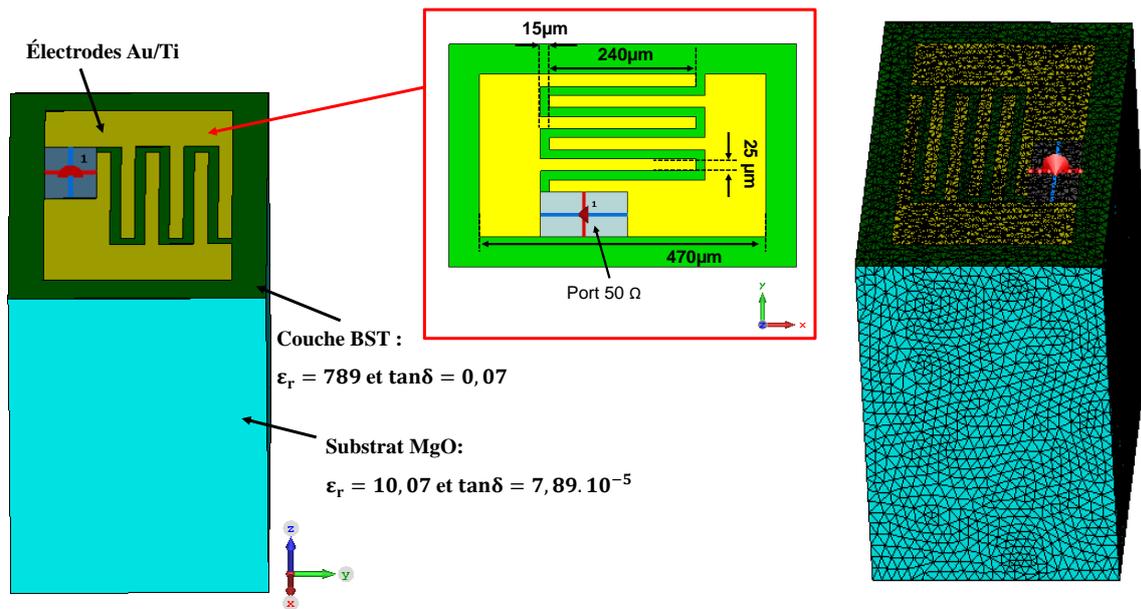


Figure II-19 : (a) Représentation du condensateur IDT sous le logiciel CST-MWS et (b) maillage fréquentiel de la structure

L'épaisseur très fine du film de BST ainsi que sa forte permittivité se traduisent par une longueur d'onde guidée dans le matériau de faible valeur, ce qui nécessite de mailler très finement la couche de BST pour éviter les erreurs de calcul pendant la simulation (Figure II-19 (b)). Pour cette raison, nous avons utilisé un maillage tétraédrique permettant de mailler toute la couche de BST et de forcer le maillage dans les endroits où le champ électrique est fort. La faible dimension de la structure ($400 \times 270 \times 500 \mu\text{m}^3$) demande un temps de calcul très grand (> 5 heures). Pour cela, nous avons simulé la structure seulement dans la bande [2GHz- 3GHz] et nous avons comparé les résultats de simulation avec ceux de la mesure.

Les paramètres S11 de la mesure et de la simulation du condensateur interdigité sont reportés sur l'abaque de Smith qui permet de vérifier que le condensateur a un comportement capacitif puisqu'il est situé dans la partie inférieure de l'abaque. Les résultats de simulation montrent une bonne concordance entre les coefficients de réflexion S11 de la simulation et la mesure du condensateur à 0V pour une température de 16°C (représentés entre 2 GHz et 3 GHz sur l'abaque de Smith dans la Figure II-19) permettant de valider la mesure de la couche mince en cavité.



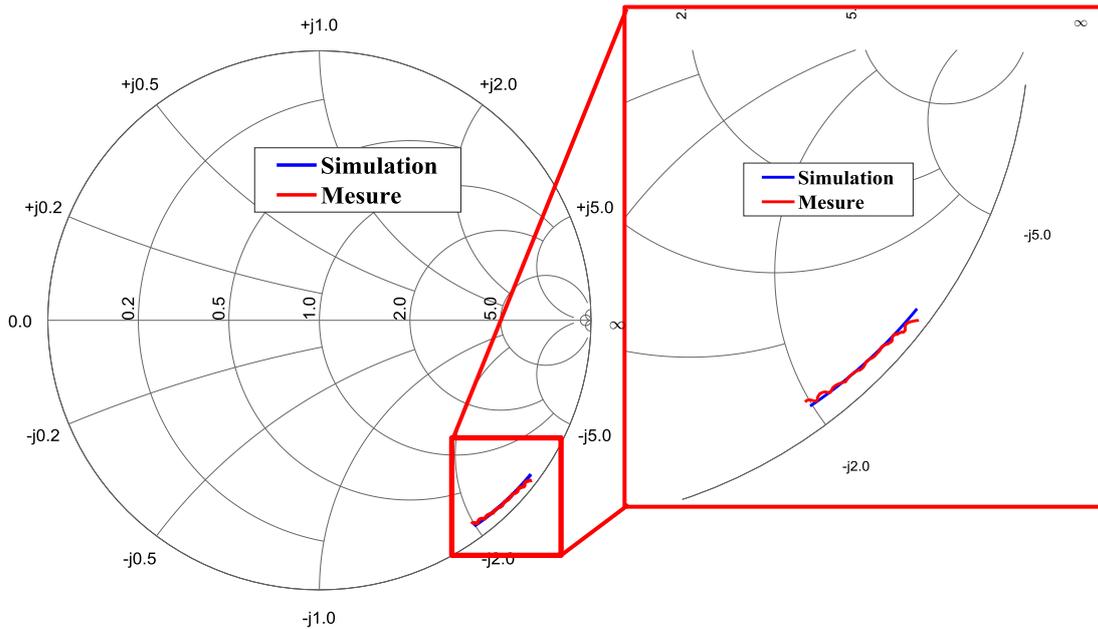


Figure II-20 : Comparaison des coefficients de réflexion S11 entre simulation et mesure du condensateur IDT (représentés sur l'abaque de Smith entre 2 GHz et 3 GHz)

II.5.1.3.2. Mesure du condensateur IDT à base de couche mince de type BNT-BT

Plusieurs condensateurs ont été conçus à base de couche mince de type BNT-BT_{0.08} d'épaisseur 495 nm. La mesure sous pointe GS en hyperfréquence nous permettent d'extraire, en utilisant la même méthodologie, la variation de la capacité et de la résistance globale du dispositif en fonction de la tension de polarisation et de la température.

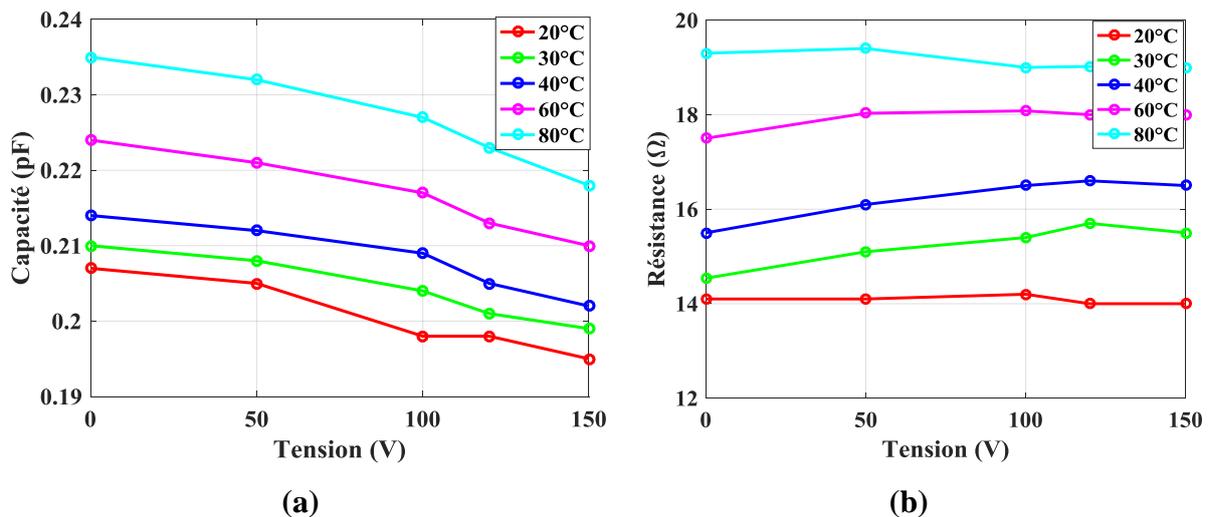


Figure II-21 : Extraction de la valeur de la capacité (a) et de la résistance (b) des dispositifs IDT intégrant des couches minces de BNT-BT, en fonction de la tension appliquée pour différentes températures, à 2.45 GHz



La Figure II-21(a) décrit l'évolution de la valeur de la capacité du dispositif IDT, extraite à la fréquence 2.45 GHz en fonction de la tension appliquée pour différentes valeurs de températures.

L'application d'une tension variable sur le dispositif, entre 0 V et 150 V, montre une variation relativement faible de la valeur de la capacité, de 0.235 pF à 0.195 pF pour une température de 80°C. L'accordabilité calculée à cette température est de l'ordre de 8% sous 150V, qui est équivalente à un champ de 100kV/cm entre les doigts du dispositif IDT. Cette accordabilité diminue de 8% à 5% en diminuant la température du dispositif de 80°C à 20°C. L'accordabilité calculée est beaucoup plus faible par rapport au dispositif IDT intégrant une couche de BST. L'augmentation de la capacité du dispositif avec la température pour une fréquence et une polarisation données implique le fait que la couche de BNT-BT est de type ferroélectrique, avec une température de Curie supérieure à 80°C.

En ce qui concerne les pertes, l'évolution de la valeur de la résistance totale du dispositif IDT intégrant une couche de BNT-BT en fonction de la tension appliquée pour différentes températures (Figure II-21(b)) montre que ce dispositif présente une résistance totale supérieure à 14Ω qui augmente avec l'augmentation de la température.

La Figure II-22 montre les coefficients de réflexion de la mesure pour 0V et 150V sur l'abaque de Smith, dans la gamme des fréquences 100 MHz – 24 GHz. Nous remarquons que le dispositif présente un comportement capacitif puisque les résultats sont dans la partie inférieure de l'abaque. L'évolution du coefficient de réflexion montre que le dispositif présente des fortes pertes ainsi qu'une faible accordabilité, puisque la variation entre les deux courbes (0V et 150V) est faible.

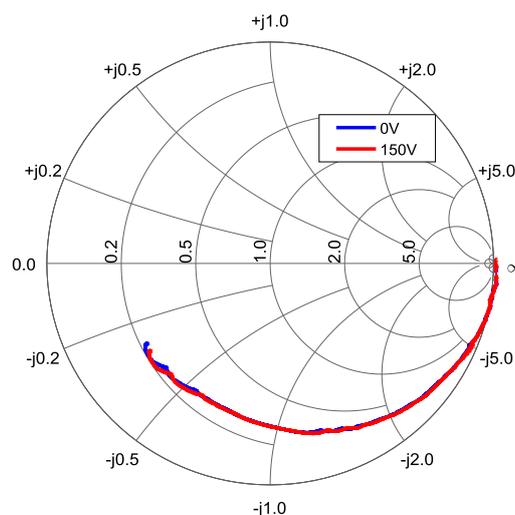


Figure II-22 : Représentation sur l'abaque de Smith de la mesure du coefficient de réflexion S_{11} du condensateur IDT à BNT-BT à 0V et 150V



Nous avons également simulé la structure 3D du condensateur IDT à base du film mince d'épaisseur 495nm et de permittivité 205. Le résultat de la simulation électromagnétique 3D entre [2GHz et 3GHz] montre une bonne concordance avec la mesure du condensateur à 0V pour une température de 20°C.

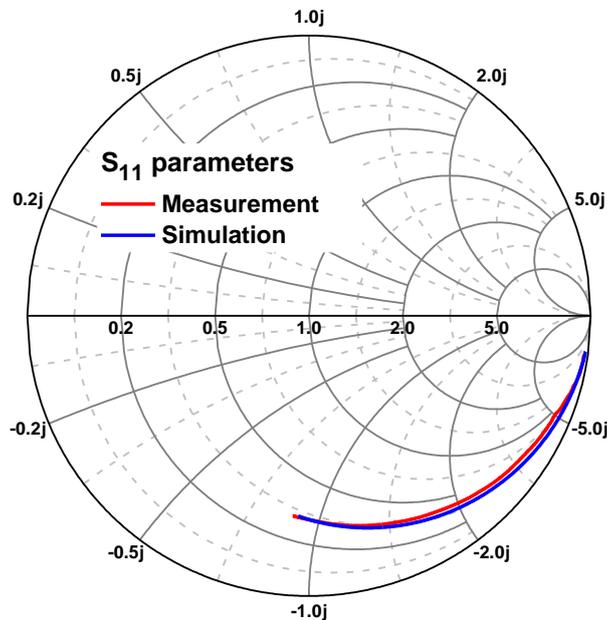


Figure II-23 : Comparaison des coefficients de réflexion S11 entre simulation et mesure à 0V pour un condensateur IDT intégrant un film BNT-BT (représentés sur l'abaque de Smith entre 100 MHz et 15 GHz)

II.5.2. Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté la conception et la caractérisation de condensateurs de type interdigité. Nous avons étudié l'agilité de deux condensateurs, le premier intégrant une couche de BST d'épaisseur 650 nm obtenu avec la technique PLD et le deuxième un film de BNT-BT obtenu par voie chimique sol-gel. Les mesures des condensateurs fabriqués ont montré des agilités de l'ordre de 28% sous 180 V pour le dispositif à base de BST et de 5% sous 150 V pour celui à base de BNT-BT, ainsi que des fortes pertes, représentées par des résistances globales supérieures à 7 Ω . Dans la topologie utilisée les caractéristiques des condensateurs IDT mesurées ne sont pas adaptées pour les intégrer dans un dispositif antennaire pour le rendre agile en fréquence. La faible valeur de capacités présentées par les condensateurs IDT reste le seul avantage devant les fortes résistances (pertes globales) qui peuvent dégrader les performances de l'antenne. Pour les dimensions spécifiques utilisées, les faibles accordabilités sous une forte tension est le deuxième inconvénient pour ce type de condensateurs IDT.



Pour remédier à ce problème nous avons envisagé d'utiliser une autre structure de condensateur, la structure de type MFM (Métal-Ferroélectrique-Métal) qui va être présentée dans la partie suivante.

II.6. Condensateurs de type MFM

Dans une structure de type MFM (Métal/ Ferroélectrique /Métal) la couche mince ferroélectrique est prise en sandwich entre une électrode supérieure et une électrode inférieure [41], [42], l'électrode inférieure étant déposée sur un substrat tels que du MgO, Si ou Al₂O₃ [43]. Pour ce type de condensateur sous forme de plaques parallèles, la distance entre les électrodes est équivalente à l'épaisseur du film ferroélectrique (BST dans notre cas). L'épaisseur du film de BST étant beaucoup plus petite que les espacements du gap d'air dans les structures interdigitées, pour une tension de polarisation équivalente, les champs électriques se propageant dans le film BST sont beaucoup plus forts que ceux appliqués sur les couches ferroélectriques dans les dispositifs de type IDT. L'application d'un champ électrique continu entre les deux électrodes dans la structure MFM permet la modification de la permittivité de la couche de BST et engendre une variation de la valeur de la capacité qui permet d'obtenir une accordabilité beaucoup plus importante par rapport aux structures IDT car les champs électriques sont confinés dans la totalité du film.

Pour des applications micro-ondes reconfigurables en fréquence, les condensateurs de type MFM restent des candidats intéressants.

Durant ces travaux de thèse, nous avons fabriqué des condensateurs MFM de type (MgO/Ir/BST/Au). L'électrode inférieure d'iridium (Ir) a été choisie car ce matériau possède une faible résistivité ($12 \cdot 10^{-8} \Omega$) et des paramètres de maille cristalline proches de ceux du MgO, qui permet de faciliter son orientation cristalline et celle des couches BST déposées ultérieurement.

II.6.1. Réalisation d'une électrode inférieure (Ir) par pulvérisation RF magnétron

Cette technique consiste à arracher des atomes de la cible à déposer par des collisions avec les ions de l'environnement gazeux (généralement sous atmosphère d'Ar). La cible (matériau à déposer) est fixée sur une électrode qui joue le rôle de la cathode. Ce processus se déroule dans une enceinte à vide dans laquelle sont placés la cible et le substrat. Les ions de bombardement sont créés à partir d'un gaz neutre introduit dans la chambre sous vide. Lors de l'application d'une tension sur la cible, un plasma constitué d'ions argon et d'électrons est ainsi



créé. Les ions créés sont attirés par l'électrode polarisée négativement : la cathode où se situe la cible. Les atomes arrachés de la cible viennent se déplacer sur le substrat en formant une couche mince [44], [45].

Dans le cas du dépôt d'un isolant, un signal RF est utilisé à la place d'une tension continue pour éviter l'accumulation de charges positives sur la cathode. Le signal RF est normalisé à la fréquence de 13,6 MHz [46]. L'avantage de cette technique est qu'elle permet de déposer différents types de matériaux (isolant ou conducteur) de manière très homogène avec une bonne adhérence sur le substrat.

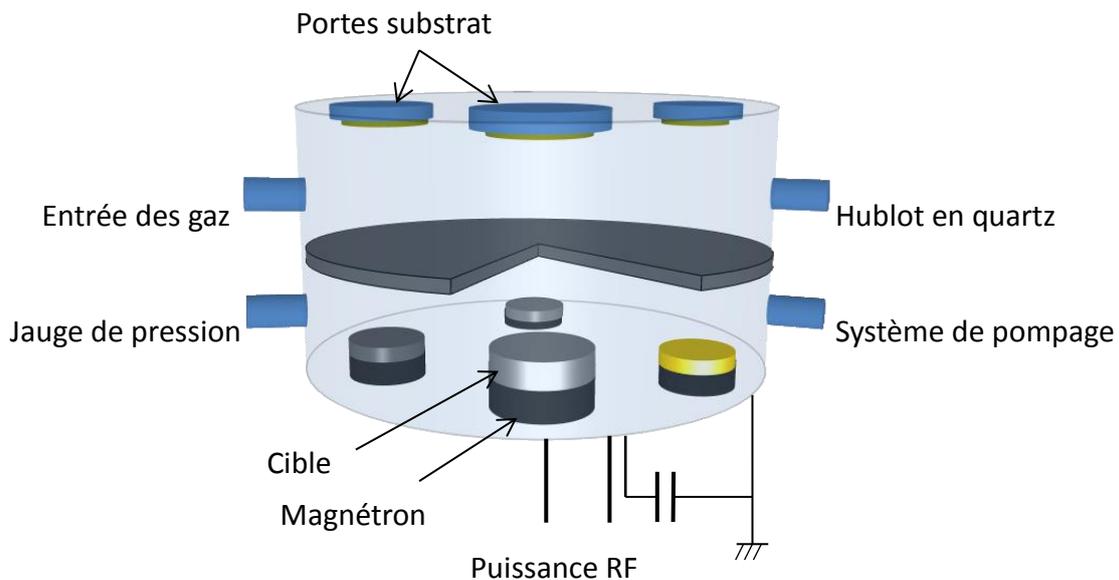


Figure II-24 : Schéma de principe de la pulvérisation RF magnétron[47]

Cette méthode a été utilisée au laboratoire NIMP pour déposer des électrodes inférieures d'Iridium (Ir) de 50 nm d'épaisseur sur la totalité de la surface du substrat de dioxyde de manganèse MgO d'orientation (100) et d'épaisseur 500 μm . Les films minces ont été déposés à une température de 600°C sous atmosphère d'argon à une pression de 0.04 Pa et une densité de puissance appliquée de 1W/cm². La cristallisation de la couche métallique à la température de dépôt favorise l'orientation de la couche mince ferroélectrique qui sera déposée au-dessus de l'électrode Ir.

II.6.2. Elaboration des films minces de BST

La composition chimique de la cible utilisée pour élaborer les films BST est Ba_{2/3}Sr_{1/3}TiO₃. Nous rappelons que le ratio de baryum de x=2/3 a été choisi pour que le matériau soit dans une phase paraélectrique où la température de Curie est proche de la température ambiante, ce qui permet d'avoir une forte accordabilité. Les couches ont été réalisées sur des



substrats de Ir/ MgO au laboratoire SPCTS par la technique PLD (Pulsed laser Deposition) avec des épaisseurs, de 200 nm, 450 nm et 1450 nm. Durant la phase de dépôt, le substrat est maintenu à une température de 700°C sous atmosphère d'oxygène (pression de travail est de 0.3 mbar).

L'ensemble des conditions de dépôt des couches de BST est résumé dans le Tableau II-2.

Laser, longueur d'onde	Excimere KrF, $\lambda=248\text{nm}$
Fréquence laser	10 Hz
Fluence	4.5 J/cm ²
Cible	Ba _{2/3} Sr _{1/3} TiO ₃
Température de Curie	15°C
Atmosphère de dépôt Oxygène	0.3 mbar
Distance cible-substrat	5cm
Température de dépôt	700°C
Durée de dépôt	30-60 min

Tableau II-2 : Tableau représentant les conditions de dépôt des couches minces de BST par PLD

II.6.3. Caractérisation structurale et morphologique des films minces de BST sur substrats de Ir/ MgO

Pour caractériser les propriétés structurales du film de BST et évaluer la qualité des couches déposées, nous avons analysé par diffraction des rayons X (DRX) en configuration (θ - 2θ) des films de BST avec différentes épaisseurs déposées sur un substrat de MgO recouvert par un film d'Iridium (électrode inférieure dans la future configuration du dispositif MFM)). Cette technique permet d'identifier toutes les familles de plans (hkl) dans l'échantillon afin de détecter les différentes phases cristallines des films et leurs orientations. Comme le montre les spectres de diffractions sur la Figure II-25, les films minces de BST avec différentes épaisseurs présentent une orientation prédominante de type (100). Cette orientation prédominante est rendue possible par l'orientation initiale de l'électrode inférieure d'iridium, elle-même orientée (100), déposée sur un substrat MgO orienté (100). D'autres orientations secondaires correspondent aux orientations BST (111) et présentent une intensité beaucoup plus réduite.



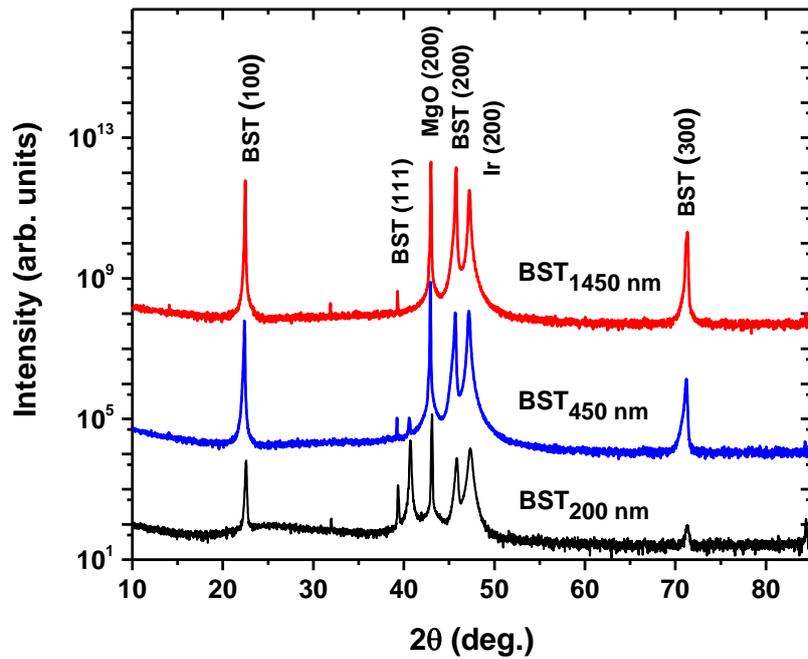


Figure II-25 : Spectres DRX des films de BST avec différentes épaisseurs déposées sur une couche de Ir(100)/MgO(100) [48]

L'analyse par microscopie électronique à balayage (MEB) des films de BST en coupe transversale (Figure II-26 : pour une couche de BST de 450 nm d'épaisseur), nous permet d'observer une croissance des films de BST de type colonnaire et relativement dense, spécifique à la technique de dépôt PLD. Nous pouvons également identifier et évaluer l'épaisseur de l'électrode d'iridium déposée sur le substrat de MgO.

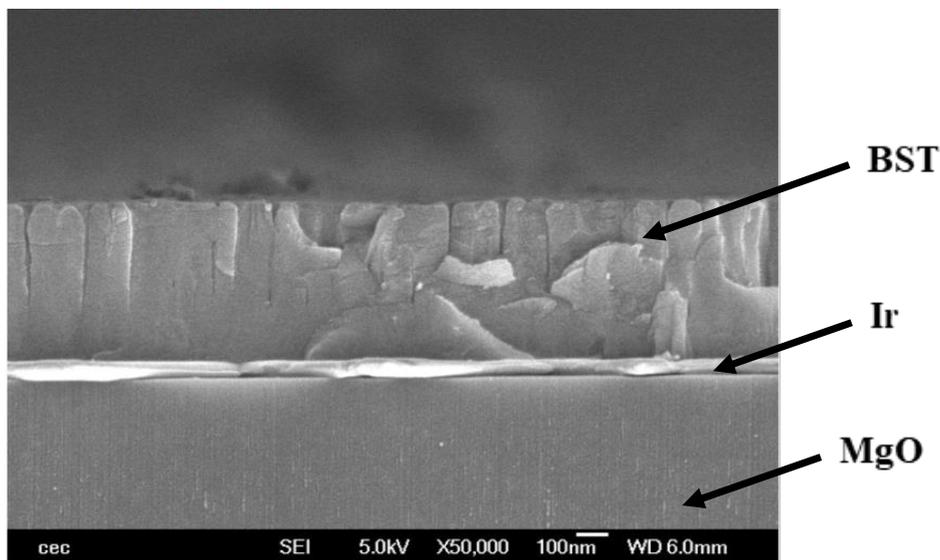


Figure II-26 : Observation par MEB en coupe transversale de la couche mince déposée de BST sur un substrat de MgO recouvert par un film mince d'iridium.



II.6.4. Elaboration des condensateurs MFM

La première étape de fabrication des dispositifs MFM consiste à graver la couche ferroélectrique avec des motifs carrés localisés en utilisant la photolithographie et le développement d'une couche de résine photosensible positive (résine S1813) déposée sur la totalité de la couche de BST (réalisation de motifs de $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ qui seront utilisés comme masque pour la gravure ultérieure du film de BST, étapes a-c sur la Figure II-27).

Suite au développement de la résine, la couche BST est gravée dans une solution de gravure à trois acides : l'acide phosphorique, nitrique et sulfurique (étape d sur la Figure II-27). Finalement, l'échantillon est plongé dans un bain d'acétone permettant d'enlever la résine restant sur la couche de BST et est nettoyé dans un bain d'alcool isopropylique, un bain d'eau d'ionisée et séché avec un pistolet à l'air sec.

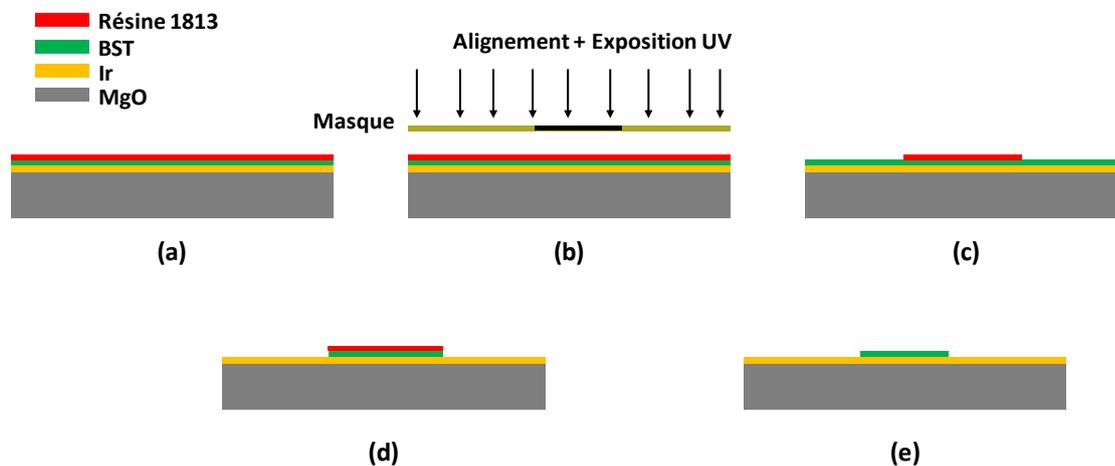


Figure II-27 : Etape de gravure la couche BST. Etalement et isolation de la résine (a) et (b), développement de la résine (c), gravure chimique du BST (d) et retrait de la résine (e)

La dernière étape de fabrication du dispositif MFM consiste à réaliser des électrodes supérieures sur les motifs de BST, sous forme de patches carrés de différentes tailles ($30 \times 30 \mu\text{m}^2$, $40 \times 40 \mu\text{m}^2$, $50 \times 50 \mu\text{m}^2$) (Figure II-28). Suite à une étape de photolithographie en utilisant une résine négative et d'un dépôt de Ti/ Au par évaporation à canon d'électrons en utilisant la technique lift-off, les électrodes supérieures de Ti/Au ($10/200\text{nm}$) ont été réalisées de manière localisée sur les motifs de BST. Nous avons choisi l'or (Au) comme métal pour réaliser les électrodes supérieures des condensateurs MFM car il possède de faibles résistivités et contribue ainsi à la réduction des pertes d'insertion dans les dispositifs.

La valeur de la capacité du condensateur MFM réalisé dépend de dimensions de l'électrode supérieure, de l'épaisseur et de la permittivité de la couche mince ferroélectrique selon la relation suivante :



$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{t_{BST}} \quad (\text{II-21})$$

Où ϵ_r est la permittivité relative du film mince de BST, S la surface des électrodes en regard, t_{BST} est l'épaisseur du film et ϵ_0 la permittivité du vide.

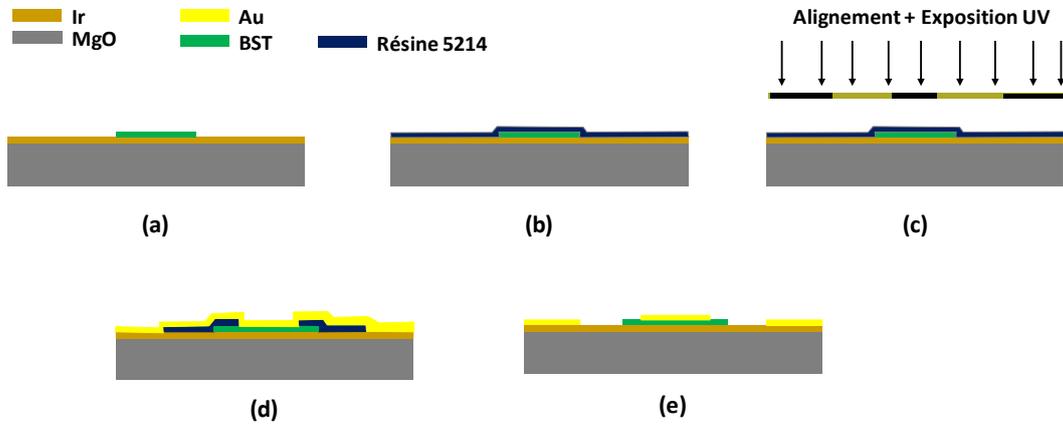


Figure II-28 : Etape de fabrication de l'électrode supérieure du dispositif MFM : couche de BST sous forme de motif de $100 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ (a), dépôt et recuit de la résine négative (b), isolation de la résine avec le masque de photolithographie et isolation de la résine (c), développement de la résine non isolée et dépôt de la couche métallique (d) retrait de la résine et du métal (e)

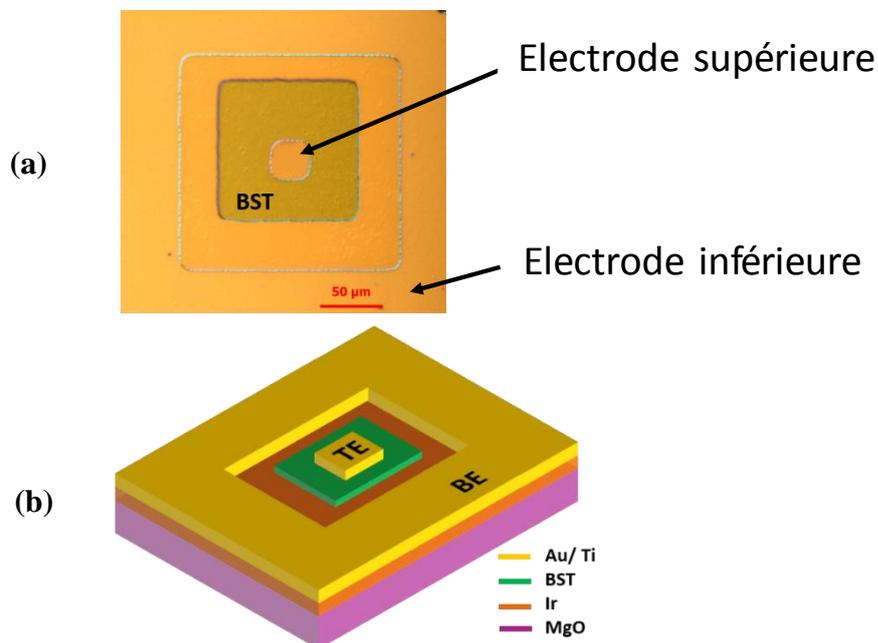


Figure II-29 : Vue de dessus du condensateur MFM réalisé (a), modèle 3D du condensateur (b)

Les condensateurs MFM conçus en salle blanche (Figure II-29 : (a)) ont été caractérisés dans le domaine des hyperfréquences à l'aide d'un banc de mesure qui est composé d'un analyseur de réseau vectoriel Rohde & Schwarz qui fonctionne sur une bande de fréquence



allant de 10MHz à 24GHz et d'une pointe RF ACP40AGSG 125. La pointe de type GSG (Ground Signal Ground) a un espacement (pitch) de 125µm et est constituée de trois pointes en parallèles : la pointe centrale (signal) qui permet de contacter l'électrode supérieure du dispositif MFM et les deux pointes latérales (ground) qui sont en contact avec l'électrode inférieure du dispositif (commun à l'ensemble des condensateurs MFM obtenus sur la surface de l'échantillon). Avant d'effectuer la mesure, il est nécessaire d'effectuer un étalonnage de type TOSM (Through- Open- Short- Match) en utilisant un substrat de calibrage coplanaire adapté à la pointe de mesure.

Les mesures des condensateurs MFM ont été effectuées en réflexion sur une bande de fréquence allant de 100MHz à 10 GHz en mesurant les coefficients de réflexion complexes (S_{11}). Une tension continue (DC) variable comprise entre 0 V et 10 V est amenée par la pointe GSG et est appliquée sur le dispositif entre l'électrode supérieure et inférieure via un té de polarisation. Les mesures peuvent être réalisées à différentes températures en utilisant un module Peltier. Pour la suite, nous présentons les caractéristiques des capacités MFM avec une électrode supérieure de dimensions 30x30µm².

A partir du modèle électrique du condensateur MFM (une capacité et une résistance en série), nous pouvons établir une relation entre l'impédance d'entrée du modèle et la valeur de la capacité et de la résistance à extraire. Cette résistance est équivalente aux pertes globales du condensateur incluant les pertes diélectriques du BST et les pertes métalliques de la structure. Une fois les paramètres S_{11} du condensateur mesurés, nous pouvons extraire la valeur de la capacité en fonction de la fréquence pour différentes tensions DC appliquées en utilisant l'équation (II-22) :

$$C = \frac{1}{\left| Z_0 \cdot \omega \cdot \text{Im} \left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right) \right|} \quad \text{(II-22)}$$

L'extraction de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence pour différentes épaisseurs des couches BST est rapportée sur la Figure II-30 (mesures réalisées à la température ambiante 20°C pour une tension égale à 0V).



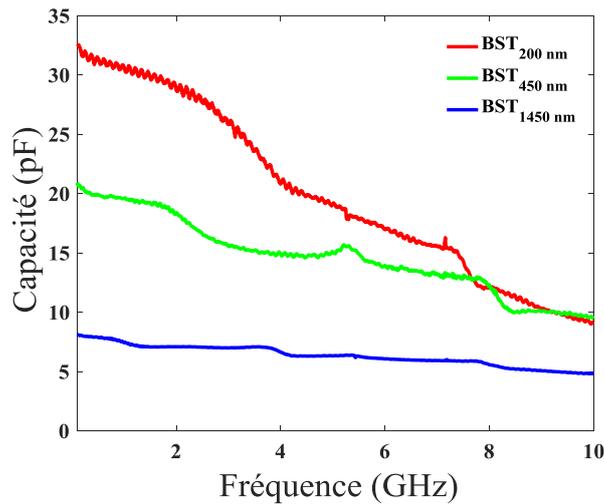


Figure II-30 : Evolution de la valeur de la capacité en fonction de la fréquence pour des condensateurs MFM intégrant des films BST avec différentes épaisseurs

La valeur de la capacité pour le condensateur intégrant un film de BST de 200nm d'épaisseur est relativement forte et décroît rapidement en fonction de la fréquence. L'augmentation de l'épaisseur du film BST de 200 nm à 1450 nm entraîne la décroissance de la valeur de la capacité, selon l'équation (II-21), comme indiqué sur la Figure II-30.

Nous avons choisi le condensateur MFM intégrant un film de BST de 450 nm pour présenter l'évolution fréquentielle de la valeur de la permittivité pour différentes tensions appliquées (Figure II-31). Nous remarquons que la valeur de la permittivité diminue avec l'augmentation de la tension appliquée sur le dispositif et que la valeur de la permittivité décroît avec la fréquence. Ce dernier comportement est en accord avec la loi de Debye [49]–[52].

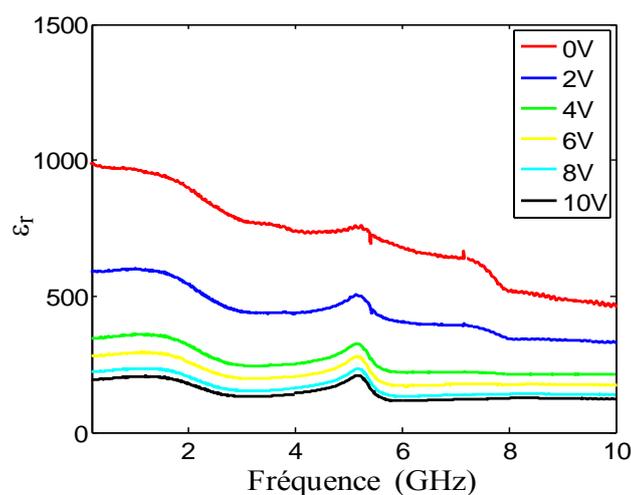


Figure II-31 : Evolution fréquentielle de la valeur de la permittivité pour un condensateur MFM intégrant un film de 450 nm, pour différentes tensions appliquées.



II.6.4.1. Variation de la valeur de la capacité MFM avec la tension de polarisation

La Figure II-32 présente l'influence de l'épaisseur des couches minces de BST sur la valeur des capacités MFM en fonction de la tension DC appliquée (valeurs extraites à une fréquence de 2.45 GHz et à 20°C). Ainsi, la valeur de la capacité pour un condensateur intégrant un film de BST épais de 450 nm diminue de 13 pF (polarisation 0V) à 2.5 pF pour une polarisation DC de 10V (correspondant à un champ électrique appliqué sur le dispositif de 220 kV/cm).

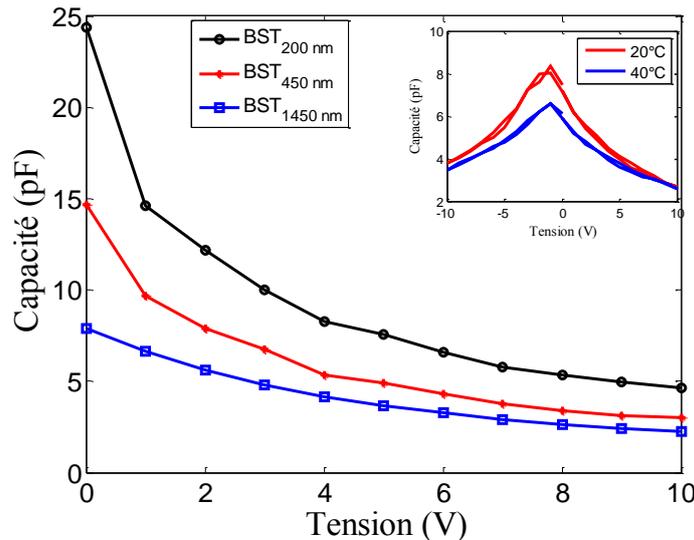


Figure II-32 :Variation des valeurs des capacités MFM intégrant des couches de BST avec différentes épaisseurs, en fonction de la tension appliquée à la fréquence 2.45GHz. L'insert présente la variation avec la polarisation DC de la capacité du dispositif MFM intégrant une couche BST de 1450 nm, pour deux températures, de 20 et 40°C.

L'insert sur la Figure II-32 : représente le cycle $C=f(V)$ correspondant un condensateur MFM intégrant un film de 1450 nm d'épaisseur (variation de la valeur de la capacité en fonction de la tension appliquée) pour deux températures (20°C et 40°C). Nous remarquons que la valeur de la capacité diminue lorsque la température du dispositif augmente. Cela montre que le film est en phase paraélectrique et que la température de Curie est inférieure à 20°C.

Les résultats présentés sur la Figure II-32 : nous permettent de déterminer l'accordabilité de chaque dispositif MFM mesuré. Nous rappelons que la définition de l'accordabilité est donnée par l'équation (II-20). Les valeurs des accordabilités obtenues sous une tension appliquée de 10V sur les dispositifs MFM intégrant des couches de BST de 200 nm, 450 nm et 1450 nm sont respectivement de l'ordre de 82%, 81% et 71%, pour des champs électriques équivalents appliqués de 500 kV/cm, 220 kV/cm et 70 kV/cm. Ces valeurs d'accordabilité, extrêmement élevées dans le domaine des hyperfréquences, pour de très faibles champs électriques appliqués,



permettent d'envisager l'intégration de ce type de composants pour la conception de dispositifs accordables (antennes, filtres), de manière très efficace et à très faible consommation.

II.6.4.2. Evaluation des pertes globales des dispositifs MFM

Pour déterminer les pertes globales des structures MFM, il est possible d'extraire la valeur de la résistance globale du condensateur à partir de la mesure des paramètres S_{11} selon l'équation (II-23) :

$$R_{\text{mesure}} = \text{Re}(Z_{11}) = \text{Re}\left(Z_0 \cdot \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}\right) \quad (\text{II-23})$$

Les évolutions fréquentielles des parties réelles des impédances d'entrée des condensateurs sont présentées sur la Figure II-33 : pour des tensions de polarisation de 0V et 10V. Ces évolutions représentent les pertes globales des dispositifs, incluant les pertes métalliques des électrodes ainsi que les pertes diélectriques du film de BST. Nous observons également que l'application d'une tension DC de 10V sur les condensateurs MFM fait apparaître des résonances de type acoustique sur les courbes des parties réelles des impédances, provenant d'un effet de type électrostrictif dans les couches de BST [53].

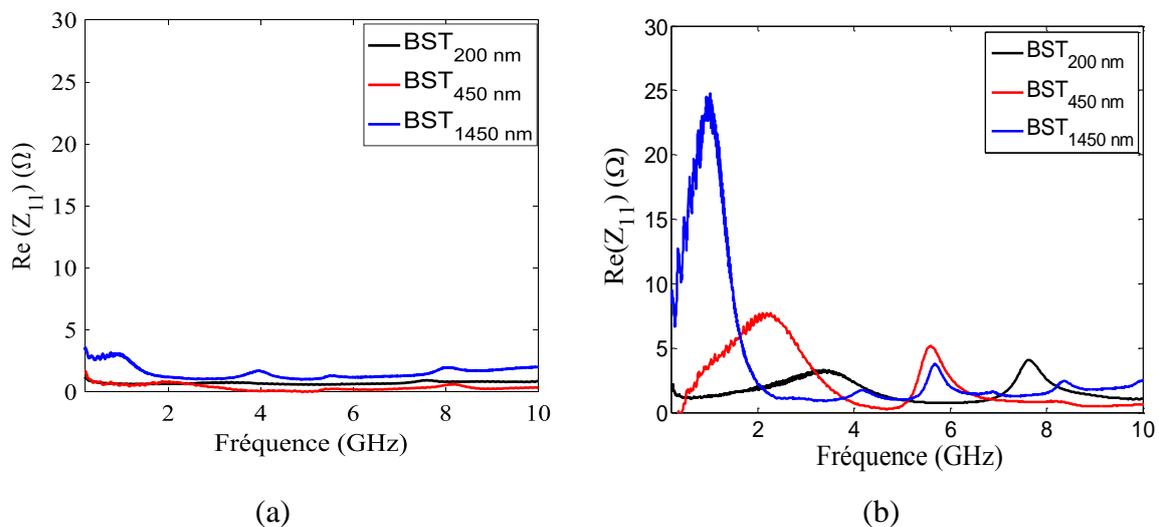


Figure II-33 : Evolution fréquentielle de la partie réelle de l'impédance d'entrée de condensateurs MFM intégrant des couches de BST avec différentes épaisseurs pour une tension de polarisation de 0 V (a) et pour une tension de polarisation de 10V (b).

Ces résonances dépendent de la valeur de la tension appliquée sur le condensateur MFM et leurs amplitudes augmentent avec l'augmentation de la valeur de la tension appliquée sur les dispositifs MFM. En effet, à champ nul (DC=0V) le dispositif ne présente quasiment pas de résonances acoustiques (Figure II-33 : (a)), car la couche de BST est en phase paraélectrique, contrairement aux couches de BST en phase ferroélectrique qui développent ce type de



phénomène même à champ nul [53]–[56]. Ces résonances de type acoustique seront modélisées par un modèle électrique dans la partie (II.6.5) du manuscrit.

La présence de ces résonances autour des fréquences de la bande ISM induit de fortes pertes au sein du dispositif RF reconfigurable et augmentera fortement les pertes d'une antenne miniature fonctionnant dans cette région fréquentielle. Comme indiqué sur la Figure II-33 : (b), les pics des résonances fondamentales de dispositifs intégrant des couches minces de BST d'épaisseur 200 nm et 450 nm sont positionnées autour de 3,5 GHz et 2,3 GHz respectivement, induisant de pertes considérables à 2,45 GHz. Cependant le domaine fréquentiel d'apparition de ces résonances peut être contrôlé en modifiant l'épaisseur du film BST du condensateur MFM. En effet, il existe une relation liant la fréquence de résonance fondamentale du dispositif MFM et l'épaisseur du film BST du dispositif, selon l'équation suivante [57]:

$$f_n = \frac{v_{ac}}{2 \cdot t_{BST}} \quad (\text{II-24})$$

Avec v_{ac} la vitesse acoustique du film BS et t_{BST} l'épaisseur du film BST.

En effet, l'intégration d'une couche de BST d'épaisseur 1450 nm dans le dispositif MFM permet de remédier aux pertes liées aux phénomènes électrostrictifs, en décalant le phénomène de résonance en dehors de la bande d'intérêt (la bande ISM), vers les basses fréquences (1 GHz). Ainsi, les pertes globales du dispositif seront dans ce cas optimales, avec des valeurs autour de 1 Ω à 2,45GHz (Figure II-33(b)).

La Figure II-34 représente l'évolution des pertes globales à 2,45 GHz des capacités MFM avec différentes épaisseurs de BST, en fonction de la tension appliquée, à la température de 20°C. Nous constatons que pour un dispositif intégrant une couche avec une épaisseur de 1450 nm, les pertes restent constantes autour de 1 Ω jusqu'à une tension de polarisation appliquée de 10V. Par contre, pour les dispositifs MFM intégrant les couches BST avec des épaisseurs de 200 nm et 450 nm, nous remarquons une augmentation des pertes globales en fonction de la tension.



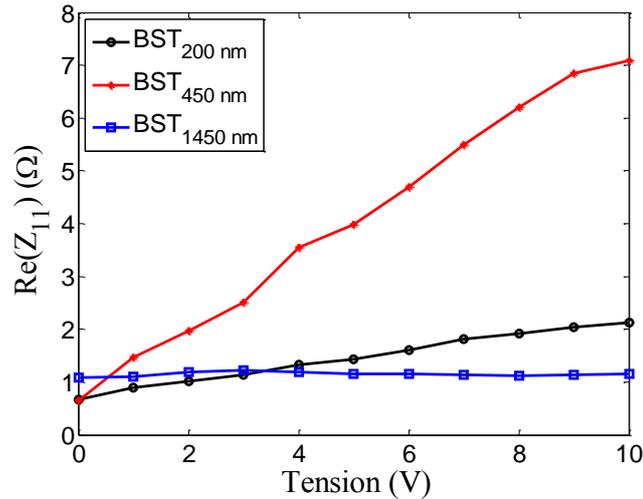


Figure II-34 : Evolution à 2,45 GHz de la partie réelle de l'impédance d'entrée des capacités MFM intégrant différentes épaisseurs de BST, en fonction de la tension de polarisation appliquée.

Dans le Tableau II-3, nous avons comparé les performances électriques de condensateurs MFM à base de films de BST réalisés avec les caractéristiques de dispositifs similaires rapportés dans la littérature, ainsi qu'avec les performances de diodes varactors commercialement disponibles. Comme nous pouvons le constater, les performances hyperfréquences de nos condensateurs MFM sont significativement plus importantes en termes d'agilité, champ électrique appliqué et résistance globale du dispositif que les solutions existantes.

Référence	Epaisseur (nm)	Accordabilité (A %)	Champ électrique appliqué (kV/cm)	Résistance totale (Ω)	Fréquence
[58]	-	70	600	-	10 GHz
[59]	200	81	1000	2	1 GHz
[60]	350	50	350	3.25	5 GHz
[61]	100	45	900	-	20 GHz
[62]	-	27	500	-	5 GHz
[63]	-	56	200	0.5	10GHz
Ce travail	200	82	500	2.1	2.45GHz
Ce travail	450	81	220	7.1	2.45GHz
Ce travail	1450	70	70	1.13	2.45 GHz
STPTIC-15G2 [64]	-	85	-	>6	2.45 GHz
MA070[65]	-	77	-	<2	2 GHz
SMV079 [65]	-	75	-	<2	500MHz
MA201[65]	-	90	-	<2.5	2 GHz

Tableau II-3 : Comparaison entre les performances des condensateurs MFM à base de couche mince de BST réalisés et des dispositifs similaires rapportés dans la littérature



II.6.5. Modélisation des résonances acoustiques dans les dispositifs MFM à base des couches de BST

Comme les matériaux ferroélectriques possèdent également un comportement piézoélectrique, il est généralement possible de générer des ondes acoustiques en appliquant une polarisation DC sur un film mince de BST. En état ferroélectrique, les couches minces de BST peuvent générer des résonances acoustiques même en champ nul. Par contre, ce phénomène n'est pas visible lorsque le film BST se trouve dans un état paraélectrique [66]. Quel que soit l'état du film BST (ferroélectrique ou paraélectrique), les amplitudes des résonances électrostrictives dépendent fortement de la tension appliquée sur la couche BST et ses amplitudes sont positionnées à des fréquences bien spécifiques qui dépendent de la géométrie du dispositif et des caractéristiques des films (épaisseur, vitesse acoustique conforme à l'équation (II-24)) [67], [68]. Ainsi, la position de ces fréquences de résonances électrostrictives peut être contrôlée à partir de l'épaisseur du film BST et de sa vitesse acoustique. Comme mentionnée auparavant, ces résonances augmentent les pertes globales dans le dispositif aux fréquences de leur apparition. Afin de maîtriser ces pertes et proposer des solutions pouvant les minimiser, nous avons étudié ce phénomène d'électrostriction dans le condensateur MFM intégrant un film de BST d'épaisseur 450nm. L'évolution fréquentielle de la partie réelle de l'impédance d'entrée du dispositif en fonction de la tension appliquée (Figure II-35) montre l'apparition de deux pics de résonances aux fréquences de 2GHz et 5.8GHz dont l'amplitude augmente avec l'augmentation de la tension de polarisation. Ce dispositif peut être exploité seulement sur la bande de fréquence allant de 3.8 GHz à 5.5 GHz car dans ce domaine fréquentiel les pertes globales du dispositif sont relativement faibles. Cependant, nous visons la réalisation d'une antenne opérant autour de la bande ISM (à 2.45GHz), donc ce dispositif dégradera de manière considérable les performances de l'antenne et surtout son efficacité de rayonnement.



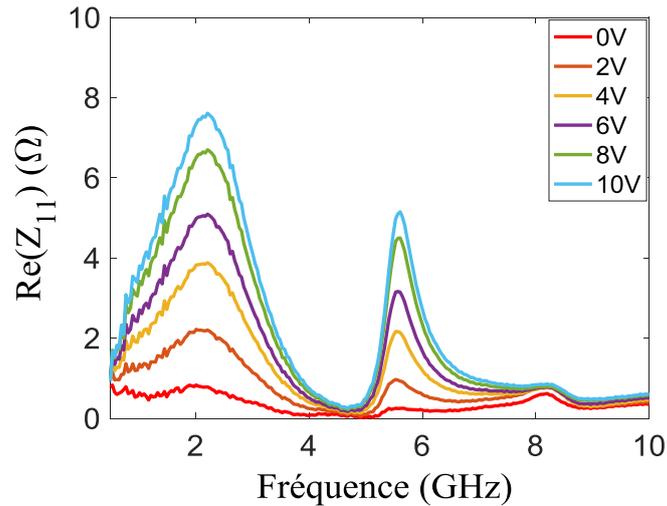


Figure II-35 : Evolution fréquentielle des pertes globales du condensateur MFM intégrant un film de BST d'épaisseur 450nm pour différentes tensions de polarisation

D'un point de vue matériau, ces résonances électrostrictives sont dues à la déformation ou à l'allongement relatif de la structure cristalline du matériau lors de l'application d'une tension continue. D'un point de vue cristallographique, l'application d'un champ électrique permet de modifier la maille pérovskite du cristal de type ABO_3 , permettant aux cations B^{4+} et à l'ion O^{2-} de se déplacer de leurs positions dans le réseau cristallin sous l'application d'un champ électrique. Cette vibration des ions et cations va créer un moment dipolaire qui génère des résonances acoustiques (Figure II-36). En champ nul, les ions et les cations reviennent à leurs positions initiales au centre de la maille cristalline et les résonances acoustiques induites par l'effet électrostrictif sont éliminées.

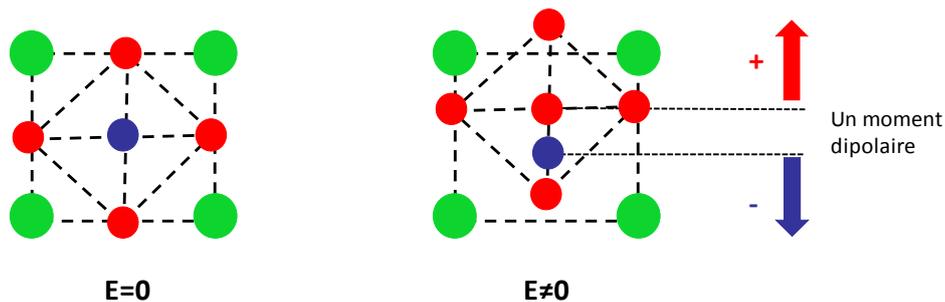


Figure II-36 : Représentation de la maille cristalline de type ABO_3 et apparition d'un moment dipolaire lors de l'application d'un champ électrique

Pour modéliser les résonances électrostrictives générées par l'application d'un champ électrique sur le condensateur MFM à base de couche ferroélectrique, il existe dans la littérature des modèles de type piézoélectriques (comme les modèles de Mason et de Lakin) prenant en



compte les propriétés diélectriques et acoustiques des matériaux constituant le dispositifs MFM (substrats, films de BST et électrodes métalliques).

II.6.5.1. Modélisation des phénomènes électrostrictifs dans les dispositifs MFM en utilisant le modèle de Lakin

Le modèle de Lakin est une approche simple et pratique pour modéliser le comportement acoustique/électrostrictif des couches de BST intégrées dans un condensateur de type MFM. Les résonances acoustiques générées par le condensateur MFM en fonction de la tension peuvent être déterminées à l'aide du modèle de lignes de transmission acoustiques (Figure II-37 :). En effet, ce modèle est basé sur la transformation des lignes de transmission en prenant en compte les propriétés acoustiques de chaque couche intégrée dans le dispositif (substrat, électrode inférieure, couche BST et électrode supérieure). L'impédance électrique du dispositif MFM est décrite par les impédances de charge acoustiques normalisées (z_t et z_b) de chaque côté du film mince ferroélectrique pris en sandwich entre les électrodes métalliques. Les différentes couches du dispositif agissent comme des lignes de transmissions acoustiques qui transmettent les différentes impédances au film de BST.

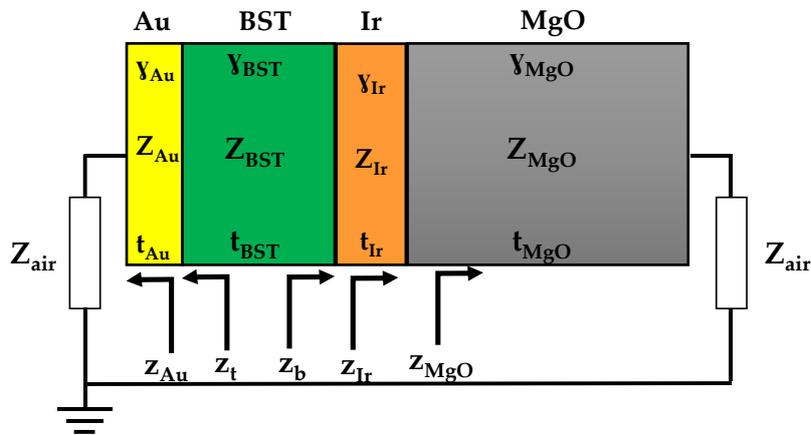


Figure II-37 : Modèle équivalent du condensateur MFM réalisé

Dans le modèle de Lakin, l'impédance acoustique équivalente du condensateur MIM est décrite par l'équation suivante :

$$Z_{eq} = \frac{1}{jC\omega} \left[1 - K^2(V_{DC}) * \frac{\tan \phi}{\phi} \left(\frac{(z_t + z_b) * \cos^2 \phi + j \sin(2\phi)}{(z_t + z_b) * \cos(2\phi) + j(z_t * z_b + 1) \sin(2\phi)} \right) \right] \quad (\text{II-25})$$

où ω est la pulsation, C la capacité globale du dispositif, ϕ la constante de phase sur la couche BST définie par $\phi = \frac{k.t}{2}$ avec k la constante de propagation et t l'épaisseur de la couche de BST,



K^2 (V_{DC}) est le coefficient de couplage électromécanique qui dépend de la tension de polarisation appliquée V_{DC} , $z_t=Z_t / Z_{BST}$ et $z_b=Z_b / Z_{BST}$, où Z_{BST} est l'impédance acoustique du film de BST tandis que Z_t et Z_b sont les impédances acoustiques des interfaces du film de BST avec l'électrode supérieure et inférieure, respectivement. Z_t et Z_b sont calculées par l'équation classique des lignes de transmission :

$$Z_{interface} = Z_i \frac{Z_L + Z_i \tanh(\gamma_A t)}{Z_i + Z_L \tanh(\gamma_A t)} \quad (\text{II-26})$$

Avec $\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i$, la constante de propagation pour chaque couche « i » dans le modèle, α_i est sa constante d'atténuation et β_i sa constante de propagation qui dépend de la vitesse acoustique v_i selon la relation suivante :

$$\beta_i = \frac{2\pi f}{v_i} \quad (\text{II-27})$$

Les paramètres acoustiques typiques pour chaque couche constituant le dispositif MFM sont répertoriés dans le Tableau II-4.

Matériau	Epaisseur (μm)	Vitesse acoustique (m/s)	Impédance acoustique $Z^* 10^6 (\text{Kg/m}^2\text{s})$
Au	0.2	2200	62
BST	0.45	4400	55.1
Ir	0.05	3000	30
MgO	500	8000	28.1
Air	-	360	400

Tableau II-4 : Paramètres acoustiques des matériaux constituant le dispositif MFM.

La Figure II-38 compare les évolutions fréquentielles des impédances d'entrée issues des simulations du modèle de Lakin avec les résultats de mesures du condensateur intégrant un film de BST d'épaisseur 450nm, pour plusieurs tensions de polarisation. Nous remarquons un bon accord entre les résultats du modèle et les mesures pour la première résonance acoustique qui est positionnée à la fréquence 2.3GHz. Cependant, le modèle n'arrive pas à décrire correctement l'évolution de la deuxième résonance acoustique qui présente un décalage fréquentiel considérable et un niveau d'amplitude très faible par rapport aux résultats de mesure.



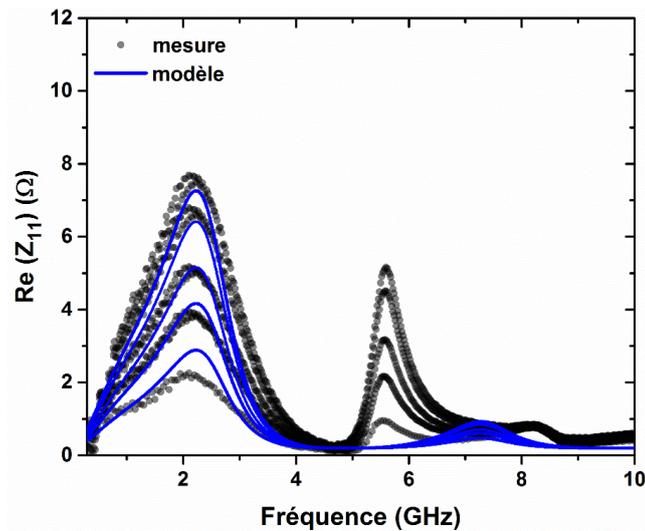


Figure II-38 : Comparaison entre l'évolution fréquentielle de la partie réelle de l'impédance d'entrée du modèle de Lakin (courbes bleues) et les résultats de mesure (courbes noires) pour différentes tensions appliquées

Ce comportement peut s'expliquer par une possible dispersion avec la fréquence de la vitesse acoustique dans le matériau ferroélectrique, qui n'est pas prise en compte dans le modèle de Lakin et qui pourra expliquer le décalage fréquentiel de la deuxième résonance harmonique [63, 64]. Suivant cette hypothèse, nous avons envisagé d'introduire dans le modèle Lakin du condensateur MFM une couche d'interface additionnelle (épaisseur typique d'environ 10 à 70 nm) positionnée à l'interface Ir / BST, avec des propriétés acoustiques dissemblables par rapport à la couche principale de BST, tout en gardant les mêmes épaisseurs pour les autres couches (Figure II-39). Les différentes interprétations proposées dans la littérature pour cette couche considèrent qu'elle présente une faible permittivité et est considérée comme une couche intrinsèque développée lors des premières étapes de croissance du BST sur le substrat [65]–[67]. Dans le cadre du projet MAESTRO, Dr. Areski Ghalem a ainsi développé le modèle modifié de Lakin (Figure II-39) en introduisant dans le modèle initial une couche d'interface de BST avec des propriétés acoustiques optimisées, qui présentent une épaisseur de 50nm avec une vitesse acoustique de 2200m/s (vitesse deux fois moins importante que la vitesse acoustique du film BST utilisée dans le modèle initial) [64].



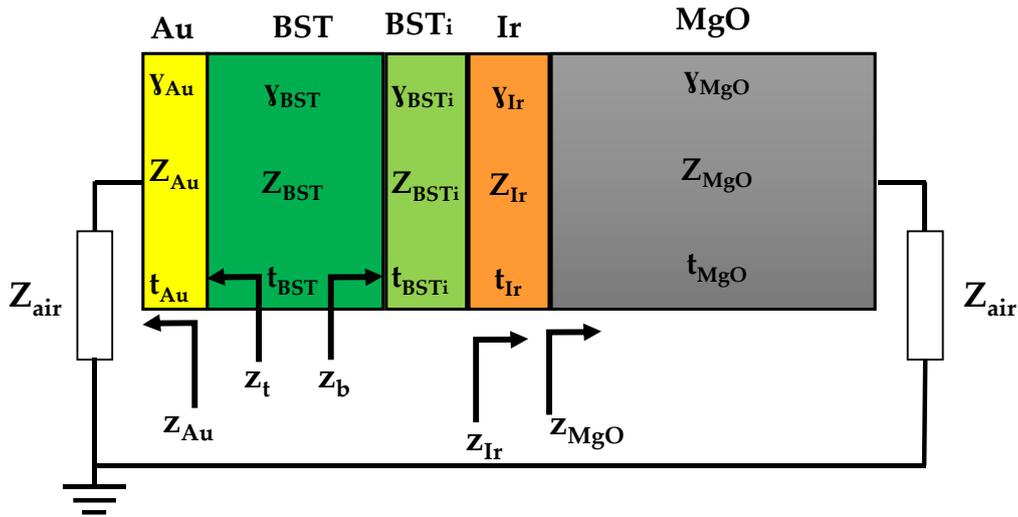


Figure II-39 : Modèle équivalent du dispositif MFM intégrant une couche d'interface entre le BST et l'électrode Ir

La comparaison des résultats de simulation du modèle de Lakin optimisé avec les résultats de mesure est montrée sur la Figure II-40. Nous remarquons une bonne convergence entre le modèle sur les deux résonances acoustiques ainsi que pour les différentes tensions appliquées. Ces résultats sont importants du point de vue pratique, pour la prévision et l'évaluation des pertes globales de ce type de dispositifs sur une large bande de fréquence.

En effet, il convient de rappeler que la partie réelle du paramètre Z_{11} est égale à la résistance globale de la capacité accordable. Dans l'élément rayonnant d'une antenne accordable, une résistance supérieure à 4Ω introduit des pertes difficilement acceptables. Par conséquent, la position fréquentielle et l'amplitude de ces résonances électrostrictives doivent être connues lors du design d'une antenne afin d'éviter et/ ou minimiser leur impact dans la bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne.



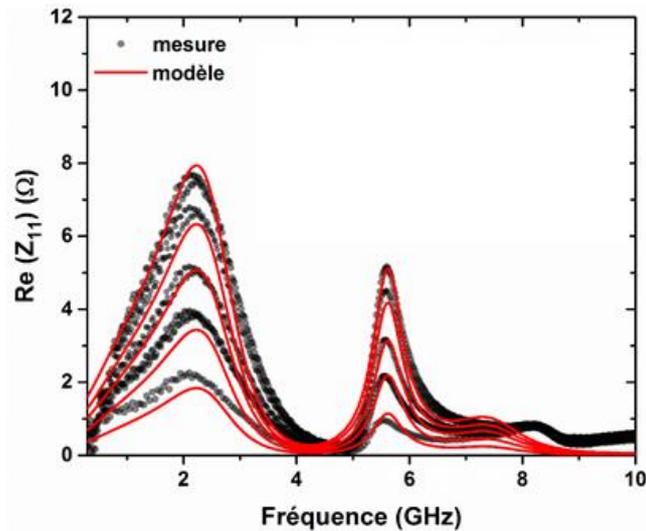


Figure II-40 : Comparaison entre l'évolution fréquentielle de la partie réelle de l'impédance du dispositif MFM obtenus en utilisant le modèle de Lakin modifié et les résultats de mesure pour différentes tensions appliquées

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons abordé la conception et la caractérisation en hyperfréquences de condensateurs conçus à base de films ferroélectriques. Dans la première partie du chapitre, nous avons étudié l'élaboration de films minces en nous intéressant à deux techniques de dépôts à savoir le procédé d'ablation laser PLD pour élaborer des films BST de composition $Ba_{2/3}Sr_{1/3}TiO_3$ et le procédé sol-gel pour élaborer des films de BNT-BT. Ensuite, nous avons caractérisé ces couches minces en hyperfréquences pour déterminer leurs propriétés diélectriques en utilisant la méthode de la cavité à deux résonateurs. A l'issue de ces mesures en cavité résonante, nous avons extrait les valeurs de la permittivité et les tangentes de pertes des couches déposées sur MgO. Nous avons réalisé en salle blanche des condensateurs interdigités intégrant ces couches, qui ont été caractérisés en hyperfréquences, en fonction des différentes tensions de polarisation appliquées aux couches de BST et BNT-BT. Les mesures de condensateurs IDT intégrant des films (BST ou NBT-BT) montrent une faible accordabilité, de l'ordre de 28% et 5% sous un champ de 120kV/cm (180V) et 100kV/cm (120V) avec des pertes relativement fortes (autour de 7Ω pour les dispositifs IDT à base BST). Les fortes pertes, la faible accordabilité et la forte tension appliquée aux condensateurs IDT n'encouragent pas leur intégration (dans la topologie précise utilisée) dans une antenne miniature pour la rendre agile en fréquence. Pour cela, nos recherches se sont concentrées par la suite sur le développement de condensateurs de type MFM à base de films minces de BST. Nous avons ainsi réalisé des condensateurs de type MFM intégrant des films de BST de différentes épaisseurs déposées par la technique PLD. La caractérisation hautes fréquences de ces



dispositifs montrent des fortes valeurs d'accordabilités, à l'état de l'art international de l'ordre de 70% à 82%, sous des champs électriques entre 70kV/cm et 500kV/cm à 2.45GHz. Nous avons optimisé la structure des dispositifs en minimisant leurs pertes à 2.45GHz induites par des résonances électrostrictives en intégrant des couches de BST avec des épaisseurs supérieures à 1450nm. Ce phénomène de résonances acoustiques a été également modélisé en utilisant le modèle de Lakin, permettant de prédire leurs fréquences et intensités spécifiques dans le spectre fréquentiel des dispositifs, sur une large bande de fréquence.



Références

- [1] D. BREWSTER, *Observations of the pyro-electricity of minerals*. 1824.
- [2] J. Curie and P. Curie, “Développement par compression de l’électricité polaire dans les cristaux hémihédres à faces inclinées,” *Bull. Société Minéralogique Fr.*, vol. 3, 1880.
- [3] W. Känzig, “Ferroelectrics and Antiferroelectrics,” in *Solid State Physics*, vol. 4, Supplement C vols., F. Seitz and D. Turnbull, Eds. Academic Press, 1957, pp. 1–197.
- [4] J. Valasek, “Piezo-Electric and Allied Phenomena in Rochelle Salt,” *American Physical Society*, p. 475, Apr-1921.
- [5] H. Mueller, “Properties of Rochelle Salt,” *American Physical Society*, pp. 175–191, Jan-1935.
- [6] R. Blinc, “The soft mode concept and the history of ferroelectricity,” *Ferroelectrics*, vol. 74, no. 1, pp. 301–303, Aug. 1987.
- [7] “High Performance Barium Strontium Titanate Varactor Technology for Low Cost Circuit Applications - Semantic Scholar.” [Online]. Available: /paper/High-Performance-Barium-Strontium-Titanate-Varacto-Acikel-Lynch/e292b314bfe98dbf11b622f7ba1f6fb9db062138. [Accessed: 19-Aug-2017].
- [8] J. F. Scott, “HIGH-DIELECTRIC CONSTANT THIN FILMS FOR DYNAMIC RANDOM ACCESS MEMORIES (DRAM),” *Annu. Rev. Mater. Sci.*, vol. 28, no. 1, pp. 79–100, Aug. 1998.
- [9] D.-S. Yoon, J. S. Roh, H. K. Baik, and S.-M. Lee, “Future Direction for a Diffusion Barrier in Future High-Density Volatile and Nonvolatile Memory Devices,” *Crit. Rev. Solid State Mater. Sci.*, vol. 27, no. 3–4, pp. 143–226, Jul. 2002.
- [10] L. Malcolm and Glass, *Principe and applications of ferroelectrics and related materials by M. E. Lines and A. M. Glass*. .
- [11] L. Eyraud, *Diélectriques solides, anisotropes et ferroélectricité*. Paris: Gauthier-Villars, 1967.
- [12] F. J. Gotor, C. Real, M. J. Dianez, and J. M. Criado, “Relationships between the texture and structure of a BaTiO₃ and its tetragonal → cubic transition enthalpy,” *J. Solid State Chem.*, vol. 123, no. 2, pp. 301–305, 1996.
- [13] “Physique de l’état solide - Dunod.” [Online]. Available: <http://www.dunod.com/sciences-techniques/sciences-fondamentales/physique-et-astrophysique/master-et-doctorat-capes-agreg/physique-de-letat-so>. [Accessed: 21-May-2014].
- [14] C. Elissalde and J. Ravez, “Ferroelectric ceramics: defects and dielectric relaxations,” *J. Mater. Chem.*, vol. 11, no. 8, pp. 1957–1967, Jan. 2001.
- [15] “Fabrication and characterization of Ba_{1-x}Sr_{1-x}TiO₃ tunable thin film capacitors - ScienceDirect.” [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0040609094064512>. [Accessed: 19-Aug-2017].
- [16] A. Deleniv, “Characterization techniques for thin and thick ferroelectric films,” *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 27, no. 8, pp. 2759–2764, Jan. 2007.
- [17] O. G. Vendik, E. K. Hollmann, A. B. Kozyrev, and A. M. Prudan, “Ferroelectric Tuning of Planar and Bulk Microwave Devices,” *J. Supercond.*, vol. 12, no. 2, pp. 325–338, Apr. 1999.



- [18] M. Maglione, U. Höchli, and J. Joffrin, “Dipolar Glass State in $K_{1-x}Na_xTaO_3$,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 57, no. 4, pp. 436–439, Jul. 1986.
- [19] M. E. Lines and A. M. Glass, *Principles and applications of ferroelectrics and related materials*. Oxford: University Press, 1977.
- [20] G. Smolenskii, and V. A. Isupov, “Segnetoelektricheskie svoistva tverdykh rastvorov stannata bariya v titanate bariya»,” *Soviet Journal of Technical Physics*, p. vol 24, p 1375, 1959.
- [21] K. A. Müller and H. Burkard, “ $SrTiO_3$: An intrinsic quantum paraelectric below 4 K,” *Phys. Rev. B*, vol. 19, no. 7, pp. 3593–3602, Apr. 1979.
- [22] G. Smolenskii and V. A. Isupov, “Segnetoelektricheskie svoistva tverdykh rastvorov stannata bariya v titanate bariy,” *Soviet Journal of Technical Physics*, p. vol 24, p 1375, 1959.
- [23] A. Catalan *et al.* “Preparation of barium strontium titanate thin film capacitors on silicon by metallorganic decomposition: Journal of Applied Physics: Vol 76, No 4.” [Online]. Available: <http://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.357568>. [Accessed: 19-Aug-2017].
- [24] D. Shihua, S. Tianxiu, Y. Xiaojing, and L. Guanghua, “Effect of Grain Size of BaTiO₃ Ceramics on Dielectric Properties,” *Ferroelectrics*, vol. 402, no. 1, pp. 55–59, Oct. 2010.
- [25] “Effect of grain size on dielectric and ferroelectric properties of nanostructured Ba_{0.8}Sr_{0.2}TiO₃ ceramics.” [Online]. Available: <http://jac.tsinghuajournals.com/EN/abstract/abstract148386.shtml>. [Accessed: 19-Aug-2017].
- [26] Z. H. Zhou, J. M. Xue, W. Z. Li, J. Wang, H. Zhu, and J. M. Miao, “Ferroelectric and electrical behavior of (Na_{0.5}Bi_{0.5})TiO₃ thin films,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 85, no. 5, pp. 804–806, Jul. 2004.
- [27] Y. Hiruma, H. Nagata, and T. Takenaka, “Phase diagrams and electrical properties of (Bi_{1/2}Na_{1/2})TiO₃-based solid solutions,” *J. Appl. Phys.*, vol. 104, no. 12, p. 124106, Dec. 2008.
- [28] M. Zannen, M. Dietze, H. Khemakhem, and M. Es-Souni, “Ferroelectric (Na_{1/2}Bi_{1/2})TiO₃ thin films showing photoluminescence properties,” *Appl. Phys. A*, vol. 117, no. 3, pp. 1485–1490, Nov. 2014.
- [29] T. Takenaka, K.-I. Maruyama, and K. Sakata, “(Bi(1/2)Na(1/2))TiO₃-BaTiO₃ system for lead-free piezoelectric ceramics,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 30, pp. 2236–2239, Sep. 1991.
- [30] R. E. Treece, J. S. Horwitz, J. H. Claassen, and D. B. Chrisey, “Pulsed laser deposition of high- quality NbN thin films,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 65, no. 22, pp. 2860–2862, Nov. 1994.
- [31] D. J. R. Appleby *et al.*, “Ferroelectric properties in thin film barium titanate grown using pulsed laser deposition,” *J. Appl. Phys.*, vol. 116, no. 12, p. 124105, Sep. 2014.
- [32] S. B. Xiong, Z. G. Liu, X. Y. Chen, X. L. Guo, X. Liu, and S. N. Zhu, “Pulsed laser deposition and characterization of optical waveguiding (Pb,La)(Zr,Ti)O₃ thin films,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 67, no. 18, pp. 2729–2731, Oct. 1995.
- [33] S. Yilmaz, T. Venkatesan, and R. Gerhard-Multhaupt, “Pulsed laser deposition of stoichiometric potassium-tantalate-niobate films from segmented evaporation targets,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 58, pp. 2479–2481, Jun. 1991.
- [34] J. P. MERCURIO and P. MARCHET, “Thin Films of Na_{0.5}Bi_{0.5}TiO₃ Deposited by Spin-Coating,” *Integr. Ferroelectr.*, vol. 61, no. 1, pp. 163–165, Aug. 2004.



- [35] G. Subramanyam *et al.*, “Challenges and opportunities for multi-functional oxide thin films for voltage tunable radio frequency/microwave components,” *J Appl Phys*, vol. 114, p. 191301, 2013.
- [36] M. Jain, S. B. Majumder, R. S. Katiyar, and A. S. Bhalla, “Structural and dielectric properties of heterostructured BST thin films by sol–gel technique,” *Thin Solid Films*, vol. 447, pp. 537–541, Jan. 2004.
- [37] P. Queffelec *et al.*, “Intercomparison of permittivity measurement techniques for ferroelectric thin layers,” *J. Appl. Phys.*, vol. 115, no. 2, p. 024103, Jan. 2014.
- [38] J. Bellotti, E. K. Akdogan, A. Safari, W. Chang, and J. Pond, “Frequency Agile BST Thin Films for RF/Microwave Applications,” *Ferroelectrics*, vol. 271, no. 1, pp. 131–136, Jan. 2002.
- [39] J. Nath, D. Ghosh, J. Maria, M. B. Steer, A. Kingon, and G. T. Stauf, “Microwave properties of bst thin film interdigital capacitors on low cost alumina substrates,” in *34th European Microwave Conference, 2004.*, 2004, vol. 3, pp. 1497–1500.
- [40] M. A. Ahmad, M. Brunet, S. Payan, D. Michau, M. Maglione, and R. Plana, “Wide-Tunable Low-Field Interdigitated Barium Strontium Titanate Capacitors,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 17, no. 11, pp. 769–771, Nov. 2007.
- [41] S. Sheng, P. Wang, X. Y. Zhang, and C. K. Ong, “Characterization of microwave dielectric properties of ferroelectric parallel plate varactors,” *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 42, no. 1, p. 015501, 2009.
- [42] “Crystallinity Dependence of Microwave Dielectric Properties in (Ba,Sr)TiO₃ Thin Films,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 42, no. 3R, p. 1315, Mar. 2003.
- [43] S. Krishnan, S. Bhansali, E. Stefanakos, and Y. Goswami, “Thin Film Metal-Insulator-Metal Junction for Millimeter Wave Detection,” *Procedia Chem.*, vol. 1, no. 1, pp. 409–412, Sep. 2009.
- [44] D. Kaden *et al.*, “Influence of platinum bottom electrode on the piezoelectric performance of hot RF sputtered PZT films,” in *2011 International Symposium on Applications of Ferroelectrics (ISAF/PFM) and 2011 International Symposium on Piezoresponse Force Microscopy and Nanoscale Phenomena in Polar Materials*, 2011, pp. 1–4.
- [45] K. Abe *et al.* “PZT Thin Film Preparation on Pt-Ti Electrode by RF Sputtering,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 30, no. 9S, p. 2152, Sep. 1991.
- [46] D. M. G. Leite, A. L. J. Pereira, L. F. da Silva, and J. H. D. da Silva, “Nanocrystalline GaN and GaN: H films grown by RF-magnetron sputtering,” *Braz. J. Phys.*, vol. 36, no. 3B, pp. 978–981, Sep. 2006.
- [47] F. Zoubian, “Couches minces d’oxy-nitru-re de tantale déposées par pulvérisation réactive. Étude du système Ta-Ar-O₂-N₂ et caractérisation des films,” phdthesis, Université Blaise Pascal - Clermont-Ferrand II, 2013.
- [48] A. Ghalem *et al.*, “Ultra-High Tunability of -Based Capacitors Under Low Electric Fields,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 26, no. 7, pp. 504–506, Jul. 2016.
- [49] H. Naceur, A. Megriche, and M. E. Maoui, “Frequency-dependant dielectric characteristics and conductivity behavior of Sr_{1-x}(Na_{0.5}Bi_{0.5})_xBi₂Nb₂O₉ (x = 0.0, 0.2, 0.5, 0.8 and 1.0) ceramics,” *Orient. J. Chem.*, vol. 29, no. 3, pp. 937–944, Nov. 2013.



- [50] V. S. Y. Member, D. K. Sahu, and Y. S. Member, “The Effect of Frequency and Temperature on Dielectric Properties of Pure Poly Vinylidene Fluoride (PVDF) Thin Films,” 2013.
- [51] P. Debye, “Polar molecules,” *Journal of the Society of Chemical Industry*, New York, pp. 1036–1037, 1929.
- [52] U. Kaatze, “Complex permittivity of water as a function of frequency and temperature,” *J. Chem. Eng. Data*, vol. 34, no. 4, pp. 371–374, Oct. 1989.
- [53] S. Gevorgian, A. Vorobiev, and T. Lewin, “DC field and temperature dependent acoustic resonances in parallel-plate capacitors based on SrTiO₃ and Ba_{0.25}Sr_{0.75}TiO₃ films: Experiment and modeling,” *J Appl Phys*, vol. 99, p. 124112, 2006.
- [54] R. Schafrank *et al.*, “Influence of sputter deposition parameters on the properties of tunable barium strontium titanate thin films for microwave applications,” *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 29, no. 8, pp. 1433–1442, May 2009.
- [55] M. Schreiter, R. Gabl, D. Pitzer, R. Primig, and W. Wersing, “Electro-acoustic hysteresis behaviour of PZT thin film bulk acoustic resonators,” *J Eur Ceram Soc*, vol. 24, p. 1589, 2004.
- [56] S. Tappe, U. Bottger, and R. Waser, “Electrostrictive resonances in (Ba_{0.7}Sr_{0.3})TiO₃ thin films at microwave frequencies,” Center of Nanoelectronic Systems for Information Technology, Elektronische Materialien, PreJuSER-49740, 2004.
- [57] H. P. Loebel, C. Metzmacher, R. F. Milsom, P. Lok, F. van Straten, and A. Tuinhout, “RF Bulk Acoustic Wave Resonators and Filters,” *J. Electroceramics*, vol. 12, no. 1–2, pp. 109–118, Jan. 2004.
- [58] D. Levasseur *et al.*, “Systematic investigation of the annealing temperature and composition effects on the dielectric properties of sol–gel Ba_xSr_{1–x}TiO₃ thin films,” *J Eur Ceram Soc*, vol. 33, p. 139, 2013.
- [59] R. De Paolis, S. Payan, M. Maglione, G. Guegan, and F. Cocchetti, “High-tunability and high- q -factor integrated ferroelectric circuits up to millimeter waves,” *IEEE Trans Microw. Theory Tech*, vol. 63, p. 2570, 2015.
- [60] A. Ghalem, F. Ponchel, D. Remiens, J. F. Legier, and T. Lasri, “Broadband Dielectric Characterization of Sapphire/TiO_x/Ba_{0.3}Sr_{0.7}TiO₃ (111)-Oriented Thin Films for the Realization of a Tunable Interdigitated Capacitor,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 60, no. 5, pp. 880–887, May 2013.
- [61] Y. Liu *et al.*, “BaSrTiO₃ interdigitated capacitors for distributed phase shifter applications,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 10, no. 11, pp. 448–450, Nov. 2000.
- [62] S. Delprat, M. Ouaddari, F. Vidal, M. Chaker, and K. Wu, “Voltage and frequency dependent dielectric properties of BST-0.5 thin films on alumina substrates,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 13, no. 6, pp. 211–213, Jun. 2003.
- [63] E. A. Fardin, A. S. Holland, K. Ghorbani, and P. Reichart, “Enhanced tunability of magnetron sputtered Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ thin films on c-plane sapphire substrates,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, no. 2, p. 022901, Jul. 2006.
- [64] “Home - STMicroelectronics.” [Online]. Available: http://www.st.com/content/st_com/en.html. [Accessed: 20-Aug-2017].
- [65] “Mouser Electronics France - Distributeur de composants électroniques.” [Online]. Available:



http://www.mouser.fr/?gclid=CjwKCAjw5uTMBRAYEiwA5HxQNtNRoITah5hEW-OGDzYIQR-Z_JG8AKrA2lTYXC0FtGHiYLEk2qtzGxoCKOUQAvD_BwE. [Accessed: 20-Aug-2017].

[66] A. Noeth, T. Yamada, A. K. Tagantsev, and N. Setter, "Electrical tuning of dc bias induced acoustic resonances in paraelectric thin films," *J. Appl. Phys.*, vol. 104, no. 9, p. 094102, Nov. 2008.

[67] J. Berge, M. Norling, A. Vorobiev, and S. Gevorgian, "Field and temperature dependent parameters of the dc field induced resonances in $BaxSr_{1-x}TiO_3$ -based tunable thin film bulk acoustic resonators," *J. Appl. Phys.*, vol. 103, no. 6, p. 064508, Mar. 2008.

[68] P. A. Turalchuk and I. B. Vendik, "Modelling of tunable bulk acoustic resonators and filters with induced piezoelectric effect in BSTO film in a wide temperature range," in *IEEE EUROCON 2009*, 2009, pp. 64–69.





Chapitre III. Développement et modélisation d'une antenne fente





III.1. Introduction

Le chapitre précédent a mis en avant la potentialité du matériau BST en tant que capacité variable. Dans ce chapitre, nous nous intéressons au développement d'une antenne agile en fréquence afin de pouvoir intégrer cet élément accordable. En effet, les travaux issus de la littérature présentés dans le chapitre 1 de ce manuscrit ont montré le compromis entre la compacité d'une antenne et la largeur de sa bande passante. L'intégration d'un élément agile répond favorablement à ces problématiques puisqu'il peut permettre la couverture de plusieurs bandes de fréquence en changeant la longueur électrique de l'antenne. L'analyse de la littérature présentée dans le premier chapitre a montré que l'utilisation d'une diode varactor permettait le balayage fréquentiel de larges bandes de fréquence. Cependant, nous avons également mis en évidence qu'elle était limitée en termes de puissance acceptée et leurs pertes sont souvent élevées à hautes fréquences. L'objectif des travaux présentés dans ce chapitre est de lier les développements réalisés sur les capacités variables à base de BST à un développement antennaire optimisé.

Pour ce faire, nous sommes partis d'une antenne fente passive qui présente un design relativement simple pour lequel l'optimisation se fera par une approche électrique équivalente. Cette approche sera validée à la fois par une simulation électromagnétique full-wave et par la réalisation et la mesure du système antennaire. Une fois cette étude validée, nous nous intéresserons à l'agilité fréquentielle de cette antenne en intégrant une capacité variable. En se basant sur la modélisation électrique préliminaire de l'antenne fente passive, nous déterminons les valeurs de capacité à intégrer afin d'obtenir la meilleure agilité fréquentielle et nous optimisons l'excitation de l'antenne pour qu'elle soit adaptée sur la gamme de valeurs de capacité prédéterminée.

III.2. Propriétés générales de l'antenne fente

La topologie de base de l'antenne présentée dans ce chapitre est basée sur une antenne fente. L'objectif est d'obtenir une agilité fréquentielle maximale tout en optimisant les performances de l'antenne. Pour cela, nous étudierons dans un premier temps la structure antennaire de base pour laquelle nous établirons son modèle équivalent en employant différentes méthodes. Nous étudierons l'influence de la position de l'excitation suivi de l'intégration d'une excitation par une ligne microstrip dans le modèle électrique. En maîtrisant le modèle équivalent de l'antenne, nous déterminerons l'impédance de la ligne d'excitation et



ses dimensions, afin d'adapter l'antenne. Cette méthode de conception sera ensuite poursuivie en intégrant une capacité au sein de l'antenne fente. La position de cette capacité et les valeurs de capacité à présenter pour obtenir la meilleure agilité fréquentielle seront finalement déduites de notre étude et validée par la simulation électromagnétique.

Afin d'établir un modèle équivalent, le design considéré dans un premier temps est constitué d'une fente gravée dans le plan de masse d'un substrat (Figure III-1). Lorsque la fente est excitée en son milieu, elle fonctionne sur son mode fondamental dont le rayonnement caractéristique est celui d'un dipôle magnétique [1]. La longueur de la fente est dans ce cas en $\lambda_g/2$ avec $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_{eff}}$, λ_0 est la longueur d'onde dans le vide à la fréquence f_0 de la résonance du mode fondamental et ϵ_{eff} la permittivité effective qui sera définie dans le paragraphe suivant.

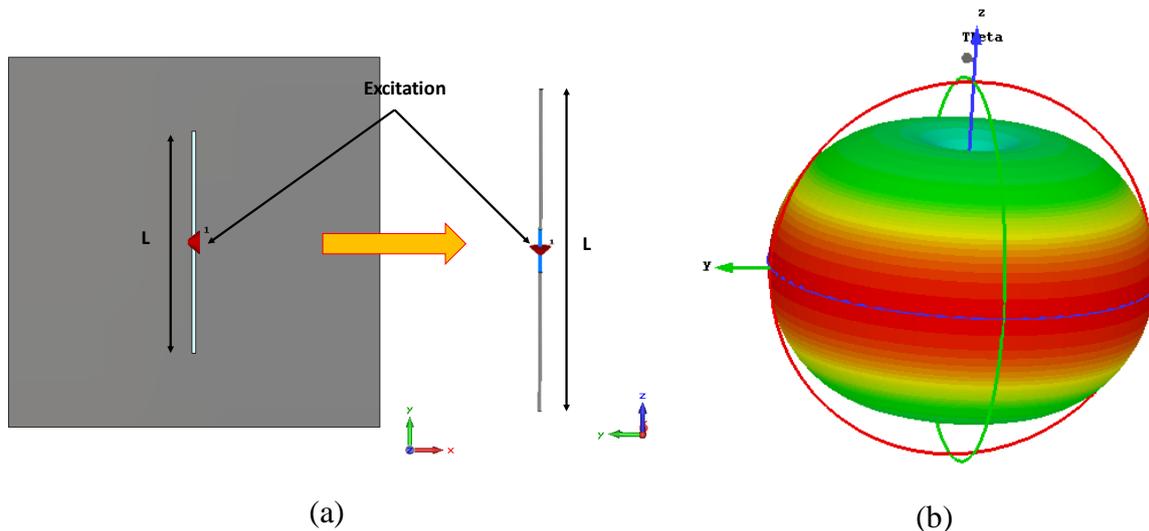


Figure III-1 : (a) Equivalence de la fente à une antenne dipôle et (b) diagramme de rayonnement 3D

Lors de cette étude, la modélisation d'une antenne fente a été divisée en différentes parties :

- Dans un premier temps, nous détaillerons la modélisation d'une fente par une étude analytique puis par un modèle de lignes de transmission et finalement par un modèle quadripolaire. L'impact des paramètres physiques de l'antenne comme sa longueur électrique et sa largeur sera étudié. L'impédance d'entrée des trois modèles mis en œuvre sera comparée avec la simulation électromagnétique 3D de l'antenne fente. Nous discuterons des avantages à utiliser ces différents modèles ainsi que leurs limitations.
- Dans un deuxième temps, nous présenterons l'intégration d'une capacité variable au sein de nos modèles et nous étudierons (en utilisant les modèles précédemment développés)



l'impact de la variation de la valeur de la capacité sur l'agilité de l'antenne en fonction de la fréquence. Cette étude a pour but d'optimiser l'agilité fréquentielle de l'antenne. Cependant, ces études seront faites sans prendre en compte l'adaptation ou la désadaptation de l'antenne.

- Une troisième étape consistera à adapter l'antenne en synthétisant toujours de manière analytique la ligne d'excitation de l'antenne fente pour nous en servir comme d'un circuit d'adaptation.

III.2.1. Modélisation de l'antenne fente

III.2.1.1. Design de l'antenne fente considérée

Afin d'expliquer notre démarche de conception, considérons dans un premier temps une fente de longueur physique $L=30\text{mm}$ et de largeur $W=0.5\text{mm}$. La structure 3D de l'antenne fente considérée est présentée Figure III-2. Elle est étudiée sur un substrat de type Rogers RT5870 de $50\text{mm} \times 50\text{mm}$, de hauteur $h=0.8\text{mm}$, de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$ et dont l'épaisseur de métallisation est de $18\mu\text{m}$. Nos différentes méthodes de modélisation seront expliquées dans ce paragraphe et finalement comparées à la simulation 3D de l'antenne excitée en son milieu par un port discret de $50\ \Omega$.

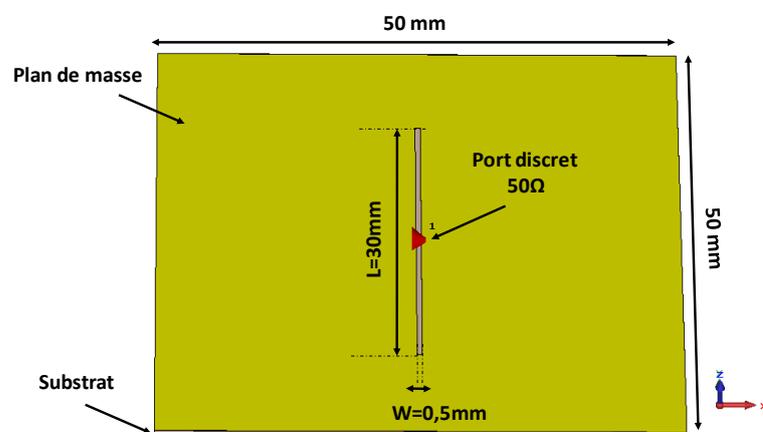


Figure III-2 : Structure d'une antenne fente excitée par un port $50\ \Omega$ au milieu

III.2.1.2. Etude analytique

Pour établir un modèle équivalent de l'antenne fente, il faut partir du principe de Babinet qui a été illustré sur la Figure III-1 et qui permet d'établir l'équation (III-1).

$$Z_{f1}Z_d = \eta^2 / 4 \quad (\text{III-1})$$



Avec Z_{f1} l'impédance d'entrée de la fente, Z_d l'impédance d'entrée du dipôle équivalent et η l'impédance du vide (377Ω). L'impédance $Z_d = R_d + jX_d$ du dipôle peut être déterminée en appliquant les équations de Maxwell pour lesquelles il faut prendre en compte les conditions aux limites imposées par les deux conducteurs de dimensions finies. Cette résolution est complexe et ne peut être faite que numériquement. Plusieurs méthodes de modélisations approchées ont été proposées [3]–[5] et l'une d'entre elles consiste à considérer que les courants circulant sur l'antenne dipôle s'apparentent à ceux sur une ligne de transmission à pertes en circuit ouvert. L'impédance d'entrée du dipôle de longueur totale $2l$ et de rayon a (dipôle épais) s'exprime ainsi de manière assez simple (équation (III-2)).

$$Z_d = Z_0 \coth((\alpha + j\beta)l) \quad (\text{III-2})$$

$$\text{avec } Z_0 = R_0 \left(1 - j \frac{\alpha}{\beta}\right) \text{ et } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{III-3})$$

Le développement de la formule de Z_d permet de déterminer les expressions de R_d et X_d :

$$\begin{aligned} R_d &= R_0 \frac{\text{sh}(2\alpha l) - \frac{\alpha}{\beta} \sin(2\beta l)}{\text{ch}(2\alpha l) - \cos(2\beta l)} \\ X_d &= -R_0 \frac{\frac{\alpha}{\beta} \text{sh}(2\alpha l) + \sin(2\beta l)}{\text{ch}(2\alpha l) - \cos(2\beta l)} \end{aligned} \quad (\text{III-4})$$

Les expressions de α et R_c ont été déterminées par Dubost [6] :

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{(\beta l)^2}{2lH} \\ R_0 &= \frac{60H}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \end{aligned} \quad (\text{III-5})$$

$$\text{avec } H = 2 \left(\ln \left(\frac{2l}{a} \right) - 1 \right)$$

A partir de ces équations, il est possible de déterminer l'impédance d'entrée du dipôle et donc d'après l'équation (III-1) l'impédance d'entrée de l'antenne fente sachant que la fente équivalente au dipôle est telle que $L=2l$ et $W=2a$.

Il est donc possible de tracer l'impédance d'entrée Z_{f1} de l'antenne fente présentée dans le paragraphe **III.2.1.1** en fonction de la fréquence. Les parties réelles et imaginaires de Z_{f1}



sont présentées sur la Figure III-3. Il est à noter que cette modélisation n'est valable qu'autour de la première résonance car en dessous le dipôle n'est plus considéré comme étant épais (le diamètre du dipôle ($2a$) n'est plus supérieur à $\lambda_0/100$ et le dipôle devient fin) et au-dessus, le diamètre du dipôle devient trop grand par rapport à sa longueur.

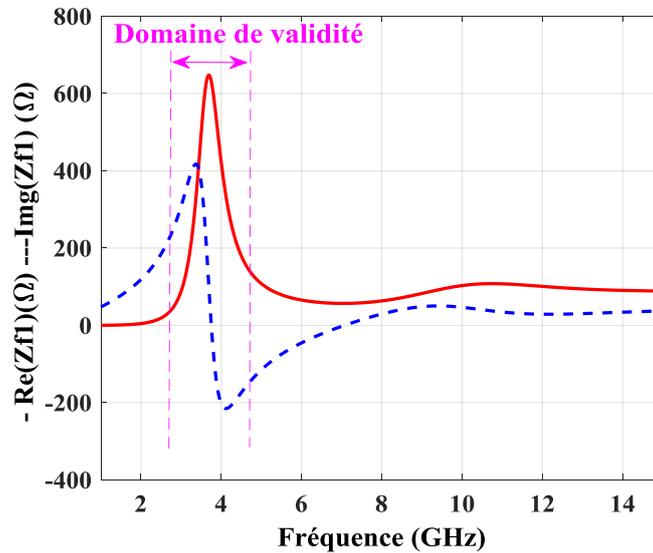


Figure III-3 : L'évolution de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée (Z_{f1}) du modèle analytique de la fente

III.2.1.3. Modélisation de l'antenne en utilisant un modèle de ligne

Une méthode de modélisation plus large bande consiste à réaliser un schéma équivalent basé sur des modèles de lignes. Dans le cas d'une antenne fente excitée au milieu, le modèle équivalent est présenté sur la Figure III-4.

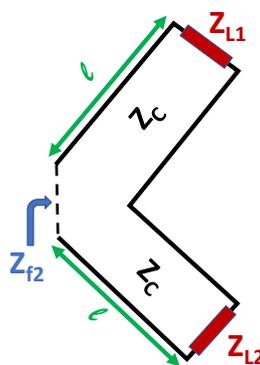


Figure III-4 : Schéma équivalent d'une fente excitée au milieu

Dans ce cas, l'admittance d'entrée est la somme des admittances des deux lignes en parallèle.



$$Y_{f2} = Y_1 + Y_2 \quad \text{(III-6)}$$

$$\text{Avec } Y_1 = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{Z_C + jZ_{L1} \tan(\beta l)}{Z_{L1} + jZ_C \tan(\beta l)} \quad \text{et} \quad \text{(III-7)}$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{Z_C + jZ_{L2} \tan(\beta l)}{Z_{L2} + jZ_C \tan(\beta l)}$$

Afin de pouvoir tracer Z_{f2} en fonction de la fréquence, il faut déterminer Z_C et Z_L . Pour cela, il faut se placer à la fréquence de résonance f_0 de l'antenne fente fonctionnant sur son mode fondamental, la longueur de chaque brin est dans ce cas telle que $l = \lambda_g/4$ impliquant la simplification de l'expression de l'impédance d'entrée (équation (III-8)).

$$Y_1(f_0) = \frac{Z_{L1}}{Z_C^2} \quad \text{et} \quad Y_2(f_0) = \frac{Z_{L2}}{Z_C^2} \quad \text{ainsi} \quad Z_{f2}(f_0) = \frac{1}{Y_{f2}(f_0)} = \frac{Z_C^2}{Z_{L1} + Z_{L2}} \quad \text{(III-8)}$$

La symétrie de la structure implique que $Z_{L1} = Z_{L2} = Z_L$, et ainsi l'expression de l'impédance d'entrée de la fente à sa fréquence de résonance f_0 déduite de son modèle équivalent de ligne est donnée par l'équation (III-9).

$$Z_{f2}(f_0) = \frac{Z_C^2}{2Z_L} \quad \text{(III-9)}$$

L'impédance caractéristique Z_C peut être calculée, par analogie à une ligne microstrip, à partir de la largeur de la fente et du substrat sur lequel elle est gravée (équation (III-9)) [10].

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)$$

$$\text{avec } \varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] \quad \text{(III-10)}$$

D'autre part, d'après l'équation (III-1) il est possible de déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne fente $Z_f(f_0)$ et donc d'en déduire Z_L (équation (III-11)) [6].

$$Z_L = \frac{Z_C^2}{2Z_f(f_0)}$$

$$\text{avec } Z_f(f_0) = \frac{\eta^2}{4Z_d(f_0)} = \frac{\eta^2 \left[ch \left(\frac{\pi^2}{4H} \right) + 1 \right]}{4R_0 sh \left(\frac{\pi^2}{4H} \right)} \quad \text{(III-11)}$$



En reprenant l'exemple précédent, c'est-à-dire en considérant une fente de longueur physique $L=30\text{mm}$ et de largeur $W=0.5\text{mm}$ gravée sur un substrat de Rogers de permittivité $\epsilon_r = 2.33$, nous pouvons déterminer toutes les grandeurs nécessaires au tracé de Z_{f_2} en fonction de la fréquence (Figure III-5).

Grandeurs	ϵ_{eff}	Z_C	$f_0 = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_{eff}}}$	$Z_f(f_0)$	Z_L
Valeurs	1.82	114 Ω	3.7 GHz	652.7 Ω	10 Ω

Tableau III-1 : Tableau représentant les valeurs obtenues théoriquement de différentes grandeurs de l'antenne fente

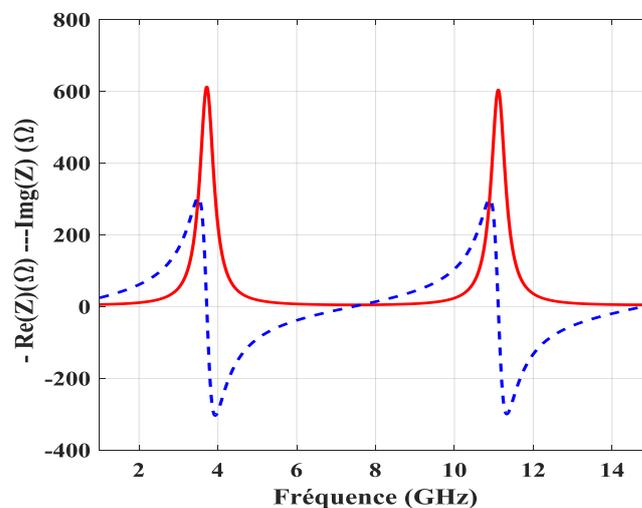


Figure III-5 : Evolution de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée du modèle de ligne de la fente (30x0.5mm²)

III.2.1.4. Modélisation de l'antenne en utilisant un modèle quadripolaire

En considérant qu'une ligne peut être représentée par un modèle quadripolaire, il est ainsi possible de remplacer chaque ligne du modèle précédent par une cellule qui n'inclut que des capacités et des selfs en cascade [7]. Dans notre cas, la ligne microstrip a un comportement inductif puisqu'elle est étroite ce qui permet d'avoir une forte impédance caractéristique. Dans ce cas, le modèle en PI présenté en Figure III-6 est le plus adapté.

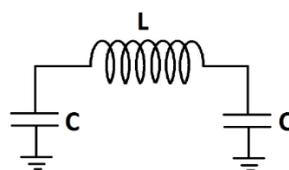


Figure III-6: Représentation d'une cellule en modèle en PI pour modéliser une ligne microruban



Son impédance est définie par l'équation (III-12) et sa fréquence de résonance f_0 par l'équation (III-13).

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{(III-12)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{(III-13)}$$

A l'aide de ces deux équations, il est possible de déterminer le couple (L, C) pour la ligne précédente.

$$C = \frac{1}{2\pi Z_c f_0} \quad \text{(III-14)}$$

$$L = C \cdot Z_c^2$$

On obtient des valeurs de self $L=4.9\text{nH}$ et de capacité $C=0.377\text{pF}$. Ainsi l'antenne fente peut être modélisée par le schéma électrique présenté en Figure III-7(a) et son impédance d'entrée tracée en fonction de la fréquence (Figure III-7 (b)).

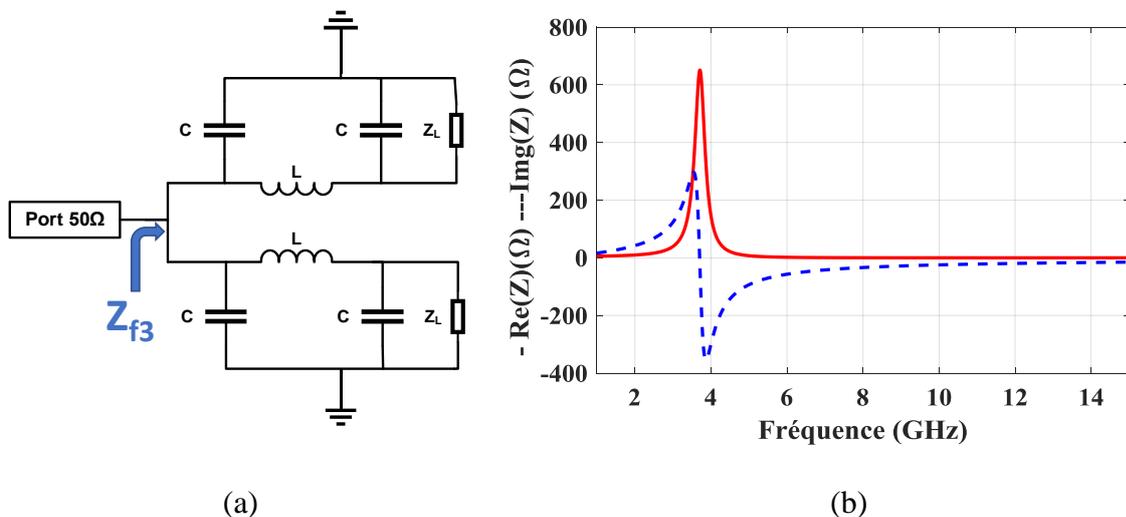


Figure III-7 : (a) Modèle quadripolaire de l'antenne fente excitée au milieu (b) partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée du modèle

III.2.1.5. Comparaison des différents modèles avec la simulation électromagnétique

Ces trois modèles mis en œuvre seront maintenant comparés à la simulation électromagnétique 3D full-wave. Afin de se rapprocher du modèle théorique, cette simulation n'intègre aucune perte et elle est faite sur un substrat de dimensions latérales très importantes. La Figure III-8 présente la comparaison des impédances d'entrée Z_{f1} (modèle analytique), Z_{f2} (modèle de lignes), Z_{f3} (modèle quadripolaire) avec l'impédance d'entrée simulée Z_{simu} .



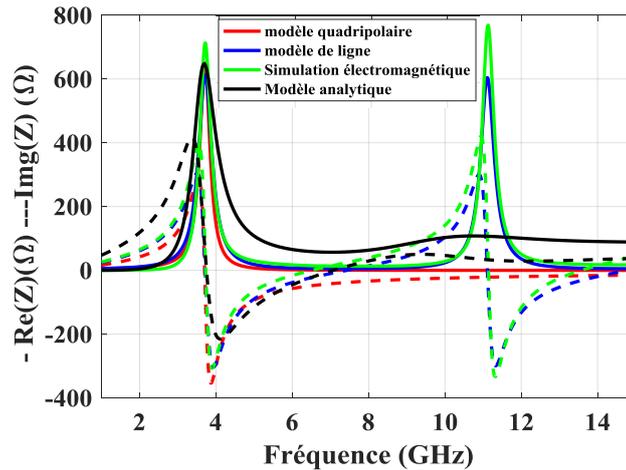


Figure III-8 : Comparaison des parties réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de modèles étudiés avec la simulation électromagnétique 3D

Une bonne concordance entre les différentes méthodes théoriques et la simulation 3D est obtenue. Nous pouvons noter que certaines méthodes sont limitées notamment en termes de validité sur une large bande de fréquence. En effet, l'étude analytique et le modèle quadripolaire ne sont valides que pour la première fréquence de résonance. Le modèle de ligne quant à lui est valable sur une très large bande de fréquence et le tracé de son impédance d'entrée montre une très bonne concordance avec la simulation 3D sur la bande [1GHz - 15GHz].

L'avantage de ces différents modèles est le gain en termes de temps de simulation. Nous verrons par la suite et notamment lors de l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne qu'il est nécessaire de passer par un modèle équivalent pour lequel la réponse fréquentielle de l'antenne est obtenue en quelques secondes.

Ainsi, ces différents modèles seront utilisés et adaptés à chacun des cas considérés lors de la conception de l'antenne. Le prochain paragraphe montrera l'étude et l'optimisation de différents paramètres physiques de l'antenne.

III.2.2. Etude des paramètres physiques de l'antenne fente

Cette partie va s'intéresser à l'influence de certains paramètres physiques de l'antenne fente, à savoir la longueur de l'antenne, sa largeur et la position de son excitation.

III.2.2.1. Impact de la largeur de l'antenne fente

En reprenant le modèle de ligne précédent, on peut lier la largeur de la fente à l'impédance Z_c de la ligne équivalente. L'effet de la variation de l'impédance caractéristique Z_c de la ligne sur la fréquence de résonance de la fente a été étudié en fixant la longueur de lignes $l = \lambda_g/4$



sur un substrat de hauteur $h=0.8\text{mm}$, de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$. La Figure III-9 montre une augmentation en amplitude pour les résonances lorsque l'impédance caractéristique de la ligne augmente c'est-à-dire lorsque la largeur de la ligne diminue. Nous constatons également que la modification de l'impédance caractéristique de la ligne a un impact sur l'amplitude à la fréquence de résonance mais ne modifie pas la position de la fréquence de résonance.

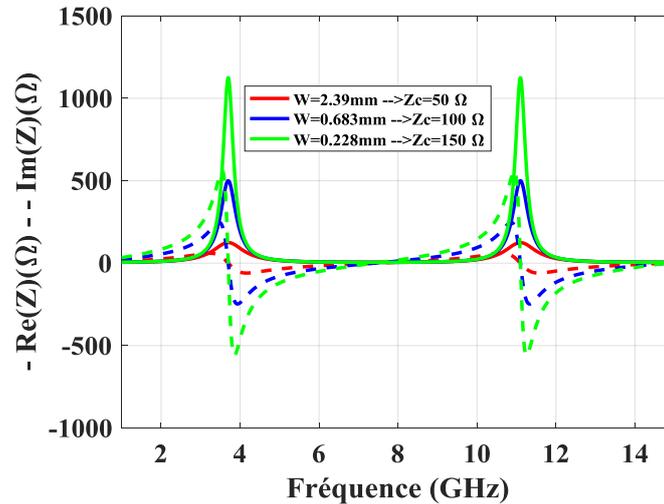


Figure III-9 : Evolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du modèle des lignes en fonction de la fréquence pour les différentes impédances caractéristiques (Z_c).

III.2.2.2. Impact de la longueur de l'antenne fente

Afin d'identifier l'influence de la longueur électrique de la ligne βl sur la fréquence de résonance de la fente. Pour réaliser cette étude, nous avons fait varier la longueur électrique de la fente en fixant son impédance caractéristique (Z_c). La Figure III-10 présente l'évolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes longueurs électriques $\beta l = 45^\circ, 90^\circ$ et 135° .



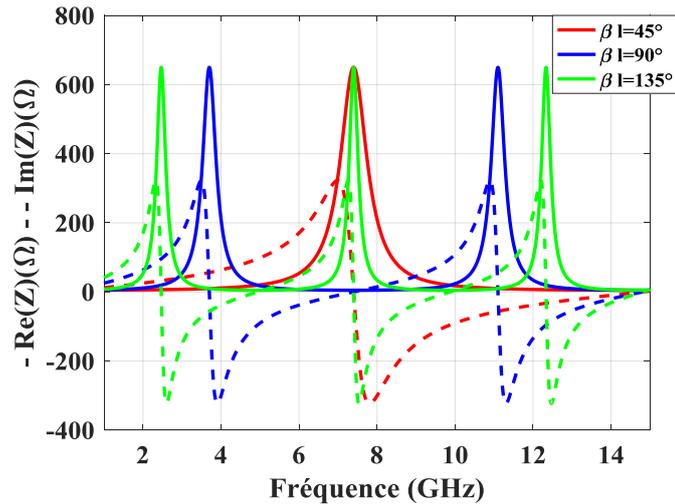


Figure III-10 : Variation des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du modèle des lignes en fonction de la fréquence pour les différentes longueurs électriques (βl).

Nous remarquons que lorsque la longueur électrique de la fente augmente, la fréquence de résonance se décale vers les basses fréquences sans modifier l'amplitude des résonances.

III.2.2.3. Impact de la position de l'excitation

- **Impact sur les modes résonants**

La position de l'excitation joue un rôle important car elle peut interdire certains modes résonants. La Figure III-11 présente l'impédance d'entrée de l'antenne fente excitée au milieu et excitée au quart de sa longueur.

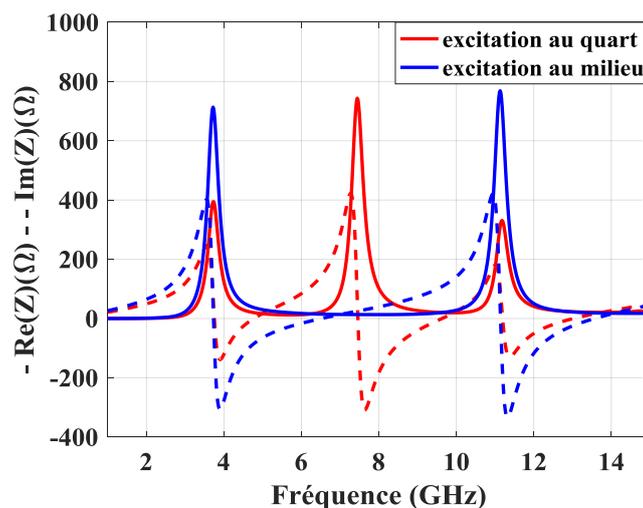


Figure III-11 : Comparaison les parties réelles et imaginaires d'une fente excitée au milieu et au quart



Les courants de surface sur les différentes structures de la fente sont représentés sur la Figure III-12 et Figure III-13 pour chacune des fréquences de résonance.

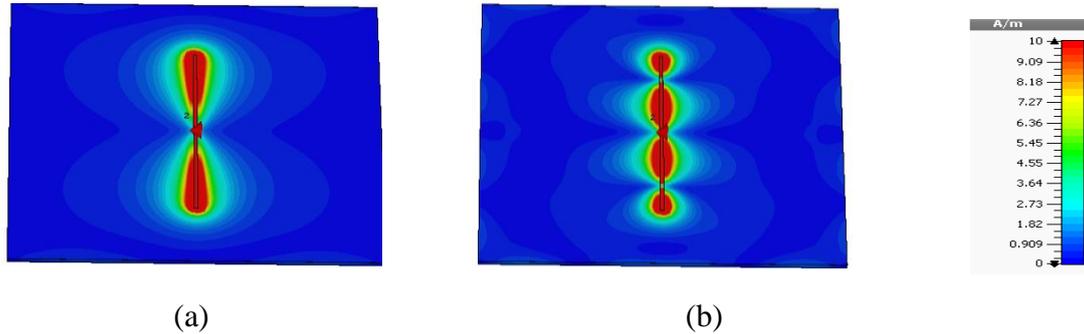


Figure III-12 : Distribution du courant sur la surface de l'antenne à la fréquence (a) 4GHz (b) 11GHz

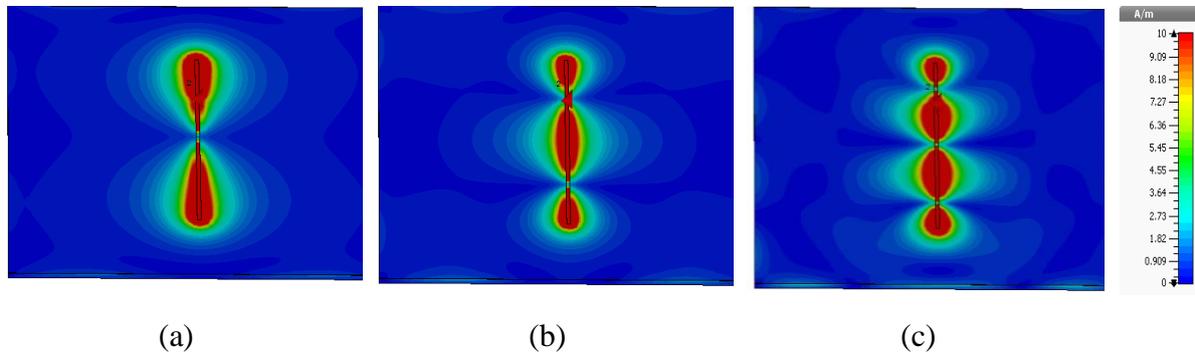


Figure III-13 : Distribution du courant sur la surface de l'antenne à la fréquence (a) 4GHz (b) 8GHz (c) 11GHz, pour une excitation au quart de la fente

La modification de la position de l'excitation change la circulation du courant autour de la fente permettant d'exciter un nouveau mode de résonance à la fréquence 8GHz. Le courant de surface de la structure excitée au quart montre le nouveau mode de fonctionnement à 8 GHz, fréquence à laquelle l'impédance de la fente présente une résonance intermédiaire.

- **Impact sur le facteur de qualité**

Le facteur de qualité est un paramètre important pour étudier une antenne miniature. Nous avons mis en évidence dans le premier chapitre que l'expression du facteur de qualité [8] est liée à la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne telle que définie par l'équation (III-15).

$$Q = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} \sqrt{[R'(\omega_0)]^2 + \left[X'(\omega_0) + \frac{|X(\omega_0)|}{\omega_0}\right]^2} \quad \text{(III-15)}$$

Avec R_0 la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, Z_0' la dérivée de l'impédance d'entrée et ω_0 la pulsation de l'antenne à sa résonance. La Figure III-14 montre



l'évolution du facteur de qualité (extrait de la simulation EM) en fonction de la fréquence pour une fente excitée au milieu et au quart de sa longueur.

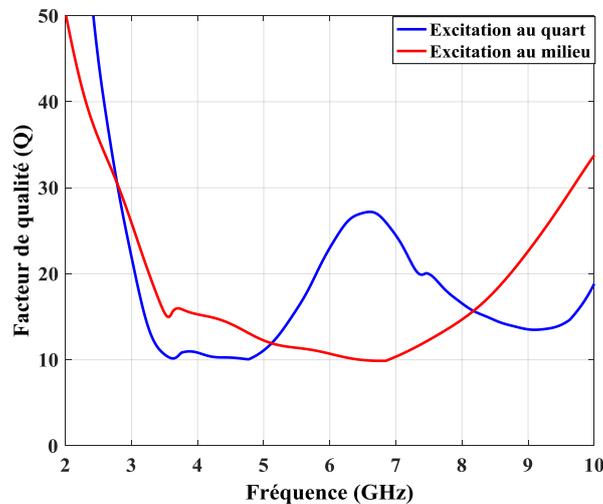


Figure III-14 : Evolution du facteur de qualité d'une fente excitée au milieu et au quart de sa longueur

Pour le mode fondamental de la fente à la fréquence autour de 4 GHz, le facteur de qualité de la fente passe de 15.3 pour une excitation au milieu à 10.8 pour une excitation au quart de sa longueur. Comme évoqué dans le chapitre 1, la bande passante de l'antenne est inversement proportionnelle à son facteur de qualité, la diminution du facteur de qualité de l'antenne excitée au quart de sa longueur permet donc de faciliter son adaptation.

A l'issue de cette étude, il semble plus pertinent de choisir une excitation au quart de la fente puisqu'elle permettra une meilleure adaptation de l'antenne. En effet, le but est de rendre cette fente agile en fréquence par l'intégration des capacités variables. L'ajout d'une capacité impliquera également la diminution de sa fréquence de résonance, donc une diminution de l'antenne par rapport à sa fréquence de fonctionnement et ainsi une augmentation de son facteur de qualité. Minimiser le facteur de qualité avant l'intégration d'une capacité permettra donc de conserver des bandes passantes instantanées acceptables. Afin de continuer à travailler sur les modèles équivalents déterminés précédemment, ceux-ci seront adaptés à l'excitation au quart de la longueur de la fente.

III.2.3. Modélisation de l'antenne fente excitée au quart de sa longueur

Comme les modèles ont déjà été détaillés précédemment, ce paragraphe montrera les résultats essentiels à la compréhension de notre démarche. Le modèle analytique étant le moins pertinent dans sa comparaison avec le modèle 3D, nous choisissons ici de ne montrer que le



modèle équivalent utilisant le modèle de ligne et celui utilisant le modèle quadripolaire. Comme précédemment ces modèles seront finalement validés par la simulation électromagnétique 3D.

III.2.3.1. Design de l'antenne fente considérée

La structure 3D de l'antenne fente considérée est présentée Figure III-15. Comme précédemment, c'est une fente de longueur physique $L=30\text{mm}$ et de largeur $W=0.5\text{mm}$ gravée sur un substrat de type Rogers RT5870 de hauteur $h=0.8\text{mm}$, de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$. Elle est dans ce nouveau cas d'étude excitée au quart de sa longueur par un port discret de 50Ω .

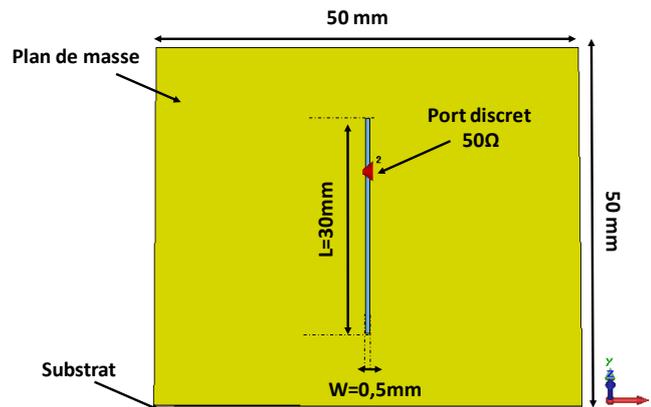


Figure III-15 : Structure d'une antenne fente excitée par un port discret au quart de la longueur de la fente

III.2.3.2. Modélisation de l'antenne en utilisant un modèle de ligne

Le modèle équivalent de l'antenne excitée au quart de sa longueur est très proche de celui de l'antenne excitée au milieu puisqu'on reste sur des dimensions physiques égales. Ainsi, l'impédance caractéristique de la ligne et la résistance de charges sont les mêmes. Seules les longueurs des lignes de part et d'autre de l'excitation changent (Figure III-16).



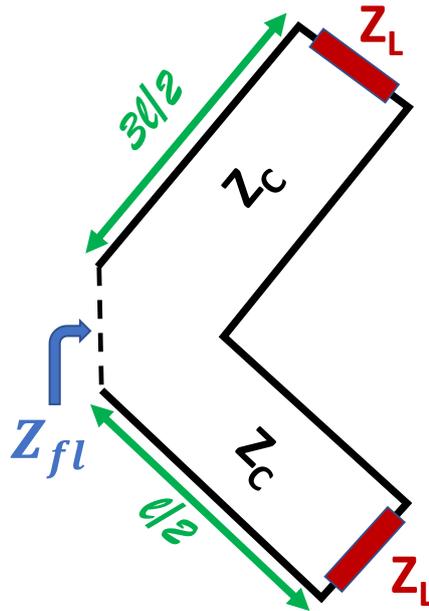


Figure III-16 : Schéma équivalent d'une fente modélisée par des lignes et excitée au quart de sa longueur

Les grandeurs Z_c et Z_L sont identiques à celles présentées dans le Tableau III-1 au paragraphe III.2.1.3 et les équations mentionnées dans ce même paragraphe nous permettent de tracer Z_{fl} en fonction de la fréquence (Figure III-19).

III.2.3.3. Modélisation de l'antenne en utilisant un modèle de quadripôle

Nous avons vu précédemment que le modèle quadripolaire de l'antenne fente excitée en son milieu pouvait être représenté par un modèle en PI que nous rappelons Figure III-17(a). Ce même modèle quadripolaire est équivalent au modèle présenté sur la Figure III-17(b).

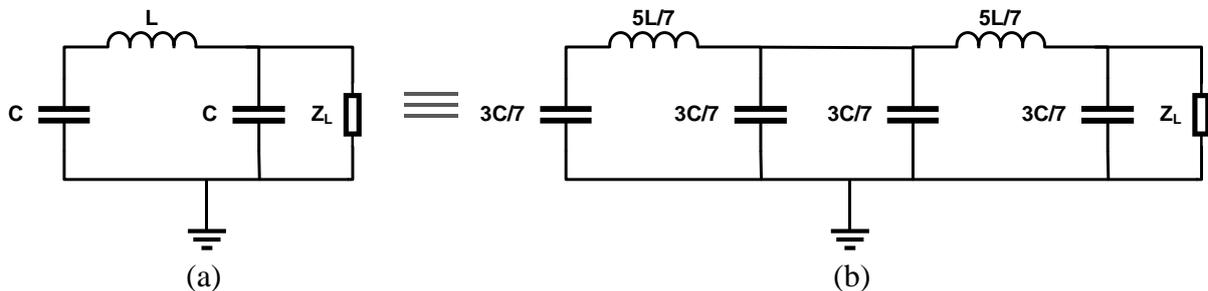


Figure III-17 : (a) Modèle en PI d'une cellule LC et (b) équivalent du modèle avec 2 cellules en cascade

Ainsi le modèle équivalent de l'antenne excitée au quart de sa longueur peut être représenté par la Figure III-18.



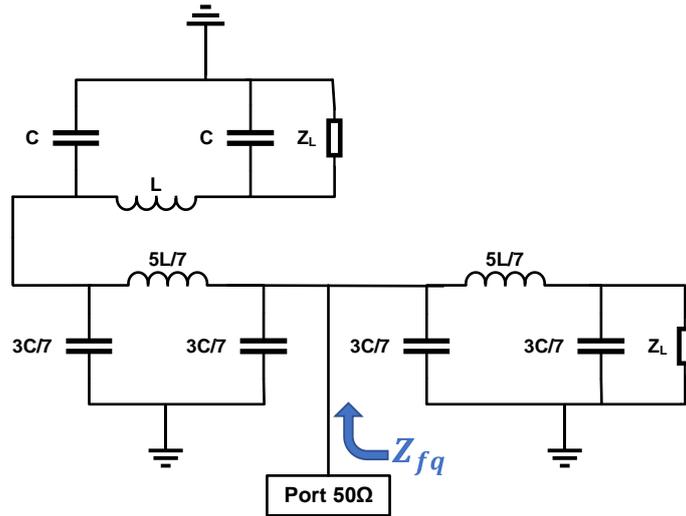


Figure III-18 : Modèle quadripolaire d'une fente excitée au quart de sa longueur

De ce modèle quadripolaire, nous pouvons déterminer l'impédance d'entrée Z_{fq} (équation (III-16) et équations (17)-(20)) et le programmer sous Matlab. Son tracé en fonction de la fréquence est présenté également Figure III-19.

$$Z_{fq} = \frac{Z_1 * Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \text{(III-16)}$$

$$Z_1 = \frac{Z_L + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega \left(j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega + 1 \right)}{j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega + 1 + j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega \left[Z_L + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega \left(j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega + 1 \right) \right]} \quad \text{(III-17)}$$

$$\Delta = jC\omega + 1 + jC\omega \left[Z_L + jL\omega(jC\omega + 1) \right] \quad \text{(III-18)}$$

$$Z_2 = \frac{\exists}{\Delta + j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega \left[Z_L + jL\omega(jC\omega + 1) + j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega \exists \right]} \quad \text{(III-19)}$$

$$\begin{aligned} \exists = & Z_L + jL\omega(jC\omega + 1) \\ & + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega \left[\Delta + j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega \left(Z_L + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega \left(j\left(\frac{3C}{7}\right)\omega + 1 \right) \right) \right] \end{aligned} \quad \text{(III-20)}$$

III.2.3.4. Comparaison des différents modèles avec la simulation électromagnétique

Comme dans le cas de l'antenne excitée au milieu, nous pouvons comparer nos différents modèles avec la simulation électromagnétique 3D full-wave. Il est à rappeler que cette simulation n'intègre aucune perte et qu'elle est faite sur un substrat de dimensions latérales très importantes. La Figure III-19 présente la comparaison des impédances d'entrée Z_{fl} , Z_{fq} avec l'impédance d'entrée simulée Z_{simu} .



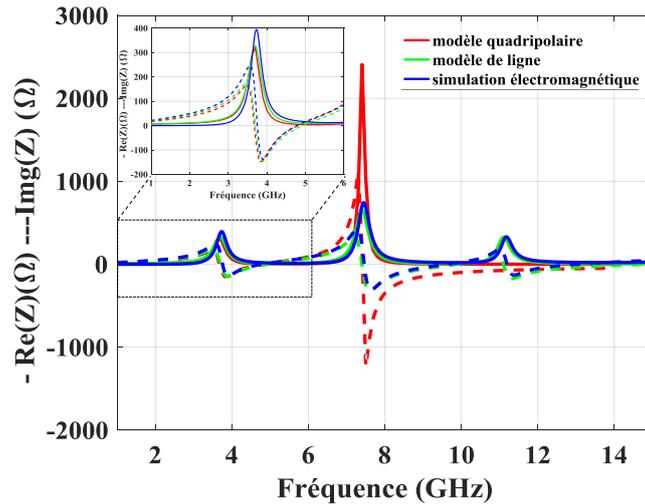


Figure III-19 : Comparaison des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du modèle quadripolaire, modèle de ligne et la simulation électromagnétique pour une fente excitée au quart de sa longueur

Une bonne concordance entre les différentes méthodes théoriques et la simulation 3D est obtenue et comme dans le cas précédent, la validité du modèle quadripolaire est limitée à la première fréquence de résonance. Dans le cas de notre étude, le but étant de développer une antenne qui soit à la fois miniature et agile en fréquence, nous travaillerons uniquement sur le premier mode de l'antenne. Ces modèles investigués sont donc complètement satisfaisants dans le cas de notre étude. Ces différents modèles étant validés, il est maintenant possible d'étudier et d'optimiser l'agilité fréquentielle de l'antenne.

III.2.4. Etude de l'agilité fréquentielle de l'antenne fente

Au sein d'un élément rayonnant, l'élément accordable doit être intégré là où le champ électrique est maximal afin d'influencer de manière optimale le comportement de l'antenne. La Figure III-20 présente la distribution du champ électrique total de l'antenne.



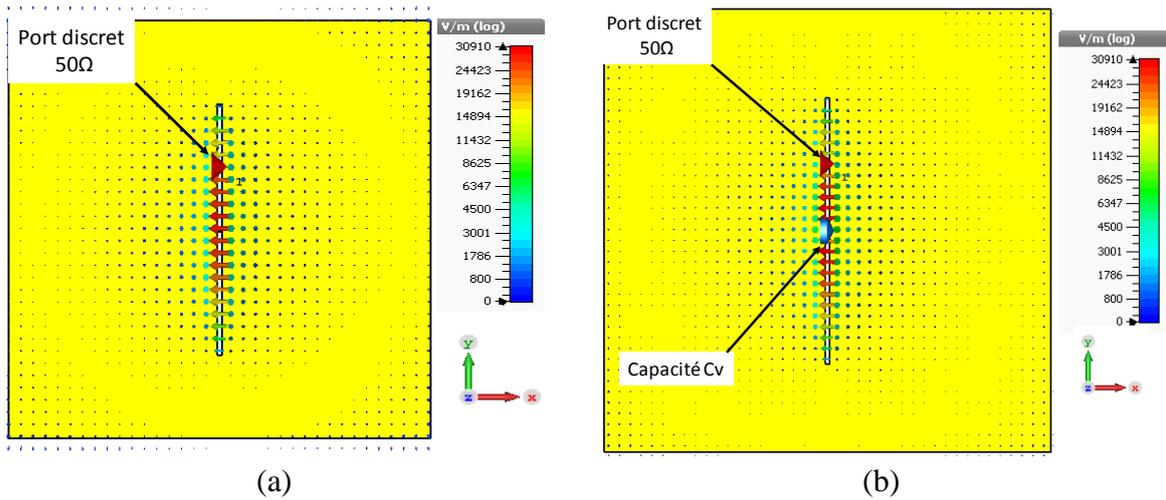


Figure III-20 : Cartographie du champ E d'une antenne fente sans capacité (a) et avec une capacité insérée au milieu de la longueur de la fente (b)

Dans le cas de l'antenne fente excitée au quart de sa longueur, le champ électrique est maximal au centre de l'antenne. Notre étude vise donc l'optimisation et le choix des valeurs de capacités à intégrer afin de maximiser l'agilité de l'antenne. Le nouveau modèle équivalent de la fente intégrant la capacité variable C_v est présenté Figure III-21.

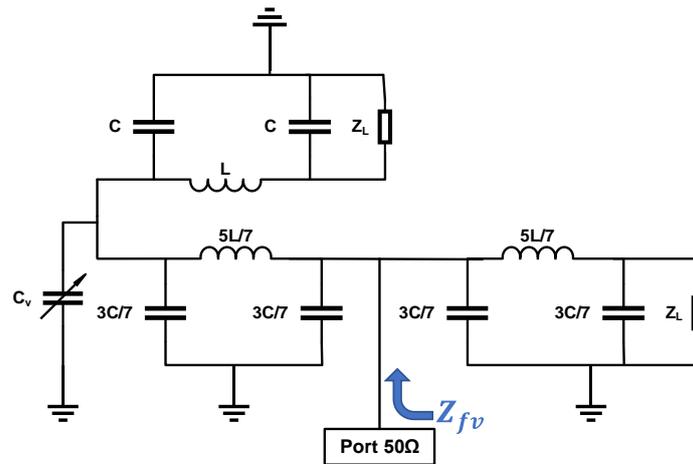


Figure III-21 : Modèle quadripolaire d'une antenne fente excitée au quart de sa longueur intégrant une capacité C_v

De la même manière que précédemment, nous pouvons déduire de ce modèle l'expression de l'impédance d'entrée Z_{fv} (équations (21) - (23)). A partir de cette expression intégrée sous Matlab, il est ainsi possible de tracer les différentes impédances d'entrée de l'antenne en faisant varier la valeur de la capacité C_v (Figure III-22). Il est à noter que pour cette étude, la capacité variable est considérée sans perte.



$$Z_{fv} = \frac{Z_1 * Z_3}{Z_1 + Z_3} \quad \text{(III-21)}$$

$$Z_3 = \frac{(Z_L + jL\omega(jC\omega + 1)) + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega(\Delta)}{\Delta + j\omega\left(\frac{3C}{7}\right)(Z_L + jL\omega(j\omega C + 1)) + j\left(\frac{5L}{7}\right)\omega(\Delta)} \quad \text{(III-22)}$$

$$\Delta = \Delta + C_v j\omega(Z_L + jL\omega(jC\omega + 1)) + j\omega\left(\frac{3C}{7}\right)(Z_L + jL\omega(j\omega C + 1)) \quad \text{(III-23)}$$

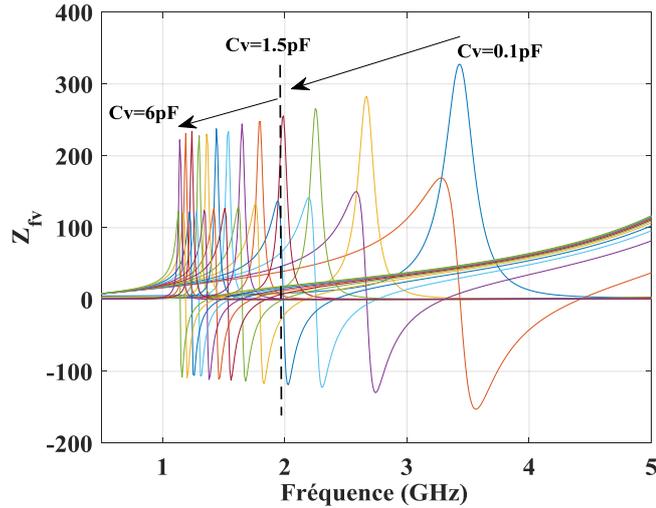


Figure III-22 : Evolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du modèle quadripolaire (Z_{fv}) pour une capacité (C_v) qui varie entre 0.1pF et 6pF

A l'issue de cette étude, nous pouvons identifier des valeurs de capacité pour lesquelles l'agilité de l'antenne est meilleure. Ainsi pour des valeurs de capacité inférieures à 1.5 pF, l'antenne présente une très bonne agilité, la variation fréquentielle devient de plus en plus importante en diminuant la valeur de cette capacité.

Dans le chapitre 2, nous avons montré la réalisation des capacités dont l'agilité était de l'ordre de 60% sous 20V, avec des pertes relativement faibles. Cependant compte tenu de ces valeurs d'agilités, il ne sera pas possible de couvrir une gamme de valeurs de capacité comprise entre 0.1 pF et 1.5 pF mais plutôt une gamme entre 0.6 pF et 1.5 pF pour une tension appliquée de 20V.

Comme pour les études précédentes, nous pouvons comparer nos résultats avec les deux types de modélisations mises en œuvre à savoir le modèle quadripolaire (Figure III-21) et le modèle de ligne (Figure III-23 (a)) ainsi qu'avec le modèle électromagnétique 3D présenté en Figure III-23 (b) pour les deux valeurs extrêmes de la gamme de variation de la capacité, c'est-à-dire à 0.6 pF et 1.5 pF.



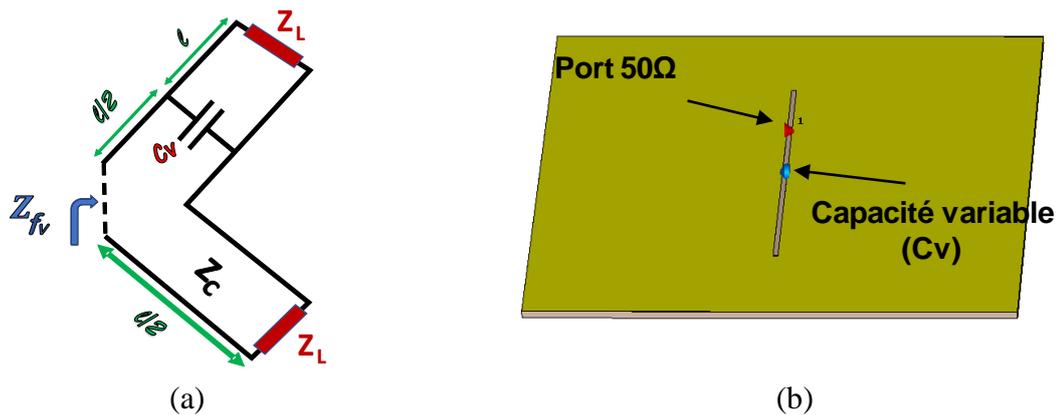


Figure III-23 : Antenne fente intégrant une capacité variable (a) modèle électrique équivalent et (b) modèle électromagnétique 3D

Les Figure III-24 et Figure III-25 présentent de manière comparative, pour les deux valeurs des capacités extrêmes, l'évolution des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée pour chaque modèle étudié et la simulation électromagnétique de l'antenne fente.

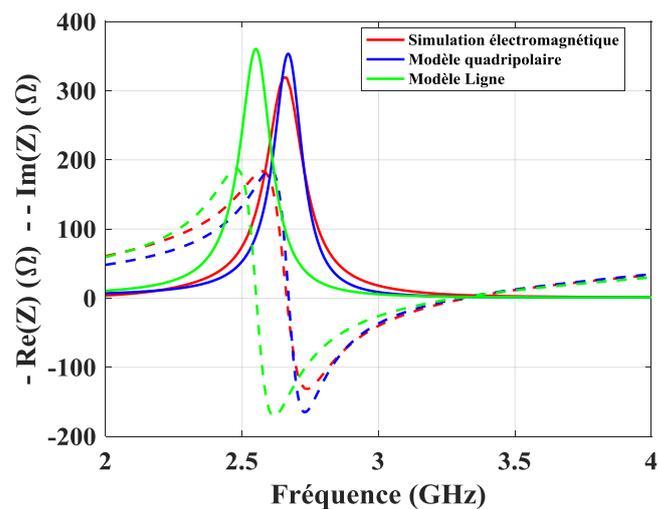


Figure III-24 : Evolution des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée extraites en utilisant le modèle analytique, le modèle de lignes et la simulation électromagnétique 3D avec une capacité de $C_v=0.6\text{pF}$



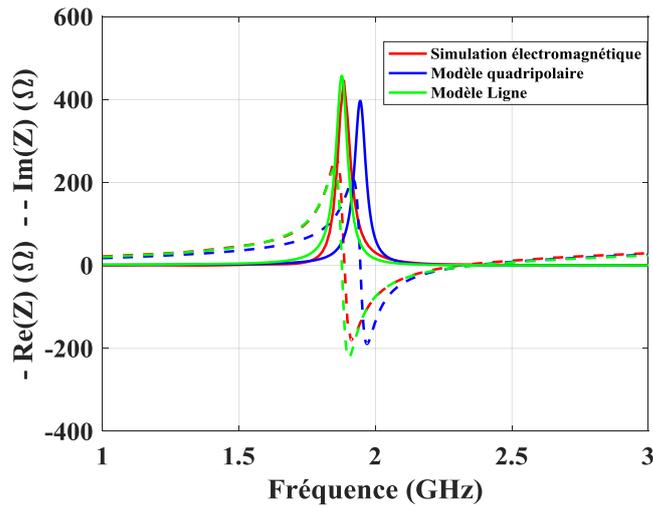


Figure III-25 : Evolution de la partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée extraites en utilisant le modèle analytique, le modèle de lignes et la simulation électromagnétique 3D avec une capacité de $C_v=1.5\text{pF}$.

Selon la valeur de la capacité intégrée, nous remarquons un faible décalage fréquentiel entre les modèles et la simulation EM mais ceux-ci restent proches de la simulation électromagnétique et prédisent correctement la réponse de l'antenne.

Jusqu'à présent les modèles étudiés n'ont considéré ni l'adaptation de l'antenne ni son excitation, puisqu'ils n'ont été dédiés qu'à l'optimisation de l'agilité fréquentielle.

III.2.5. Excitation et adaptation de l'antenne fente

L'étude précédente a abouti à l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne. Cependant, ces études ont été faites sans prendre en compte l'adaptation ou la désadaptation de l'antenne. En effet, en reprenant les deux valeurs extrêmes de la variation de la capacité que nous souhaitons intégrer, la Figure III-26 représente les paramètres $|S_{11}|$ pour l'antenne excitée par un port de 50Ω et intégrant une capacité de 1.5 pF et 0.6 pF respectivement. Ces résultats montrent que l'agilité fréquentielle est bonne mais que l'antenne n'est pas adaptée sur 50Ω .



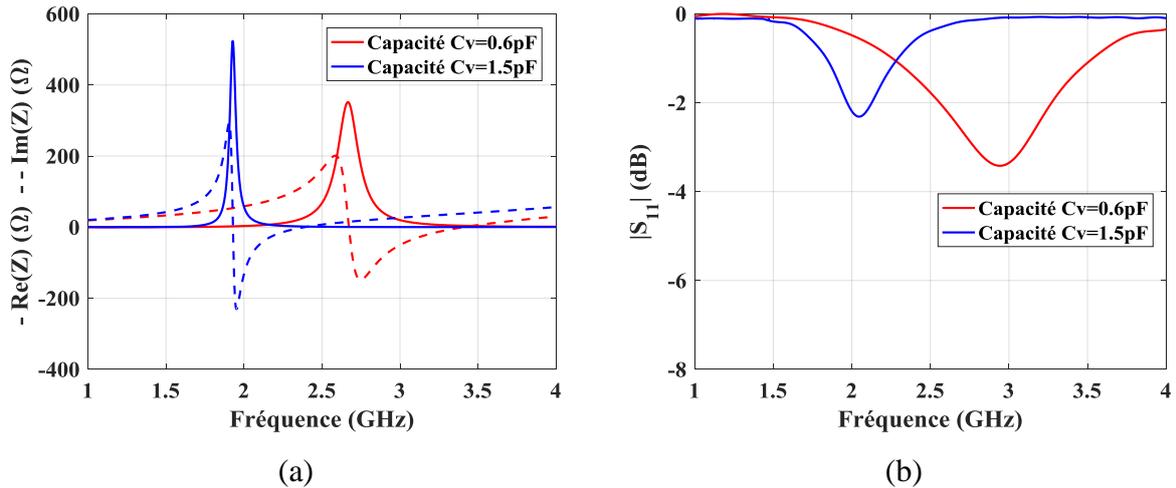


Figure III-26 : (a) Evolution de l'impédance d'entrée et (b) évolution du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de capacité (C_v)

Dans la réalité, l'antenne fente est excitée par une ligne microstrip qui est déposée sur la face inférieure du substrat permettant d'exciter la fente par couplage électromagnétique [9]. Afin de pouvoir adapter l'antenne intégrant la capacité variable, nous avons étudié dans cette partie la topologie de la ligne d'excitation afin qu'elle présente l'impédance complexe conjuguée de l'antenne fente (Figure III-27). Ainsi le coefficient de réflexion de l'antenne fente est défini par l'équation (III-24).

$$S_{11} = \frac{Z_{fv} - Z_{ca}^*}{Z_{fv} + Z_{ca}} \quad \text{(III-24)}$$

Avec Z_{fv} l'impédance d'entrée de la fente et Z_{ca} l'impédance d'entrée de son excitation.

Pour synthétiser la ligne d'excitation qui servira de circuit d'adaptation de l'antenne fente, les impédances d'entrée déterminées précédemment sont injectées comme paramètres d'entrée dans un programme développé sous Matlab. Afin de se donner un maximum de degrés de liberté, le synopsis du circuit d'adaptation utilisé et programmé sous Matlab est présenté sur la Figure III-27.



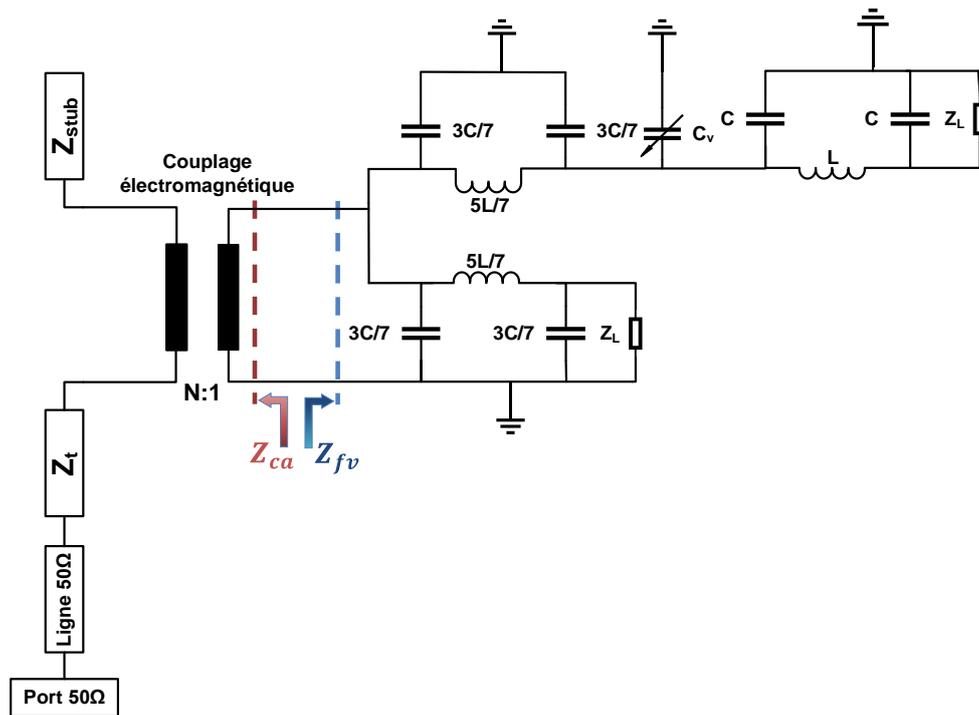


Figure III-27 : Modèle électrique de l’antenne fente excitée au quart de sa longueur avec le circuit d’adaptation

Le circuit d’adaptation est composé d’un transformateur d’impédance qui est une ligne microruban d’impédance caractéristique Z_t , de longueur L_t et d’un stub d’impédance caractéristique Z_{stub} et de longueur L_{stub} . Une ligne de 50Ω permet de faire la transition entre le connecteur (Port 50Ω) et le transformateur. L’expression de Z_{fv} a été déterminée précédemment (équation (III-21)) et son équation, intégrée sous Matlab, a été validée puisqu’elle est conforme à la réponse de l’antenne fente et ce quelle que soit la valeur de la capacité variable C_v . L’impédance d’entrée du circuit d’adaptation Z_{ca} est définie par l’équation (III-25).

$$Z_{ca} = N^2 \left(-jZ_{stub} \cot(\beta L_{stub}) + Z_t \frac{50 + jZ_t \tan(\beta l)}{Z_t + 50j \tan(\beta l)} \right) \quad \text{(III-25)}$$

Le couplage électromagnétique (à travers le substrat) entre le circuit d’adaptation et la fente est modélisé par un transformateur électrique de rapport de transformation N .

Les variables d’entrée de ce programme sont Z_t, L_t, Z_{stub} et L_{stub} et l’objectif est de minimiser le $|S_{11}|$ à l’entrée du dispositif pour des valeurs de la capacité C_v comprises entre 0.6pF et 1.5pF . Pour illustrer l’optimisation que nous faisons, nous allons considérer une valeur de capacité de 1pF et montrer l’influence de chacune des variables sur le paramètre $|S_{11}|$. La Figure III-28 montre la variation du paramètre $|S_{11}|$ en fonction de la longueur du stub et de



son impédance caractéristique à la fréquence de résonance de l'antenne lorsque l'impédance de la ligne $Z_t = 50\Omega$.

Nous pouvons remarquer que dans ce cas, l'antenne fente intégrant une capacité de 1pF a besoin d'un stub de longueur supérieure à 10 mm avec une impédance caractéristique Z_s supérieure aussi à 100 Ω .

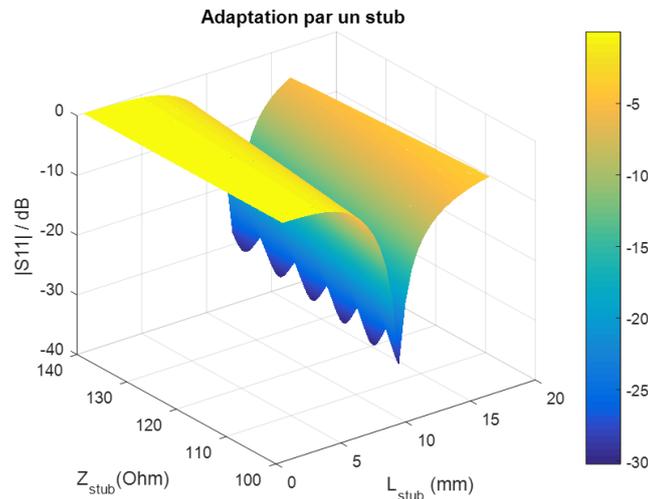


Figure III-28 : Figure 3D de l'adaptation d'impédance de l'antenne avec un stub de différentes longueurs (L_{stub}) et impédances caractéristiques (Z_{stub})

Pour adapter l'antenne avec une longueur du stub inférieure à 10 mm, nous pouvons faire varier l'impédance caractéristique de ligne Z_t . La Figure III-29 montre la variation du paramètre $|S_{11}|$ en fonction de la longueur du transformateur d'impédance L_t et de son impédance caractéristique Z_t lorsque le stub a une impédance caractéristique $Z_{stub} = 106\Omega$ et une longueur $L_{stub} = 10mm$.

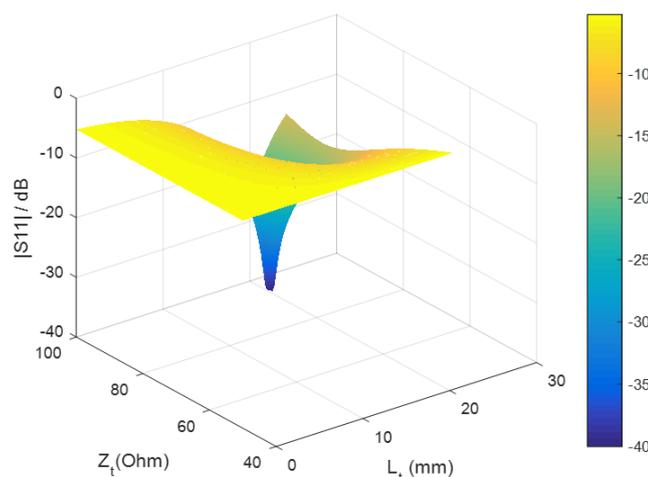


Figure III-29 : Figure 3D de l'adaptation d'impédance de l'antenne avec la variation de la longueur (L_t) et impédance caractéristique (Z_t) de la ligne



Ainsi, pour une ligne dont la longueur varie entre 15mm et 23mm et dont l'impédance caractéristique varie entre 80Ω et 100Ω , l'antenne présente toujours une adaptation inférieure à -15dB.

La gamme de variation des paramètres d'entrées Z_t, L_t, Z_{stub} et L_{stub} a été fixée en fonction des possibilités de réalisation (largeur minimale d'une ligne de 0.3mm) et des dimensions latérales du substrat choisie à 50mm x 50mm impliquant que la longueur L_t doit être inférieure à 23mm. Pour chaque itération, le minimum de $|S_{11}|$ a été déterminé. Le critère final fixé est d'obtenir une configuration pour laquelle le minimum du paramètre $|S_{11}|$ soit inférieur à -15dB pour des valeurs de capacité C_v comprises en 0.6pF et 1.5pF. Dans cet objectif, les valeurs déterminées par le code Matlab développé sont répertoriées dans le Tableau III-2.

Variables d'entrée	Z_t	L_t	Z_{stub}	L_{stub}
Valeurs optimisées	83Ω	23mm	137Ω	7mm

Tableau III-2 : Les caractéristiques du circuit d'adaptation de l'antenne

Afin de valider les résultats obtenus en utilisant le code Matlab, nous les avons comparés à une simulation circuit réalisée sous ADS (Advanced Design System) et présentée Figure III-30(a) ainsi qu'à la simulation électromagnétique 3D (Figure III-30 (b)).

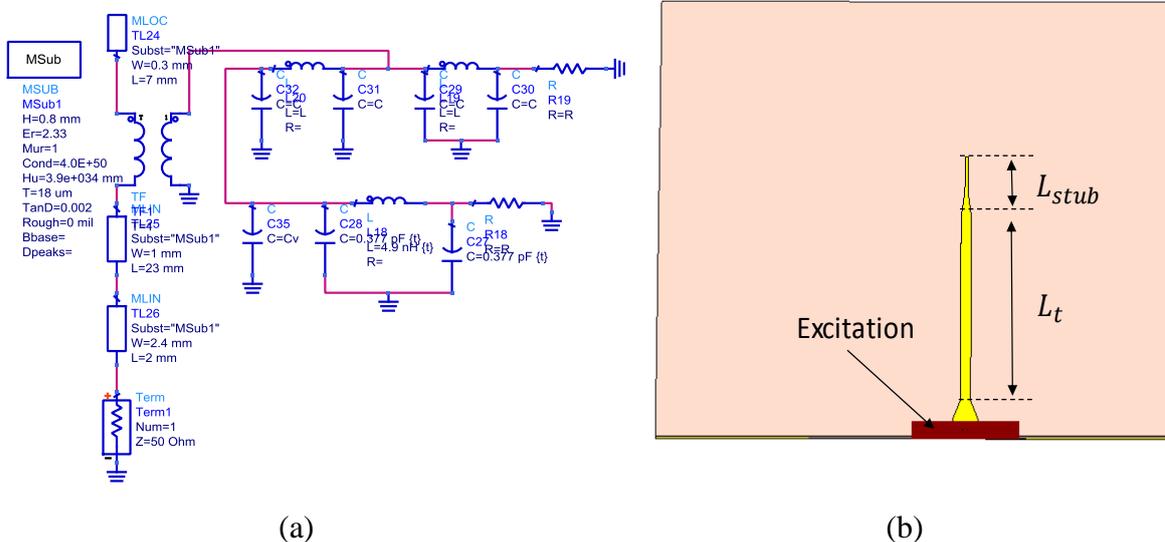


Figure III-30 : (a) Schéma électrique sous ADS de l'antenne fente avec une capacité ($C_v=1\text{pF}$) et (b) modèle 3D sous CST de l'antenne fente avec la ligne d'excitation

En reprenant l'exemple précédent pour une valeur de capacité de 1pF, la Figure III-31 montre une comparaison de ces différents modèles et nous observons une bonne convergence entre les différents résultats.



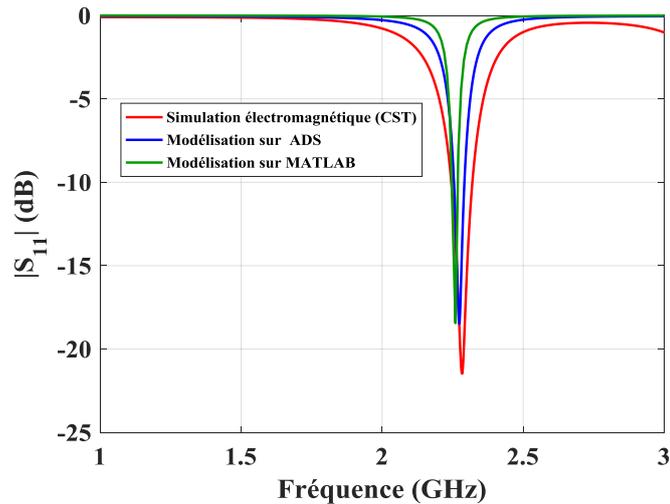


Figure III-31 : Comparaison des S11 simulé de différents modèles étudiés (ADS, MATLAB, 3D électromagnétique) avec une capacité (Cv=1pF)

Le Tableau III-3 récapitule le temps de simulation pour chacune des méthodes employées. Nous constatons que CST nécessite un temps de calcul élevé par rapport à ADS et notre code développé sous Matlab. Ainsi en plus du gain de temps, notre optimisation s'avère rigoureuse grâce au développement de modèles équivalents fiables.

Simulateur	CST-MWS	ADS	Matlab
CPU	854 secondes (76 907 tétraèdres)	15 secondes	1 seconde

Tableau III-3 : Temps de calcul des trois méthodes employées

Jusqu'à présent nous avons validé nos différents modèles et codes par la simulation électromagnétique. La suite de ce chapitre va venir valider ces différents développements par la réalisation et la mesure d'une antenne fente passive c'est-à-dire, n'intégrant pas dans un premier temps de capacité variable.

III.3. Validation expérimentale

III.3.1. Fabrication de l'antenne fente

Afin de valider les résultats obtenus théoriquement, nous avons réalisé une antenne fente selon les études exposées précédemment. Elle est réalisée sur un substrat de type Rogers RT5870 de dimensions (50 mm x 50 mm x 0.8mm) de permittivité relative $\epsilon_r=2.33$ et $\tan\delta=0.0012$. Ce dernier est métallisé avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . La fente étudiée précédemment de longueur $L=30\text{mm}$ et de largeur $w=0.5\text{mm}$ est gravée au milieu du plan de masse, elle représente l'élément rayonnant. Une ligne d'excitation présentant un transformateur d'onde et terminée par un stub ouvert est déposée sur la face arrière du substrat. Une photographie de l'antenne fente fabriquée est montrée Figure III-32.



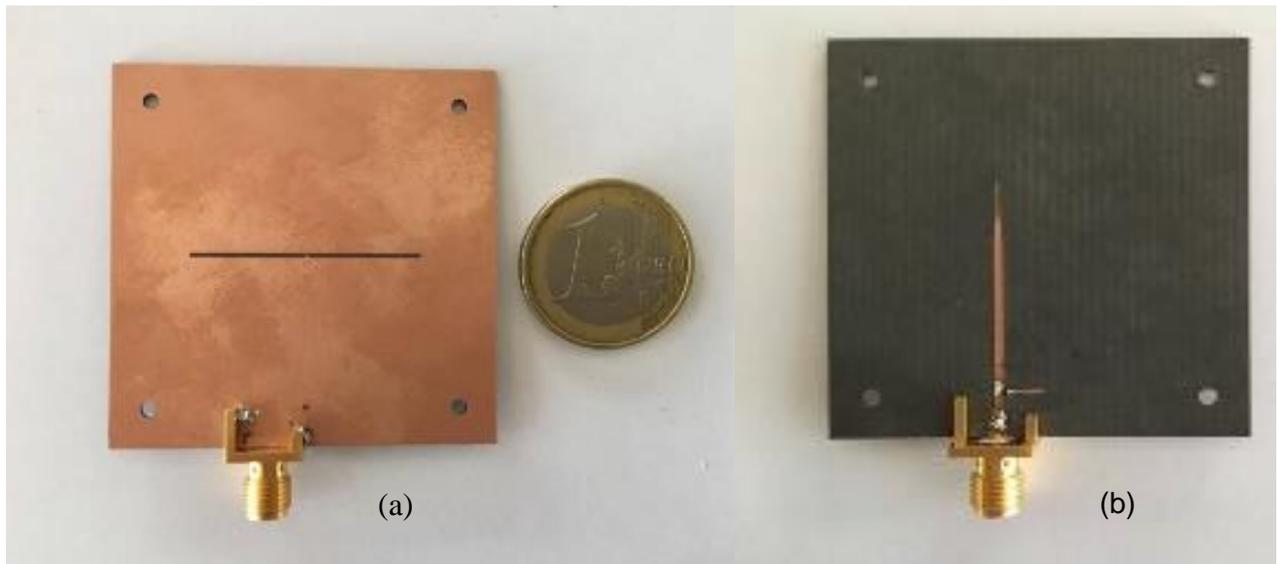


Figure III-32 : Photographie de l'antenne fente fabriquée (a) face arrière (b) face avant

III.3.2. Mesure du coefficient de réflexion

L'antenne fente a été étudiée dans la chambre anéchoïde du laboratoire Xlim en utilisant un analyseur de réseau vectoriel délivrant dans ce cas une puissance RF injectée de -10dBm sur l'entrée de l'antenne sur la bande de fréquence [3GHz - 4 GHz]. Les résultats de la mesure et de simulation du coefficient de réflexion de l'antenne sont présentés sur la Figure III-33. Cette figure intègre également notre modèle développé sous Matlab. Nous remarquons une excellente cohérence entre la mesure et les deux méthodes de simulation sur toute la bande fréquentielle étudiée. Les résultats montrent une adaptation inférieure à -10dB à 3.6GHz avec une bande passante de 25MHz (7 %).

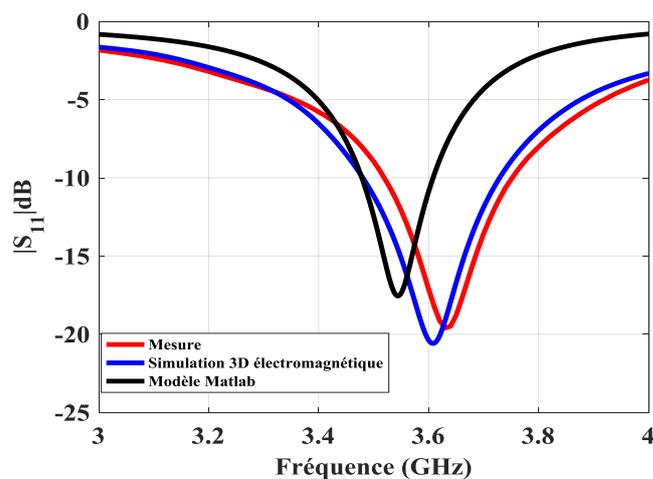


Figure III-33 : Mesure et simulation (3D électromagnétique et électrique) du coefficient de réflexion de l'antenne fente réalisée



III.3.3. Mesure de l'impédance d'entrée de l'antenne

La Figure III-34 présente la mesure et la simulation de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne fente lorsque la référence est prise au niveau du connecteur SMA. Un bon accord entre la mesure et la simulation a été obtenu.

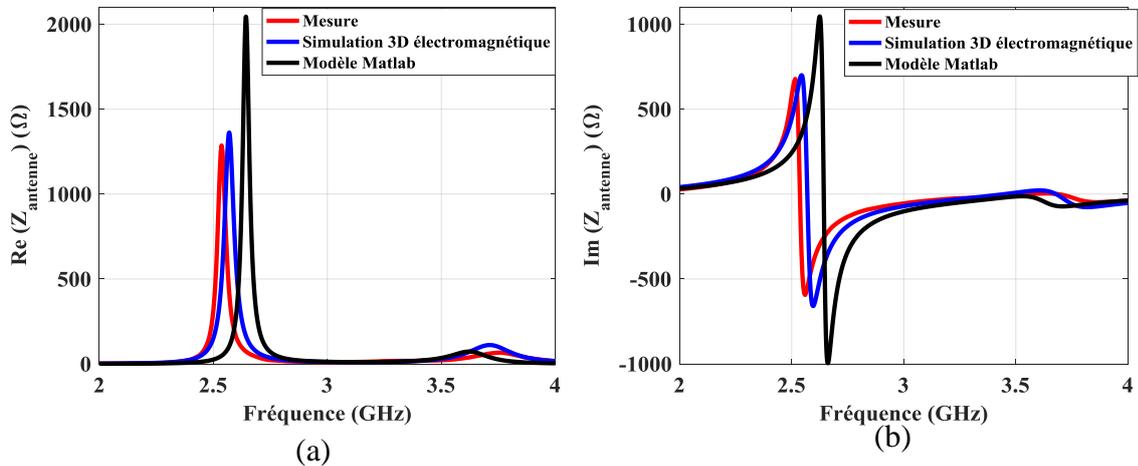


Figure III-34 : Evolution de l'impédance d'entrée de l'antenne en mesure et en simulation (3D électromagnétique et électrique) de (a) la partie réelle et (b) la partie imaginaire

III.3.4. Mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne

Pour valider le fonctionnement de l'antenne fabriquée, nous proposons de comparer les diagrammes de rayonnement de l'antenne simulée et mesurée. Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans d'élévation xOz ($\varphi=0^\circ$) et yOz ($\varphi=90^\circ$) ont été mesurés dans la chambre anéchoïque d'Xlim (Figure III-35). Le Tableau III-4 montre les diagrammes des gains mesurés à Xlim et simulé à la fréquence de travail de l'antenne 3.6GHz.

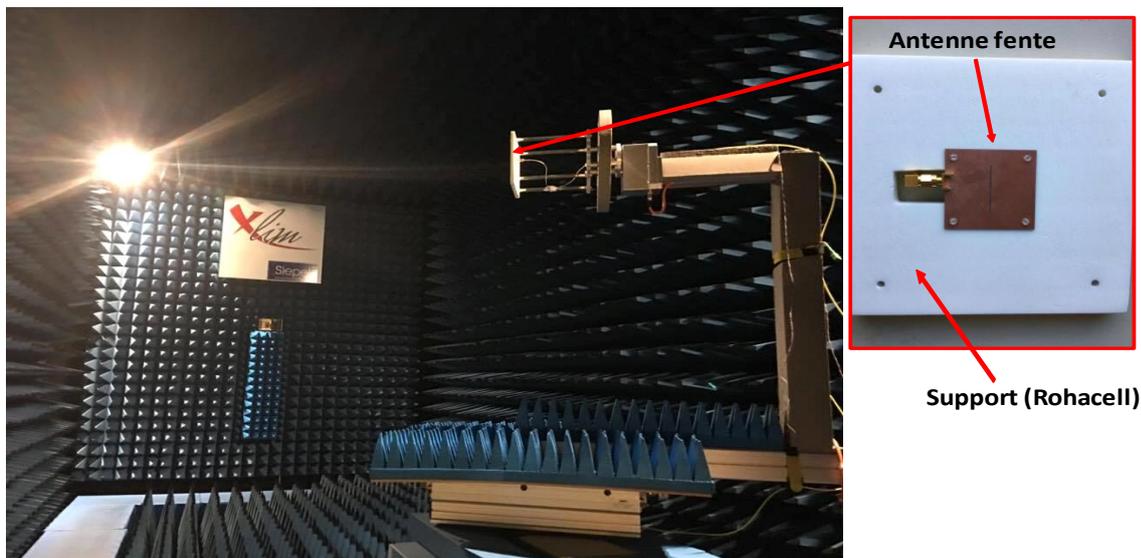


Figure III-35 : Antenne sous test dans la chambre anéchoïque (base de mesure d'XLIM)

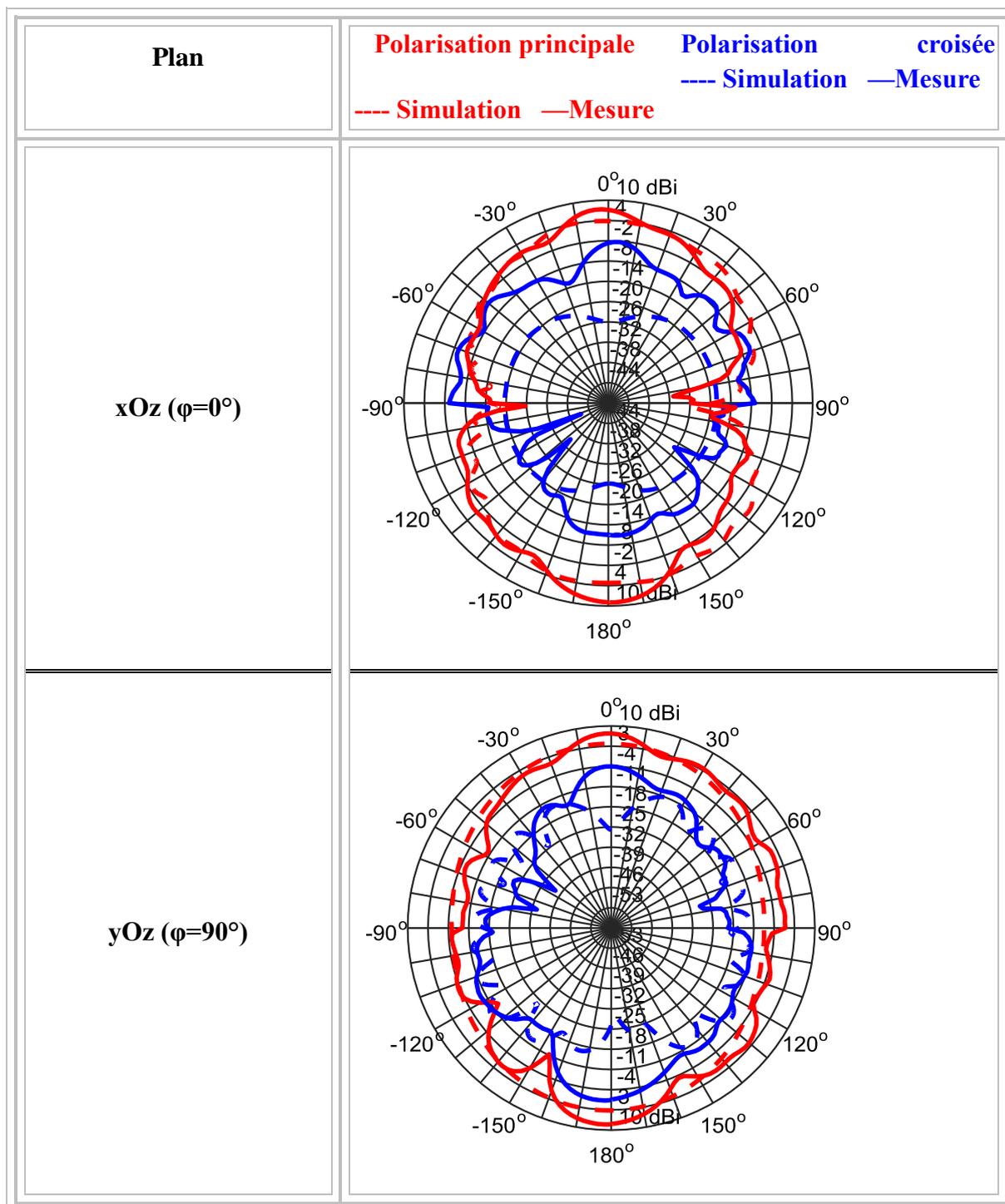


Tableau III-4 : Diagrammes de gain de l'antenne fente

L'antenne présente un rayonnement quasi-dipolaire avec un niveau de gain réalisé maximum de l'ordre de 8 dBi en mesure et 4dBi en simulation. Cette mesure montre que l'antenne présente un niveau de polarisation croisée élevée. Cela est dû au câble de mesure qui est placé derrière l'antenne et qui perturbe son rayonnement. Dans le prochain chapitre, nous envisagerons de



remplacer le câble d'excitation par un dispositif optique pour diminuer la perturbation du diagramme de rayonnement.

III.3.5. Mesure de l'efficacité totale de l'antenne

L'efficacité totale de l'antenne fente est déduite de l'intégration des diagrammes de gains réalisés. La simulation et la mesure de l'efficacité totale en fonction de la fréquence est présentée sur la Figure III-36. Nous remarquons une bonne convergence entre la simulation et la mesure avec une efficacité totale de l'ordre de 96% à la fréquence 3.6GHz.

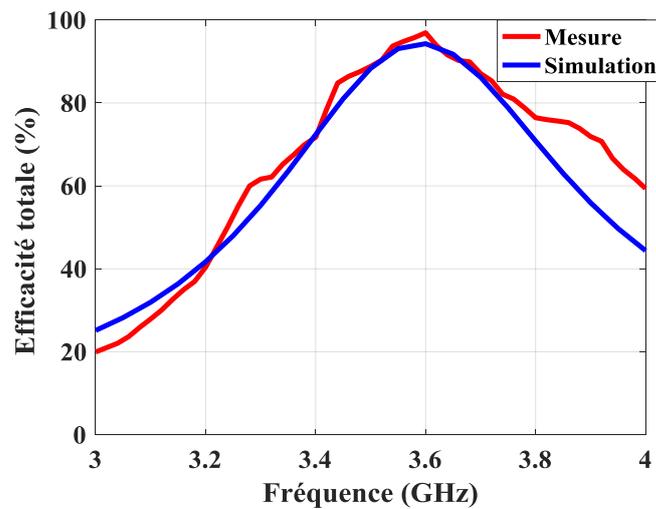


Figure III-36 : Mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne fente

Cette très bonne efficacité de rayonnement est due au fait qu'à cette fréquence l'antenne n'est pas miniature puisqu'elle n'intègre pas encore de capacité variable.

III.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation d'une antenne fente en utilisant plusieurs techniques. L'objectif principale de ces différentes approches est l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne. Dans un premier temps une fente sans ligne d'excitation a été modélisée analytiquement en se servant des équations développées pour l'étude d'un dipôle. Cette étude donne de bons résultats mais présente une modélisation viable autour de la résonance fondamentale de l'antenne fente. Une seconde méthode plus fiable et très large bande est l'utilisation de modèles de ligne. De ce modèle de ligne, nous avons pu extraire les équations caractéristiques de l'antenne, nous permettant leurs programmations aisées sous Matlab. La bonne concordance entre les différentes méthodes théoriques développées et la simulation électromagnétique 3D nous a permis de valider ces modèles.



La deuxième étape a consisté à complexifier ces modèles par l'ajout d'une capacité variable au sein de la fente. Le modèle quadripolaire s'est alors imposé comme étant le plus pratique et le plus rapide à exécuter en termes de temps de simulation. En effet, après avoir intégré la capacité dans l'équation du modèle quadripolaire, il ne restait plus qu'à faire varier la valeur de la capacité variable pour obtenir l'impédance d'entrée de l'antenne fente agile. Cette étude a permis de déterminer la gamme de valeurs de capacité à intégrer afin d'obtenir la meilleure agilité fréquentielle, celle-ci se situant entre 0.6 pF et 1.5 pF. Cette étude a donc permis d'aboutir à l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne. Cependant, ces études ont été faites sans prendre en compte l'adaptation ou la désadaptation de l'antenne.

Une troisième étape d'adaptation de l'antenne a donc été nécessaire. De la même manière que précédemment et afin d'être le plus rigoureux possible, cette étude a été faite de manière analytique. En effet, à partir du modèle quadripolaire de l'antenne fente que nous avons développé sous Matlab dans les premières et deuxièmes parties du chapitre, nous avons synthétisé la ligne d'excitation de l'antenne fente pour nous en servir comme circuit d'adaptation. Différentes variables d'entrées composent ce programme et l'objectif était de minimiser le $|S_{11}|$ à l'entrée du dispositif pour des valeurs de la capacité C_v comprises entre 0.6pF et 1.5pF. Finalement, l'objectif d'obtenir une adaptation inférieure à -20dB a été trouvé pour une configuration physique précise qui sera utilisé dans le prochain chapitre.

Finalement, la validation expérimentale a été réalisée sur une antenne fente n'intégrant pas de capacité variable pour le moment. Les résultats obtenus par nos modèles et par la simulation électromagnétique convergent très bien, nous permettant de valider les différentes études menées tout au long de ce chapitre.

Le prochain chapitre concernera dans un premier temps le développement de capacités à base de BST répondant à nos critères de maximisation de l'agilité de notre antenne, à savoir des capacités dont les valeurs seront comprises entre 0.6 pF et 1.5 pF puis à leur intégration au sein de l'antenne fente développée et optimisée dans ce chapitre.



Références

- [1] B. Das and K. Joshi, “Impedance of a radiating slot in the ground plane of a microstripline,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 30, no. 5, pp. 922–926, Sep. 1982.
- [2] L. Zhu and K. Wu, “Complete circuit model of microstrip-fed slot radiator: theory and experiments,” *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 9, no. 8, pp. 305–307, Aug. 1999.
- [3] R. Azadegan and K. Sarabandi, “A novel approach for miniaturization of slot antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, pp. 421–429, Mar. 2003.
- [4] H. G. Akhavan and D. Mirshekar-Syahkal, “Approximate model for microstrip fed slot antennas,” *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 23, pp. 1902–1903, Nov. 1994.
- [5] Y. S. Wang and S. J. Chung, “A Short Open-End Slot Antenna With Equivalent Circuit Analysis,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp. 1771–1775, May 2010.
- [6] M. T. Birand, “Flat Radiating Dipoles and Applications to Arrays,” *Microw. Opt. Antennas IEE Proc. H*, vol. 130, no. 6, p. 428-, Oct. 1983.
- [7] “Understanding the Transmission Line Theory.” [Online]. Available: http://helpme.scudc.scu.edu/hspice2001/hspice_and_qrg/hspice_2001_2-269.html. [Accessed: 14-Aug-2017].
- [8] A. D. Yaghjian and S. R. Best, “Impedance, bandwidth, and Q of antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 4, pp. 1298–1324, Apr. 2005.
- [9] L. Zhu, R. Fu, and K.-L. Wu, “A novel broadband microstrip-fed wide slot antenna with double rejection zeros,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 194–196, 2003.
- [10] P. Combes, *Micro-ondes, Lignes guides et cavités*. Dunod 1996.



Chapitre IV. Réalisation d'une antenne fente agile intégrant un condensateur ferroélectrique de type MFM





IV.1. Introduction

Dans le chapitre II, des condensateurs MFM intégrant des films BST ont été réalisés et caractérisés en hyperfréquence. Les résultats des mesures ont montré des performances intéressantes en termes d'agilité et de faible perte totale. Leurs performances nous ont encouragé à les intégrer dans une antenne pour la rendre agile en fréquence. Les développements faits au cours du chapitre III ont montré que l'intégration d'un élément actif comme un condensateur permet de changer la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Ainsi, l'agilité fréquentielle d'une antenne fente a été optimisée afin de couvrir une large bande de fréquence. Suite à cette étude, nous avons pu identifier la gamme de valeurs de capacité à intégrer qui doit être comprise entre 0.6 pF et 1.5 pF.

L'objectif de ce chapitre est de concevoir une antenne fente agile en fréquence basée sur la structure antennaire développée dans le chapitre III. Pour cela, la fente de l'antenne sera chargée par un condensateur MFM à base de couche mince de BST. Une première partie du chapitre s'intéressera au développement d'un condensateur à base de BST répondant aux critères des valeurs de capacités fixées à l'issue du chapitre III. Les performances des condensateurs MFM développés et présentés au chapitre II étaient très encourageantes mais leurs valeurs de capacités sont trop fortes en vue de leur intégration au sein de l'antenne fente développée au chapitre III. Dans cette partie, nous développerons donc un condensateur MFM à électrodes structurées afin de minimiser ses valeurs de capacité.

A l'issue du développement du condensateur MFM à base de couche BST, celui-ci sera intégré dans l'élément rayonnant (fente). Les mesures et les simulations électromagnétiques de l'antenne agile seront présentées afin de déterminer ses performances et les positionner par rapport à la littérature.

Une fois la méthode validée, nous nous intéresserons à l'intégration d'un condensateur commercial à base de films BST dans l'antenne fente afin de comparer ses performances à celles de notre antenne. Des mesures en puissance seront effectuées afin d'étudier la tenue en puissance des deux antennes. Ensuite, la linéarité des deux antennes sera aussi étudiée par la mesure du paramètre ACPR (Adjacent Chanel Power Ratio) afin de montrer et valider que l'intégration de condensateurs MFM développés pendant cette thèse est une solution adaptée pour les antennes miniatures agiles intégrables dans les chaînes d'émission et réception.



Finalement, à titre de comparaison, une diode varactor à base d'AsGa sera intégrée dans l'antenne fente en se basant sur la même topologie d'antenne. Une étude en puissance sera présentée afin de montrer la non linéarité de la diode varactor en fonction de la puissance RF injectée et valider la solution d'agilité adoptée au cours de nos recherches.

IV.2. Réalisation des condensateurs à électrodes structurées

La structure du condensateur MFM « à électrodes structurées » est composée d'une électrode structurée inférieure de platine (Pt ~100nm) déposée à la température ambiante sur un substrat de silicium Si haute résistivité oxydé, par pulvérisation cathodique magnétron et la technique de lift-off. Ensuite, les couches minces de BST sont déposées sur la totalité de la surface de l'échantillon via le procédé de dépôt PLD en utilisant des cibles de types $Ba_{1/2}Sr_{1/2}TiO_3$ et $Ba_{2/3}Sr_{1/3}TiO_3$. Ces couches minces de BST sont structurées par des étapes de photolithographie et de gravure humide. Finalement, une électrode supérieure de Ti/Au (10/200nm) est déposée de manière localisée sur les motifs de BST en utilisant la technique lift-off [1].

Une dernière étape consiste à déposer les électrodes épaisses de contact du condensateur (épaisseur totale de 1 μm), permettant à la fois la mesure du paramètre S et son intégration au sein du dispositif antennaire (Figure IV-2).

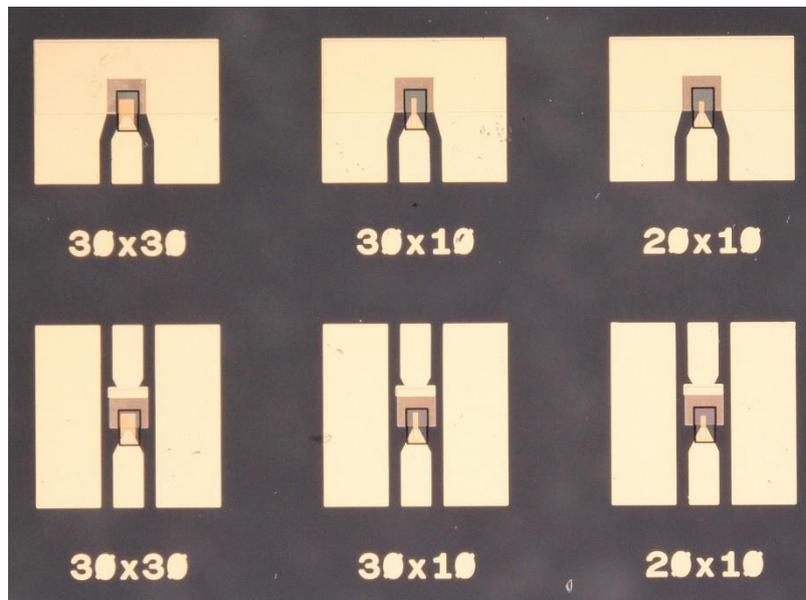


Figure IV-1 : Réalisation des condensateurs MFM à électrodes structurée avec des surfaces en vis-à-vis différentes ($30 \times 30 \mu\text{m}^2$, $30 \times 10 \mu\text{m}^2$ et $20 \times 10 \mu\text{m}^2$) intégrés sur des lignes de transmission micro-ondes



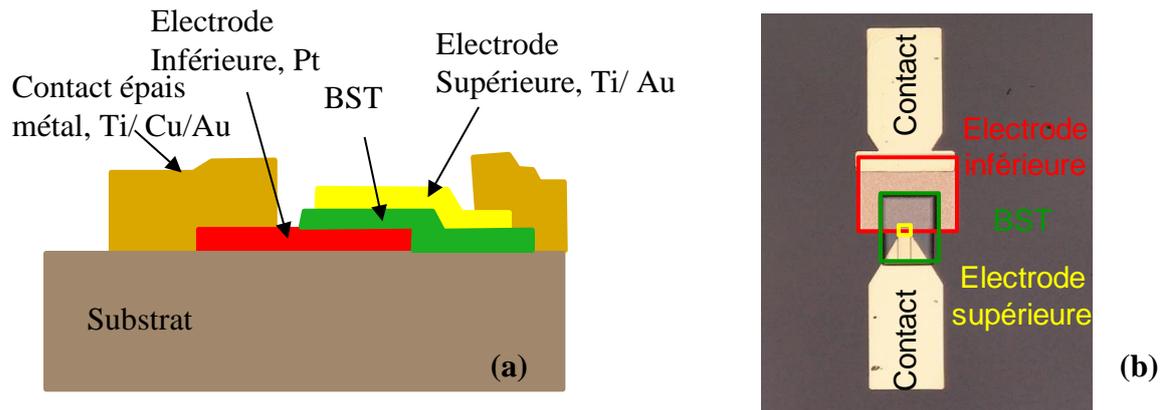


Figure IV-2 : Vue transversale du condensateur MFM à électrode structurée (a), photographie du condensateur MFM intégrable dans le dispositif antennaire (b)

IV.2.1. Performances des dispositifs MFM en hyperfréquences

Plusieurs condensateurs avec des surfaces différentes des électrodes ont été fabriqués et mesurés en transmission ou en réflexion à l'aide de pointes de type GS (Ground-Signal) sur une bande de fréquence allant de 100MHz à 10GHz (Figure IV-3).

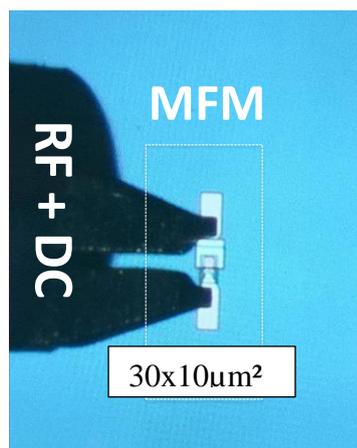


Figure IV-3 : Extraction des paramètres S du condensateur MFM

Une tension continue (DC) variable comprise entre -20V et 20V a été appliquée sur les électrodes du dispositif (équivalent à une application d'un champ électrique entre l'électrode inférieure (Pt) et l'électrode supérieure (Ti/Au)).

A partir de la mesure des coefficients de réflexion S_{11} de condensateurs MFM sous différentes tensions de polarisation, nous pouvons extraire les valeurs de la capacité et de la résistance en fonction de la fréquence selon les équations présentées dans le chapitre II.



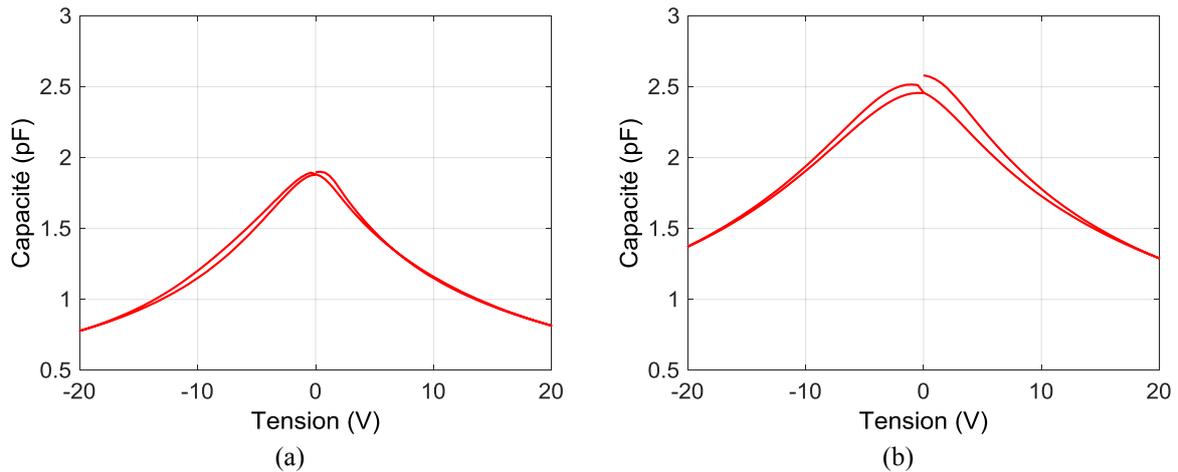


Figure IV-4 : Extraction de la valeur de la capacité à 2.45GHz en fonction de la tension appliquée dans le cas d'un dispositif MFM avec une surface des électrodes en vis-à-vis de $30 \times 10 \mu\text{m}^2$ (a) et avec une surface en vis-à-vis de $30 \times 30 \mu\text{m}^2$ (b)

La Figure IV-4 représente le cycle $C=f(V)$, correspondant aux variations de la valeur de la capacité du condensateur MFM en fonction de la tension appliquée à la fréquence 2.45GHz. Les mesures ont été faites à la température ambiante (20°C), pour différentes surfaces des électrodes en vis-à-vis. Nous remarquons que la réduction de la surface des électrodes en vis-à-vis de $30 \times 30 \mu\text{m}^2$ à $30 \times 10 \mu\text{m}^2$ diminue la valeur de la capacité du condensateur.

A partir des cycles représentés dans la Figure IV-4, nous pouvons extraire l'accordabilité $T(\%)$ des dispositifs mesurés à 2.45GHz. Ces dispositifs présentent une agilité de l'ordre de 56% sous 20V pour un condensateur avec des surfaces de $30 \times 10 \mu\text{m}^2$ et 50% sous 20V pour un condensateur avec des surfaces de $30 \times 30 \mu\text{m}^2$.

Les pertes globales des condensateurs mesurés sont extraites et présentées sur la Figure IV-5. Ces résultats montrent l'évolution fréquentielle de la partie réelle de l'impédance d'entrée du dispositif pour différentes tensions appliquées à la température ambiante.



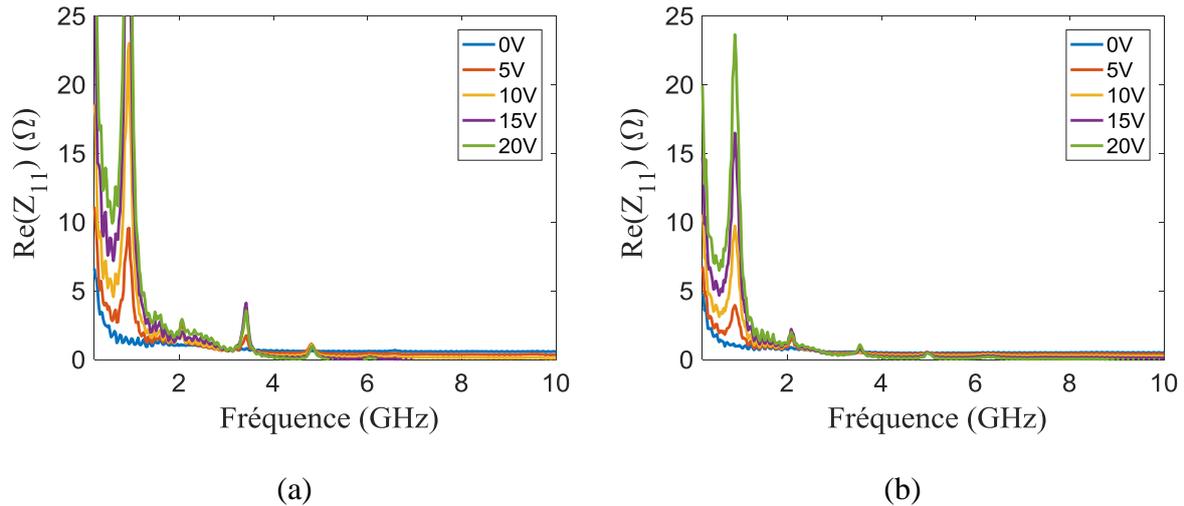


Figure IV-5 : Evolution des pertes globales du condensateur en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées (a) surface des électrodes 30x10µm² (b) surface des électrodes 30x30µm²

Nous avons remarqué précédemment que l'augmentation de la tension appliquée sur le condensateur MFM entraîne une augmentation des résonances acoustiques du dispositif. Nous pouvons conclure que sur la bande ISM, les pertes globales des condensateurs sont bien optimisées pour que les résonances acoustiques soient en dehors de la bande du travail.

Le cycle $R=f(V)$ représenté sur la Figure IV-6 correspond à la variation des résistances globales des condensateurs MFM (électrodes 30x10µm² et 30x30µm²) en fonction de la tension appliquée à la fréquence de travail 2.45 GHz.

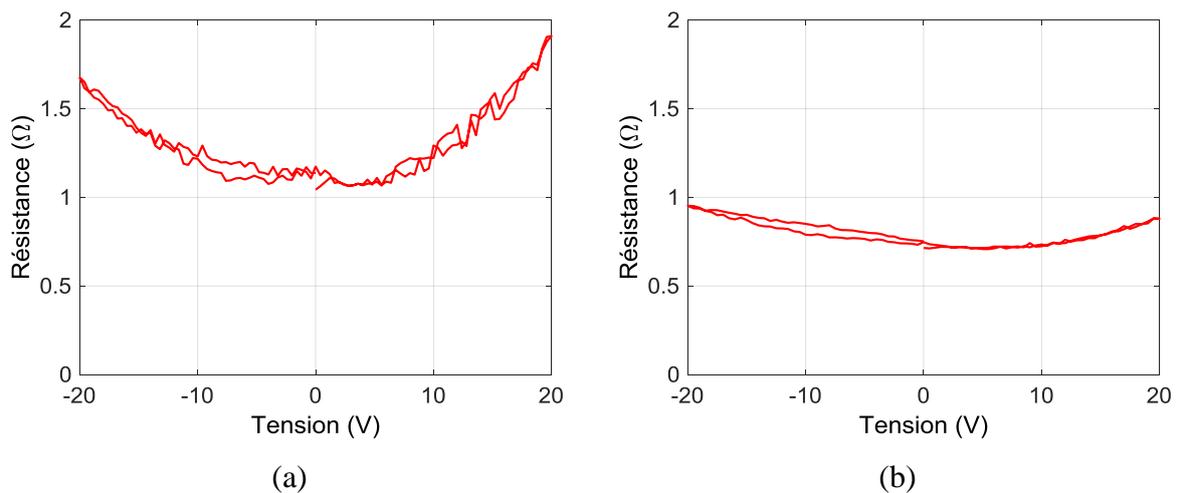


Figure IV-6 : Evolution de la valeur de la résistance en fonction de la tension appliquée à 2.45GHz pour des dispositifs MFM avec des surfaces des électrodes (a) de 30x10µm² et (b) 30x30µm²

Nous remarquons que la diminution de la taille de l'électrode supérieure de 30x30µm² à 30x10µm² entraîne une augmentation de la valeur de résistance globale du dispositif, comme



le montre la Figure IV-6. Nous pouvons expliquer cette diminution à partir de l'équation du facteur de qualité ($Q = \frac{1}{RC\omega}$). En effet, le facteur de qualité du dispositif restant constant, la diminution de la valeur de la capacité implique une augmentation de la valeur de la résistance.

IV.2.2. Performances du condensateur à électrodes structurées

Suite à la mesure des leurs caractéristiques sous pointes (directement sur le substrat de réalisation), les dispositifs MFM à électrodes structurées ont été découpés en utilisant une scie à disque diamanté, afin d'évaluer leurs performances individuelles dans des conditions d'intégration réelle. Ainsi, après la découpe, les condensateurs MFM ont été insérés sur des lignes de transmission microstrip (d'impédances caractéristiques ($Z_c=50\Omega$) sur un substrat FR4 d'épaisseur 1.53mm) par collage avec une colle époxy conductrice.

Pour évaluer la tenue en puissance du dispositif à électrodes structurées (dimensions $20 \times 10\mu\text{m}^2$) nous avons mesuré la réponse en transmission du condensateur fabriqué en injectant différents niveaux de puissance RF (0dBm, 5dBm, 10dBm et 15dBm) à l'entrée du dispositif. Avant les mesures, nous avons réalisé un étalonnage en utilisant un kit TRL (Through-Reflect-Line) fabriqué sur le même type de substrat, permettant de corriger les erreurs internes de l'analyseur vectoriel et celle introduites par l'utilisateur lors de la mesure (câble, Té de polarisation, etc..). La structure du kit TRL présentée sur la Figure IV-7 permet d'étalonner la bande de fréquence allant de 500MHz à 3.5GHz.

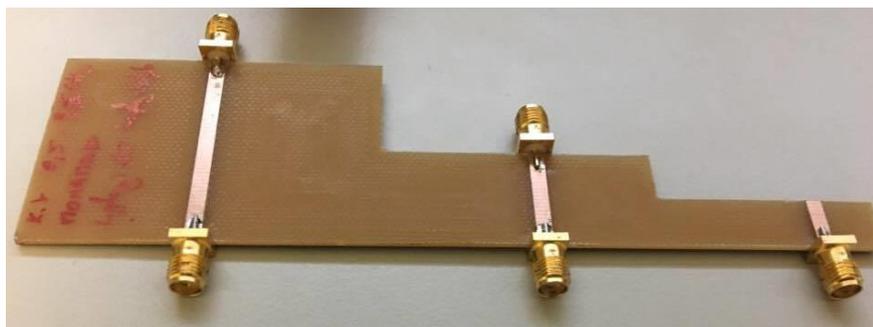


Figure IV-7 : Kit d'étalonnage TRL (Through-Reflect-Line) réalisé sur un substrat de FR4 d'épaisseur 1.53mm



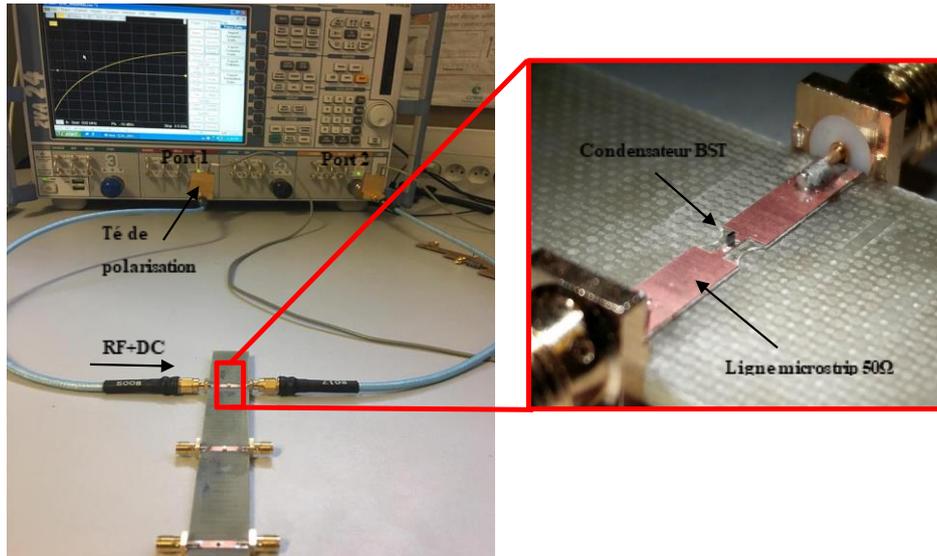


Figure IV-8 : Intégration et mesure des paramètres S du condensateur MFM à films BST

Pour extraire la valeur de la capacité et de la résistance du dispositif MFM intégré sur les lignes de transmission microstrip, il faut tout d'abord convertir les paramètres S mesurés en paramètre Z ou Y. Pour analyser les résultats, un modèle électrique de la structure DUT a été mis en place sous forme d'un modèle simple en π (Figure IV-9)

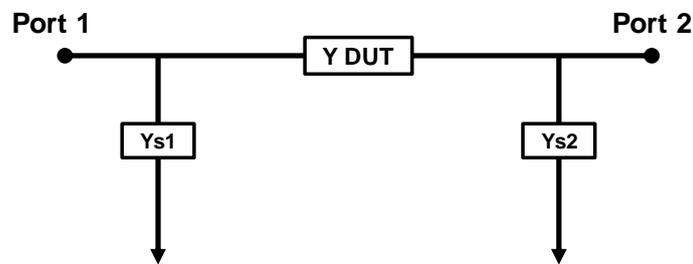


Figure IV-9 : Modèle équivalent du condensateur MFM monté sur une ligne de transmission microstrip

Le modèle électrique en π représente les admittances du dispositif sous teste (DUT) et celles des capacités parasites liées au substrat d'accueil.

Les équations exprimant la capacité et la résistance du dispositif MFM s'expriment selon les relations suivantes :

$$C_{DUT} = \frac{-1}{2\pi f \cdot \text{imag}\left(\frac{1}{y_{21}}\right)} \quad (\text{IV-1})$$



$$R_{DUT} = \text{real}\left(\frac{-1}{y_{21}}\right) \quad (\text{IV-2})$$

$$Q_{DUT} = \frac{-\text{imag}(1/y_{21})}{\text{real}(1/y_{21})} \quad (\text{IV-3})$$

Les Figure IV-10 et Figure IV-11 présentent l'extraction (en utilisant les équations (IV-1)-(IV-3) ci-dessus) des valeurs de la capacité et de la résistance ainsi que du facteur de qualité du condensateur BST à électrodes structurées, en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs de tensions appliquées et pour différentes puissances RF injectées (0dBm et 15dBm). Dans un premier temps, le condensateur BST a été caractérisé avec une puissance de 0dBm et pour différentes tensions appliquées. Ce condensateur BST présente une forte résonance acoustique aux alentours de la fréquence 1 GHz dont l'amplitude augmente avec la tension appliquée sur le dispositif pour dépasser un niveau de 50 Ω des pertes globales à 30V. A cette tension, les résonances acoustiques entraînent une chute du facteur de qualité comme indiqué sur la Figure IV-10 c.

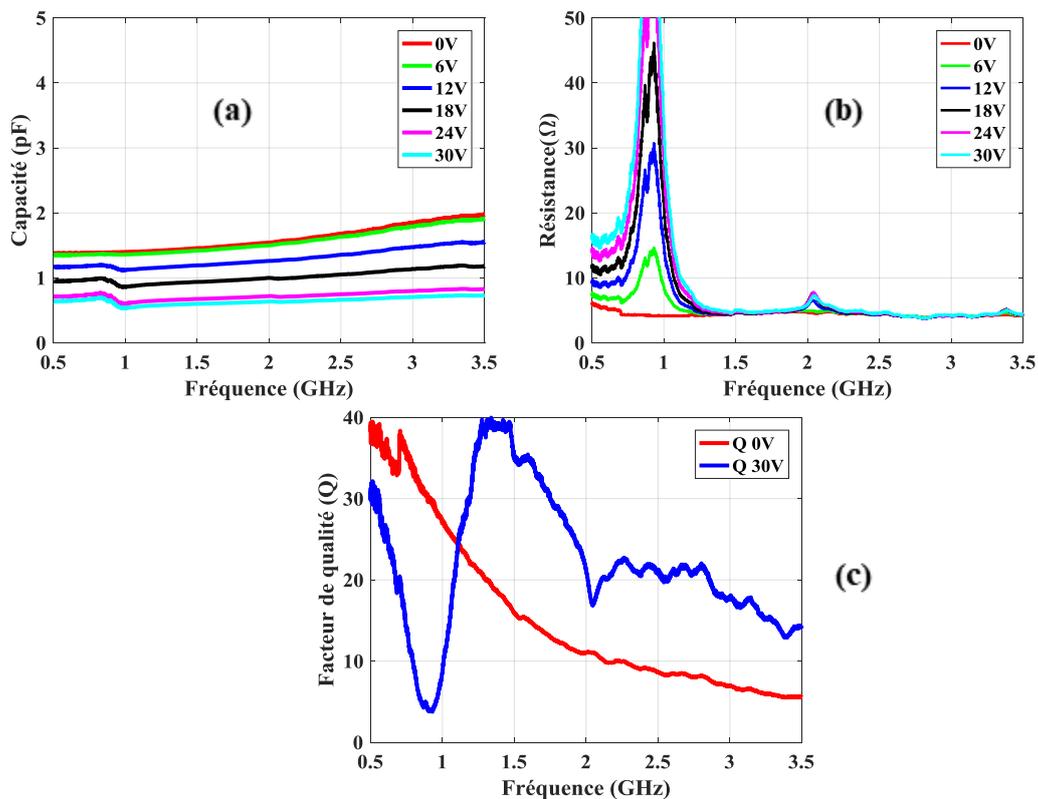


Figure IV-10 : Evolution en fonction de la fréquence pour différentes tensions de polarisation, avec une puissance d'entrée RF=0dBm (a) de la capacité (b) de la résistance et (c) du facteur de qualité du dispositif MFM à électrodes structurées



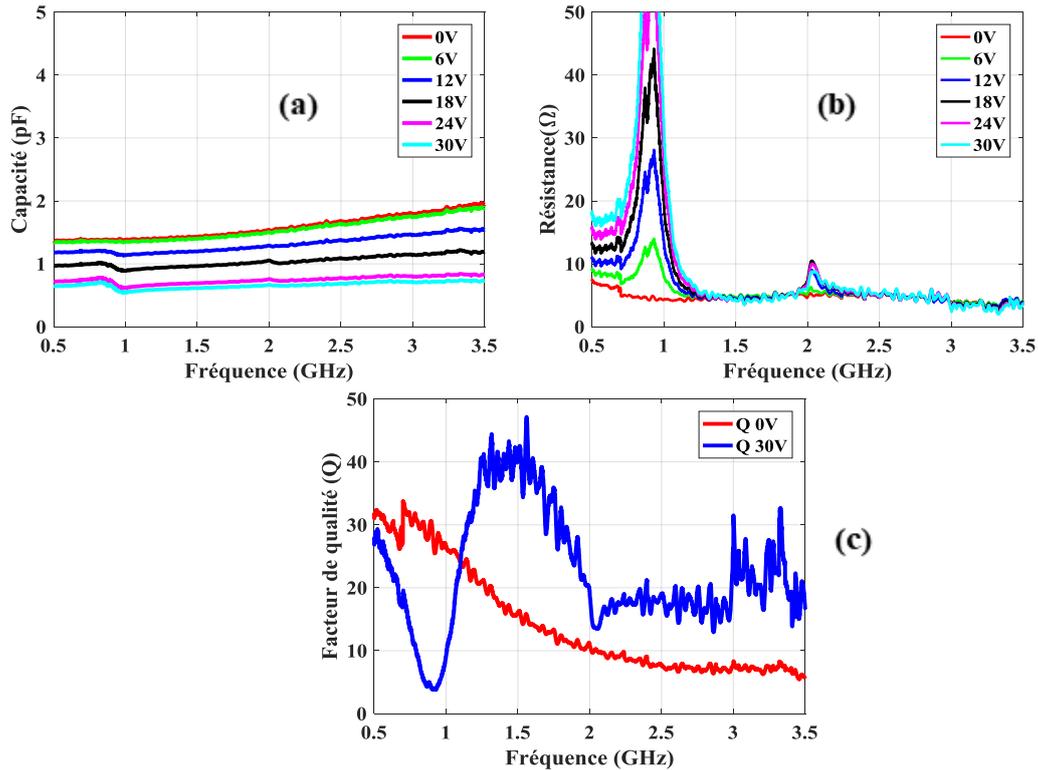


Figure IV-11 : Evolution en fonction de la fréquence pour différentes tensions de polarisation avec une puissance RF=15dBm (a) de la capacité (b) de la résistance et (c) du facteur de qualité du dispositif MFM à électrodes structurées

En augmentant la puissance RF injectée dans le condensateur de 0dBm à 15dBm, nous remarquons également une faible augmentation de la résonance acoustique à la fréquence 2.1GHz. Cependant, cette résonance reste en dehors de la bande de travail.

Dans le Tableau IV-1 sont comparées les valeurs de la capacité, de la résistance et du facteur de qualité à la fréquence 2.45 GHz pour un condensateur BST à électrode structurée ($20 \times 10 \mu\text{m}^2$) pour les deux valeurs de puissance RF injectées (0dBm et 15dBm). En analysant les données du tableau nous pouvons remarquer que les caractéristiques du condensateur BST sont presque stables avec l'augmentation de la puissance injectée de 0dBm à 15dBm. Cependant la valeur de la résistance à 0V et 2.45 GHz a subi une légère augmentation, de 4.4Ω (pour une puissance 0dBm), à 5.2Ω (pour une puissance de 15dBm). De même pour une tension 30V, la valeur de la résistance a augmentée de 4.5Ω à 5.2Ω .



Tension	Puissance 0dBm	Puissance 15dBm
0 V	Capacité=1.7pF Résistance=4.1Ω Facteur de qualité= 9.5	Capacité=1.7 pF Résistance=4.7Ω Facteur de qualité=8
30 V	Capacité=0.7pF Résistance=4.6Ω Facteur de qualité=20.1	Capacité=0.7pF Résistance=5Ω Facteur de qualité=18.5

Tableau IV-1 : Comparaison entre les caractéristiques du condensateur BST à électrode structurée pour deux puissances RF injectées (0dBm et 15dBm) à la fréquence 2.45GHz en fonction de la tension DC

Nous pouvons conclure que les condensateurs MFM à électrodes structurées intégrant des couches de BST évoluent de manière relativement linéaire avec la puissance autour de la bande de fonctionnement ISM. Leurs caractéristiques (valeurs de capacités et pertes globales) sont également adaptées à l'intégration dans l'antenne fente développée précédemment.

IV.3. Intégration du condensateur MFM à électrode structurée

Dans cette partie, nous étudions l'intégration du condensateur MFM à base de couche BST au sein de l'antenne fente. Grâce à cette intégration et sous la variation de la tension DC appliquée, nous pouvons contrôler l'impédance de la fente afin de couvrir une large bande des fréquences de fonctionnement.

IV.3.1. Description physique de l'antenne

La topologie de l'élément rayonnant reprend la conception de l'antenne fente étudiée dans le chapitre III. Quelques modifications ont été réalisées pour permettre l'intégration du condensateur MFM. La Figure IV-12 présente la structure antennaire étudiée. L'idée ici est d'intégrer au sein de la simulation électromagnétique 3D les mesures réelles du condensateur. Pour cela, un port discret 50Ω représentant l'élément accordable (condensateur) dans la



structure a été intégrée au milieu de la fente de longueur physique $L=30\text{mm}$ et de largeur $W=0.5\text{mm}$. L'intégration des données de mesure dans le port numérique permet la modification de la fréquence de résonance et donc la fréquence de fonctionnement de l'antenne. La polarisation DC du condensateur se fait par l'intermédiaire d'une ligne gravée sur la face où se trouve la fente (face avant), ligne qui est elle-même reliée par un via métallique de rayon de $100\mu\text{m}$ à une ligne de polarisation sur la face arrière du substrat. Une résistance (RF-Block) de forte valeur ($11\text{K}\Omega$) a été montée sur la ligne de polarisation et connectée à la ligne d'excitation de l'antenne. L'excitation de l'antenne portera donc en amont du connecteur SMA un Té de polarisation afin d'amener le signal RF et la polarisation DC. La résistance permet ainsi de bloquer le signal RF dans le circuit de polarisation en laissant seulement la tension DC polariser le condensateur intégré dans la fente de l'antenne (Figure IV-13).

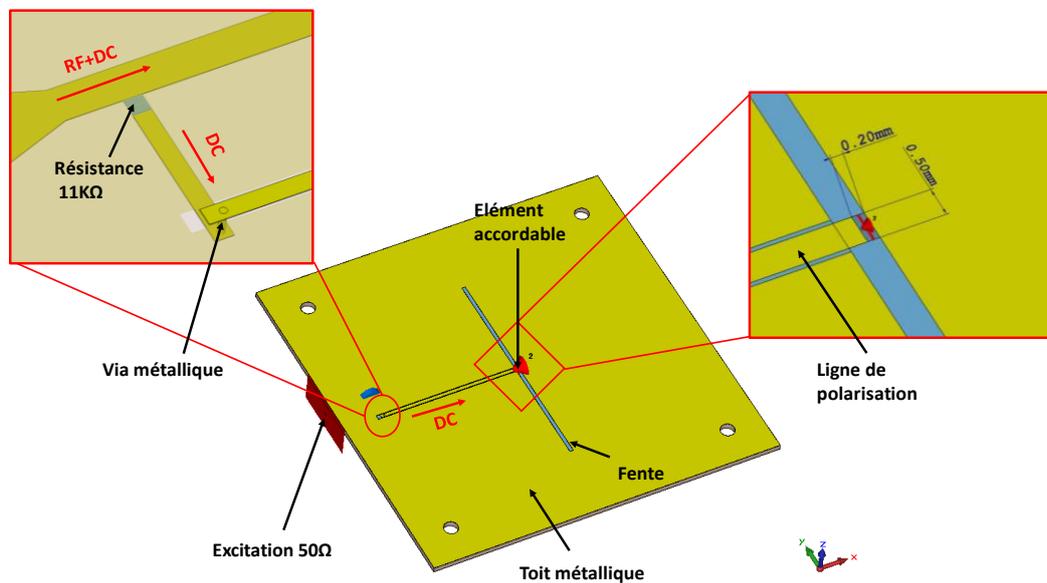


Figure IV-12 : Topologie de l'antenne fente avec un élément accordable (face avant)



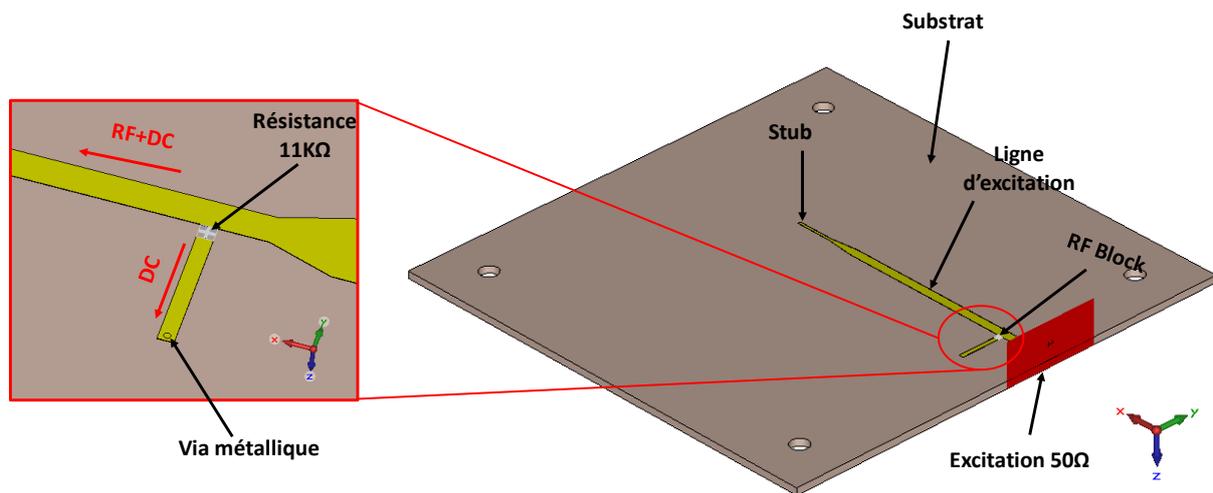


Figure IV-13 : Topologie de l'antenne fente avec un élément accordable (face arrière)

IV.3.2. Co-simulation de la mesure du condensateur MFM et de l'antenne

L'étude de l'agilité fréquentielle de l'antenne fente est réalisée par l'intégration des mesures du condensateur MFM dans la simulation électromagnétique de l'antenne. Cette étude permettra de valider par simulation les performances de l'antenne pour différentes tensions appliquées sur le dispositif. Dans la partie précédente, nous avons caractérisé le condensateur MFM à électrode structurée pour différentes tensions appliquées. Ces condensateurs ont été mesurés dans leur cas réel d'intégration c'est-à-dire collés sur une ligne de transmission. Afin d'être au plus proche de ce que donnera la mesure de l'antenne, ce sont ces paramètres extraits des mesures qui seront intégrés dans la simulation électromagnétique. En effet, avec cette méthode, les pertes dues au collage du condensateur seront intégrées dans la simulation. Ces fichiers de mesure sont entrés au format TouchStone (s2p) pour chaque tension DC appliquée entre 0V et 20V. Les paramètres S mesurés du condensateur MFM dont la taille des électrodes est de $30 \times 10 \mu\text{m}^2$ ont été intégrés dans la simulation CST MWS de l'antenne fente 3D via le simulateur circuit Design Studio, comme illustré sur la Figure IV-14.



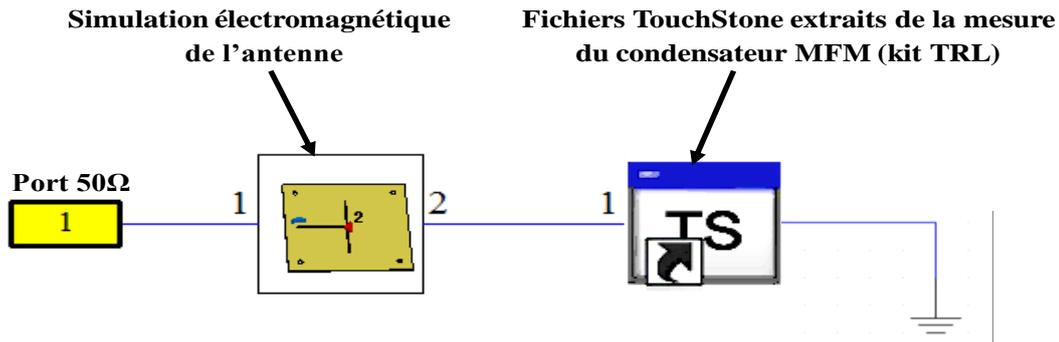


Figure IV-14 : Intégration dans CST Design Studio des fichiers de mesures du condensateur MFM

La Figure IV-15 présente l'évolution de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance l'entrée de l'antenne fente. Comme attendu, la valeur de la fréquence de résonance de l'antenne augmente avec la tension appliquée sur le dispositif et donc avec la diminution de la valeur de la capacité MFM.

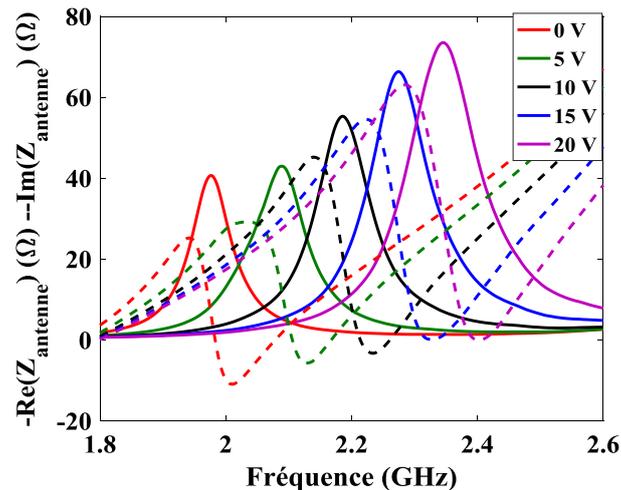


Figure IV-15 : Evolution de la partie réelle et de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne fente pour différentes tensions appliquées

La Figure IV-16 présente l'évolution du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la tension continue appliquée sur le dispositif. Sous l'application d'une tension DC entre 0V et 20V sur le condensateur MFM, l'antenne est capable de couvrir une bande de fréquence allant de 1.9GHz à 2.45GHz. La variation de l'adaptation de l'antenne est traduite par une agilité de l'ordre de 25% sous une tension maximale appliquée de 20V, ce qui correspond à un champ électrique appliqué de 111kV/cm sur le condensateur MFM. La bande passante totale recouverte est de 550 MHz avec des bandes instantanées de l'ordre de 5%.



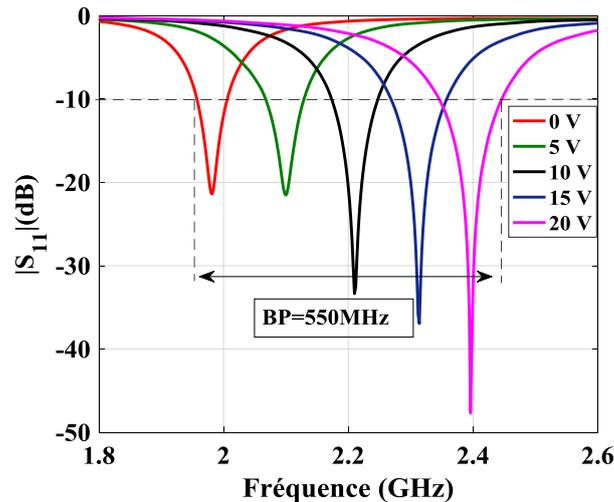


Figure IV-16 : Variation du coefficient de réflexion (S_{11}) de l'antenne fente pour différentes tensions appliquées.

Après avoir étudié l'agilité de l'antenne par co-simulation, nous allons étudier dans la suite l'intégration de ce condensateur au sein de la fente.

IV.4. Intégration du condensateur MFM à électrodes structurées (dimensions des électrodes $30 \times 10 \mu\text{m}^2$)

IV.4.1. La technique d'intégration dans la fente de l'antenne

Les condensateurs MFM à électrodes structurées ont été découpés un par un en salle blanche afin de permettre leur intégration dans l'antenne fente. Pour les intégrer au sein du dispositif antennaire, deux techniques principales de montage peuvent être utilisées :

Le wire bonding qui utilise des fils en aluminium, en cuivre ou en or avec des diamètres de l'ordre de $20 \mu\text{m}$. Cette technique consiste à effectuer une connexion électrique entre deux contacts métalliques. Cependant cette technique de montage présente plusieurs inconvénients comme la fragilité et la création des d'effets parasites (résistifs et inductifs) pour des longueurs de fil importantes.

Le Flip-Chip est une technique utilisée pour connecter des composants RF (semi-conducteurs, circuits intégrés, MEMS, etc) à un circuit imprimé externe en utilisant une colle conductrice. Cette technique d'intégration a été utilisée pour intégrer notre condensateur MFM dans l'antenne en raison des plusieurs avantages : réduction de taille, bonne performances (faible résistivité) et fiabilité.





Figure IV-17 : Photographie de l'intégration du condensateur BST dans l'antenne fente

Après la découpe du condensateur MFM à électrode structurée de dimension ($30 \times 10 \mu\text{m}^2$), nous avons ajouté de la colle conductrice sur les deux contacts électriques du condensateur. Ensuite, le condensateur MFM a été retourné de sorte que les lignes de contact en or du dispositif MFM soient en contact avec la ligne d'alimentation DC d'un part et le plan de masse de l'antenne fente d'autre part (Figure IV-18).

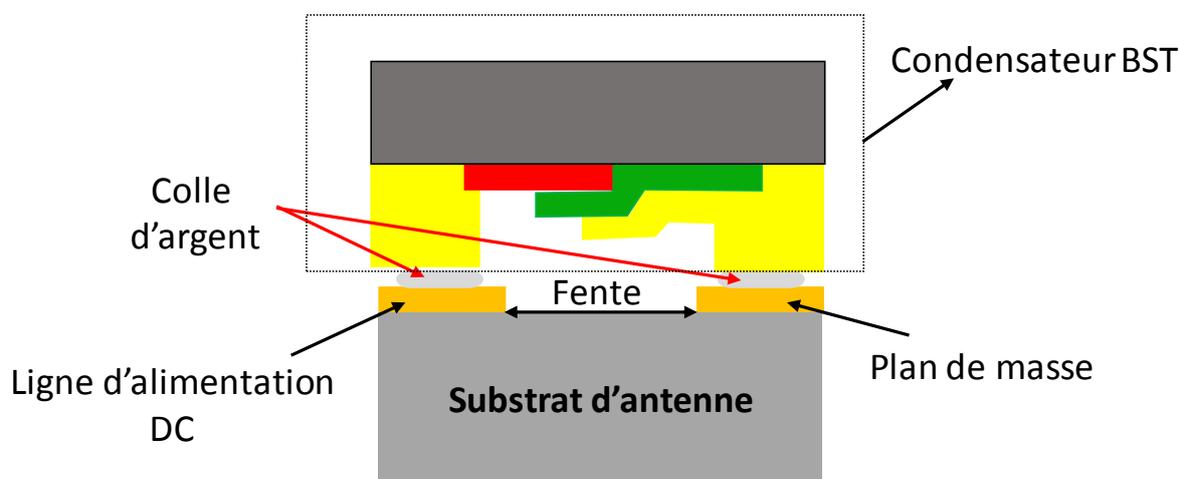


Figure IV-18 : Technologie de montage en surface utilisée pour intégrer le condensateur MFM dans l'antenne.

IV.4.2. Etude des performances de l'antenne intégrant un condensateur MFM

Les mesures du paramètre S_{11} de l'antenne fente ont été effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, d'un générateur de tension continue et d'un Té de polarisation. En effet, à l'aide d'un té de polarisation connecté à la sortie de l'analyseur, des signaux RF et



DC sont superposés sur l'entrée de l'antenne. Grâce à la forte résistance de blocage ($11\text{K}\Omega$) intégrée dans l'antenne, seule la tension DC peut être appliquée sur le condensateur MFM.

Nous appliquons une tension variable entre 0V et 60V sur l'antenne, impliquant la diminution de la valeur de la capacité du condensateur ce qui entraîne une variation de la fréquence de résonance de l'antenne vers les hautes fréquences. Les mesures des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de l'antenne, pour différentes valeurs de polarisation DC montrent des évolutions similaires avec les valeurs simulées de l'antenne (Figure IV-19)

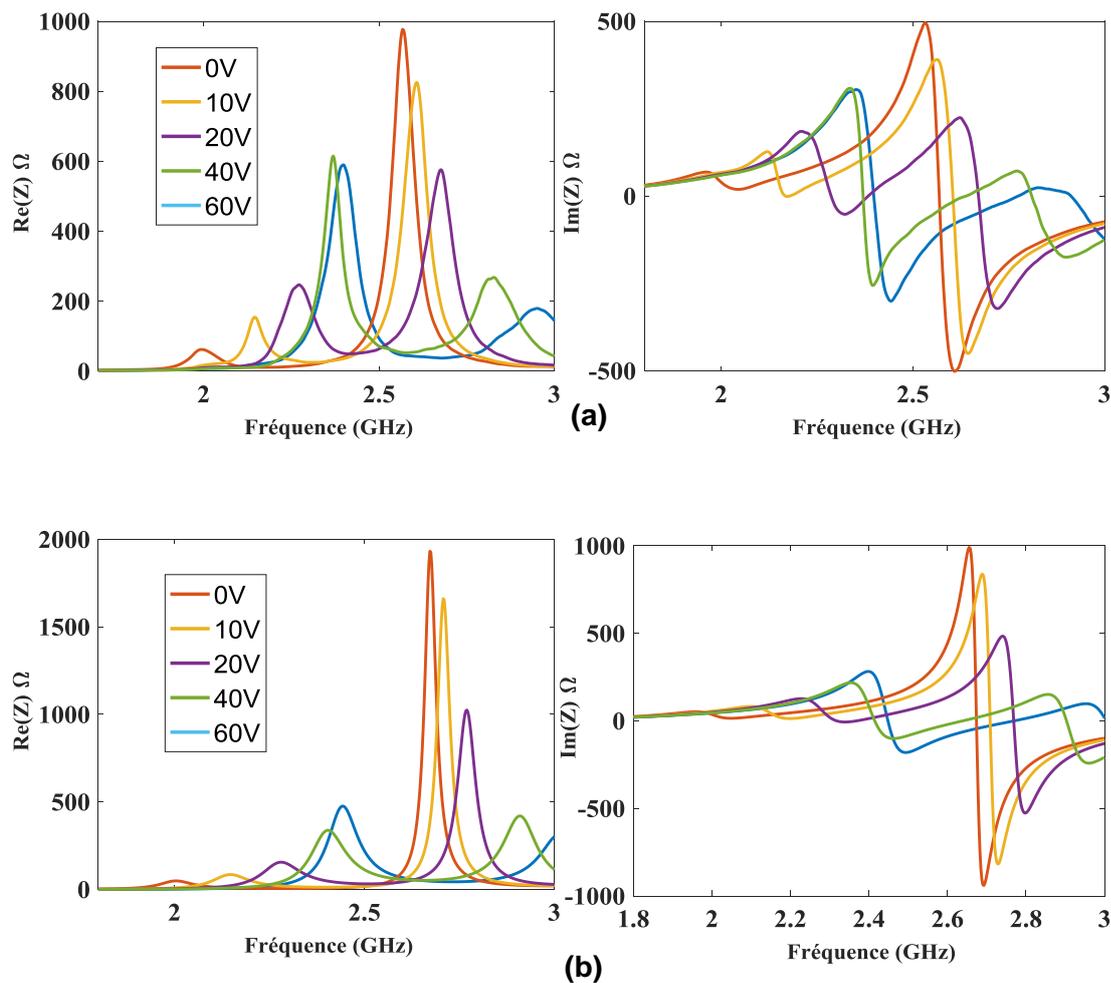


Figure IV-19 : Partie réelle et partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne pour différentes valeurs de tension (a) en simulation (b) en mesure

La Figure IV-20 présente les résultats des coefficients de réflexion de l'antenne fente simulée et mesurée pour les différentes valeurs de tensions appliquées. Pour une tension DC appliquée variant entre 0V et 60V, la fréquence de fonctionnement de l'antenne varie de 2GHz à 2.83GHz. Ainsi l'antenne fente est capable de couvrir une bande passante totale de 830MHz pour des valeurs de $|S_{11}|$ inférieures à -10dB. Cette variation totale de la fréquence d'adaptation de



l'antenne se traduit par une agilité de l'ordre de 42% sous une tension appliquée de 60V ce qui correspond à un champ électrique appliqué sur le condensateur de l'ordre de 333kV/cm. Les bandes instantanées restent supérieures à 50MHz autour de la fréquence centrale sélectionnée. Ainsi la taille électrique de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{292} \times \frac{\lambda_0}{182}$ à la fréquence de 2.05GHz.

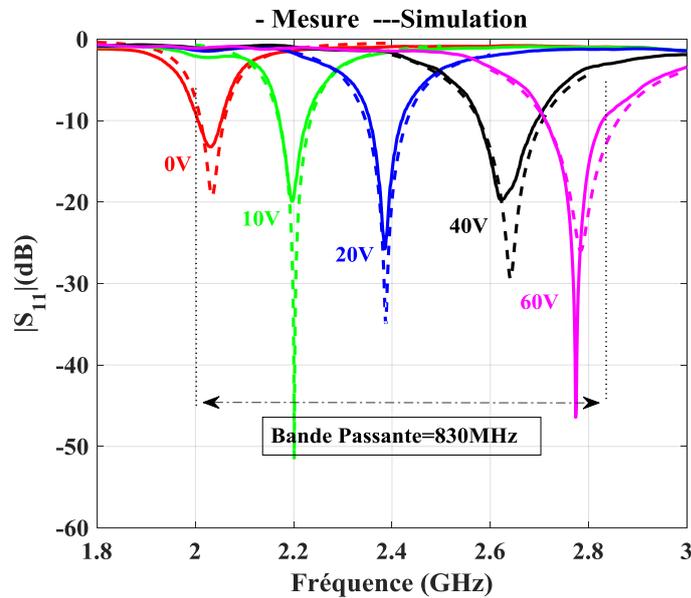


Figure IV-20 : Coefficients de réflexion mesurés et simulés pour différentes valeurs de tension appliquée sur le condensateur MFM

Il est à noter que ces résultats sont reproductibles. Ainsi après avoir injecté 60V aux bornes du condensateur, l'adaptation de l'antenne à 0V est strictement identique à celle qu'elle était avant d'appliquer le polarisation DC. Ceci n'est possible que lorsque le matériau BST est dans son état para-électrique, c'est-à-dire que qu'il n'y a pas d'effet d'hystérésis sur la courbe de polarisation électrique en fonction du champ appliqué du matériau ferroélectrique.

Pour quantifier l'efficacité d'agilité en fréquence de l'antenne fente, il est courant de calculer le rendement d'agilité η_a défini par :

$$\eta_a = \frac{A(\%)}{E_{\max} - E_{\min}} \quad (\text{IV-4})$$

Où E_{\min} et E_{\max} sont les champs électriques appliqués sur le condensateur BST (kV/cm) et A (%) est l'agilité calculée de l'antenne.

D'après l'équation ci-dessus, l'antenne réalisée présente un rendement d'agilité η_a de l'ordre de 12.6% pour un champ maximal de 333 kV/cm (tension 60V). Ce résultat apparaît intéressant en comparaison avec les résultats répertoriés dans la littérature pour des antennes



intégrant des condensateurs BST (Tableau IV-2). En effet, l'état de l'art actuel montre des rendements d'agilité très faibles obtenus pour des champs appliqués forts.

Référence	Agilité	E_{\max}	η_a
[2]	1.2%	1950 kV/cm	0.06%
[3]	7%	400kV/cm	1.7%
[4]	9.4%	280kV/cm	3%
[5]	15.5%	300 kV/cm	5%
Ce travail	42%	333 kV/cm	12.6%

Tableau IV-2 : Comparaison des performances des antennes reconfigurables à base de films BST par rapport à notre travail.

Comme montré dans le tableau ci-dessus, les travaux de Li et al [2] présentent une antenne agile en fréquence intégrant un condensateur interdigité à base de BST. L'application d'un fort champ électrique de l'ordre de 1950 kV/cm montre une faible agilité de l'antenne de l'ordre de 1.2 %, ce qui se traduit par un faible rendement d'agilité de 0.06%. Ce rendement d'agilité a été améliorée par les travaux de Pan et al [3] en intégrant un condensateur MFM à base de couches minces ferroélectriques dans une antenne de type bow-Tie. Un rendement de 1.7% a été obtenu avec un champ de 400kV/cm.

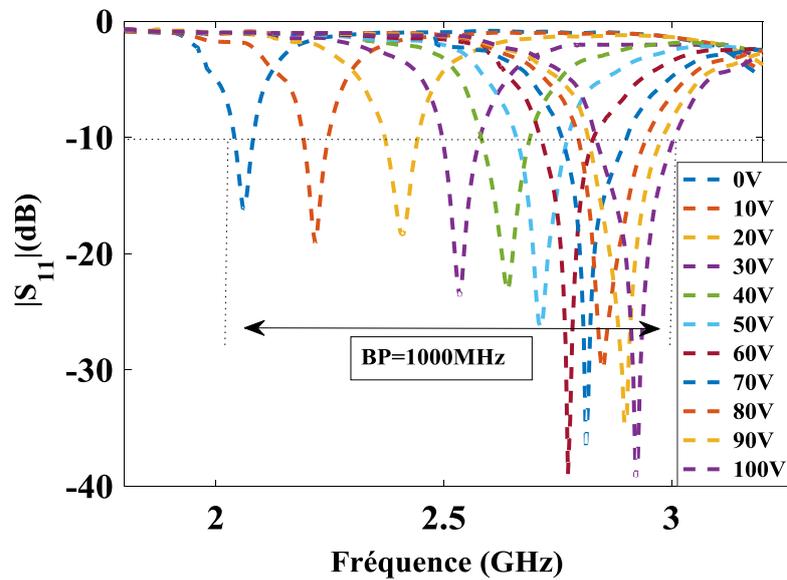
L'agilité de l'antenne et donc le rendement d'agilité a été augmenté jusqu'à 3% pour un champ appliqué de 280kV/cm en utilisant la structure de capacité décrit dans les travaux de Hai [4].

Dans le travail de thèse de H. Nguyen [5], celui-ci a amélioré l'agilité de l'antenne fente pour atteindre une valeur de l'ordre de 15.5% et le rendement calculé sous un champ maximal de 300 kV/cm est de l'ordre de 5%. Notre travail figure ainsi parmi les meilleurs dans le domaine des antennes agiles à base de matériaux ferroélectriques.

Nous avons aussi pu tester la tenue en tension du condensateur MFM intégré dans l'antenne, en augmentant la tension appliquée sur le condensateur MFM jusqu'à 100V. La



Figure IV-21 illustre les mesures de l'antenne fente pour plusieurs tensions de polarisation DC prises entre 0V et 100V.



Figure

Figure IV-21 : Coefficients de réflexion mesurés pour différentes valeurs de tension appliquée

Les différents paramètres $|S_{11}|$ montrent que l'antenne intégrant un condensateur MFM est capable de couvrir une large bande de 1000MHz. Dans ce cas, l'antenne présente une agilité de l'ordre de 50% sous un champ électrique appliqué de 555kV/cm. Nous avons étudié la variation de la fréquence de résonance et la variation relative (ΔF_{res} (%)) de l'antenne pour différentes tensions appliquées selon l'équation suivante :

$$\Delta F_{res} = \left| \frac{F_{tension} - F_{0V}}{F_{0V}} \right| \times 100 \quad (IV-5)$$

où F_{0V} est la fréquence de résonance de l'antenne lorsque la tension appliquée est nulle et $F_{tension}$ est la fréquence de résonance de l'antenne pour différentes tensions appliquées sur le condensateur BST.

La Figure IV-22 montre l'évolution de ΔF_{res} en fonction de la tension appliquée.



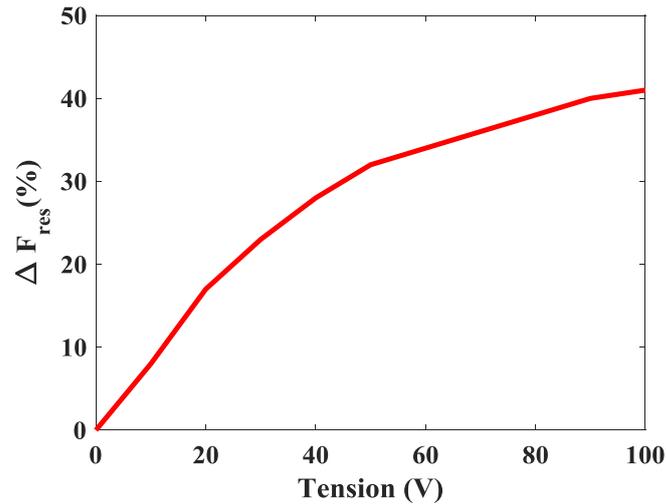


Figure IV-22 : Evolution de la variation relative de la fréquence d’antenne en fonction de la tension appliquée

En analysant les résultats de la Figure IV-22, pour des tensions supérieures à 60V, nous pouvons remarquer que la variation relative de la fréquence de résonance de l’antenne commence à diminuer. Cela s’explique par le fait que le film BST intégré dans le condensateur MFM est proche de la zone de saturation. Dans cette zone, la variation de la valeur de la permittivité de la couche devient très faible même sous un champ électrique fort.

IV.4.3. Mesure des diagrammes de rayonnement

Pour valider le fonctionnement de l’antenne pour les différentes tensions appliquées, nous proposons de comparer les diagrammes de gain simulés et mesurés dans les deux plans xOz ($\varphi=0^\circ$) et yOz ($\varphi=90^\circ$). Nous rappelons que toutes ces mesures ont été faites dans la chambre anéchoïque présente à Xlim sur le site de la Faculté des Sciences et Techniques de l’Université de Limoges.

L’antenne mesurée dans la chambre a été montée sur un support composé d’une plaque de Rohacell de 16cm x16cm maintenue par 4 colonnes cylindriques en plastique (Figure IV-23).

Afin de ne pas perturber le diagramme de rayonnement de l’antenne, nous avons utilisé un convertisseur optique-RF qui est capable de transmettre un signal RF et une tension DC. Cependant, ce convertisseur est limité en tension et est capable de délivrer une tension DC maximale de 10V.



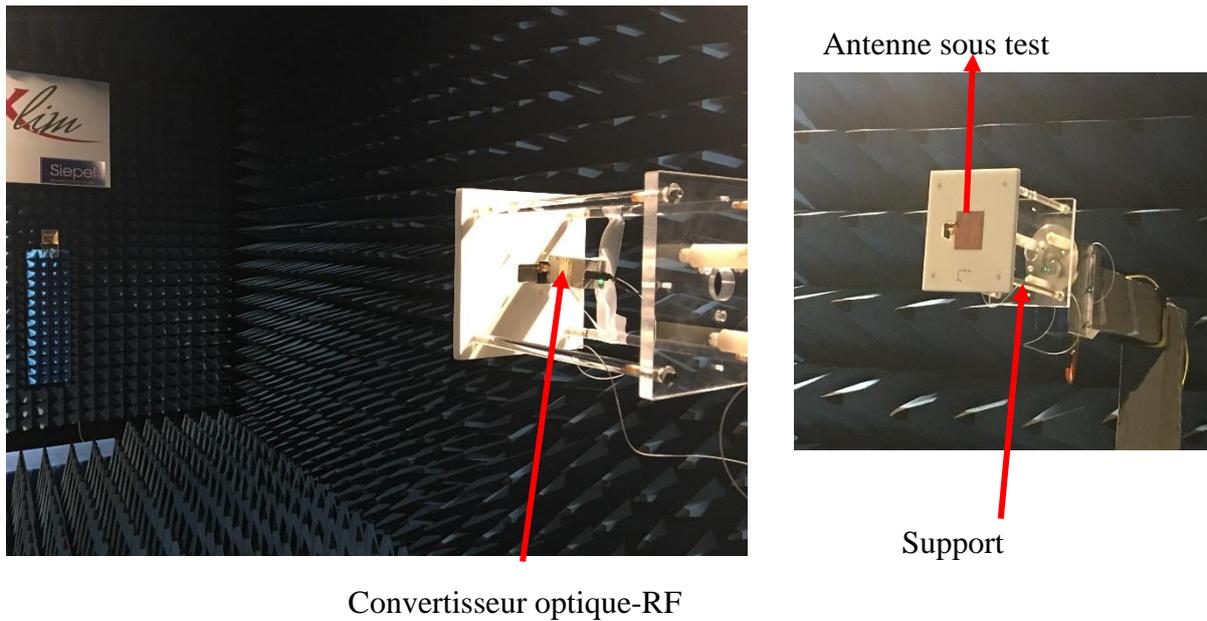
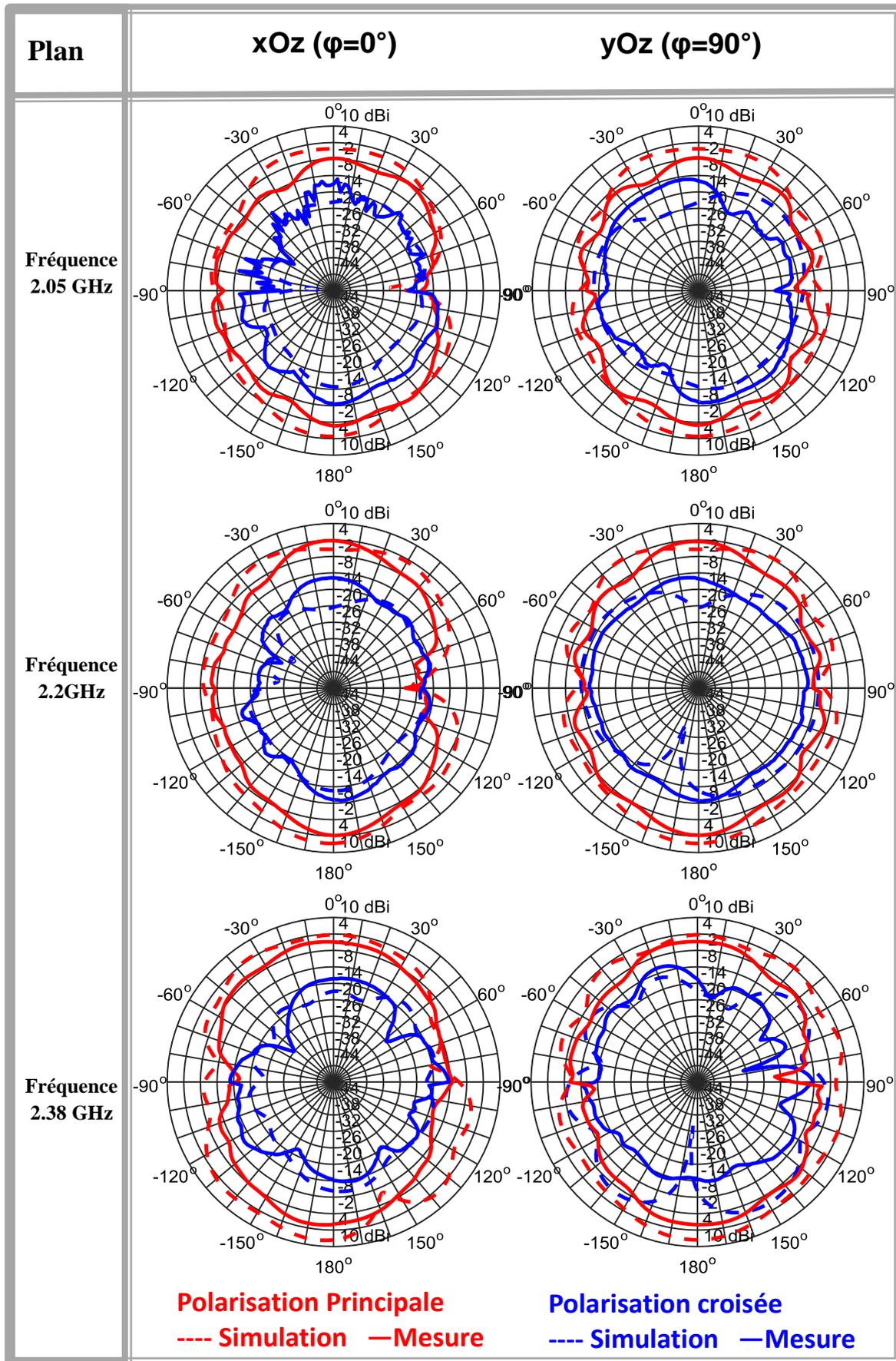


Figure IV-23 : L'antenne reconfigurable sous test dans la chambre anéchoïque

Pour les tensions supérieures à 10V, nous avons utilisé un câble coaxial pour exciter l'antenne avec un té de polarisation connecté à l'analyseur vectoriel afin d'amener le signal RF+DC au niveau de l'antenne.

Le Tableau IV-3 présente les diagrammes de gain réalisé obtenus en mesure et en simulation pour différentes valeurs de tensions appliquées sur l'antenne à ses fréquences de fonctionnement. Afin d'être au plus proche des conditions de mesure, nous avons pris en compte dans les simulations de l'antenne le support ainsi que le convertisseur optique pour les tensions de 0V et 10V ainsi que l'influence du câble d'alimentation pour des tensions de polarisation supérieures à 10V. Les résultats de simulations et de mesures sont relativement proches avec toutefois quelques différences dues à l'influence du câble de mesure et du support qui perturbent le diagramme de rayonnement de l'antenne. La forme du diagramme de rayonnement est celui d'un dipôle dans l'axe avec un niveau de polarisation croisée assez haut dû au fait que l'antenne est étudiée sur un plan de masse réduit ainsi qu'aux perturbations du support et du convertisseur optique ou au câble coaxial, selon le cas étudié.





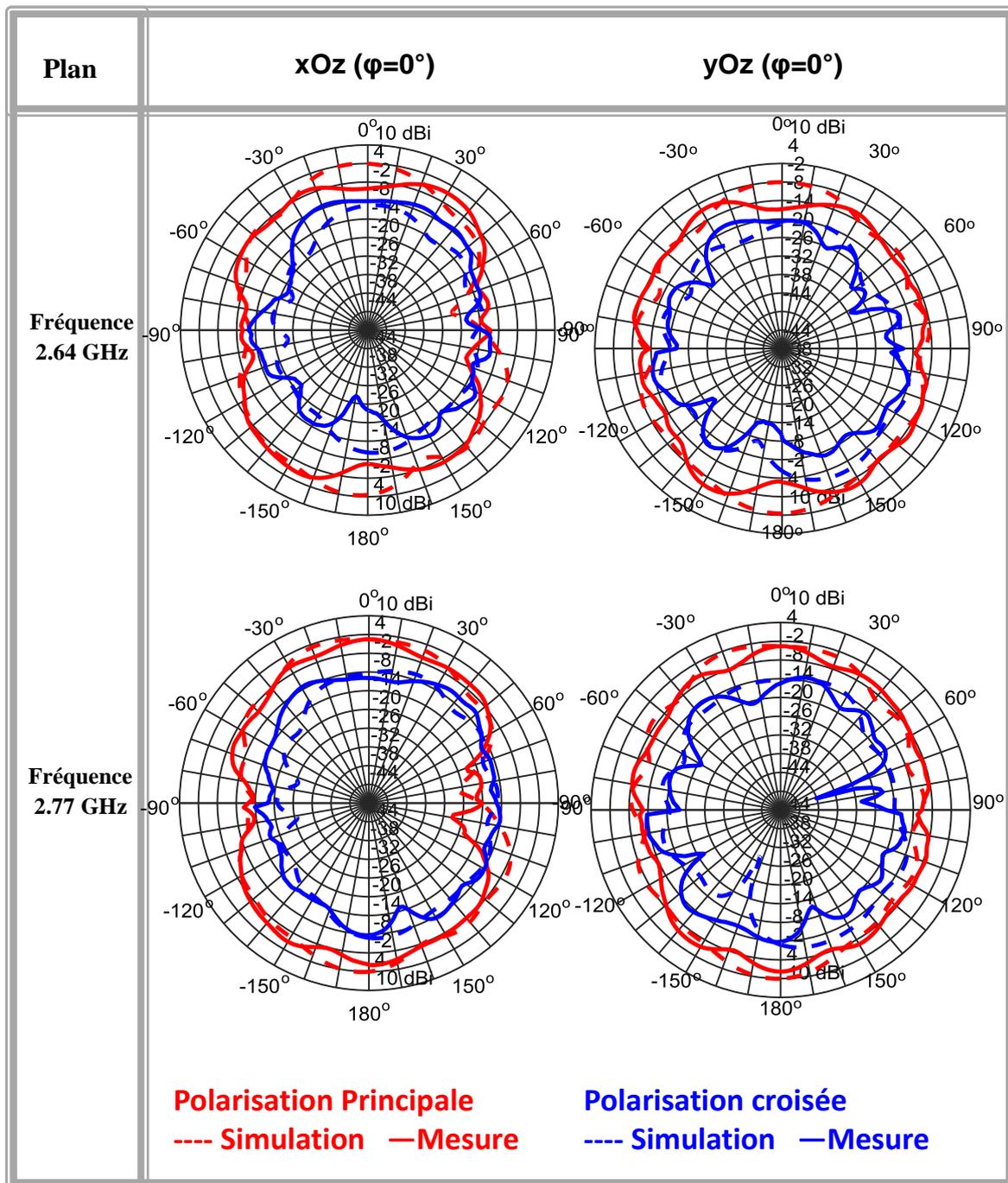


Tableau IV-3 : Diagrammes de gains de l'antenne MFM pour différentes tensions appliquées

Ces résultats obtenus par mesure et simulation montrent que le gain réalisé de l'antenne diminue lorsque la tension appliquée sur le condensateur diminue. En effet, le gain réalisé maximal est égal à 4 dBi pour une tension 60V et -2 dBi pour une tension 0V. Plus la tension appliquée est faible, plus la valeur de la capacité du condensateur MFM intégrée dans l'antenne augmente et



l'antenne fonctionne à des fréquences plus basses, elle devient donc de plus en plus miniature ce qui entraîne une diminution du gain réalisé de l'antenne. Ce résultat est conforme aux relations décrivant les limites fondamentales des antennes électriquement petites. En outre, l'intégration du condensateur dans la fente de l'antenne n'affecte pas la forme du digramme de rayonnement.

IV.4.4. Efficacité totale

La Figure IV-24 présente l'efficacité totale de l'antenne fente intégrant un condensateur MFM à BST. Nous avons comparé en fonction de la fréquence les résultats obtenus en mesure et en simulation pour les différentes tensions de polarisation (0V, 10V, 20V, 40V et 60V). L'antenne fente présente une efficacité totale de l'ordre de 32% pour une tension de 0V et cette efficacité totale augmente pour atteindre une valeur de 80% à 60V. Comme déjà indiqué précédemment, l'augmentation de la valeur de la capacité intégrée décale la fréquence de fonctionnement de l'antenne vers les basses fréquences, ce qui implique la miniaturisation de l'antenne. Avec la miniaturisation de l'antenne, l'efficacité totale diminue, conformément aux limites fondamentales des antennes miniatures.

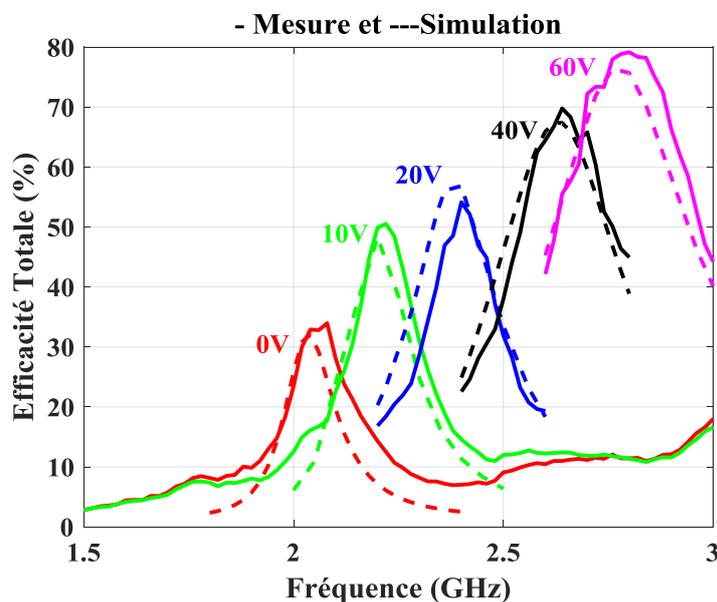


Figure IV-24 : Mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne intégrant un condensateur MFM

Après avoir validé l'intégration du condensateur MFM au sein de l'antenne fente et l'obtention de bonnes performances par rapport à l'état de l'art des antennes intégrant des capacités à base



de BST, nous allons maintenant comparer les performances obtenues avec des antennes avec une topologie similaire mais intégrant des condensateurs variables du commerce.

IV.5. Intégration de condensateurs commerciaux

Cette partie décrit la comparaison des performances de l'antenne intégrant un condensateur MFM avec une antenne utilisant la même structure mais intégrant des condensateurs commerciaux. Nous avons choisi deux types de condensateurs commerciaux, le premier est une diode varactor réalisée avec de l'arséniure de gallium (AsGa)[6] et le second est le seul condensateur variable du commerce à base de BST et fabriqué par la société STMicroelectronics [7].

IV.5.1. Caractérisation d'un condensateur BST de type STPTIC-15G2

Le condensateur BST de type STPTIC-15G2 illustré dans la Figure IV-25 présente des dimensions compactes de $0.61 \times 0.66 \times 0.3 \text{ mm}^3$. Son packaging présente 4 broches, une entrée et une sortie RF pour la capacité variable (+RF et -RF), une bronche pour l'alimentation DC et une inactive.

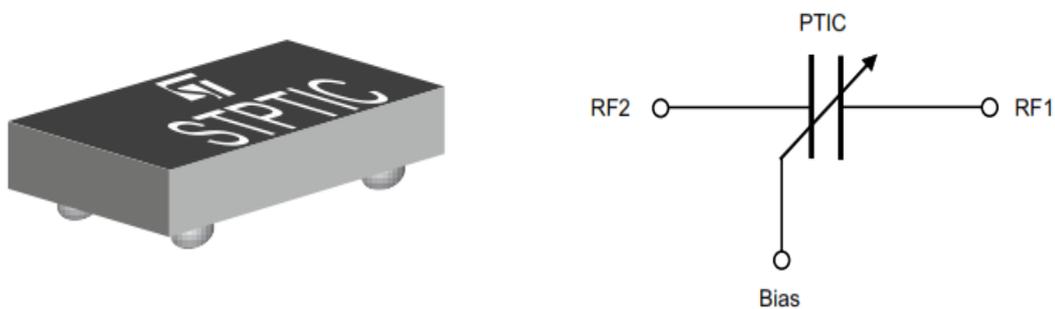


Figure IV-25 : Schéma du condensateur STPTIC-15G2 et schéma électrique simplifié de sa structure

Le Tableau IV-4 récapitule les performances globales de ce condensateur.

Tension maximale	24V
Accordabilité	80%
Facteur de qualité à (1GHz)	60
Puissance RF maximale	33dBm
Courant de fuite à 24V	100nA

Tableau IV-4 : Performances du condensateur STPTIC-15G2



La Figure IV-26 présente les caractéristiques (courbe $C=f(V)$ et facteur de qualité en fonction de la fréquence) du condensateur, telles que fournies par le fabricant.

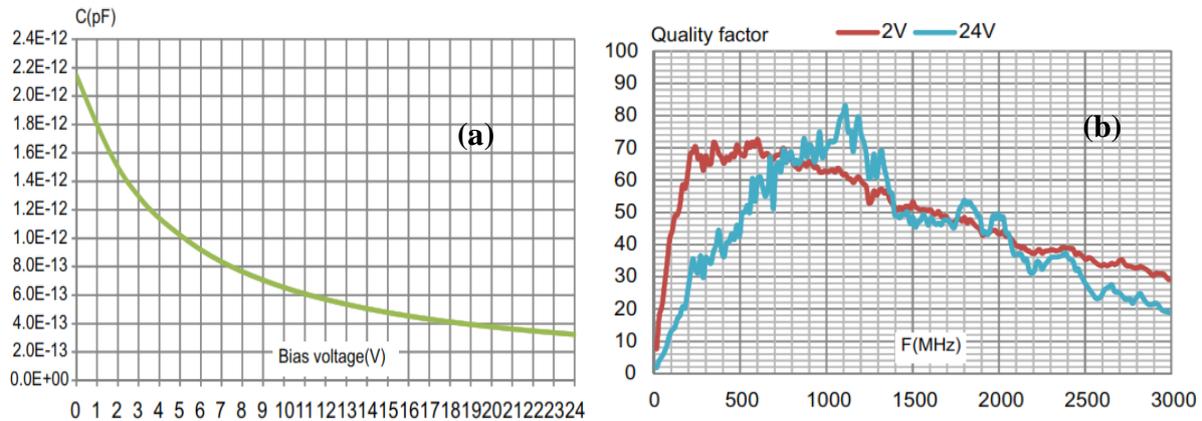


Figure IV-26 : (a) Evolution de la valeur de la capacité du condensateur STPTIC-15G2 en fonction de la tension appliquée à la fréquence 500MHz (b) Evolution de son facteur de qualité en fonction de la fréquence pour deux tensions appliquées (2V et 24V)

Pour sa caractérisation dans des conditions de fonctionnement réelles, le condensateur a été monté sur une ligne de transmission microstrip d'impédance caractéristique de 50Ω afin de mesurer les valeurs de la capacité et de la résistance sur une bande de fréquence allant de 500MHz à 3.5GHz. Il est à noter que nous avons utilisé le même kit TRL utilisé lors de la caractérisation des dispositifs MFM pour étalonner cette mesure.

La Figure IV-27 présente l'extraction de la valeur de la capacité et de la résistance de ce dispositif en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées avec une puissance RF de 0 dBm injectée à l'entrée du condensateur. Nous remarquons que dans les conditions de nos mesures, le condensateur présente une résistance supérieure à 3Ω . Cette forte résistance est probablement introduite lors du collage du condensateur sur les lignes de transmission.

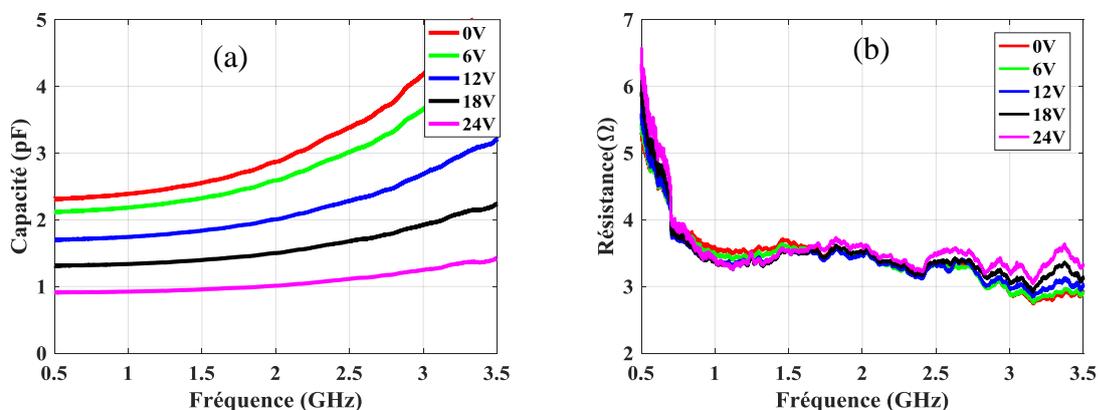


Figure IV-27 : L'évolution de la valeur de (a) capacité et (b) de la résistance du condensateur STPTIC-15G2 pour différentes tensions appliquées, avec une puissance RF d'entrée de 0dBm



La Figure IV-28 présente l'évolution de la capacité et de la résistance en fonction de la tension à la fréquence de 500MHz et de 2.45GHz.

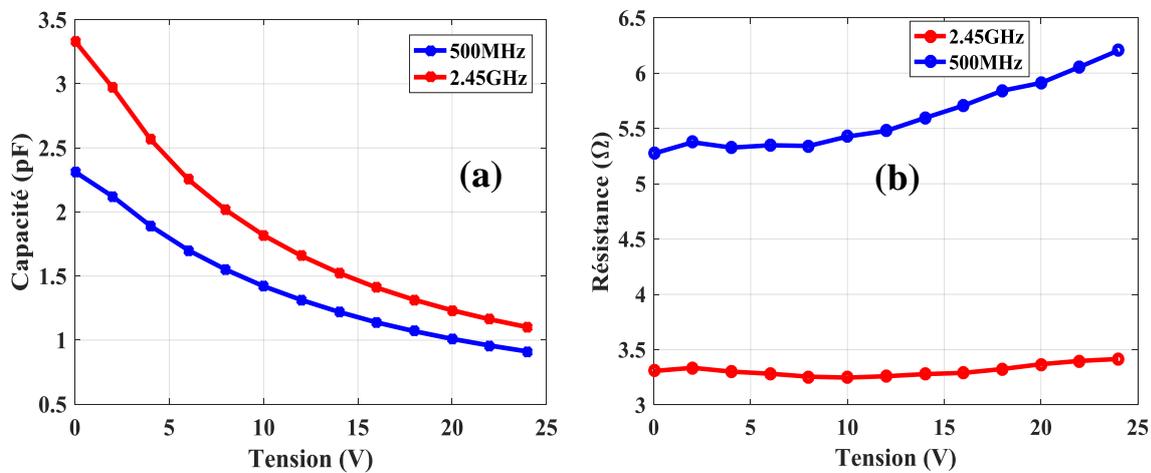


Figure IV-28 : Evolution de la valeur de (a) la capacité et (b) de la résistance du dispositif STPTIC-15G2 en fonction de la tension appliquée pour deux fréquences de fonctionnement.

Par la suite, une puissance RF de 15 dBm a été injectée à l'entrée du condensateur ST afin de vérifier sa tenue en puissance sur la bande de fréquences de 500MHz à 3.5GHz. La Figure IV-29 présente l'extraction de la valeur de la capacité et de la résistance en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées avec une puissance d'entrée de 15 dBm. Nous remarquons que les valeurs des capacités ne sont pas impactées par cette augmentation de puissance. Le Tableau IV-5 compare les résultats de mesures du condensateur ST pour les deux valeurs de puissance RF (0dBm et 15dBm).

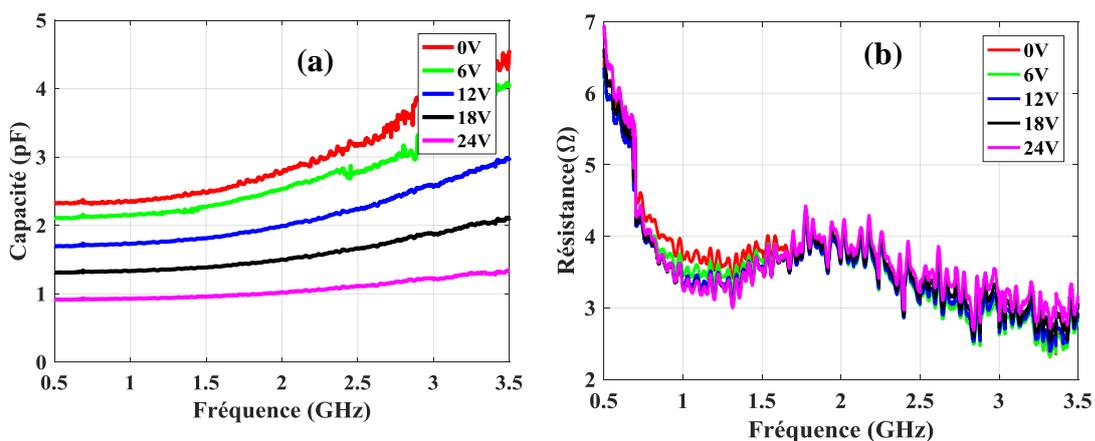


Figure IV-29 : Evolution de la valeur de (a) la capacité et (b) de la résistance pour le condensateur type STPTIC-15G2 en fonction de la tension, avec une puissance injectée dans le dispositif de 15dBm



Tension	Puissance 0dBm	Puissance 15dBm
0 V	Capacité=3.3pF Résistance=3.3Ω Facteur de qualité= 6.5	Capacité=3.3 pF Résistance=3.5Ω Facteur de qualité=6
24 V	Capacité=1 pF Résistance=3.5Ω Facteur de qualité=11	Capacité=1.1 pF Résistance=3.8Ω Facteur de qualité=9

Tableau IV-5 : Comparaison des caractéristiques du condensateur BST de type STPTIC-15G2 pour deux puissances RF injectées (0dBm et 15dBm) à la fréquence 2.45 GHz pour deux tensions de polarisation DC (0V et 24 V).

Nous pouvons conclure que ce condensateur commercial à base de films BST évolue de manière relativement linéaire avec la puissance autour de la bande de fonctionnement ISM. Les valeurs de sa capacité et de sa résistance restent adaptées pour une intégration dans l'antenne fente que nous avons présentée précédemment.

IV.5.2. Caractérisation d'une diode varactor en AsGA SKYWORKS SMV079

Nous avons évoqué dans le premier chapitre que les diodes varactors présentent la solution la plus utilisée pour rendre une antenne miniature agile en fréquence. Plusieurs diodes varactors ont été caractérisées. Pour être concis, nous ne montrerons que la caractérisation du composant présentant les meilleures performances pour une application RF. De la même manière que précédemment, le composant a été monté sur une ligne microruban. La Figure IV-30 montre l'évolution de la valeur de sa capacité et de sa résistance en fonction de la fréquence pour une puissance RF injectée de 0 dBm.



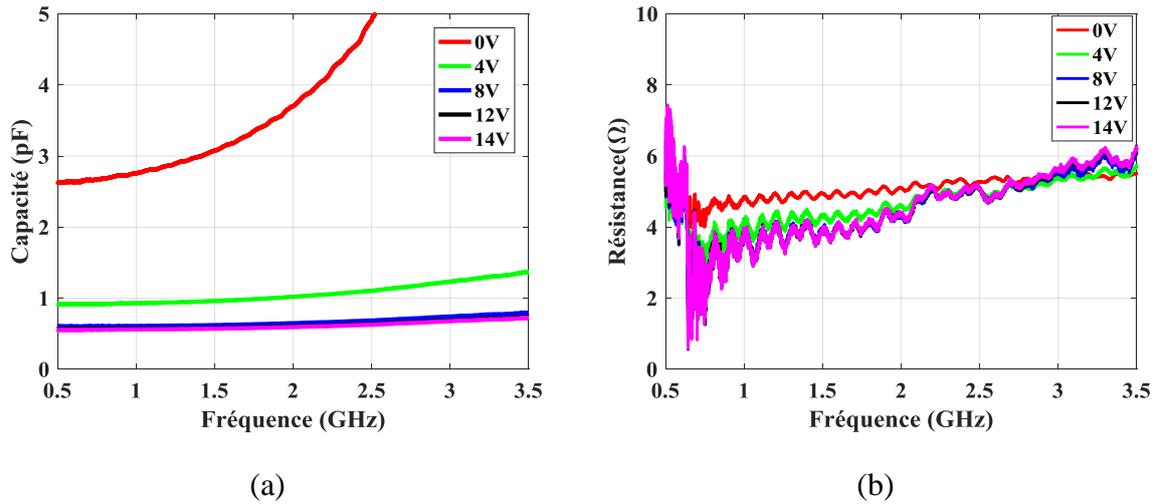


Figure IV-30 : Evolution de la valeur de la (a) capacité et (b) résistance pour une varactor de type SMV079 pour différentes tensions avec une puissance injectée de 0dBm.

Comme pour le composant précédent, nous étudions sa réponse en fonction de la puissance RF injectée. La Figure IV-31 montre l'évolution de la valeur de la capacité et de la résistance en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées mais cette fois-ci pour une puissance injectée de 15dBm. Finalement le Tableau IV-6 compare les résultats de mesures de la diode varactor pour les deux valeurs de puissance RF (0dBm et 15dBm).

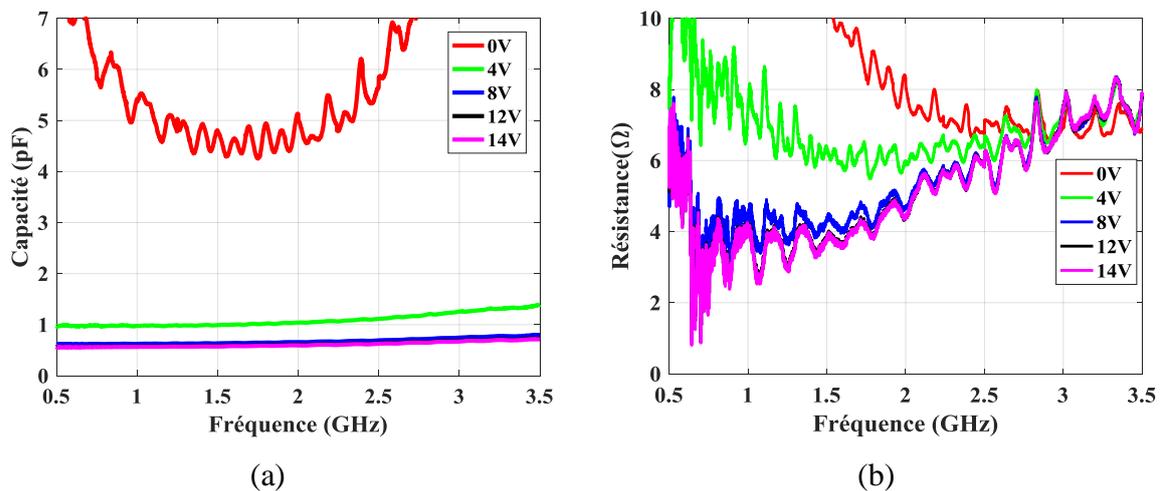


Figure IV-31 : Evolution de la valeur de (a) la capacité et (b) de la résistance pour la diode varactor en fonction de la tension, avec une puissance injectée dans le dispositif de 15dBm



Tension	Puissance 0dBm	Puissance 15dBm
0 V	Capacité=4.5 pF Résistance=4.5Ω Facteur de qualité=3.2	Capacité=6 pF Résistance=5.5Ω Facteur de qualité=2
14 V	Capacité=0.6 pF Résistance=4.3Ω Facteur de qualité=25	Capacité=0.6 pF Résistance=6Ω Facteur de qualité=18

Tableau IV-6 : Tableau récapitulatif représentant les performances de la diode varactor en puissance pour différentes tensions appliquées à la fréquence 2.45GHz.

D'après la caractérisation de la diode varactor, nous pouvons conclure que les valeurs de la capacité et de la résistance sont modifiées fortement par l'augmentation de la puissance. Cette variation de ces valeurs montre que la diode présente des effets non linéaires et ne peut pas être une solution pour une intégration dans le système de transmission.

IV.5.3. Etude des performances de l'antenne intégrant un condensateur ST

La Figure IV-32 présente la mesure et la simulation du coefficient de réflexion de l'antenne intégrant le condensateur ST pour différentes tensions appliquées. L'application d'une tension DC qui varie entre 0V et 20V entraîne une variation de la valeur de la capacité du condensateur qui permet de changer l'impédance d'entrée de l'antenne et donc sa fréquence de travail. Cette variation continue de la fréquence d'adaptation de l'antenne en fonction de la tension appliquée permet à l'antenne de couvrir une bande passante totale de 580MHz (de 1.92GHz à 2.5GHz) à -10dB d'adaptation. Cette variation de la fréquence d'adaptation de l'antenne se traduit par une agilité de l'ordre de 30% pour une tension appliquée de 20V. A la fréquence de travail la plus basse, c'est-à-dire à 1.94GHz, la taille électrique de l'antenne est

$$\text{de } \frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{308} \times \frac{\lambda_0}{192}.$$



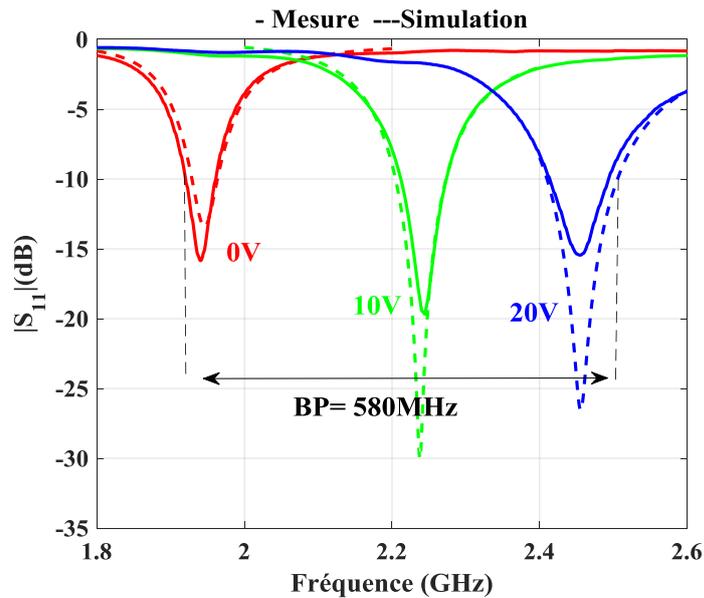


Figure IV-32 : Coefficient de réflexion mesuré et simulé pour différentes valeurs de tension appliquée sur le condensateur ST

Le Tableau IV-7 présente les diagrammes de gain réalisé obtenus en mesure dans la chambre anéchoïde et en simulation pour différentes valeurs de tensions appliquées sur l'antenne : 0V, 10V et 20V. Ces diagrammes de gain sont tracés à leurs fréquences de travail respectives 1.95GHz, 2.25GHz et 2.46GHz. Comme précédemment il apparait des différences entre la simulation et la mesure dues à l'influence du câble coaxial et du support qui perturbe le diagramme de rayonnement de l'antenne. Nous notons que le gain réalisé maximal est 4 dBi pour une tension de 20V et de -2 dBi pour une tension de 0V.



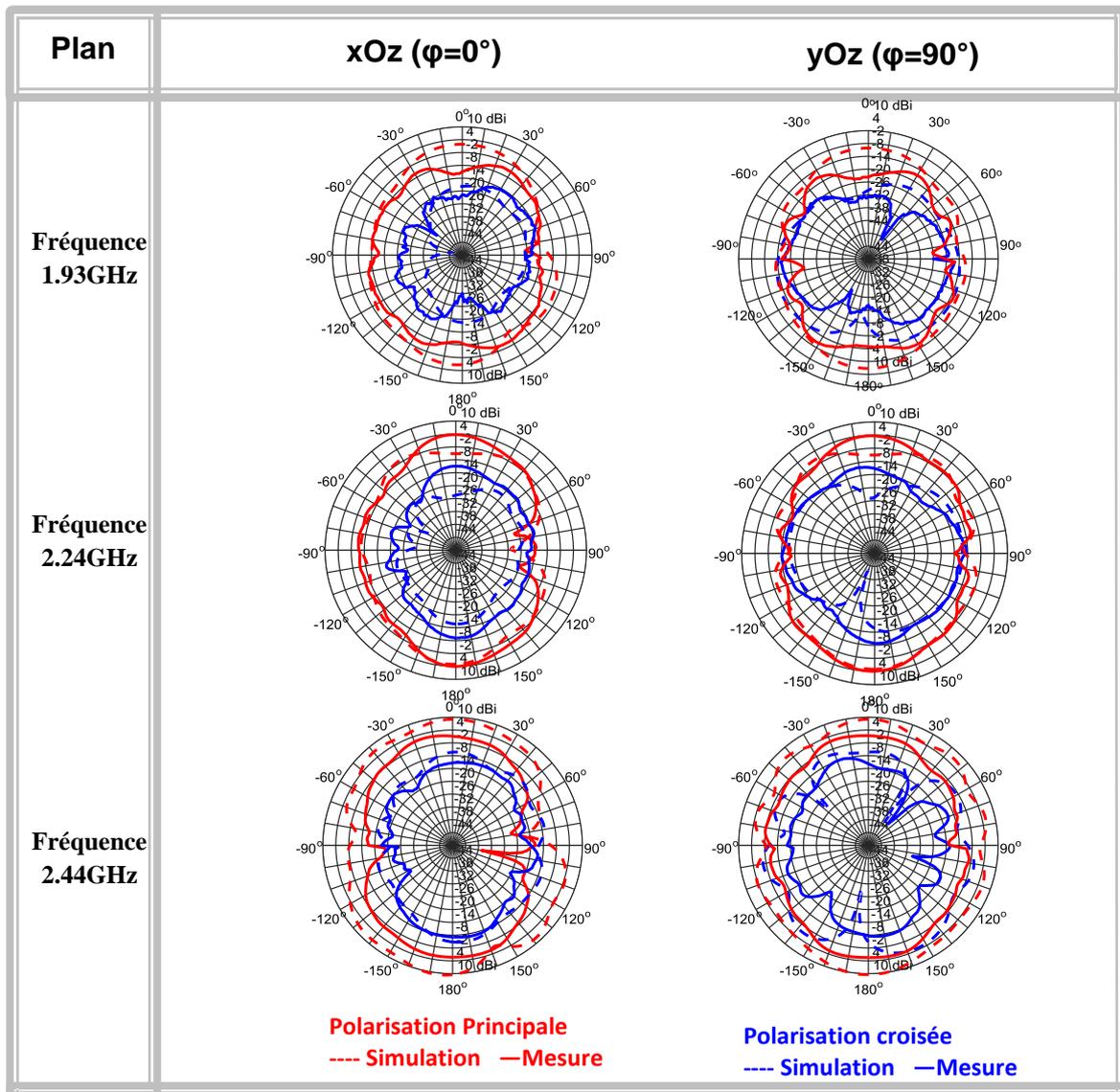


Tableau IV-7 : Diagrammes en gain de l'antenne ST pour différentes tensions appliquées

La Figure IV-33 présente l'évolution de l'efficacité totale en simulation et en mesure en fonction de la tension appliquée sur l'antenne fente intégrant un condensateur ST. Cette antenne présente une efficacité de l'ordre de 21% pour une tension de 0V et cette efficacité augmente en fonction de la tension appliquée pour atteindre une valeur de l'ordre de 60% pour une tension de 20V. Comme attendu, la valeur de l'efficacité totale rayonnée diminue en augmentant la valeur de la capacité du condensateur ST (en baissant la valeur de la tension appliquée). Nous constatons que l'efficacité totale de l'antenne diminue avec la miniaturisation de l'antenne.



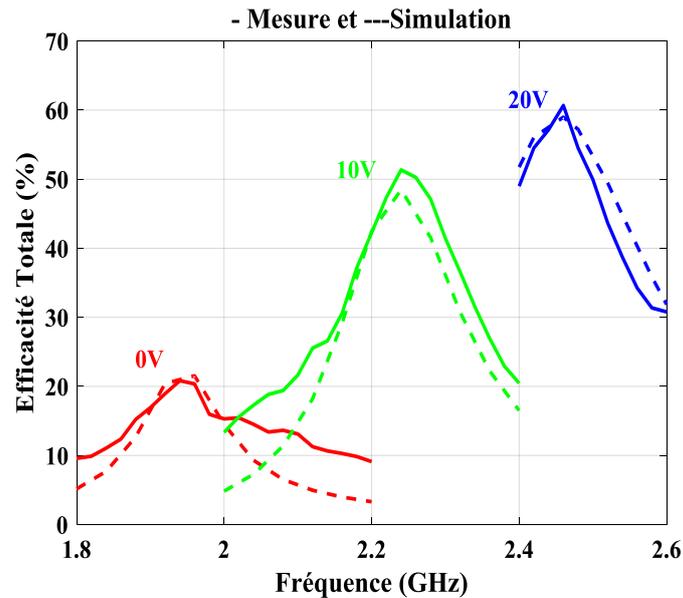


Figure IV-33 : Efficacité totale de l'antenne fente intégrant un condensateur BST commercial (ST)

IV.5.4. Etude des performances de l'antenne intégrant une diode varactor

La Figure IV-34 présente la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne intégrant la diode varactor. Dans un premier temps, nous avons étudié l'agilité de l'antenne fente en fonction de la fréquence pour différentes tensions appliquées sur la diode varactor pour une puissance RF de 0dBm.

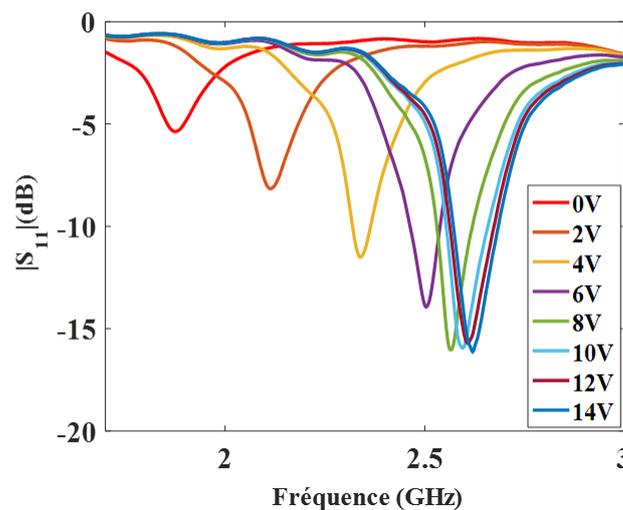


Figure IV-34 : Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne intégrant une diode varactor pour différentes tensions appliquées

L'antenne n'est pas adaptée pour des tensions appliquées entre 0V et 2V. Cela s'explique par le fait que les valeurs de capacité sont trop fortes par rapport aux valeurs de capacités optimales



pour l'antenne. Cependant cette antenne capable de couvrir une bande de 370MHz sous 14V, ce qui est équivalente à une agilité de l'ordre de 14%. La taille électrique de l'antenne est de $\frac{\lambda_0}{4,3} \times \frac{\lambda_0}{256} \times \frac{\lambda_0}{160}$ à 2.33GHz.

IV.6. Etude de la tenue de puissance des antennes étudiées

Pour évaluer la tenue en puissance des antennes agiles étudiées, nous avons réalisé des mesures en puissance pour une fréquence de fonctionnement fixe, c'est-à-dire pour une valeur de capacité fixe et commune aux trois antennes considérées. Le but de ces mesures est de montrer la linéarité des composants intégrés dans l'antenne afin d'évaluer s'il est possible d'utiliser dans une chaîne de transmission. Pour cela, nous avons augmenté la puissance RF injectée de 0 dBm à 9 dBm lors de l'excitation de l'antenne intégrant un condensateur MFM. La Figure IV-35 présente les coefficients de réflexions des trois antennes pour les deux puissances 0dBm et 9 dBm à la fréquence de fonctionnement 2.4 GHz.

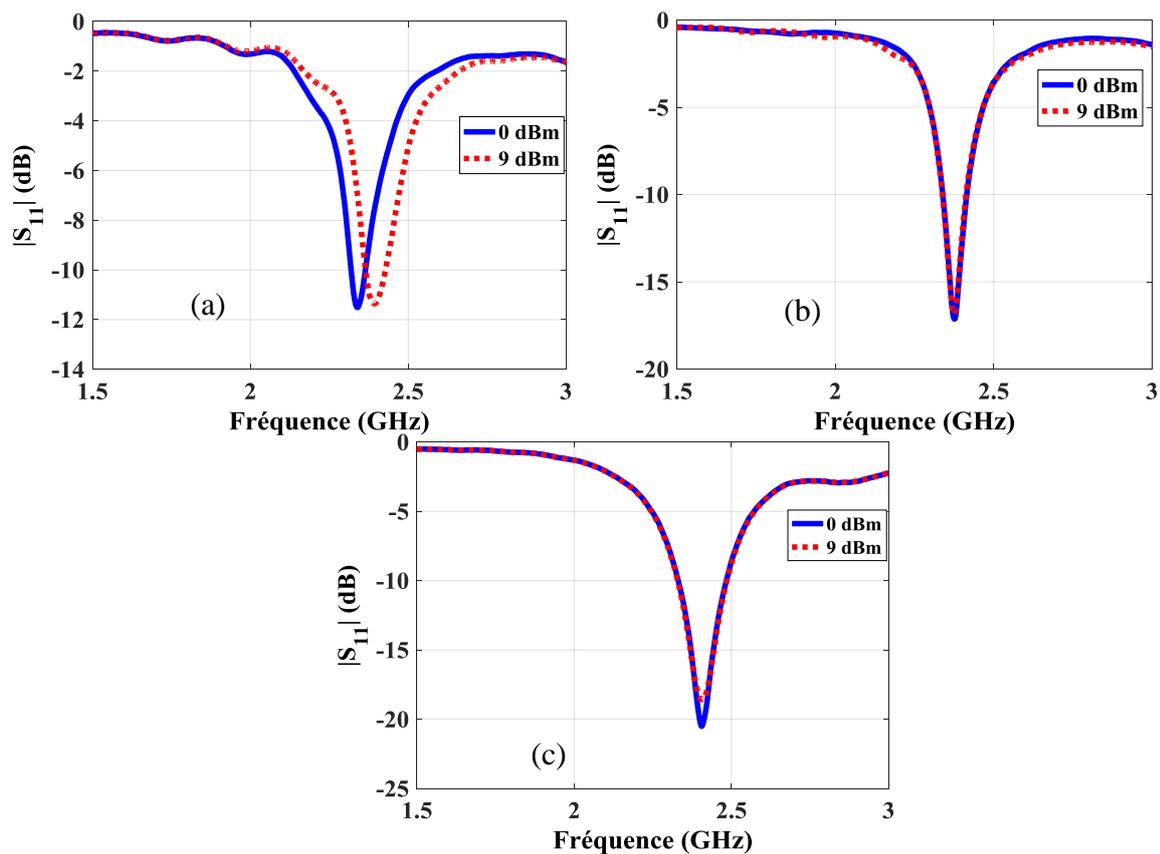


Figure IV-35 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne intégrant une diode varactor (a) un condensateur commercial ST (b) et le condensateur développé dans cette thèse (c) pour différentes puissances injectées



IV.7. Comparaison des performances des différentes antennes étudiées

Antenne étudiée	Taille électrique	Bande passante	Efficacité totale (%)	Agilité (%)	Tenue en puissance
Antenne BST	$\frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{292} \times \frac{\lambda_0}{182}$ à 2.05GHz	1000 MHz sous une tension de 100V	32% à 0V	40% sous un champ de 555kV/cm	>15dBm
Antenne ST	$\frac{\lambda_0}{5} \times \frac{\lambda_0}{308} \times \frac{\lambda_0}{192}$ à 1.94GHz	580MHz sous une tension de 20V	20% à 0V	26% sous une tension de 20V	>15dBm
Antenne varactor	$\frac{\lambda_0}{4,3} \times \frac{\lambda_0}{256} \times \frac{\lambda_0}{160}$ à 2.33GHz	370MHz sous une tension de 14V	-	15% sous une tension de 14V	<5dBm

Tableau IV-8 : Tableau récapitulatif représentant les performances de 3 antennes étudiées

D'après le Tableau IV-8, nous pouvons conclure que l'antenne intégrant un condensateur BST développé au sein du laboratoire XLIM présente des performances globales supérieures aux performances d'antennes intégrant des condensateurs commerciaux (ST ou diode varactor). Cette antenne est capable de couvrir une large bande de fréquence qui dépasse le 1000MHz équivalent à une agilité de l'ordre de 40% sous un champ de 555kV/cm. Son efficacité est toujours supérieure à 32%. Par contre, l'antenne intégrant un condensateur commercial à base du film BST présente une agilité de l'ordre de 26% sous 20V avec une efficacité totale supérieure à 20%. En ce qui concerne la linéarité, ces deux antennes présentent une bonne tenue en puissance (>15 dBm) contrairement à l'antenne intégrant une diode varactor qui présente une faible tenue en puissance RF (<5dBm).



IV.8. Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était de valider expérimentalement les performances d'une antenne reconfigurable en fréquence intégrant des condensateurs à base de BST. Pour ce faire, une première étape a consisté à développer des condensateurs du même type que ceux étudiés dans le chapitre 2 mais présentant des valeurs de capacité plus faibles. Pour cela, une étape technologique a été mise en œuvre afin de structurer les électrodes inférieure et supérieure de telle sorte à ce que leur surface en vue soient suffisamment petite pour obtenir des valeurs de capacités plus faibles. Les valeurs de capacité à obtenir étaient celles définies dans le chapitre 3 à la suite de l'étude sur l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne. La caractérisation de ces condensateurs a été faite en deux étapes : une mesure sous pointe et une mesure sur ligne. Cette deuxième étape de caractérisation est essentielle car elle prend en compte les pertes introduites par l'intégration in-situ du composant (flip-chip). Cette caractérisation in-situ a permis la co-simulation de l'antenne développée dans le chapitre 3 avec les fichiers extraits de la mesure du composant pour différentes tensions de polarisation. La seconde étape fut l'intégration du composant dans l'antenne. L'apport de la polarisation continue sur le composant, sans perturber le fonctionnement RF de l'antenne a été étudié et simulé. L'antenne a été réalisée et le composant intégré de la même manière qu'il a été intégré sur la ligne de transmission. L'évaluation des performances de l'antenne montre une agilité pouvant atteindre 50% lorsque 100V sont appliqués sur le composant MFM. La mesure de diagramme de rayonnement pour différentes tensions appliquées permet de montrer que l'efficacité totale minimale de notre antenne est de l'ordre de 32% pour une tension de 0V et atteint une valeur de 80% à 60V, pour des dimensions électriques de l'antenne de l'ordre de $\lambda_0/5$ à $\lambda_0/292$ à 2.05GHz. Un critère primordial de ce travail était la tenue en puissance de l'antenne afin que celle-ci puisse fonctionner en réception mais également en émission. En effet, la littérature fait état des antennes accordables en fréquence intégrant des diodes varactors sans préciser que celles-ci présentent des non-linéarités à partir de -5 dBm de puissance injectée et ne peuvent donc pas fonctionner en émission. Finalement, nous avons comparé cette antenne avec la même antenne intégrant des composants du commerce. Cette étude montre les avantages à utiliser des couches minces de BST pour des applications hyperfréquences, puisque l'agilité du composant est conservée au niveau de l'élément rayonnant, tout en introduisant des pertes convenables et la linéarité du composant en fait un élément indispensable pour un fonctionnement en émission.



Références

- [1] A. Ghalem *et al.*, “Ultra-High Tunability of λ -Based Capacitors Under Low Electric Fields,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 26, no. 7, pp. 504–506, Jul. 2016.
- [2] H. Y. Li, H. P. Chen, S. C. Chen, C. H. Tai, and J. S. Fu, “A tunable slot loop antenna using interdigitated ferroelectric varactors,” in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 1–2.
- [3] K. C. Pan, H. Jiang, D. Brown, C. H. Zhang, M. Patterson, and G. Subramanyam, “Frequency tuning of CPW bowtie antenna by ferroelectric BST thin film varactors,” in *Proceedings of the 2011 IEEE National Aerospace and Electronics Conference (NAECON)*, 2011, pp. 1–4.
- [4] H. Jiang *et al.*, “Miniaturized and Reconfigurable CPW Square-Ring Slot Antenna Loaded With Ferroelectric BST Thin Film Varactors,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 7, pp. 3111–3119, Jul. 2012.
- [5] V. H. Nguyen, “Antennes miniatures et reconfigurables utilisant des matériaux diélectriques et ferroélectriques oxydes et oxynitrides en couches minces,” phdthesis, Université Rennes 1, 2013.
- [6] “SKYWORKS : Products - Switches for Antenna Applications.” [Online]. Available: http://www.skyworksinc.com/Products/884/Switches_for_Antenna_Applications#. [Accessed: 27-Oct-2017].
- [7] “Home - STMicroelectronics.” [Online]. Available: http://www.st.com/content/st_com/en.html. [Accessed: 20-Aug-2017].





Conclusion Générale





Ce mémoire qui s'articule autour de quatre chapitres, offre un résumé du travail accompli pendant trois années de thèse qui s'est inscrit dans la thématique des antennes miniatures reconfigurables en fréquence. Les principaux objectifs de ces travaux de thèse étaient d'une part la réalisation et la caractérisation en hyperfréquences de condensateurs variables à base de matériaux ferroélectriques en couches minces, qui ont été développés au laboratoire Xlim dans le cadre du projet ANR international MAESTRO, et d'autre part, l'étude de leur intégration dans une antenne miniature qui a été conçue, réalisée et optimisée pour présenter une forte agilité fréquentielle autour de la bande ISM à 2.45GHz.

La première étape de ces travaux, retracée dans le premier chapitre, a été de dresser un état de l'art des antennes miniatures et de mettre en avant les problématiques associées à ces dispositifs (réduction de la bande passante, diminution de l'efficacité de rayonnement), ainsi que les diverses techniques de miniaturisation recensées actuellement. Dans la deuxième partie du chapitre nous avons détaillé les diverses techniques recensées dans la littérature pour rendre une antenne miniature agile en fréquence par l'intégration de divers composants agiles tels que les diodes varactor, les diodes PIN ou les transistors FET qui peuvent modifier l'impédance d'entrée de l'antenne. Ces composants sont largement utilisés dans les antennes agiles pour des raisons de faible coût et compatibilité technologique mais ils souffrent de limitations sur leurs fréquences d'utilisation et d'une faible tenue en puissance RF engendrant des effets de non linéarité, limitant leur utilisation à des antennes fonctionnant en réception. Nous avons montré que l'utilisation de dispositifs de type MEMS RF est une solution permettant de rendre une antenne reconfigurable en fréquence avec une bonne linéarité et de faibles pertes, mais souvent avec une variation discrète (de type digital) de la fréquence de travail de l'antenne. Egalement, l'intégration des MEMS-RF dans un système antennaire reste assez complexe et nécessite des tensions de commande relativement fortes et présente des temps de réponse plus longs que les dispositifs à base de semi-conducteurs. Nous avons également mis en avant l'intérêt de l'utilisation des matériaux ferroélectriques en couche mince comme une solution viable et très intéressante pour réaliser des condensateurs variables permettant d'apporter la reconfiguration fréquentielle d'une antenne miniature.

Le deuxième chapitre, s'est ensuite concentré sur les propriétés physiques des matériaux ferroélectriques (température de Curie, structure cristalline, propriétés diélectriques...) ainsi que sur la présentation des matériaux en couches minces spécifiques utilisés lors de ces travaux, à savoir des films de titanate de baryum et strontium de type $Ba_{2/3}Sr_{1/3}TiO_3$ - BST (obtenus par



le procédé d'ablation laser –PLD au laboratoire SPCTS de l'Université de Limoges)) et des films de titanate de sodium et bismuth ($\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3$ - BaTiO_3 - NBT-BT élaborés par le procédé sol gel au laboratoire NIMP (Roumanie). Dans un premier temps, ces différentes couches minces ont été caractérisées dans le domaine des hyperfréquences utilisant une cavité à deux résonateurs diélectriques pour déterminer leurs caractéristiques diélectriques. Ensuite, les films ferroélectriques ont été intégrés dans des dispositifs de type condensateurs interdigités (IDT) pour évaluer leur accordabilité (variation de la valeur de capacité sous l'application d'un champ électrique). Les performances de ces dispositifs restent modestes montrant des faibles agilités en fonction de la tension appliquée, de l'ordre de 28% sous un champ de 120kV/cm (polarisation dc appliqué de 180V) (pour les films de BST) et 5% sous un champ électrique de 100kV/cm (120V) pour les couches de NBT-BT, avec des pertes relativement fortes autour de 7Ω pour les dispositifs globaux à base de BST. Ainsi, la deuxième partie du chapitre a été consacrée à l'amélioration des performances de dispositifs intégrant une couche BST, en adoptant une topologie de condensateurs de type métal-ferroélectrique- métal (MFM). Les composants réalisés en utilisant cette topologie et des films ferroélectriques de BST montrent de fortes accordabilités à 2.45GHz, à l'état de l'art international, de l'ordre de 70% à 82% (en fonction de l'épaisseur de la couche de BST) sous des champs électriques de 70kV/cm à 500kV/cm. Malgré l'apparition d'effets électrostrictifs qui engendrent des pertes globales des composants (augmentant avec l'augmentation de la polarisation continue), nous avons modélisé ces phénomènes sur une large bande de fréquence et optimisé la topologie des dispositifs afin d'éliminer ces phénomènes en dehors de la bande de travail désirée (autour de 2.45 GHz).

Le troisième chapitre a été consacré à la modélisation et la conception d'une antenne fente miniature en utilisant plusieurs techniques, afin d'optimiser son agilité fréquentielle. Dans un premier temps une fente sans ligne d'excitation a été modélisée analytiquement en se servant des équations développées pour l'étude d'un dipôle. Malgré les bons résultats, cette approche reste viable seulement autour de la résonance fondamentale de l'antenne fente ; pour cette raison nous avons adopté une seconde méthode plus fiable et très large bande en utilisant de modèles de ligne nous permettant de déduire un modèle quadripolaire dont nous avons pu extraire l'équation aisément programmable sous Matlab. La bonne concordance entre les différentes méthodes théoriques développées et la simulation électromagnétique 3D nous a permis de valider ces modèles. Dans la perspective d'intégration d'une capacité variable au sein de l'antenne fente, nous avons mis en évidence que le modèle quadripolaire est le plus adapté et le plus rapide à exécuter en termes de temps de simulation du dispositif antennaire globale. En effet, après avoir intégré la capacité dans l'équation du modèle quadripolaire, il ne restait



plus qu'à faire varier la valeur de la capacité variable pour obtenir l'impédance d'entrée de l'antenne fente agile. Cette étude a permis de déterminer la gamme de valeurs de capacité à intégrer (entre 0.6 pF et 1.5 pF) afin d'obtenir la meilleure agilité fréquentielle de l'antenne.

Enfin, une troisième étape de modélisation a été nécessaire pour prendre en compte l'adaptation ou la désadaptation de l'antenne et afin d'être le plus rigoureux possible, cette étude a été faite de manière analytique. En effet, à partir du modèle quadripolaire de l'antenne fente que nous avons développé sous Matlab, nous avons synthétisé la ligne d'excitation de l'antenne fente pour nous en servir comme d'un circuit d'adaptation. Le programme développé inclut différentes variables d'entrées avec pour objectif de minimiser le coefficient de réflexion $|S_{11}|$ à l'entrée du dispositif pour des valeurs de la capacité C_v comprises entre 0.6pF et 1.5pF. Finalement, l'objectif d'obtenir une adaptation inférieure à -20dB a été trouvé pour une topologie spécifique qui sera utilisé lors de la fabrication du dispositif antennaire.

Le quatrième chapitre présente les travaux de validation expérimentale des performances d'une antenne fente reconfigurable en fréquence intégrant des condensateurs à base de couches ferroélectriques de BST. Lors du deuxième chapitre, nous avons présenté la réalisation de condensateurs MFM dont les performances étaient très encourageantes mais dont les valeurs de capacités obtenues étaient trop fortes pour respecter les critères de la topologie de l'antenne fente développée au troisième chapitre. Ainsi, suite à l'étude de l'optimisation de l'agilité fréquentielle de l'antenne et à sa topologie optimale, la première étape concernait le développement de capacités à base de BST répondant à nos critères de maximisation de l'agilité de l'antenne, à savoir des capacités dont les valeurs seront comprises entre 0.6 pF et 1.5 pF puis à leur intégration au sein de l'antenne fente.

Afin de réaliser des condensateurs avec ces valeurs de capacités, nous avons développé un procédé technologique permettant de réaliser des condensateurs MFM à électrodes structurées dont la surface en regard des électrodes a été diminuée. La caractérisation des condensateurs fabriqués a été faite à la fois par une mesure sous pointes (probes RF) et par une mesure lors de leur intégration sur des lignes de transmission microstrip. Cette deuxième étape de caractérisation a été essentielle car elle prend en compte les pertes introduites par l'intégration in-situ du composant (flip-chip). Cette caractérisation en conditions réels d'utilisation a permis la co-simulation de l'antenne développée dans le troisième chapitre avec les fichiers extraits de la mesure du composant pour différentes tensions de polarisation.

La seconde étape présentée au chapitre final fut l'intégration du composant variable dans le prototype de l'antenne. L'antenne a été réalisée et le composant intégré de la même manière



qu'il a été intégré sur la ligne de transmission microstrip. L'évaluation des performances de l'antenne montre une agilité pouvant atteindre 50% lorsque 100V sont appliqués aux bornes du composant. La mesure du diagramme de rayonnement pour différentes tensions appliquées permet de montrer que l'efficacité totale minimale de notre antenne est de l'ordre de 32% pour une tension de 0V et atteint une valeur de 80% à 60V pour des dimensions de l'antenne de l'ordre de $\lambda_0/5 \times \lambda_0/292 \times \lambda_0/182$ à 2.05GHz.

Enfin, un critère primordial de ce travail était la tenue en puissance de l'antenne afin que celle-ci puisse fonctionner en réception mais également en émission. En effet, la littérature montre des antennes accordables en fréquence intégrant des diodes varactors sans préciser que celles-ci présentent des non-linéarités dès -5 dBm de puissance injectée et ne peuvent donc pas fonctionner en émission.

Finalement, nous avons analysé de manière comparative les performances de cette antenne intégrant des condensateurs BST avec la même topologie d'antennes intégrant des composants du commerce. Nous avons ainsi mis en évidence les avantages à utiliser des couches minces de BST pour des applications hyperfréquences puisque le dispositif présente une très bonne agilité, avec des pertes convenables et la linéarité du composant en fait un élément indispensable pour un fonctionnement en émission des systèmes antennaires.

Dans les perspectives de nos travaux, des investigations en cours sur les propriétés des matériaux ferroélectriques visent à réduire leurs pertes diélectriques en utilisant des échantillons de BST avec différentes compositions. Les études en cours visent également l'évaluation de ces matériaux et des dispositifs les intégrant pour un fonctionnement à plus hautes fréquences (30 à 60 GHz) afin de répondre aux demandes futures associées à la mise en place de la 5G.



Annexe

DATA SHEET

SMV123x Series: Hyperabrupt Junction Tuning Varactors

Applications

- Low tuning voltage VCOs
- High-Q resonators in wireless system VCOs
- High-volume commercial systems

Features

- High capacitance ratio
- Low series resistance for low phase noise
- Packages rated MSL1, 260 °C per JEDEC J-STD-020



Skyworks Green™ products are compliant with all applicable legislation and are halogen-free. For additional information, refer to *Skyworks Definition of Green™*, document number SQ04-0074.

Description

The SMV123x series of silicon hyperabrupt junction varactor diodes are designed for use in Voltage Controlled Oscillators (VCOs) with a low tuning voltage operation. The low resistance of these varactors makes them appropriate for high-Q resonators in wireless system VCOs to frequencies over 10 GHz. This family of varactors is characterized for capacitance and resistance over temperature.

Table 1 describes the various packages and markings of the SMV123x varactors.

Table 1. Packaging and Marking

Single	Single	Single	Common Cathode	Common Anode	Common Cathode	Single
SOD-323 Green™	SOD-323 Green™	SOT-23	SOT-23	SC-70	SC-70	SOD-882 Green™
SMV1231-079LF Marking: Cathode and HF					SMV1231-074LF Green™ Marking: KA3	SMV1231-040LF Marking: A
SMV1232-079LF Marking: Cathode and HG						SMV1232-040LF Marking: Y
SMV1233-079LF Marking: Cathode and HK		SMV1233-001LF Green™ Marking: DP1				SMV1233-040LF Marking: B
SMV1234-079LF Marking: Cathode and HS	SMV1234-011LF Marking: DQ		SMV1234-004LF Green™ Marking: DQ3	SMV1234-073LF Green™ Marking: DQ9		SMV1234-040LF Marking: G
SMV1235-079LF Marking: Cathode and HX						SMV1235-040LF Marking: M
SMV1236-079LF Marking: Cathode and HY	SMV1236-011LF Marking: EQ					SMV1236-040LF Marking: R
		SMV1237-001LF Green™ Marking: DT1				
Ls = 0.7 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 1.5 nH	Ls = 1.4 nH	Ls = 1.4 nH	Ls = 0.45 nH

The Pb-free symbol or "LF" in the part number denotes a lead-free, RoHS-compliant package unless otherwise noted as Green™. Tin/lead (Sn/Pb) packaging is not recommended for new designs.



Table 3. SMV123x Electrical Specifications¹
(T_{or} = 25 °C, Unless Otherwise Noted)

Part Number	C _t @ 1 V (pF)		C _t @ 3 V (pF)	C _t @ 6 V (pF)	C _t @ 1 V / C _t @ 3 V (Ratio)		C _t @ 1 V / C _t @ 6 V (Ratio)		R _s @ 3 V, 500 MHz (Ω)
	Min	Max	Typ	Typ	Min	Max	Min	Max	Typ
SMV1231	1.43	1.72	0.97	0.61	1.5	1.8	2.5	2.8	2.90
SMV1232	2.34	2.86	1.50	0.94	1.5	1.9	2.6	3.3	1.50
SMV1233	3.00	3.60	1.80	1.10	1.5	1.9	2.6	3.3	1.20
SMV1234	5.85	7.15	3.60	2.00	1.6	2.0	2.8	3.4	0.80
SMV1235	10.35	12.65	6.40	3.60	1.6	2.0	2.9	3.4	0.60
SMV1236	15.50	18.50	9.20	5.30	1.6	2.0	3.0	3.5	0.50
SMV1237	45.00	54.00	26.90	14.40	1.6	2.0	3.0	3.5	0.40

¹ Performance is guaranteed only under the conditions listed in this table.

Tested with -079 package.

Reverse voltage V_r (I_s = 10 μA) = 15 V minimum

Reverse current I_r (V_r = 12 V) = 20 nA maximum

Table 4. Capacitance vs Reverse Voltage

V _r (V)	C _t (pF)						
	SMV1231	SMV1232	SMV1233	SMV1234	SMV1235	SMV1236	SMV1237
0	2.35	4.15	5.08	9.63	18.22	26.75	71.82
0.5	1.87	3.22	3.95	7.53	14.12	20.61	56.10
1.0	1.58	2.67	3.28	6.28	11.67	17.02	46.89
1.5	1.40	2.28	2.80	5.39	9.91	14.38	40.33
2.0	1.22	1.97	2.41	4.68	8.52	12.29	35.13
2.5	1.09	1.72	2.09	4.09	7.36	10.56	30.71
3.0	0.970	1.51	1.82	3.58	6.40	9.16	26.87
3.5	0.882	1.35	1.62	3.15	5.62	8.04	23.57
4.0	0.794	1.22	1.45	2.81	4.99	7.19	20.83
4.5	0.732	1.13	1.33	2.54	4.50	6.53	18.62
5.0	0.683	1.05	1.24	2.32	4.11	6.01	16.87
5.5	0.648	0.99	1.16	2.15	3.80	5.61	15.48
6.0	0.613	0.94	1.10	2.02	3.55	5.28	14.36
6.5	0.590	0.90	1.05	1.90	3.34	5.02	13.46
7.0	0.567	0.86	1.01	1.80	3.17	4.81	12.72
7.5	0.551	0.84	0.98	1.72	3.03	4.64	12.11
8.0	0.534	0.81	0.96	1.65	2.91	4.49	11.61
9.0	0.512	0.78	0.92	1.55	2.73	4.28	10.87
10.0	0.497	0.76	0.90	1.47	2.61	4.13	10.38
11.0	0.492	0.75	0.88	1.42	2.53	4.02	10.06
12.0	0.487	0.74	0.87	1.38	2.47	3.95	9.84
13.0	0.480	0.73	0.86	1.35	2.43	3.89	9.68
14.0	0.472	0.73	0.85	1.33	2.40	3.84	9.56
15.0	0.466	0.72	0.84	1.32	2.38	3.80	9.47



Typical Performance Characteristics

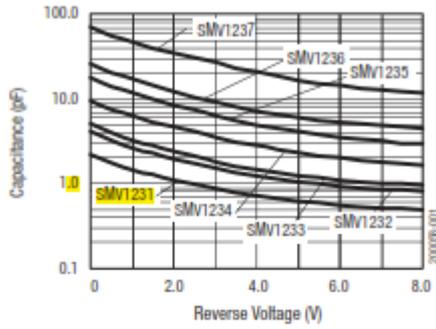


Figure 1. Capacitance vs Reverse Voltage

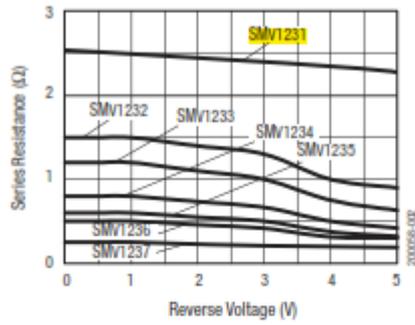


Figure 2. Series Resistance vs Reverse Voltage @ 500 MHz

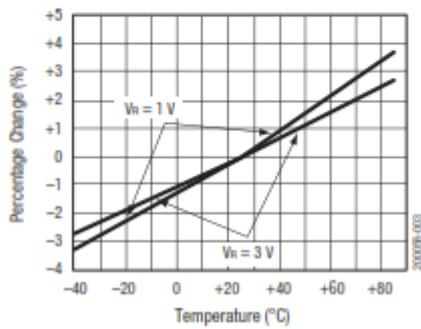


Figure 3. Relative Capacitance Change vs Temperature

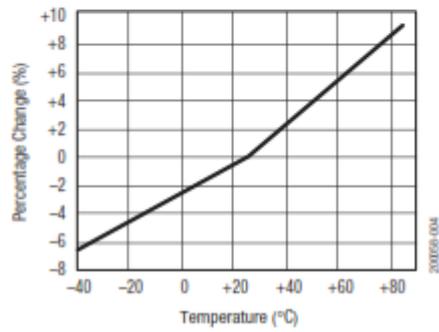


Figure 4. Relative Series Resistance Change vs Temperature @ 500 MHz



MA46 Series



Surface Mount GaAs Tuning Varactors 0.75, 1.25, & 1.5 Gamma Hyperabrupt

Rev. V8

Features

- Gamma Hyperabrupt Junctions: 0.75, 1.25 and 1.5
- Surface Mount Packages
- Very High Quality Factor
- Capacitance Ratio to 10:1
- Case Style 1056 is Hermetic and may be Screened to JANTX levels
- Tape and Reel Packaging Available

Description

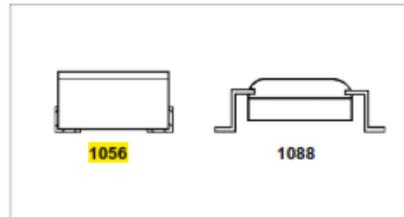
MACOM offers three families of low cost surface mount gallium arsenide tuning varactors. All families have silicon nitride protected junctions for low leakage current and high reliability.

The MA46H070 through MA46H073 family has hyperabrupt junctions with constant gamma of 0.75 from 0 to 20 volts and very high quality factor approaching that of abrupt junction varactors, but higher capacitance change versus tuning voltage. These diodes are very well suited for narrow bandwidth VCOs and VTFs where wide tuning range and very high quality factor are required.

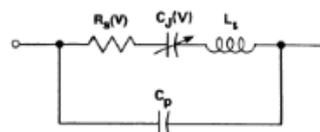
The MA46H200 through MA46H204 family has hyperabrupt junctions with constant gamma of 1.25 from 2 to 20 volts and has the largest capacitance ratio of the families of GaAs varactors and high quality factor. These diodes are very well suited for wide bandwidth VCOs and VTFs where the optimum combination of very wide tuning range and high quality factor is required.

The MA46H500 through MA46H504 family has hyperabrupt junctions with constant gamma of 1.5 from 2 to 12 volts and high quality factor. Designed for wide bandwidth VCOs and VTFs where limited bias voltage is available. These varactors have lower quality factor than the other families of GaAs varactors.

Common Case styles



Packaged Tuning Varactor Equivalent Circuit



Absolute Maximum Ratings^{1,2}

Parameter	Absolute Maximum	
	Case 1056	Case 1088
Operating Temperature	-65°C to +150°C	-65°C to +125°C
Storage Temperature	-65°C to +200°C	-65°C to +125°C
Reverse Voltage	Breakdown Voltage	
Forward Current	50 mA @ 25°C	
Power Dissipation	50 mW @ 25°C, de-rate linearly to 0 mW @ maximum operating temperature	

1. Exceeding any one or combination of these limits may cause permanent damage to this device.
2. MACOM does not recommend sustained operation near these survivability limits.



MA46 Series

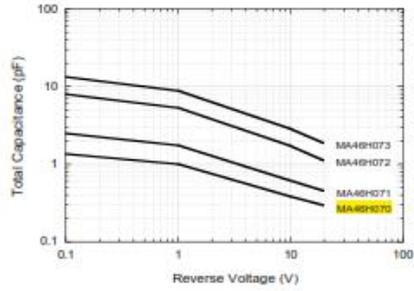


Surface Mount GaAs Tuning Varactors 0.75, 1.25, & 1.5 Gamma Hyperabrupt

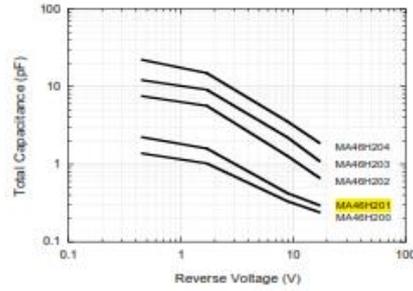
Rev. V8

Typical Performance Curves

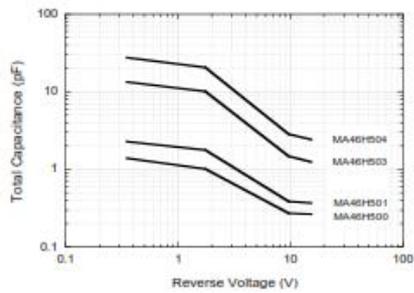
0.75 Gamma Hyperabrupt



1.25 Gamma Abrupt



1.5 Gamma Hyperabrupt



Liste des publications personnelles

• Articles dans des revues internationales à comité de lecture

1. A.Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, M. Rammal, L. Trupina, L. Nedelcu, M. G. Banciu, P. Dutheil, C. Constantinescu, P. Marchet, F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux “Electrical transport properties and modelling of electrostrictive resonance phenomena in $Ba_{(2/3)}Sr_{(1/3)}TiO_3$ -thin films”, *Journal of Applied Physics*, American Institute of Physics, 2016, 120 (18),
2. A.Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. dumas-bouchiat, P. Marchet, C. Champeaux, L. Trupina, L. Nedelcu, M.G. Banciu, “Ultra-High tunability of $Ba_{(2/3)}Sr_{(1/3)}TiO_3$ -based Capacitors under Low Electric Fields”, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2016, 26 (7)
3. L. Huitema, M. Cernea, A. Crunteanu, L. Trupina, L. Nedelcu, G.M. Banciu, A. Ghalem, M. Rammal, V. Madrangeas, D. Passerieux, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, and C. Champeaux, "Microwave dielectric properties of BNT-BT0.08 thin films prepared by sol-gel technique“, *Journal of Applied Physics*, American Institute of Physics, 2016, 119, pp.144103.
4. L. Trupina, L. Nedelcu, C. C. Negrila, M. G. Banciu, L. Huitema, A. Crunteanu, M. Rammal, A. Ghalem, "Growth of highly textured iridium thin films and their stability at high temperature in oxygen atmosphere ", *Journal of Materials Science*, September 2016, Vol51, issue 18, pp 8711-8717
5. Jean, F., Huitema, L., Ghalem, A., M. Rammal, Boulle, A., Rémondière, F., Orlianges, J.-C., Députier, S., Crunteanu, A., Passerieux, D., Chatras, M., Guilloux- Viry, M. and Duclère, J.-. R. “Microwave dielectric properties of pure and Mn-doped lead-free $Na_{0.5}Bi_{0.5}TiO_3$ epitaxial thin films grown on (001) $LaAlO_3$ single crystals using pulsed laser deposition” *Physica Status Solidi A- applications and Materials Science*, 2016, 213 (12), pp.3221--3230

• Congrès internationaux à comité de lecture et actes publiés

1. M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas , P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux,, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea “ BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna “ 2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), Florida, USA.
2. M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas , P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, “Barium strontium titanate thin film varactors with very high tunability”, *Electroceramics XV*, Limoges, France.
3. M.Rammal, A. Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, C. Champeaux, L. Trupina, L. Nedelcu, G. Banciu “Characterization of Barium Strontium Titanate thin film capacitors in the microwave frequency band “. *Electroceramics XV, Limoges, France, 27-29 Juin 2016*, Jun 2016, Limoges, France
4. A. Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, M. Rammal, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas , F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, “High-frequency characterisation of ferroelectric thin film capacitors and their integration for frequency tunable antennas” *the 9th international conference on advanced materials, rocama 2017, bucharest, romania, 11-14 july 2017* , jul 2017, bucarest, Romania
5. C. Goldner-Constantinescu, A. Ghalem, M. Rammal, P. Marchet, L. Huitema, A. Crunteanu, L. Nidelcu, L. Trupina, F. Dumas-Bouchiat C. Champeaux, « Pulsed laser deposition of thin film capacitors with applications in highly tunable digital and analog microwave devices” *the 9th international conference on advanced materials, rocama 2017, bucharest, romania, 11-14 july 2017* , jul 2017, bucarest, romania
6. V. Stancu, M. Cernea, V. Mihalache, L. Nedelcu, L. Trupina, G. Banciu, L. Huitema, A. Ghalem, A. Crunteanu, M. Rammal, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, C. Goldner-



- Constantinescu, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, C. Champeaux « Microwave dielectric properties of $(1-x)\text{Bi}_{0.5}\text{Na}_{0.5}\text{TiO}_3 - x\text{BaTiO}_3$ thin film » *the 9th international conference on advanced materials, rocam 2017, bucharest, romania, 11-14 july 2017* , jul 2017, bucarest, Romania
7. L. Trupina, L. Nedelcu, R. Radu, I. Pasuk, G. Banciu, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, P. Marchet, C. Champeaux, L. Huitema, A. Ghalem, M. Rammal, A. Crunteanu, V. Madrangeas, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, « Ferroelectric varactors based on heteroepitaxially grown $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ the 9th international conference on advanced materials, rocam 2017, bucharest, romania, 11-14 july 2017 » , jul 2017, bucarest, Romania
 8. C. Constantinescu, P. Dutheil, A. Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, , A. Crunteanu, P. Marchet, F. Dumas-Bouchiat , C. Champeaux, « $\text{Ba}_{(2/3)}\text{Sr}_{(1/3)}\text{TiO}_3$ (BST) and $\text{Na}_{(1/2)}\text{Bi}_{(1/2)}\text{TiO}_3$ (NBT) thin films grown by pulsed laser deposition (PLD) for highly-tunable capacitors with applications in radiofrequency (RF) and microwave devices ». *Electroceramics XV, Limoges, France, 27-29 Juin 2016*, Jun 2016, Limoges, France.
 9. L. Trupina, L. Nedelcu, G. Banciu, C. Negrila, M Rammal, A. Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, , A. Crunteanu, P. Marchet, F. Dumas-Bouchiat , C. Champeaux, “Iridium bottom electrodes for tunable microwave components”. *Electroceramics XV, Limoges, France, 27-29 Juin 2016*, Jun 2016, Limoges, France.
 10. M. Cernea, L. Nedelcu, L. Trupina, G. Banciu, L. Huitema, A. Crunteanu, A. Ghalem, M. Rammal, V. Madrangeas, D. Passerieux, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, P. Marchet, C. Champeaux « BNT-BT0.08 thin films for electrically-controlled microwave devices. *Electroceramics XV* », *Limoges, France, 27-29 Juin 2016*, Jun 2016, Limoges, France
 11. C. Constantinescu, P. Dutheil, F.c Dumas-Bouchiat, P. Marchet C. Champeaux , A. Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, « Highly-tunable capacitors at low electric field using $\text{Ba}_{(2/3)}\text{Sr}_{(1/3)}\text{TiO}_3$ and $\text{Na}_{(1/2)}\text{Bi}_{(1/2)}\text{TiO}_3$ thin films grown by PLD » *European Materials Research Society, EMRS, Lille, France, 2-6 Mai 2016*, May 2016, Lille, France
 12. P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas, L. Nidelcu, L. Trupina, G. Banciu, M. Cernea “Tunable thin films $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ and multilayers for miniature antenna 14th International Conference, European Ceramic Society (ECERS), June 21 -25 2015, Toledo, Spain.
 13. P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas, L. Nidelcu, L. Trupina, G. Banciu, M. Cernea, “ Ferroelectric thin films deposited by PLD for tunable capacitors 20th International Colloquim on Plasma Processes (CIP)“ June 1-5 2015, Saint –Etienne, France.
 14. P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V.Madrangeas, L. Nidelcu, L. Trupina, G. Banciu, M. Cernea, “ $(\text{Ba,Sr})\text{TiO}_3$ thin films integrated in miniature antenna“European Materials Research Society (E-MRS), May 11-15 2015, Lille, France.



• **Congrès nationaux à comité de lecture et actes publiés**

1. M. Rammal, A. Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, « Antenne reconfigurable en fréquence intégrant un condensateur ferroélectrique de type MFM » XXèmes Journées Nationales Micro-ondes saint-malo (JNM) du 16 au 19 mai 2017.
2. A. Ghalem, M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, « Capacités ferroélectriques accordables pour la réalisation de dispositifs hyperfréquences reconfigurables » XXèmes Journées Nationales Micro-ondes (JNM) saint-malo du 16 au 19 mai 2017
3. M. Rammal, A. Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, " Dispositifs à base de couches minces ferroélectriques hautement accordables sous champ faible " 14^{èmes} Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux Calais (JCMM), 23-25 Mars 2016.
4. M. Rammal, A. Ghalem, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, " Dispositifs à base de couches minces ferroélectriques hautement accordables sous champ faible " JNRDM 2016 - Journées nationales du réseau doctoral en micro-nanoélectronique, Toulouse, 11-13 mai 2016.
5. M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, "Antenne fil-plaque accordable en fréquence par l'utilisation de matériaux ferroélectriques " XIX^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM) 3-4-5 Juin 2015 - Bordeaux
6. M. Rammal, L. Huitema, A. Crunteanu, D. Passerieux, D. Cros, T. Monédière, V. Madrangeas, P. Dutheil, F. Dumas-Bouchiat, C. Goldner-Constantinescu, S. Quignon, P. Marchet, C. Champeaux, L. Nidelcu, L. Trupina, M. Cernea, " Intégration de capacités ferroélectriques en couches minces pour des antennes fil-plaque accordable en fréquence " Assemblée Générale du GDR ONDES " 19-21 Octobre 2015, Lyon





Résumé

L'évolution rapide des communications sans fil a favorisé l'augmentation du nombre de standards alloués aux systèmes de communication fonctionnant sur différentes bandes de fréquences. Pour accompagner les derniers développements de systèmes sans fil, il est indispensable de concevoir des antennes miniatures intégrables. Cependant, la miniaturisation des antennes s'accompagne d'une réduction significative de la bande passante et de leur efficacité de rayonnement ainsi qu'à l'apparition d'un décalage fréquentiel de leurs fréquences de fonctionnement lorsqu'elles sont étudiées dans leur contexte d'utilisation. L'intégration de dispositifs accordables au sein d'une antenne permet de répondre favorablement à ces problématiques. Parmi les solutions proposées dans la littérature, l'utilisation de matériaux ferroélectriques en couche mince permet de concevoir un condensateur accordable en fonction du champ électrique appliqué. Ces dispositifs réalisés à base de couches minces ferroélectriques ont été développés pour répondre aux exigences particulières et extrêmes des systèmes de télécommunication actuels (miniaturisation, faible coût, facilité de fabrication et d'intégration et bonne tenue en puissance). Cette thèse s'inscrit dans la continuité des recherches sur les antennes reconfigurables en fréquences à base de matériaux ferroélectriques. Deux axes principaux ont été développés au cours de ces travaux de recherche : le développement et la réalisation de condensateurs intégrant un film BST au sein du laboratoire XLIM et leurs caractérisations en hyperfréquence. La seconde partie de nos travaux concerne l'intégration de l'un de ces dispositifs accordables au sein d'une antenne miniature afin d'étudier son accordabilité en fréquence.

Mots-clés : Antennes miniatures, agilité en fréquence, couches minces, ferroélectrique

Abstract

The rapid growth of wireless communication has promoted the increase of the number of standards for wireless applications. This progress requests new manufacturing processes of smart devices that are able to work on several frequency bands. However, the miniaturization of antennas is accompanied by a significant reduction of the bandwidth as well as its radiation efficiency and it becomes dependent on its using context. Tunable devices can be integrated within antennas in order to overcome these main issues. Among the solutions proposed in the literature, thin-film ferroelectric materials are used to realize tunable capacitors. The use of such materials allows the design of a tunable capacitor that can be tuned by an applied electric field. The advances of these ferroelectric thin-film devices were developed in order to meet particular and extreme requirements for today's telecommunication systems (miniaturization, low cost, ease of the manufacture process, integration and good power handling). This thesis is part of ongoing research over frequency reconfigurable antennas which are based on ferroelectric materials. Two main axes were developed during this work: The development and realization of capacitors that incorporate a BST film along with their microwave characterizations within XLIM lab. The second part of our work is dedicated to the realization of the complete tunable antenna.

Key words : antennas, miniaturization, agility, thin film, ferroelectric

Institut de Recherche XLIM –UMR CNRS n°7252
Axe système RF –Axe RF-EMITE
123 Avenue Albert Thomas – 87060 LIMOGES CEDEX

