

Université de Limoges
ED 653 - Sciences et Ingénierie (SI)
Laboratoire XLIM – UMR CNRS 7252

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Sciences et ingénierie de l'information

Présentée et soutenue par
Vincent MUZZUPAPA

Le 19 juin 2024

**Développement d'antennes reconfigurables en fréquence dans le
domaine millimétrique par l'intégration de condensateurs
ferroélectriques**

Thèse dirigée par Laure HUITEMA et Aurelian CRUNTEANU

JURY :

Président du jury

M. Dominique Cros, Professeur, Xlim, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Leonardo Lizzi, Maître de Conférences, HDR, Université de Trento

M. Ala Sharaiha, Professeur, IETR, Université de Rennes

Examineurs

M. Hartmut Gundel, Professeur, IETR, Nantes Université

M. Hervé Parvery, Ingénieur R&D, CISTEME

M. Dominique Cros, Professeur, Xlim, Université de Limoges

Mme. Laure Huitema, Maître de Conférences, HDR, Xlim, Université de Limoges

M. Aurelian Crunteanu-Stanescu, Directeur de recherche CNRS, Xlim



A mes grands-pères Jean et René.

La règle que suit en cela un homme sage est de renoncer à de légères voluptés pour en avoir de plus grandes, et de savoir supporter des douleurs légères pour en éviter de plus fâcheuses.

Cicéron

Remerciements

En premier lieu, je souhaite remercier tous mes proches, amis et famille, qui m'ont soutenu tout au long de ces trois années et demi de thèse. Tout particulièrement, je remercie mes parents, **Florence** et **Joseph**, dont le soutien et la tendresse sont omniprésents et indéfectibles.

Je tiens ensuite à remercier mes collègues et amis rencontrés au sein du laboratoire. Merci à toi **Ricardo** pour ces belles discussions scientifiques, même si tu laisses la fenêtre ouverte en plein hiver. Merci à toi **Eduard**, dont l'esprit de contradiction forgé par tes fameuses vidéos youtube nous a toujours permis d'avoir des discussions mer...veilleuses. Merci à toi **Nour** pour ton « Direct » Mind, ta malice et pour ta bonne humeur quotidienne. Merci à toi **Benjamin**, pour ton expérience de trading, même si bitcoin se casse la gueule. Merci à toi **Nicolas**, pour toutes ces terres brûlées que j'entends encore résonner dans les cuves des pulvés de ma jeunesse. Je remercie aussi chaleureusement **Mouayd, Rosa, Charles Emmanuel, Jehison**, et **Elisa**.

J'adresse également mes remerciements à toutes les personnes qui gèrent les ressources de la plateforme PLATINOM. Merci à **Eric, Damien, Cyril, Nicolas**, et **Sébastien** pour votre disponibilité, votre patience, et votre contribution à mes travaux de thèse.

Je salue également **Julien, Nicolas** et **Françoise**, pour m'avoir accordé leurs confiances et pour m'avoir permis de découvrir le monde de l'enseignement.

Je remercie également nos confrères de l'IETR de Nantes, **Caroline Borderon** et **Hartmut W. Gundel** pour leur participation à ces travaux dans le cadre de l'élaboration des couches minces ferroélectriques.

Enfin j'adresse mes plus sincères remerciement à mes directeurs de thèse, **Laure** et **Aurelian**. Merci de m'avoir offert cette opportunité. Merci pour la confiance que vous m'avez accordée, qui je le sais, parfois a été mise à rude épreuve. Merci pour votre grande disponibilité et votre grande réactivité, malgré vos emplois du temps surchargés. Et par-dessus tout, merci infiniment pour votre bienveillance, et pour avoir su trouver les mots justes dans les moments de doutes.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des matières

Introduction générale.....	18
Chapitre I. État de l'art sur les antennes reconfigurables et technologies accordables	23
I.1. Introduction	23
I.2. Antennes millimétriques et reconfigurables	23
I.2.1. Caractéristiques générales des antennes	24
I.2.2. Types de reconfigurabilités antennaires	30
I.3. Technologies de reconfiguration d'antennes millimétriques	34
I.3.1. Diodes PIN	34
I.3.2. Varicap	36
I.3.3. Micro Electro-Mechanical Systems (MEMS)	40
I.4. Technologies de reconfigurabilités à matériaux "agiles"	43
I.4.1. Matériaux ferroélectriques	44
I.4.1.1. Propriétés des matériaux ferroélectriques	44
I.4.1.2. Influence de l'utilisation de couches minces ferroélectriques.....	48
I.4.1.3. Techniques de dépôt en couches minces	49
I.4.1.4. Applications des matériaux ferroélectriques	51
I.4.2. Matériaux chalcogénures à changement de phase (PCM).....	56
I.4.2.1. Propriétés des matériaux à changement de phase.....	56
I.4.2.2. Mécanismes de changement de phase	58
I.4.2.3. Applications des matériaux à changement de phase.....	62
I.5. Bilan sur les technologies de reconfigurabilité.....	67
I.6. Conclusion du chapitre I.....	69
Chapitre II. Fabrication et performances de condensateur planaires inter-digités intégrant des couches minces ferroélectriques de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$	71
II.1. Introduction	71
II.2. Performances électromagnétiques des matériaux ferroélectriques intégrés dans différentes structures de condensateurs	72
II.2.1. Titanate de Baryum et Strontium	72
II.2.2. Structures des condensateurs intégrant des couches ferroélectriques	73
II.3. Fabrication des condensateurs ferroélectriques inter-digités.....	76
II.3.1. Dépôt des couches minces de BST par solution-gélification (sol-gel)	76
II.3.2. Dépôt des électrodes métalliques inter-digitées.....	77
II.4. Mesures des performances des condensateurs ferroélectriques inter-digités	79
II.4.1. Modèle électrique des condensateurs inter-digités	79
II.4.2. Dispositif de mesure des condensateurs inter-digités	80
II.4.3. Performances	82
II.4.3.1. Influence des dimensions et de la composition du BST.....	82
II.4.3.2. Influence de la température sur les valeurs de capacité des dispositifs FIDC92	
II.4.4. Estimation de la permittivité des couches de BST par rétro-simulation	93
II.5. Conclusion	95
Chapitre III. Conception, fabrication et performances d'une antenne patch millimétrique rendue reconfigurable en fréquence par l'intégration de condensateurs ferroélectriques planaires inter-digités	97
III.1. Introduction	97
III.2. Conception et modèle électrique de l'antenne.....	98

III.2.1. Structure initiale de l'antenne	98
III.2.2. Principe de fonctionnement de l'antenne	99
III.2.3. Modèle électrique de l'antenne	102
III.2.3.1. Modèle électrique du patch	102
III.2.3.2. Modèle électrique de la fente boucle intégrant les FIDC.....	103
III.2.3.2.1. Caractérisation des lignes à fente constituant la fente-boucle.....	103
III.2.3.2.2. Pré-dimensionnement de la fente-boucle via modèle électromagnétique	106
III.2.3.3. Couplage entre fente-boucle et patch.....	111
III.2.3.4. Modèle électrique de l'antenne global	112
III.2.4. Optimisation de l'antenne	112
III.2.4.1. Influence de la position des FIDC dans la fente-boucle.....	112
III.2.4.2. Influence de la longueur du patch et de la valeur des FIDC	115
III.2.4.3. Efficacité de rayonnement de l'antenne.....	117
III.2.5. Conception des FIDC à intégrer dans l'antenne	118
III.2.6. Fabrication de l'antenne	120
III.3. Mesures et performances de l'antenne reconfigurable en fréquence	121
III.3.1. Influence de l'alignement entre le patch et la fente-boucle.....	121
III.3.2. Performances de l'antenne optimisée.....	123
III.3.2.1. Dispositif de mesure.....	124
III.3.2.2. Comparaison de l'impédance de l'antenne mesurée et simulée à partir du modèle électrique	124
III.3.2.3. Diagramme de rayonnement de l'antenne.....	127
III.3.2.4. Efficacité de rayonnement.....	128
III.3.2.5. Comparaison à d'autres dispositifs.....	130
III.4. Conclusion du chapitre III.....	131
Chapitre IV. Commutateurs radiofréquence à matériaux à changement de phase activés électriquement.....	133
IV.1. Introduction.....	133
IV.2. Architecture typique d'un commutateur à changement de phase activé électriquement	133
IV.2.1. Substrat et première couche d'isolation.....	134
IV.2.2. Élément chauffant	136
IV.2.3. Deuxième couche d'isolation.....	137
IV.2.4. Matériau à changement de phase et électrodes RF	138
IV.2.5. Couche de passivation	139
IV.3. Procédé de fabrication de commutateurs PCM.....	139
IV.4. Dispositif simplifié	141
IV.5. Dispositif final complet.....	144
IV.5.1. Simulations thermiques des commutateurs PCM	145
IV.5.2. Résultats de mesures	148
IV.5.3. Perspectives : Réalisation des dispositifs DTC.....	152
IV.6. Conclusion du chapitre IV	155
Conclusion générale.....	157
Références bibliographiques	160

Table des illustrations

Figure 1 : Évolution du nombre d'objets connectés dans le monde entre 2015 et 2025 [1]...18	18
Figure 2 : (a) Schéma d'une antenne en émission alimenté par un générateur et (b) modèle électrique de Thévenin équivalent faisant apparaître l'impédance de l'antenne24	24
Figure 3 : Ligne de transmission sans perte terminée par une impédance de charge Z_L25	25
Figure 4 : Différentes représentations possibles du diagramme de rayonnement d'une antenne patch. Représentations (a) sphérique à 3 dimensions, (b) planaire à 2 dimensions et (c) polaire 1 dimension.26	26
Figure 5 : Système de coordonnées cylindriques utilisé pour l'analyse du rayonnement des antennes. Images tirée de [7]27	27
Figure 6 : Schéma des puissances dans un système antennaire. P_c représente les pertes par effet Joule dans les conducteurs et P_d les pertes diélectriques.....27	27
Figure 7 : Polarisation en fonction de l'amplitude des composantes du champ électriques et de leur déphasage φ30	30
Figure 8 : Fréquences permettant de calculer l'accordabilité fréquentielle d'une antenne d'après l'équation (18).....32	32
Figure 9 : Réseau d'antenne 1D de 3 antennes disposées linéairement33	33
Figure 10 : Schéma diode PIN.....34	34
Figure 11 : (a) Architecture d'une antenne millimétrique pour applications 5G, rendu reconfigurable en rayonnement par l'intégration de diodes PIN. (b) Modes de fonctionnement en fonction de la diode alimentée et (c) densité de courant en mode R.....35	35
Figure 12 : Performances de l'antenne présentée dans [10]. (a) Coefficient de réflexion et (b) diagramme de rayonnement dans le plan horizontal ($\theta=90^\circ$) pour les deux états à 60 GHz .35	35
Figure 13 : Architecture et performances du dispositif antennaire intégrant des diodes PIN présenté dans [11].....36	36
Figure 14 : Architecture de l'antenne reconfigurable en fréquence présentée dans [12]. (a) Vue de dessus et (b) vue en coupe du dispositif.....37	37
Figure 15 : Performances simulées d'un élément unitaire chargé par quatre varicaps pour une tension de polarisation des varicaps comprise entre 0V et 16V. (a) Coefficient de réflexion, (b) efficacité totale et (c) diagrammes de rayonnement dans les plans xoz (gauche) et yoz (droite)38	38
Figure 16 : Architecture et performances de l'antenne patch intégrant trois diodes varicaps présentée dans [13]. (a) Structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion mesuré pour différentes valeurs des trois varicaps comprises entre 0,34 pF et 2,95 pF, et (c) gains simulés et mesurés.39	39
Figure 17 : Architectures de composant MEMS extraites de [14]. (a) Structure à contact ohmique et (b) structure à contact capacitif.40	40
Figure 18 : Architecture de l'antenne reconfigurable en fréquence étudiée dans [17]41	41

Figure 19 : Coefficient de réflexion de l'antenne présentée dans [17] lorsque (a) le MEMS A est activé et (b) le MEMS B est activé.	42
Figure 20 : Architecture de l'antenne reconfigurable en polarisation présentée dans [18].	42
Figure 21 : Performances mesurés de l'antenne reconfigurable en polarisation présentée dans [18]. (a) Coefficients de réflexions mesurés pour les polarisations linéaires et circulaires, (b) taux d'ellipticités mesurés pour les polarisations linéaires et circulaires, (c) diagramme de rayonnement en polarisation linéaire et (d) circulaire mesuré à 21 GHz dans un plan normal à la ligne d'excitation CPW.	43
Figure 22 : Permittivité du $Ba_{0,6}Sr_{0,4}TiO_3$ en fonction du champ électrique de polarisation [30]	44
Figure 23 : Classification des structures cristallines.	45
Figure 24 : Maille cristalline du $BaTiO_3$ (structure pérovskite de type ABO_3) pour une structure réticulaire tétragonale impliquant une phase ferroélectrique (gauche, $T < T_C$) et cubique impliquant une phase paraélectrique (droite, $T > T_C$) [33].	46
Figure 25 : Permittivités de céramiques de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ de différentes compositions x en fonction de la température [30].	47
Figure 26 : Variation de la tangente de pertes et de la permittivité d'une couche mince de STO intégrée dans un condensateur planaire en fonction de la tension DC de polarisation et de la température [30].	48
Figure 27 : Dégradation des performances du STO lorsqu'utilisé en couche mince. (a) Permittivité du STO sous forme massive (bulk), (b) permittivité du STO sous forme de couche mince et (c) tangente de pertes du STO en fonction de son utilisation (massive ou couche mince) [30]	49
Figure 28 : Schéma de principe de dépôt par pulvérisation cathodique magnétron RF [40].	50
Figure 29 : Architecture et modèle électrique du condensateur SMD proposé dans [50]. (a) Vue globale du dispositif, (b) modèle électrique équivalent, (c) dimensions de l'électrode DC et (d) dimensions des électrodes RF	51
Figure 30 : Performances du condensateur ferroélectrique SMD présenté dans [50]. (a) Capacité et tangente de perte en fonction de la fréquence pour les tensions de polarisation DC extrêmes (0V et 35V) et (b) variation de la capacité et de la tangente de perte pour un cycle de polarisation (0V → 35V → -35V → 0V)	52
Figure 31 : Antenne PIFA intégrant le condensateur ferroélectrique SMD [50]. (a) Antenne PIFA fabriquée et (b) coefficient de réflexion mesuré de l'antenne PIFA pour les tensions de polarisation extrêmes du condensateur (0V et 35V)	52
Figure 32 : (a) Architecture de la fente-boucle intégrant les condensateurs ferroélectriques MIM présentée dans [51] et (b) structure des condensateurs MIM	53
Figure 33 : (a) Mesure de la capacité des condensateurs MIM intégrés dans la fente boucle pour différentes tension de polarisations comprises en -8V et 8V, et (b) coefficients de réflexions et (c) gain mesurés de la fente-boucle en fonction de la tension de polarisation des condensateurs MIM.	54

Figure 34 : Architecture et dimensions de l'antenne fente-boucle intégrant des condensateurs ferroélectriques inter-digités à base de couches minces de KNN présentée dans [52]	54
Figure 35 : Performances mesurées de l'antenne fente-boucle intégrant des condensateurs à base de KNN présentée dans [52]. (a) Coefficient de réflexion de l'antenne pour un champ électrique nul et de 88 kV/cm et (b) gain mesuré de l'antenne pour un champ électrique nul et de 52 kV/cm	55
Figure 36 : Évolution de la résistivité d'un matériau PCM en fonction de sa température au cours d'un processus de cristallisation [59].....	57
Figure 37 : Représentation des différentes phases d'un PCM sur un cycle d'amorphisation/cristallisation [59].....	57
Figure 38 : Diagramme ternaire Ge-Sb-Te regroupant une majorité des alliages de PCM étudiés dans la littérature [57]. Les zones grisées correspondent aux alliages présentant les propriétés caractéristiques des matériaux à changement de phase.....	58
Figure 39 : Variation des propriétés de l'alliage GeSb en fonction du rapport Ge/Sb. (a) Influence sur la température de cristallisation et (b) sur la résistivité.	58
Figure 40 : Diagramme temps-température-transformation extrait de [57].....	59
Figure 41 : Illustration des mécanismes de cristallisation par croissance cristalline et par nucléation.....	60
Figure 42 : Schémas de principes des méthodes d'activation des PCM. (a) par irradiation laser (optique) [22], (b) par excitation électrique directe [71] et (c) par excitation électrique indirecte	61
Figure 43 : Architecture du commutateur intégrant du GeTe présenté dans [79]. (a) Schéma d'une vue en coupe du dispositif, (b) photographie du dispositif complet et (c) Image MEB (M icroscopie É lectronique à B alayage)	62
Figure 44 : Performances du commutateur PCM présenté dans [79] en fonction de la largeur de l'élément chauffant. (a) P uissance M inimum d' A morphisation (MPA) et P uissance M inimum de C ristallisation (MPC) mesurées en fonction de la largeur de l'élément chauffant et coefficient de transmission du commutateur mesuré (b) à l'état ON et (c) à l'état OFF du commutateur. (d) Capacité mesurée du commutateur à l'état OFF. Les mesures sont dé-embeddées.	63
Figure 45 : Performances du commutateur PCM présenté dans [79] en fonction de l'espacement entre les électrodes RF, et pour une largeur de l'élément chauffant de 1 μm . Évolution de la résistance mesurée du commutateur pendant les processus (a) d'amorphisation et (b) de cristallisation. Évolution fréquentielle mesurée (jusqu'à 20 GHz) de (c) la résistance à l'état ON et (d) la capacité à l'état OFF. Les mesures sont dé-embeddées.	64
Figure 46 : Architectures de commutateurs PCM proposées dans [58]. Deux dispositifs avec des largeurs d'électrodes RF de 10 μm (Layout A) et 35 μm (Layout B) sont réalisés. Les traits pointillés rouges représentent les plans de référence après dé-embedding.	64

Figure 47 : Performances du commutateur PCM présenté dans [58]. (a) Coefficients de transmissions mesurés à l'état ON et OFF, et (b) résistance à l'état ON et capacité à l'état OFF mesurés.	65
Figure 48 : (a) Résistances mesurées à l'état ON et OFF des layouts A et B après chaque commutation et tension minimale d'amorphisation mesurée tous les 100 000 cycles sur un total de 10 millions de cycles ON/OFF. (b) Résistance mesurée à l'état ON et OFF du Layout A après chaque commutation sur un total de 100 millions de cycles ON/OFF [58].	66
Figure 49 : Architecture de l'antenne patch intégrant du GeTe proposée dans [76]. (a) Face supérieure accueillant le patch, (b) face inférieure accueillant le guide d'onde coplanaire et la fente en T et (c) vue du patch intégrant les bandes de GeTe de part et d'autre de sa longueur.	66
Figure 50 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée dans [76] en fonction de la longueur cristallisée des bandes de GeTe. Extrait de [81]	67
Figure 51 : (a) Évolution de la température de Curie (T_C) d'une céramique de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ [34] et (b) Hystérésis de la polarisation de films de BST(80/20) pour différents taux de dopage au manganèse [92].	73
Figure 52 : Schémas de principe des structures de condensateurs variables (a) MIM et (b) FIDC où le diélectrique est un matériau ferroélectrique	74
Figure 53 : Coefficient de réflexion à 30 GHz d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique de 50 Ω chargée par un condensateur sans pertes en fonction de sa valeur de capacité.....	74
Figure 54 : Modèle 3D d'une architecture mettant en œuvre deux condensateurs ferroélectriques inter-digités partageant une électrode commune (électrode centrale), avec W la largeur des doigts, L la longueur des doigts, et g la longueur du gap entre deux électrodes.	75
Figure 55 : Schéma de principe de la technique de spin-coating	76
Figure 56 : Photolithographie pour la fabrication des électrodes métalliques des condensateurs inter-digités. (a) Étape d'insolation d'une résine photosensible négative au travers d'un masque optique constitué de motifs opaques. (b) Résine non insolée retirée dans un bain de solvant, seul la résine insolée demeure sur l'échantillon. (c) schéma d'une vue en coupe d'un échantillon après l'étape de développement. Un seul motif d'électrode est représenté ici.....	77
Figure 57 : Schéma de principe du procédé de dépôt métallique par lift-off. (a) Dépôt de couches métalliques réalisé sur un échantillon masqué par de la résine. (b) Après un bain en acétone, la résine est décrochée de l'échantillon, emportant avec elle les dépôts réalisés par-dessus	78
Figure 58 : (a) Photographie d'une paire de condensateurs inter-digités en configuration parallèle fabriquée en salle blanche de l'XLIM. (b) Dimensions d'un motif d'FIDC extrait du fichier gerber utilisé pour la fabrication du masque optique. (c) Dimensions mesurées de l'FIDC fabriqué	78
Figure 59 : Modèle électrique d'un dispositif incluant deux condensateurs inter-digités en parallèles/.....	79

Figure 60 : (a) Banc de mesure des condensateurs inter-digités. (b) Photographie des pointes GSG en contact avec un condensateur inter-digité	81
Figure 61 : Banc de mesure utilisé pour la mesure des condensateurs ferroélectriques dans la bande 70-110 GHz	81
Figure 62 : (a) Dimensions d'un dispositif FIDC fabriqué sur une couche de BST de composition $x=0,8$. (b) Mesure de la capacité de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (c) Tangente de perte de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (d) Accordabilité de l'FIDC calculée pour des tensions de polarisations extrêmes de 0 V et 100 V.	82
Figure 63 : (a) Dimensions d'un dispositif FIDC fabriqué sur une couche de BST de composition $x=0,5$. (b) Mesure de la capacité de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (c) Tangente de perte de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (d) Accordabilité de l'FIDC calculée pour des tensions de polarisations extrêmes de 0 V et 100 V	84
Figure 64 : Influence de la largeur de doigts sur les performances des IDC	87
Figure 65 : Influence de l'espacement entre les électrodes sur les performances des IDC...	88
Figure 66 : Influence de la composition de la couche de BST sur les performances des IDC.	88
Figure 67 : Capacité mesurée de l'FIDC N°4 dans le Tableau 3 entre 100 MHz et 110 GHz pour une tension de polarisation DC de 0V (courbe bleue) et 40V (courbe rouge).	89
Figure 68 Modèle électrique intégrant les inductances parasites des électrodes des FIDC ..	90
Figure 69 : Comparaison des parties imaginaires de l'impédance du dispositif N°4 mesurées et estimées par la régression linéaire à 0V et 100V. Les résultats sont affichés sur une faible bande de fréquence pour pouvoir mieux voir le comportement en basse fréquence (le « coude ») ou la concordance entre mesures et estimations est la moins bonne.....	91
Figure 70 : Dépendance en température de la capacité des dispositifs FIDC de compositions (a) $x=0,8$ et (b) $x=0,5$ sur un cycle de polarisation de -80V à +80V, mesurée à 30 GHz. (c) Évolution en fonction de la température de la capacité de deux FIDC de composition respectives $x=0,8$ et $x=0,5$ à 30 GHz et à polarisation nulle.....	92
Figure 71 : (a) Modèle électromagnétique du dispositif N°9 et (b) photographie des mesures Keyence du dispositif fabriqué. Rétro-simulation de la capacité des dispositifs (c) N°10 (d) N°9 intégrant des compositions avec $x=0,8$, et des dispositifs (e) N°17 et (f) N°18, intégrant des compositions avec $x=0,5$ pour une polarisation de 0V et 100V.	94
Figure 72 : (a) Face avant et (b) face arrière du modèle électromagnétique 3D de l'antenne (CST Microwave Studio). (c) Agrandissement de la partie de la boucle à fente intégrant les FIDC et (d) illustration montrant les positions relatives du patch rayonnant et de la boucle à fente.	99
Figure 73 : (a) Efficacité totale (orange) et de rayonnement (bleue) d'un patch microstrip fonctionnant en bande millimétrique sur son mode fondamental TM_{010} obtenues en simulation électromagnétique full-wave (CST). Le diagramme de rayonnement 3D obtenu est	

présenté en (b). Le patch est excité par un port discret placé au quart de sa longueur et ses dimensions correspondent à une fréquence de fonctionnement de 33 GHz.	100
Figure 74 : Distribution du champ magnétique au sein du substrat d'alumine dans un plan de coupe normal à la fente boucle et au patch pour (a) le patch seul et (b) la fente-boucle rectangulaire seule. Le plan de coupe est positionné à la moitié de la longueur de la fente-boucle et du patch, dont les centres sont alignés. La zone délimitée en orange est identique pour les figures (a) et (b) permettant de comparer dans la même région de l'espace les distributions du champ magnétique du patch seul et de la fente-boucle seule.	101
Figure 75 : Modèle de ligne de transmission du patch rayonnant	102
Figure 76 : Fente-boucle rectangulaire modélisée comme une mise en série de lignes à fentes entre lesquelles sont intégrées des FIDC.....	103
Figure 77 : Modèle électromagnétique d'une ligne à fente rectiligne utilisé pour déterminer la distribution du champ électromagnétique permettant d'estimer son impédance caractéristique.	105
Figure 78 : Vues en coupes de la ligne à fente montrant les distributions de champs (a) électrique et (b) magnétique ainsi que les courbes d'intégration (rouge) utilisées pour le calcul des grandeurs V_0 et I_0	105
Figure 79 : Distribution de (a) la composante du champ magnétique H_z normale au plan de la fente-boucle et de (b) la composante du champ électrique E_y dans le plan de la fente-boucle lorsque la résonance parallèle est excitée. La distribution des champs est simulée sans FIDC intégrées dans la fente-boucle et l'excitation est réalisée par un port discret à la position future de la ligne CPW dans le dispositif final de l'antenne.....	107
Figure 80 : Modèle électrique de la fente-boucle intégrant deux FIDC.....	108
Figure 81 : Distribution du champ magnétique de la fente-boucle rectangulaire pour différentes configurations d'intégration des FIDC. (a) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (d) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour une seule FIDC de 400 fF intégrée dans la fente supérieure. (b) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (e) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour deux FIDC de 200 fF chacune intégrées dans la fente supérieure. (c) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (f) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour quatre FIDC de 100 fF chacune dont deux sont intégrées dans la fente supérieure et deux dans la fente inférieure.....	109
Figure 82 : Dimensions de la fente-boucle rectangulaire en μm	111
Figure 83 : Modèle électrique global de l'antenne reconfigurable	112
Figure 84 : Positionnement des FIDC dans la fente-boucle en fonction des grandeurs L_{CL} et L_{CH}	113
Figure 85 : Influence simulée, à l'aide du modèle électrique (Figure 83), de la position des FIDC dans la fente-boucle sur le coefficient d'adaptation de l'antenne pour des FIDC de (a) 165 fF et (b) 100 fF.....	114

Figure 86 : Influence simulée, à l'aide du modèle électrique (Figure 83), de la position des FIDC dans la fente-boucle sur l'agilité fréquentielle de l'antenne pour des FIDC de 40% d'accordabilité comprises entre 165fF (0V) et 100 fF (100V)	114
Figure 87 : Minimum du $ S_{11} $ simulé à partir du modèle électrique de l'antenne pour différentes dimensions du patch et valeurs de capacités. Chaque point correspond au minimum de $ S_{11} $ sur la bande de fréquence de [15- 65] GHz pour la valeur de capacité et les dimensions du patch correspondantes. Les courbes représentent la largeur médiane (1,4 mm) tandis que les zones colorées représentent l'influence de la variation de la largeur du patch autour de ce point médian.	115
Figure 88 : Excursion en fréquence simulée à partir du modèle électrique de l'antenne produite par des FIDC d'une accordabilité de 40%, pour différentes dimensions du patch. Les abscisses inférieure et supérieure correspondent respectivement aux valeurs minimales et maximales de la capacité des FIDC intégrées dans la fente-boucle. Par exemple, l'abscisse 100 fF est liée à 166,7 fF, qui définissent toutes deux les limites d'une plage d'accordabilité de 40 %. Les courbes représentent la largeur médiane du patch (1,4 mm) tandis que les zones colorées qui l'entourent représentent l'influence de la variation de la largeur du patch autour de ce point médian.....	116
Figure 89 : Agilité fréquentielle de l'antenne et efficacités de rayonnements simulées pour les valeurs de capacités optimales en fonction de la longueur du patch, et pour différentes valeurs de résistances équivalentes de pertes des FIDC avec une épaisseur de métallisation de (a) 600 nm et (b) 2 μ m.....	117
Figure 90 : (a) Modèle électromagnétique de l'FIDC optimisé pour l'antenne et (b) prototype fabriqué.	119
Figure 91 : (a) capacité et (b) tangente de perte du FIDC optimisé pour différentes tensions de polarisations.	119
Figure 92 : Masque photolithographique utilisé pour la fabrication de 9 antennes simultanément. La partie supérieure du masque n'est pas vide, mais les motifs présents sont trop petits pour être vus.	120
Figure 93 : (a) Face arrière et (b) face avant de l'antenne fabriquée. La vue de la face arrière présente un zoom sur un des FIDC intégrés dans la fente-boucle.....	121
Figure 94 : Fréquences de résonances mesurées des 8 antennes fabriquées avec une longueur de patch de 1,25 mm en fonction de la tension de polarisation des FIDC, comprise entre 0V et 100V	121
Figure 95 : Représentation des grandeurs dX et dY permettant la quantification du désalignement entre les centres du patch et de la fente-boucle sur les antennes fabriquées.	122
Figure 96 : Excursion fréquentielle des antennes fabriquées en fonction de la distance de désalignement entre les centres du patch et de la fente-boucle.	123
Figure 97 : Scanner 3D utilisé pour la mesure du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement de l'antenne.	124
Figure 98 : Comparaison de l'impédance de l'antenne mesurée et simulée avec le modèle électrique, pour deux valeurs de polarisation des FIDC de 0V et 100V	125

Figure 99 : $ S_{11} $ mesuré de l'antenne fabriquée pour différentes tensions de polarisations des FIDC.....	126
Figure 100 : Tracés de l'évolution de la fréquence de fonctionnement de l'antenne et de la valeur des FIDC en fonction de la tension de polarisation appliquée. Les barres verticales associées au tracé bleu représente la bande passante à -10 dB de l'antenne.....	126
Figure 101 : Comparaison entre les paramètres $ S_{11} $ simulés avec le modèle électrique de l'antenne et mesurés, pour les valeurs extrêmes de polarisation des FIDC : 0 V et 100 V..	127
Figure 102 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne dans les plan $\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$ pour des tensions de polarisation des FIDC de 0V et 100V	128
Figure 103 : Impédance mesurée de l'antenne pour une tension de polarisation des FIDC de 0V, 50V et 100V	129
Figure 104 : Schéma de l'architecture d'un commutateur PCM typique représenté (a) vu de dessus et (b) dans un plan de coupe perpendiculaire à l'élément chauffant (le plan de coupe est représenté en pointillés sur la figure (a)).....	134
Figure 105 : Représentation schématique des étapes successives du procédé de fabrication d'un commutateur PCM.....	141
Figure 106 : Évolution de la résistance du GeTe en fonction de sa température obtenue en mesures 2 pointes du GeTe déposé pleine plaque sur un substrat de saphir et disposé sur un module de chauffage Linkam permettant de contrôler sa température.....	142
Figure 107 : Commutateur PCM sans élément chauffant. (a) Modèle 2D et (b) dispositif fabriqué	142
Figure 108 : Paramètres $ S $ mesurés du commutateur PCM sans élément chauffant (a) avec GeTe cristallin, (b) sans GeTe et avec le gap entre les électrodes RF en court-circuit, (c) avec GeTe amorphe et (d) sans GeTe et avec le gap en circuit ouvert.	143
Figure 109 : Schéma du commutateur PCM intégrant un élément chauffant. (a) Vue de dessus globale et (b) vue de dessus zoomée sur le centre du dispositif.....	144
Figure 110 : Modèle 3D (CST) utilisé pour la simulation de la puissance dissipée par le filament de l'élément chauffant	145
Figure 111 : Variation de la résistivité d'un dépôt de tungstène réalisé à 700°C par pulvérisation cathodique mesurée en fonction de la température. La température est contrôlée par un module Pelletier tout au long de la mesure. V_{FWD} et V_{REV} correspondent à des polarisation de même amplitude mais de sens opposés utilisées pendant la mesure. .	146
Figure 112 : Modèle électrique 3D (CST MWS) utilisé pour les simulations thermiques du dispositif complet de commutateur PCM. (a) Vue globale du dispositif sans la couche de passivation et (b) vue dans un plan de coupe tangent à la ligne RF (représenté en pointillés sur la figure (a)). Aux points A et B sera observée la température simulée suite à l'application de la puissance thermique dissipée par l'élément chauffant.	146
Figure 113 : Évolution de la température au centre du motif de PCM (point A - Figure 112 (b)) et sous les électrodes RF (point B - Figure 112 (b)).....	147
Figure 114 : Commutateurs PCM sous test. Les paramètres S sont mesurés à l'aide de pointes RF GSG tandis que les éléments chauffants sont excités via des pointes DC.....	148

Figure 115 : Paramètres S mesurés d'un commutateur PCM avant et après excitation de son élément chauffant par deux impulsions consécutives de 145 mA/1 μ s et 150 mA/1,5 μ s.....	149
Figure 116 : Images par microscopie optique d'un dispositif fabriqué (a) avant et (b) après excitation de son élément chauffant par deux impulsions consecutives de 145 mA/1 μ s et 150 mA/1,5 μ s.....	149
Figure 117 : Images MEB/FIB de dispositifs PCM sur lesquels a été constatée une transformation dans la zone active après excitation thermique via l'élément chauffant.....	150
Figure 118 : Simulation circuit des DTC associant les paramètres S mesurés des condensateurs ferroélectriques et des commutateurs PCM. (a) Schéma électrique équivalent lorsque qu'un dispositif PCS est passant et l'autre bloqué. (b) Schéma bloc réalisé sous CST.....	152
Figure 119 : Paramètres S simulés des DTC associant condensateurs ferroélectriques et commutateurs PCM pour différentes configurations des commutateurs (ON ou OFF) et tensions de polarisation des FIDC (0V ou 100V).	153

Table des tableaux

Tableau 1 : Comparaison des performances des technologies de reconfigurabilités.	68
Tableau 2 : Comparaison de matériaux ferroélectriques à température ambiante	72
Tableau 3 : Performances d’FIDC intégrant des couches de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$	85
Tableau 4 : Variation des performances des FIDC en fonction de leurs dimensions et de leurs compositions*	89
Tableau 5 : Accordabilités fréquentielles des différentes configurations de la Figure 81 estimées par le modèle électrique de la fente-boucle intégrant des FIDC.....	110
Tableau 6 : Positions optimales des FIDC dans la fente-boucle et performances estimées	115
Tableau 7 : Dimensions du dispositif antennaire optimisé telles qu’annotées en Figure 72	118
Tableau 8 : Dimensions simulées et fabriquées du FIDC optimisé pour l’antenne reconfigurable	119
Tableau 9 : Désalignements entre la fente-boucle et le patch et excursions fréquentielles des antennes fabriquées	122
Tableau 10 : Efficacités de rayonnement mesurées en fonction de l’épaisseur de métallisation et de la longueur du patch	129
Tableau 11 : Comparaison des performances de l’antenne patch reconfigurable en fréquence à celles d’autres dispositif similaires présentés dans la littérature	131
Tableau 12 : Caractéristiques du dioxyde de silicium et du nitrure d’aluminium.....	135
Tableau 13 : Caractéristiques du Tungstène et du Molybdène	136
Tableau 14 : Caractéristiques de l’AlN et du Si_3N_4	138
Tableau 15 : Schémas électriques et impédances équivalentes des différentes configurations de DTC.....	153
Tableau 16 : Valeurs de capacités et d’inductances des DTC estimés par régression linéaire	154

Introduction générale

Contexte

Depuis la naissance des télécommunications, avant même l'apparition des systèmes radioélectriques, les enjeux principaux des communications demeurent les mêmes : augmenter le débit d'informations tout en assurant des liaisons fiables, sans perte ni déformation de l'information. Ces enjeux, que l'on peut qualifier d'intrinsèques aux communications à distance, ne dépendent pas de la technologie employée pour communiquer, et se distinguent donc des problématiques nouvelles qui apparaissent en lien avec la technologie utilisée actuellement - les ondes électromagnétiques - et son expansion majeure. En effet, ces dernières années, les télécommunications se sont développées de manière phénoménale, notamment du fait de la multiplication des objets connectés (Figure 1), ou plus largement qui peuvent télécommuniquer, et des nouvelles applications associées. Ordinateurs, smartphones, voitures, maisons et même signalisations routières intelligentes sont autant d'exemples de systèmes qui communiquent et échangent de manière quasi-continue des informations. Ces dispositifs inondent le quotidien de milliards de personnes chaque jour, et cette croissance rapide confronte la science et l'ingénierie à des problématiques nouvelles. D'un côté, il y a la multiplication des applications communicantes et des protocoles (Wifi, Bluetooth, Zigbee, LoRa, 4G, 5G, etc...) qui se traduisent par la création de nouveaux canaux dans des bandes de fréquences inoccupées. D'un autre côté, l'accroissement du nombre d'utilisateurs, de la complexité et du volume des informations à véhiculer requière une augmentation de la capacité de ces canaux.

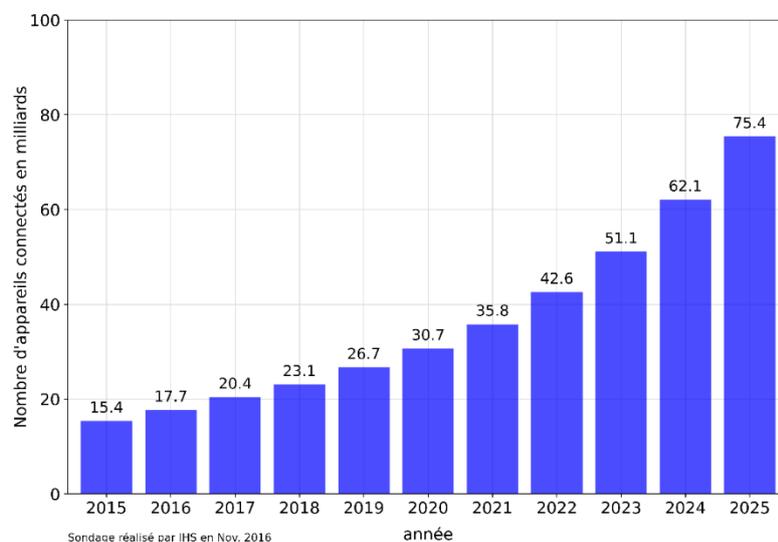


Figure 1 : Évolution du nombre d'objets connectés dans le monde entre 2015 et 2025 [1]

Ces nouveaux défis imposent globalement d'exploiter plus largement, au sens strict du terme, la ressource spectrale. Etant donné qu'un nombre important des applications de télécommunications occupe déjà la partie basse du spectre fréquentiel, une solution est de développer des dispositifs opérant dans des bandes de fréquences plus élevées, peu ou pas utilisées. Une bande encore relativement peu exploitée est celle des ondes millimétriques, définie entre 30 et 300 GHz, qui suscite un grand intérêt pour le développement des futurs standards de télécommunications, et permettrait de répondre au problème de raréfaction de

la ressource spectrale. Néanmoins, le développement de dispositifs communicant à des fréquences aussi élevées n'est pas trivial. La difficulté de l'exercice réside en partie dans l'exacerbation de phénomènes physiques directement liés à l'augmentation de la fréquence des ondes électromagnétiques. Par exemple, la pénétration des ondes à travers des obstacles dépend de la fréquence et les pertes par propagation, proportionnelles au carré de la longueur d'onde, augmentent avec la fréquence. D'autre part, cette élévation de la fréquence de fonctionnement impacte également les performances des composants électroniques. A hautes fréquences, il est plus difficile d'obtenir des amplificateurs à forts gains ou encore de dimensionner des filtres très sélectifs. Les performances, mêmes des éléments de base tels que de simples lignes de transmission, sont dégradées.

En plus d'être capable d'opérer à des fréquences plus élevées, il est également attendu des systèmes modernes qu'ils soient dotés de reconfigurabilité. Un système reconfigurable offre la possibilité de modifier une ou plusieurs de ses caractéristiques sous l'application de stimuli – généralement électroniques – dans le but d'adapter son fonctionnement à une situation spécifique. Pour parler des antennes en particulier, il peut s'agir de la modification de leur réponse en fréquence, offrant ainsi à un système communicant la possibilité de jongler entre différents canaux de télécommunications. Cette capacité permet alors de réduire l'encombrement de la partie antenne, en réduisant le nombre d'antennes à embarquer dans un équipement destiné à utiliser différents protocoles. Cela peut également être la modification de leurs diagrammes de rayonnement, un aspect très recherché aujourd'hui dans le domaine des radars, permettant de réaliser notamment du tracking de cibles mouvantes. Enfin, il peut s'agir du changement de la polarisation, utilisé pour améliorer la qualité des transmissions en permettant la correction des problèmes d'alignements des antennes (pour maximiser l'efficacité de polarisation), en apportant de la diversité dans des environnements complexes générant des trajets multiples, eux-mêmes à l'origine des phénomènes d'évanouissements, ou encore en offrant la possibilité de multiplexer sur un même canal différents signaux, augmentant ainsi la capacité de ce dernier. La reconfigurabilité constitue également une solution au problème d'encombrement du spectre fréquentiel, en permettant aux systèmes communicants de s'adapter au mieux à leur environnement. Cela peut se traduire par l'adaptation de la puissance des signaux émis, ou le passage d'un canal de télécommunication encombré à un autre qui l'est moins ; on parle de systèmes radioélectriques cognitifs. D'un point de vue global, la gestion des télécommunications est un problème de logistique, c'est-à-dire de répartition d'une ressource spectrale entre différents utilisateurs. Pour répartir efficacement la ressource, diverses méthodes de division existent pour permettre un accès à de multiples utilisateurs, comme par exemple la méthode FDMA (Frequency Division Multiple Access), pour laquelle la bande passante allouée à une application est divisée en plusieurs sous canaux chacun attribué à un utilisateur différent. Pour la méthode TDMA (Time Division Multiple Access), c'est un seul et même canal fréquentiel qui est répartie à tour de rôle entre les différents utilisateurs pour un intervalle de temps donné. Si en pratique la mise en place de ces méthodes est un aspect purement logiciel, ce sont les performances matérielles d'un dispositif qui le permettent. En ce sens, la reconfigurabilité est une caractéristique particulièrement intéressante qui permet d'améliorer et de fluidifier la gestion des télécommunications. Par exemple, pour une méthode FDMA, la reconfigurabilité fréquentielle peut s'avérer intéressante pour permettre à une antenne de changer de canal au besoin. La reconfigurabilité en polarisation peut également rendre possible l'utilisation de la méthode PDMA (Polarization Division Multiple Access).

Le caractère reconfigurable est basé sur l'intégration de composants de bases (résistances, condensateurs, inductances, commutateurs) dont la valeur ou l'état peuvent être modifiés. A l'heure actuelle, une grande majorité de ces composants variables se basent sur la technologie des semi-conducteurs, et plus particulièrement sur les jonctions PN (transistors pour les fonctions de commutations ou de charge actives, varicap jonctions PN simples pour les capacités). Si cette technologie fonctionne très bien en « basses » fréquences, les performances décroissent rapidement pour des fréquences supérieures à la dizaine de gigahertz. De plus, les semi-conducteurs présentent des non-linéarités importantes, les restreignant à opérer au voisinage proche d'un point de polarisation donné, et ne fonctionnent que sous une polarisation constante dans le temps, et parfois relativement gourmande en énergie. Le développement de systèmes RF basés sur les semi-conducteurs devient donc plus délicat à haute fréquence, notamment en bande millimétrique. Pour cette raison, depuis plusieurs années, un intérêt particulier est porté aux matériaux dits « agiles ». Ces matériaux ont la capacité de voir certaines de leurs caractéristiques modifiées sous l'action de stimuli extérieurs. Contrairement aux semi-conducteurs, qui doivent dans la majorité des cas être assemblés sous forme de jonctions pour remplir une fonction, la reconfigurabilité des matériaux agiles leur est intrinsèque, ce qui promet de simplifier la réalisation des dispositifs RF reconfigurables. Par exemple, une diode varicap implique d'associer deux semi-conducteurs dopés sous forme de jonction, tandis qu'un condensateur ferroélectrique n'implique que le remplacement du diélectrique classique par un matériau ferroélectrique.

Objectifs

Les objectifs poursuivis au cours de ces travaux de thèse sont les suivants :

- La fabrication et la caractérisation de condensateurs accordables ferroélectriques interdigités (FIDC) intégrant des couches minces de Titanate de Baryum et Strontium ($Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ - BST). Les influences de la composition x du BST, et des paramètres géométriques des condensateurs doivent être étudiées afin d'optimiser ces derniers dans l'optique d'une utilisation en bande millimétrique.
- Le développement, la fabrication et la caractérisation d'une antenne millimétrique intégrant des FIDC dans le but d'y ajouter une fonction de reconfigurabilité fréquentielle. L'antenne doit fonctionner aux alentours de 30 GHz, et son agilité est souhaitée la plus proche possible de celles offertes par des technologies accordables tierces, telle que la technologie des semi-conducteurs.
- L'étude préliminaire de condensateurs accordables numériquement (DTC), basés sur l'association de FIDC en réseau via des commutateurs à base de matériaux à changement de phase (PCM). Pour cela, le développement, la fabrication et la caractérisation de commutateurs PCM doivent être entrepris, et les résultats obtenus, associés à ceux obtenus pour les FIDC, doivent permettre une estimation des performances potentielles des DTC.

Le présent manuscrit est décomposé en quatre chapitres. Le Chapitre I rapporte l'étude bibliographique des concepts étudiés dans ces travaux. Après une première partie concernant les caractéristiques principales des antennes, la notion de reconfigurabilité est présentée. Les différents types de reconfigurabilités et les moyens de leurs mises en œuvre sont introduits aux travers de divers exemples tirés de la littérature, et basés sur les technologies et composants reconfigurables les plus couramment utilisés. Ensuite, l'état de l'art sur les matériaux dits « agiles » est présenté, et plus particulièrement sur les matériaux

ferroélectriques et les matériaux à changement de phase, qui constituent l'intérêt de ces travaux de thèse. Leurs propriétés respectives sont présentées, suivies d'exemples d'applications tirés de la littérature qui permettent d'appréhender les performances de ces matériaux et de les situer par rapport aux technologies les plus éprouvées.

Dans le Chapitre II, la fabrication et la caractérisation de condensateurs accordables ferroélectriques inter-digités (FIDC) sont présentées. L'étude des FIDC a pour but de confirmer que leur utilisation est envisageable dans la bande millimétrique. Le procédé de fabrication et le protocole de caractérisation sont abordés en détails avant de présenter les performances des FIDC fabriqués (valeurs des capacités, accordabilités, pertes), et de discuter l'influence des paramètres tels que les dimensions des électrodes, la composition du BST, ou encore la température. Enfin, sur la base de l'ensemble des résultats de mesures obtenus, la permittivité des couches de BST est déterminée par rétro-simulation, permettant dans la suite des travaux de dimensionner précisément les FIDC.

Le Chapitre III explore la conception, la fabrication et la caractérisation d'une antenne patch millimétrique rendue accordable en fréquence par l'intégration de FIDC dans sa structure. Dans un premier temps, l'architecture et le principe de fonctionnement de l'antenne sont présentés. Ensuite, le développement d'un modèle électrique de l'antenne intégrant les FIDC est détaillé. Dans la suite du chapitre et sur la base de ce modèle électrique, les dimensions du patch ainsi que les valeurs et les positions des FIDC sont optimisées afin de garantir une accordabilité fréquentielle maximale de l'antenne tout en garantissant un niveau d'adaptation adéquat. A la suite de cette étape d'optimisation, un dispositif de FIDC est développé par simulation full-wave, de sorte à obtenir une valeur de capacité proche de celle déduite à l'étape précédente d'optimisation, via le modèle électrique. Ensuite, le procédé de fabrication de l'antenne est expliqué en détails. Finalement, les dispositifs de mesures en réflexion et en rayonnement sont présentés et les performances mesurées de l'antenne sont discutées.

Le Chapitre IV fait état de l'étude réalisée sur les commutateurs à base de matériaux à changement de phase, et sur leur association avec des FIDC pour la réalisation de DTC. Dans un premier temps, l'architecture typique de commutateurs PCM à chauffage indirect (disposant donc d'un élément chauffant) est présentée en discutant de chacun des éléments et matériaux la constituant, puis le procédé de fabrication typique est introduit. Un premier dispositif simple, sans élément chauffant, intégrant du GeTe comme PCM, est fabriqué puis mesuré. Cette première étape permet en outre la caractérisation du GeTe, la validation du principe et une estimation des performances de ce type de dispositif, mais aussi le test des procédés de fabrication. Fort de ces premiers résultats concluants, un second dispositif doté cette fois d'un élément chauffant est développé sur la base de simulations thermiques (réalisées sous CST), permettant d'optimiser les épaisseurs de certaines des couches maîtresses de l'architecture, afin d'assurer à minima le processus de cristallisation du commutateur (commutation de l'état bloqué vers l'état passant). Le banc de caractérisation des commutateurs est ensuite présenté et les performances des dispositifs fabriqués sont discutées. Des mesures FIB/MEB (Focused Ion Beam/Microscopie Electronique à Balayage) sont réalisées afin d'identifier l'origine de défauts empêchant le bon déroulement de la commutation des dispositifs, et des éléments d'améliorations sont établis pour les futures fabrications. Enfin, une étude préliminaire est réalisée sur la base des mesures des FIDC et des commutateurs PCM sans élément chauffant et permet d'estimer les performances potentielles des DTC.

Finalement, la conclusion générale de ce manuscrit résume l'ensemble des travaux menés et des résultats obtenus.

Financements et partenariats

Ces travaux de thèse ont été menés au sein du laboratoire XLIM, au sein de l'axe RF-ELITE sous la direction d'Aurelian CRUNTEANU, et de l'axe Systèmes RF sous la direction de Laure HUITEMA. Le financement de ces travaux a été pourvu à parts égales par une allocation doctorale obtenue dans le cadre de l'Appel à Projet Nouvelle Aquitaine 2019 (projet SMART avec l'appui du CRT CISTEME) et par un financement du Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche. De plus, les travaux menés sur les matériaux ferroélectriques ont bénéficié d'un partenariat avec l'équipe FunMAT de l'IETR de Nantes qui a assuré la fabrication des couches minces de BST.

Chapitre I. État de l'art sur les antennes reconfigurables et technologies accordables

I.1. Introduction

Ce premier chapitre bibliographique a pour but d'apporter au lecteur les connaissances nécessaires à l'appréciation des travaux réalisés. En premier lieu, les caractéristiques incontournables des antennes telles que les paramètres d'impédance et de rayonnement (la directivité, le gain ou la polarisation) sont présentées. Une fois ces notions exposées, les différents concepts de reconfigurabilités qui peuvent être mis en œuvre dans une antenne sont présentés. Pour doter une antenne de caractéristiques reconfigurables, il est nécessaire d'y intégrer des matériaux ou des composants eux-mêmes accordables, permettant de modifier le comportement de l'antenne. En fonction du type des matériaux ou des composants reconfigurables utilisés, mais aussi de la manière dont ils sont intégrés, certaines caractéristiques de l'antenne peuvent être impactées. Par exemple, l'utilisation de diodes PIN peut permettre de rendre une antenne reconfigurable en fréquence [2], [3], ou en polarisation [4], [5]. De plus, les performances de chacune des technologies accordables qu'il est possible d'intégrer dans une antenne influencent les performances globales du dispositif. Pour cette raison, différentes technologies classiques de composants accordables sont présentées, et leurs performances sont mises en lumière par des travaux tirés de la littérature. Enfin, une attention particulière est portée sur deux technologies accordables basées sur l'intégration de matériaux dits « agiles » : les matériaux ferroélectriques et les matériaux à changement de phase. Ces matériaux ont connu un vif intérêt ces dernières années, notamment dans l'optique d'offrir des solutions alternatives aux technologies classiques de reconfigurabilités. Dans le cadre des applications en bande millimétrique, les composants reconfigurables à base de semi-conducteurs, qui sont de loin les plus utilisés dans les applications basses fréquences, voient leurs performances amplement dégradées. Ainsi dans la suite de ce chapitre, une description détaillée des caractéristiques et des performances des matériaux ferroélectriques et des matériaux à changement de phase est présentée. Enfin, un bilan général est réalisé sur les différentes technologies d'accordabilités présentées, permettant notamment de situer les matériaux ferroélectriques et à changement de phase par rapport aux technologies classiques.

I.2. Antennes millimétriques et reconfigurables

Une antenne est un transducteur électrique-électromagnétique, c'est-à-dire qui permet une transformation d'une énergie électrique guidée en une énergie électromagnétique rayonnée, ou inversement [6]. Les antennes, au sens d'éléments rayonnants, sont des dispositifs réversibles, qui présentent exactement les mêmes caractéristiques qu'elles soient utilisées en émission ou en réception. Au fil de l'augmentation des besoins utilisateurs, les performances des antennes ont été amenées à évoluer. Typiquement, l'encombrement du spectre fréquentiel impliquera dans quelques années aux dispositifs de fonctionner dans des gammes de fréquence où la disponibilité du spectre fréquentiel n'est pas encore saturée comme la bande des ondes millimétriques définie entre 30 GHz et 300 GHz. Le développement des antennes millimétriques représente un réel challenge de par les contraintes fortes liées à cette bande de fréquence : les pertes en propagation y sont plus élevées (d'après l'équation de Friis [7]) de même que les pertes ohmiques, du fait de la réduction de la section effective des conducteurs liée à la diminution de l'épaisseur de peau [7]. Parallèlement à l'adaptation des télécommunications dans des bandes de fréquences plus élevées, les dispositifs antennaires sont de plus en plus amenés à intégrer des propriétés reconfigurables comme leurs

fréquences de fonctionnement, leurs diagrammes de rayonnement ou encore leurs polarisations. L'intérêt de ces différents types d'agilités est d'améliorer la fiabilité des télécommunications. Comme mentionné précédemment, les pertes en propagation des antennes millimétriques sont importantes, ce qui implique d'optimiser au mieux les paramètres assurant une transmission de puissance importante. La reconfigurabilité antennaire peut permettre d'apporter de nouvelles fonctionnalités à une antenne, comme par exemple la capacité à changer de canal de communication en modifiant sa fréquence de fonctionnement.

Ce chapitre exposera dans un premier temps les paramètres fondamentaux d'une antenne pour ensuite se concentrer sur les différents types de reconfigurabilités et les éléments accordables associés. Des exemples issus de la littérature illustreront les différents concepts introduits.

I.2.1. Caractéristiques générales des antennes

Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne peut être définie soit comme le rapport de la tension au courant à ses bornes d'entrées (a-b sur la Figure 2), soit comme le rapport entre les champs électriques et magnétiques en un point donné [7].

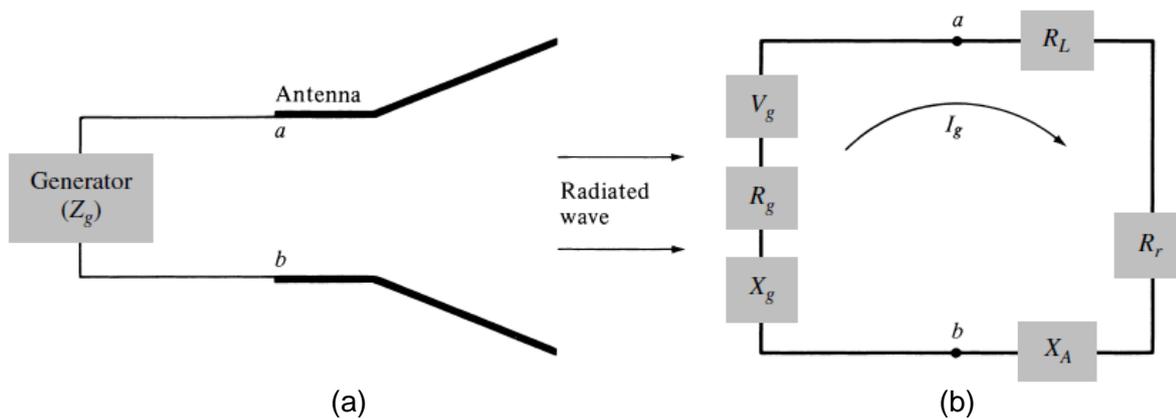


Figure 2 : (a) Schéma d'une antenne en émission alimenté par un générateur et (b) modèle électrique de Thévenin équivalent faisant apparaître l'impédance de l'antenne

L'impédance d'entrée d'une antenne est toujours représentée par un nombre complexe (équation (1)) où R_A représente la résistance et X_A la réactance entre les bornes d'entrées, toutes deux exprimées en Ohms.

$$Z_A = R_A + jX_A \quad (1)$$

La résistance R_A peut s'exprimer comme la somme de deux résistances (équation (2)) permettant de distinguer des phénomènes internes différents : la dissipation de l'énergie liée aux pertes propres à l'antenne, modélisée par R_L , et celle liée au phénomène de rayonnement, associée à R_r .

$$R_A = R_r + R_L \quad (2)$$

En pratique, on cherche le plus souvent à utiliser une antenne à sa fréquence de résonance pour laquelle sa réactance X_A est nulle. De cette manière l'énergie injectée dans l'antenne est nécessairement dissipée, sans être stockée sous forme d'énergie électrique ou magnétique. Si l'antenne présente peu de pertes, alors $R_L \ll R_r$ et l'énergie est principalement dissipée par rayonnement, ce qui est par définition la fonction d'une antenne.

Coefficient de réflexion et adaptation d'impédance

Le coefficient de réflexion est une notion issue des équations des télégraphistes, découvertes par Oliver Heaviside, qui permettent d'exprimer la tension et le courant le long d'une ligne de transmission. La Figure 3, extraite de [8] représente une ligne de transmission sans perte, d'impédance caractéristique Z_0 et chargée par une impédance Z_L .

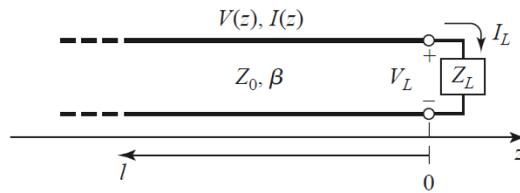


Figure 3 : Ligne de transmission sans perte terminée par une impédance de charge Z_L

Les solutions des équations des télégraphistes pour une ligne sans perte [8] (équations (3) et (4)) présentent deux termes correspondant à des ondes se propageant dans la même direction mais dans des sens opposés, correspondant à la combinaison d'une onde incidente (d'amplitude V_0^+ et V_0^+/Z_0) et d'une onde réfléchie (d'amplitude V_0^- et V_0^-/Z_0).

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (3)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (4)$$

Dans le plan $z=0$ à l'interface entre la ligne de transmission et la charge Z_L il est possible d'exprimer l'impédance (équation (5)), permettant d'obtenir une relation entre les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies et les impédances de la ligne et de la charge.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad (5)$$

Finalement, de l'équation (5) découle l'expression du coefficient de réflexion Γ , qui exprime l'amplitude de l'onde réfléchie normalisée par rapport à l'amplitude de l'onde incidente.

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (6)$$

Il est important de préciser que V_0^+ et V_0^- sont des amplitudes complexes et que, par extension, Γ est aussi complexe. Si Γ n'est pas nul, alors une partie de l'onde incidente est absorbée, tandis que l'autre est réfléchie par la charge Z_L . Autrement dit, la puissance transportée par

l'onde incidente n'est alors pas totalement transmise à la charge. Si Z_L représentait l'impédance d'entrée d'une antenne, nous voudrions indéniablement que le maximum de puissance lui soit transmis. Pour cela, il faut alors annuler le coefficient de réflexion, ce qui est possible d'après l'équation (6) à la condition que l'impédance caractéristique de la ligne Z_0 et l'impédance de l'antenne Z_L soient égales. On parle alors d'adaptation d'impédance et dans ce cas, il n'existe pas d'onde réfléchie sur la ligne et la totalité de la puissance incidente est transmise à la charge.

Le coefficient de réflexion est un paramètre important à considérer lors du développement d'une antenne même si plus généralement, c'est le module du paramètre S_{11} qui est examiné. Ce dernier est défini, lorsqu'il est exprimé en décibels, par $|S_{11}|=20\log(|\Gamma|)$. Les antennes sont souvent utilisées dans des bandes de fréquences où ce paramètre est inférieur à -10 dB, ce qui correspond à une puissance transmise à l'antenne d'au moins 90%.

Diagramme de rayonnement

Le rayonnement d'une antenne est caractérisé par son diagramme de rayonnement, dont l'objectif est la représentation de la répartition spatiale de l'énergie rayonnée. Un diagramme de rayonnement peut représenter différentes grandeurs (champs, gain, gain réalisé, directivité), et être représenté de différentes manières (à 1, 2 ou 3 dimensions) telles qu'illustrées en Figure 4.

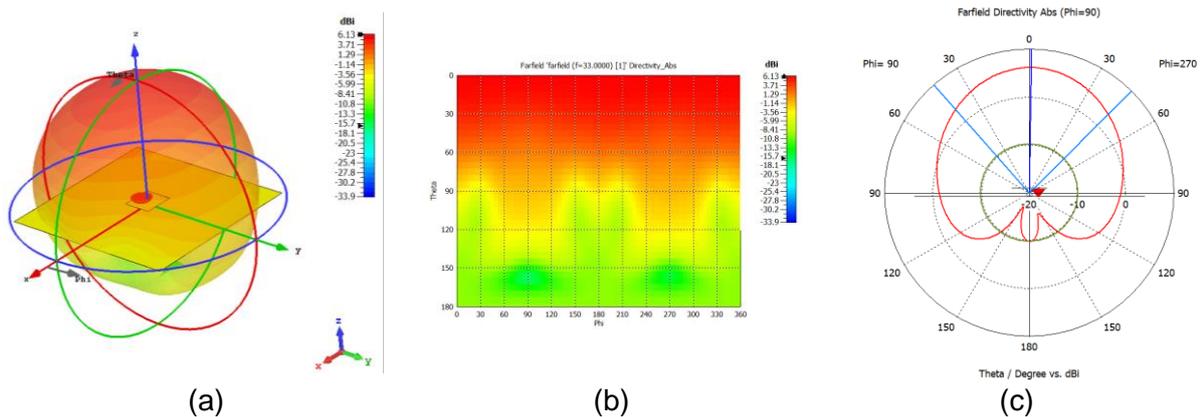


Figure 4 : Différentes représentations possibles du diagramme de rayonnement d'une antenne patch. Représentations (a) sphérique à 3 dimensions, (b) planaire à 2 dimensions et (c) polaire 1 dimension.

Quelle que soit la grandeur et le format utilisés, un diagramme de rayonnement repose toujours sur un système de coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) (Figure 5).

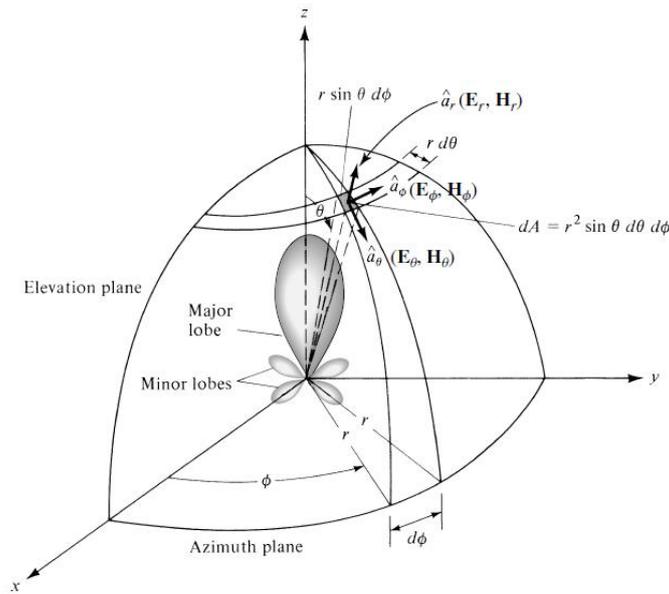


Figure 5 : Système de coordonnées cylindriques utilisé pour l'analyse du rayonnement des antennes. Images tirée de [7]

Parmi les grandeurs représentées, les plus couramment utilisées sont la directivité et le gain qui sont présentés plus en détails dans la suite de cette section. Pour définir ces grandeurs, différentes puissances seront considérées et sont représentées sur la Figure 6.

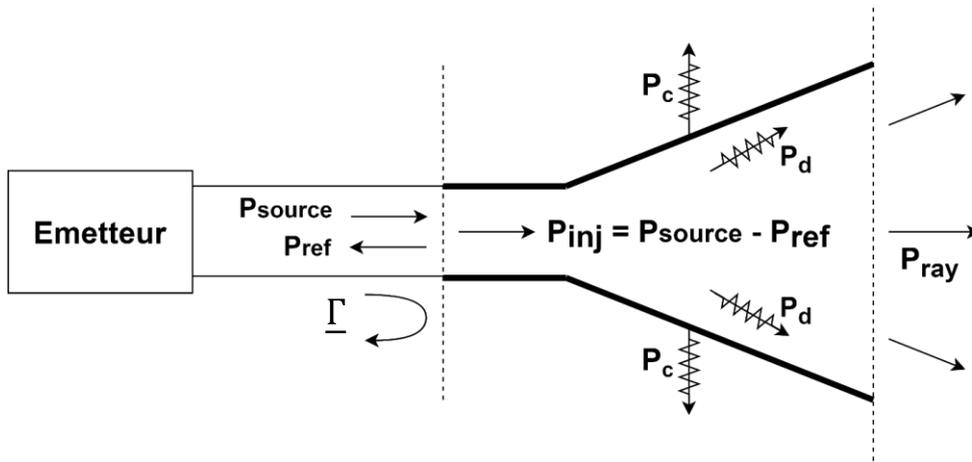


Figure 6 : Schéma des puissances dans un système antenne. P_c représente les pertes par effet Joule dans les conducteurs et P_d les pertes diélectriques.

Directivité

La directivité quantifie avec quelle intensité une antenne est capable de focaliser l'énergie qu'elle rayonne dans une direction donnée, et permet ainsi de déterminer la répartition spatiale de la puissance rayonnée par une antenne. La définition de la directivité donnée dans [7] repose sur les concepts d'intensité de rayonnement et d'antenne isotrope.

L'intensité de rayonnement, notée $U(\theta, \phi)$, correspond à une densité de puissance par unité d'angle solide, exprimée en $W \cdot sr^{-1}$. Une antenne isotrope est une antenne idéale qui rayonne de manière uniforme dans l'espace. Son intensité de rayonnement, noté U_0 est donc une

constante, indépendante de θ et de ϕ , et qui vaut $P_{ray}/4\pi$ où P_{ray} correspond à la puissance totale rayonnée.

La directivité d'une antenne se calcule comme le rapport de son intensité de rayonnement U à l'intensité de rayonnement U_0 d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance (équation (7)).

$$D(\theta, \phi) = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (7)$$

La directivité étant une grandeur sans dimension, elle est couramment exprimée en décibels. Plus exactement, et pour rappeler qu'elle constitue une comparaison à l'antenne isotrope, elle est exprimée en dBi (i pour isotrope). En outre, il est courant d'associer la directivité à une seule valeur ; quand c'est le cas, il s'agit implicitement de la directivité maximale de l'antenne.

Il est important de noter que dans le calcul de la directivité, la puissance prise en compte est la puissance effectivement rayonnée par l'antenne, et non la puissance qui lui est injectée. Cela signifie que la directivité ne tient pas compte du rendement de l'antenne.

Gain

Le gain d'une antenne est une grandeur semblable à sa directivité, à la différence près que celui-ci tient compte de l'ensemble des pertes intrinsèques à l'antenne (pertes ohmiques liées aux conducteurs, pertes diélectriques...). Il constitue donc un paramètre plus pragmatique, qui en plus d'informer sur la répartition spatiale de l'énergie rayonnée prend en compte l'efficacité (équivalente à un rendement) de l'antenne. Toujours d'après [7], le gain s'exprime de la manière suivante :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{inj}} \quad (8)$$

Où P_{inj} correspond à la puissance totale injectée dans l'antenne. Une antenne réelle, présentant nécessairement des pertes, n'est pas à même de rayonner la totalité de la puissance qui lui est injectée. Ainsi, de la même manière que la puissance rayonnée est inférieure à la puissance injectée, le gain d'une antenne est toujours inférieur à sa directivité. Il est également courant d'attribuer à une antenne une valeur unique de gain, correspondant implicitement à son gain maximum.

Le gain peut également prendre en compte le niveau d'adaptation de l'antenne, on parle alors de gain réalisé. Ce gain réalisé permet une appréciation globale des performances de l'antenne en prenant en compte sa désadaptation et ses pertes. Son expression est donnée par l'équation (9) où Γ représente le coefficient de réflexion de l'antenne.

$$G_r(\theta, \phi) = (1 - |\Gamma|^2)G(\theta, \phi) \quad (9)$$

Effacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement d'une antenne (ou rendement), notée e_{cd} ou η_{ray} , est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance injectée dans l'antenne au niveau du connecteur (équation (10)) [7] ; elle traduit ainsi l'ensemble des pertes introduites par les matériaux constituant l'antenne.

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{inj}}, \quad 0 < \eta_{ray} < 1 \quad (10)$$

L'efficacité de rayonnement peut également s'exprimer à partir du modèle électrique de l'impédance d'entrée de l'antenne [7].

$$\eta_{ray} = \frac{R_r}{R_r + R_L} \quad (11)$$

L'efficacité de rayonnement relie directement le gain et la directivité (équation (12)).

$$G(\theta, \phi) = \eta_{ray} \cdot D(\theta, \phi) \quad (12)$$

Une grandeur analogue, l'efficacité totale, notée η_{tot} ou e_o , permet de prendre en compte le niveau d'adaptation de l'antenne. Elle s'exprime comme le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance délivrée par la source :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{source}} \quad (13)$$

Polarisation

La polarisation d'une antenne est le paramètre qui décrit l'évolution de l'orientation du champ électrique rayonné par une antenne au cours du temps [7]. Considérons l'exemple d'une onde plane se propageant suivant un axe z , dont l'expression du champ électrique est donnée par l'équation (14).

$$\vec{E}(z, t) = E_1 \cos(\omega t - kz + \varphi_x) \cdot \vec{u}_x + E_2 \cos(\omega t - kz + \varphi_y) \cdot \vec{u}_y \quad (14)$$

Le rapport entre les composantes x et y du champ électrique en notation complexe, permet de faire apparaître un terme de phase φ correspondant au déphasage temporel entre les deux composantes du champ électrique (équation (15)).

$$\frac{\underline{E}_y}{\underline{E}_x} = \frac{E_2 e^{-j(kz - \varphi_y)}}{E_1 e^{-j(kz - \varphi_x)}} = \frac{E_2}{E_1} e^{j(\varphi_y - \varphi_x)} = \frac{E_2}{E_1} e^{j\varphi} \quad (15)$$

Si φ vaut 0 ou π , ou si l'une des deux composantes du champ électrique est nulle, alors la polarisation est dite linéaire. Si φ vaut $\pm \pi/2$ et que les deux composantes du champ

électriques sont d'amplitudes égales, alors la polarisation est dite circulaire. Enfin, à défaut d'être linéaire ou circulaire, la polarisation est elliptique, ce qui constitue le cas le plus général. La polarisation peut être représentée par la courbe décrite au cours du temps par la projection de l'extrémité du vecteur champ électrique dans un plan normal à la direction de propagation. La Figure 7 représente un certain nombre de ces courbes obtenues pour différentes valeurs d'amplitudes et de déphasages entre les composantes du champ électrique.

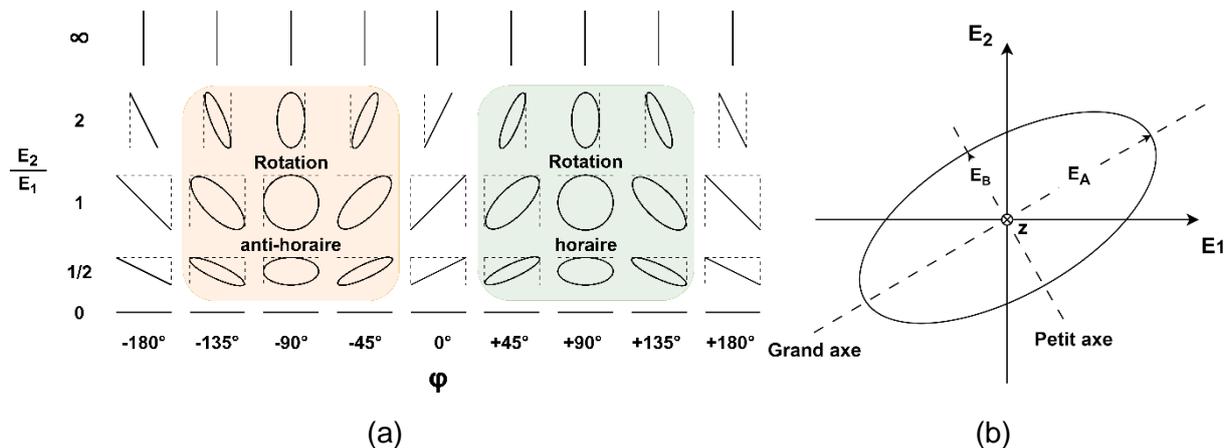


Figure 7 : Polarisations en fonction de l'amplitude des composantes du champ électriques et de leur déphasage ϕ

En pratique, le taux d'ellipticité (AR pour Axial Ratio en anglais), défini comme le rapport du grand au petit axe de l'ellipse (Figure 7 (b), équation (16)) et exprimé en décibels, est utilisé pour discriminer les différents types de polarisations.

$$AR = \frac{\|E_A\|}{\|E_B\|} \quad (16)$$

Bande passante

La notion de bande-passante d'une antenne est relative. Elle correspond à une plage fréquentielle sur laquelle un ou plusieurs critères demeurent valides, est sur la base desquels l'antenne est considérée comme fonctionnelle/opérationnelle [7]. Ces critères sont divers : un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, un taux d'ellipticité supérieur à -3dB (pour une polarisation circulaire), ou encore un gain supérieur à une valeur particulière par exemple. Etant donné que ces différentes caractéristiques varient différemment, notamment avec la fréquence, il n'y a pas de définition unique de la bande-passante et chaque application impose sa propre définition. Toutes les caractéristiques susmentionnées sont susceptibles, en fonction de l'application et des contraintes qu'elle impose, de participer à la définition de la bande passante d'une antenne.

I.2.2. Types de reconfigurabilités antennaires

Introduire de la reconfigurabilité dans une antenne, quelle que soit sa forme, requiert l'utilisation de matériaux ou de composants qui possèdent eux-mêmes cette capacité à se reconfigurer. La modification d'une caractéristique spécifique d'une antenne implique une modification du champ électromagnétique ou des courants à l'intérieur de celle-ci. Cependant,

cette modification peut potentiellement affecter d'autres caractéristiques que celle initialement visée. Ainsi, rendre une antenne reconfigurable implique l'intégration d'un élément accordable de manière à ce que sa reconfiguration n'affecte de manière significative que la seule caractéristique choisie de l'antenne.

Dans cette section, le principe et l'intérêt de différents types de reconfigurabilités couramment imputées aux antennes sont présentées. Elle sera suivie d'exemples extraits de la littérature permettant d'illustrer les méthodes de mise en œuvre de ces différents types de reconfigurabilités.

Reconfigurabilité fréquentielle

Une antenne dite reconfigurable en fréquence a la capacité d'ajuster sa fréquence de fonctionnement. Autrement dit, la fréquence de résonance de l'antenne et/ou la largeur de sa bande passante peuvent être modifiées par l'application de stimuli (électrique, optique, thermique, magnétique, etc...). Les antennes reconfigurables en fréquence sont particulièrement intéressantes dans un contexte de miniaturisation, puisqu'elles peuvent être compatibles avec plusieurs protocoles de communication (GSM, WIFI, Bluetooth), et peuvent ainsi permettre une réduction du nombre d'antennes à intégrer dans un dispositif. En pratique, le principe général de la reconfigurabilité fréquentielle repose sur la modification de sa longueur électrique, qui à son tour influence les fréquences de résonances des modes qu'il est possible d'exciter. Pour modifier cette longueur électrique, il est soit possible de modifier la longueur physique de l'antenne, soit de modifier les paramètres constitutifs des matériaux qui la constituent afin de modifier la vitesse de propagation des ondes dans l'antenne. L'équation (17) illustre l'influence de ces paramètres sur l'expression analytique de la fréquence de résonance d'une cavité résonante parallélépipédique.

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \quad (17)$$

Avec h , L et W respectivement la hauteur, la longueur et la largeur de la cavité.

La reconfigurabilité fréquentielle d'une antenne peut être réalisée de manière discrète ou continue. Pour une agilité discrète, ce sont généralement des dispositifs de type commutateurs qui sont utilisés, ou des composants accordables numériquement, et donc dotés d'un nombre fini d'états. Ce type de reconfiguration offre généralement des niveaux d'agilités importants, mais ne permettant pas de régler finement la fréquence de fonctionnement. A contrario, l'agilité continue est associée à des niveaux d'accords plus faibles, mais permet en contrepartie un réglage continu, et donc plus fin. Elle est le plus souvent mise en œuvre par l'intégration de composants continument accordables comme des diodes varicaps par exemple.

Pour quantifier l'agilité fréquentielle d'une antenne, plusieurs méthodes sont possibles. Dans ce manuscrit, nous utiliserons l'équation (18) pour quantifier pleinement l'entièreté de la bande passante à -10 dB.

$$\Delta f = \frac{f_{H-10dB} - f_{L-10dB}}{f_{L-10dB}} \times 100 \quad (18)$$

Avec f_{H-10dB} et f_{L-10dB} représentées en Figure 8, correspondant respectivement aux fréquences maximales et minimales auxquelles l'antenne peut fonctionner, et où le critère utilisé est un $|S_{11}|$ inférieur à -10 dB.

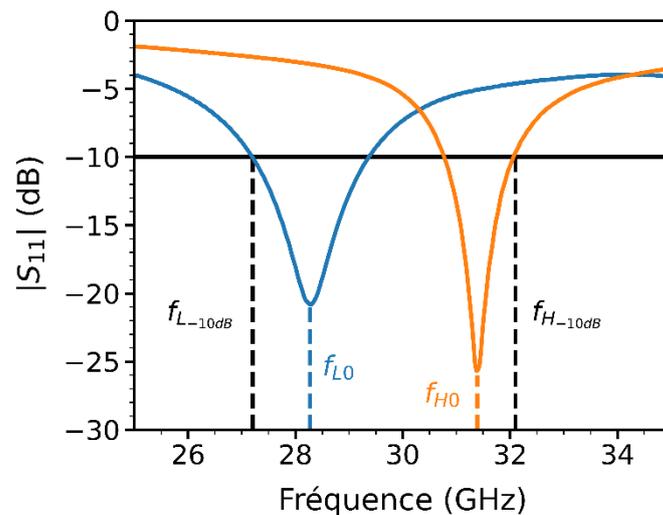


Figure 8 : Fréquences permettant de calculer l'accordabilité fréquentielle d'une antenne d'après l'équation (18)

Reconfigurabilité du diagramme de rayonnement

Une antenne est dite reconfigurable en rayonnement si elle possède la capacité de modifier sa directivité, ou de modifier significativement son ou ses lobes de rayonnement. Il peut s'agir du nombre de lobes, de leurs orientations ou de leurs ouvertures [7]. Les antennes reconfigurables en rayonnement sont particulièrement plébiscitées dans les applications radars, permettant de réaliser le suivi dynamique de cibles. Dans le domaine des télécommunications, leur capacité à offrir une directivité bien plus élevée que les antennes omnidirectionnelles, tout en conservant un potentiel d'émission multidirectionnelle, est un atout majeur. Cet avantage s'avère particulièrement bénéfique pour les communications longues distances et dans des scénarios où le dispositif communicant est en mouvement, comme c'est le cas pour les télécommunications satellitaires ou cellulaires. Lorsque le diagramme de rayonnement d'une antenne souhaite simplement être mû dans certaines directions particulières, il est possible d'utiliser des actionneurs mécaniques afin de mouvoir l'antenne complète dans la direction souhaitée ; cette méthode correspond par exemple aux antennes montées sur des supports en rotation comme dans les aéroports, ce qui permet un angle de vue azimutal de 360°. Néanmoins, les solutions mécaniques sont relativement lentes, encombrantes et donc inenvisageables pour certaines applications où un dispositif de reconfiguration électronique (on parle alors d'antennes à balayage électronique) pourra être mis en place. Les antennes à balayage électronique sont en général des réseaux constitués de plusieurs d'antennes. En fonction de l'arrangement spatial des antennes, il est possible de piloter la phase relative entre les éléments de sorte à contrôler le résultat des interférences entre les ondes que chacun émet, permettant de créer un faisceau orientable. L'amplitude d'excitation de chaque élément peut également être ajustée afin de contrôler le niveau des lobes secondaire ou l'ouverture du faisceau principal. La Figure 9 représente un réseau d'antennes de trois éléments régulièrement espacés d'une longueur dx suivant l'axe X.

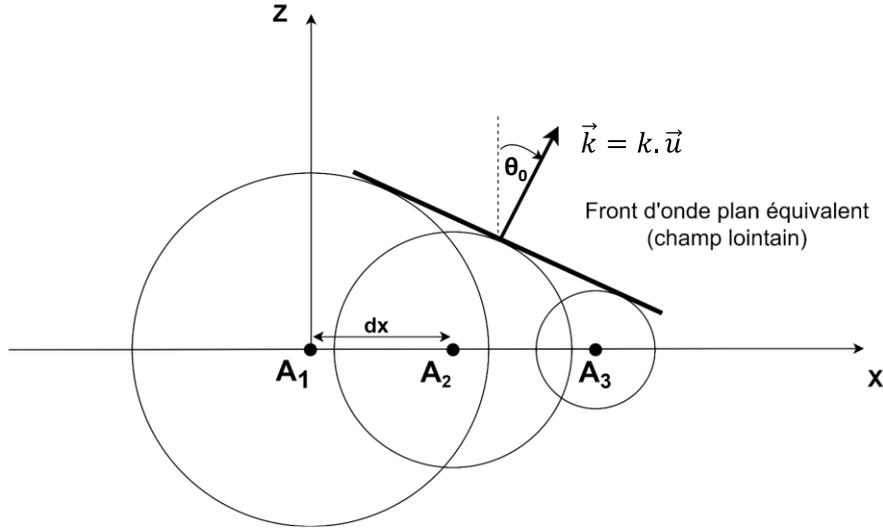


Figure 9 : Réseau d'antenne 1D de 3 antennes disposées linéairement

Le facteur de réseau de ce réseau d'antenne est donné par l'équation (19) :

$$AF(\theta) = \sum_{i=0}^{N-1} e^{j(k \cdot i \cdot dx \cdot \sin(\theta) + \beta_i)} \quad (19)$$

Où i représente le numéro de l'antenne (0 pour A₁, 1 pour A₂, et 2 pour A₃), θ l'angle d'observation, et β_i le déphasage relatif appliqué entre chaque antenne A_i. Pour orienter le faisceau dans une direction θ_0 particulière, il faut remplir la condition suivante:

$$k \cdot i \cdot dx \cdot \sin(\theta_0) + \beta_i = 0 \quad \text{soit} \quad \beta_i = -k \cdot i \cdot dx \cdot \sin(\theta_0) \quad (20)$$

En prenant pour exemple le réseau de la Figure 9 avec un espacement dx entre chaque élément de $0,5 \lambda_0$, il faut un déphasage relatif de 90° entre chaque élément pour obtenir un dépointage du faisceau de 30° .

Reconfigurabilité en polarisation

Une antenne reconfigurable en polarisation est une antenne capable de modifier l'évolution de l'orientation du champ électrique qu'elle rayonne. Il peut s'agir de modifier l'orientation (par exemple passer d'une polarisation circulaire droite à une polarisation circulaire gauche) ou le type de polarisation (passage d'une polarisation circulaire à linéaire). L'importance d'une polarisation contrôlée est cruciale dans un bilan de transmission. En prenant deux antennes identiques, polarisées linéairement, mais disposées de manière orthogonales, il est impossible de transférer de l'énergie de l'une vers l'autre [7]. A l'inverse, si ces deux antennes ont une polarisation identique, alors la polarisation ne limite plus du tout l'échange d'énergie entre les deux éléments. De ce fait, la reconfigurabilité en polarisation est un moyen efficace d'améliorer la qualité d'une transmission radio, notamment dans des environnements susceptibles d'impacter la polarisation des ondes rayonnées, ou encore pour corriger des problèmes d'alignement entre un émetteur et un récepteur potentiellement mouvants. En outre, la reconfigurabilité en polarisation peut permettre de multiplexer plusieurs communications sur une seule fréquence (Polarization Division Multiple Access - PDMA). Si deux antennes

émettent sur une même fréquence, mais avec des polarisations orthogonales, alors les ondes émises n'interféreront pas, permettant ainsi d'augmenter la capacité d'un canal.

I.3. Technologies de reconfiguration d'antennes millimétriques

Dans cette section, les principes de fonctionnements des technologies de reconfiguration « conventionnelles », et qui sont aujourd'hui dominantes en particulier pour les applications basses fréquences, sont présentés. Nous illustrerons également les performances de ces technologies à l'aide d'exemples tirés de la littérature, en veillant à présenter autant que possible des dispositifs fonctionnant dans le domaine millimétrique.

I.3.1. Diodes PIN

Une diode PIN est un composant électronique à base de semi-conducteurs utilisé pour réaliser des fonctions de commutations, permettant la mise en œuvre de reconfigurabilités discrètes. La diode est composée de trois régions : l'anode (région dopée **P**), la cathode (région dopée **N**), et une région non dopée, dite **Intrinsèque**, séparant les deux (Figure 10). Au repos, la constitution de la diode (sous forme de jonction PN) induit une zone de charge d'espace dans laquelle s'établit une tension de polarisation interne qui s'oppose au passage du courant électrique. A l'état OFF la diode est équivalente à un circuit ouvert de haute impédance, modélisé par un condensateur de très faible valeur. Lorsque la diode est polarisée en inverse ($V_{AK} < 0$), la zone de charge d'espace s'allonge, ce qui résulte en une diminution de la valeur de capacité, et la diode demeure à l'état OFF, équivalente à un circuit-ouvert. Lorsque la diode est polarisée en direct ($V_{AK} > V_{seuil}$), la zone de charge d'espace se réduit. Si la tension de polarisation direct est supérieure ou égale à la tension de seuil V_{seuil} de la diode, alors la zone de charge d'espace n'existe plus, et le courant électrique peut circuler librement au travers de la diode. Celle-ci devient alors équivalente à un court-circuit de très faible impédance [9]. La différence principale entre une diode classique et une diode PIN est la présence de la zone intrinsèque. Cette zone intrinsèque permet d'allonger la zone de charge d'espace, ce qui a pour effet de diminuer la capacité de la jonction, permettant ainsi une utilisation à plus haute fréquence [9].

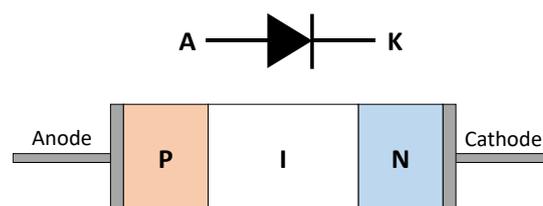


Figure 10 : Schéma diode PIN

L'article [10] présente un exemple d'intégration de diodes PIN dans une antenne millimétrique proposée pour des applications 5G. Le dispositif est constitué de deux éléments rayonnants pointant dans des directions différentes, et alimentés par un seul et même port RF. Deux diodes PIN disponibles dans le commerce ont été intégrées dans le dispositif entre les éléments rayonnants et la ligne d'excitation (Figure 11), permettant d'alimenter l'un ou l'autre des éléments rayonnants. L'antenne possède deux modes de fonctionnement : un mode L dans lequel la diode PIN (L) est ON et la diode PIN (R) est OFF, et un mode R dans lequel la diode PIN (L) est OFF et la diode PIN (R) est ON (Figure 11 (b)). Un dispositif fabriqué a permis de quantifier expérimentalement les performances de cette architecture. Selon que l'antenne fonctionne en mode L ou R, le faisceau sera orienté respectivement suivant les directions

$\varphi = -45^\circ$ et $\varphi = +45^\circ$ dans le plan azimutal $\theta=90^\circ$. L'antenne présente pour ces deux états un gain d'environ 3 dB et une ouverture de 80° , avec une réponse en fréquence quasiment invariable (Figure 12).

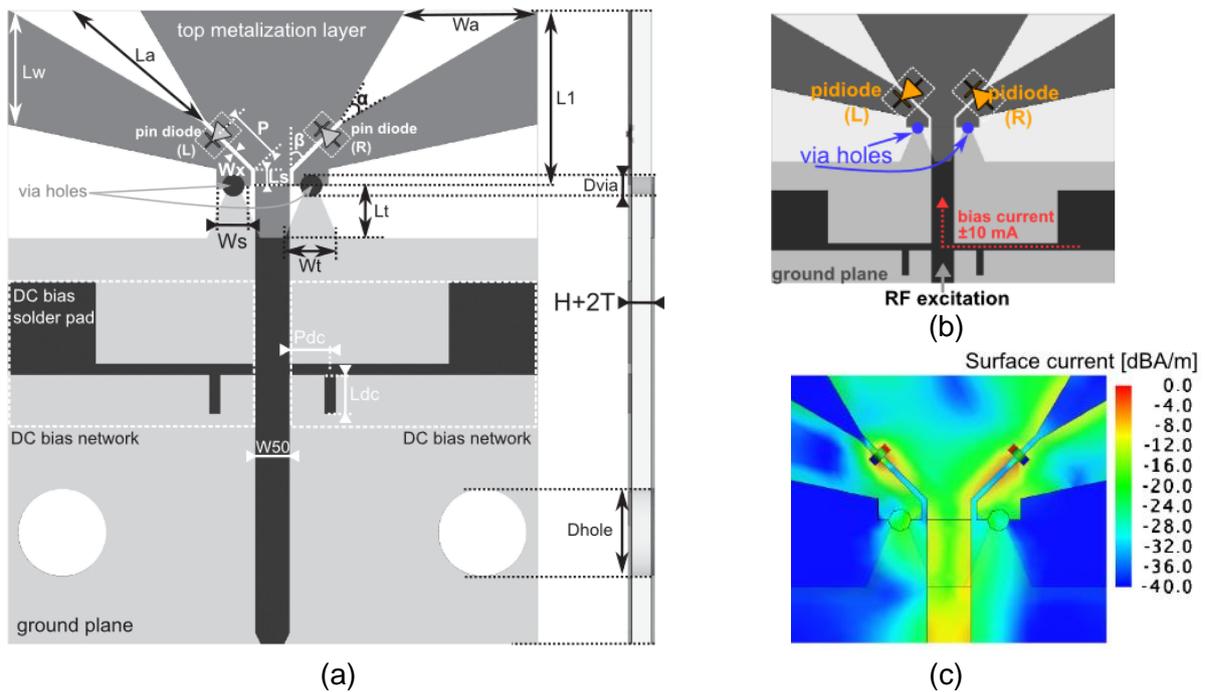


Figure 11 : (a) Architecture d'une antenne millimétrique pour applications 5G, rendu reconfigurable en rayonnement par l'intégration de diodes PIN. (b) Modes de fonctionnement en fonction de la diode alimentée et (c) densité de courant en mode R.

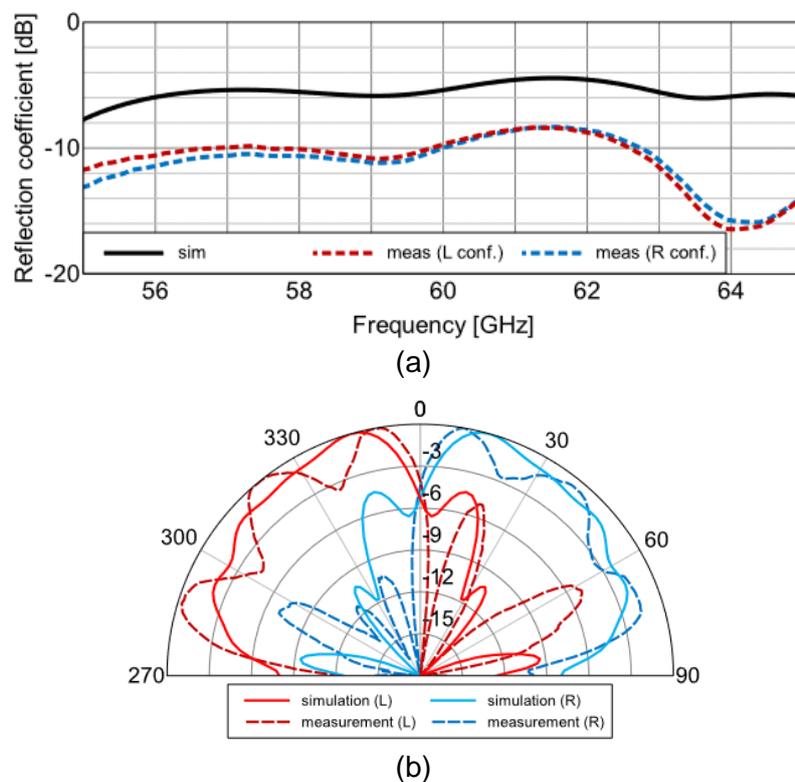


Figure 12 : Performances de l'antenne présentée dans [10]. (a) Coefficient de réflexion et (b) diagramme de rayonnement dans le plan horizontal ($\theta=90^\circ$) pour les deux états à 60 GHz

Un second exemple d'intégration de diodes PIN est présenté dans [11], permettant cette fois de réaliser de la reconfigurabilité fréquentielle. Le dispositif consiste en une antenne quasi-Yagi plane fonctionnant en bande millimétrique. L'antenne est constituée d'un dipôle planaire et de deux directeurs. Une diode PIN est intégrée entre les extrémités du dipôle et celles du premier directeur. Lorsque les diodes PIN sont bloquées, l'antenne est équivalente à une antenne Yagi, dont l'élément rayonnant est le dipôle, et doté de deux directeurs. Lorsque les diodes PIN sont passantes, le dipôle et le premier directeur sont connectés galvaniquement et forment un dipôle replié, ne laissant plus à la structure qu'un seul directeur (Figure 13).

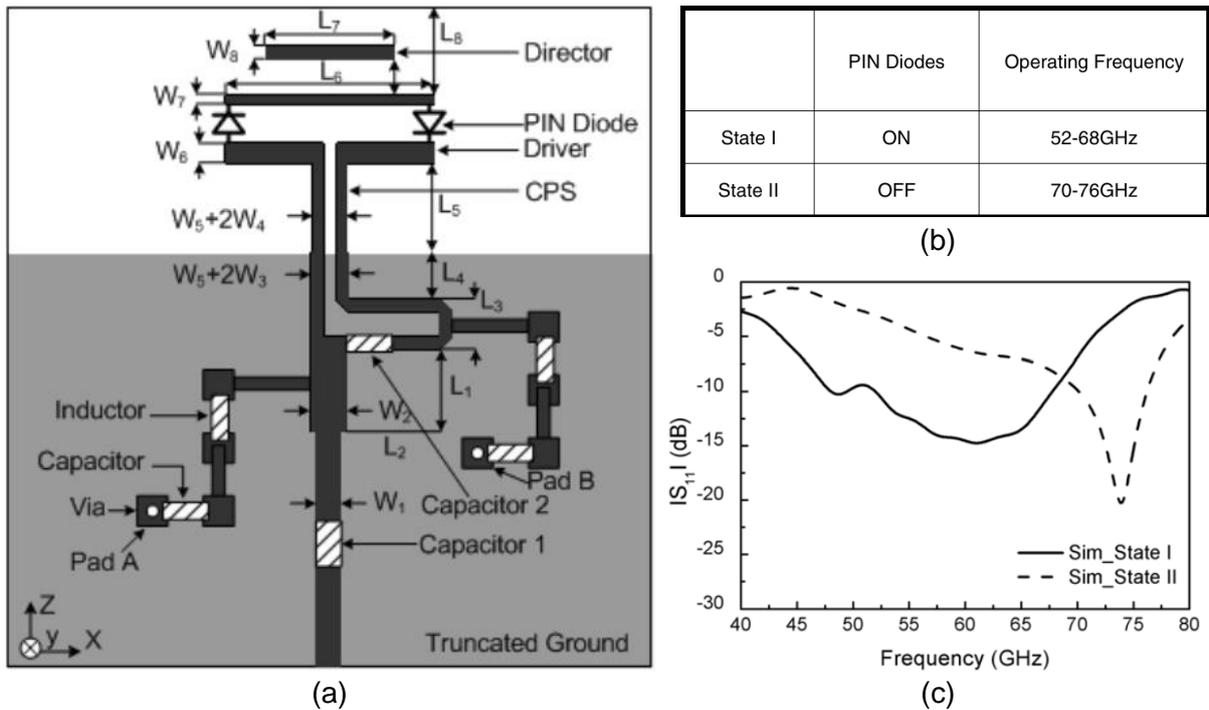


Figure 13 : Architecture et performances du dispositif antennaire intégrant des diodes PIN présenté dans [11]

En considérant l'équation (18), l'accordabilité fréquentielle de cette antenne est de 46%. Cependant, il est important de souligner ici que celle-ci est discrète, et que toutes les fréquences ne peuvent être exploitées dans la bande [52 - 76] GHz. Les performances de ce dispositif n'ont pas été démontrées expérimentalement ; néanmoins, elles illustrent clairement les possibilités qu'offrent les diodes PIN, qui permettent des accordabilités certes importantes mais discrètes.

Les diodes PIN présentent deux inconvénients majeurs. Tout d'abord, leur consommation énergétique peut être importante et se situe généralement entre 5 et 100 mW. Ensuite, elles souffrent de pertes croissantes à mesure que la fréquence de fonctionnement augmente.

1.3.2. Varicap

Les diodes varicaps (**V**ariable **C**apacitors) sont des composants électroniques utilisées en tant que condensateurs variables. Leur constitution, semblable aux diodes classiques, est optimisée pour une utilisation en polarisation inverse. Comme introduit plus haut, une jonction PN polarisée en inverse se comporte, du fait de la zone de charge d'espace, comme un condensateur. Lorsque la tension de polarisation inverse varie, la longueur de la zone de charge d'espace varie proportionnellement, modifiant ainsi la valeur de la capacité. Les diodes

varicaps sont donc semblables à des condensateurs MIM (Métal-Insulateur-Métal) où la capacité est variable par la modification de l'espace entre les électrodes. Une approximation simplifiée de la capacité de ce type de structure est donnée en équation (21).

$$C = \frac{\epsilon \cdot A}{d} \quad (21)$$

Avec C la valeur de la capacité, A la surface des électrodes en vis-à-vis, ϵ la permittivité du diélectrique, et d la distance qui les sépare. La similarité entre les structures MIM et les diodes varicaps permet d'expliquer la non-linéarité des diodes varicaps ; outre la relation entre la longueur de la zone de charge d'espace et la tension de polarisation inverse, la variation de la capacité est inversement proportionnelle à la longueur d de la zone de charge d'espace.

Dans [12], des diodes varicaps sont intégrées sur les éléments d'un réseau de 4 antennes patches. Chaque patch est chargé par 4 diodes varicaps (MAVR-011020-1411 – MACOM) disposées aux coins du patch (Figure 14).

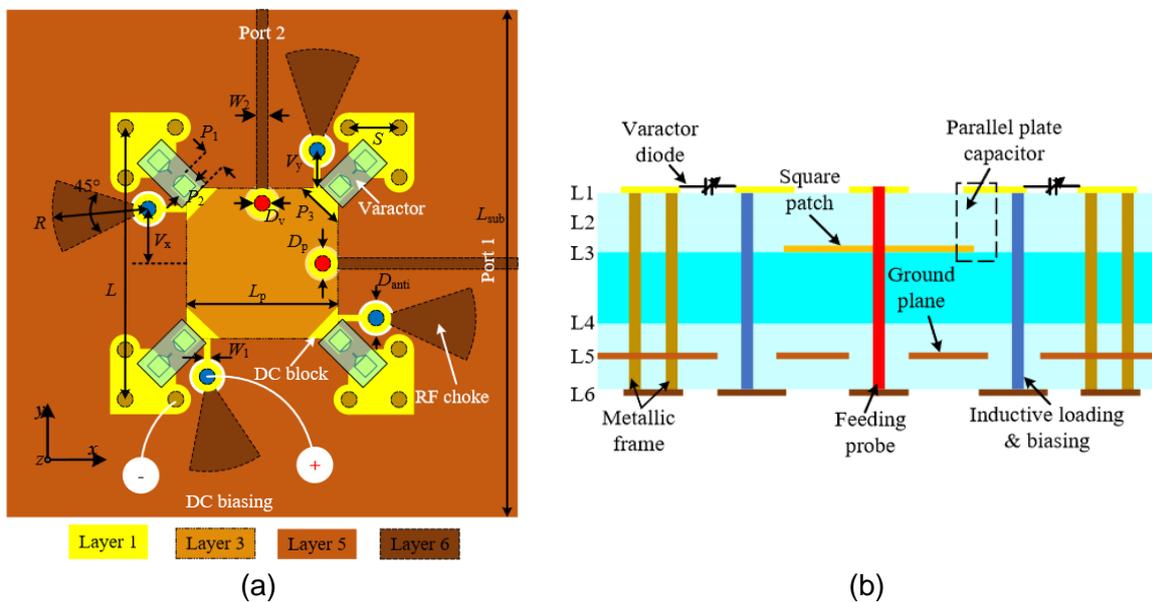


Figure 14 : Architecture de l'antenne reconfigurable en fréquence présentée dans [12]. (a) Vue de dessus et (b) vue en coupe du dispositif.

Les performances des éléments unitaires (un seul patch chargé par 4 varicaps) sont estimées par simulation électromagnétiques full-wave. Pour une tension de polarisation des varicaps comprise entre 0V et 16V (commune aux quatre varicaps), l'antenne présente une accordabilité fréquentielle de 30% (équation (18)) comprise entre 23 GHz et 30 GHz environ, avec un gain maximal réalisé de 4,6 dB (Figure 15) et une efficacité totale supérieure à -2,5 dB. Enfin, le diagramme de rayonnement (Figure 15 (c)) n'est quasiment pas impacté par la polarisation des varicaps. Les performances impressionnantes de ce dispositif n'ont pas été directement vérifiées expérimentalement, mais la caractérisation expérimentale du réseau entier (4x1 patches) permet de corroborer ces résultats simulés.

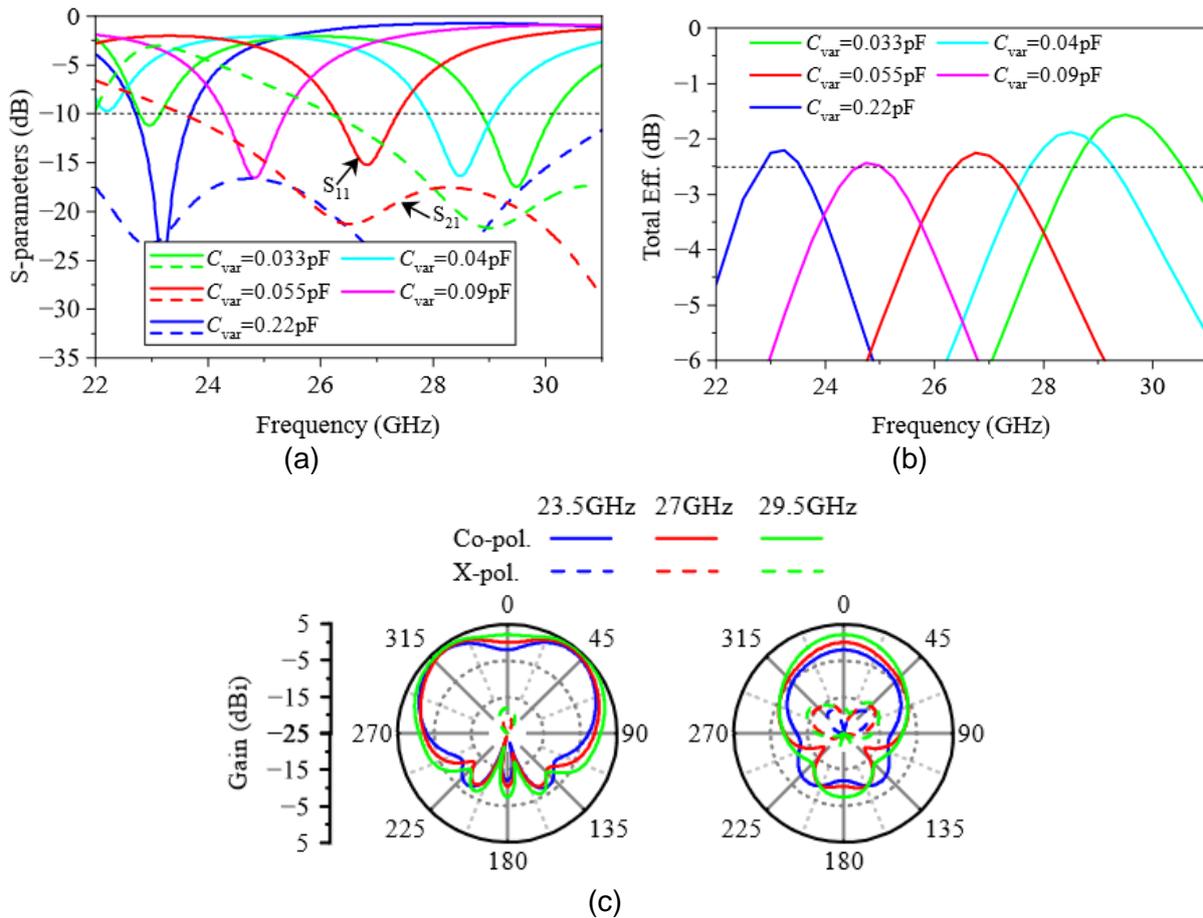


Figure 15 : Performances simulées d'un élément unitaire chargé par quatre varicaps pour une tension de polarisation des varicaps comprise entre 0V et 16V. (a) Coefficient de réflexion, (b) efficacité totale et (c) diagrammes de rayonnement dans les plans xoz (gauche) et yoz (droite)

Un second exemple [13] rapporte l'intégration de trois diodes varicaps dans une antenne patch afin de la rendre reconfigurable en fréquence. Le dispositif consiste en un patch rectangulaire relié à une de ses extrémités à un second patch par plusieurs varicaps (Figure 16 (a)). La fréquence de résonance de la structure tend à diminuer lorsque la capacité des varicaps augmente ; en effet, l'augmentation de la capacité des varicaps entraîne une diminution de leur impédance, qui se traduit par une augmentation du courant dans le second patch, et résulte en une augmentation de la longueur effective de la structure. L'antenne présente une très bonne accordabilité fréquentielle continue de 52% comprise entre 2,6 GHz et 3,96 GHz (Figure 16 (b)). Néanmoins, comme le démontre le gain mesuré, le dispositif présente des pertes relativement importantes, notamment pour les valeurs hautes des varicaps. L'écart de gain entre une polarisation nulle et la polarisation maximale des varicaps est d'environ 5 dB.

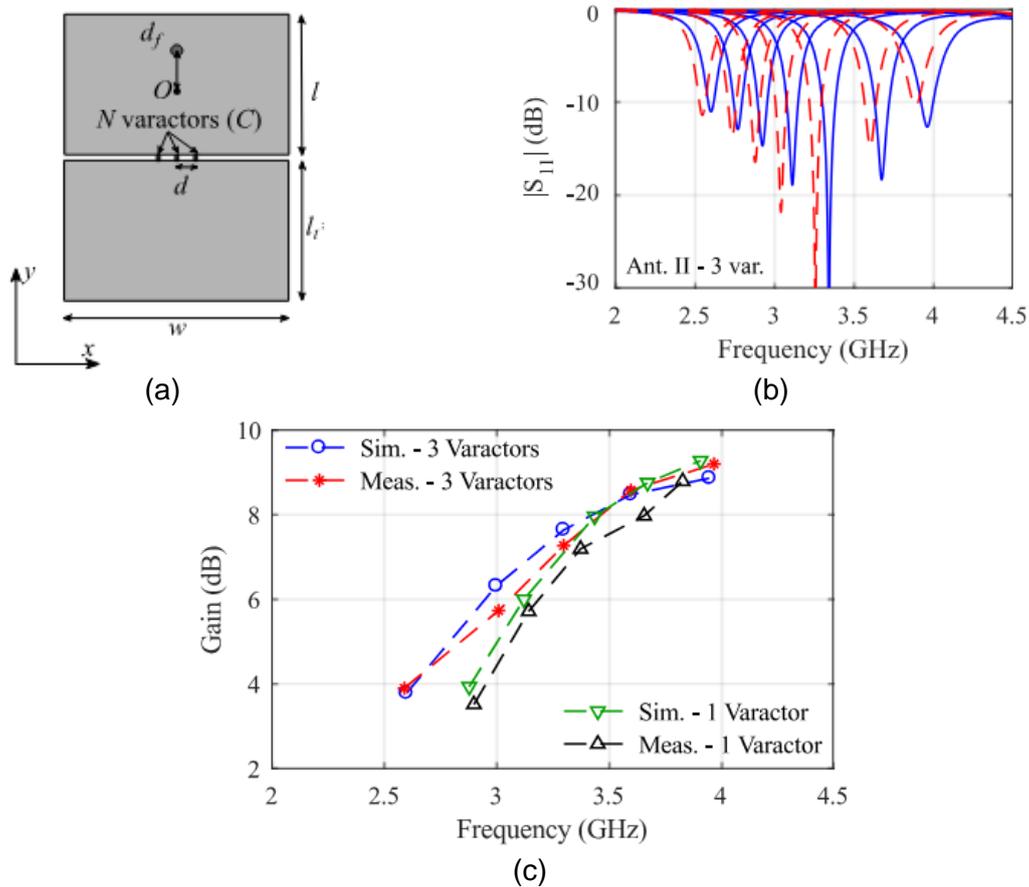


Figure 16 :Architecture et performances de l'antenne patch intégrant trois diodes varicaps présentée dans [13]. (a) Structure de l'antenne, (b) coefficient de réflexion mesuré pour différentes valeurs des trois varicaps comprises entre 0,34 pF et 2,95 pF, et (c) gains simulés et mesurés.

Ce dispositif met en avant les bonnes performances en terme d'accordabilité qui peuvent être obtenues grâce à l'utilisation de condensateurs variables, et tout particulièrement de varicaps. En outre, ces travaux mettent également en exergue la forte influence des pertes des varicaps sur les performances en rayonnement. Bien que le dispositif opère à des fréquences relativement faibles en comparaison à la bande millimétrique, les condensateurs variables impactent tout de même fortement, et à la baisse, les performances en rayonnement de l'antenne.

I.3.3. Micro Electro-Mechanical Systems (MEMS)

Les MEMS (de l'anglais Micro Electro-Mechanical Systems) sont des composants électromécaniques microscopiques dont le fonctionnement repose sur l'attraction d'une membrane, en général par application d'une force électrostatique. Plusieurs architectures ont été développées et dont les fonctionnements diffèrent quelque peu. La Figure 17 présente deux architectures parmi les plus répandues, à savoir l'architecture de type contact ohmique (métal/métal, Figure 17 (a)) et l'architecture de type contact capacitif (métal/diélectrique, Figure 17 (b)) [14].

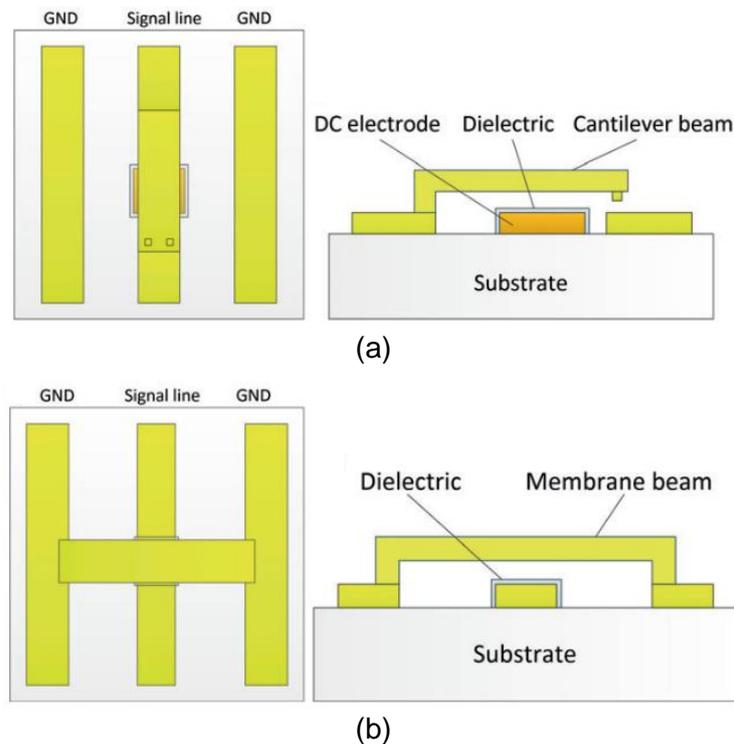


Figure 17 : Architectures de composant MEMS extraites de [14]. (a) Structure à contact ohmique et (b) structure à contact capacitif.

Le principe d'actionnement des MEMS repose sur l'induction d'une force électrostatique permettant d'attirer la membrane (ou la poutre). Dans le cas de la structure à contact direct, la ligne de signal du guide d'onde coplanaire est discontinue et présente un circuit ouvert. Une poutre métallique est disposée au-dessus de ce circuit ouvert, avec une extrémité reliée à la ligne de signal, et l'autre extrémité maintenue en suspension au-dessus de la ligne de signal. Une électrode DC est disposée dans le circuit ouvert, sous la poutre, afin d'établir la polarisation du commutateur. L'application d'une tension continue entre la poutre et l'électrode DC permet d'attirer l'extrémité flottante de la poutre vers la ligne de signal, établissant ainsi un contact galvanique (métal/métal) entre ces dernières, faisant commuter le dispositif à l'état passant. Dans le cas de la structure capacitive parallèle, une membrane est connectée entre les lignes de masse d'un guide d'onde coplanaire, en restant flottante au-dessus de la ligne de signal. Lorsqu'une tension de polarisation continue est appliquée entre les masses et la ligne de signal du guide d'onde, une force électrostatique est induite et permet d'attirer la membrane jusqu'à établir un contact avec la ligne de signal. Cependant, le contact n'est ici pas direct puisque la ligne de signal est recouverte par un diélectrique pour éviter un contact électrique entre les lignes de masses et celle de signal. Néanmoins, la forte proximité de la

membrane à la ligne de signal résulte en une augmentation importante, locale, de la capacité de la ligne. Cette forte augmentation de la capacité engendre à son tour une diminution importante de l'impédance de la ligne au niveau du commutateur, déviant ainsi le courant de la ligne de signal vers la masse : le commutateur est à l'état bloqué [15].

Les performances RF des commutateurs MEMS sont particulièrement intéressantes du fait de leurs faibles pertes d'insertion, leur très bon niveau d'isolation, leur faible consommation et leur forte tenue en puissance. Néanmoins, ces dispositifs mécaniques souffrent d'un vieillissement rapide qui dégrade leurs performances, leurs temps de commutations sont relativement élevés et leur fabrication complexe élève leur coût [14], [15], [16].

Une étude d'intégration de MEMS dans un dispositif antennaire est présentée dans [17]. Le dispositif consiste en un ensemble de deux patchs circulaires de dimensions différentes, dont l'alimentation dépend pour chacun d'un commutateur MEMS à contact capacitif (Figure 18).

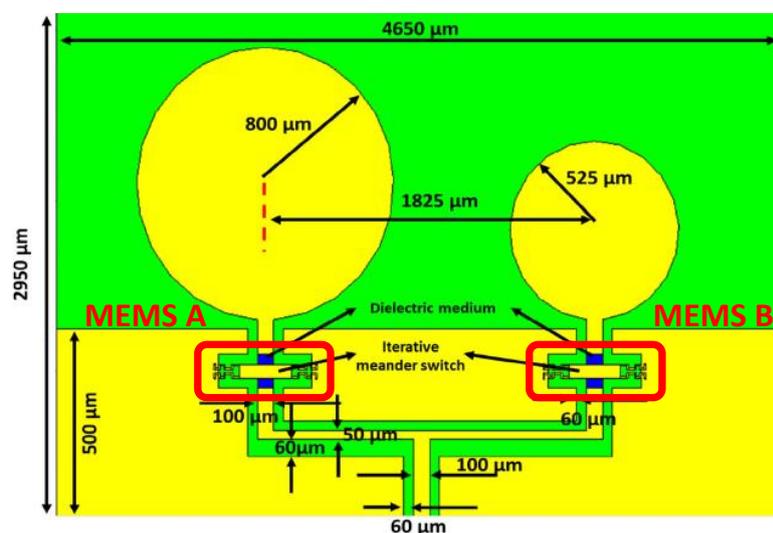


Figure 18 : Architecture de l'antenne reconfigurable en fréquence étudiée dans [17]

Le système fonctionne selon deux modes, dans lesquels un seul des deux commutateurs MEMS ne peut être passant, de sorte à ce que les patchs soient alimentés de manière exclusive. Les MEMS sont pilotés par une tension continue de 1,6V et présentent un temps de commutation de 16 μ s et des pertes d'insertion inférieures à 0,1 dB à l'état passant et un niveau d'isolation inférieur à -35 dB à l'état bloqué. Lorsque que le MEMS A est passant (MEMS B bloqué), c'est le patch de plus grande dimension qui est alimenté, permettant une fréquence de fonctionnement de 40 GHz (Figure 19 (a)). Lorsque que le MEMS B est passant (MEMS A bloqué), c'est le patch de plus petite dimension qui est excité, permettant une fréquence de fonctionnement de 60 GHz (Figure 19 (b)).

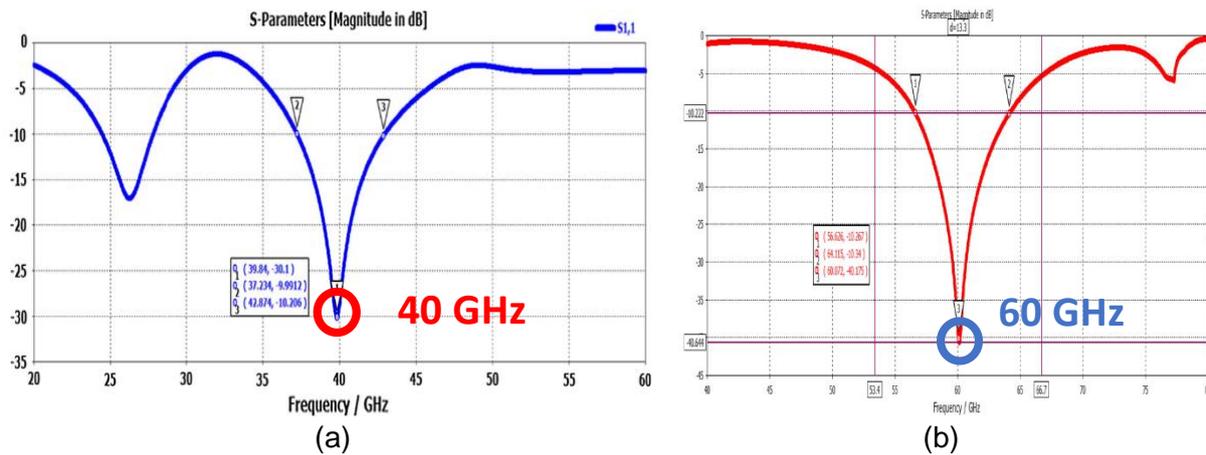


Figure 19 : Coefficient de réflexion de l'antenne présentée dans [17] lorsque (a) le MEMS A est activé et (b) le MEMS B est activé.

Un second exemple d'intégration de MEMS dans un dispositif antennaire est présenté dans [18], où la polarisation de l'antenne peut être variée entre une polarisation linéaire et circulaire. Le dispositif consiste en une cavité résonante cylindrique excitée par une fente-boucle circulaire. Un stub est connecté à la métallisation interne de la fente-boucle, et un MEMS à contact ohmique permet de modifier la longueur du stub (Figure 20).

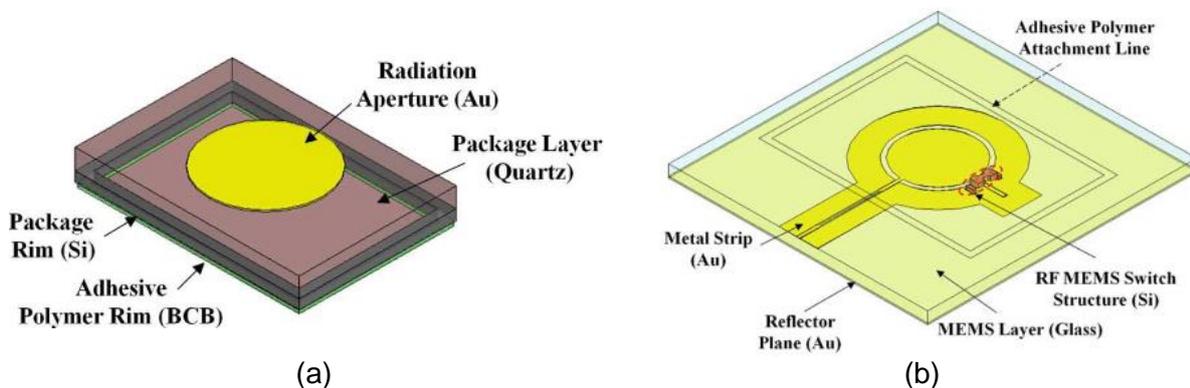


Figure 20 : Architecture de l'antenne reconfigurable en polarisation présentée dans [18]

Lorsque le MEMS est bloqué (stub déconnecté), l'antenne rayonne en polarisation linéaire, tandis que lorsque le MEMS est passant (stub connecté), elle rayonne en polarisation circulaire. L'adaptation de l'antenne est relativement similaire pour les deux états, inférieure à -10 dB entre 17,5 GHz et 22 GHz environ (Figure 21 (a)). Le taux d'ellipticité en polarisation linéaire est supérieur à 13 dB entre 18 GHz et 22 GHz, ce qui correspond environ à la plage d'adaptation de l'antenne dans ce mode de fonctionnement (Figure 21 (b)). En revanche, le taux d'ellipticité en polarisation circulaire n'est inférieur à 3 dB qu'entre 19,5 GHz et 22 GHz environ, ce qui ne permet pas de profiter de l'ensemble de la plage d'adaptation de l'antenne dans ce mode de fonctionnement (Figure 21 (b)). L'antenne présente tout de même un bande passante utile de 2,5 GHz environ, entre 19,5 GHz et 22 GHz, sur laquelle taux d'ellipticités et adaptation de l'antenne pour les deux polarisations sont convenables.

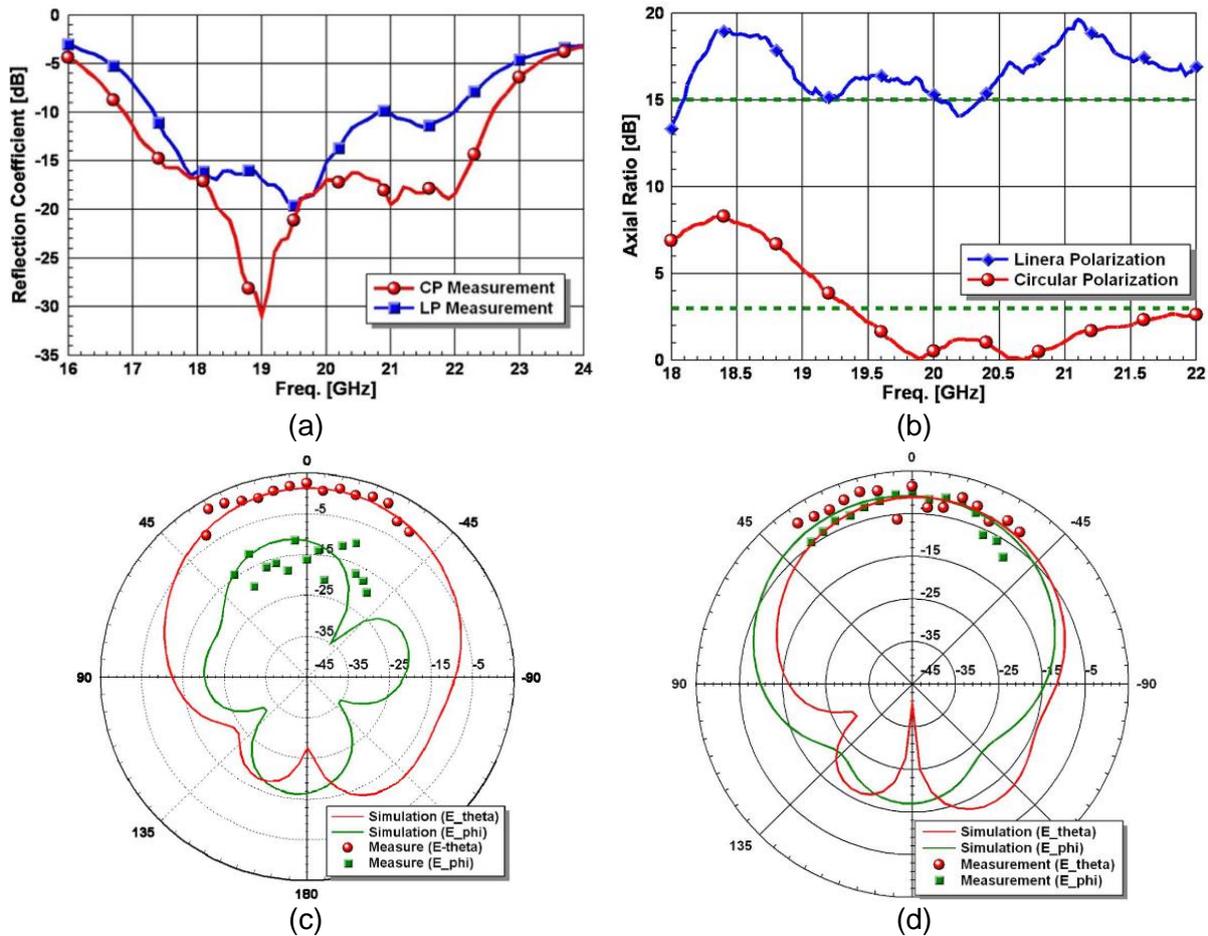


Figure 21 : Performances mesurées de l’antenne reconfigurable en polarisation présentée dans [18].
 (a) Coefficients de réflexions mesurés pour les polarisations linéaires et circulaires, (b) taux d’ellipticités mesurés pour les polarisations linéaires et circulaires, (c) diagramme de rayonnement en polarisation linéaire et (d) circulaire mesuré à 21 GHz dans un plan normal à la ligne d’excitation CPW.

I.4. Technologies de reconfigurabilités à matériaux “agiles”

Dans la section précédente ont été introduites plusieurs des technologies de reconfigurabilités les plus utilisées à l’heure actuelle. Les performances de ces technologies sont cependant fortement dégradées dans le cadre d’applications hautes fréquences, ce oriente la recherche vers l’étude de nouvelles solutions technologiques. Dans le contexte des applications millimétriques, un certain nombre de matériaux dits « agiles » ont reçu un vif intérêt ces dernières années dans le but de développer des solutions de reconfigurabilités permettant d’offrir une alternative aux solutions classiques telle que les semi-conducteurs. Parmi ces matériaux agiles, nous trouvons notamment les matériaux ferroélectriques, dont la permittivité non linéaire permet d’introduire aisément de la reconfigurabilité. Ces matériaux promettent des performances très polyvalentes, et potentiellement viables en bande millimétrique : fabrication et intégration peu complexes, très faible consommation, polarisation aisée, bonne linéarité, et pertes maîtrisées aux fréquences millimétriques [19]. Dans la catégorie des matériaux agiles, nous trouvons également les matériaux à changement de phase (**P**hase **C**hange **M**aterials - PCM), caractérisés par la possibilité, via l’application de stimuli électriques, optiques ou thermiques [20], [21], de jongler entre deux états stables [22], [23], dont les propriétés, notamment optiques et électriques, varient. En l’occurrence, on distingue un état amorphe

dans lequel la conductivité électrique est faible, et un état cristallin dans lequel la conductivité électrique est forte [21]. Cette propriété désigne tout naturellement les PCM comme des candidats potentiels à la réalisation de commutateurs [24], [25], [26], ou pour être directement intégrés dans des structures rayonnantes par exemples [27], [28].

Dans ces travaux, notre intérêt se porte à la fois sur les matériaux ferroélectriques et sur les matériaux PCM comme candidats à l'implémentation de solutions de reconfigurabilités. Les efforts entrepris sur l'optimisation de ces matériaux ont mené à l'obtention d'alliages possédant des caractéristiques prometteuses, qui mèneraient à de bonnes performances notamment dans le domaine des ondes millimétriques. Cette section propose une description plus complète des matériaux ferroélectriques, des matériaux à changement de phase, ainsi que de leurs applications et de leurs potentiels.

I.4.1. Matériaux ferroélectriques

I.4.1.1. Propriétés des matériaux ferroélectriques

Le potentiel des matériaux ferroélectriques dans les applications de reconfigurabilités en hautes fréquences est connu depuis les années 60. Cependant, un certain nombre de contraintes tant d'un point de vue matériau que du point de vue des dispositifs électroniques a freiné l'engouement pour ces matériaux. Néanmoins, depuis ces 20 dernières années, les matériaux ferroélectriques ont connu un regain d'intérêt, notamment pour leur potentiel de miniaturisation des dispositifs électroniques grâce à leur forte permittivité, mais également pour leur caractère reconfigurable lié à la non linéarité de leur polarisation, qui se traduit par une permittivité variable sous l'application d'un champ électrique [29]. La Figure 22 présente la variation typique de la permittivité d'une céramique de $\text{Ba}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{TiO}_3$ en fonction du champ électrique de polarisation appliqué pour une température de 230 K. La permittivité du matériau varie de 10000 à 2000 pour un champ électrique compris entre 0 kV/cm et 32,5 kV/cm respectivement.

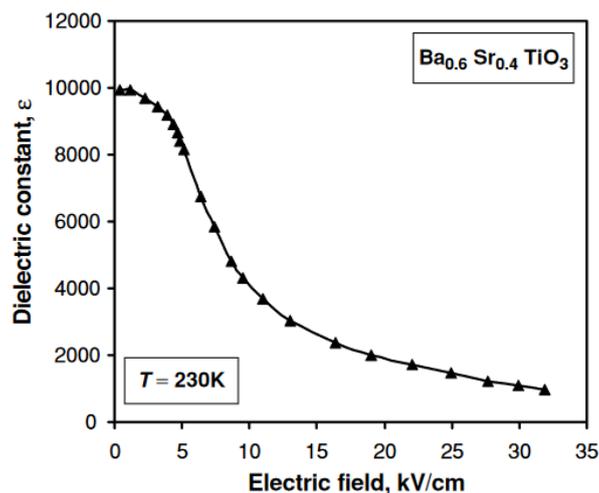


Figure 22 : Permittivité du $\text{Ba}_{0,6}\text{Sr}_{0,4}\text{TiO}_3$ en fonction du champ électrique de polarisation [30]

Bien que la structure des matériaux ferroélectriques puisse être amorphe ou cristalline, c'est généralement cette dernière qui est favorisée pour les applications radio-fréquences. Au total, les matériaux cristallins sont répartis en 32 classes différentes, discriminées par exemple par des critères de symétries [31]. En l'occurrence, les matériaux ferroélectriques font partie de la

classe des matériaux pyroélectriques, appartenant eux-mêmes à la classe des matériaux piézoélectriques (Figure 23). La plupart des matériaux ferroélectriques utilisés pour les applications radiofréquences possèdent une structure pérovskite ABO_3 comme par exemple le Titanate de Baryum $BaTiO_3$, le Titanate de Strontium $SrTiO_3$ ou encore une combinaison des deux, le Titanate de Baryum et Strontium $(BaSr)TiO_3$ [32].

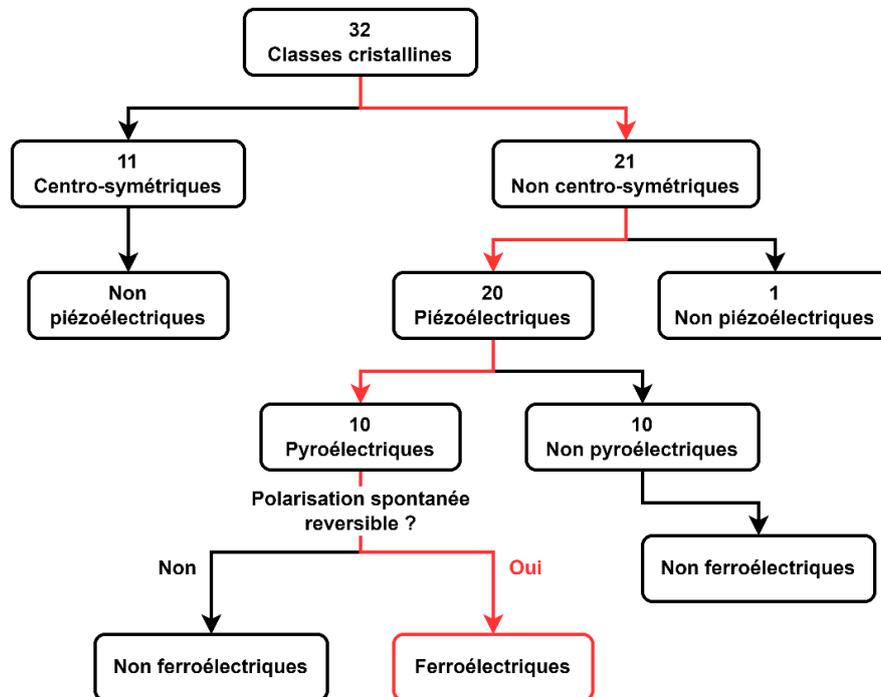


Figure 23 : Classification des structures cristallines

La nature pyroélectrique des matériaux ferroélectriques implique que le système réticulaire de leur structure cristalline ABO_3 est dépendant de leur température. En particulier, un des paramètres importants est leur température de Curie (notée T_C), qui caractérise la transition de phase d'un matériau pyroélectrique d'une phase polaire ($T < T_C$) à une phase non polaire ($T > T_C$) [30]. Evidemment, les propriétés du matériau dépendent de la structure cristalline, et donc de la phase dans laquelle se trouve le matériau. Lorsque la température est inférieure à la température de Curie, la maille du matériau pyroélectrique présente une structure polaire, tétragonale par exemple (cela dépend du matériau [31]), dans laquelle le barycentre des charges positives et négatives n'est pas confondu. De fait, le matériau présente une polarisation spontanée caractéristique des matériaux pyroélectriques. Pour certains matériaux pyroélectriques, cette polarisation spontanée est réversible sous l'application d'un champ électrique suffisamment fort : ce sont les matériaux ferroélectriques (Figure 24). Cette réversibilité de la polarisation engendre un phénomène d'hystérésis, caractéristique des matériaux ferroélectriques (lorsque $T < T_C$) en phases non polaires, aussi appelées phases ferroélectriques. Dans cette phase, la permittivité est non linéaire, donc variable sous l'application d'un champ électrique de polarisation. De plus, le comportement hystérésique de la phase ferroélectrique implique un effet mémoire : la polarisation dépend du champ électrique appliqué, mais également de son état passé. Pour les applications radiofréquences, cet effet mémoire n'est généralement pas désiré, et les ferroélectriques dits « doux », présentant un hystérésis plus étroit (courbe orange de la Figure 24) sont favorisés. A l'inverse de la phase ferroélectrique, lorsque la température du matériau est supérieure à la température de Curie, la maille du matériau présente une structure cubique dans laquelle les barycentres

des charges positives et négatives sont confondus. Ainsi, dans cette phase qualifiée de « paraélectrique », le matériau ne présente plus de polarisation spontanée ni de comportement hystérésique, et sa permittivité est linéaire (Figure 24).

De manière générale, quelle que soit la phase du matériau, la permittivité peut s'exprimer d'après [33] comme la dérivée de la polarisation (équation (22)).

$$\varepsilon = \frac{1}{\varepsilon_0} \frac{\partial P}{\partial E} \quad (22)$$

Où ε_0 représente la permittivité du vide, P la polarisation du matériau et E l'intensité du champ électrique de polarisation.

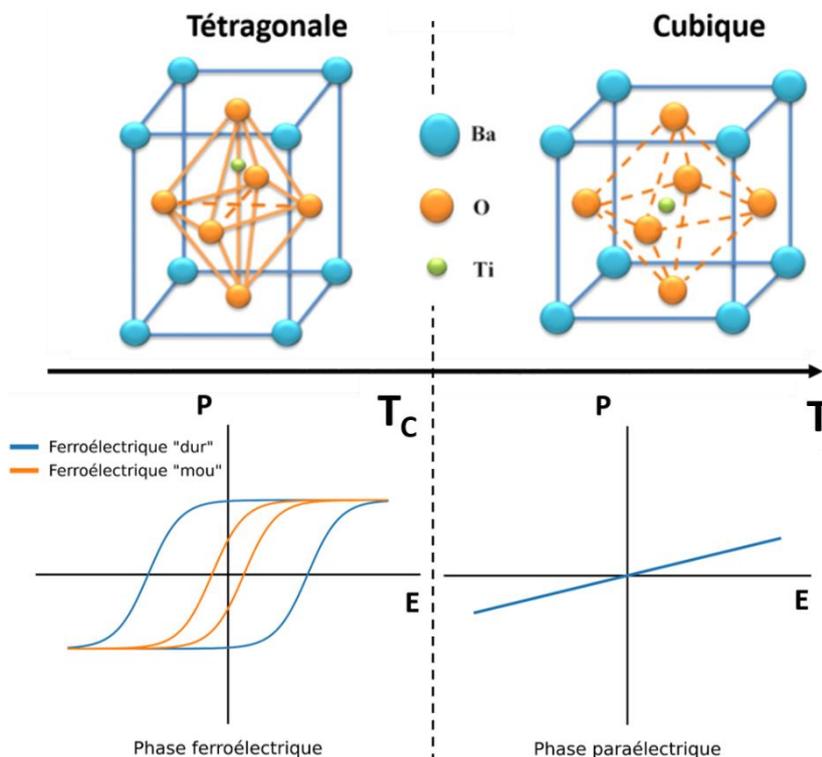


Figure 24 : Maille cristalline du BaTiO₃ (structure pérovskite de type ABO₃) pour une structure réticulaire tétragonale impliquant une phase ferroélectrique (gauche, T < T_C) et cubique impliquant une phase paraélectrique (droite, T > T_C) [34].

D'après la caractéristique représentée en Figure 24, la pente, et donc la permittivité du matériau décroît lorsque le champ électrique de polarisation augmente (Figure 22). Pour quantifier la variation de la permittivité sous l'influence du champ électrique de polarisation, deux paramètres sont couramment utilisés : l'accordabilité n (équation (23)) et l'accordabilité relative n_r (équation (24)) [35]

$$n = \frac{\varepsilon(E_{min})}{\varepsilon(E_{max})} \quad (23)$$

$$n_r = \frac{\varepsilon(E_{min}) - \varepsilon(E_{max})}{\varepsilon(E_{min})} = \frac{n - 1}{n} \quad (24)$$

Avec E_{min} le champ électrique de polarisation minimal (généralement 0 kV/cm) et E_{max} le champ électrique de polarisation maximal.

L'accordabilité d'un matériau ferroélectrique est dans la majorité des cas proportionnelle à sa permittivité [35]. Celle-ci est maximale à la transition entre les phases ferroélectrique et paraélectrique, comme l'illustre la Figure 25 dans le cas de céramiques de Titanate de Baryum et Strontium de différentes compositions [30]. En contrepartie, la sensibilité de la permittivité et de l'accordabilité du matériau en fonction de la température est forte.

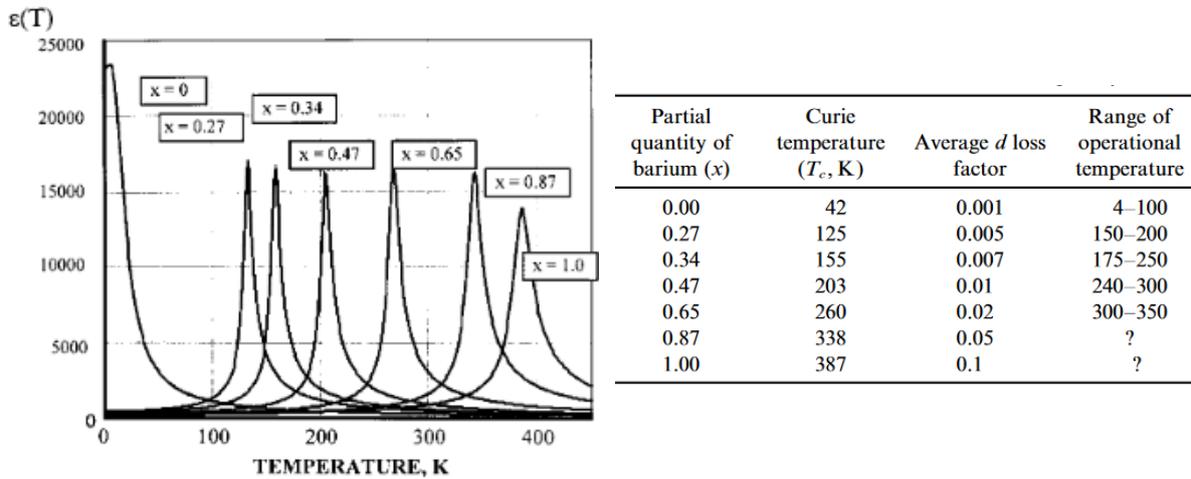


Figure 25 : Permittivités de céramiques de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ de différentes compositions x en fonction de la température [30].

Enfin, la permittivité des matériaux ferroélectriques influence également leurs pertes. De manière générale, la permittivité d'un matériau est caractérisée par un nombre complexe dépendant de la fréquence (équation (25)) [36].

$$\varepsilon^*(\omega) = \varepsilon e^{j\delta} = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) \quad (25)$$

Avec ε' la partie réelle de la permittivité, ε'' sa partie imaginaire, et δ l'angle de pertes défini par l'équation (26).

$$\delta = \tan^{-1} \left(\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \right) \quad (26)$$

Ainsi, les pertes des matériaux ferroélectriques varient conjointement à leurs permittivités. La Figure 26 représente l'évolution de la permittivité et de la tangente de pertes d'une couche mince de STO intégrée dans un condensateur planaire, en fonction de la température et de la tension de polarisation appliquée aux bornes du condensateur [30]. Dans le cas d'une température fixe de 78 K (supérieure à la température de Curie pour ce matériau), la tangente de perte du matériau décroît en même temps que la permittivité (constante diélectrique)

lorsque la tension de polarisation augmente. De même, pour une tension de polarisation nulle, les pertes décroissent conjointement à la permittivité avec l'augmentation de la température.

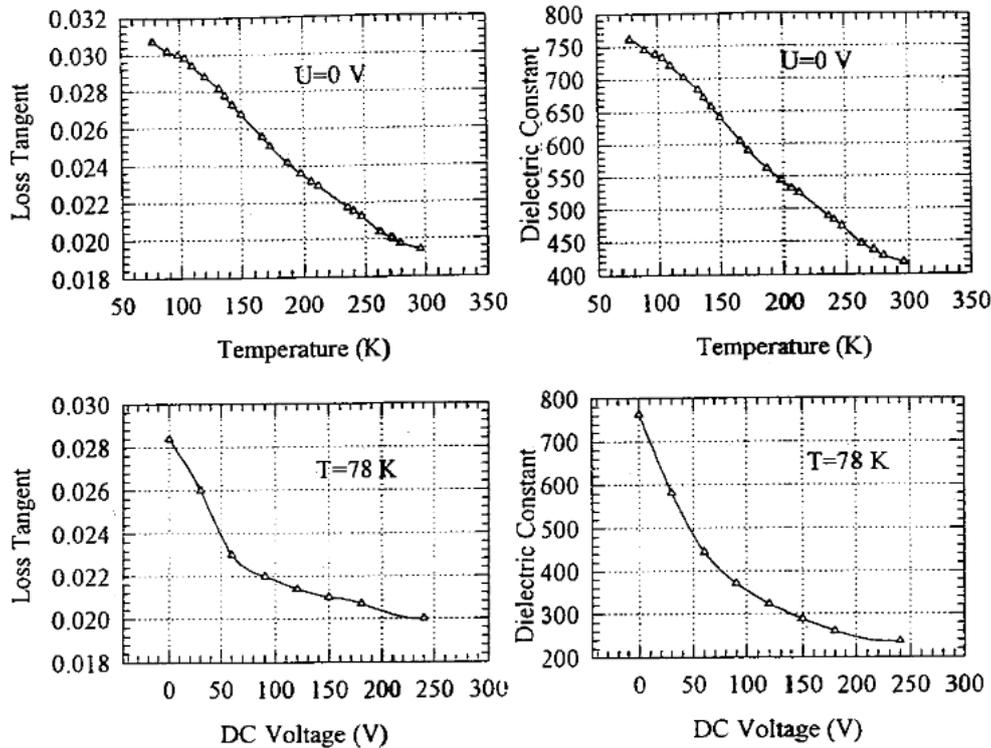


Figure 26 : Variation de la tangente de pertes et de la permittivité d'une couche mince de STO intégrée dans un condensateur planaire en fonction de la tension DC de polarisation et de la température [30].

Il existe donc un compromis entre l'accordabilité du matériau et son niveau de pertes. En travaillant proche de la température de Curie, l'accordabilité mais aussi les pertes sont fortes. A l'inverse, en travaillant à une température plus éloignée de la température de Curie, l'accordabilité diminue ainsi que les pertes du matériau.

I.4.1.2. Influence de l'utilisation de couches minces ferroélectriques

L'intégration de matériaux ferroélectriques dans les dispositifs électroniques est en majeure partie réalisée sous forme de couches minces. Les propriétés de ces matériaux diffèrent assez largement selon qu'ils sont utilisés sous forme massive (bulk) ou sous forme de couches minces. En l'occurrence, leur utilisation sous forme de couche mince a tendance à dégrader leurs performances : leur permittivité diminue et leurs pertes augmentent. La Figure 27 présente les différences de performances du Titanate de Strontium STO selon qu'il est utilisé sous forme massive ou sous forme de couche mince. A champ électrique de polarisation nul, la permittivité du STO massif est environ 10 fois supérieure à celle du STO en couche mince. De la même manière, la tangente de pertes du STO massif est environ 20 fois plus faible que celle du STO en couche mince (à 100 K).

La dégradation des performances des matériaux ferroélectriques utilisés sous forme de couche mince est sévère. En particulier, les tangentes de pertes sont de l'ordre de 10^{-2} ce qui s'avère relativement important en comparaison à d'autres diélectriques. Ainsi, l'intégration des matériaux ferroélectriques doit être réalisée judicieusement : l'accordabilité du matériau doit être ajustée aux besoins du système de sorte à garantir un minimum de pertes.

En outre, le changement structural d'une phase à l'autre est bien moins aisé dans le cas des couches minces, notamment à cause du substrat qui contraint l'agencement du matériau ferroélectrique. De ce fait, la transition de phase devient diffuse, s'étalant sur une plage de température plus large autour de la température de Curie (Figure 27 (a) et (b)) et dans laquelle il peut exister à la fois au sein du matériau des domaines ferroélectriques et des domaines paraélectriques. La proportion de chacun de ces domaines et les propriétés de la couche (qui en découlent) dépendent de la distance à la température de Curie.

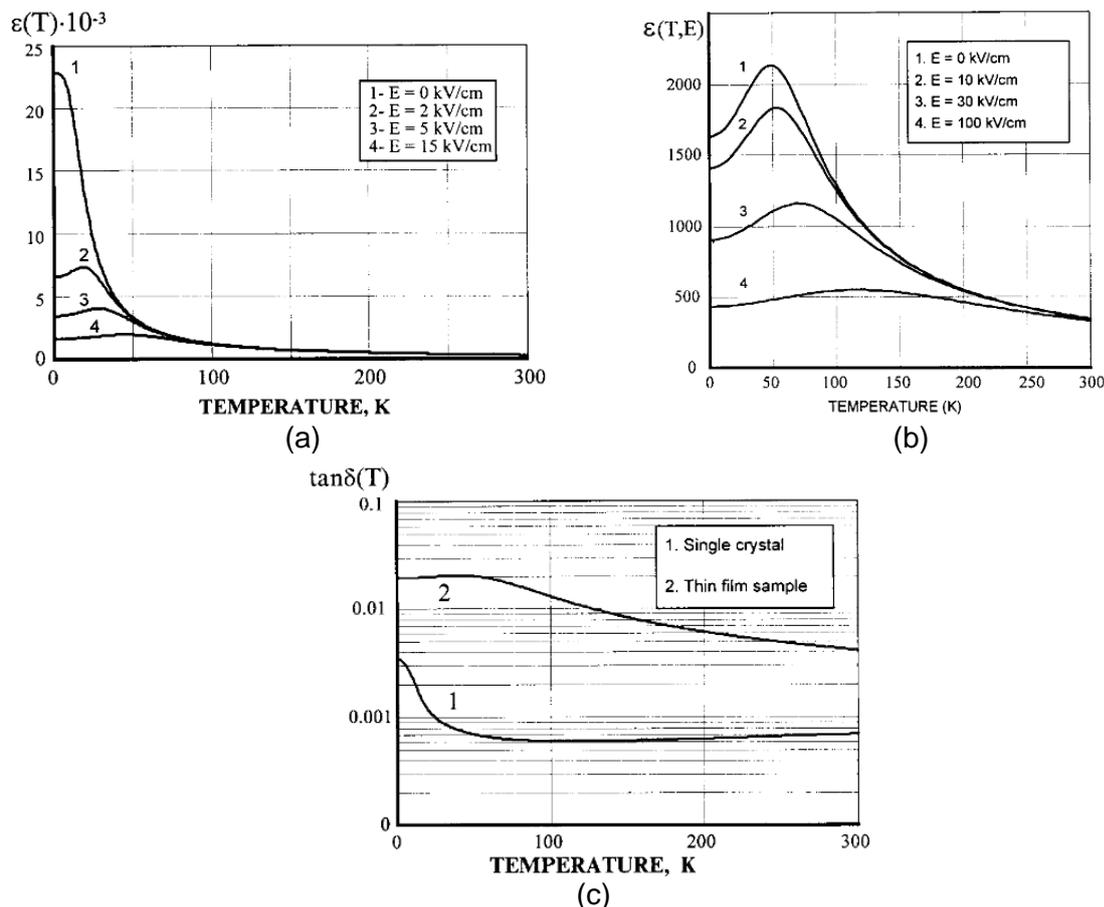


Figure 27 : Dégradation des performances du STO lorsqu'utilisé en couche mince. (a) Permittivité du STO sous forme massive (bulk), (b) permittivité du STO sous forme de couche mince et (c) tangente de pertes du STO en fonction de son utilisation (massive ou couche mince) [30]

I.4.1.3. Techniques de dépôt en couches minces

Différentes méthodes sont compatibles avec le dépôt des matériaux ferroélectriques en couches minces tels que les dépôts physiques en phase vapeur (PVD) comme la pulvérisation cathodique ou l'ablation laser, les techniques de dépôts chimiques en phase vapeur comme la MOCVD (Metal Organic Chemical Vapor Deposition), l'épitaxie par jet moléculaire (Molecular Beam Epitaxie - MBE) ou encore la technique de sol-gel [31]. Parmi ces méthodes, certaines ont été largement utilisées, comme la technique d'ablation laser (PLD), qui permet une conservation rigoureuse de la stœchiométrie du matériau à déposer, ce qui représente un grand avantage pour l'élaboration de couches minces de matériaux ferroélectriques pérovskites [37], [38]. Une autre méthode couramment utilisée pour le dépôt de couches minces de matériaux ferroélectriques pérovskites est la pulvérisation cathodique pour sa simplicité, son uniformité de l'épaisseur et de la composition des dépôts et sa vitesse de dépôt

[31]. Il existe deux types de pulvérisations cathodiques : RF et DC qui sont utilisées respectivement lorsque la cible (le matériau à déposer) est isolante et conductrice. La pulvérisation cathodique se déroule dans une enceinte sous vide, à faible pression et dans une atmosphère gazeuse (on retrouve communément l'Argon, un gaz neutre). Le principe de la pulvérisation cathodique ressemble à celui de la PLD. Dans la chambre, un champ électrique (alternatif ou continu) intense est créé par l'alimentation (RF ou DC), permettant d'ioniser les atomes de l'atmosphère gazeuse (prenons ici comme exemple l'Argon) générant ainsi un plasma. Les ions d'Argons, sous l'influence du champ électrique, sont projetés en direction de la cible permettant d'en arracher des particules qui se déposent ensuite à la surface du substrat, placé en vis-à-vis à quelques centimètres de la cible (Figure 28) [39].

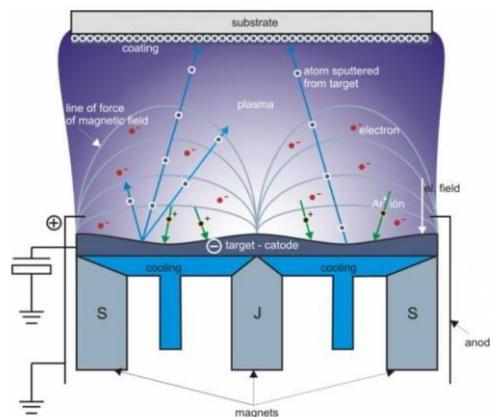


Figure 28 : Schéma de principe de dépôt par pulvérisation cathodique magnétron RF [40].

Enfin, la méthode de sol-gel est également largement utilisée pour la fabrication de couches mince ferroélectriques. Cette méthode est caractérisée par un faible coût, un très bon contrôle de l'épaisseur et de la composition des couches, un cycle de fabrication rapide, et une uniformité des dépôts, même sur de larges surfaces [31]. La technique consiste à mélanger des poudres d'oxydes contenant les éléments du matériau que l'on souhaite déposer, puis à diluer ce mélange dans un solvant : le « sol » est obtenu. Éventuellement, d'autres éléments sous forme poudreuses peuvent être ajoutés pour améliorer la qualité du film, comme par exemple pour éviter des fissures. Le sol est ensuite appliqué sur la surface d'un substrat, généralement par spin-coating : le substrat est déposé sur une plateforme en rotation et le sol est étalé sous l'effet de la force centrifuge. Une fois le sol étalé, il ne reste plus qu'à laisser le temps d'expulser le solvant (on parle de temps de gel) : le gel est obtenu. Cette dernière étape peut être effectuée librement ou dans une atmosphère contrôlée (en température par exemple) [41].

Cette dernière méthode est celle utilisée par l'équipe FunMAT de l'IETR de Nantes qui a réalisé l'ensemble des dépôts de couches minces ferroélectriques de BST utilisés dans ces travaux de thèse. Le procédé sol-gel spécifiquement utilisé pour la fabrication de ces couches sera décrit plus précisément dans le second chapitre (section II.3.1).

I.4.1.4. Applications des matériaux ferroélectriques

L'utilisation des matériaux ferroélectriques a été éprouvée dans différents types de dispositifs radiofréquences [42] tels que des condensateurs accordables [43], [44], eux-mêmes intégrés dans des antennes [45], [46] ou des déphaseurs [47], [48]. Un bon nombre de démonstrations de leur intégration pour des applications basses fréquences est disponible dans la littérature, et il existe d'ores et déjà dans le commerce des dispositifs de condensateurs accordables à base de couches minces ferroélectriques [49], ce qui atteste de leurs performances. A notre connaissance, il n'existe aucun papier dans la littérature présentant des dispositifs reconfigurables aux fréquences millimétriques et intégrant ce type matériaux, c'est pourquoi cette section présentera plusieurs dispositifs intégrant des matériaux ferroélectriques pour des applications radiofréquences fonctionnant jusqu'à 16,5 GHz.

Un premier exemple rapporté dans [50] présente l'intégration d'une couche mince de Titanate de Baryum et Strontium $Ba_{0,8}Sr_{0,2}TiO_3$ dans une structure de condensateur SMD (Surface Mounted Device), puis l'intégration de ce condensateur dans une antenne PIFA pour la rendre accordable en fréquence. La structure du condensateur SMD proposée et illustré sur la Figure 29 est particulièrement intéressante puisqu'elle permet un découplage entre les électrodes RF et l'électrode DC. De plus, la structure en sandwich (Métal-Insulator-Metal – MIM) assure une polarisation optimale du BST, et la faible épaisseur (500 nm) de ce dernier engendre un espacement restreint entre l'électrode DC et les électrodes RF, qui permet de maximiser l'intensité du champ électrique de polarisation (700 kV/cm) sous une tension appliquée à l'électrode DC relativement faible (35 V).

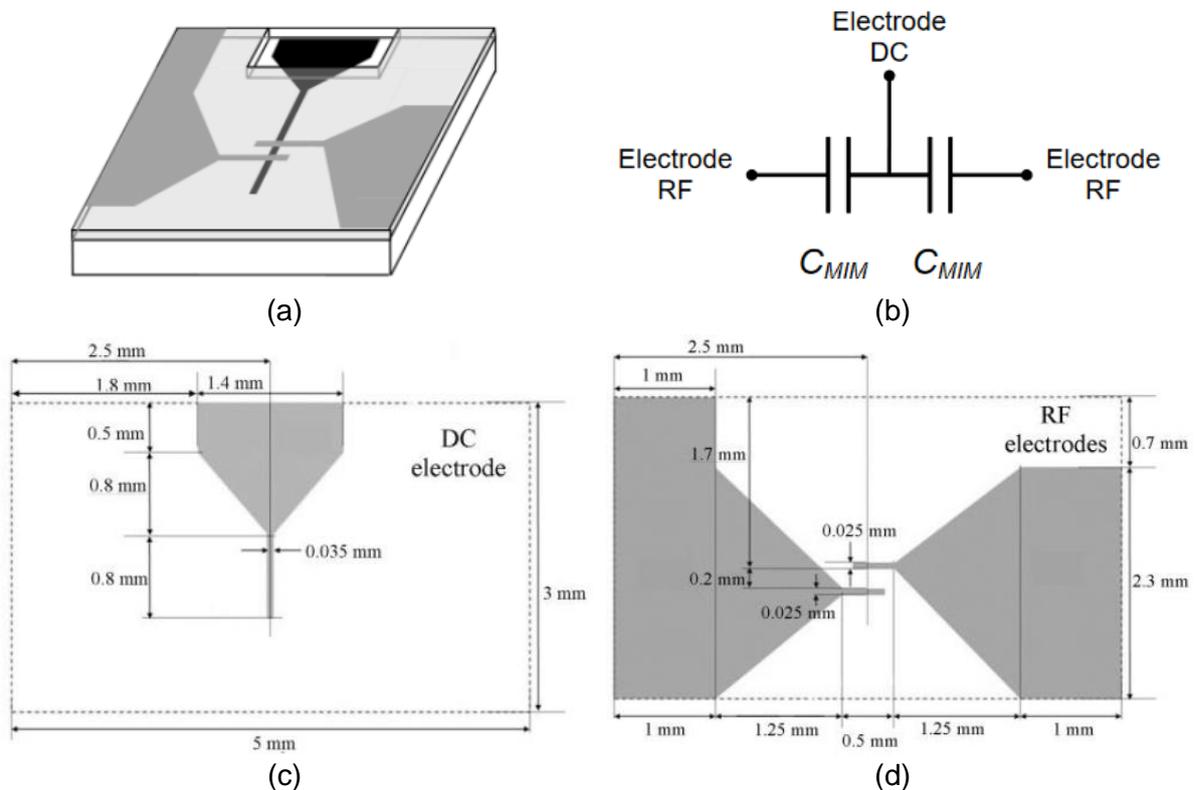


Figure 29 : Architecture et modèle électrique du condensateur SMD proposé dans [50]. (a) Vue globale du dispositif, (b) modèle électrique équivalent, (c) dimensions de l'électrode DC et (d) dimensions des électrodes RF

La capacité mesurée à 10 MHz du condensateur varie de 4,2 pF à polarisation nulle, à 2,4 pF pour une tension de polarisation DC de 35V, correspondant à une accordabilité de 42,9% (Figure 30). La tangente de pertes du dispositif mesurée à 10 MHz varie de $8 \cdot 10^{-3}$ à polarisation nulle, à $4 \cdot 10^{-3}$ pour une tension de polarisation de 35V. L'accordabilité du condensateur est au niveau de l'état de l'art, les pertes sont relativement faibles, et le tout pour un niveau de tension de polarisation relativement faible.

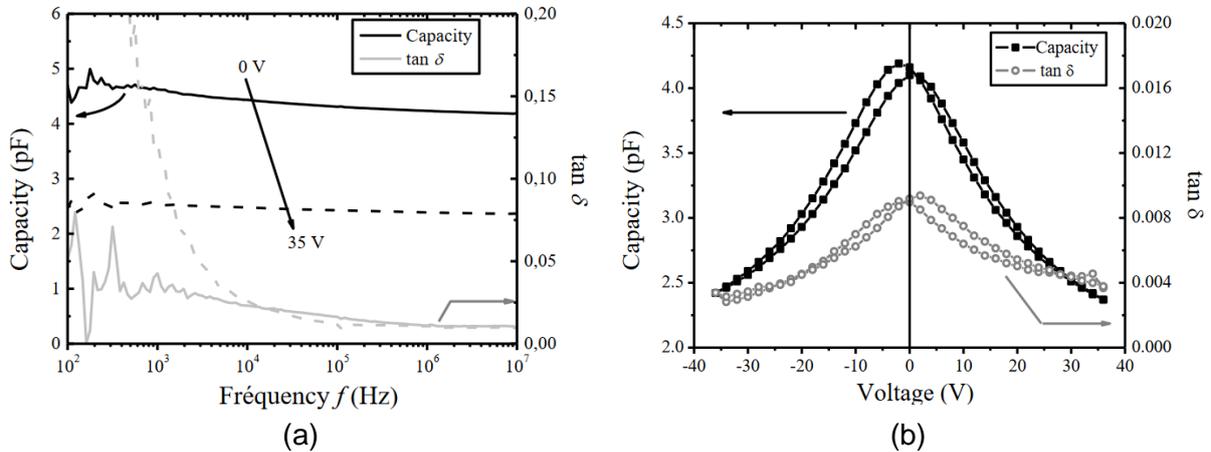


Figure 30 : Performances du condensateur ferroélectrique SMD présenté dans [50]. (a) Capacité et tangente de perte en fonction de la fréquence pour les tensions de polarisation DC extrêmes (0V et 35V) et (b) variation de la capacité et de la tangente de perte pour un cycle de polarisation (0V → 35V → -35V → 0V)

Le condensateur SMD est ensuite intégré dans une antenne PIFA (Figure 31 (a)) afin de la rendre reconfigurable en fréquence. La fréquence de fonctionnement de l'antenne varie de 0,9 GHz en l'absence de polarisation du condensateur, à 1,24 GHz pour une tension de polarisation de 35V, correspondant à une accordabilité de 37,7% (calculée d'après l'équation (18) en considérant les fréquences au minimum du coefficient de réflexion).

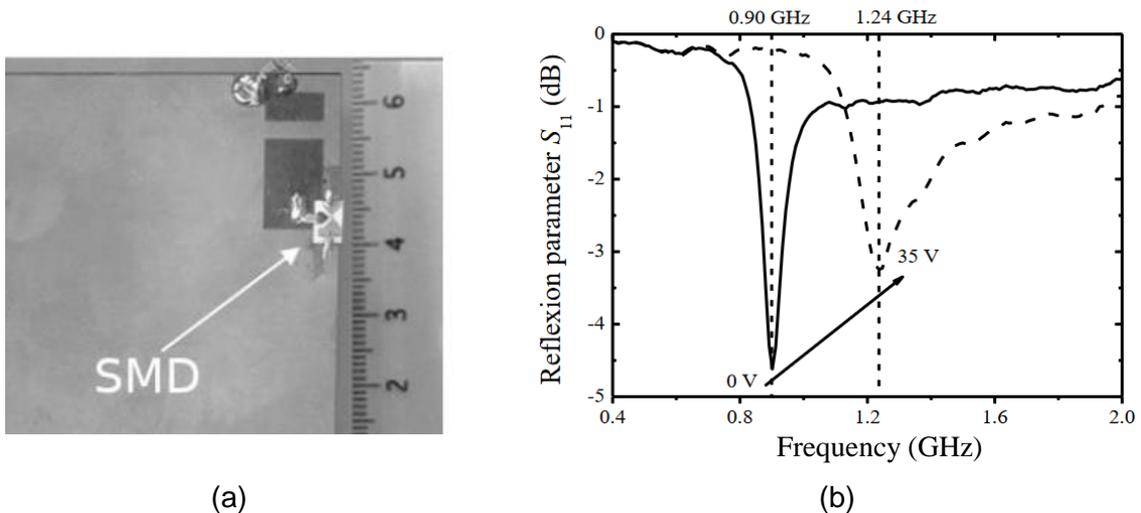


Figure 31 : Antenne PIFA intégrant le condensateur ferroélectrique SMD [50]. (a) Antenne PIFA fabriquée et (b) coefficient de réflexion mesuré de l'antenne PIFA pour les tensions de polarisation extrêmes du condensateur (0V et 35V)

L'importante agilité fréquentielle obtenue souligne le potentiel des condensateurs ferroélectriques comme solution de reconfigurabilité pour des dispositifs antennaires.

Un second exemple d'intégration de condensateurs ferroélectriques est rapporté dans [51]. Un total de six condensateurs ferroélectriques MIM intégrant des couches minces de Titanate de Baryum et Strontium $Ba_{0,5}Sr_{0,5}TiO_3$ sont intégrés dans une antenne fente-boucle pour la rendre reconfigurable en fréquence (Figure 32).

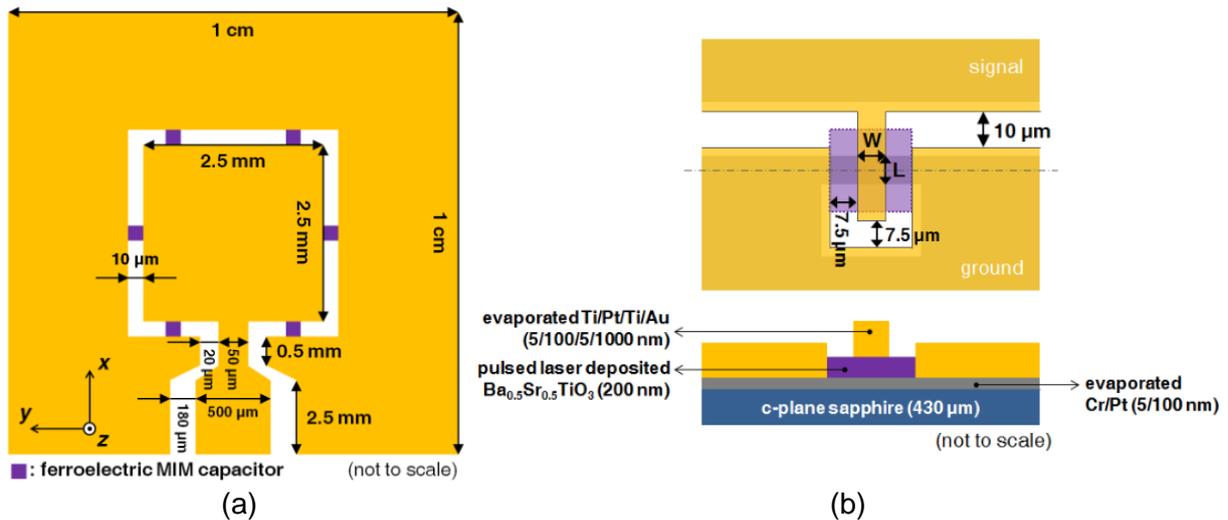


Figure 32 : (a) Architecture de la fente-boucle intégrant les condensateurs ferroélectriques MIM présentée dans [51] et (b) structure des condensateurs MIM

Les condensateurs ferroélectriques ont été caractérisés indépendamment de l'antenne, et présente une capacité variant de 1,5 pF pour une tension de polarisation nulle à 0,75 pF pour une tension de polarisation de 6V, correspondant à une accordabilité de 50%. Cette forte accordabilité obtenue, malgré une composition de BST défavorable pour l'obtention d'une forte accordabilité, est caractéristique des structures MIM qui permettent une polarisation optimale de la couche ferroélectrique. L'épaisseur des couches de BST séparant les électrodes des condensateurs sont de 200 nm, ce qui en considérant la tension de polarisation maximale de 6V correspond à un champ électrique de polarisation de 300 kV/cm. Le coefficient de qualité Q des condensateurs est estimé à 14 à 6,4 GHz sous une polarisation de 6V, correspondant à une tangente de pertes de $7 \cdot 10^{-2}$. En comparaison avec l'exemple précédent, ce dispositif présente plus de pertes alors que sa composition, dont la température de Curie (d'environ 200 K) est bien inférieure à la température ambiante, devrait réduire l'accordabilité et les pertes. Bien que la faible épaisseur de l'électrode inférieure joue probablement un rôle dans ce niveau de pertes, la différence majeure entre l'exemple précédent et celui-ci est la fréquence de fonctionnement (1 GHz pour le premier exemple et 6,5 GHz pour celui-ci). Il est donc très probable que ces pertes soient également liées à l'augmentation des pertes intrinsèque du BST avec la fréquence.

Un total de 5 de ces condensateurs MIM est intégré dans la fente, permettant d'obtenir une agilité fréquentielle de 27,3% comprise entre 5,57 GHz à polarisation nulle des condensateurs et 7,33 GHz pour une polarisation de 7V (350 kV/cm). Le gain de l'antenne, mesuré dans la même bande de fréquence est compris entre -18 dB (polarisation de 0V) et -10,8 dB (polarisation de 7V). Une mesure du gain d'une antenne sans condensateurs révèle un gain bien plus élevé de -1,82 dB à 15,45 GHz. La comparaison entre l'antenne avec et sans condensateurs conduit à deux conclusions importantes : l'intégration de condensateurs dans la structure de l'antenne engendre une miniaturisation importante de l'antenne ($0,046\lambda_0 \times 0,046$

λ_0 à 5,57 GHz et $0,061\lambda_0 \times 0,061\lambda_0$ à 7,33 GHz) au détriment de pertes élevées qui dégradent fortement les performances de l'antenne en terme d'efficacité de rayonnement.

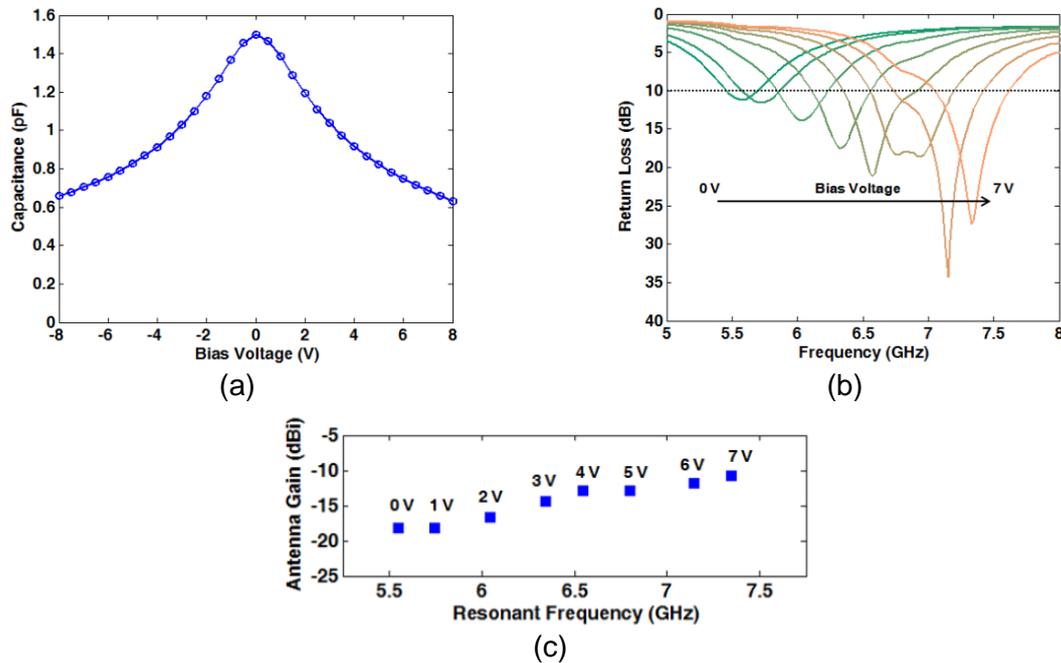


Figure 33 : (a) Mesure de la capacité des condensateurs MIM intégrés dans la fente boucle pour différentes tension de polarisations comprises en -8V et 8V, et (b) coefficients de réflexions et (c) gain mesurés de la fente-boucle en fonction de la tension de polarisation des condensateurs MIM.

Un dernier exemple d'intégration de condensateurs ferroélectriques dans une antenne fente-boucle reconfigurable en fréquence fonctionnant en bande Ku (12 GHz – 18 GHz) est présenté dans [52]. Les quatre condensateurs, disposés par paires dans les fentes supérieures et inférieures de la boucle possèdent une structure planaire inter-digités, et intègrent des couches minces de Niobate de Potassium et de Sodium ($K_{0,5}Na_{0,5}Nb_2O_6$) (Figure 34).

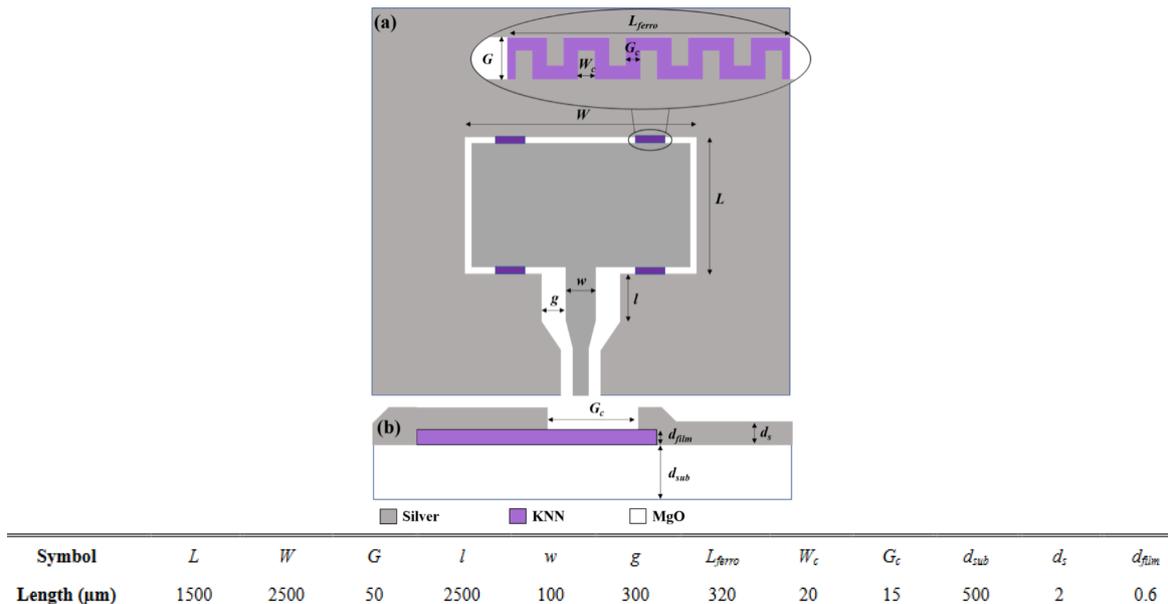


Figure 34 : Architecture et dimensions de l'antenne fente-boucle intégrant des condensateurs ferroélectriques inter-digités à base de couches minces de KNN présentée dans [52]

Les performances des condensateurs seuls ne sont pas caractérisées, mais les propriétés du KNN sont fournies pour une fréquence de 10 GHz : sa permittivité relative varie de 355 à 315 pour un champ électrique de polarisation nul et de 27 kV/cm respectivement. La tangente de pertes du matériau varie de 0.35 à polarisation nulle à 0.30 sous le même champ électrique de 27 kV/cm. L'antenne présente en mesure une agilité fréquentielle (calculée à partir de l'équation (18)) de 11,8% comprise entre 14,75 GHz et 16,5 GHz pour un champ électrique de polarisation maximum de 88 kV/cm (correspondant à une tension de 132V pour l'espacement de 15 μm entre les doigts des électrodes) (Figure 35). Le gain mesuré de l'antenne à polarisation nulle est compris entre -4 dB et -4,5 dB, et augmente avec la polarisation des condensateurs jusqu'à -2 dB sous un champ électrique de 52 kV/cm. Le gain n'a pas pu être mesuré sous le même champ électrique maximal de 88 kV/cm que le coefficient de réflexion pour des raisons de protection du matériel de mesures. Malheureusement, cette mesure apporte donc peu d'informations. L'accordabilité fréquentielle de 11,8% obtenue est particulièrement prometteuse compte-tenu du faible niveau de champ électrique appliqué (88 kV/cm), et laisse supposer qu'une accordabilité plus importante pourrait être obtenue en diminuant l'espacement des doigts des condensateurs. Le gain de l'antenne, d'environ -4 dBi est meilleur que le dispositif présenté précédemment, possédant une structure très similaire à celui-ci. Ce meilleur gain pourrait s'expliquer par les épaisseurs de métallisations plus importantes pour ce dispositif (métallisation d'une épaisseur supérieure à trois fois l'épaisseur de peau) que pour le précédent (métallisation égale à seulement une épaisseur de peau). En outre il est pertinent de noter que le dispositif précédent intègre deux condensateurs supplémentaires, insérés dans les fentes latérales et qui sont sources de pertes supplémentaires.

Ce dernier dispositif est intéressant de par l'utilisation du Niobate de Potassium et de Sodium (KNN) plutôt que du BST, pourtant très largement favorisé à l'heure actuelle pour les applications radiofréquences, et permet de démontrer que le KNN est une alternative viable. En outre, ces travaux présentent des résultats qualitatifs d'intégration de matériau ferroélectrique dans une bande de fréquence (Ku) relativement élevée.

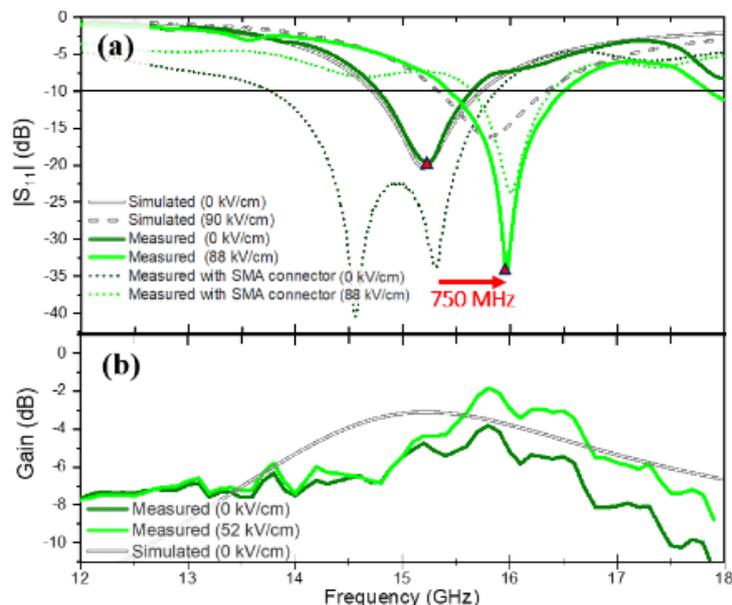


Figure 35 : Performances mesurées de l'antenne fente-boucle intégrant des condensateurs à base de KNN présentée dans [52]. (a) Coefficient de réflexion de l'antenne pour un champ électrique nul et de 88 kV/cm et (b) gain mesuré de l'antenne pour un champ électrique nul et de 52 kV/cm

I.4.2. Matériaux chalcogénures à changement de phase (PCM)

Le terme « matériaux à changement de phase » tel qu'il est employé pour les applications radiofréquences est, dans la majorité des cas, une synecdoque qui se rapporte à une espèce bien particulière de matériaux. Si tous les matériaux possèdent plusieurs phases, tous ne sont pas les matériaux à changement de phase (**Phase Change Materials**) utilisés en radiofréquences. Dans ce contexte précis, on désigne en général les matériaux de la famille des chalcogénures (composés d'éléments tels que le soufre, le tellure, le sélénium) [53], dont le changement de phase engendre des modifications des propriétés optiques et électriques [54]. Découverts au début du siècle dernier, l'intérêt pour les PCM s'est concrétisé dans les années 60 avec la découverte de la réversibilité du changement de phase [55], possible par l'application de stimuli électriques, optiques ou thermiques [22]. En pouvant modifier leurs propriétés électriques et optiques de manière réversible et bistable, les PCM ont en premier lieu été utilisés pour la réalisation de mémoires non-volatiles. Plus particulièrement, les PCM ont permis le développement des disques compacts réinscriptibles (stimuli optiques lasers) basés sur le contraste, d'une phase à l'autre, de leur réflectivité optique [56]. En outre les PCM ont ensuite été utilisés pour la réalisation de mémoires électroniques non-volatiles, basées cette fois-ci sur leur contraste de conductivité électrique [57].

Pour les applications de stockage, le contraste (électrique ou optique) nécessaire est relativement faible ; il doit simplement permettre la distinction entre deux états. Cependant, les avancés scientifiques sur les PCM offrent aujourd'hui des compositions de matériaux dotées de forts contrastes électriques ou optiques, élargissant leurs applications potentielles. En l'occurrence, un fort contraste électrique permet l'utilisation des PCM pour la réalisation de commutateurs bistables [26], [58], en particulier pour les applications radiofréquences. Bien que leur potentiel soit avéré, l'utilisation de PCM dans des dispositifs de commutations demeure complexe, principalement sur la mise en œuvre du changement de phase, qui nécessite l'intégration d'un dispositif de chauffage, d'irradiation ou de polarisation, qui multiplie les contraintes de conceptions. Typiquement, l'excitation du PCM pour les applications de commutations RF est principalement thermique et mise en œuvre par l'intégration d'un élément chauffant. Ce procédé contraint notamment le choix des matériaux, qui ne sont plus choisis uniquement pour leurs propriétés électriques mais aussi pour leurs caractéristiques thermiques.

Dans cette section, les propriétés des PCM sont détaillées, et des exemples d'applications sont présentés.

I.4.2.1. Propriétés des matériaux à changement de phase

Les matériaux à changement de phase sont caractérisés par une transformation rapide, bistable, entre une phase amorphe de faible conductivité électrique (i.e. de faible réflectivité optique) et une phase cristalline de forte conductivité électrique (i.e. de forte réflectivité optique) (Figure 36). Les deux phases sont stables [22], [23] à température ambiante, et une excitation du matériau est nécessaire pour passer de l'une à l'autre. En outre, les mécanismes d'amorphisation (passage de la phase cristalline à amorphe) et de cristallisation (passage de la phase amorphe à la phase cristalline) ne sont pas les mêmes. Le processus d'amorphisation, contrairement à celui de cristallisation, passe par une phase liquide (Figure 37).

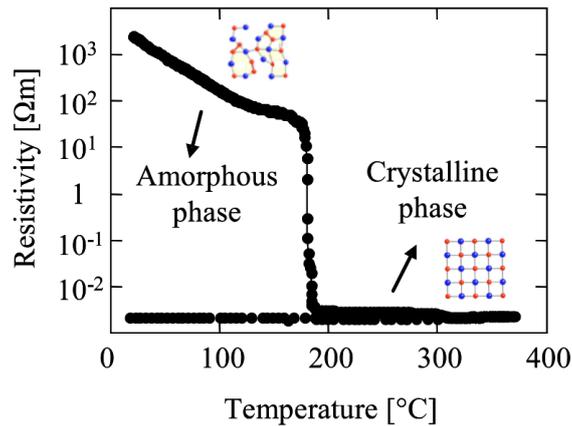


Figure 36 : Évolution de la résistivité d'un matériau PCM en fonction de sa température au cours d'un processus de cristallisation [59]

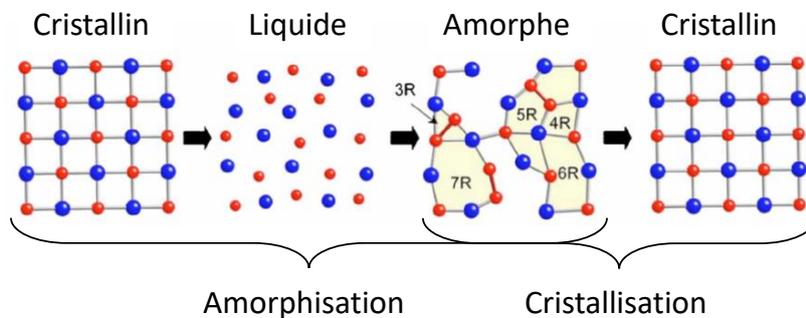


Figure 37 : Représentation des différentes phases d'un PCM sur un cycle d'amorphisation/cristallisation [59]

La transition de phase d'un PCM est un phénomène d'origine thermique. Quelle que soit la nature des stimuli utilisés pour engendrer la transition de phase, qu'ils soient thermiques, optiques ou électriques, l'objectif est toujours un apport en énergie thermique (un échauffement). Le changement d'état d'un PCM peut également se faire par application de stimuli électriques directs, ce qui peut être envisageable dans le cadre d'applications mémoires. Il a été observé que l'application d'une tension suffisamment importante au sein d'un PCM, supérieure à une tension de seuil, permet un changement de phase du matériau sans échauffement, démontrant qu'un mécanisme de nature électrique permet également d'initier le changement de phase [60]. Dans le cadre des applications radiofréquences, les stimuli utilisés sont, à la connaissance de l'auteur, exclusivement optiques ou thermiques. Les processus de changement de phase (amorphisation et cristallisation) de nature thermique seront détaillés dans la section 1.4.2.2.

Enfin, les performances des PCM dépendent de leur composition. Dans la littérature, bon nombre d'alliages ont été étudiés, dont une grande majorité se trouve sur le diagramme ternaire Ge-Sb-Te présenté en Figure 38 [57]. Les PCM les plus couramment utilisés à l'heure actuelle sont le GeTe et les différentes compositions de $\text{Ge}_x\text{Sb}_y\text{Te}_z$.

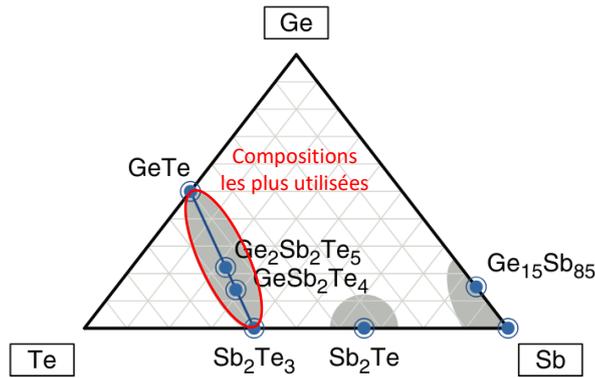


Figure 38 : Diagramme ternaire Ge-Sb-Te regroupant une majorité des alliages de PCM étudiés dans la littérature [57]. Les zones grisées correspondent aux alliages présentant les propriétés caractéristiques des matériaux à changement de phase

Pour un alliage donné, le rapport entre les différents éléments influence les performances du matériau. A titre d'exemple, l'influence du ratio Ge :Sb est présenté dans [61] ; la température de cristallisation ainsi que la résistivité de cet alliage varient en fonction du ratio Ge :Sb tel qu'illustré en Figure 39.

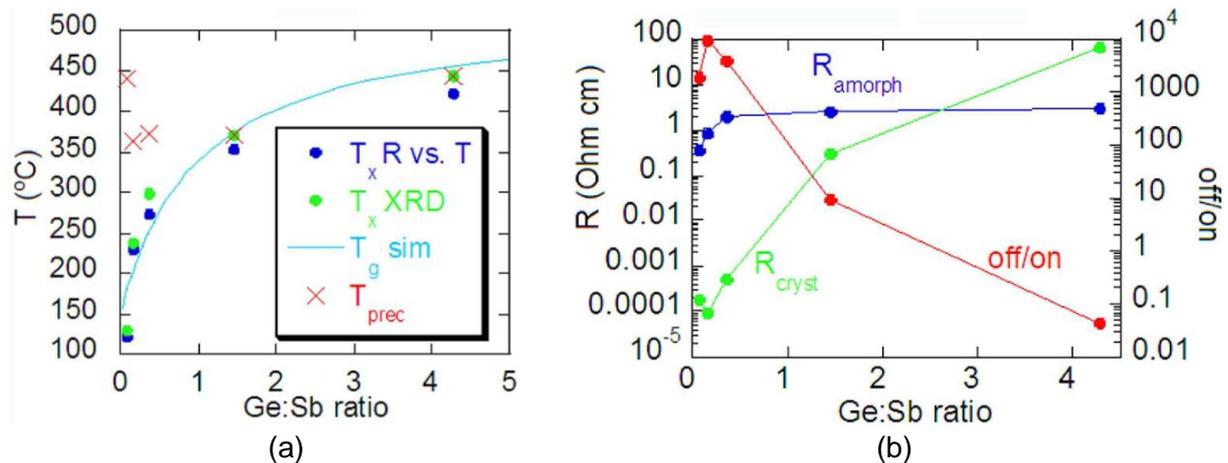


Figure 39 : Variation des propriétés de l'alliage GeSb en fonction du rapport Ge/Sb. (a) Influence sur la température de cristallisation et (b) sur la résistivité.

I.4.2.2. Mécanismes de changement de phase

Amorphisation

Le processus d'amorphisation correspond au passage de la phase cristalline ordonnée d'un PCM à sa phase amorphe désordonnée. Pour cela, une énergie thermique suffisamment importante doit être transmise au PCM de sorte à le porter au-delà de sa température de fusion (environ 725°C pour du GeTe [62]). Cette énergie thermique peut être amenée par excitation optique, ou par une excitation électrique indirecte, c'est-à-dire en utilisant un élément chauffant (par effet Joule) disposé à proximité du matériau. Lorsque le PCM est porté à sa température de fusion, les liaisons entre les éléments constituant le matériau sont rompues : le matériau devient liquide et sa structure se désordonne. Ensuite, la température du matériau doit diminuer abruptement, en un temps limité (Critical Quenching Time - CQT) de façon à tremper thermiquement le matériau et figer sa structure désordonnée, caractérisée par une haute

résistivité. A titre d'exemple, la vitesse de refroidissement nécessaire à la trempe thermique du GeTe est estimée dans [62] à environ $2 \cdot 10^9 \text{ K.s}^{-1}$. Si la vitesse de refroidissement du PCM n'est pas suffisante, alors les éléments qui le composent disposent de suffisamment de temps et d'énergie (thermique) pour se ré-agencer en une structure ordonnée cristalline de haute conductivité, et l'amorphisation échoue. Le diagramme temps-température-transformation présenté en Figure 40 [57] offre un support visuel pertinent pour comprendre la transition de phase d'un PCM. Le diagramme représente l'état dans lequel se trouve le PCM en fonction du temps passé au-delà d'une certaine température. Les courbes oranges représentent deux scénarios d'amorphisation ; la plus longue des courbes représente le scénario d'une amorphisation réussie. La courbe ne passe pas par les zones bleues, qui représente les conditions dans lesquelles le PCM cristalliserait. La seconde courbe orange (la plus courte) représente le scénario d'une amorphisation échouée ; la courbe pénètre dans la zone bleu clair qui correspond à la recristallisation d'un dixième du volume total du PCM.

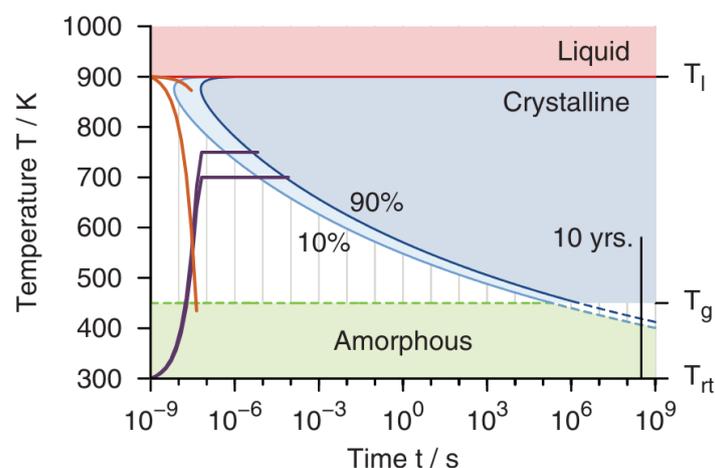


Figure 40 : Diagramme temps-température-transformation extrait de [57]

La nécessité de refroidir rapidement les PCM pour les amorphiser contraint fortement la conception des dispositifs qui les utilisent en leur imposant des temps de réponses thermiques très courts, rendant délicat et crucial le choix des matériaux utilisés. En outre, le respect du CQT (temps de trempe thermique maximal) impose également un contrôle précis de l'excitation thermique du matériau. Dans le cas précis des commutateurs PCM, les impulsions électriques injectées dans les éléments chauffant lors des processus d'amorphisation sont de grandes amplitudes et de courtes durées [63].

Cristallisation

Le processus de cristallisation correspond au passage de la phase amorphe désordonnée d'un PCM à sa phase cristalline ordonnée. Pour ce faire, il faut à l'instar de l'amorphisation élever la température du matériau, mais dans une moindre mesure. Pour le GeTe par exemple la température de cristallisation est d'environ 190°C [54]. Lorsqu'un PCM amorphe est porté à sa température de cristallisation, deux mécanismes de transformation s'amorcent : la nucléation et la croissance cristalline. Ces deux mécanismes sont toujours présents bien qu'en fonction du PCM l'un des deux puisse dominer l'autre. La Figure 41 illustre le comportement de ces deux mécanismes : la nucléation est caractérisée par la formation de noyaux cristallins au sein même d'une région amorphe, tandis que la croissance cristalline correspond à une résorption des régions amorphes par les régions cristallines.

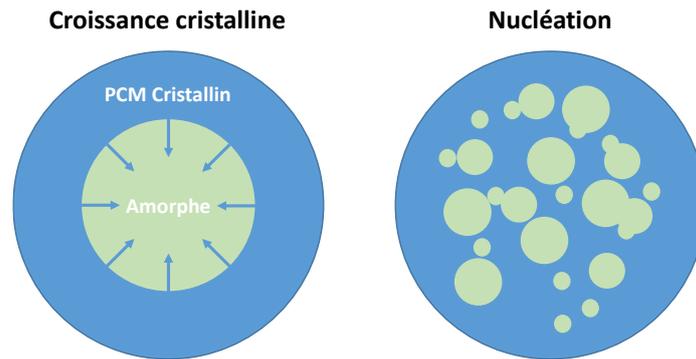


Figure 41 : Illustration des mécanismes de cristallisation par croissance cristalline et par nucléation

La différence principale entre ces deux mécanismes est que le temps de transformation par croissance d'une zone amorphe est proportionnel à sa surface, au contraire de la nucléation. De plus amples informations sur ces mécanismes de cristallisation sont disponibles dans la littérature [64], [65].

En considérant de nouveau le diagramme temps-température-transformation de la Figure 40, il est aisé de constater que le processus de cristallisation est moins contraignant que celui d'amorphisation. Le respect du CQT pour parvenir à une amorphisation réussie impose d'éviter les zones bleues du diagramme. Dans le cas de la cristallisation, nous voulons au contraire pénétrer dans ces zones. Les courbes violettes représentent deux scénarios de cristallisations réussies. La première courbe, celle dont la température maximale est supérieure, correspond à un cas où le PCM est porté à une température d'environ 750 °K en 100 ns, puis y est maintenu. Après environ 500 ns, la courbe violette entre dans la zone bleue claire, signifiant qu'environ 10 % du volume total du PCM a cristallisé. Une dizaine de micro secondes après le démarrage de l'excitation, c'est 90% du volume total du PCM qui est cristallisé. Le second scénario, correspondant à l'autre courbe violette, présente le cas d'un chauffage du PCM à 700 °K (50 °K en dessous du cas précédent). Dans cette configuration, le PCM cristallise à 90 % de son volume total en une durée beaucoup plus importante d'environ 10 ms. Cela illustre que le temps de cristallisation décroît avec l'augmentation de la température à laquelle est portée le matériau et donc que le temps de commutation dans le cas de commutateurs PCM par exemple peut être diminuer en augmentant la puissance de l'excitation. Néanmoins, toujours pour le cas des commutateurs PCM, la cristallisation est presque toujours réalisée en injectant dans les éléments chauffant des impulsions d'excitation de plus faibles amplitudes mais de plus longues durées que les impulsions utilisées pour l'amorphisation [63].

Techniques d'activation des PCM

Il existe en pratique différentes méthodes permettant d'activer, c'est-à-dire de cristalliser ou d'amorphiser les PCM. La méthode d'activation choisie dépend généralement de l'application visée [57].

Pour les applications de stockages optiques (CD, DVD, Blu-ray) [56], [66], l'activation des PCM est réalisée grâce à un faisceau laser focalisé (on parle d'activation optique) permettant d'induire un échauffement localisé dans le matériau (Figure 42 (a)) [67]. L'activation par laser présente une haute résolution (excitation très localisée), qui permet à la fois l'augmentation de la capacité de stockage, mais aussi la diminution des temps de commutations. De plus, l'excitation localisée facilite le procédé d'amorphisation [68] : seul le PCM est chauffé, créant

un gradient de température important par rapport à son environnement, non chauffé, permettant ainsi un refroidissement rapide du PCM. Cette méthode d'activation bien que performante, est encombrante, coûteuse, et s'intègre difficilement dans des systèmes embarqués.

Une seconde méthode d'activation utilisée notamment pour les applications de mémoires électroniques [69], [70] et qui consiste à appliquer directement au sein du PCM une tension de polarisation (on parle d'activation électrique directe) (Figure 42 (b)) [71]. Dans le cas d'un PCM amorphe, lorsque cette tension de polarisation est suffisamment grande, une transformation rapide (~ns) en phase cristalline d'un filament se produit au travers du matériau. Ce filament conducteur permet alors le passage d'un courant électrique plus intense, qui a son tour permet un échauffement du matériau par effet Joules, et donc un expansion de la phase cristalline du filament d'origine [60]. Lorsque le matériau est cristallin, il peut être amorphisé simplement par effet Joules en lui injectant directement du courant. L'avantage de cette méthode est qu'elle est compacte, et permet des temps de commutations rapides sous des tensions de contrôles assez faibles [72], ce qui justifie que cette solution soit utilisée pour les applications de stockages électroniques. Une variante existe pour laquelle un élément chauffant est intégré entre une électrode et le PCM permettant de faciliter et d'améliorer (surface transformée plus large) la commutation [20], [73].

Une dernière méthode utilisée principalement dans les architectures de commutateurs PCM RF consiste à chauffer le matériau par l'intermédiaire d'un élément chauffant (on parle d'activation électrique indirecte) [74]. L'élément chauffant consiste en un filament isolé électriquement du PCM, et dans lequel est injecté un courant permettant de générer de la chaleur par effet Joules (Figure 42 (c)) [63]. Cette méthode est relativement compacte et permet une excitation sur de grande surfaces, ce qui est pertinent pour la réalisation de commutateurs où la surface de PCM joue un rôle important pour les performances. En contrepartie, le chauffage est peu focalisé, ce qui requiert des puissances d'excitations plus élevées. En outre, la température globale du dispositif est élevée et non pas uniquement celle du PCM, ce qui rend plus difficile le refroidissement de ce dernier, particulièrement critique pour son amorphisation. Cette méthode d'activation électrique indirecte est la méthode que nous avons utilisée pour la fabrication de commutateurs PCM, présentée au Chapitre IV de ce manuscrit.

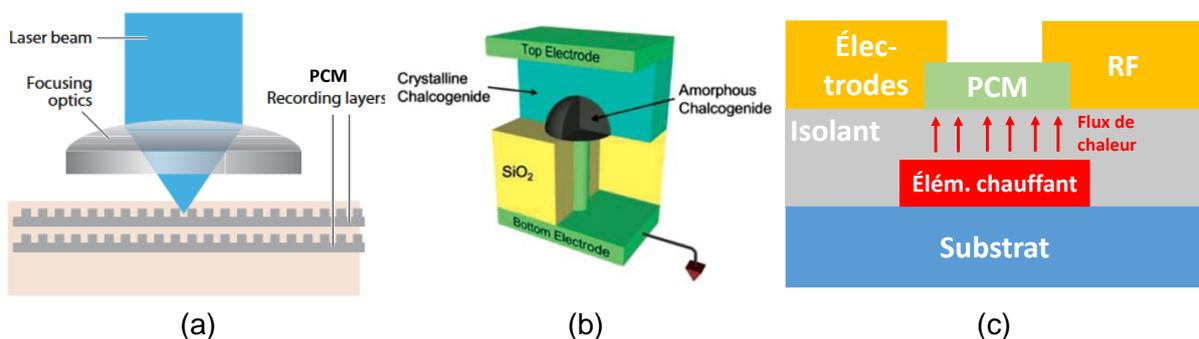


Figure 42 : Schémas de principes des méthodes d'activation des PCM. (a) par irradiation laser (optique) [22], (b) par excitation électrique directe [71] et (c) par excitation électrique indirecte

I.4.2.3. Applications des matériaux à changement de phase

De par leur conductivité électrique reconfigurable de manière rapide et non-volatile, les PCM trouvent leur place dans plusieurs applications telles que les mémoires de stockage non volatiles [57], [69], [70], [71], les dispositifs de commutations radiofréquences [25], [26], [58], [75] ou encore dans les dispositifs antennaire reconfigurables [27], [28], [76] et les méta surfaces [77], [78]. Dans cette section des dispositifs intégrant des matériaux PCM sont présentés afin d'illustrer leur potentiel et de quantifier leurs performances.

Le premier exemple présente de manière très complète l'intégration de GeTe dans un commutateur pour des applications radiofréquences [79]. Un des dispositifs étudiés consiste en une ligne CPW dont la ligne de signal présente en son centre un gap (circuit ouvert) au sein duquel est intégré le GeTe, permettant d'établir lorsqu'il est cristallin le contact entre les électrodes RF. Un élément chauffant est disposé sous le GeTe, isolé galvaniquement de ce dernier par une couche diélectrique, et qui permet l'excitation thermique du matériau (Figure 43).

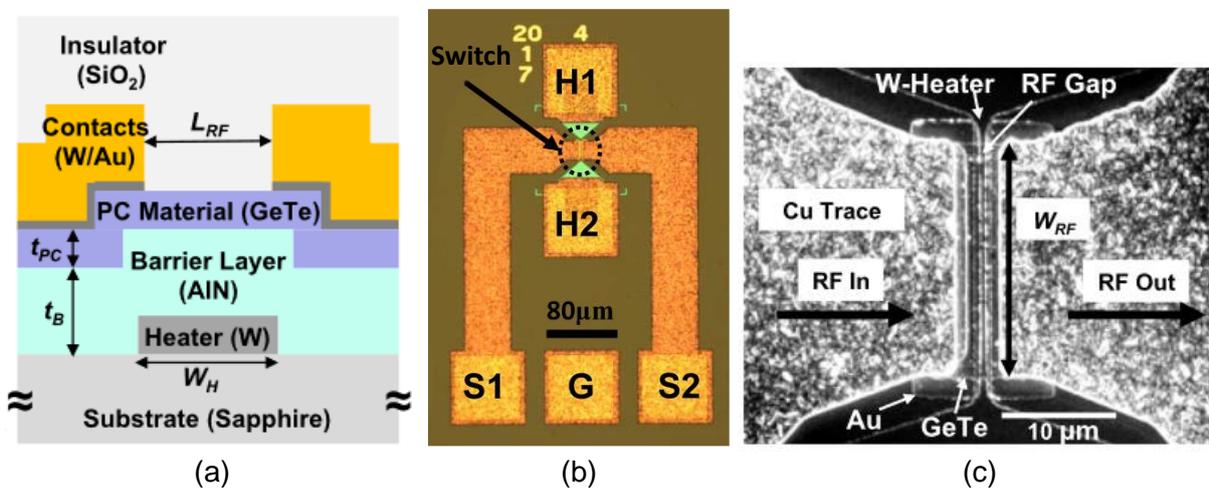


Figure 43 : Architecture du commutateur intégrant du GeTe présenté dans [79]. (a) Schéma d'une vue en coupe du dispositif, (b) photographie du dispositif complet et (c) Image MEB (Microscopie Électronique à Balayage)

Plusieurs versions de ce dispositif ont été fabriquées avec des largeurs de l'élément chauffant différentes puis le coefficient de transmission a été mesuré (mesures dé-embeddées) pour les deux états ON (GeTe cristallin) et OFF (GeTe amorphe) jusqu'à 14 GHz. Quelle que soit la largeur de l'élément chauffant, le commutateur présente à l'état ON un coefficient de transmission supérieur à -0,15 dB (Figure 44 (b)) et une isolation à l'état OFF d'environ 20 dB (Figure 44 (c)). En outre, la puissance nécessaire à l'amorphisation et à la cristallisation ont été relevées au cours des mesures. La puissance de cristallisation est naturellement inférieure à celle d'amorphisation, et les deux augmentent linéairement avec la largeur de l'élément chauffant (Figure 44 (a)). Le dispositif présentant une largeur d'élément chauffant de 1 µm est le plus performant : son coefficient de transmission à l'état ON est quasiment égale à ceux obtenus pour des éléments chauffant plus large, et son isolation est légèrement meilleure. De plus, les Puissances Minimales pour Cristalliser et Amorphiser (MPA et MPC) sont minimales pour la largeur de l'élément chauffant la plus faible. Ainsi, la configuration dont la largeur de l'élément chauffant est de 1 µm est la meilleure.

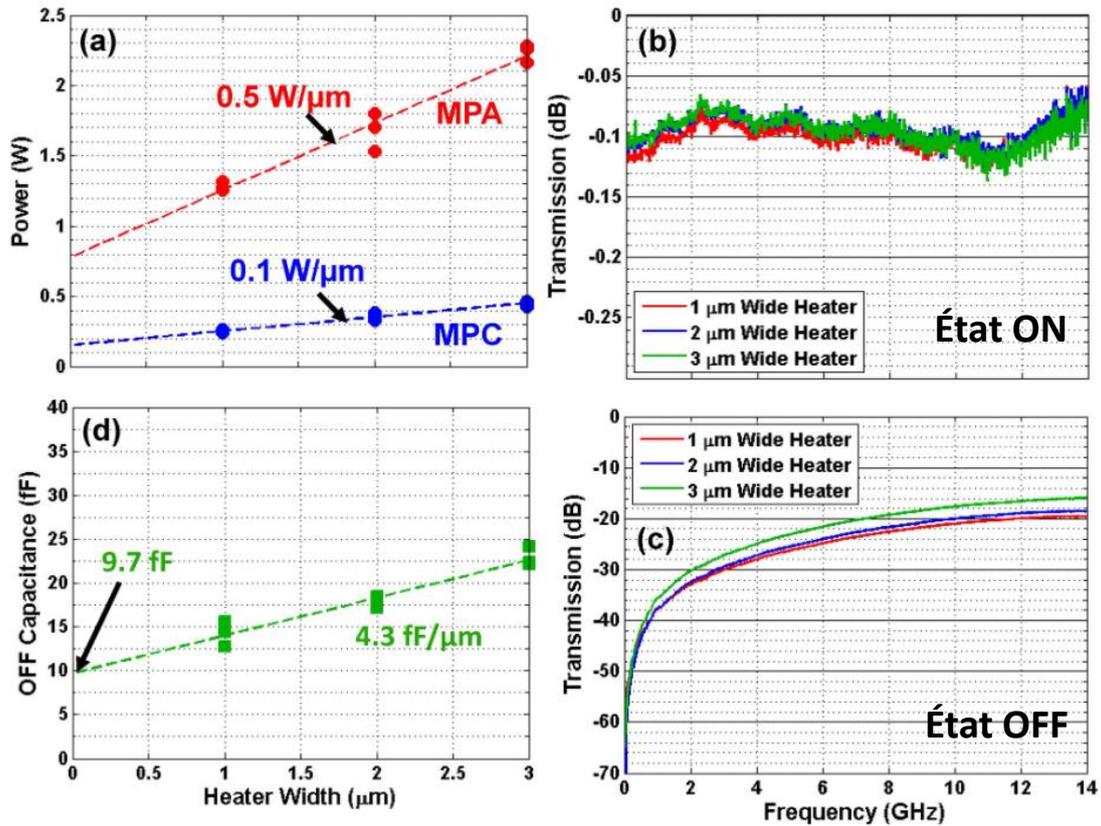


Figure 44 : Performances du commutateur PCM présenté dans [79] en fonction de la largeur de l'élément chauffant. (a) Puissance Minimum d'Amorphisation (MPA) et Puissance Minimum de Cristallisation (MPC) mesurées en fonction de la largeur de l'élément chauffant et coefficient de transmission du commutateur mesuré (b) à l'état ON et (c) à l'état OFF du commutateur. (d) Capacité mesurée du commutateur à l'état OFF. Les mesures sont dé-embeddées.

Sur la base de cette conclusion, de nouveaux dispositifs ont été fabriqués, avec une largeur d'élément chauffant de $1 \mu\text{m}$, et avec cette fois un espacement entre les électrodes RF variable, compris entre 400 et 900 nm. La résistance de ces nouveaux dispositifs est extraite des mesures RF pendant les processus d'amorphisation (Figure 45 (a)) et de cristallisation (Figure 45 (b)), permettant d'apprécier l'augmentation de la MPA lorsque l'espacement entre les électrodes RF diminue, et l'augmentation de la MPC lorsqu'il diminue. Les évolutions fréquentielles de la résistance du dispositif à l'état ON (Figure 45 (c)) et de sa capacité à l'état OFF (Figure 45 (d)) sont également extraites des mesures. Pour l'espacement entre les électrodes RF le plus faible, la résistance à l'état ON est de $1,4 \Omega$ (5GHz) et sa capacité à l'état OFF est de 15 fF (5 GHz), correspondant à un produit $R_{\text{ON}} \times C_{\text{OFF}}$ de 21,5 fs et une fréquence de coupure F_{CO} de 7,2 THz. Dans cette configuration, la MPA est donnée à 1,8 W et la MPC à 0,36 W. La MPA peut sembler très grande à première vue, mais doit être appréciée en considérant le fait que les commutateurs RF sont non volatiles, et que cette puissance est consommée pendant le laps de temps très court du processus d'amorphisation.

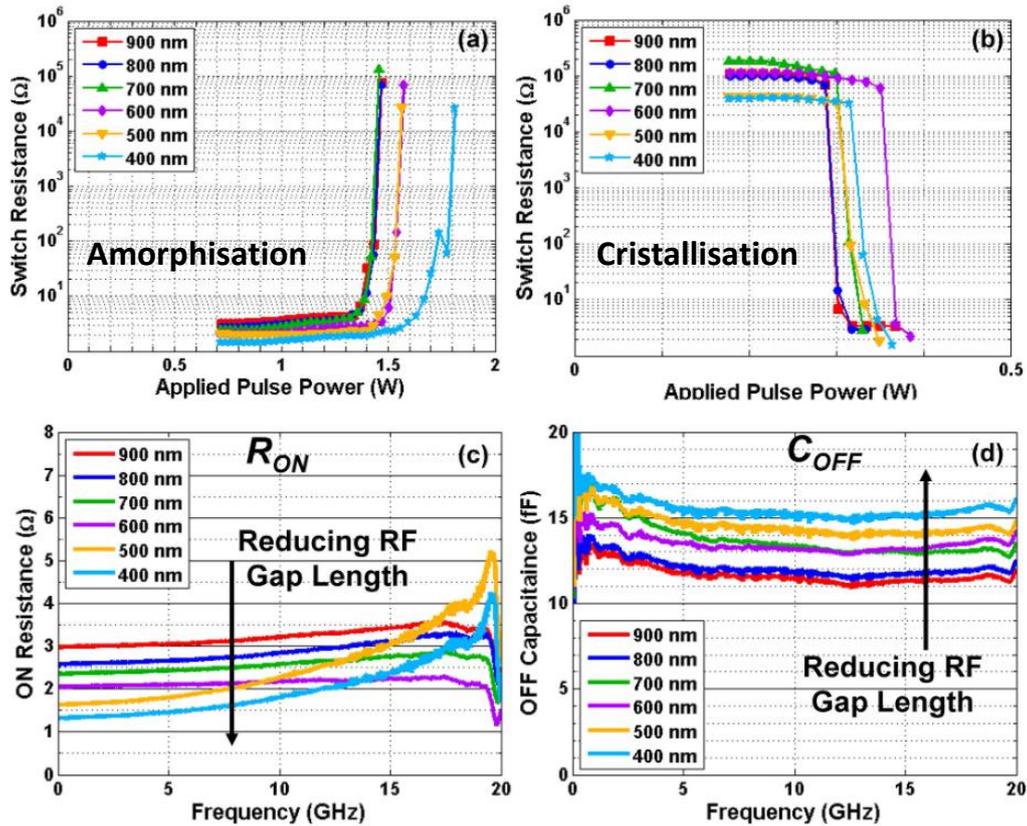


Figure 45 : Performances du commutateur PCM présenté dans [79] en fonction de l'espacement entre les électrodes RF, et pour une largeur de l'élément chauffant de 1 μm . Évolution de la résistance mesurée du commutateur pendant les processus (a) d'amorphisation et (b) de cristallisation. Évolution fréquentielle mesurée (jusqu'à 20 GHz) de (c) la résistance à l'état ON et (d) la capacité à l'état OFF. Les mesures sont dé-embeddées.

Un second exemple de commutateur PCM est présenté dans [58]. Bien que le matériau PCM utilisé ne soit pas renseigné et que l'architecture soit peu détaillée, ces travaux constituent, de par les performances obtenues, une référence dans le domaine des commutateurs PCM. La structure du dispositif représentée en Figure 46 est déclinée en deux versions possédant des largeurs d'électrodes RF de 10 μm (Layout A) et de 35 μm (Layout B).

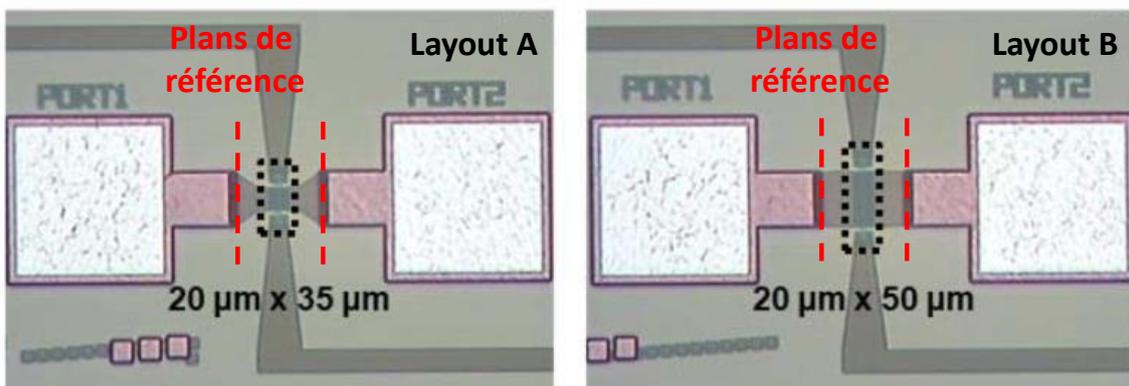


Figure 46 : Architectures de commutateurs PCM proposées dans [58]. Deux dispositifs avec des largeurs d'électrodes RF de 10 μm (Layout A) et de 35 μm (Layout B) sont réalisés. Les traits pointillés rouges représentent les plans de référence après dé-embedding.

Des mesures RF ont été réalisées sur ces deux dispositifs, avec un dé-embedding réalisé sur la première couche de métallisation des électrodes RF (les plans de références sont représentés en rouge sur la Figure 46). Le layout A présente un coefficient de transmission à l'état ON d'environ -0.2 dB et une isolation à l'état OFF inférieure à -20 dB jusqu'à 40 GHz. Le layout B qui est doté d'électrodes RF plus fines que le layout A présente logiquement un coefficient de transmission à l'état ON supérieur, d'environ -0.1 dB jusqu'à 35 GHz, et présente une isolation à l'état OFF également supérieure au layout A, et inférieure à -14 dB jusqu'à 40 GHz. Le layout A présente donc de meilleures performances à l'état OFF, et le layout B à l'état ON. Les résistances à l'état ON et les capacités à l'état OFF des deux layouts sont extraites des mesures. Le layout A présente une R_{ON} de 2,3 Ω et une C_{OFF} de 2,7 fF, et le layout B une R_{ON} inférieure, de 0,82 Ω et une C_{OFF} supérieure de 7,7 fF, correspondant dans les deux cas à un $R_{ON} \times C_{OFF}$ d'environ 6,3 fs, et un facteur de mérite F_{CO} impressionnant de 25 THz.

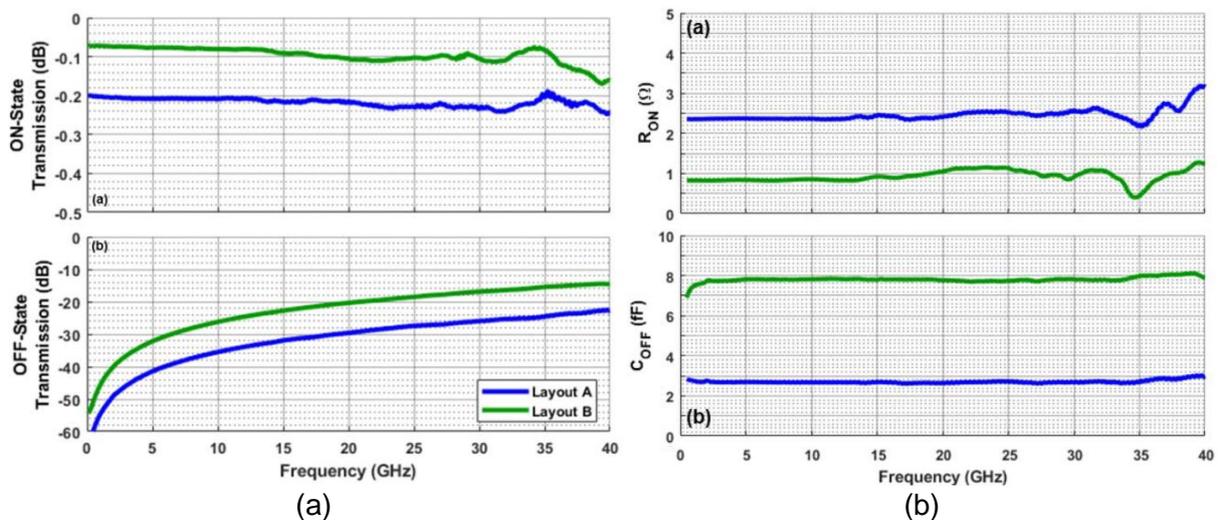


Figure 47 : Performances du commutateur PCM présenté dans [58]. (a) Coefficients de transmissions mesurés à l'état ON et OFF, et (b) résistance à l'état ON et capacité à l'état OFF mesurés.

Les deux layouts ont ensuite été soumis à un test de cyclage au cours duquel 10 millions de cycles ON/OFF sont réalisés et pendant lesquelles la résistance du commutateur est mesurée après chaque commutation (cristallisation ou amorphisation). De plus, tous les 100 000 cycles, les tensions minimums de cristallisation (MVC) et d'amorphisation (MVA) sont mesurées sur un intervalle de 20 cycles. Tous les paramètres mesurés ne varient quasiment pas sur les 10 millions de cycles effectués (Figure 48 (a)) démontrant la fiabilité et l'endurance du dispositif. Un autre test de 100 millions de cycles a été réalisé, uniquement pour le layout A, où là encore les performances demeurent constantes, et le dispositif fonctionnel (Figure 48).

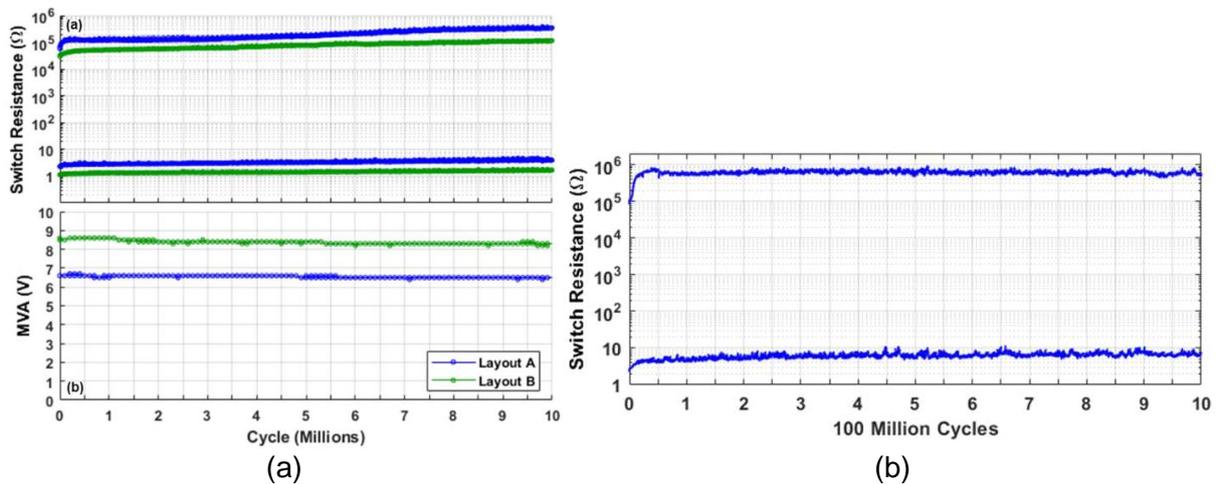


Figure 48 : (a) Résistances mesurées à l'état ON et OFF des layouts A et B après chaque commutation et tension minimale d'amorphisation mesurée tous les 100 000 cycles sur un total de 10 millions de cycles ON/OFF. (b) Résistance mesurée à l'état ON et OFF du Layout A après chaque commutation sur un total de 100 millions de cycles ON/OFF [58].

D'autres travaux ont démontrés la possibilité d'atteindre un nombre de cycles de commutations élevé sans dégradation notable des performances, mais au détriment du facteur de mérite [80]. En ce sens, ce dispositif présente des performances tout à fait impressionnantes. Le facteur de mérite élevé de 25 THz obtenu atteste des bonnes performances de conduction et d'isolation du dispositif, qui plus est sur une bande de fréquence relativement importante de 40 GHz, et ces performances demeurent inchangées, pour le layout A, après 100 millions de cycles de commutations.

Un dernier exemple d'intégration de PCM, cette fois ci dans un dispositif antennaire fonctionnant juste en dessous de la bande millimétrique, est présenté dans [76]. Le dispositif étudié consiste en une antenne patch rectangulaire déposée sur la face supérieure d'un substrat d'alumine, et alimentée par couplage à une ligne coplanaire chargée par une fente en forme de T déposée sur la face inférieure du substrat. Des bandes de GeTe de même largeur que le patch, et de 200 μm de long sont disposées de part et d'autre du patch, dans le prolongement suivant sa longueur (Figure 49).

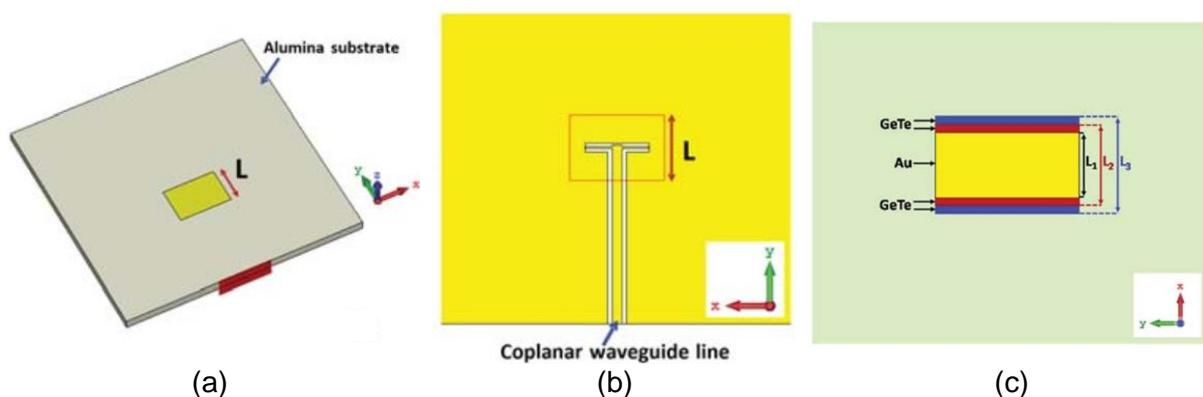


Figure 49 : Architecture de l'antenne patch intégrant du GeTe proposée dans [76]. (a) Face supérieure accueillant le patch, (b) face inférieure accueillant le guide d'onde coplanaire et la fente en T et (c) vue du patch intégrant les bandes de GeTe de part et d'autre de sa longueur.

En pratique, le GeTe est cristallisé et amorphisé par excitation optique afin d'allonger ou diminuer la longueur du patch. Le coefficient de réflexion de l'antenne est simulé pour trois longueurs de patch : $L_1 = 1,1$ mm, la longueur initiale du patch, $L_2 = 1,3$ mm correspondant à une cristallisation des bandes de GeTe de part et d'autre du patch sur une longueur de $100 \mu\text{m}$, et $L_3 = 1,5$ mm correspondant aux deux bandes de GeTe complètement cristallisées (Figure 49). Pour les trois configurations L_1 , L_2 et L_3 , les fréquences de résonances obtenues sont respectivement de 31 GHz, 27 GHz et 24,4 GHz (Figure 50), correspondant à une accordabilité fréquentielle, discrète, d'environ 18,9%. Les efficacités totales simulées sont respectivement de -0,7 dB, -1 dB et -1,3 dB, et sont logiquement inversement proportionnelle à la longueur cristallisée des bandes de GeTe. A titre de comparaison, l'antenne est également simulée sans GeTe et présente une fréquence de résonance de 24,4 GHz, égale à la configuration L_1 et attestant que la fréquence de fonctionnant ne dépend bien que de la longueur cristalline des bandes. De plus, l'efficacité totale de l'antenne sans GeTe est de -0.8 dB qui, comparée à l'efficacité totale de la configuration L_3 indique que les pertes maximales introduites par le GeTe sont seulement de 0,5 dB.

Ces travaux soulignent la versatilité des PCM, qui peuvent à la fois être intégrés de façon très localisée, comme dans les commutateurs ou les mémoires, ou bien être intégrés de manière plus massive, par exemple en tant que partie d'une structure rayonnante tel que c'est illustré ici. Les performances mesurées de cette antenne sont relativement bonnes. L'accordabilité fréquentielle de 18,9% est typique pour des technologies de reconfigurabilités discrètes, et les pertes induites par le GeTe sur l'efficacité totale sont relativement faibles, avec une efficacité dans le pire des scénarios de 74 %.

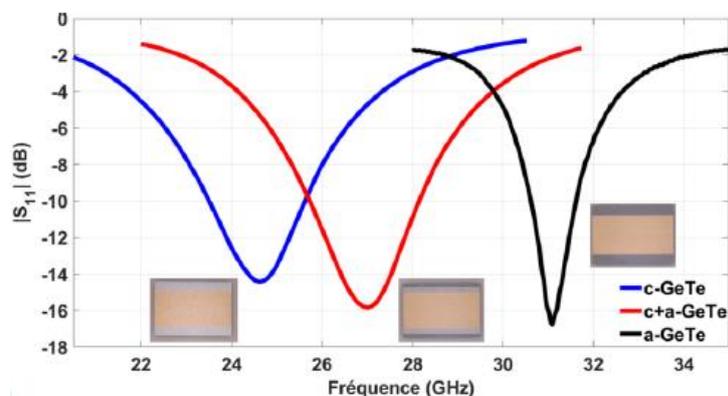


Figure 50 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne proposée dans [76] en fonction de la longueur cristallisée des bandes de GeTe. Extrait de [81]

I.5. Bilan sur les technologies de reconfigurabilité

Dans ce premier chapitre, plusieurs technologies de reconfigurabilités compatibles à une intégration dans des dispositifs antennaires millimétriques ont été présentées. Nous soulignons tout de même le fait que les performances en hautes fréquences, notamment dans la bande millimétrique, ne sont pour certaines de ces technologies pas ou peu documentées. Néanmoins, pour offrir au lecteur une vision globale et simplifiée des différences entre ces technologies, leurs performances, décrites qualitativement, sont regroupées dans Tableau 1

Tableau 1 : Comparaison des performances des technologies de reconfigurabilités.

Technologies	Avantages	Inconvénients
Diodes PIN	<ul style="list-style-type: none"> • Faibles tensions de polarisations • Faible coût • Intégration aisée • Permet des accordabilités fortes 	<ul style="list-style-type: none"> • Temps de commutation moyen ($\sim 1\mu s$) • Pertes d'insertions importantes au-delà de 10 GHz • Consommation forte • Accordabilité discrète • Caractéristique I(V) non linéaire
Diodes Varicap	<ul style="list-style-type: none"> • Accordabilité continue • Forte accordabilité ($< \sim 120\%$) • Intégration aisée • Consommation faible 	<ul style="list-style-type: none"> • Tensions de polarisations moyennes ($< \sim 30V$) • Pertes d'insertions importantes au-delà de 10 GHz • Caractéristique C(V) non linéaire
MEMS	<ul style="list-style-type: none"> • Faibles pertes d'insertion ($\sim 0,1$ dB) • Bonne isolation • Forte linéarité • Consommation très faible • Bonne tenue en puissance 	<ul style="list-style-type: none"> • Tensions de polarisations élevées (< 70 V) • Fabrication complexe • Coût élevé • Temps de commutation moyen (1-10μs)
Ferro-électriques	<ul style="list-style-type: none"> • Accordabilité continue • Temps de commutation faible (< 1 ns pour des couches minces) • Faible coût • Fabrication simple • Consommation très faible • Intégration aisée • Caractéristique C(V) \sim linéaire 	<ul style="list-style-type: none"> • Tensions de polarisation élevées (< 150 V) • Sensibilité en température • Pertes élevées dans le domaine millimétrique ($\tan(\delta) \sim 10^{-1}$ à 10^{-2})
PCM	<ul style="list-style-type: none"> • Faibles pertes d'insertion ($\sim 0,1$ dB) • Forte isolation (~ 20 dB) • Bistable (non volatile) • Consommation faible • Temps de commutations faibles ($< 1\mu s$) • Forte linéarité 	<ul style="list-style-type: none"> • Fabrication complexe • Excitation complexe • Contraintes thermiques • Tenue en puissance moyenne

En l'état actuel des choses, la technologie en tête des performances pour les applications millimétriques est la technologie MEMS. Permettant d'implémenter des commutateurs ou des condensateurs, avec entre autres des pertes d'insertions faibles, une faible consommation, une forte linéarité et une bonne tenue en puissance, les MEMS présente néanmoins des limites importantes. La grande complexité rend leur fabrication mais aussi leur intégration difficile, en plus d'engendrer un coût élevé. De plus, un des critères fondamentaux pour l'adoption pleine et entière d'une technologie est sa compatibilité avec les standards les plus importants tels que la technologie CMOS par exemple. Les niveaux de tensions requis par les MEMS, supérieur à la dizaine de Volts, ne se plient pas du tout aux spécifications de la technologie CMOS. Les matériaux PCM au contraire, présente des tensions de contrôle bien plus proches de ces spécifications. En outre, les PCM présentent des performances en termes

de pertes d'insertion et d'isolation similaires à celles des MEMS, et leur consommation est faible. L'inconvénient majeur des commutateurs est leur endurance ; néanmoins, de récentes études ont démontrées des durées de plusieurs dizaines de millions de cycles de commutations sans dégradation de leurs performances. Les PCM sont donc aujourd'hui des candidats sérieux aux applications en bande millimétrique et qui rivalisent avec les MEMS.

Si les MEMS et les commutateurs PCM sont des solutions de reconfigurabilités prometteuses, elles demeurent discrètes. Les matériaux ferroélectriques quant à eux permettent la mise en œuvre de reconfigurabilités continues. Les niveaux d'agilités fréquentielles obtenus dans la littérature sont convainquants, dépassant les 35%. En comparaison, les agilités fréquentielles obtenues via l'intégration de diodes varicaps sont légèrement supérieures, bien que l'accordabilité intrinsèque des condensateurs ferroélectriques soit bien inférieure à celles des diodes varicaps. De plus, les pertes inhérentes aux matériaux ferroélectriques ne semblent pas beaucoup plus importantes que les pertes des varicaps, en particulier en hautes fréquences. La technologie ferroélectrique est moins mature que celle des semi-conducteurs, laissant une possibilité d'évolution importante notamment sur les compositions et les alliages ferroélectriques. Finalement, les condensateurs ferroélectriques présentent d'autres avantages tels qu'un faible coût, une fabrication peu complexe et une bien meilleure linéarité que les varicaps.

I.6. Conclusion du chapitre I

Dans ce premier chapitre, les caractéristiques principales des antennes ont été présentées et le concept d'antennes reconfigurables a été défini en détaillant les différents types de reconfigurabilités existants. Ensuite, les technologies classiques de reconfigurabilités les plus couramment utilisées dans les antennes (diodes PIN, varicaps, MEMS) ont été introduites et leurs performances illustrées par des exemples de réalisation tirés de la littérature. Il ressort que ces technologies largement éprouvées pour des applications basses fréquences présentent des performances moindres lorsqu'elles sont utilisées pour des applications hautes fréquences, notamment en bande millimétrique. Les MEMS se distinguent tout de même de par leurs bonnes performances RF, mais leur complexité et leur coût de fabrication élevés sont un frein à leur démocratisation. Pour pallier les mauvaises performances de ces technologies, d'importants efforts ont été fournis sur le développement de technologies accordables différentes basées sur des matériaux dits « agiles ». Parmi ces matériaux sont inclus les matériaux ferroélectriques, dont la permittivité non linéaire, variable sous l'application d'un champ électrique, permet la réalisation de dispositifs accordables comme des condensateurs. Les matériaux ferroélectriques étant utilisés dans nos travaux, leurs propriétés ont été détaillées et une fois encore des exemples tirés de la littérature ont permis d'illustrer leur potentiel. Si, à la connaissance de l'auteur, aucune démonstration de leur utilisation dans des dispositifs antennaires millimétriques n'a été faite à ce jour, des travaux recensent néanmoins leurs performances jusqu'à une vingtaine de GHz. Malgré des niveaux de pertes conséquents, les accordabilités offertes par les matériaux ferroélectriques sont tout à fait honorables, et des pistes d'améliorations se dessinent, notamment en optimisant leur intégration (par exemple le nombre et la position de condensateurs ferroélectriques). Dans la catégorie des matériaux agiles se trouvent également les matériaux à changement de phase (PCM), pouvant être transformés de manière réversible et bistable entre une phase amorphe isolante et une phase cristalline conductrice. Initialement utilisés pour des applications de stockage (Compact Disk), les efforts réalisés ces dernières années sur les performances de ces matériaux ont permis l'obtention de meilleurs contrastes de conductivité électrique entre les phases amorphe et

cristalline, avec des conductivités relativement faibles en phase cristalline, permettant l'utilisation de ces matériaux dans des dispositifs de commutations RF. Les PCM étant également utilisés dans nos travaux, leurs propriétés ont été détaillées et leurs performances démontrées par des exemples de réalisations. Des performances impressionnantes ont été démontrées dans le cadre de commutateurs PCM dotés de faibles pertes d'insertion à l'état ON, de forte isolation à l'état OFF et d'une endurance de plusieurs dizaine à centaines de millions de cycles de commutations, le tout fonctionnel sur une large bande de fréquence, couvrant notamment la partie basse de la bande millimétrique.

Nos travaux de recherche consistent d'une part à étudier l'intégration de matériaux ferroélectriques sous forme de condensateurs accordables dans des dispositifs antennaires fonctionnant en bande millimétrique. N'ayant à ce jour pas été démontrée, l'intérêt des objectifs qui sont les nôtres est indéniable. D'autre part, un intérêt est porté sur les PCM en tant que solution de commutation qui permettrait d'associer des condensateurs ferroélectriques en réseau. En combinant ces deux technologies de reconfigurabilité, l'accordabilité discrète forte amenée par les commutateurs PCM se combinerait à l'accordabilité continue des condensateurs ferroélectriques, tout en limitant leur nombre et donc, les pertes introduites.

Dans la suite de ce manuscrit la fabrication et la caractérisation de condensateurs variables intégrant des couches minces ferroélectriques seront présentées. Compte-tenu des performances obtenues, permettant une utilisation en bande millimétrique, le développement, l'optimisation et les performances d'une antenne reconfigurable en fréquence intégrant ces condensateurs et fonctionnant en bande millimétrique seront détaillés. Enfin le développement de commutateurs PCM sera discuté, suivi d'une étude empirique visant à déterminer les performances potentielles liées à l'association de ces commutateurs avec des condensateurs ferroélectriques.

Chapitre II. Fabrication et performances de condensateur planaires inter-digités intégrant des couches minces ferroélectriques de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$

II.1. Introduction

De nos jours, la recherche dans le domaine des télécommunications s'oriente, entre autres, vers la reconfiguration des systèmes radiofréquences (Chapitre I). Cette reconfiguration est possible en intégrant dans les dispositifs RF des matériaux ou des composants dont les propriétés électromagnétiques sont modifiées sous l'action de stimuli (le plus souvent électriques) afin de modifier le comportement ou les propriétés globales d'un dispositif. Du point de vue des matériaux, ce sont les paramètres constitutifs qui sont modifiés, à savoir la permittivité, la perméabilité, ou encore la conductivité. Lorsque ces matériaux sont préalablement intégrés dans des composants, il est alors possible de caractériser leur reconfigurabilité respectivement en termes de variations de capacité, d'inductance, ou de résistance. A l'heure actuelle, ces types de reconfigurabilités sont déjà largement implémentés en utilisant principalement la technologie des semi-conducteurs [82], [12], [83]. Cependant, les futurs systèmes de télécommunications s'orientent de plus en plus vers un fonctionnement à hautes fréquences, dans la bande des ondes millimétriques (30 - 300GHz). En plus de présenter des caractéristiques non linéaires et de nécessiter une consommation importante, les semi-conducteurs présentent des pertes non négligeables [19], [84] lorsqu'ils sont utilisés au-delà d'une dizaine de GHz, rendant leur utilisation moins pertinente en haute fréquence. Pour cette raison, un vif intérêt est porté ces dernières années sur d'autres types de matériaux, dits « agiles », afin de trouver une alternative aux semi-conducteurs pour des applications RF en hautes fréquences. Parmi ces matériaux, nous trouvons les matériaux à transition et à changement de phase, dont la conductivité peut être modifiée par une excitation optique [85] ou électrique [25], [63], et les matériaux ferroélectriques, dont la permittivité est variable sous l'application d'un champs électrique continu au sein du matériau [29]. Ces matériaux ferroélectriques sont tout à fait appropriés pour la réalisation de condensateurs variables, que l'on retrouve aujourd'hui sous deux formes différentes : les structures Métal-Isolant-Métal (MIM) où le diélectrique est pris en sandwich entre deux électrodes métalliques [84], [86] et les structures inter-digitées (FIDC), planaires, pour lesquelles les électrodes métalliques sont directement déposées sur une couche de matériau ferroélectrique [84], [44]. Dans ce chapitre, nous présentons le développement, la fabrication et les performances de condensateurs ferroélectriques inter-digités (Ferroelectric Inter Digitated Capacitors - FIDC) utilisant des couches minces de titanate de baryum et Strontium ($Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ – BST).

II.2. Performances électromagnétiques des matériaux ferroélectriques intégrés dans différentes structures de condensateurs

II.2.1. Titanate de Baryum et Strontium

Dans la littérature, pléthore de matériaux ferroélectriques ont été étudiés afin d'obtenir des performances adaptées à une utilisation dans des systèmes RF, à savoir principalement une bonne accordabilité et de faibles pertes diélectriques, notamment pour les applications hautes fréquences. Le Tableau 2 rapporte les performances d'une liste non exhaustive de différents types de matériaux ferroélectriques recensés dans la littérature.

Tableau 2 : Comparaison de matériaux ferroélectriques à température ambiante

Matériau	Accordabilité	Tangente de perte $\tan(\delta)$	Temps de réponse	Réf.
Titanate de Baryum et Strontium (BST) :				
Bulk ceramic	69% @ 3 GHz, 17 kV/cm	$[10^{-1}, 10^{-2}]$ @ 10 GHz	~ 1 μ s	[87], [29]
Couches minces	80% @ 100 MHz, 1 MV/cm	0.006 @ 1 MHz	~1 ns	
Lead Strontium titanate (PST)	35% @ 10 GHz, 40 kV/cm	~0.1 @ 10 GHz	~1 ns	[87]
	65% @ 1 MHz, 50 kV/cm	<0.08 @ 1 MHz		
Silver tantalite niobate (ATN)	5% @ 4 GHz	~0.1 @ 4 GHz	~1 ns	[87]
	16% @ 100 kHz, 10 kV/cm	<0.015 @ 100 kHz		
Titanate de Baryum et Zirconium (BZT)	44% @ 100 kHz, 40 kV/cm	0.002 @ 100 kHz	/	[88]
	/	/	/	/
Niobate de potassium et Sodium (KNN)	/	/	/	[89]
	15% @ 10 GHz, 80 kV/cm	0.36 @ 10 GHz	/	

Il en ressort que les performances du Titanate de Baryum et Strontium (BST) sont parmi les plus adaptées pour la réalisation de dispositifs radiofréquences accordables [90]. En effet, d'après les données recensées par le Tableau 2, les pertes du BST sont relativement faibles (10^{-3} pour des couches minces), et l'accordabilité est élevée sous des champs de polarisation DC plutôt faibles (69% pour 17 kV/cm). Pour ces raisons, le BST est le matériau ferroélectrique ayant reçu le plus d'attention ces dernières années, et il est le seul à être utilisé aujourd'hui dans l'industrie pour la réalisation de condensateurs variables [49]. Nous choisissons donc de travailler avec ce matériau ferroélectrique afin d'optimiser les performances des condensateurs variables que nous souhaitons réaliser.

Le Titanate de Baryum et Strontium ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ - BST) est un oxyde pérovskite obtenu à partir de l'association de titanate de Baryum (BaTiO_3) et de titanate de Strontium (SrTiO_3), dont la proportion peut être variée sans qu'il n'y ait d'impact sur la structure cristalline du BST [91]. Les matériaux ferroélectriques présentent une permittivité et une accordabilité relativement

forte lorsqu'ils sont portés à une température proche de leur température de Curie [84] ; il y a donc un intérêt fort à trouver des alliages ferroélectriques dont la température de Curie est proche de la température ambiante. Le titanate de Baryum et celui de Strontium présentent une température de Curie d'environ 395 K et 20 K respectivement. L'association de ces deux éléments permet d'obtenir du BST dont la température de Curie peut être ajustée entre 20K et 395K en fonction de la composition x du matériau, comme le montre la Figure 51 (a), extraite de [33]. Cependant, si la composition globale peut être contrôlée finement, elle peut ne pas être uniforme, impliquant localement des zones dans le matériau dans lesquelles la proportion entre Baryum et Strontium n'est pas celle désirée. De ce fait, la température de Curie varie également au sein du matériau et il peut exister à la fois des domaines en phase ferroélectrique et en phase paraélectrique. La transition du matériau ne s'effectue plus de manière abrupte à la température de Curie, mais dans une plage plus ou moins large autour de celle-ci.

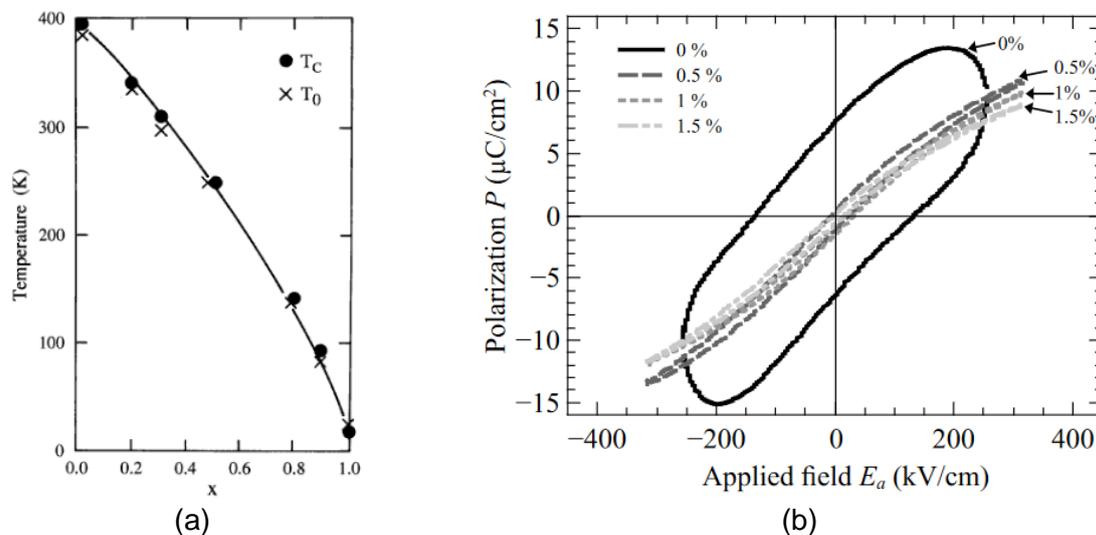


Figure 51 : (a) Évolution de la température de Curie (T_C) d'une céramique de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ [33] et (b) Hystérésis de la polarisation de films de BST(80/20) pour différents taux de dopage au manganèse [92].

Dans ces travaux, nous utilisons deux compositions différentes de BST dopées au manganèse à hauteur de 1%, qui nous sont fournies par l'équipe FunMAT de l'Institut d'Électronique et des Technologies du numéRique (IETR de Nantes). Les compositions de $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ choisies sont telles que $x=0.5$ et $x=0.8$ afin qu'elles présentent une température de Curie proche de la température ambiante (Figure 51) [30], [33], permettant ainsi de maximiser la permittivité et l'accordabilité. Le dopage au manganèse permet de compenser le déficit d'oxygène dans le matériau, ce qui permet une réduction importante des pertes ferroélectriques [92] comme le montre la Figure 51 (b) extraite de [92]. En contrepartie, ceci engendre une diminution de la permittivité et de l'accordabilité du matériau, puisque l'ajout de manganèse induit des zones non ferroélectriques dans le matériau.

II.2.2. Structures des condensateurs intégrant des couches ferroélectriques

Il existe deux architectures de condensateurs variables intégrant des couches minces ferroélectriques que sont les structures Métal-Insolant-Métal (MIM) [84], [86] ou les structures inter-digitées (FIDC – Ferroelectric InterDigited Capacitor) [84], [44]. La structure MIM, représentée en Figure 52 (a) est une structure empilée qui consiste à insérer un diélectrique (ferroélectrique dans notre cas) entre deux électrodes métalliques. Ce type de structure

permet de concentrer la majeure partie du champ électrique continu de polarisation dans la couche active, permettant ainsi d'obtenir une valeur de capacité et d'accordabilité importantes sous des champs de polarisations relativement faibles [43]. A l'inverse, la structure FIDC, représentée en Figure 52 (b) est une structure planaire, qui consiste à déposer directement des électrodes métalliques sur un diélectrique. Cette architecture concentre moins bien le champ de polarisation dans le diélectrique que la structure MIM, ce qui se traduit par une valeur de capacité et une accordabilité plus faibles.

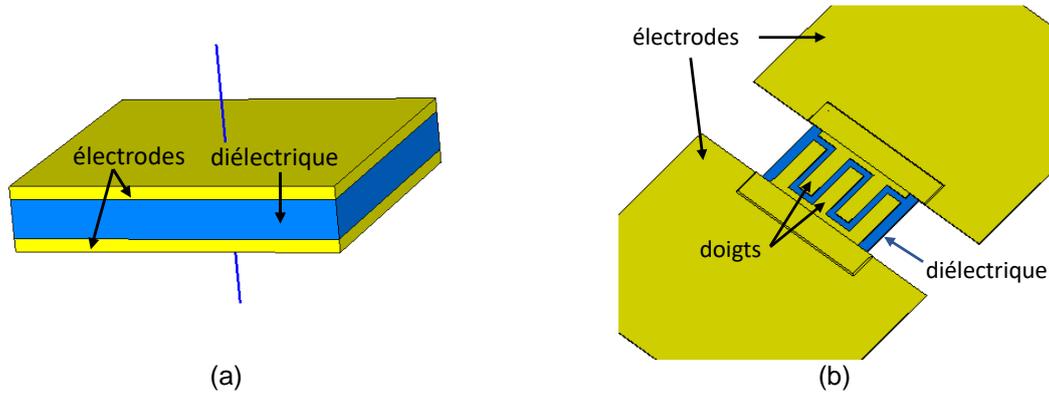


Figure 52 : Schémas de principe des structures de condensateurs variables (a) MIM et (b) FIDC où le diélectrique est un matériau ferroélectrique

Dans l'optique de développer un condensateur variable, la perspective de la forte accordabilité offerte par l'architecture MIM est très intéressante. Cependant, la forte concentration du champ électrique dans le matériau ferroélectrique entraîne des valeurs de capacités relativement fortes en comparaison avec la structure FIDC. Il est donc primordial pour choisir l'une ou l'autre de ces architectures de déterminer en amont l'influence de la valeur d'un condensateur sur un système fonctionnant en bande millimétrique. Pour cela, la Figure 53 présente l'argument du coefficient de réflexion à 30 GHz d'une ligne de transmission 50 Ω chargée par un condensateur sans pertes, en fonction de la valeur de ce dernier. Nous pouvons observer que la phase est plus sensible à la valeur du condensateur lorsque celle-ci est de l'ordre de 10^{-13} fF, ce qui indique qu'un condensateur d'une centaine de femto farads produit plus d'effet sur la réponse en fréquence d'un dispositif RF fonctionnant en bande millimétrique.

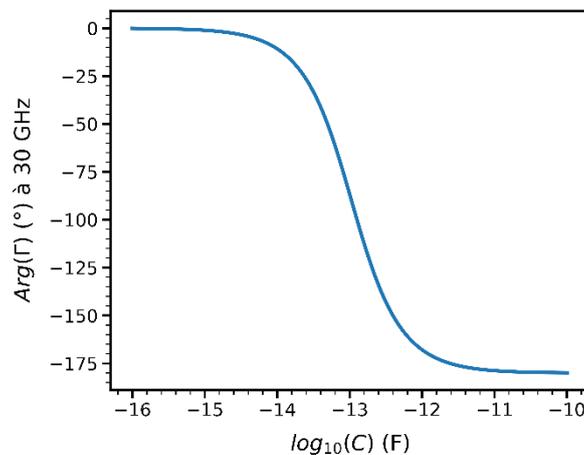


Figure 53 : Coefficient de réflexion à 30 GHz d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique de 50 Ω chargée par un condensateur sans pertes en fonction de sa valeur de capacité

La valeur de capacité d'une structure MIM peut s'exprimer en première approximation par la formule suivante [93] :

$$C = \frac{\epsilon \times S}{d} \quad (27)$$

Avec C la valeur de la capacité, ϵ la permittivité du diélectrique et d l'épaisseur du diélectrique.

A partir de (27) il est possible d'estimer la surface des électrodes d'une structure MIM afin d'obtenir une valeur de capacité de 100 fF. En considérant une permittivité relative de 500 et une épaisseur typiques du BST de 500 nm [94], [95], la surface d'une électrode nécessaire à l'obtention d'une capacité de 100 fF est d'environ $11.3 \mu\text{m}^2$, soit un coté de $3.36 \mu\text{m}$ pour une électrode carrée ou un rayon de $1.9 \mu\text{m}$ pour une électrode circulaire. Ces dimensions sont très petites compte-tenu des procédés utilisés en salle blanche d'XLIM, dont la précision est de l'ordre du μm . Les tolérances de fabrications entraineraient donc trop de variations de la capacité d'une fabrication à une autre, rendant le processus de fabrication non reproductible. En comparaison, les dimensions de structures inter-digitées permettant d'obtenir une capacité de 100 fF sont bien plus grandes, et donc plus facilement reproductibles, en plus d'être plus simples à fabriquer. Pour cette raison, nous faisons le choix d'utiliser des structures inter-digitées pour la réalisation de condensateurs variables intégrant des couches minces ferroélectriques.

La Figure 54 présente un modèle 3D d'une structure comprenant deux condensateurs ferroélectriques inter-digités, où les électrodes métalliques sont représentées en jaune, modélisées sur une couche de titanate de Baryum et Strontium représentée en bleue. L'architecture composée de deux condensateurs est choisie de sorte à faciliter la mesure des dispositifs fabriqués, qui sera réalisée à l'aide d'une pointe Ground-Signal-Ground (GSG), avec les Grounds positionnés sur les électrodes latérales, et le Signal sur l'électrode commune centrale, de telle sorte que les deux condensateurs soient associés en parallèle.

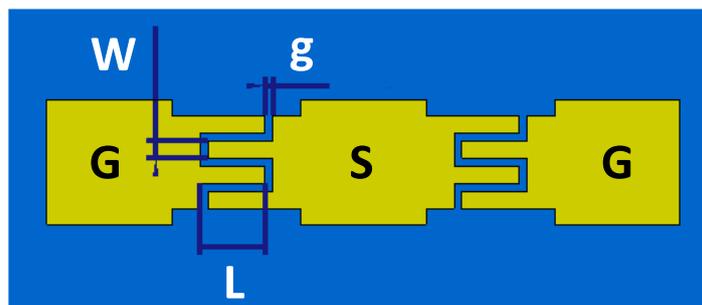


Figure 54 : Modèle 3D d'une architecture mettant en œuvre deux condensateurs ferroélectriques inter-digités partageant une électrode commune (électrode centrale), avec W la largeur des doigts, L la longueur des doigts, et g la longueur du gap entre deux électrodes.

La valeur de la capacité et de l'accordabilité peuvent être variées en modifiant le nombre et les dimensions des doigts, et leur espacement. Pour quantifier l'impact de chacun de ces paramètres sur les performances des FIDC, plusieurs dispositifs sont réalisés avec des largeurs de doigts de 10, 20, 30 et $40 \mu\text{m}$, un nombre de doigts de 2, 4 et 6 par électrode (4, 8 et 12 au total par FIDC) et une largeur de gap de 1.5, 3 et $6 \mu\text{m}$.

II.3. Fabrication des condensateurs ferroélectriques inter-digités

II.3.1. Dépôt des couches minces de BST par solution-gélification (sol-gel)

La première étape de fabrication des condensateurs variables inter-digités est le dépôt des couches minces de BST dopées au manganèse sur un substrat d'alumine. Ces couches sont élaborées par l'équipe FunMAT de l'IETR de Nantes [92] par une technique de solution-gélification (sol-gel), sur la base d'un précurseur d'alcoolate (ou alcoxyde) [92], [96]. Le procédé démarre par le mélange de poudres d'acétates de baryum $Ba(OOCCH_3)_2$ et de strontium $Sr(OOCCH_3)_2$ dont les proportions permettent de contrôler la composition du matériau. Ensuite, une poudre d'acétate de manganèse est ajoutée de sorte à obtenir un dopage de 1.5% du BST [92], permettant de réduire les pertes diélectriques du matériau. L'amalgame poudreux ainsi obtenu est ensuite dissout dans un mélange d'eau distillée et d'anhydride acétique, chauffé à une température de 100°C jusqu'à la dissolution totale de la poudre, puis, refroidi à température ambiante avant l'ajout d'isopropylate de titane $Ti(C_3H_7O)_4$ [92], [96]. Enfin, de l'éthylène glycol $HO-CH_2-CH_2-OH$ est ajouté afin de conserver une bonne mobilité des atomes et réduire significativement le risque de fissures dans le film [96].

La solution finale est ensuite déposée sur un substrat d'alumine puis étalée par la technique de spin-coating. Cette dernière consiste à placer le substrat à couvrir sur une plateforme tournante, selon un axe de rotation normal à la partie recevant le substrat (Figure 55). Une fois l'échantillon en position (et maintenu en place par aspiration), la solution à étaler est disposée sur le substrat en quantité raisonnable, puis la plateforme tournante est mise en rotation, étalant la solution sous l'effet de la force centrifuge.

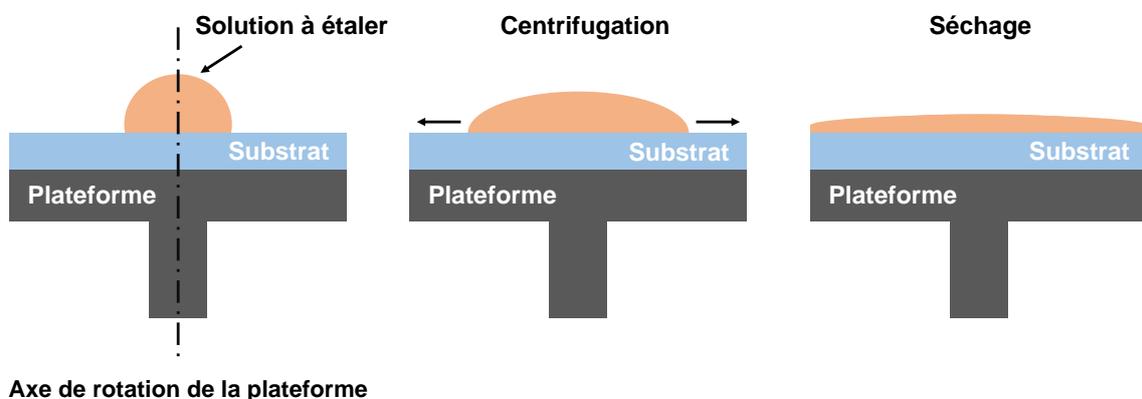


Figure 55 : Schéma de principe de la technique de spin-coating

La solution de BST est étalée à une vitesse de 4000 tours par minutes pendant 20 secondes, suivi d'une étape unique de cuisson, permettant d'évaporer les composés organiques et de cristalliser la couche de BST [97], réalisée dans un four préchauffé à 750°C pendant 15 minutes. L'absence d'une étape de séchage préalable (seulement pour l'élimination des composés organiques) favorise l'augmentation de la taille moyenne des grains [97], au sein du cristal, qui résulte en une augmentation de la permittivité du matériau [98]. Ce processus, répété entièrement 14 fois, permet d'obtenir une couche mince de BST d'une épaisseur d'environ 850 nm.

II.3.2. Dépôt des électrodes métalliques inter-digitées

Le dépôt des électrodes métalliques des condensateurs inter-digités est réalisé en salle blanche au sein du laboratoire XLIM. Les métaux sont déposés sur la couche mince de BST par évaporation par faisceau d'électron puis par lift-off.

La fabrication des électrodes des condensateurs inter-digités commence par une étape de photolithographie : une résine polymère photosensible (nLof 2020) est apposée par spin-coating à 4000 tours par minutes pendant 40 secondes sur la surface du BST, puis chauffée sur plaque chauffante à 110°C pendant 1 minute. La résine, qui recouvre alors toute la surface de l'échantillon, doit ensuite être structurée selon les motifs souhaités via une étape d'insolation aux UVs de 15 secondes à 15 mW/cm², au travers d'un masque sur lequel sont disposés les motifs opaques des électrodes (Figure 56 (a)). L'insolation de la résine nLof 2020 qui est une résine dite « négative », permet de diminuer sa solubilité dans un bain de développement (i.e. la solubilité augmente pour une résine positive). Les zones non insolées, sous les motifs des électrodes, seront donc solubles une fois plongées dans un solvant. Finalement, après un recuit dans les mêmes conditions que précédemment, la résine est développée dans un bain de solvant (MF26 pur) pendant 2 minutes, qui permet de révéler les motifs sur la résine (Figure 56 (b) et (c)).

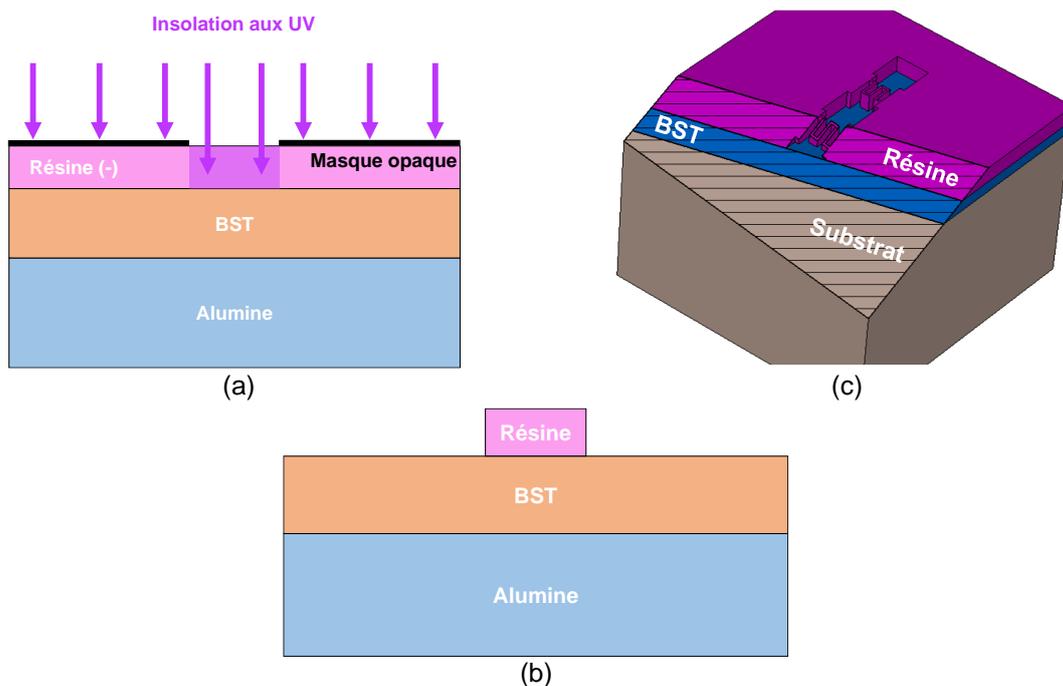


Figure 56 : Photolithographie pour la fabrication des électrodes métalliques des condensateurs inter-digités. (a) Étape d'insolation d'une résine photosensible négative au travers d'un masque optique constitué de motifs opaques. (b) Résine non insolée retirée dans un bain de solvant, seul la résine insolée demeure sur l'échantillon. (c) schéma d'une vue en coupe d'un échantillon après l'étape de développement. Un seul motif d'électrode est représenté ici

Une fois la couche de résine structurée, le dépôt des électrodes est réalisé par évaporation par faisceau d'électrons. Cette méthode consiste à placer l'échantillon dans une enceinte sous vide ($P \approx 2,5 \cdot 10^{-7}$ mbar), au-dessus d'un creuset dans lequel se trouve, sous forme solide, le métal à déposer. Ce métal est chauffé par un faisceau d'électron au-delà de sa température de fusion, de sorte à ce qu'il commence à s'évaporer pour se déposer sur l'échantillon placé en vis-à-vis. Une première couche de titane de 20 nm est déposée pour assurer une bonne

adhésion de la couche principale d'or de 600 nm. Une fois les deux couches métalliques déposées, l'échantillon est plongé dans un bain d'acétone pendant quelques heures pour procéder au lift-off, c'est-à-dire au retrait du masque en résine et les dépôts métalliques réalisés par-dessus (Figure 57). Il ne reste donc plus que les couches de titane et d'or sur l'échantillon dans les zones initialement insolées de la couche de résine. La Figure 58 (a) présente un des dispositifs fabriqués en suivant le procédé présenté ici.

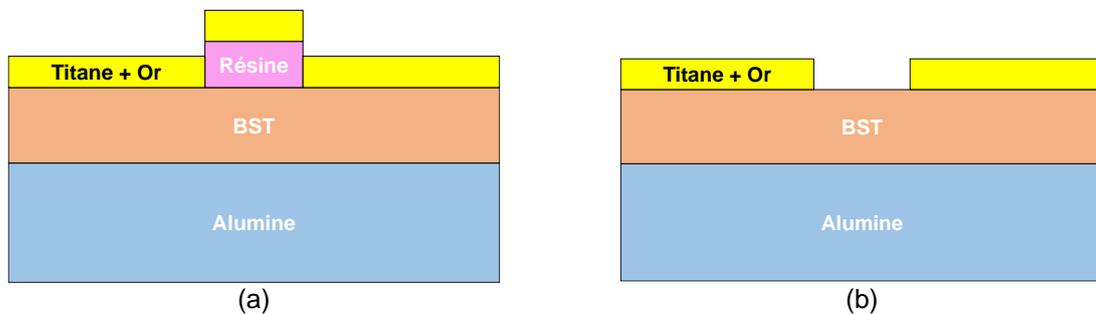


Figure 57 : Schéma de principe du procédé de dépôt métallique par lift-off. (a) Dépôt de couches métalliques réalisé sur un échantillon masqué par de la résine. (b) Après un bain en acétone, la résine est décrochée de l'échantillon, emportant avec elle les dépôts réalisés par-dessus

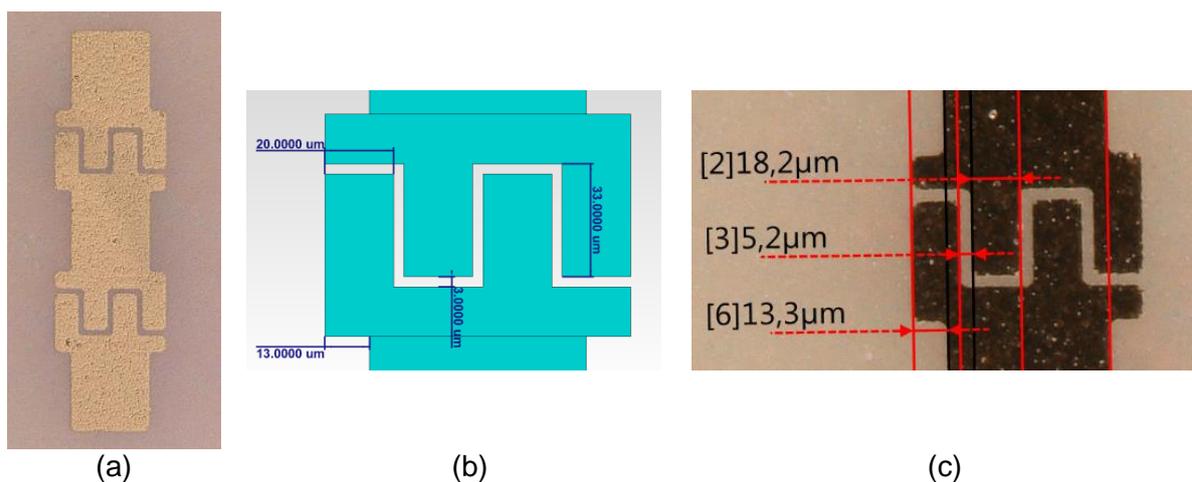


Figure 58 : (a) Photographie d'une paire de condensateurs inter-digités en configuration parallèle fabriquée en salle blanche de l'XLIM. (b) Dimensions d'un motif d'FIDC extrait du fichier gerber utilisé pour la fabrication du masque optique. (c) Dimensions mesurées de l'FIDC fabriqué

Comme mentionné précédemment en II.2.2, la précision des procédés de fabrication est de l'ordre du micromètre. L'écart entre les dimensions souhaitées (Figure 58 (b)) et celles fabriquées (Figure 58 (c)) est principalement lié au procédé de photolithographie, et notamment à l'étape d'insolation ou encore au procédé de dépôt par lift off, à l'épaisseur de la couche métallique ou encore à la rugosité de surface du substrat et de la couche ferroélectrique. Les phénomènes de diffraction qui surviennent au cours de cette étape engendrent une insolation de la résine sous les surfaces opaques du masque optique, biaisant ainsi les dimensions du pochoir en résine. Une optimisation du temps et de la puissance d'insolation pourrait permettre d'améliorer la précision. Malgré tout, l'écart observé entre les dimensions souhaitées et fabriquées est relativement constant d'une fabrication à une autre,

ce qui signifie que le procédé de fabrication est répétable, même s'il ne produit pas exactement les dimensions initialement prévues. Également, les dimensions fabriquées pour les deux FIDC d'un même dispositif sont toujours très proches, ce qui nous permet de considérer que les deux FIDC sont identiques, et présentent donc les mêmes valeurs de capacité et de pertes. Cette condition permettra de simplifier le traitement et l'interprétation des mesures des dispositifs.

II.4. Mesures des performances des condensateurs ferroélectriques inter-digités

II.4.1. Modèle électrique des condensateurs inter-digités

Un premier modèle électrique d'un dispositif comprenant deux FIDC en parallèle est présenté en Figure 59, où C_p représente la valeur de la capacité, placée en parallèle à une résistance R_p , qui modélise les pertes diélectriques dans la couche de BST, et le tout en série avec la résistance R_s qui représente les pertes dans les électrodes métalliques. Dans ce modèle, l'inductance parasite des électrodes des FIDC n'est pas prise en compte en raison de sa faible influence pour des mesures dans la bande de fréquence 100 MHz – 65 GHz.

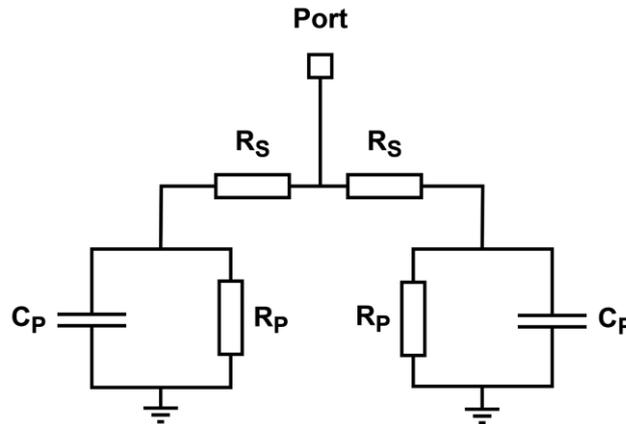


Figure 59 : Modèle électrique d'un dispositif incluant deux condensateurs inter-digités en parallèles/

Analytiquement, l'impédance du modèle électrique d'un seul FIDC, notée Z_C est donnée par l'équation (28) :

$$Z_C = \frac{R_p}{(R_p C_p \omega)^2 + 1} + R_s - j \frac{R_p^2 C_p \omega}{(R_p C_p \omega)^2 + 1} \quad (28)$$

En considérant l'hypothèse $R_p C_p \omega \gg 1$, qui est vraie au-delà de 1 GHz pour une valeur de capacité de l'ordre du femto farad, la partie imaginaire de l'impédance du modèle se simplifie pour finalement correspondre à l'impédance de C_p . L'équation (28) se réduit donc à (29) :

$$Z_C = \frac{1}{R_p (C_p \omega)^2} + R_s - j \frac{1}{C_p \omega} \quad (29)$$

Finalement, C_p s'exprime simplement à partir de la partie imaginaire de l'impédance :

$$C_p = -\frac{1}{\omega \cdot \text{Im}(Z_c)} \quad (30)$$

L'impédance totale Z d'un dispositif fabriqué pourra être déduite à partir de la mesure de son coefficient de réflexion. Dans le plan du dispositif, cette relation est donnée par (31)

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (31)$$

Avec Z_0 égale à 50Ω , et S_{11} le coefficient de réflexion mesuré du dispositif.

Comme mentionné dans la section II.3.2, les deux FIDC du modèle sont en association parallèle, et considérés identiques. De ce fait, la capacité d'un seul de ces deux condensateurs est simplement le double de la capacité totale du modèle. La capacité d'un IDC peut donc s'extraire directement des mesures en réflexion d'un dispositif en utilisant l'équation (32) :

$$C_p = -\frac{1}{2Z_0\omega \cdot \text{Im}\left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}\right)} \quad (32)$$

Les pertes d'un FIDC sont également caractérisées par une tangente de perte, calculée avec l'équation (33) à partir des parties réelles et imaginaires de l'impédance de l'FIDC. Cette tangente de perte est globale, et englobe les pertes métalliques, les pertes dans la couche de BST et d'éventuelles pertes par rayonnement.

$$\tan(\delta) = \left| \frac{\text{Re}(Z_c)}{\text{Im}(Z_c)} \right| \quad (33)$$

En combinant les équations (29) et (33), il est alors possible d'exprimer les pertes en fonction des éléments du modèle électrique et de la pulsation, tel que le montre l'équation (34).

$$\tan(\delta) = \frac{1}{R_p C_p \omega} + R_s C_p \omega \quad (34)$$

II.4.2. Dispositif de mesure des condensateurs inter-digités

Les coefficients de réflexion des condensateurs inter-digités fabriqués sont mesurés en salle d'instrumentation au sein de la plateforme Platinum du laboratoire XLIM. Le paramètre S_{11} des dispositifs fabriqués est mesuré entre 100 MHz et 65 GHz à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (ZVA Rohde and Schwarz) relié à une pointe Ground-Signal-Ground (ACP65-GSG-125) par câble coaxial. L'ajout d'un té de polarisation (SHF BT 65R-D HV100) à l'interface entre l'analyseur et le câble coaxial permet d'injecter une tension continue pour la polarisation des condensateurs. Cette tension comprise entre 0 V et 100 V est générée par une alimentation continue (Aim TTi PLH120) et s'établit entre le Signal et les Grounds de la pointe GSG, de sorte que les deux FIDC d'un même dispositif sont polarisés de la même façon. Le dispositif de mesure est présenté en Figure 60 (a).

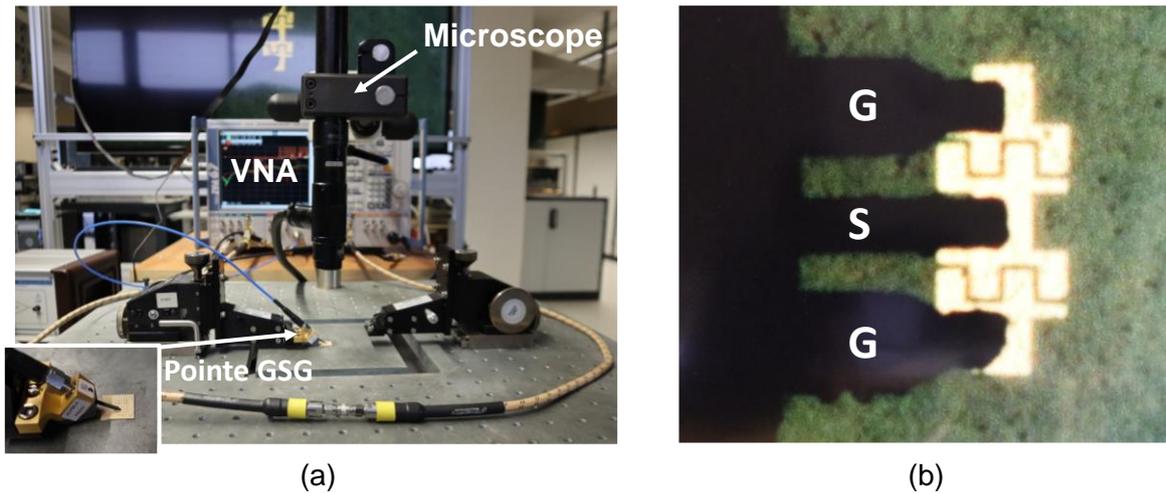


Figure 60 : (a) Banc de mesure des condensateurs inter-digités. (b) Photographie des pointes GSG en contact avec un condensateur inter-digité

Lors des mesures, le paramètre S_{11} est relevé pour différentes valeurs de la tension de polarisation. La tension de polarisation est incrémentée par pas de 10 V entre 0 V et 100 V. Après chaque incrément, le paramètre S_{11} est relevé après 2 cycles de rafraîchissement du VNA (environ 15 secondes), permettant à la polarisation de s'établir largement et aux mesures de se stabiliser.

La pointe GSG est posée au plus près des FIDC (Figure 60 (b)) de sorte que la mesure est effectuée directement dans le plan de ces derniers, rendant possible l'utilisation de l'équation (31) pour déduire l'impédance des dispositifs à partir du paramètre S_{11} mesuré.

Les condensateurs ferroélectriques ont également été mesurés dans une bande de fréquence plus haute, comprise entre 70 GHz et 110 GHz à l'aide d'un banc de mesure (PM8 Cascade Microtech) équipé d'un analyseur de réseau vectoriel (Keysight PNA-X N5247B 10 MHz – 67 GHz) raccordé à des pointes GSG (i110S GSG 100 BT probes) via des modules d'extensions permettant de réaliser la mesure dans la bande de fréquence 70-110 GHz (Figure 61). La tension de polarisation DC est injectée via un té de polarisation, et limitée à 50V sur ce banc contre 100V pour le banc 100 MHz – 65 GHz.

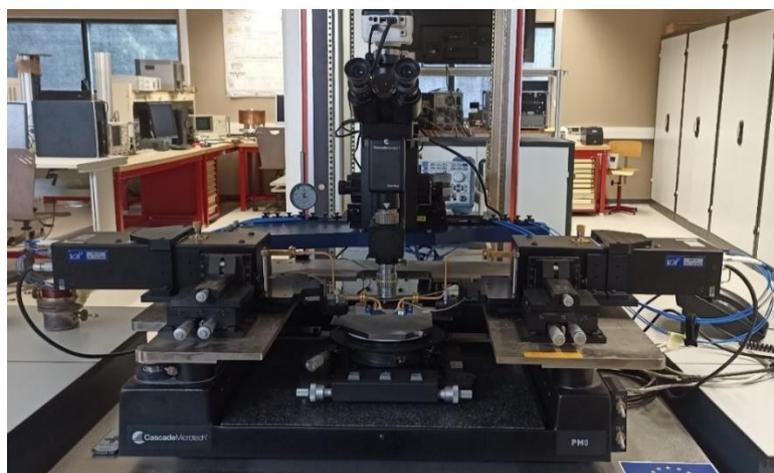


Figure 61 : Banc de mesure utilisé pour la mesure des condensateurs ferroélectriques dans la bande 70-110 GHz

II.4.3. Performances

II.4.3.1. Influence des dimensions et de la composition du BST

Ce paragraphe présente les résultats de caractérisations d'un grand nombre de designs d'IDC afin d'analyser l'impact de leurs dimensions propres et l'influence de la composition du BST. Nous débuterons ce paragraphe en décrivant le processus habituel de notre campagne de mesure, en prenant comme exemple un design illustré en Figure 62 (a) intégrant une couche de BST de composition $x=0,8$. Les résultats et extractions des mesures sont présentés sur la Figure 62 et dans le Tableau 3, ligne N°1. La capacité de l'FIDC est extraite du paramètre S_{11} mesuré en utilisant l'équation (32). Les valeurs de capacités pour différentes polarisations sont relativement constantes, avec une variation de moins de 15% sur toute la bande de fréquence observée. Lorsque la tension de polarisation aux bornes de l'FIDC augmente, la constante diélectrique de la couche de BST diminue, engendrant une baisse de la valeur de capacité proportionnelle à la tension de polarisation appliquée. Ainsi, pour une polarisation nulle de l'FIDC, sa capacité vaut 145 fF à 30 GHz tandis qu'elle diminue à 82 fF pour une polarisation de 100 V, soit un champ électrique de 277 kV.cm^{-1} en considérant la largeur du gap $g = 3.6 \mu\text{m}$ (Figure 62 (a)). De la même façon que la valeur de capacité décroît avec la diminution de la permittivité de la couche de BST, les pertes globales du dispositif diminuent également. A polarisation nulle, la tangente de pertes est d'environ 0.11 à 30 GHz contre 0.04 pour une polarisation de 100 V.

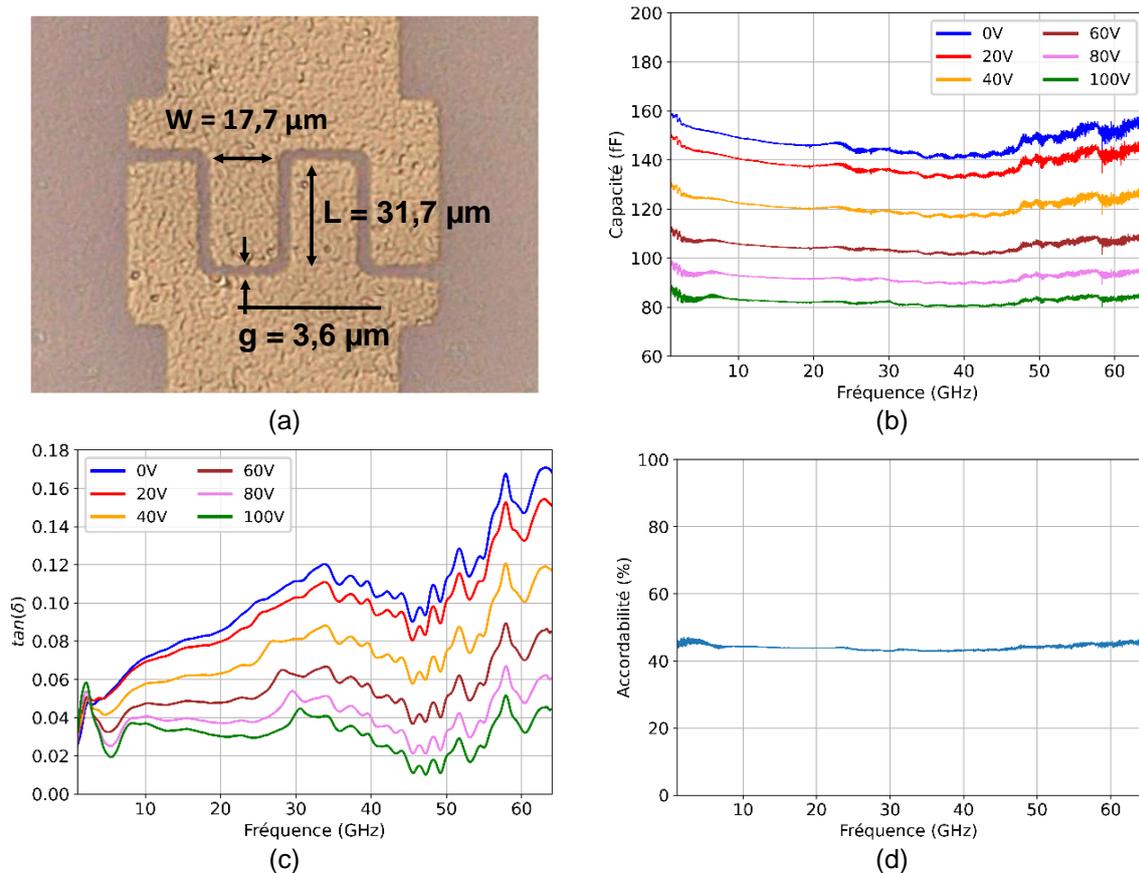


Figure 62 : (a) Dimensions d'un dispositif FIDC fabriqué sur une couche de BST de composition $x=0,8$. (b) Mesure de la capacité de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (c) Tangente de perte de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (d) Accordabilité de l'FIDC calculée pour des tensions de polarisations extrêmes de 0 V et 100 V.

A partir de ces valeurs de capacités, il est possible d'exprimer l'accordabilité du condensateur, c'est-à-dire l'amplitude de variation de sa capacité sous l'application d'une tension de polarisation donnée, en utilisant l'équation (35) :

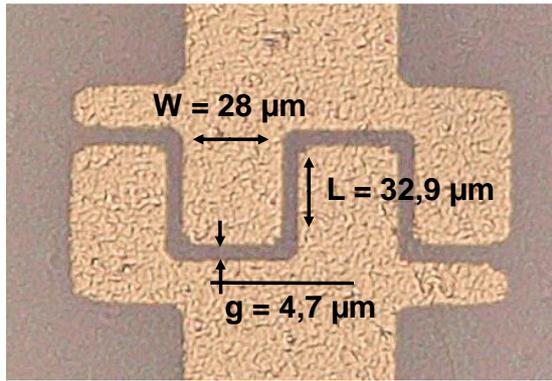
$$T = \frac{C_{0V} - C_{100V}}{C_{0V}} \times 100 \quad (35)$$

Avec C_{0V} la valeur de la capacité pour une polarisation nulle et C_{100V} celle pour une polarisation de 100 V.

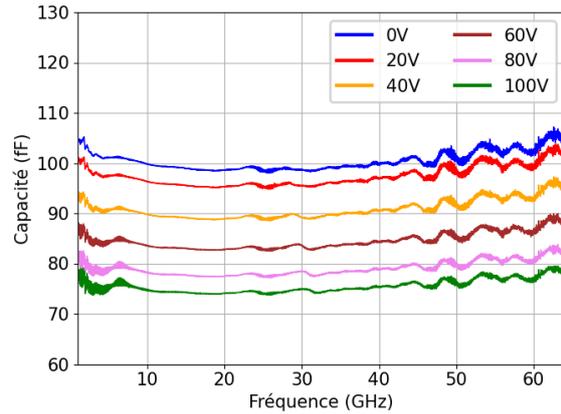
L'FIDC présente une accordabilité de 43,4% à 30 GHz qui est quasi-constante sur toute la bande de fréquence observée (Figure 62 (d)). Cette valeur d'accordabilité de l'FIDC est cohérente avec l'accordabilité intrinsèque du BST dopé à 1% de manganèse, qui est d'environ 40% sous un champ électrique de 235 kV.cm^{-1} [92]. Le niveau d'accordabilité d'un matériau ferroélectrique ou d'un dispositif dépend de l'intensité du champ électrique de polarisation. Pour quantifier l'agilité intrinsèque du matériau ou du dispositif, il est possible de normaliser l'accordabilité totale par l'intensité du champ électrique de polarisation maximal utilisé. Dans le cas traité ici, les accordabilités intrinsèques, par kV, du matériau et du dispositif global sont respectivement de 0.170 et 0.156, soit une accordabilité du dispositif égale à 91.7% de l'accordabilité du matériau. Cette bonne correspondance entre les accordabilités du film de BST et du dispositif global révèle que la variation de la permittivité du film de BST est bien exploitée, mais également que la contribution de la partie haute de l'FIDC (au-dessus du BST, dans l'air) est négligeable par rapport à la contribution de la partie basse (en-dessous des électrodes métalliques, dans le BST). Autrement dit, le champ électrique est relativement bien confiné dans le film de BST [44].

La composition $x=0,5$ a également été étudiée et les performances d'un design d'IDC fabriqué sur une couche de cette composition sont présentées en Figure 63 (Tableau 3, ligne N°14). La capacité de cet IDC est comprise entre 99.2 fF pour une polarisation nulle et 74.1 fF pour une polarisation de 100 V, correspondant à une accordabilité de 25.3 %. La tangente de pertes quant à elle décroît de 0.04 pour une polarisation nulle jusqu'à 0.0138 pour une polarisation de 100 V.

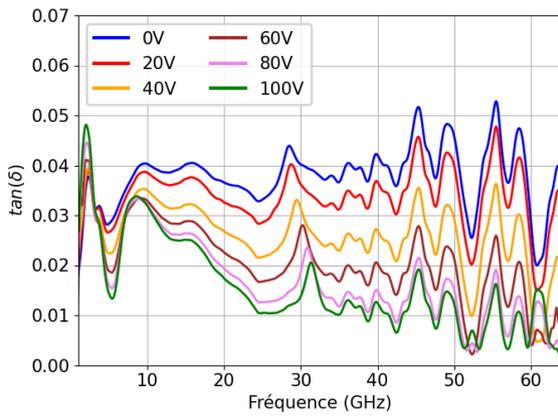
L'écart notable entre les performances des deux compositions s'explique par la constante diélectrique et la variation plus faible de la permittivité pour la composition $x=0,5$. Pour un design de dimensions données, la composition impose donc un compromis entre le niveau de variation de la capacité d'un FIDC et son niveau de pertes. Outre la composition de la couche de BST, les dimensions des électrodes impactent également les performances des FIDC.



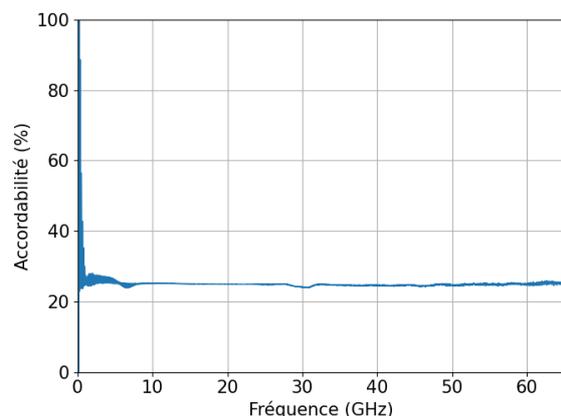
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 63 : (a) Dimensions d'un dispositif FIDC fabriqué sur une couche de BST de composition $x=0,5$. (b) Mesure de la capacité de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (c) Tangente de perte de l'FIDC fabriquée en fonction de la fréquence et pour différentes tensions de polarisations comprises entre 0 V et 100 V. (d) Accordabilité de l'FIDC calculée pour des tensions de polarisations extrêmes de 0 V et 100 V

Le Tableau 3 présente les performances de nombreux dispositifs IDC réalisés, ayant des dimensions différentes. L'influence d'un paramètre géométrique spécifique peut être déduite en comparant deux dispositifs en tous points similaires à l'exception du paramètre géométrique en question. Les dimensions des dispositifs sont mesurées grâce à un microscope digital optique (Keyence VHX Digital Microscope / VH-Z100 UR) dont la précision est de l'ordre du micromètre. Cette précision est très importante, notamment pour la mesure de l'espacement entre les électrodes, de l'ordre de $3\mu\text{m}$. Il est donc possible que la comparaison de certains dispositifs soit biaisée par la précision de mesure du microscope.

Tableau 3 : Performances d'FIDC intégrant des couches de Ba_xSr_{1-x}TiO₃

N°	x (%)	Wf (μm)	Lf (μm)	Doigts	G (μm)	C(0V/100V) (fF)	T (%)	tan(δ)(0V/100V) @ 30 GHz
1	80	17.7	31.7	2	3.6	145 / 82	43.4	0.11 / 0.042
2	80	8.7	31.1	2	2.9	102 / 61	40.2	0.132 / 0.049
3	80	8.5	31.2	4	2.9	245 / 130	46.9	0.198 / 0.039
4	80	19.8	32.8	2	3.4	163 / 81	50.3	0.165 / 0.057
5	80	29.4	32.9	2	3.4	198 / 99.6	49.7	0.154 / 0.046
6	80	7.4	33.2	2	4.4	115.3 / 66.8	42	0.155 / 0.067
7	80	7.5	33.4	2	5.4	106 / 65.1	38.6	0.25 / 0.066
8	80	28.3	33.1	2	4.7	194.4 / 111.5	42.6	0.191 / 0.095
9	80	18.7	33	2	4.2	128.4 / 78.8	38.6	0.11 / 0.05
10	80	8.8	32.6	2	4	97.2 / 63.1	35.1	0.12 / 0.05
11	80	19.6	36	2	7	91.4 / 69.9	23.5	0.1 / 0.056
12	80	8.1	31.1	6	3.4	411 / 200	51.3	0.21 / 0.062
13	80	28.8	33.3	2	3.9	154.8 / 96.1	37.9	0.119 / 0.051
14	50	28	32.9	2	4.7	99.2 / 74.1	25.3	0.04 / 0.0138
15	50	17.1	33.1	2	6.2	74.4 / 57.6	22.6	0.062 / 0.051
16	50	3.8	30.5	2	7.7	42.9 / 34.6	19.1	0.043 / 0.02
17	50	5.4	32	2	7.6	43.9 / 35.8	18.4	0.038 / 0.018
18	50	7.5	31.7	4	5.3	108.3 / 82.1	24.2	0.055 / 0.017
19	50	7	32.9	6	5.9	177.6 / 134.2	24.4	0.044 / 0.019
20	50	6.6	34.1	2	10.1	39.8 / 34.3	13.8	0.041 / 0.028
21	50	17.9	36	2	8.9	58.1 / 49.7	14.4	0.033 / 0.017

Avant de procéder à une analyse plus générale des dispositifs caractéristiques, nous pouvons effectuer une comparaison plus détaillée de certains d'entre eux. Les dispositifs N°2 et N°3 possèdent des dimensions quasi identiques, au détail près que le N°3 possède deux fois plus de doigts que N°2. D'un point de vue circuit, le N°3 peut être assimilé à la mise en parallèle de deux dispositifs N°2. La capacité équivalente de deux condensateurs identiques en parallèle étant le double de la valeur d'un seul de ces condensateurs, nous nous attendons à ce que la capacité du dispositif N°3 soit donc deux fois supérieure à celle du dispositif N°2. En conservant cette approche circuit, nous pouvons également estimer l'accordabilité du N°3 à partir du N°2 en utilisant l'équation (35), où les termes C_{0V} et C_{100V} correspondant aux valeurs du N°2 (pour les deux polarisations) sont multipliés par deux pour tenir compte de la mise en parallèle de deux N°2. Cette multiplication par deux n'ayant aucun effet sur le résultat de l'équation, il en découle que l'accordabilité du N°3 doit être la même que celle du N°2. La capacité mesurée du N°3 est 2.4 fois plus grande à polarisation nulle (2.1 fois à 100 V) que la capacité du N°2, et son accordabilité est supérieure de 6.7%. L'origine de ces écarts peut être multiple : tout d'abord, l'hypothèse de l'association en parallèle n'est pas tout à fait exacte, notamment du fait des effets de bords qui n'impactent pas les dispositifs N°2 et N°3 de la même façon, ce qui implique que la distribution du champ électrique de polarisation n'est pas la même pour le N°3 et deux N°2 en parallèle ; il peut également exister certaines inhomogénéités dans la couche de BST, que ce soit dans sa composition, dans son épaisseur ou encore dans la présence de défauts introduits lors de la fabrication. Pour autant, ces écarts restent relativement minimes et les résultats obtenus sont cohérents avec la théorie circuit. Enfin, un nombre de doigts plus important tend à augmenter les pertes à polarisation nulle, mais à les diminuer à polarisation élevée. En effet, d'une part l'augmentation de la capacité (i.e. de la partie imaginaire de l'impédance (33)) engendre une augmentation de la tangente de pertes, et d'autre part un plus grand nombre de doigts diminue la résistance R_s des électrodes, et donc les pertes métalliques.

La comparaison des dispositifs N°4 et N°5 permet de déterminer l'impact de la largeur des doigts sur les performances d'un IDC. Les doigts du dispositif N°5 (29.4 μm) sont environ 50% plus larges que ceux du dispositif N°4 (19.8 μm), ce qui implique que les électrodes du N°5 occupent une surface plus grande que celles du N°4. Plus précisément, la longueur en regard des électrodes est 20% plus importante dans le cas du N°5. Cette différence géométrique se traduit par une capacité du N°5 (198 fF à 0V) environ 22% plus importante que celle du N°4 (163 fF à 0V). Tout d'abord, cette augmentation est cohérente avec la théorie qui nous enseigne que la capacité est en partie un paramètre géométrique qui dépend des dimensions des électrodes et de la distance qui les sépare. Pour une différence de potentiel donnée entre les deux électrodes d'un condensateur, la quantité de charges sur chacune dépend de leurs surfaces. Pour des surfaces restreintes, la densité de charge est importante, et les charges de même signe se repoussant, il devient impossible d'accumuler plus de charges sur les armatures du condensateur. Si la surface des électrodes augmente, les charges ont plus d'espace pour se répartir, diminuant donc la densité de charges, et il devient possible sous la même différence de potentiel d'attirer plus de charges : la capacité augmente donc avec la largeur des doigts. Concernant l'accordabilité, les deux dispositifs N°4 et N°5 présentent des valeurs quasi égales de 50.3% et 49.7% respectivement, permettant de statuer que l'augmentation de la largeur des doigts n'entraîne pas d'augmentation notable de l'accordabilité. Concernant les pertes il apparait qu'une largeur de doigts plus importante permet de diminuer très légèrement les pertes. La partie réelle de l'impédance d'un condensateur donnée par (29) est composée de deux termes : la résistance R_s correspondant

aux pertes par effet joules qui diminuent du fait de l'augmentation du volume des électrodes et un terme inversement proportionnel à la valeur de la capacité C_p et à la résistance de pertes. Tout naturellement, des électrodes plus volumineuses présentent une résistance et donc des pertes par effet Joule plus faibles. Afin de généraliser ces comparaisons aux autres dispositifs réalisés et caractérisés, la Figure 64 présente les performances obtenues pour une composition $x=0,8$ et 2 doigts en fonction de la largeur des doigts.

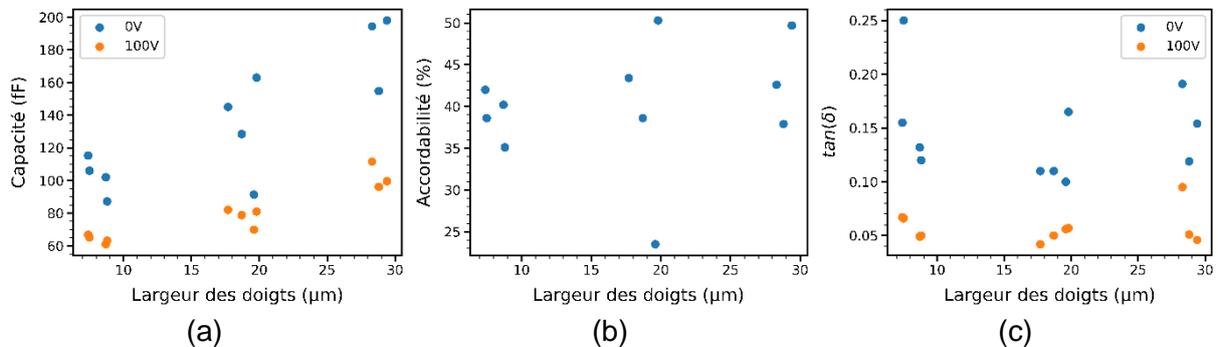


Figure 64 : Influence de la largeur de doigts sur les performances des IDC

La largeur de gap peut être étudiée en comparant les dispositifs N°6 et N°7, dont les dimensions sont quasi identiques, exceptée la largeur de gap, qui diffère d'un micromètre. Le dispositif N°6, qui possède le gap le plus étroit, présente une capacité à polarisation nulle de 115.3 fF, et une accordabilité de 42%. Le dispositif N°7 présente lui une capacité de 106 fF à polarisation nulle et une accordabilité de 38.6%. Les écarts entre les deux dispositifs sont relativement faibles compte-tenu de la différence importante entre leurs gaps respectifs. De plus, les écarts de permittivité et d'accordabilité du BST lui-même rendent difficile l'attribution des écarts de performances entre les deux dispositifs à la seule largeur de gap. Une tendance semble tout de même se dégager, pour laquelle la diminution de la largeur du gap entraîne une augmentation à la fois de la valeur de la capacité et de l'accordabilité. Pour affirmer cette tendance, nous pouvons comparer les dispositifs N°4 et N°11, dont les largeurs de gaps respectives sont de 3.4 μm et 7 μm. Le dispositif N°11 possède également des doigts plus longs de 3 μm que ceux du dispositif N°4, ce qui tend à augmenter la surface en vis-à-vis des électrodes, et donc la valeur de la capacité (mais pas nécessairement l'accordabilité comme le montre l'étude de la largeur des doigts). Pourtant, le dispositif N°4 présente une capacité supérieure à celle du dispositif N°11 : 163 fF contre 91.4 fF à polarisation nulle. L'accordabilité du dispositif N°4 est elle aussi plus importante que celle du dispositif N°11 : 50.3 % contre 23.5%. Pour un gap 2.05 fois plus petit, le dispositif N°4 présente une accordabilité 2.14 fois plus grande que celle du dispositif N°11. La comparaison de ces dispositifs permet de constater clairement l'influence de la largeur du gap, qui entraîne une augmentation à la fois de la capacité et de l'accordabilité lorsqu'elle diminue. L'origine de ces augmentations réside dans le fait que pour une tension de polarisation donnée, le champ électrique, qui en dérive, est d'autant plus intense entre les électrodes que le gap rapetisse. Concernant les pertes, nous supposons que le dispositif N°4 ayant une capacité plus importante, ses pertes doivent également être plus grandes que celles du dispositif N°11. Cette supposition se confirme clairement pour une polarisation nulle des IDC. Pour une polarisation de 100V en revanche, les deux dispositifs présentent des pertes quasiment égales. Cela s'explique par la largeur de gap bien plus faible du dispositif N°4, qui permet d'imposer dans le BST un champ électrique plus intense ; de fait, la permittivité du dispositif N°4 varie beaucoup plus que celle du dispositif

N°11 comme nous pouvons le constater en observant leurs accordabilités respectives. Afin de généraliser ces comparaisons aux autres dispositifs réalisés et caractérisés, la Figure 65 présente les performances obtenues pour une composition $x=0,8$ et 2 doigts en fonction de la largeur des doigts.

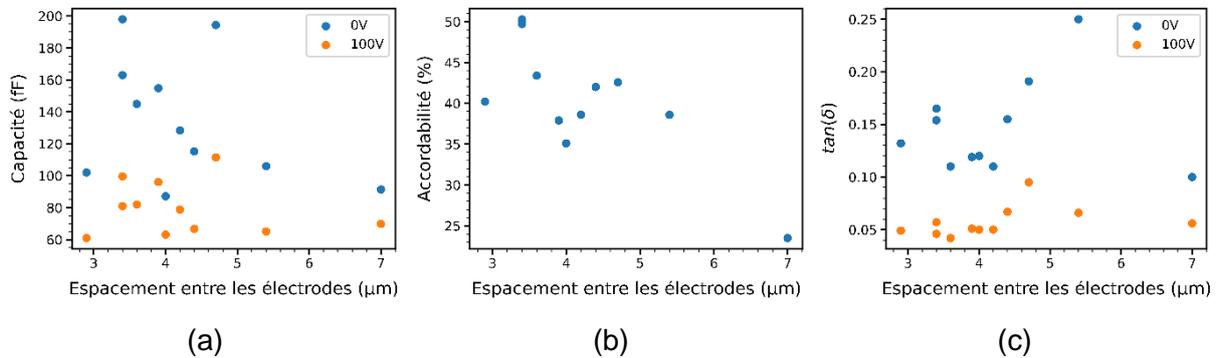


Figure 65 : Influence de l'espace entre les électrodes sur les performances des IDC

Enfin, l'influence de la composition peut être étudiée en comparant les dispositifs N°8 et N°14. Nous observons que la composition $x=0,5$ est associée à des valeurs de capacité et d'accordabilité plus faibles que la composition $x=0,8$. Pour des dimensions similaires, le dispositif N°12 présente une capacité à polarisation nulle environ deux fois inférieure à celle du dispositif N°8, ainsi qu'une accordabilité plus faible de 17.3%. La composition $x=0,5$ possède une température de Curie inférieure à la température ambiante, ce qui implique une accordabilité intrinsèque du matériau réduite pour une utilisation au-dessus de cette température de Curie. En contrepartie, il existe très peu de domaines ferroélectriques au sein de ce type de composition, ce qui permet une réduction importante des pertes dans le BST. Pour synthétiser ces résultats, les performances de différents dispositifs présentant ces deux compositions sont représentées en Figure 66.

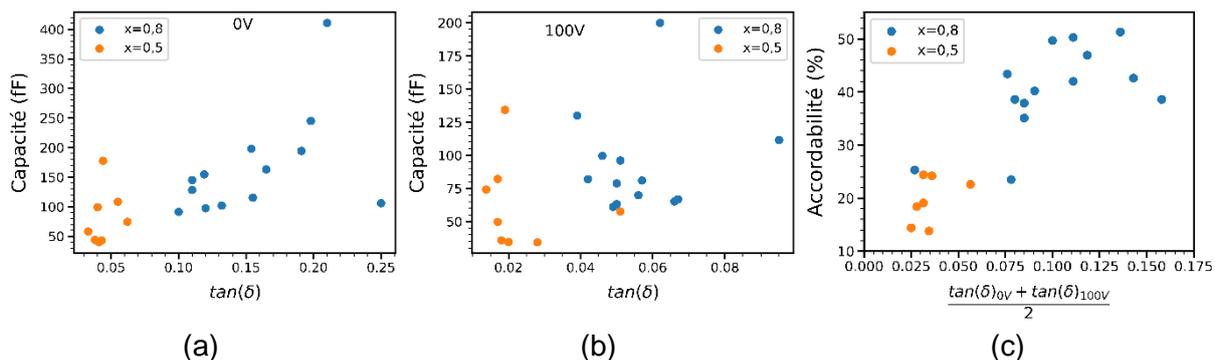


Figure 66 : Influence de la composition de la couche de BST sur les performances des IDC.

Grâce à ces différentes études, nous avons pu établir les impacts des dimensions et du nombre de doigts des IDC, ainsi que l'effet de la composition du BST. Ces conclusions seront donc prises en considération et les paramètres des IDC seront ajustés en fonction de l'application envisagée.

Les influences des différents paramètres géométriques et de la composition sur les performances des FIDC sont récapitulées dans le Tableau 4.

Tableau 4 : Variation des performances des FIDC en fonction de leurs dimensions et de leurs compositions*.

	Capacité	Pertes	Accordabilité
Nombre de doigts	+	+	/
Largeur de doigts	+	-	/
Gap	-	+	-
Composition (x)	+	+	+

*Le symbole + traduit une variation dans le même sens, et le signe - une variation dans le sens opposé et le symbole / pas de relation identifiée. Par exemple, la capacité augmente lorsque le nombre de doigts augmente mais diminue lorsque le gap s'élargit.

Certains dispositifs FIDC ont été mesurés dans une bande de fréquence plus haute, entre 70 GHz et 110 GHz. Les valeurs de capacités mesurées présentées en Figure 67 montre que le dispositif (Tableau 3, ligne N°4, $x = 0,8$) est résonant sur la bande [70-110] GHz, ce qui suggère qu'une inductance parasite existe, et sa valeur est suffisamment importante pour perturber le fonctionnement des condensateurs au-delà de 65 GHz.

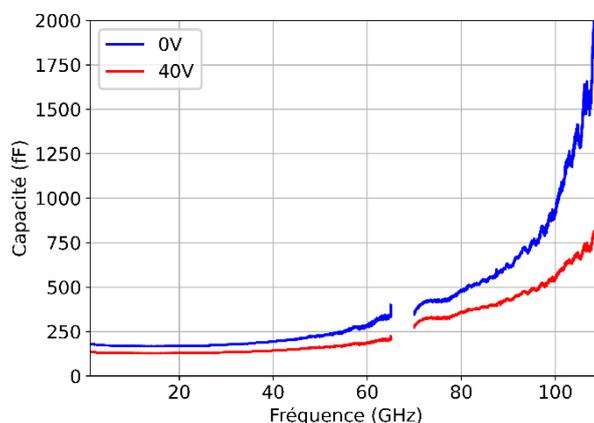


Figure 67 : Capacité mesurée de l'FIDC N°4 dans le Tableau 3 entre 100 MHz et 110 GHz pour une tension de polarisation DC de 0V (courbe bleue) et 40V (courbe rouge).

La méthode de caractérisation impliquant le modèle électrique simple de la Figure 59 est valide pour des fréquences de fonctionnement des condensateurs relativement basses. Pour des fréquences plus élevées, l'inductance parasite des électrodes devient trop importante et le condensateur se comporte alors comme un résonateur série. La Figure 67 présente le tracé de la capacité du dispositif N°4 extraite à l'aide de l'équation (32), qui ne tient pas compte de l'inductance parasite du dispositif. Cependant, l'estimation de la capacité à partir de la partie imaginaire de l'impédance du dispositif sans prendre en compte l'inductance parasite n'est plus possible pour des fréquences supérieures à 65 GHz. Pour quantifier cette inductance parasite, un nouveau modèle électrique, présenté Figure 68, est développé en intégrant une inductance L_s en série avec la résistance de pertes ohmiques R_s pour chaque condensateur.

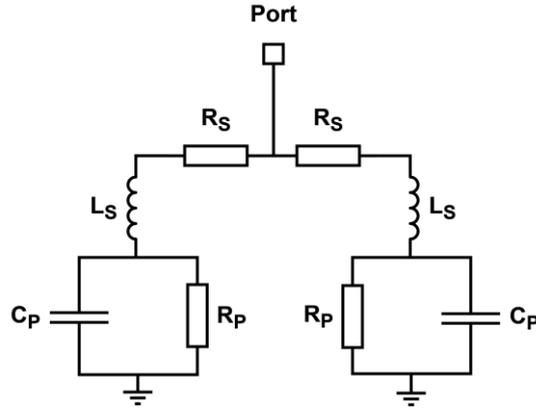


Figure 68 Modèle électrique intégrant les inductances parasites des électrodes des FIDC

L'impédance d'un seul des deux condensateurs du modèle est exprimée par l'équation (36) où l'approximation $R_p C_p \omega \gg 1$ est considérée.

$$Z_C = R_S + \frac{1}{R_p (C_p \omega)^2} + j \left(L_S \omega - \frac{1}{C_p \omega} \right) \quad (36)$$

Les valeurs de L_S et C_P peuvent alors être déduites directement de la partie imaginaire de Z_C . En linéarisant la partie imaginaire de l'équation (36), il est possible de réaliser une régression linéaire pour estimer les valeurs de L_S et C_P . L'équation (37) présente le résultat de la linéarisation de la partie imaginaire de l'équation (36) où le changement de variable $\omega' \leftarrow \omega^2$ est utilisé.

$$\text{Im}(Z_C) \cdot \omega = L_S \omega^2 - \frac{1}{C_p} \rightarrow \text{Im}(Z_C) \sqrt{\omega'} = L_S \omega' - \frac{1}{C_p} \quad (37)$$

L'équation (37) est donc une fonction linéaire de la forme $y = \alpha_0 \cdot x + \alpha_1$ avec $\alpha_0 = L_S$ et $\alpha_1 = 1/C_p$ où le terme de gauche ($\text{Im}(Z_C) \sqrt{\omega'}$) est connu, puisque mesuré, et le terme de droite ($L_S \omega' - 1/C_p$) correspond à l'expression analytique de l'impédance du modèle, pour laquelle on souhaite optimiser les paramètres α_0 et α_1 de sorte à retrouver le terme de gauche. Pour cela, il nous faut choisir une fonction de coût qui définit la méthode de calcul de l'erreur entre les deux termes de l'équation (37). Nous choisissons ici d'utiliser une MSE (Mean Square Error) qui ramène notre régression linéaire à une simple méthode des moindres carrés. La fonction de coût, notée $J(\alpha_0, \alpha_1)$ s'exprime alors de la manière suivante (38) :

$$J(\alpha_0, \alpha_1) = \sum_{i=1}^n \left\| \text{Im}(Z_C) \sqrt{\omega'_i} - \alpha_0 \omega'_i - \alpha_1 \right\|^2 \quad (38)$$

Où ω_i représente la $i^{\text{ème}}$ valeur de pulsation à laquelle est mesurée Z_C . Les paramètres α_0 et α_1 optimaux sont obtenus lorsque la fonction de coût s'annule, où à défaut est le plus petit possible. Nous cherchons donc à résoudre $\nabla J(\alpha_0, \alpha_1) = 0$, pour laquelle il existe une solution analytique. Cette solution analytique est exprimée sous forme vectorielle par l'équation (39).

$$\alpha = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y} \quad (39)$$

Avec :

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \omega'_1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \omega'_i & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \omega'_n & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\alpha} = \begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \alpha_1 \end{bmatrix}$$

La régression linéaire est mise en œuvre sur les données expérimentales issues des mesures du dispositif N°4 (Figure 67) et la comparaison entre les parties imaginaires mesurées et estimées est présentée en Figure 69. Les valeurs de capacités et d'inductance estimées par la régression linéaire sont de 163 fF / 17.7 pH et 81 fF / 17.7 pH pour une tension de polarisation de 0V et 100V respectivement. Il est important de noter qu'ici, la valeur estimée de l'inductance parasite ne varie que très peu d'une polarisation à l'autre, ce qui est le cas physiquement puisque la perméabilité du dispositif n'est pas modifiée et il n'y a donc aucune raison que la valeur de l'inductance parasite ne change.

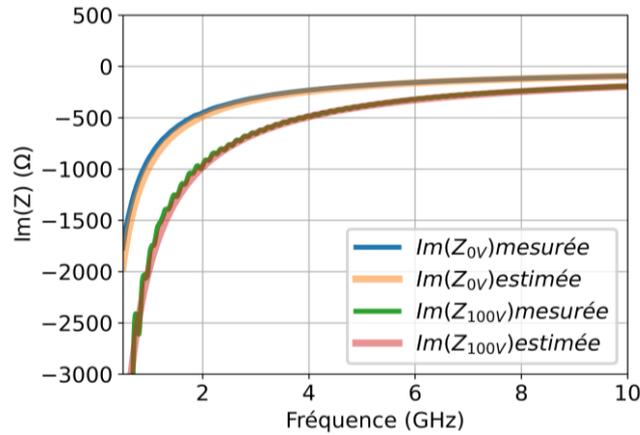


Figure 69 : Comparaison des parties imaginaires de l'impédance du dispositif N°4 mesurées et estimées par la régression linéaire à 0V et 100V. Les résultats sont affichés sur une faible bande de fréquence pour pouvoir mieux voir le comportement en basse fréquence (le « coude ») où la concordance entre mesures et estimations est la moins bonne.

A partir des valeurs de capacité et d'inductance estimées par la régression linéaire, il est alors possible de calculer une fréquence de résonance du dispositif N°4. Cette fréquence de résonance, prise au sens de l'annulation de la partie imaginaire de l'impédance, s'exprime à partir de l'équation (40).

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_p}} \quad (40)$$

La fréquence de résonance obtenue pour le dispositif N°4 est de 93.7 GHz pour une polarisation nulle et de 132.2 GHz pour une polarisation de 100V. A 93 GHz, la partie imaginaire du dispositif est mesurée à -2.37 Ω , ce qui démontre que la résonance est très proche de la valeur calculée par (40).

Concernant le fonctionnement des FIDC au-delà de 65 GHz, il s'avère que tous les dispositifs mesurés sont résonants, et donc inutilisables en l'état dans la bande 70-110 GHz. Cependant, l'utilisation du nouveau modèle électrique intégrant des inductances parasites et la possibilité d'estimer les valeurs de C_p et L_s au travers de la régression linéaire permet une caractérisation

plus précise des dispositifs, et permettra à l'avenir d'étudier et d'optimiser leur architecture dans le but de minimiser l'inductance parasite et de permettre une utilisation à plus haute fréquence des condensateurs inter-digités.

II.4.3.2. Influence de la température sur les valeurs de capacité des dispositifs FIDC

Les propriétés électriques des couches ferroélectriques de BST sont plus ou moins, en fonction de leur composition spécifique, influencées par la température. Ainsi, les performances des FIDC les intégrant sont susceptibles de varier sous l'effet d'un changement de température. La stabilité en température est une caractéristique importante d'un composant électronique qui peut être amené à évoluer dans un environnement avec des gradients thermiques importants. Cette dépendance en température des couches de BST dépend de la composition, dont le choix peut permettre d'assurer une meilleure stabilité. Pour ceci, nous avons réalisé une étude de stabilité en température de deux dispositifs FIDC (dont les dimensions diffèrent) de compositions $x=0,5$ et $x=0,8$. Les dispositifs sont disposés sur un module Peltier, permettant de contrôler et de réguler leur température au cours de la mesure. La capacité de chacun des dispositifs est mesurée pour différentes températures comprises entre 25°C et 75°C, avec des tensions polarisation DC comprises entre -80V et +80V (Figure 70 (a) et (b)).

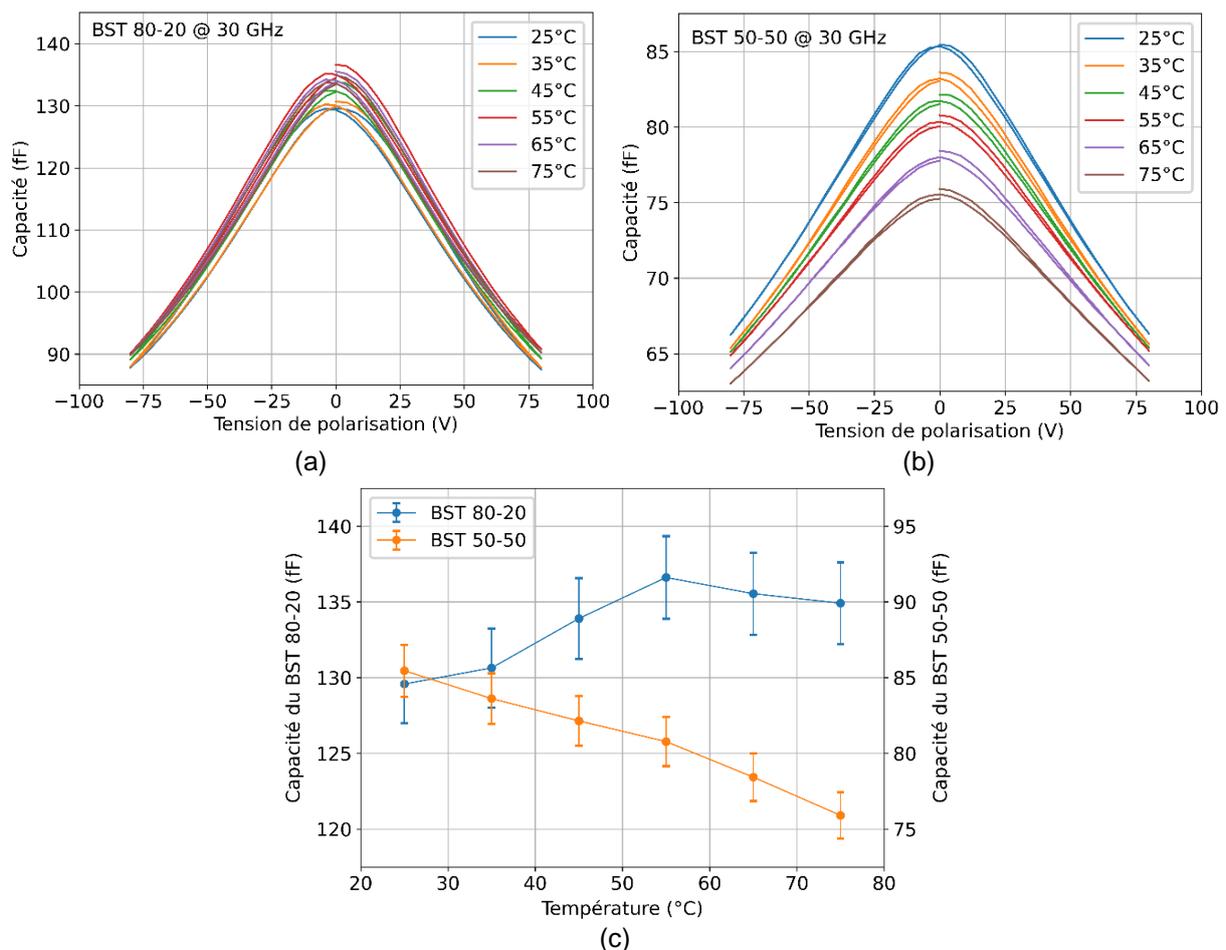


Figure 70 : Dépendance en température de la capacité des dispositifs FIDC de compositions (a) $x=0,8$ et (b) $x=0,5$ sur un cycle de polarisation de -80V à +80V, mesurée à 30 GHz. (c) Évolution en fonction de la température de la capacité de deux FIDC de composition respectives $x=0,8$ et $x=0,5$ à 30 GHz et à polarisation nulle.

La dépendance en température du BST est étroitement liée à sa température de Curie. Aux alentours de ce point, la permittivité et l'accordabilité du BST varient fortement et d'autant plus que l'on s'en rapproche ; à la hausse (phase ferroélectrique) et à la baisse (phase paraélectrique), respectivement avant et après la température de Curie. Les deux compositions ont des températures de Curie d'environ 250°K (-23°C) pour la composition $x=0,5$ et de 340°K (67°C) pour la composition $x=0,8$. A température ambiante, les compositions $x=0,5$ et $x=0,8$ travaillent donc respectivement au-delà et en-deçà de leurs températures de Curie respectives. La composition $x=0,5$ se trouve donc toujours majoritairement en phase paraélectrique, ce qui est confirmé par le faible écart entre la capacité initiale et finale d'un cycle de polarisation (il y a peu de domaines ferroélectriques dans la couche, donc l'hystérésis est peu marquée) et par la diminution de la capacité (i.e. de la permittivité de la couche) et de l'accordabilité lorsque la température augmente (Figure 70 (b)). Le comportement de la couche de composition $x=0,8$ en revanche est censé varier sur la plage de température observée : avant sa température de Curie (67°C), la couche doit être majoritairement en phase ferroélectrique, puis paraélectrique après. Néanmoins, même pour des températures inférieures 67 °C, l'écart entre la capacité initiale et finale (sur le cycle de polarisation) est relativement faible (Figure 70 (a)). En réalité avant la température de Curie, la composition $x=0,8$ est bien majoritairement en phase ferroélectrique puisque sa permittivité (i.e. la capacité mesurée) et son accordabilité augmentent avec la température (Figure 70 (c)). Cependant, son dopage au manganèse permet une réduction des pertes ferroélectriques et de la polarisation spontanée : l'hystérésis de sa polarisation est quasiment nul [92]. La Figure 70 (c) présente l'évolution de la capacité mesurée pour chacune des couches en fonction de la température et pour une polarisation nulle des FIDC. Sur la courbe bleue correspondant à la composition $x=0,8$, le changement de phase qui apparaît légèrement plus bas (à 55°C) que la température de Curie annoncée est très clairement visible : avant, sa capacité croît avec la température, tandis qu'après, elle diminue.

La capacité du dispositif FIDC utilisant la composition $x=0,5$ décroît bien de 85 fF (25°C) à 76 fF (75°C), correspondant à une variation de 10,6% lorsque la température augmente et ce de manière constante dans la plage de température observée, puisque la température de Curie de cette composition se situe bien en-dessous de cette plage de température. La capacité du dispositif FIDC intégrant la composition $x=0,8$ augmente avec la température jusqu'à 55°C, puis décroît au-delà. Cette température de 55°C est relativement proche de la température de Curie de la composition $x=0,8$ pour une céramique (67°C). Dans le cas spécifique des couches minces, la variation de la permittivité du BST est moins abrupte et se produit sur une plage de température plus large autour de la température de Curie, ce qui peut justifier l'écart entre la valeur observée et celles données dans la littérature. La capacité de l'FIDC utilisant la composition $x=0,8$ varie entre 130 fF à 25°C et 137 fF à 55°C, soit une variation de 5,1% sur toute la plage de température. La stabilité en température de la composition $x=0,8$ est donc environ deux fois meilleure que celle de la composition $x=0,5$. La bonne performance de la composition $x=0,8$ est liée au fait que sa température de Curie soit franchie dans la plage de température observée, ce qui permet à sa capacité de croître puis de décroître, là où la capacité de la composition $x=0,5$, dont la température de Curie est en-dessous de la plage de température observée, ne fait que décroître.

II.4.4. Estimation de la permittivité des couches de BST par rétro-simulation

Les dimensions et les capacités des dispositifs fabriqués étant mesurées, il est possible de rétro-simuler nos dispositifs afin d'estimer la valeur de la permittivité des couches minces de

BST utilisées. Pour ce faire, les modèles électromagnétiques de différents dispositifs sont réalisés le plus fidèlement possible à leurs dimensions mesurées à l'aide du logiciel de simulation CST Microwave Studio. Une optimisation des résultats de simulations est ensuite réalisée avec comme variable la permittivité de la couche de BST, et dont l'objectif est la meilleure correspondance possible des valeurs des capacités simulées avec celles mesurées à 30 GHz. L'optimisation de la permittivité est réalisée sur un seul point fréquentiel (30 GHz) étant donné la bonne correspondance large bande obtenue entre les mesures et les simulations. La Figure 71 présente la comparaison entre la capacité mesurée et la capacité rétro-simulée pour des dispositifs utilisant les compositions $x=0,5$ et $x=0,8$.

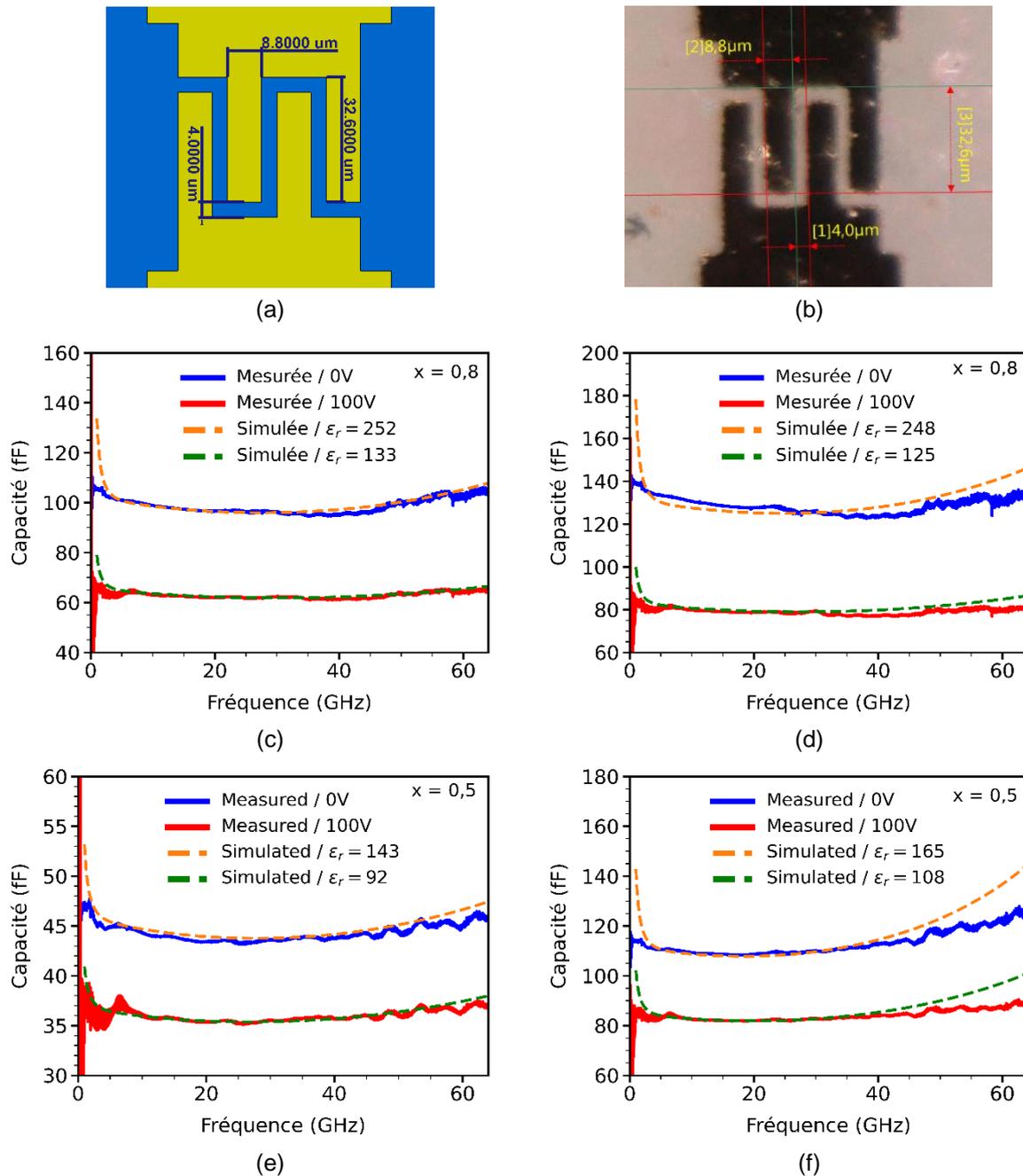


Figure 71 : (a) Modèle électromagnétique du dispositif N°9 et (b) photographie des mesures Keyence du dispositif fabriqué. Rétro-simulation de la capacité des dispositifs (c) N°10 (d) N°9 intégrant des compositions avec $x=0,8$, et des dispositifs (e) N°17 et (f) N°18, intégrant des compositions avec $x=0,5$ pour une polarisation de 0V et 100V.

Les valeurs obtenues à l'issue de l'optimisation de la permittivité relative du BST de composition $x=0,8$ sont en moyenne, sur l'ensemble des dispositifs traités, de 250 à polarisation nulle, et de 129 pour une polarisation de 100V. Les valeurs de permittivités obtenues pour la composition $x=0,5$ sont en moyenne, sur l'ensemble des dispositifs traités, de 154 à polarisation nulle et de 100 pour une polarisation de 100V.

Il est important de spécifier ici que les dispositifs FIDC de chacune des deux compositions appartiennent au même échantillon, et sont donc fabriqués sur le même dépôt respectif de BST. Pour autant, on constate qu'il existe des écarts notables entre les permittivités rétro-simulées pour une même composition. Ces écarts peuvent être liés à la présence d'éventuels défauts dans les couches de BST, ou à une non-homogénéité de leurs épaisseurs ou de leurs compositions. De plus, les conditions de mesures comme une dérive de la calibration du VNA ou encore une variation de température dans la salle de mesure peuvent impacter ces résultats. Malgré ces variations, les rétro-simulations de plusieurs dispositifs permettent de dégager les valeurs moyennes de permittivité des deux compositions.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques de fabrication et de caractérisation de condensateurs inter-digités intégrant des couches minces de titanate de Baryum et Strontium (BST) dont la permittivité non linéaire permet la reconfiguration des condensateurs via l'application d'une tension de polarisation DC entre leurs électrodes.

En premier lieu, nous avons expliqué les raisons de l'utilisation du BST pour des applications radiofréquences, présenté l'intérêt du BST dopé au manganèse que nous utilisons et décrit les procédés de sol-gel et spin coating utilisés pour le dépôt du BST sur substrat d'alumine. Le procédé de fabrication des électrodes métalliques a été présenté et le choix de l'utilisation d'une structure planaire inter-digité plutôt que d'une structure MIM est également justifié, d'une part pour la simplicité de sa mise en œuvre, et d'autre part pour réduire les contraintes en termes de précision de fabrication afin d'obtenir de manière reproductible des valeurs de capacités de l'ordre la centaine de femto farads.

Le modèle électrique des condensateurs a ensuite été présenté ainsi que le banc de mesure large bande (100 MHz– 65 GHz) utilisé pour l'évaluation de leurs caractéristiques. A partir de ces derniers, les performances des condensateurs inter-digités ont été extraites pour deux compositions de BST utilisées ($Ba_xSr_{1-x}TiO_3$, avec $x=0.8$ et $x=0.5$) mettant en évidence le compromis entre accordabilité et niveau de pertes qui est intrinsèque au matériau. Pour une composition plus faible en Baryum, la permittivité du matériau est diminuée, impliquant une capacité, une accordabilité et des pertes plus faibles. L'influence de la géométrie des électrodes métalliques (nombre et dimensions des doigts, largeur du gap entre les électrodes) a également été présentée, en comparant des dispositifs similaires excepté pour le paramètre géométrique étudié. Parmi les paramètres étudiés, la largeur de gap est d'une importance cruciale puisqu'elle influence à la fois la valeur de la capacité, l'accordabilité et le niveau de pertes d'un dispositif. De plus, pour un gap plus étroit, la capacité d'un dispositif et son accordabilité augmentent, et la tension de polarisation DC nécessaire à l'obtention de cette accordabilité est diminuée. Ainsi, un gap étroit facilite la polarisation des dispositifs et permet une miniaturisation du composant qui simplifiera son intégration. Les performances des condensateurs dans une bande de fréquence plus élevée (70-110 GHz) ont également été étudiées et révèlent que, pour les topologies présentés, l'inductance parasite des électrodes

métalliques est trop importante pour une utilisation à des fréquences aussi élevées. Un nouveau modèle électrique est alors introduit, permettant de quantifier l'inductance parasite des électrodes. Ce nouveau modèle permettra d'étudier l'influence de la géométrie sur la valeur de l'inductance parasite, et d'optimiser les dispositifs afin de les rendre opérationnels à fréquences plus hautes.

En outre, l'impact des variations de température sur les performances des condensateurs a été présenté. L'influence de la température est intimement liée à la composition des couches de BST utilisées. Pour la composition $x=0.5$ dont la température de Curie est inférieure à la température ambiante, une augmentation de la température d'utilisation entraîne une diminution notable de la capacité et de l'accordabilité. A contrario, la composition $x=0.8$ possède une température de Curie supérieure à la température ambiante, ce qui permet, pour des variations de températures raisonnables, de diminuer l'influence de la température sur les variations de capacités et d'accordabilités des dispositifs.

Enfin, les permittivités relatives des couches de BST utilisées sont extraites par rétro-simulation des dispositifs fabriqués. Les valeurs obtenues diffèrent en fonction de la composition et sont en moyenne de 250 à 0 V et 130 à 100 V pour la composition BST $x=0.8$ et de 155 à 0 V et 100 à 100 V pour la composition $x=0.5$. Pour deux dispositifs avec des topologies dissimilaires fabriquées sur une même couche de BST, ces valeurs peuvent varier du fait de la présence de défauts dans la couche, mais aussi des inhomogénéités de la composition (la proportion Baryum/Strontium peut varier localement) et de l'épaisseur de la couche. Les valeurs moyennes des permittivités relatives seront utilisées dans la suite des travaux pour la conception de condensateurs destinés à être intégrés dans une antenne.

Dans le chapitre suivant, des dispositifs similaires à ceux présentés ici seront intégrés dans un dispositif antennaire pour évaluer leurs performances dans un système plus complexe fonctionnant dans le domaine des ondes millimétriques. Les résultats obtenus ici nous permettent déjà de sélectionner une des deux compositions de BST étudiées. En effet, le principal inconvénient de la technologie ferroélectrique étant son accordabilité réduite par rapport aux technologies à base de semi-conducteurs, nous faisons le choix de travailler avec la composition $x=0.8$, dont l'accordabilité peut atteindre 50%. Par ailleurs, la stabilité en température et les pertes constatées pour la composition retenue sont acceptables et comparables à d'autres technologies utilisées en bande millimétrique. Ce choix technique permettra de maximiser la reconfigurabilité de l'antenne intégrant les condensateurs BST, et ainsi de mettre en lumière les performances présentées dans ce chapitre.

Chapitre III. Conception, fabrication et performances d'une antenne patch millimétrique rendue reconfigurable en fréquence par l'intégration de condensateurs ferroélectriques planaires inter-digités

III.1. Introduction

Aujourd'hui, l'un des principaux défis dans le domaine des télécommunications radiofréquences est la gestion des ressources spectrales face à l'encombrement des canaux de télécommunications et à la limitation de la largeur de bande et des débits de données [99], [100]. L'une des solutions pour surmonter ces problèmes consiste à augmenter la fréquence de fonctionnement des appareils de télécommunication en les faisant fonctionner dans des bandes de fréquences peu ou pas utilisées telles que le domaine des ondes millimétriques [101]. D'autre part, une meilleure gestion des bandes spectrales pourrait permettre de réguler l'utilisation du spectre fréquentiel [102]. D'un point de vue matériel, cela peut être réalisé à l'aide de dispositifs de communication dotés de capacités de reconfigurations. Par exemple, la diversité de polarisation permet de multiplexer plusieurs communications dans la même bande de fréquences, tandis que la reconfigurabilité de la fréquence peut transférer la fréquence de fonctionnement d'un appareil vers un canal moins saturé, garantissant ainsi une bonne qualité de la communication [103]. La reconfiguration d'un dispositif antennaire nécessite l'intégration d'un ou plusieurs composants accordables qui peuvent modifier leurs propriétés électromagnétiques. Ces variations des propriétés électromagnétiques, qui peuvent être ajustées de manière continue ou discrète par des excitations électriques, magnétiques ou optiques, contrôlent directement les performances de l'antenne, telles que la polarisation, la fréquence de fonctionnement ou le diagramme de rayonnement [103]. Les recherches actuelles sur les antennes reconfigurables font généralement état de l'intégration de dispositifs accordables basés sur différentes technologies comme les semi-conducteurs (diodes PIN, varactors, transistors) [104], [105], les micro-commutateurs électromécaniques (MEMS) [8], les matériaux ferroélectriques [45], [46], [107], [108], ou encore les matériaux à changement de phase [27], [109], [110], [111]. Parmi ces solutions, les matériaux ferroélectriques dont la constante diélectrique peut être modifiée en continu par l'application d'un champ électrique continu, se distinguent par leur facilité d'intégration, leur accord continu et leur faible (voire négligeable) consommation d'énergie (tension de polarisation appliquée avec des courants de fuite négligeables). Ces caractéristiques font des ferroélectriques de bons candidats pour le développement de condensateurs accordables dont les valeurs sont contrôlées par une simple tension de polarisation continue [30], [112]. Ces condensateurs ferroélectriques offrent une bonne alternative aux solutions à base de semi-conducteurs, montrant une linéarité supérieure à celle des varactors AsGa (supportant une puissance RF plus élevée), et présentant des pertes plus faibles à des fréquences supérieures à 10 GHz [19], caractéristiques qui correspondent aux besoins des systèmes de télécommunications actuels. Cependant, et comme recensés dans le Chapitre I, les rapports disponibles sur l'intégration de condensateurs accordables à base de ferroélectriques se concentrent sur la reconfiguration de systèmes antennaires fonctionnant à des fréquences bien inférieures à celles du domaine des ondes millimétriques [52], [107], [108].

Dans ce chapitre, le développement d'une antenne reconfigurable en fréquence via l'intégration de condensateurs accordables à base de ferroélectriques et fonctionnant dans la partie inférieure de la bande des ondes millimétriques, autour de 30 GHz [113] est présenté. La polarisation continue des condensateurs ferroélectriques permet de modifier de manière continue la fréquence de fonctionnement du dispositif global. Les objectifs sont doubles : le

premier est de proposer une topologie d'antenne compatible avec l'intégration de condensateurs ferroélectriques interdigités. Le second est de déterminer la plage de capacité optimale pour laquelle l'antenne présente la plus large excursion en fréquence possible, tout en maintenant un niveau d'adaptation acceptable.

Le chapitre est structuré comme suit : une première partie présente la topologie de l'antenne, sa conception et le développement d'un modèle électrique associé. Les valeurs et la position des condensateurs accordables dans la topologie de l'antenne ont été évaluées sur la base d'un modèle électrique afin de maximiser à la fois le niveau d'adaptation et l'excursion de la fréquence du système. Une deuxième partie présente la fabrication de condensateurs ferroélectriques interdigités accordables et les performances électromagnétiques d'un dispositif dimensionné spécifiquement pour l'antenne. Enfin dans une dernière partie, la réalisation et la caractérisation du dispositif antennaire sont présentées. Les résultats expérimentaux sont comparés au modèle électrique et, pour les diagrammes de rayonnement, aux simulations électromagnétiques 3D. Enfin, les performances du dispositif antennaire fabriqué sont discutées et comparées à d'autres dispositifs similaires basés sur des matériaux ferroélectriques.

III.2. Conception et modèle électrique de l'antenne

III.2.1. Structure initiale de l'antenne

L'antenne accordable en fréquence est basée sur l'intégration de condensateurs ferroélectriques interdigités accordables (FIDC). Dans le Chapitre II de ce manuscrit, les performances des FIDC ont montré qu'ils étaient appropriés à une utilisation dans la bande des ondes millimétriques. Ces topologies planaires sont simples à fabriquer et s'intègrent facilement avec des lignes coplanaires ou des fentes. Pour le développement des condensateurs à intégrer dans l'antenne accordable, nous choisissons d'utiliser les films minces ferroélectriques de titanate de baryum et de strontium dopés au manganèse ($\text{Ba}_{0.8}\text{Sr}_{0.2}\text{TiO}_3$) [114] présentés au chapitre précédent, permettant de fabriquer des condensateurs d'une accordabilité de 40 %, pour des valeurs de capacités comprises entre 50 fF et 500 fF.

L'architecture antennaire présentée dans ce chapitre consiste en une antenne patch excitée par couplage par une fente-boucle rectangulaire dans laquelle les FIDC sont intégrées. L'excitation de la fente-boucle est réalisée par une ligne coplaire (CPW). Cela permettra d'atteindre les deux objectifs mentionnés ci-dessus car, premièrement, nous pouvons déterminer les modèles électriques équivalents du patch et de la fente intégrant les FIDC afin de maximiser l'accordabilité en fréquence et, deuxièmement, la fente-boucle rectangulaire est un dispositif planaire qui facilite l'intégration des FIDC. Le mécanisme de couplage entre la fente-boucle et le patch étant principalement magnétique [115], [116], il peut également être modélisé électriquement. L'utilisation d'une fente-boucle plutôt qu'une fente droite permet d'augmenter sa longueur tout en la maintenant dans les limites du patch. La possibilité d'allonger la fente-boucle offre une liberté dans sa conception et dans l'ajustement de sa fréquence de résonance intrinsèque. Elle permet également d'intégrer davantage de FIDC dans la fente et de les polariser plus facilement avec un té de polarisation. Le fait de maintenir la fente à l'intérieur des limites du patch réduit le rayonnement arrière de la fente-boucle et augmente donc la qualité du couplage avec le patch. Afin de maximiser ce couplage, la fente-boucle doit être centrée sous le patch de manière à ce que le champ magnétique maximal de la fente-boucle et du patch soit au même endroit, ce qui améliore l'excitation du mode TM_{010} du patch. De plus, la symétrie de la fente d'alimentation réduit l'excitation des modes

résonnants d'ordre supérieur et évite ainsi la polarisation croisée dans les plans principaux de l'antenne [117]. En tenant compte de toutes les considérations ci-dessus, la Figure 72 illustre la topologie de départ de l'antenne. Le patch est intégré sur la face avant d'un substrat d'alumine de $300 \mu\text{m}$ (H_{sub}) d'épaisseur ayant une permittivité relative $\epsilon_r = 9,9$, tandis que la boucle à fente se trouve sur la face arrière. L'alumine a été choisie car la croissance des films minces de BST a été optimisée sur ce type de substrat résistant à la chaleur (Chapitre II). La fente-boucle est directement alimentée par une ligne CPW de 50Ω qui permet d'exciter la fente-boucle et de véhiculer le signal RF ainsi que le signal DC permettant de polariser les FIDC. Les paramètres dimensionnels de l'ensemble du dispositif sont représentés sur la Figure 72 et leurs valeurs seront déterminées par le modèle électrique développé dans ce chapitre, de même que la position et les valeurs des condensateurs.

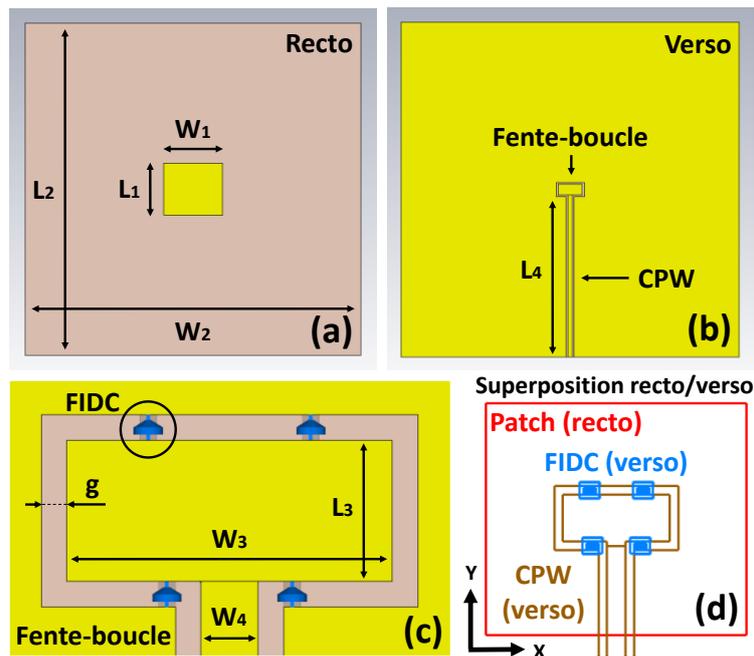


Figure 72 : (a) Face avant et (b) face arrière du modèle électromagnétique 3D de l'antenne (CST Microwave Studio). (c) Agrandissement de la partie de la boucle à fente intégrant les FIDC et (d) illustration montrant les positions relatives du patch rayonnant et de la boucle à fente.

III.2.2. Principe de fonctionnement de l'antenne

Dans l'architecture proposée, l'élément rayonnant est le patch, qui n'est pas directement relié aux condensateurs accordables. De ce fait, les caractéristiques de ce dernier ne sont pas directement modifiées par la polarisation des condensateurs. Pour pouvoir développer une antenne accordable en fréquence, il est donc primordial de s'assurer que son élément rayonnant, le patch, rayonne efficacement sur une large bande de fréquence. La Figure 73 présente l'efficacité totale et l'efficacité de rayonnement simulées à partir du modèle électromagnétique d'un patch seul dont les dimensions correspondent à une fréquence de fonctionnement autour de 33 GHz.

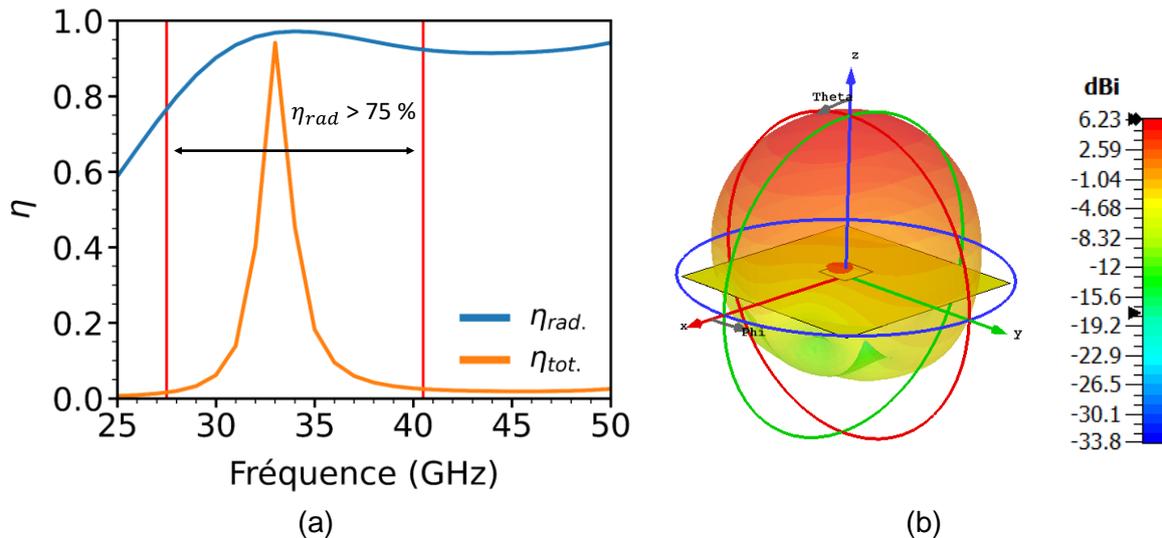


Figure 73 : (a) Efficacité totale (orange) et de rayonnement (bleue) d'un patch microstrip fonctionnant en bande millimétrique sur son mode fondamental TM_{010} obtenues en simulation électromagnétique full-wave (CST). Le diagramme de rayonnement 3D obtenu est présenté en (b). Le patch est excité par un port discret placé au quart de sa longueur et ses dimensions correspondent à une fréquence de fonctionnement de 33 GHz.

D'après la courbe de l'efficacité totale du patch présentée en Figure 73, et en considérant un critère d'efficacité de 75 % minimum, nous observons que le patch présente une faible bande passante relative de 2,4 %, typique des patches microstrips, et centrée sur 33 GHz. Si cette bande passante relative semble faible, dans le domaine millimétrique elle correspond à une bande absolue de 800 MHz, soit environ neuf fois la bande allouée pour le Wifi 2,4 GHz. La bande passante du patch est donc compatible avec des applications hauts débits. De plus, le rayonnement reste stable et dans l'axe avec une efficacité de rayonnement supérieure à 75% sur une bande de fréquence bien plus large, comprise entre 27,5 GHz et 40,5 GHz. D'un point de vue purement radiatif et sans tenir compte de l'adaptation, l'utilisation de ce patch peut donc être envisagée dans la conception d'une antenne reconfigurable en fréquence, dont l'excursion n'excède pas la bande de fréquence précédemment mentionnée. Pour modifier la fréquence de fonctionnement de l'antenne, il suffit donc de modifier la fréquence à laquelle le patch est adapté, avec pour limite la bande passante correspondant au critère d'efficacité souhaité. Dans l'architecture antennaire présentée, l'adaptation du patch est réalisée par son couplage à une fente-boucle rectangulaire dans laquelle sont intégrées les FIDC. La fente-boucle est donc conçue comme un élément résonnant qui agit comme un circuit d'adaptation pour la structure du patch. La structure fente-boucle est choisie pour permettre d'une part une intégration aisée des FIDC, et d'autre part parce que la distribution de champ de sa résonance parallèle permet un couplage efficace avec le patch. En effet, la distribution du champ magnétique d'un patch excité sur son mode fondamental présente à la moitié de sa longueur une composante magnétique maximale, tangente au patch et orientée selon sa largeur comme l'illustre la Figure 74 (a). La fente-boucle rectangulaire lorsqu'elle est excitée sur sa résonance parallèle génère un champ magnétique tout à fait semblable comme le montre la Figure 74 (b). Les centres de la fente-boucle et du patch étant superposés, la fente-boucle permet d'exciter efficacement le mode fondamental du patch.

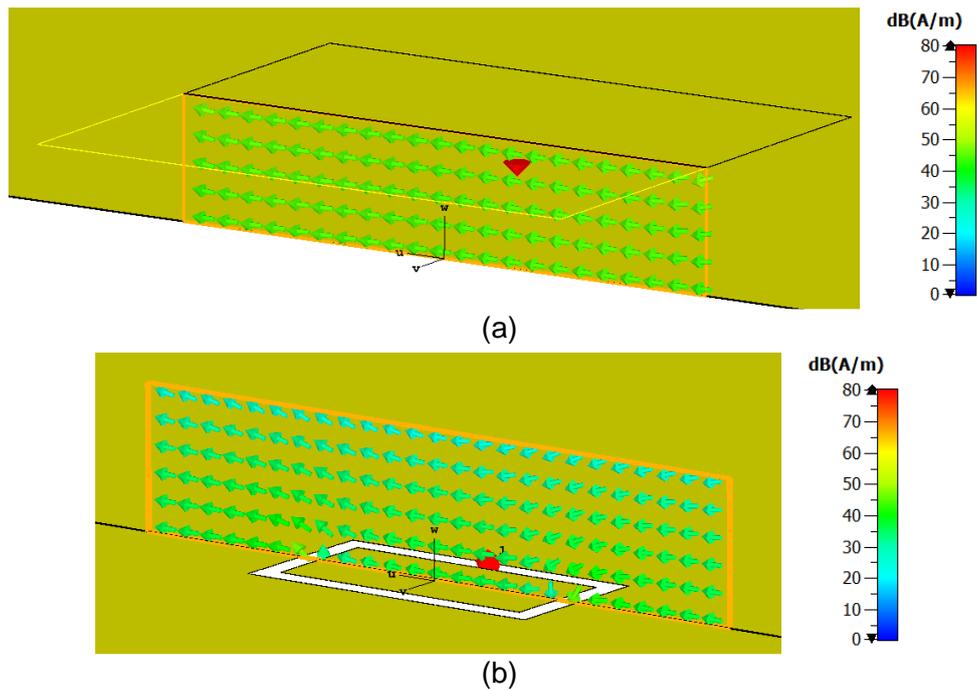


Figure 74 : Distribution du champ magnétique au sein du substrat d'alumine dans un plan de coupe normal à la fente boucle et au patch pour (a) le patch seul et (b) la fente-boucle rectangulaire seule. Le plan de coupe est positionné à la moitié de la longueur de la fente-boucle et du patch, dont les centres sont alignés. La zone délimitée en orange est identique pour les figures (a) et (b) permettant de comparer dans la même région de l'espace les distributions du champ magnétique du patch seul et de la fente-boucle seule.

En intégrant des FIDC dans la fente-boucle, sa longueur électrique est modifiée en raison de la vitesse de phase différente dans les FIDC, ce qui entraîne un décalage de sa fréquence de résonance. Plus précisément, lorsque la tension de polarisation continue des FIDC augmente, la valeur des capacités diminue et, par conséquent, la longueur électrique de la fente-boucle diminue, ce qui augmente la fréquence de résonance de l'antenne. Comme les valeurs des FIDC sont réglables en continu, la fréquence de résonance de la fente-boucle est également modifiée en continu.

Il est donc possible de déplacer la fréquence à laquelle la distribution du champ magnétique de la fente-boucle correspond à celle du mode fondamental du patch, et de rendre ainsi le dispositif accordable en fréquence. L'antenne est destinée à fonctionner dans la bande des ondes millimétriques autour de 30 GHz. Cependant, une fréquence de fonctionnement trop élevée imposerait des contraintes technologiques à la conception de l'antenne, d'une part en raison de la précision requise du processus de fabrication et, d'autre part, en raison de l'inductance parasite des FIDC, qui pourrait perturber leur fonctionnement à des fréquences trop élevées. Pour ces raisons, nous avons décidé de fixer la fréquence de fonctionnement de l'ensemble du dispositif au début de la bande d'ondes millimétriques, entre 29 GHz et 34 GHz. Par conséquent, la fréquence de résonance de la fente-boucle intégrant les FIDC sera fixée sur cette bande de fréquences tandis que le mode TM_{010} du patch doit se situer à moins de 20% au-dessus de la fréquence basse ou en-dessous de la fréquence haute de la bande 29 GHz-34GHz afin de bénéficier de l'accordabilité maximale du dispositif. Cela signifie que la fréquence de résonance du mode TM_{010} du patch peut être fixée entre 27 GHz et 35 GHz. Afin d'obtenir une antenne miniature, une fréquence de 35 GHz a été choisie pour développer le modèle électrique décrit ci-dessous.

III.2.3. Modèle électrique de l'antenne

D'après la topologie de l'antenne présentée en Figure 72 son modèle électrique global peut être décomposé en différents éléments : la fente-boucle intégrant les FIDC et excitée par la ligne d'alimentation CPW, le patch rayonnant et le couplage mutuel entre la boucle à fente et le patch. Ce modèle électrique sera utilisé pour pré-dimensionner les différents éléments de l'antenne et pour déterminer les valeurs et les positions des FIDC à intégrer dans la fente-boucle pour permettre de maximiser l'accordabilité en fréquence de l'antenne.

Cette optimisation aurait pu être réalisée à l'aide de simulations électromagnétiques, qui nécessitent toutefois des ressources de calcul très importantes et sont de fait très chronophages. En particulier, la simulation des couches minces de BST intégrées dans les FIDC nécessite un très grand nombre de mailles, ce qui augmente rapidement le temps de calcul. Les sous-sections suivantes décrivent les modèles électriques de chaque élément de l'antenne séparément pour obtenir finalement le modèle électrique global du dispositif.

III.2.3.1. Modèle électrique du patch

Le patch est représenté par un modèle de ligne de transmission décrit dans [7]. Dans ce modèle, le patch est assimilé à une ligne microruban ayant une longueur effective L_{eff} (qui tient compte de l'allongement électrique dû aux effets de bords) et de largeur W . Cette ligne microruban relie deux fentes rayonnantes, qui représentent le phénomène de rayonnement aux extrémités du patch. Les deux fentes sont considérées comme identiques et sont représentées par un circuit RC parallèle (Figure 75) dont les valeurs sont déduites des dimensions et des paramètres constitutifs du patch (largeur du patch, épaisseur et permittivité du substrat).

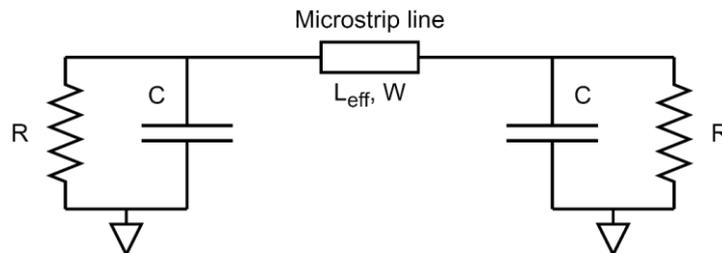


Figure 75 : Modèle de ligne de transmission du patch rayonnant

La fréquence de résonance est fixée par la longueur L_{eff} de la ligne de transmission. En suivant la procédure de conception du patch donnée dans [7] nous choisissons ses dimensions de sorte à fixer sa fréquence de résonance fondamentale (mode TM_{010}) autour de 35 GHz comme expliqué précédemment. Les dimensions physiques initiales du patch sont donc telles que $L = 1,29$ mm et $W = 1,4$ mm. Ces valeurs seront optimisées à l'aide du modèle électrique global afin de maximiser l'accordabilité fréquentielle de l'antenne. À partir de ces valeurs initiales, la longueur d'onde guidée et le nombre d'onde sont déduits, ce qui permet de calculer les valeurs R et C à l'aide des équations (41) et (42) [7] dans le cas où les fentes sont identiques (R et C identiques de part et d'autre de la ligne de transmission).

$$R = \left[\frac{W}{120\lambda_0} \left[1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \right]^{-1}, \quad \frac{h}{\lambda_0} < 10 \quad (41)$$

$$C = \frac{W}{\omega_r \times 120\lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] , \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (42)$$

Où k_0 est le nombre d'ondes, λ_0 la longueur d'onde dans l'air, h l'épaisseur du substrat et ω_r la pulsation de résonance du patch. Les valeurs obtenues pour une fréquence de résonance de 35 GHz sont $R = 734 \Omega$ et $C = 12,1 \text{ fF}$.

III.2.3.2. Modèle électrique de la fente boucle intégrant les FIDC

III.2.3.2.1. Caractérisation des lignes à fente constituant la fente-boucle

La fente-boucle est modélisée comme la mise en série de lignes à fente, et qui dans le modèle électrique seront modélisées par des lignes de transmission idéales définies par trois paramètres : leurs longueurs électriques, les fréquences de travail et les impédances caractéristiques. De cette manière, il sera possible d'intégrer le modèle des FIDC n'importe où dans la représentation électrique de la fente-boucle, puisqu'il devient possible de modifier leurs positions à l'intérieur de la fente-boucle simplement en faisant varier la longueur électrique des lignes à fente, comme l'illustre la Figure 76.

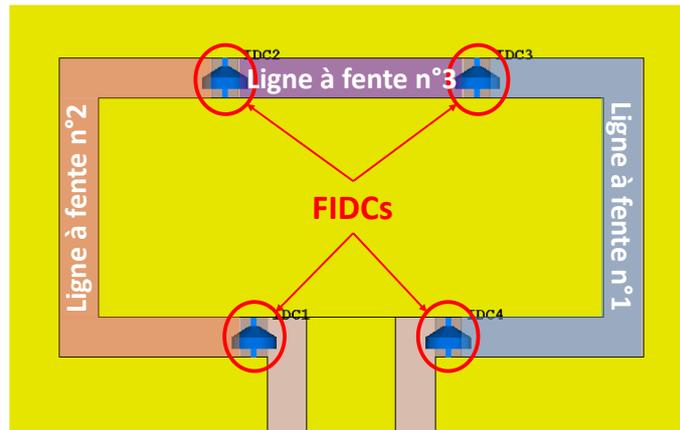


Figure 76 : Fente-boucle rectangulaire modélisée comme une mise en série de lignes à fentes entre lesquelles sont intégrées des FIDC

La longueur électrique et, par la suite, la longueur physique de la fente-boucle sont déduites de la fréquence de fonctionnement la plus basse de l'ensemble du dispositif, fixée initialement à 29 GHz. Le paramètre inconnu est l'impédance caractéristique des lignes à fente, qui peut être évaluée à l'aide d'une méthode proposée par Pozar [8] qui permet d'extraire les paramètres linéaires d'une ligne de transmission (R , L , C) à partir de la distribution de ses champs. Les énergies électrique et magnétique moyennes stockées dans une ligne à fente sont calculées à l'aide des équations (43) et (44) comme les intégrales des distributions de champs entre les deux conducteurs sur une surface de section transversale le long d'une ligne à fente.

$$W_m = \frac{\mu}{4} \int_S \vec{H} \cdot \vec{H}^* ds \quad (43)$$

$$W_e = \frac{\varepsilon}{4} \int_S \bar{E} \cdot \bar{E}^* ds \quad (44)$$

Où W_m est l'énergie magnétique moyenne stockée par mètre, W_e est l'énergie électrique moyenne stockée par mètre, \bar{E} est le champ électrique, \bar{H} le champ magnétique, S est la surface d'intégration définie dans une section transversale de la ligne, $\mu = \mu_0 \mu_r$ avec μ_r la perméabilité relative du matériau, et $\varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r$ avec ε_r la permittivité relative du matériau.

Du point de vue du circuit, ces énergies peuvent également s'exprimer par les équations (45) et (46).

$$W_m = \frac{L |I_0|^2}{4} \quad (45)$$

$$W_e = \frac{C |V_0|^2}{4} \quad (46)$$

Où L et C sont les valeurs de l'inductance et de la capacité linéaires exprimées respectivement en H/m et F/m. V_0 et I_0 sont les valeurs du potentiel électrique et du courant le long de la ligne. Par identification entre les équations (43) et (45) et les équations (44) et (46) respectivement, nous obtenons les équations (47) et (48) qui expriment directement les paramètres de la ligne de transmission à partir de la distribution des champs.

$$L = \frac{\mu}{|I_0|^2} \int_S \bar{H} \cdot \bar{H}^* ds \quad (47)$$

$$C = \frac{\varepsilon}{|V_0|^2} \int_S \bar{E} \cdot \bar{E}^* ds \quad (48)$$

Enfin, l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne à fente est exprimée à partir de L et C dans le cas d'une ligne sans perte comme suit :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (49)$$

Les distributions des champs magnétiques et électriques d'une ligne à fente sont déterminées par des simulations électromagnétiques full-wave réalisées l'aide de CST Microwave Studio (CST-MWS). Cette méthode est appliquée sur une ligne à fente rectiligne, et de longueur infinie (via l'utilisation de conditions au limites appropriées dites « open » (couches de PML appliquées dans les plans $x=0$ et $x=L$) afin de s'affranchir des éventuelles réflexions au sein de la ligne pouvant perturber les résultats de la méthode utilisée. La surface d'intégration des champs est prise dans un plan de coupe transverse à la ligne à fente, à la moitié de sa longueur comme représentée dans la Figure 77. La taille de cette surface doit être assez grande pour garantir que sa modification n'affecte que très peu le résultat de l'intégrale.

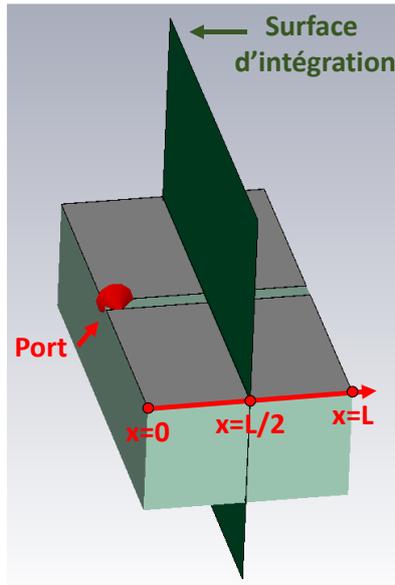


Figure 77 : Modèle électromagnétique d'une ligne à fente rectiligne utilisé pour déterminer la distribution du champ électromagnétique permettant d'estimer son impédance caractéristique.

Comme cette surface d'intégration est située à la fois dans l'air et dans le substrat d'alumine, dont les permittivités sont différentes, l'équation (48) est modifiée pour obtenir l'équation (50). L'équation (47) reste identique puisque la perméabilité est considérée comme égale à 1 sur l'ensemble du domaine de simulation.

$$C = \frac{1}{|V_0|^2} \left[\epsilon_{air} \int_{S_{air}} \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds + \epsilon_{sub} \int_{S_{sub}} \vec{E} \cdot \vec{E}^* ds \right] \quad (50)$$

Le mode de propagation le long de la fente est un mode quasi-TEM, ce qui implique que le potentiel électrique V_0 peut être estimé par l'intégrale linéique du champ électrique entre les deux conducteurs de la ligne à fente le long de la ligne droite représentée sur la Figure 78(a). De même, le courant I_0 peut être calculé par l'intégration du champ magnétique le long d'une courbe fermée entourant complètement un côté de la ligne à fente, comme indiqué sur la Figure 78 (b).

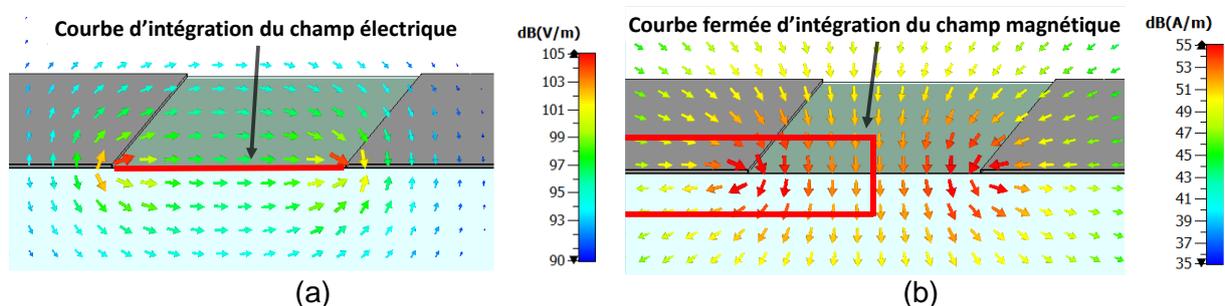


Figure 78 : Vues en coupes de la ligne à fente montrant les distributions de champs (a) électrique et (b) magnétique ainsi que les courbes d'intégration (rouge) utilisées pour le calcul des grandeurs V_0 et I_0 .

La valeur de l'impédance caractéristique obtenue à l'aide de cette méthode peut être comparée à l'impédance de la ligne à fente obtenue empiriquement dans [118] et exprimée sous la forme de l'équation (51).

$$\begin{aligned}
Z_{0\text{-empirique}} = & 72.62 - 35.19 \log(\varepsilon_r) + 50 \frac{\left(\frac{W_g}{h} - 0.02\right) \left(\frac{W_g}{h} - 0.1\right)}{\frac{W_g}{h}} \\
& + \log\left(\frac{W_g}{h} \cdot 10^2\right) [44.28 - 19.58 \log(\varepsilon_r)] \\
& - \left[0.32 \log(\varepsilon_r) - 0.11 + \frac{W_g}{h(1.07 \log(\varepsilon_r) + 1.44)} \right] \\
& \times \left(11.4 - 6.07 \log(\varepsilon_r) - \frac{h}{\lambda_0} \cdot 10^2 \right)^2 \tag{51}
\end{aligned}$$

Avec W_g la largeur de la ligne à fente, h l'épaisseur du substrat, ε_r la permittivité relative du substrat et λ_0 la longueur d'onde dans l'air.

Dans le cas d'une fente de largeur $W_g = 45 \mu\text{m}$ gravée sur un substrat d'alumine d'épaisseur $300 \mu\text{m}$ ayant une permittivité relative $\varepsilon_r = 9,9$, l'impédance caractéristique déterminée empiriquement par l'équation (51) est telle que $Z_{0\text{-empirique}} = 65,7 \Omega$.

L'impédance caractéristique déterminée par la méthode proposée par Pozar pour des dimensions similaires est telle que $Z_0 = 66,1 \Omega$. Ces deux méthodes d'extraction donnent donc des résultats relativement similaires, ce qui valide notre méthode et c'est la valeur moyenne des impédances caractéristiques obtenues par ces deux méthodes qui sera intégrée par la suite dans le modèle électrique de la fente-boucle.

III.2.3.2.2. Pré-dimensionnement de la fente-boucle via modèle électromagnétique

Le développement de l'antenne que nous souhaitons réaliser implique l'optimisation d'un nombre relativement important de paramètres, et dont les intercorrélations ne sont pas connues. De fait, il est nécessaire de démarrer la conception du dispositif en arrêtant au préalable le dimensionnement d'un des éléments de l'antenne. Dans cette étude, nous décidons de dimensionner en premier lieu la fente-boucle rectangulaire. Comme indiqué précédemment, pour exciter convenablement le patch, la fente-boucle doit fonctionner sur son mode parallèle. L'excitation de ce mode parallèle est obtenue lorsque la longueur d'onde du signal d'excitation est environ égale à la circonférence de la fente-boucle. Pour une fréquence de fonctionnement de 30 GHz, la longueur d'onde au sein de la fente-boucle, déposée sur un substrat d'alumine de permittivité relative de 9.9, est d'environ 3,17 mm. Cependant, la fente-boucle a pour vocation d'intégrer des FIDC, qui auront pour effet de modifier sa longueur électrique, et donc sa fréquence de résonance. D'après [119], il apparaît que les FIDC doivent être intégrées dans des zones où le champ électrique est intense afin de maximiser leur influence. La Figure 79 présentant la distribution du champ électromagnétique d'une fente-boucle rectangulaire excitée sur son mode parallèle indique que ces zones de champ électrique intense se situent dans les fente inférieures et supérieures de la fente-boucle.

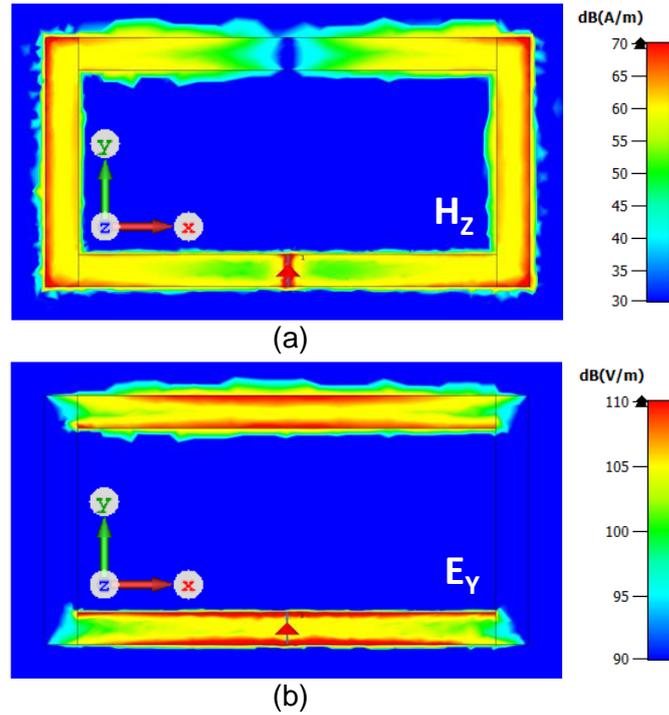


Figure 79 : Distribution de (a) la composante du champ magnétique H_z normale au plan de la fente-boucle et de (b) la composante du champ électrique E_y dans le plan de la fente-boucle lorsque la résonance parallèle est excitée. La distribution des champs est simulée sans FIDC intégrées dans la fente-boucle et l'excitation est réalisée par un port discret à la position future de la ligne CPW dans le dispositif final de l'antenne.

La décision d'utiliser une fente-boucle plutôt qu'une fente droite impose une condition de circuit ouvert au milieu de la fente supérieure (induite par la distribution du champ électrique de la fente-boucle sur son mode parallèle (Figure 79 (b)), qui doit être prise en compte dans le modèle électrique. Cette condition de circuit ouvert est modélisée par un modèle équivalent de circuit ouvert [120], [121] qui consiste en un circuit RC en série où la résistance R correspond à l'impédance caractéristique de l'air (377 Ω) et le condensateur C modélise la capacité linéique de la fente supérieure, estimée à environ 12 fF/ μm par la méthode de Pozar présenté ci-dessus (équation (50)). Ces deux éléments sont appelés R_{oc} et C_{oc} dans la Figure 80 représentant le modèle équivalent de la fente-boucle intégrant deux FIDC. Comme indiqué précédemment, il est impératif que la fente-boucle fonctionne sur son mode de résonance parallèle, ce qui est le cas lorsque sa longueur totale est égale à une longueur d'onde.

La longueur d'onde guidée λ_g à la fréquence de fonctionnement souhaitée de la fente-boucle (29 GHz) est estimée à partir des relations (52) et (53) où $\epsilon_{r_{eff}}$ est la permittivité relative effective de la ligne à fente, $\epsilon_{r_{sub}}$ est la permittivité relative du substrat utilisé, qui est dans notre cas l'alumine ($\epsilon_r=9,9$) et c est la célérité de la lumière.

$$\epsilon_{r_{eff}} = \frac{\epsilon_{r_{sub}} + 1}{2} \quad (52)$$

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{r_{eff}}}} \quad (53)$$

La longueur d'onde guidée obtenue et donc le périmètre nécessaire de la fente-boucle est de 4,4 mm, ce qui est relativement proche du périmètre du patch, qui est de 5.45 mm. En effet comme évoqué précédemment, il est préférable que la fente-boucle soit plus petite que le patch afin d'assurer un bon couplage entre les deux éléments et éviter un rayonnement arrière trop important. Cependant, ce raisonnement ne tient pas compte de l'intégration des FIDC dans la fente-boucle, dont l'impact sur la fréquence de résonance est majeur. En effet, les FIDC ont pour effet d'augmenter la longueur électrique de la fente boucle (ce qui a pour effet de diminuer sa fréquence de résonance), permettant donc de diminuer sa longueur physique. Ainsi, la longueur de la fente-boucle sera déterminée une fois que le nombre et les valeurs des FIDC à intégrer seront fixés.

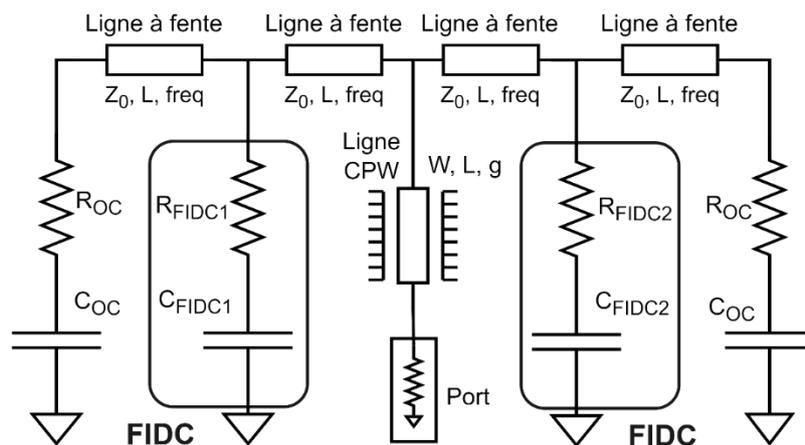


Figure 80 : Modèle électrique de la fente-boucle intégrant deux FIDC

Le modèle électrique des FIDC pour les dispositifs ayant une accordabilité de 40% sur une gamme de capacité entre 50 fF et 500 fF [122] peut être intégré dans le modèle de la fente-boucle. Afin d'induire un impact significatif sur la reconfigurabilité de la fréquence, les condensateurs variables doivent être placés dans des positions où le champ électrique est fort [119].

En tenant compte de la distribution du champ électrique de la fente-boucle (Figure 79 (b)) pour l'intégration des FIDC tout en conservant une structure symétrique, plusieurs possibilités émergent : un seul FIDC peut être intégré au milieu de la fente supérieure (Figure 81(a)), deux FIDC peuvent être intégrés sur la fente supérieure (Figure 81 (b)) ou deux FIDC, chacun intégré dans les fentes supérieures et inférieures (Figure 81 (c)). Afin d'assurer un bon couplage entre la fente-boucle et le patch, nous avons simulé la distribution du champ magnétique pour chacune de ces configurations afin de vérifier que le mode parallèle de la fente-boucle n'est pas perturbé par l'intégration des FIDC. La Figure 81 montre, pour chacune de ces configurations, la composante H_z du champ magnétique normale au plan de la fente-boucle et la distribution du champ magnétique en coupe transversale le long de la largeur de la fente-boucle (et de la largeur ultérieure du patch). Les champs sont représentés à la fréquence de résonance correspondante, et les condensateurs sont modélisés par des éléments localisés d'une valeur globale équivalente de 400 fF.

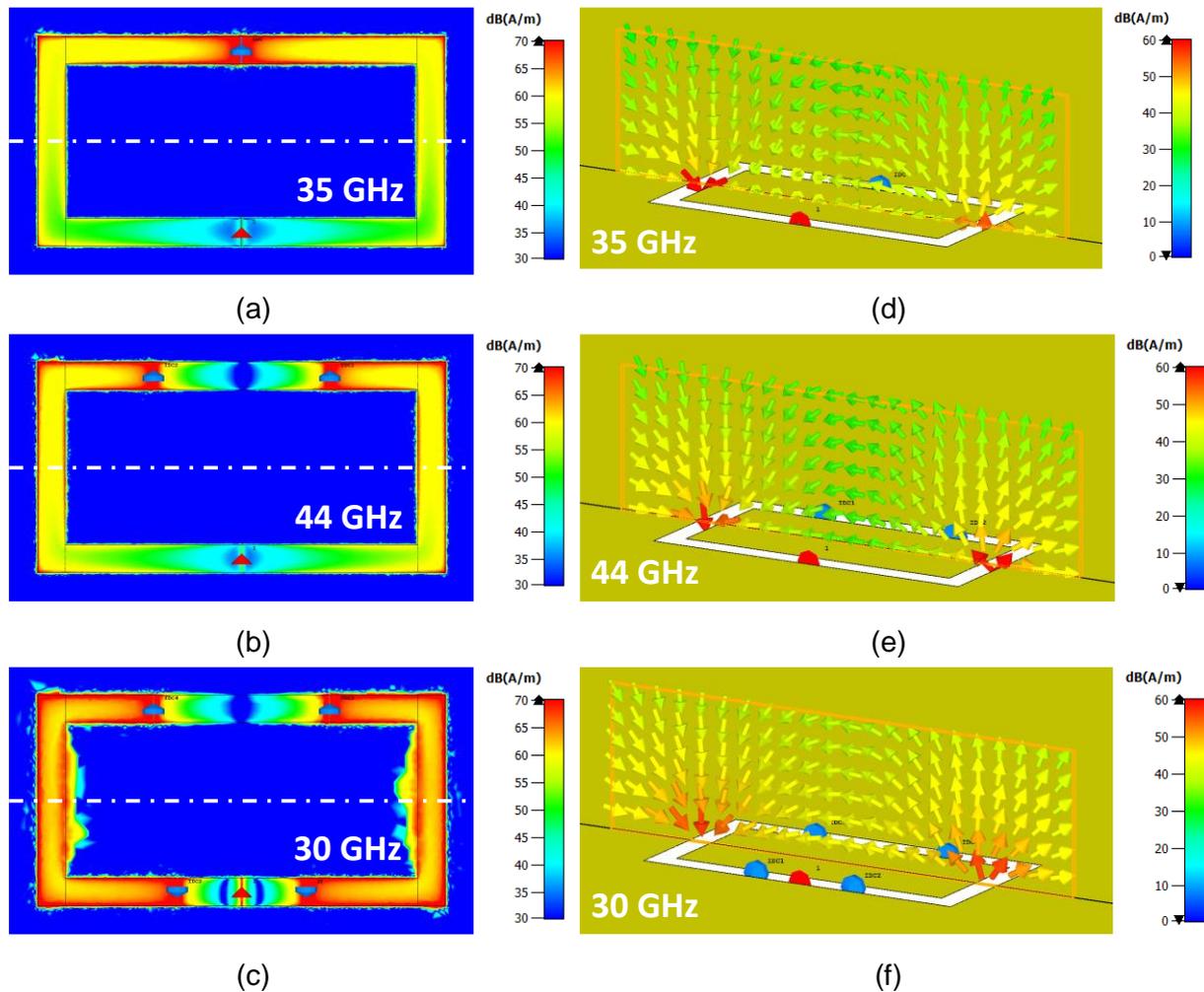


Figure 81 : Distribution du champ magnétique de la fente-boucle rectangulaire pour différentes configurations d'intégration des FIDC. (a) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (d) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour une seule FIDC de 400 fF intégrée dans la fente supérieure. (b) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (e) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour deux FIDC de 200 fF chacune intégrées dans la fente supérieure. (c) Composante H_z du champ magnétique normal au plan d'observation et (f) champ magnétique dans un plan de coupe normal à la fente-boucle pour quatre FIDC de 100 fF chacune dont deux sont intégrées dans la fente supérieure et deux dans la fente inférieure.

Les distributions de champ magnétique simulées pour les configurations avec un seul FIDC (Figure 81 (a)) et deux FIDC (Figure 81 (b)) présentent des modes de résonance légèrement différents de ceux attendus (illustrés sur la Figure 79 (a)) lorsque la boucle à fente n'est chargée par aucun condensateur) et ont une composante tangentielle du champ magnétique plus faible que celle produite par la configuration à quatre FIDC, dont le mode de résonance est très similaire au mode attendu. Cependant, les trois configurations présentent une composante tangentielle de leur champ magnétique qui peut exciter correctement le mode TM_{010} du patch. Ainsi, pour choisir l'une de ces configurations, leur accordabilité en fréquence a été estimée avec le modèle électrique de la fente-boucle (Figure 80). L'intégration du modèle électrique des FIDC permet d'évaluer la fréquence de résonance de la boucle à fente f_r pour des valeurs de capacité spécifiques des FIDC. La variation maximale de la fréquence de la boucle à fente peut donc être extraite pour une accordabilité des FIDC de 40 %, entre C_{max} à une tension de polarisation continue de 0 V et C_{min} à 100 V. L'accord de fréquence de la boucle à fente $A_{\%}$,

peut être exprimé comme le décalage de la fréquence de résonance résultant de la variation de la valeur des FIDC de C_{max} à C_{min} (équation (54)).

$$A_{\%} = \frac{f_{r_{max}} - f_{r_{min}}}{f_{r_{min}}} \quad (54)$$

Le Tableau 5 résume les possibilités d'accords maximums qui peuvent être obtenus avec un, deux et quatre FIDC en considérant la même valeur de capacité équivalente C et avec une accordabilité de 40 % comprise entre 125 fF (polarisation de 0 V) et 75 fF (polarisation de 100 V) pour chaque configuration.

Il ressort de ces résultats que l'intégration de quatre FIDC permet d'obtenir la meilleure variation de fréquence. Toutefois, ces résultats proviennent d'une étude préliminaire de l'accordabilité de la boucle à fente et ne tiennent pas compte de l'adaptation, du couplage et de la présence du patch.

Tableau 5 : Accordabilités fréquentielles des différentes configurations de la Figure 81 estimées par le modèle électrique de la fente-boucle intégrant des FIDC

Nombre de FIDC	1	2	4
Accordabilité A (%)	8,7	6,4	21,9

Le nombre de FIDC à intégrer étant maintenant connu, il est possible de prédéterminer les dimensions de la fente-boucle. En effet, en connaissant le nombre de FIDC dans la fente-boucle et en considérant les dimensions moyennes des dispositifs FIDC présentés dans le Chapitre 2, ainsi que leurs permittivités, il est possible d'estimer l'augmentation de la longueur électrique que ces dernières imputent à la fente-boucle. En moyenne, les FIDC présentent une largeur d'environ 80 μm , et une permittivité relative de 233 (pour du $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$ à polarisation nulle). A partir de ces informations, l'équation (55) permet d'estimer la longueur électrique des 4 FIDC.

$$E_{FIDCs} = 4 * \frac{l_{FIDC}}{\lambda_{g_{BST}}} \quad (55)$$

Avec E_{FIDCs} la longueur électrique des quatre FIDC, l_{FIDC} la longueur physique d'une FIDC et $\lambda_{g_{BST}}$ la longueur d'onde guidée dans le BST. La permittivité du BST étant très forte par rapport à celles de l'air et de l'alumine, il est raisonnable de considérer que la permittivité effective est très proche de la permittivité relative du BST. La longueur électrique ainsi obtenue est d'environ 0,49. Pour obtenir une longueur électrique totale de la fente-boucle de 1 (elle fonctionne sur son mode de résonance parallèle lorsque sa longueur totale est égale à une longueur d'onde), la portion de la fente-boucle sans BST doit présenter une longueur électrique de 0,51. En utilisant l'équation (56), il est possible d'estimer la longueur physique requise.

$$l_{FB} = E_{FB} \cdot \lambda_g \quad (56)$$

Avec l_{FB} la longueur physique de la portion de la fente-boucle sans BST, E_{FB} la longueur électrique de cette même portion, et λ_g la longueur d'onde guidée dans la fente-boucle déposée sur le substrat d'alumine. La longueur physique obtenue est d'environ 1,82 mm. Les dimensions de la fente-boucle utilisées pour la suite sont présentées en Figure 82.

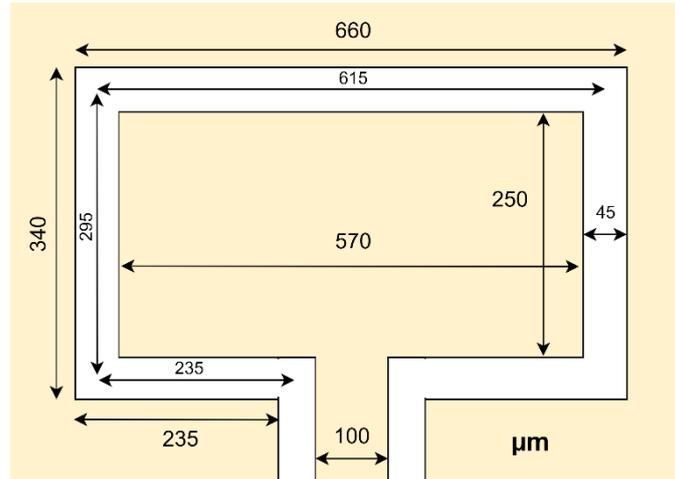


Figure 82 : Dimensions de la fente-boucle rectangulaire en μm .

L'étape suivante (présentée dans la *section III.2.4*) portera sur le dispositif global ; les valeurs requises des capacités des FIDC seront affinées afin de satisfaire au critère d'adaptation de l'antenne qui sera ajouté au critère de variation de la fréquence.

III.2.3.3. Couplage entre fente-boucle et patch

Le champ magnétique fourni au patch provient principalement du courant électrique, appelé I_{SL} , qui circule dans la fente-boucle [123]. Ce champ magnétique est principalement parallèle au patch selon sa largeur. En utilisant l'équation (57) et en considérant que le patch est un conducteur électrique parfait (PEC), un courant électrique, appelé I_p , est induit sur le patch par ce champ magnétique, circulant suivant la longueur du patch.

$$\vec{n} \times (\vec{H}_{sub} - \vec{H}_{patch}) = \vec{J}_p \quad (57)$$

Où \vec{n} est un vecteur unitaire normal au patch, dirigé vers le substrat, H_{sub} est le champ magnétique dans le substrat produit par la fente-boucle, H_{patch} est le champ magnétique dans le patch qui est considéré comme nul (condition PEC) et J_p est la densité de courant électrique induite dans le patch. Le couplage entre la fente-boucle et le patch peut être quantifié par le rapport entre les courants électriques I_p et I_{SL} . Ces rapports sont utilisés dans les transformateurs comme coefficients de couplage. C'est pourquoi nous utilisons un transformateur simple pour modéliser le couplage. Le coefficient de couplage m est estimé à l'aide d'une simulation électromagnétique full-wave comme le rapport entre le courant circulant sur le patch et le courant circulant sur la partie interne de la fente-boucle. Plus précisément, ces courants sont calculés en intégrant les densités de courants électriques sur les surfaces de la fente-boucle et du patch.

III.2.3.4. Modèle électrique de l'antenne global

En reliant les modèles électriques présentés ci-dessus, nous pouvons établir le modèle électrique global de l'antenne, représenté en Figure 83 et sur lequel s'ajoute également la ligne d'excitation CPW de 50-Ω pour la mesure de l'antenne. Le patch, le transformateur et la fente-boucle intégrant les FIDC sont entourés dans le modèle global en bleu, vert et rouge, respectivement. Le patch et la fente-boucle sont couplés par l'intermédiaire du transformateur, qui est connecté entre le point d'alimentation de la fente-boucle et le centre du patch. L'alimentation du patch à partir de son centre correspond au phénomène physique. Comme expliqué précédemment, le champ magnétique généré par la fente-boucle excite le mode de résonance fondamental du patch, dont le champ magnétique est maximal au milieu de sa longueur. La cohérence de ce modèle électrique sera validée en le comparant aux résultats de mesures d'une antenne fabriquée.

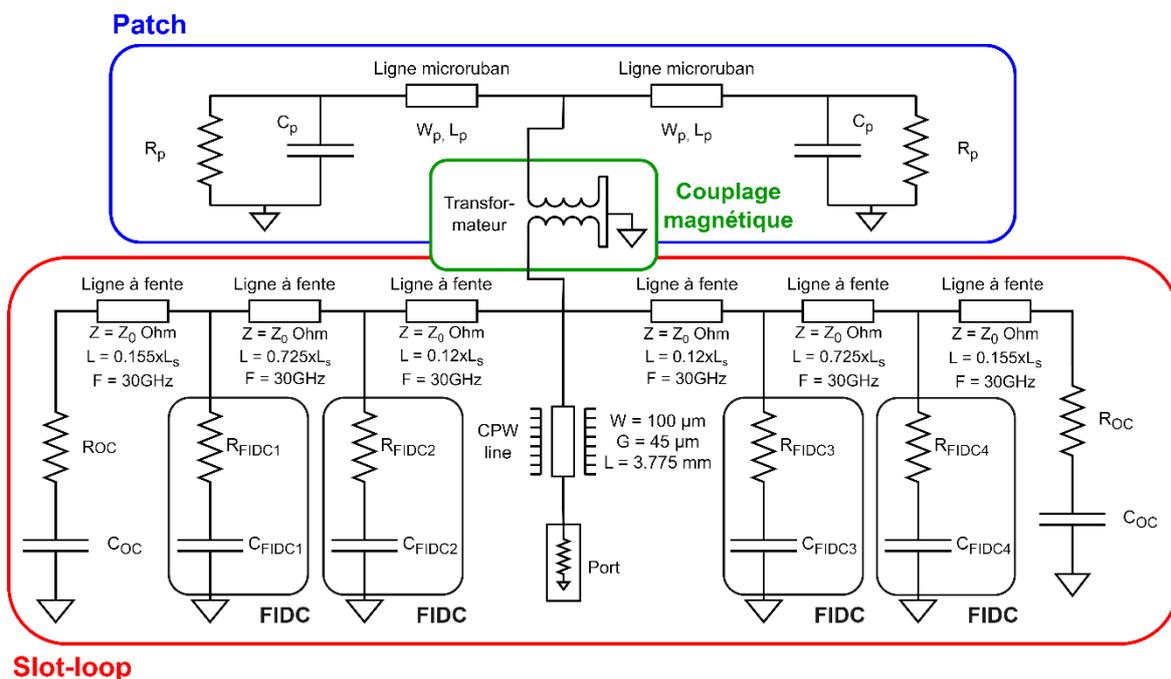


Figure 83 : Modèle électrique global de l'antenne reconfigurable

III.2.4. Optimisation de l'antenne

Le modèle électrique de l'antenne étant établi, des simulations paramétriques peuvent être réalisées dans le but d'optimiser les différents paramètres de l'antenne : les dimensions du patch, les positions et les valeurs des FIDC. L'optimisation de ces paramètres est réalisée selon deux critères que sont le niveau d'adaptation du dispositif et son accordabilité fréquentielle.

III.2.4.1. Influence de la position des FIDC dans la fente-boucle

Les différentes configurations d'intégration des FIDC dans la fente-boucle ont été présentées dans le Tableau 5 afin de déterminer l'excursion en fréquence maximale. À l'issue de cette étude la configuration à quatre FIDC (Figure 81 (c)) présentait l'excursion en fréquence la plus importante.

Pour obtenir une excursion en fréquence maximale du dispositif final tout en assurant un niveau d'adaptation convenable, une étude paramétrique **basée sur le modèle électrique de l'antenne** est réalisée dans le but d'identifier avec plus de précision les positions optimales des FIDC dans la fente-boucle. Pour cette étude, les dimensions du patch utilisées sont celles déterminées initialement à la section III.2.3.1 ($L_{\text{Patch}} = 1,25 \text{ mm}$ et $W_{\text{Patch}} = 1,4 \text{ mm}$), les dimensions de la fente-boucle sont celles fixées dans la section III.2.3.2.2 ($L = 250 \text{ }\mu\text{m}$, $W = 570 \text{ }\mu\text{m}$, $g = 45 \text{ }\mu\text{m}$) et les valeurs des FIDC sont fixées à 165 fF pour une polarisation nulle, et à 100 fF pour une polarisation de 100V, et en considérant une résistance de perte médiane de $4 \text{ }\Omega$. Ces valeurs de capacités, correspondant à une accordabilité de 40%, sont les mêmes que celles utilisées lors des simulations électromagnétiques de la fente-boucle (Figure 81 (c)). Les positions des FIDC dans les fentes inférieure et supérieure sont repérées par les grandeurs L_{CL} et L_{CH} respectivement, illustrées en Figure 84. L_{CL} correspond à la distance entre la position la plus proche possible de la ligne CPW et la position effective des FIDC dans la fente inférieure. L_{CH} correspond à la distance entre le centre de la fente supérieure et la position effective des FIDC. Les deux grandeurs L_{CL} et L_{CH} sont normalisées par rapport à la longueur des fentes ; elles sont comprises entre 0 et 1 telles qu'illustrées sur la Figure 84. Au cours de la simulation paramétrique, le positionnement des FIDC demeure toujours symétrique par rapport à l'axe de la ligne CPW (traits pointillés sur la Figure 84). Un total de 11 valeurs différentes pour L_{CL} et L_{CH} est utilisé pour la simulation paramétrique, résultant en un total de 121 configurations différentes.

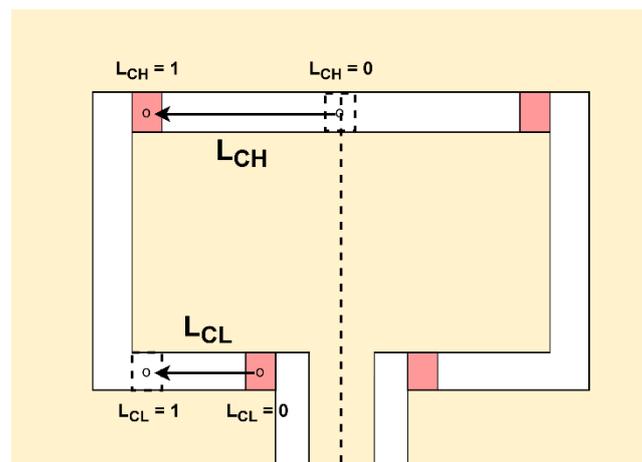


Figure 84 : Positionnement des FIDC dans la fente-boucle en fonction des grandeurs L_{CL} et L_{CH}

Dans un premier temps, l'influence sur l'adaptation de l'antenne est étudiée en simulant son coefficient de réflexion, présentés en Figure 85 pour les 121 configurations possibles et pour les deux valeurs de capacités de 165 fF et 100 fF. D'après la Figure 85 (a) pour une valeur des FIDC de 165 fF, L_{CL} (la position des FIDC dans la fente inférieure) n'a que peu d'influence sur le niveau d'adaptation de l'antenne. A contrario, L_{CH} (la position des FIDC dans la fente supérieure) joue un rôle important : pour L_{CH} compris entre 0 et 0,4, le coefficient de réflexion de l'antenne se situe entre -21 et -25 dB, tandis qu'il chute drastiquement lorsque L_{CH} dépasse les 0,5 pour atteindre un niveau minimal de l'ordre des -45 dB pour $L_{\text{CH}} = 0,8$. Pour une valeur des FIDC de 100 fF, d'après la Figure 85 (b), le niveau d'adaptation de l'antenne dépend à la fois de L_{CL} et de L_{CH} : pour L_{CH} inférieur à 0,4 l'augmentation de L_{CL} – éloignement des FIDC de la fente inférieure par rapport à la ligne CPW – permet de diminuer le coefficient de réflexion de l'antenne. A l'inverse, lorsque L_{CH} dépasse 0,4, l'augmentation de L_{CL} tend à augmenter le coefficient de réflexion. Dans un second temps, l'excursion en fréquence de l'antenne pour les

valeurs de capacité utilisées (165 fF et 100 fF) est simulée, là encore pour les 121 configurations L_{CL}/L_{CH} présentées (Figure 86).

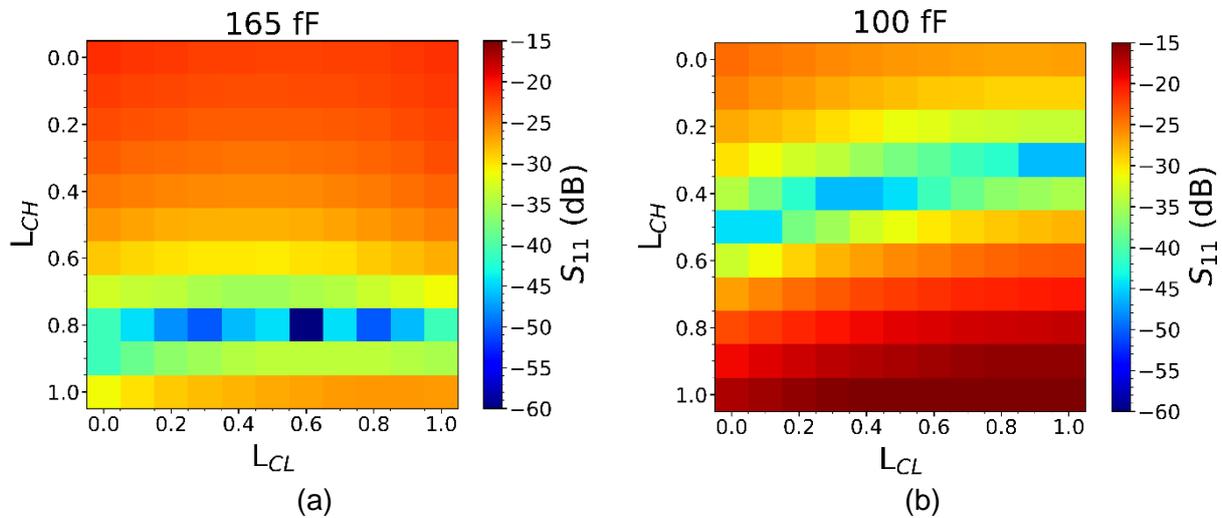


Figure 85 : Influence simulée, à l'aide du modèle électrique (Figure 83), de la position des FIDC dans la fente-boucle sur le coefficient d'adaptation de l'antenne pour des FIDC de (a) 165 fF et (b) 100 fF

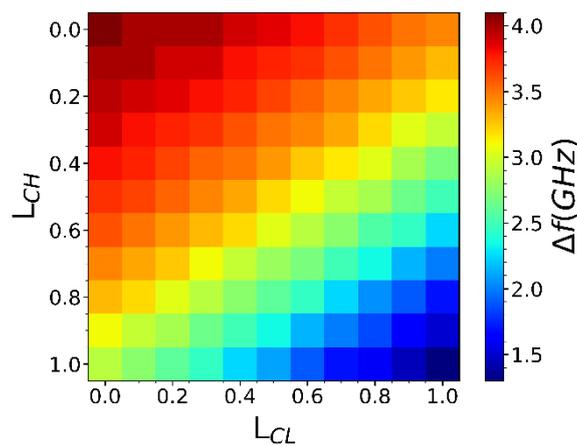


Figure 86 : Influence simulée, à l'aide du modèle électrique (Figure 83), de la position des FIDC dans la fente-boucle sur l'agilité fréquentielle de l'antenne pour des FIDC de 40% d'accordabilité comprises entre 165fF (0V) et 100 fF (100V)

D'après les résultats obtenus, il apparaît que l'excursion en fréquence de l'antenne est maximale lorsque $L_{CL} = L_{CH} = 0$. De plus, lorsque l'une ou l'autre de ces valeurs augmente, l'excursion en fréquence diminue. Autrement dit, l'excursion en fréquence de l'antenne est maximale lorsque les FIDC sont positionnés au plus près du centre de chacune des fentes supérieure et inférieure. D'après la répartition du champ électrique dans la fente-boucle, illustré en Figure 79 (b), c'est aux centres des fentes supérieures et inférieures que l'intensité du champ électrique est maximale. L'hypothèse issue de [119] précédemment mentionnée et indiquant de positionner les FIDC dans une zone de champs électrique intense est donc validé.

Compte-tenu des résultats obtenus concernant l'adaptation de l'antenne et de son excursion en fréquence, un compromis est réalisé sur l'agilité de l'antenne afin d'obtenir une marge de

sécurité sur le niveau d'adaptation. Les valeurs de L_{CL} et L_{CH} retenus ainsi que les performances estimées de l'antenne sont présentées dans le Tableau 6.

Tableau 6 : Positions optimales des FIDC dans la fente-boucle et performances estimées

L_{CL}	L_{CH}	$ S_{11} $ (dB) (0V/100V)	Δf (GHz)
0	0,5	-26,4 / -44,5	3,7

III.2.4.2. Influence de la longueur du patch et de la valeur des FIDC

D'après les résultats obtenus au Chapitre II de ce manuscrit, nous considérons une plage d'accord d'environ 40 % et une plage de capacité de 50 fF à 500 fF pour les FIDC. La simulation du modèle électrique présenté en Figure 83 est donc réalisée en faisant varier les valeurs de capacité de 50 fF à 500 fF par pas de 5 fF. La longueur du patch est variée de 0,95 mm à 1,55 mm et sa largeur de 1 mm à 1,8 mm, par pas de 0,1 mm dans les deux cas. Pour chaque combinaison de ces trois paramètres, le coefficient de réflexion de l'antenne est simulé sur une large bande de fréquence allant de 15 GHz à 65 GHz. Cette étude a permis de déterminer les dimensions du patch et la valeur des FIDC en fonction de deux critères : le niveau d'adaptation de l'antenne et son accordabilité en fréquence. La Figure 87 présentée ci-dessous quantifie le niveau d'adaptation où chaque point représente, pour la valeur de capacité et les dimensions du patch correspondantes, la valeur minimale $|S_{11}|$ de l'antenne sur la bande de fréquences de la première bande de fréquences d'adaptation.

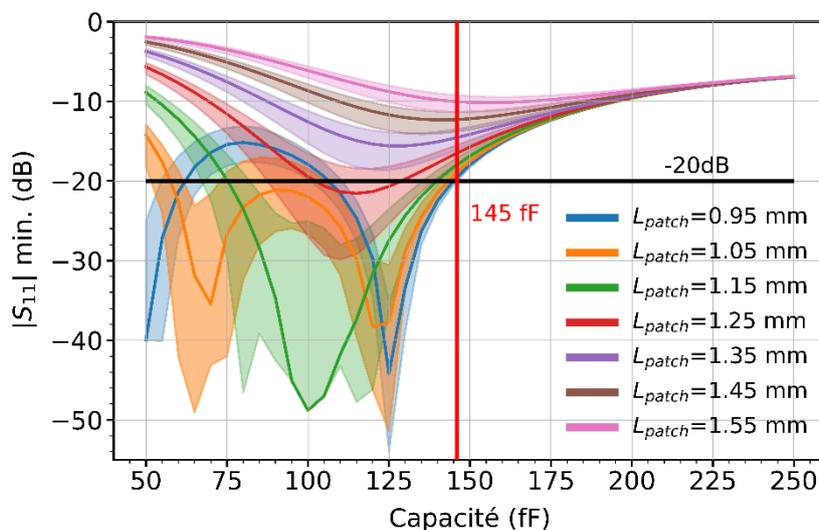


Figure 87 : Minimum du $|S_{11}|$ simulé à partir du modèle électrique de l'antenne pour différentes dimensions du patch et valeurs de capacités. Chaque point correspond au minimum de $|S_{11}|$ sur la bande de fréquence de [15- 65] GHz pour la valeur de capacité et les dimensions du patch correspondantes. Les courbes représentent la largeur médiane (1,4 mm) tandis que les zones colorées représentent l'influence de la variation de la largeur du patch autour de ce point médian.

Pour des valeurs de capacité supérieures à 250 fF, le niveau d'adaptation se détériore et devient supérieur à -10 dB. Par conséquent, pour une meilleure visibilité, le graphique ne montre que les valeurs de capacités jusqu'à 250 fF. En outre, l'impact de la largeur du patch sur l'adaptation de l'antenne est beaucoup moins important, voire négligeable par rapport à l'influence de sa longueur. Pour une meilleure clarté de la figure, les largeurs de patch ne sont pas affichées individuellement mais représentées par des zones colorées autour de la courbe

médiane ($W=1,4$ mm). Afin de déterminer les paramètres optimaux de l'antenne, le critère d'adaptation est fixé à -20 dB. Quelles que soient les dimensions du patch, ce critère n'est plus satisfait lorsque la valeur de la capacité est supérieure à environ 150 fF, ce qui limite la plage de capacité possible de 50 fF à 150 fF. Dans cette plage, seules deux longueurs de patch satisfont toujours au critère d'adaptation : $1,05$ mm et $1,15$ mm.

Le deuxième critère, qui concerne l'accordabilité fréquentielle de l'antenne, est illustré en Figure 88 qui représente la différence absolue de fréquence d'adaptation lorsque l'on considère des valeurs extrêmes d'un condensateur accordable avec une accordabilité de 40 %. Étant donné que le critère d'adaptation limite la gamme de capacité de 50 à 150 fF, l'accordabilité en fréquence de l'antenne n'est tracée que sur cette gamme réduite. La différence de fréquence dépend des dimensions du patch et de la gamme de capacité des FIDC.

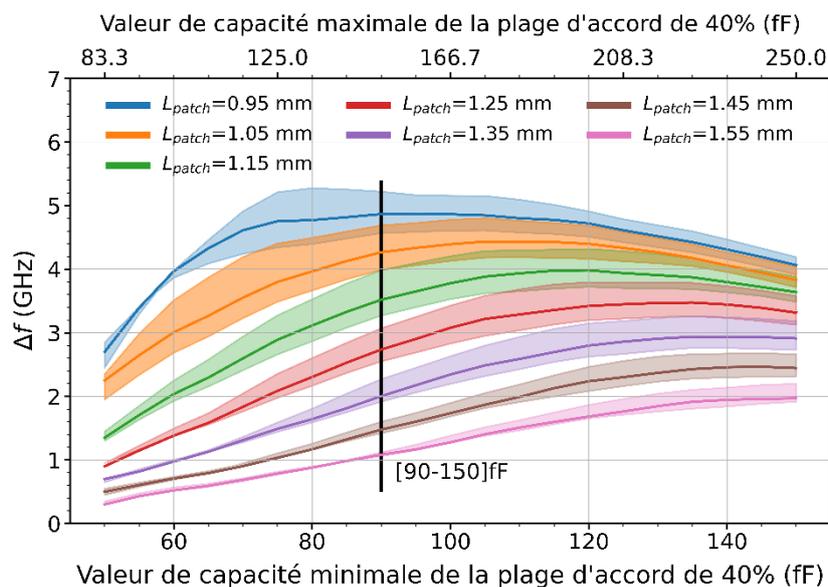


Figure 88 : Excursion en fréquence simulée à partir du modèle électrique de l'antenne produite par des FIDC d'une accordabilité de 40 %, pour différentes dimensions du patch. Les abscisses inférieure et supérieure correspondent respectivement aux valeurs minimales et maximales de la capacité des FIDC intégrées dans la fente-boucle. Par exemple, l'abscisse 100 fF est liée à $166,7$ fF, qui définissent toutes deux les limites d'une plage d'accordabilité de 40 %. Les courbes représentent la largeur médiane du patch ($1,4$ mm) tandis que les zones colorées qui l'entourent représentent l'influence de la variation de la largeur du patch autour de ce point médian.

Parmi les deux longueurs de patch qui permettent d'obtenir le niveau d'adaptation requis, la longueur de $1,05$ mm (courbes orange) produit un décalage de fréquence plus important et est donc considérée comme la solution optimale. Enfin, en combinant les informations fournies par les Figure 87 et Figure 88 nous pouvons déduire la plage de capacité optimale des FIDC. La variation de la fréquence de fonctionnement de l'antenne, pour la longueur choisie ($1,05$ mm) est maximale lorsque la valeur inférieure de la gamme de capacité est égale à 125 fF, ce qui, compte tenu de l'accordabilité de 40 % des FIDC, implique une valeur de capacité maximale d'environ 208 fF. Cependant, le niveau d'adaptation n'est plus acceptable au-delà de 150 fF. Cette dernière valeur doit donc être la limite supérieure de la plage de variations des FIDC, ce qui conduit à une limite inférieure de 90 fF et définit la plage de variation optimale des FIDC entre 90 fF et 150 fF. L'excursion en fréquence associée à cette variation de capacité des FIDC est estimée d'après la Figure 88 à $4,25$ GHz.

III.2.4.3. Efficacité de rayonnement de l'antenne

L'exploitation du modèle électrique de l'antenne a permis l'estimation et l'optimisation des performances de l'antenne en terme d'accordabilité fréquentielle et de niveau d'adaptation. Afin d'estimer les performances de l'antenne en termes de rayonnement, des simulations électromagnétiques sont réalisées, en faisant varier l'épaisseur de métallisation de l'antenne, la longueur du patch, mais également les valeurs de capacités et de résistances équivalentes de pertes des FIDC. Les efficacités de rayonnement simulées obtenues sont présentées pour des épaisseurs de métallisations de 600 nm (Figure 89 (a)) et 2 μm (Figure 89 (b)), correspondant respectivement à environ une et trois fois l'épaisseur de peau à 30 GHz. Cette épaisseur de 600 nm est l'épaisseur classiquement déposée par évaporation par faisceau d'électron en salle blanche. L'agilité fréquentielle de l'antenne obtenue à partir du modèle électrique est également tracée sur la Figure 89.

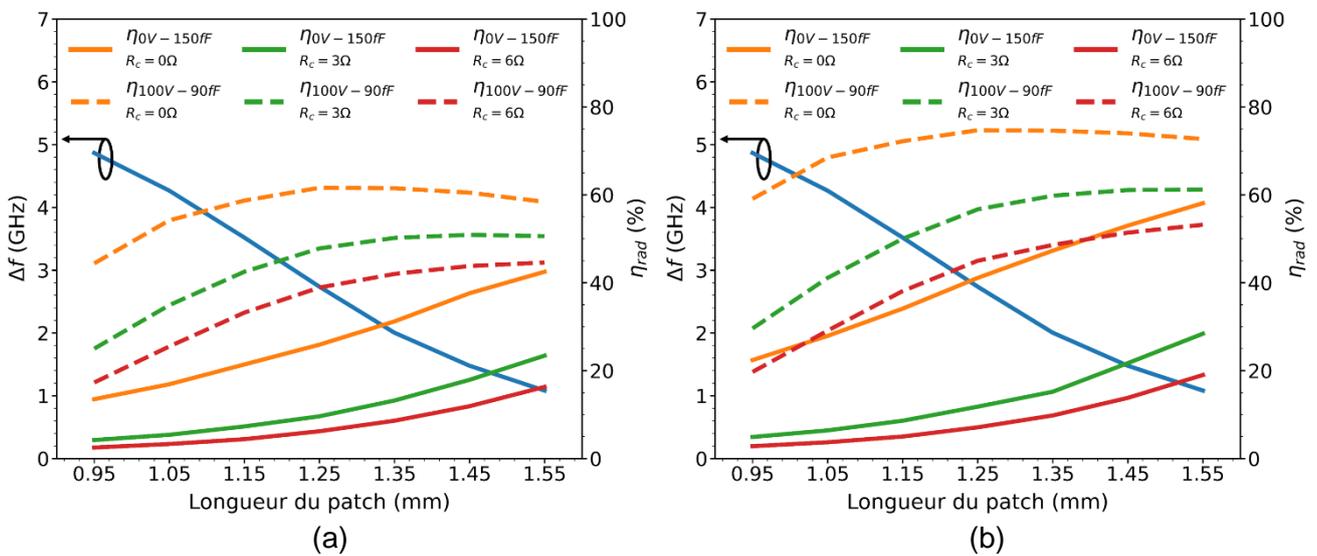


Figure 89 : Agilité fréquentielle de l'antenne et efficacités de rayonnements simulées pour les valeurs de capacités optimales en fonction de la longueur du patch, et pour différentes valeurs de résistances équivalentes de pertes des FIDC avec une épaisseur de métallisation de (a) 600 nm et (b) 2 μm

D'après les résultats de ces simulations, il apparaît tout d'abord que la longueur du patch est un élément crucial, puisqu'elle détermine le compromis entre l'agilité fréquentielle et l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Ensuite, l'amélioration de l'efficacité de rayonnement de l'antenne induite par l'augmentation de l'épaisseur de métallisation semble dépendante des pertes des FIDC. Plus les pertes des FIDC sont importantes, moins l'augmentation de l'épaisseur de métallisation améliore l'efficacité de rayonnement. Dans le meilleur des cas, pour des FIDC polarisées à 100V et ne présentant aucune perte, et une longueur de patch de 1,25 mm, l'efficacité de rayonnement passe de 62% à 75% lorsque l'épaisseur de métallisation passe de 600 nm à 2 μm . Etant donné que la résistance de pertes typique des dispositifs de FIDC que nous utilisons est de quelques Ohms, il ne semble à priori pas pertinent d'utiliser une épaisseur de métallisation supérieure à 600 nm. En utilisant une telle épaisseur, et en considérant la longueur de patch retenue ($L = 1,05$ mm), l'efficacité de rayonnement de notre antenne se situerait entre 3.5% ($R_c = 6\Omega$) et 17% ($R_c = 0\Omega$) pour une polarisation nulle des FIDC, et entre 25,5% ($R_c = 6\Omega$) et 54,5% ($R_c = 0\Omega$) pour une polarisation des FIDC de 100V.

Ces valeurs d'efficacités peuvent paraître relativement faible, mais sont à nuancer. Tout d'abord, et depuis le début du développement de l'antenne, le critère majeur d'optimisation est l'accordabilité fréquentielle de l'antenne. Pour rappel, ce critère a impliqué un certain nombre de choix qui favorisent l'agilité fréquentielle au détriment des pertes : l'utilisation d'un BST de composition $x=0.8$ pour les FIDC, le positionnement de ces dernières dans des zones de champ électrique intense au sein de la fente-boucle, qui augmente également les pertes, et enfin la longueur du patch de 1,05 mm. Tous ces choix conduisent à l'obtention d'une accordabilité fréquentielle relativement importante, voire même inutilement large pour certaines applications. Une autre manière de voir les choses est de constater qu'il existe de nombreux paramètres qui peuvent être ajustés afin de gagner en efficacité, moyennant une perte en agilité. Enfin, nous pouvons noter que les efficacités simulées dépendent fortement de la valeur de la résistance de pertes des FIDC. Or, les simulations électromagnétiques présentées ici modélisent les FIDC par des éléments localisés, qui ne reflètent pas exactement le comportement des FIDC. De plus, la méthode expérimentale (Chapitre II) permettant d'évaluer la valeur de cette résistance de pertes des FIDC nécessite que ces dernières aient des électrodes pouvant accueillir les pointes de mesures. Ces électrodes, qui ne sont pas présente dans l'antenne, dégradent les performances mesurées des FIDC, en augmentant notamment les pertes par effet Joule et l'inductance parasite. Il est donc possible que les performances mesurées soient supérieures à celles simulées.

A l'issue de l'optimisation de l'antenne, ses dimensions (telles qu'annotées sur la Figure 72) et ses paramètres sont arrêtés et présentés dans le Tableau 7.

Tableau 7 : Dimensions du dispositif antennaire optimisé telles qu'annotées en Figure 72

L_1 (mm)	W_1 (mm)	L_2 (mm)	W_2 (mm)	L_3 (mm)	W_3 (mm)	L_4 (mm)	W_4 (mm)	G (mm)
1.05	1.4	8	8	0.25	0.57	3.83	0.1	0.045
L_{CL}	L_{CH}	H_{sub} (mm)	$\epsilon_{r sub}$	$tg(\delta)$	C_{min} (fF)	C_{max} (fF)	H_{metal} (nm)	
0	0.5	0.3	9.9	10^{-4}	90	150	600	

III.2.5. Conception des FIDC à intégrer dans l'antenne

La section III.2.4.2 a permis de déterminer, sur la base du modèle électrique de l'antenne, la gamme de capacité pour laquelle l'accordabilité fréquentielle de l'antenne est optimale. Sur la base de l'épaisseur du film ferroélectrique de $Ba_{0,8}Sr_{0,2}TiO_3$ et de sa permittivité, abordées dans le Chapitre II [122], un modèle électromagnétique a été construit et simulé afin de déterminer les dimensions des FIDC permettant d'atteindre la plage de capacité optimale de 90-150 fF. Le FIDC optimisé, illustré en Figure 90 a été fabriqué et caractérisé à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel, d'une sonde GSG pour la partie RF, et d'une source de tension continu pour la polarisation du FIDC appliquée utilisant un té de polarisation en amont des sondes.

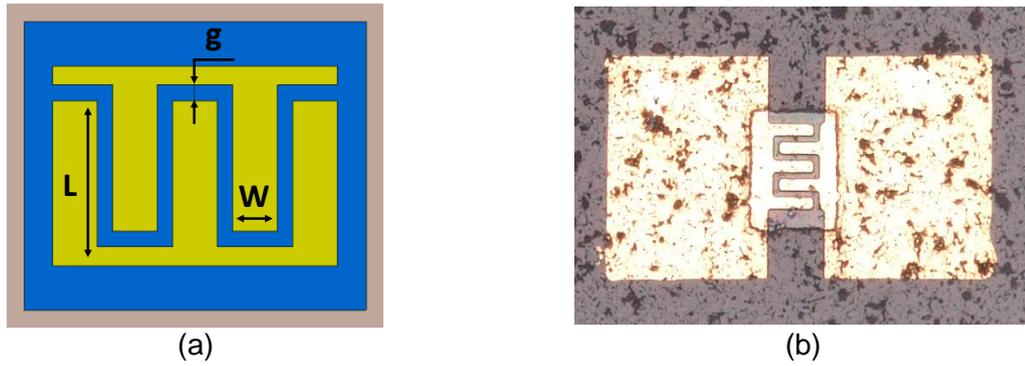


Figure 90 : (a) Modèle électromagnétique de l’FIDC optimisé pour l’antenne et (b) prototype fabriqué.

Les dimensions du modèle électromagnétique et du dispositif fabriqué telles qu’annotées sur la Figure 90 (a) sont reportées dans le Tableau 8.

Tableau 8 : Dimensions simulées et fabriquées du FIDC optimisé pour l’antenne reconfigurable

Dimensions	L (μm)	W (μm)	g (μm)
Simulées	33	10	4
Fabriquées	32,8	10,1	3,7

Les valeurs de capacités et de tangentes de pertes globales du FIDC optimisée (Figure 90) sont présentées en Figure 91. La capacité du FIDC varie de 150 fF à 90 fF pour une tension de polarisation continue comprise entre 0V et 100V. Cette variation correspond à notre attente d’une accordabilité de 40 %. Alors que la valeur de la capacité diminue avec l’augmentation de la tension de polarisation, les pertes globales du dispositif diminuent également, passant de 0,22 à 0,11 (@ 30 GHz). À partir de la tangente de perte et de la valeur de la capacité, nous calculons une résistance équivalente de perte série (33) dont la valeur varie avec la tension de polarisation de 8 Ω à 0V jusqu’à 6,5 Ω à 100V.

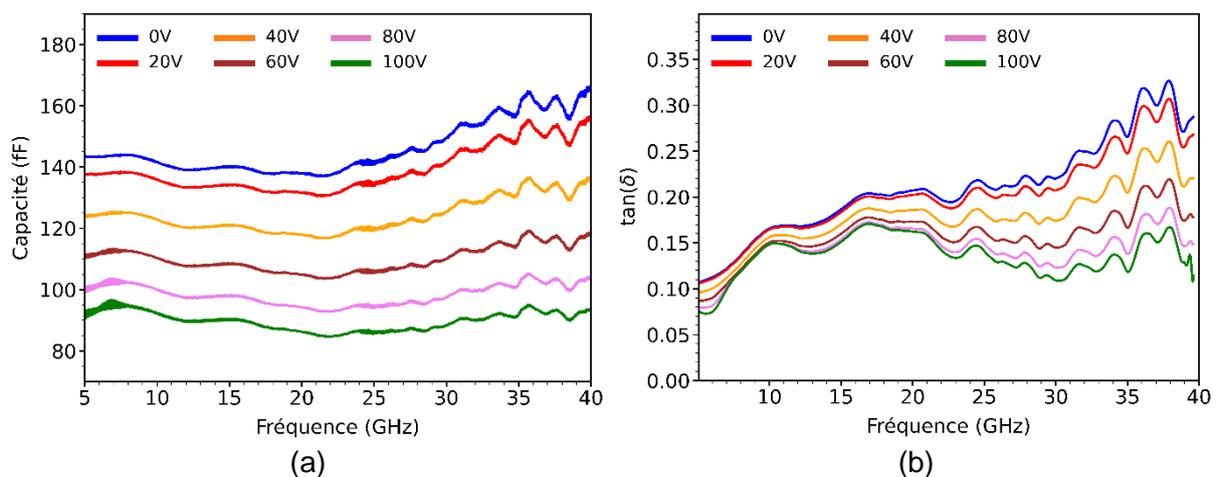


Figure 91 : (a) capacité et (b) tangente de perte du FIDC optimisé pour différentes tensions de polarisations.

III.2.6. Fabrication de l'antenne

Les antennes ont été fabriquées en salle blanche d'XLIM à partir d'un substrat d'alumine (250x250 mm) de 300 μm d'épaisseur permettant la fabrication simultanée de 9 antennes identiques grâce à l'utilisation du masque lithographique présenté en Figure 92. Ce substrat d'alumine a été préalablement recouvert d'une couche mince de $\text{Ba}_{0,8}\text{Sr}_{0,2}\text{TiO}_3$ de 800 nm d'épaisseur dopé à 1% de Manganèse par la méthode sol-gel [96], [114] et réalisé à l'IETR de Nantes. Sur la face arrière de l'antenne, la couche de BST a été gravée à l'aide d'un processus de photolithographie et de gravure humide (solution de Buffered Oxide Etch BOE(7 :1), HNO_3 68 % et H_2O) afin de définir les motifs de BST qui demeurent sous les électrodes métalliques des FIDC. Une deuxième étape de photolithographie suivie d'une évaporation par faisceau d'électrons d'une couche métallique (Ti/Au - 30/600 nm) a permis, via l'utilisation de la technique de lift-off, de réaliser les différents éléments des faces arrières des antennes : la ligne d'excitation CPW, la fente-boucle intégrant les électrodes métalliques des FIDC placées sur les motifs de la couche de BST, ainsi que le plan de masse. Une fois les faces arrières des antennes fabriquées, le substrat est découpé à la scie circulaire (DAD3220, lame diamant).

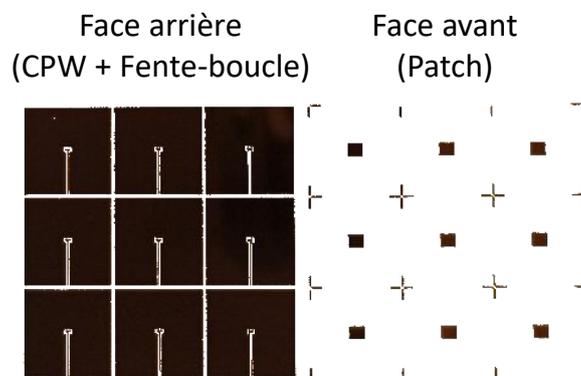


Figure 92 : Masque photolithographique utilisé pour la fabrication de 9 antennes simultanément. La partie supérieure du masque n'est pas vide, mais les motifs présents sont trop petits pour être vus.

Après la découpe, le substrat est réduit aux dimensions des 9 antennes tel que l'on peut le voir sur le masque photolithographique de la Figure 92. L'intérêt de cette découpe, outre le retrait du substrat non utilisé, est d'obtenir un échantillon aux bords lisses et rectilignes qui vont permettre de réaliser l'alignement des patchs, en face avant du substrat, sur les centres des fentes-boucle déjà déposées. En effet, l'aligneur de masque utilisé ne possédant aucune fonctionnalité pour assister un alignement double face, la découpe du substrat est une étape essentielle pour la précision de l'alignement des patchs et des fente-boucles, bien que ce dernier demeure complexe. Une dernière étape de photolithographie et de dépôt de métal par évaporation a donc été réalisée sur la face avant du substrat d'alumine pour fabriquer les patchs métalliques. La longueur de patch optimisée (Tableau 7 de la section III.2.4.2) est de 1,05 mm. Néanmoins, dans le but éventuel de pouvoir étudier expérimentalement différentes longueurs du patch, et notamment l'effet de la longueur du patch sur l'efficacité de rayonnement, les antennes sont fabriquées avec une longueur initiale de patch de 1,25 mm. Elles sont ensuite raccourcies après fabrication, via un procédé de photolithographie laser (Dilase 650), et de gravure humide. Le principe de la photolithographie laser est semblable à celui de la photolithographie classique (avec masques), au détail près qu'aucun masque n'est utilisé, et que la résine photosensible est directement insolée par un faisceau laser, pouvant être mû dans l'espace pour réaliser tous types de motifs. L'antenne ainsi réalisée est présentée sur la Figure 93.

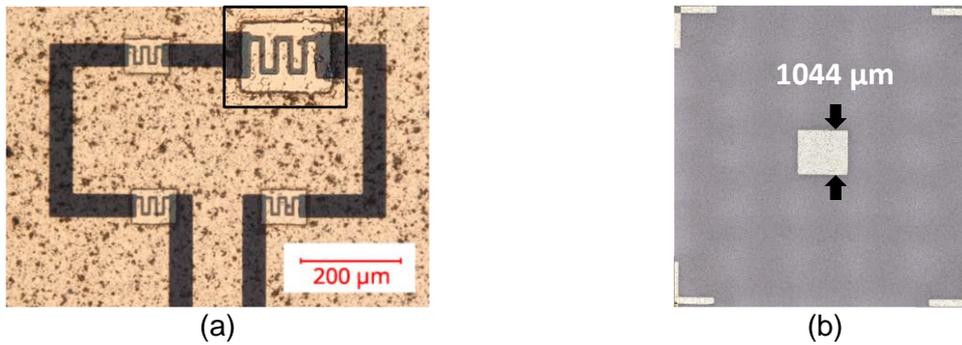


Figure 93 : (a) Face arrière et (b) face avant de l'antenne fabriquée. La vue de la face arrière présente un zoom sur un des FIDC intégrés dans la fente-boucle.

III.3. Mesures et performances de l'antenne reconfigurable en fréquence

A l'issue des étapes de conception et d'optimisation présentées précédemment dans ce chapitre, 8 antennes identiques ont été fabriquées avec succès afin de caractériser les performances de notre dispositif en termes d'accordabilité fréquentielle, de niveau d'adaptation, et d'efficacité de rayonnement. Dans un premier temps, les dimensions des antennes ainsi que leurs coefficients de réflexions sont mesurées juste après leur fabrication, et avant la réduction de la longueur du patch par gravure de 1,25 mm à 1,05 mm. Ces premières mesures permettent d'étudier la précision du procédé de fabrication, et son influence sur les performances du dispositif.

III.3.1. Influence de l'alignement entre le patch et la fente-boucle

Avant de graver les patches pour en diminuer la longueur, les fréquences de résonances des 8 antennes fabriquées sont mesurées sous l'application d'une tension de polarisation des FIDC variable, comprise entre 0V et 100V. Le résultat de ces mesures, présenté en Figure 94, permet d'observer que toutes les antennes ne présentent pas la même excursion en fréquence sous les mêmes tensions de polarisations. L'antenne notée A6 présente l'agilité la plus importante, avec une excursion de 4,2 GHz, tandis que l'antenne notée A7 présente l'agilité la plus faible avec une excursion de seulement 2,2 GHz. Les 6 autres antennes quant à elles présentent une excursion fréquentielle moyenne de 3,1 GHz, relativement proche des 2,75 GHz estimés par le modèle électrique (Figure 88 pour $L_{Patch} = 1,25$ mm (courbe rouge)).

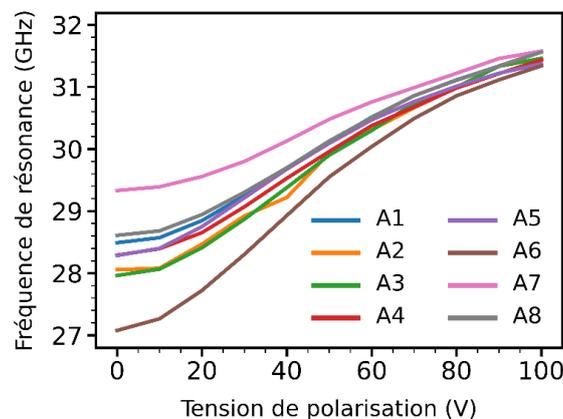


Figure 94 : Fréquences de résonances mesurées des 8 antennes fabriquées avec une longueur de patch de 1,25 mm en fonction de la tension de polarisation des FIDC, comprise entre 0V et 100V

Malgré ces écarts, les dimensions des antennes fabriquées sont toutes relativement similaires, excepté pour la largeur de gap des FIDC, qui subit une plus grande variabilité que les autres dimensions. Néanmoins, les dimensions des 8 antennes sont suffisamment proches pour considérer le procédé de fabrication comme étant répétable, et pour invalider que l'origine de l'écart entre les excursions fréquentielles des antennes sont liées à une variabilité de leurs dimensions réalisées, largeurs de gaps des FIDC mises à part (qui pour rappel influence de manière significative la capacité et l'accordabilité des FIDC). Notre attention se tourne alors sur la qualité de l'alignement recto/verso du dispositif entre le patch et la fente-boucle. Pour quantifier le désalignement entre les centres de ces deux éléments, nous mesurons les désalignements dX et dY (représentés sur la Figure 95) suivant deux axes orthogonaux, puis nous calculons le désalignement global L ($L = \sqrt{dX^2 + dY^2}$). Le Tableau 9 répertorie les différents paramètres observés pour comprendre les écarts entre les antennes : les distances dX , dY et L , la largeur de gap des FIDC et l'excursion en fréquence.

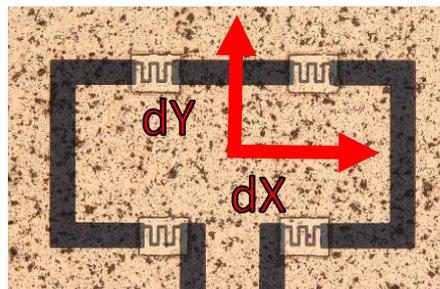


Figure 95 : Représentation des grandeurs dX et dY permettant la quantification du désalignement entre les centres du patch et de la fente-boucle sur les antennes fabriquées.

Tableau 9 : Désalignements entre la fente-boucle et le patch et excursions fréquentielles des antennes fabriquées

Antenne	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
dX (μm)	251,05	98,15	105,2	249,15	70,9	56,55	225,85	69,45
dY (μm)	35,45	-203,8	11,85	26,5	13,05	0,8	181,4	181,9
L (μm)	253,54	226,20	105,87	250,56	72,09	56,56	289,68	194,71
Gap (μm)	4,3	4,3	4	4,5	3,9	3,9	5,3	4,6
Δf (GHz)	3,1	3,4	3,4	3,1	3,1	4,2	2,2	3

Pour visualiser plus clairement l'influence du désalignement sur l'agilité fréquentielle des antennes fabriquées, les excursions en fréquence de chacune des antennes sont tracées sur la Figure 96 en fonction des distances de désalignements mesurées.

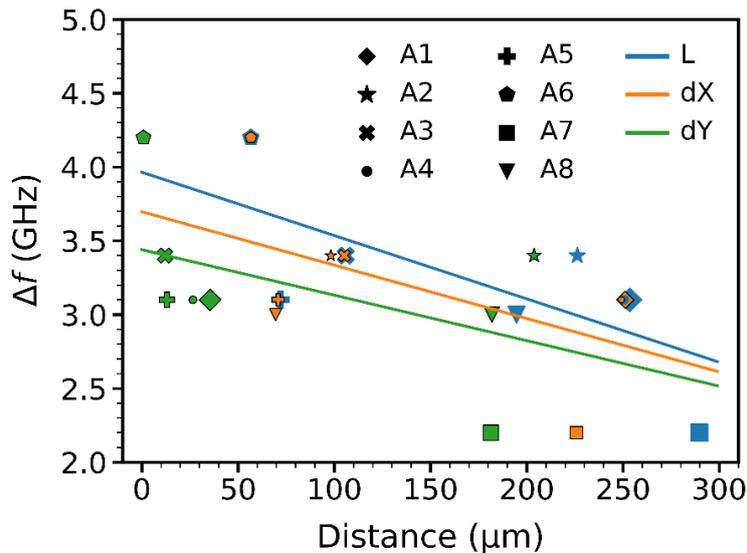


Figure 96 : Excursion fréquentielle des antennes fabriquées en fonction de la distance de désalignement entre les centres du patch et de la fente-boucle.

Sur cette même figure sont également tracées trois droites, associées chacune à une des grandeurs dX , dY ou L , correspondant aux régressions linéaires des excursions fréquentielles des antennes. Ces tracés permettent d'illustrer clairement la tendance qu'une augmentation du désalignement dégrade l'excursion fréquentielle des antennes, et permet aussi de pondérer l'influence de l'orientation du désalignement. En effet, nous pouvons observer que le coefficient directeur de la droite correspondant à l'axe dY ($-3.10^{-3} \text{ GHz} \cdot \mu\text{m}^{-1}$, courbe verte Figure 96) est plus faible (15-20%) que celui de la droite correspondant à l'axe dX ($-3,6.10^{-3} \text{ GHz} \cdot \mu\text{m}^{-1}$, courbe orange Figure 96). Il peut être conclu de cette observation qu'une même longueur de désalignement dégrade plus fortement l'excursion en fréquence si elle orientée suivant l'axe dY plutôt que suivant l'axe dX . Il est d'ailleurs possible de constater que trois des quatre antennes les moins agiles (A1, A4, A7) souffrent d'un désalignement sévère selon dX .

Ensuite, l'écart entre les antennes s'explique par la variation des largeurs de gaps des FIDC. Nous notons notamment que l'antenne A7, qui présente l'excursion en fréquence la plus faible, possède la largeur de gap des FIDC 20% supérieure à la moyenne des autres antennes.

Malgré tout, d'autres paramètres tels que la présence de défauts dans la couche de BST ou la qualité du contact entre celle-ci et les électrodes métalliques jouent un rôle qu'il est difficile de quantifier. L'antenne A5 par exemple, dont le désalignement et la largeur de gap sont quasi identiques à l'antenne A6, présente pour autant une agilité fréquentielle bien moindre. Ainsi, il ressort de cette étude préliminaire que la précision du procédé de fabrication est cruciale, et qu'elle impacte significativement les performances mesurées des antennes.

III.3.2. Performances de l'antenne optimisée

Cette section présente les résultats expérimentaux obtenus pour notre dispositif antennaire. Par contrainte de temps, toutes les antennes fabriquées n'ont pas pu être mesurées en rayonnement. Pour cette raison, nous présentons dans cette section les performances d'une seule des antennes fabriquées, A4, qui a pu subir l'ensemble du protocole de mesure. Les dimensions de cette antenne sont les dimensions dites optimales avec une longueur $L_1=1,05\text{mm}$, rapportées dans le Tableau 7 (section III.2.4.2), et pour une épaisseur de métallisation de 600 nm.

III.3.2.1. Dispositif de mesure

Les mesures de l'antenne en réflexion et en rayonnement ont été réalisées à l'aide d'un scanner 3D développé au sein de la plateforme PLATINOM du laboratoire Xlim. L'excitation de l'antenne est réalisée par une pointe GSG (port 1), sur laquelle est monté en amont un té de polarisation, permettant de polariser les FIDC. Ensuite, un bras articulé sur lequel est montée une sonde champ proche (port 2) permet de déplacer cette dernière tout autour du support, suivant la surface d'une sphère englobant l'antenne, afin de mesurer son diagramme de rayonnement en champ proche (Figure 97). À partir de cette mesure, une transformation du champ proche en champ lointain est effectuée, permettant d'extraire les performances de rayonnement de l'antenne. Le système de bras articulé étant bloqué par le support de l'antenne, il ne permet qu'une couverture de 92,9% de la surface totale de la sphère englobant l'antenne ($\varphi = [-70^\circ, 110^\circ]$, $\theta = [-50^\circ, 230^\circ]$). Dans notre cas, la zone d'ombre a été choisie pour être située dans une zone où le rayonnement de l'antenne est relativement faible. De plus, la fonction « fillgaps » de Matlab est utilisé afin d'estimer le diagramme dans la zone morte à partir des mesures effectives, et permettant de limiter les erreurs dans le calcul de la directivité et de l'efficacité de rayonnement de l'antenne.

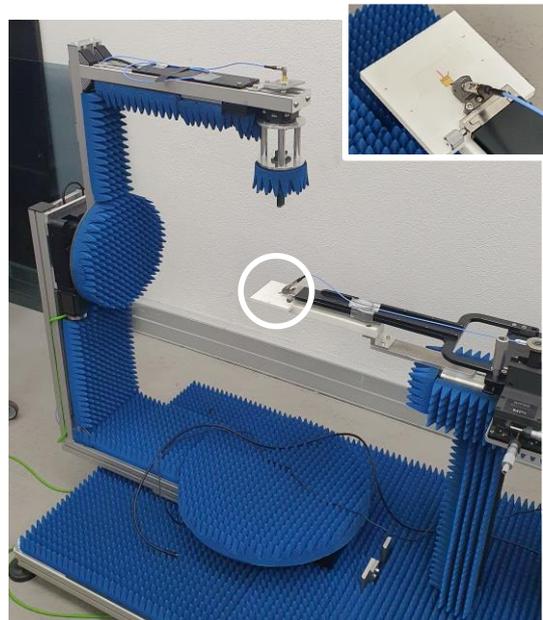
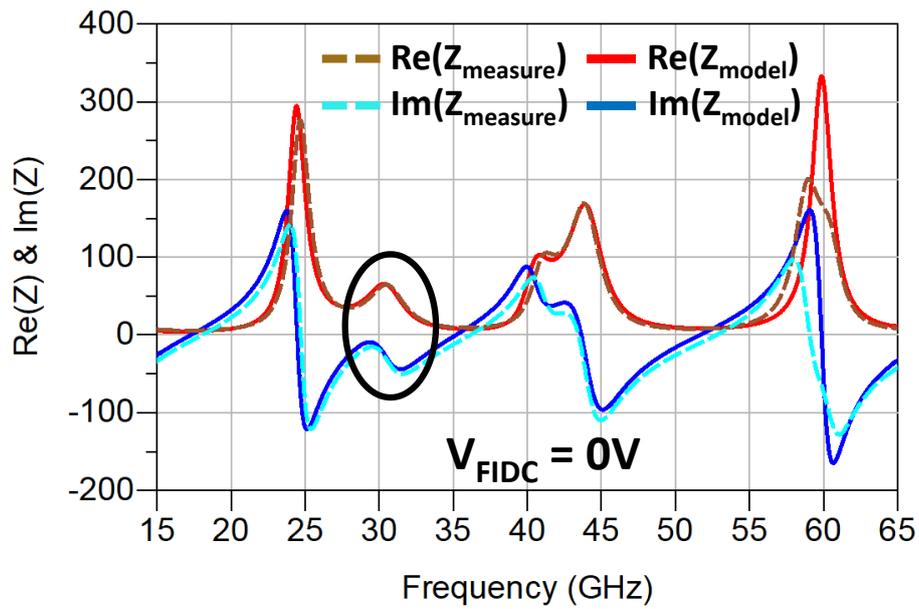


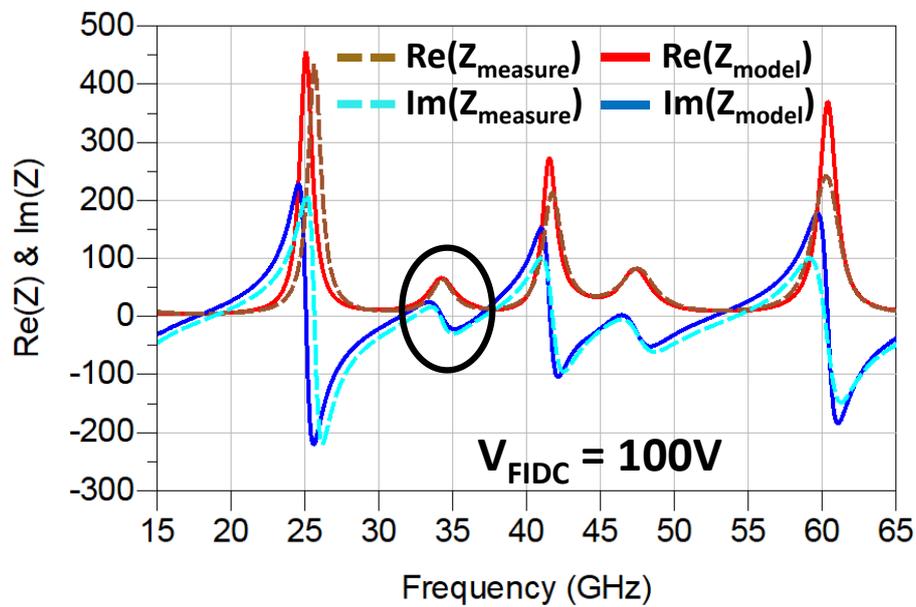
Figure 97 : Scanner 3D utilisé pour la mesure du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement de l'antenne.

III.3.2.2. Comparaison de l'impédance de l'antenne mesurée et simulée à partir du modèle électrique

Tout d'abord, l'impédance d'entrée de l'antenne est extraite du paramètre $|S_{11}|$ mesuré, puis comparée à l'impédance obtenue à partir de notre modèle électrique de l'antenne globale représenté sur la Figure 83. Les impédances mesurées et simulées sont tracées en Figure 98 où les cercles noirs identifient la résonance correspondant au fonctionnement de l'antenne. Une bonne concordance entre les mesures et les résultats du modèle électrique est obtenue sur une large bande de fréquences, de 15 GHz à 65 GHz.



(a)



(b)

Figure 98 : Comparaison de l'impédance de l'antenne mesurée et simulée avec le modèle électrique, pour deux valeurs de polarisation des FIDC de 0V et 100V

Les paramètres $|S_{11}|$ pour une tension de polarisation continue des FIDC comprise entre 0V et 100V sont indiqués en Figure 99.

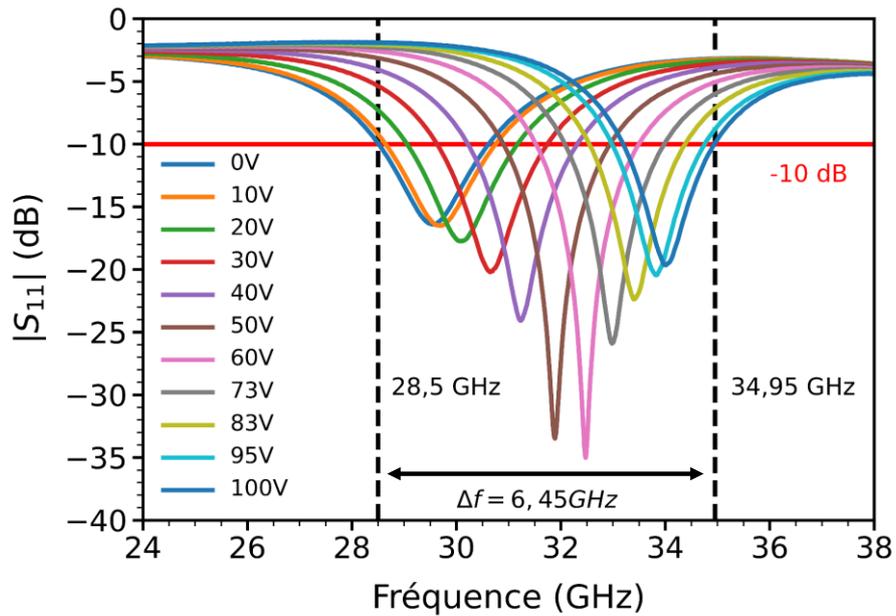


Figure 99 : $|S_{11}|$ mesuré de l'antenne fabriquée pour différentes tensions de polarisations des FIDC

La fréquence de résonance de l'antenne est accordée de manière continue et couvre la bande de fréquences [28,5 GHz - 34,95 GHz] avec un niveau d'adaptation inférieur à -10 dB. Cette bande de fonctionnement de 6,45 GHz correspond à une accordabilité de l'antenne d'environ 22,6 % (calculée avec l'équation (54)). Pour évaluer la concordance entre cette accordabilité et les optimisations précédemment réalisées dans la section III.2.4, visant à maximiser la différence de fréquence entre les minimums de $|S_{11}|$, nous constatons ici que $\Delta f = 34 - 29,5 = 4,5 \text{ GHz}$. Cette valeur est en accord avec les 4,25 GHz estimés par notre modèle. Pour plus de clarté, la fréquence de fonctionnement de l'antenne et les valeurs de capacités des FIDC sont tracés sur la Figure 100 en fonction de la tension de polarisation appliquée aux bornes des FIDC.

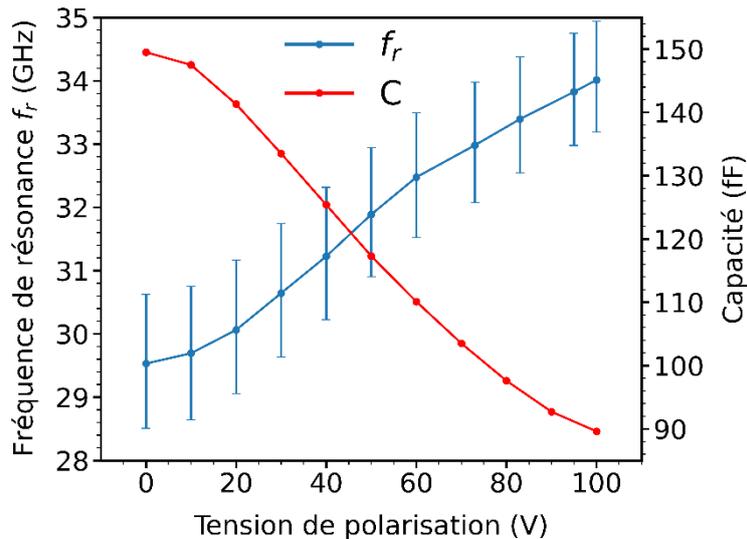


Figure 100 : Tracés de l'évolution de la fréquence de fonctionnement de l'antenne et de la valeur des FIDC en fonction de la tension de polarisation appliquée. Les barres verticales associées au tracé bleu représente la bande passante à -10 dB de l'antenne

Initialement, le critère d'adaptation a été fixé à -20 dB afin d'éviter d'éventuelles déficiences du modèle électrique. Le niveau d'adaptation mesuré obtenu est de -15 dB quelle que soit la polarisation appliquée aux FIDC. La différence entre les mesures et les simulations est d'environ 5 dB, ce qui rend le critère initial de -20 dB pertinent et permet d'atteindre un bon niveau d'adaptation effectif de -15 dB, tout en assurant une large bande passante à -10 dB. Comme cela a déjà été discuté dans le Chapitre II le facteur de qualité des FIDC augmente proportionnellement avec la tension de polarisation appliquée. Le facteur de qualité global de l'antenne est donc également accru, et puisque la bande passante est inversement proportionnelle au facteur de qualité [124], cette dernière diminue lorsque la tension de polarisation des FIDC augmente. Même si le modèle a déjà été validé en comparant les impédances d'entrées, les paramètres $|S_{11}|$ du modèle électrique peuvent être comparés aux paramètres $|S_{11}|$ mesurés (Figure 101) ; pour une meilleure lisibilité, ils sont représentés pour deux tensions de polarisations seulement : 0V et 100V.

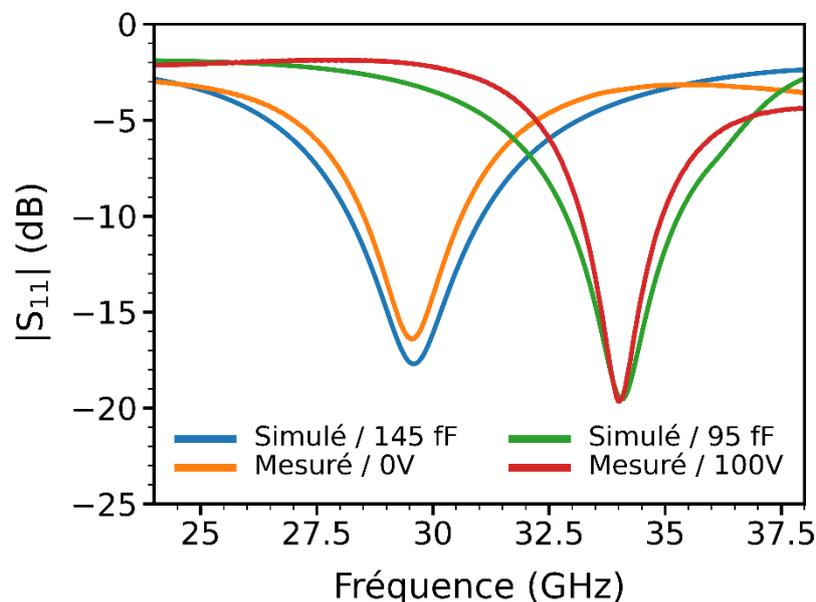


Figure 101 : Comparaison entre les paramètres $|S_{11}|$ simulés avec le modèle électrique de l'antenne et mesurés, pour les valeurs extrêmes de polarisation des FIDC : 0 V et 100 V

III.3.2.3. Diagramme de rayonnement de l'antenne

Enfin, le diagramme de rayonnement de l'antenne, mesuré avec le scanner 3D (Figure 97) est tracé en Figure 100 où les plans principaux E et H, correspondant aux plans $\phi=90^\circ$ et $\phi=0^\circ$ respectivement, sont tracés pour une polarisation continue des FIDC de 0V et 100V. L'absence de données dans le plan E ($\phi=90^\circ$) provient de la zone morte du scanner 3D évoquée précédemment. Comme attendu, le diagramme mesuré est typique du mode de résonance fondamental TM_{010} d'un patch microstrip. En effet, le rayonnement est principalement concentré au-dessus du patch, dans la direction $\theta = 180^\circ$, avec une directivité mesurée d'environ 6,5 dBi. La boucle à fente, bien que résonante, ne rayonne pas significativement vers l'arrière ; la fente-boucle transmet bien l'énergie amenée par la ligne CPW au patch, qui la rayonne. Les diagrammes mesurés et simulés montrent un bon accord, bien que la polarisation croisée semble légèrement plus élevée en mesures en raison de la présence des pointes d'excitation qui perturbent quelque peu le rayonnement de l'antenne.

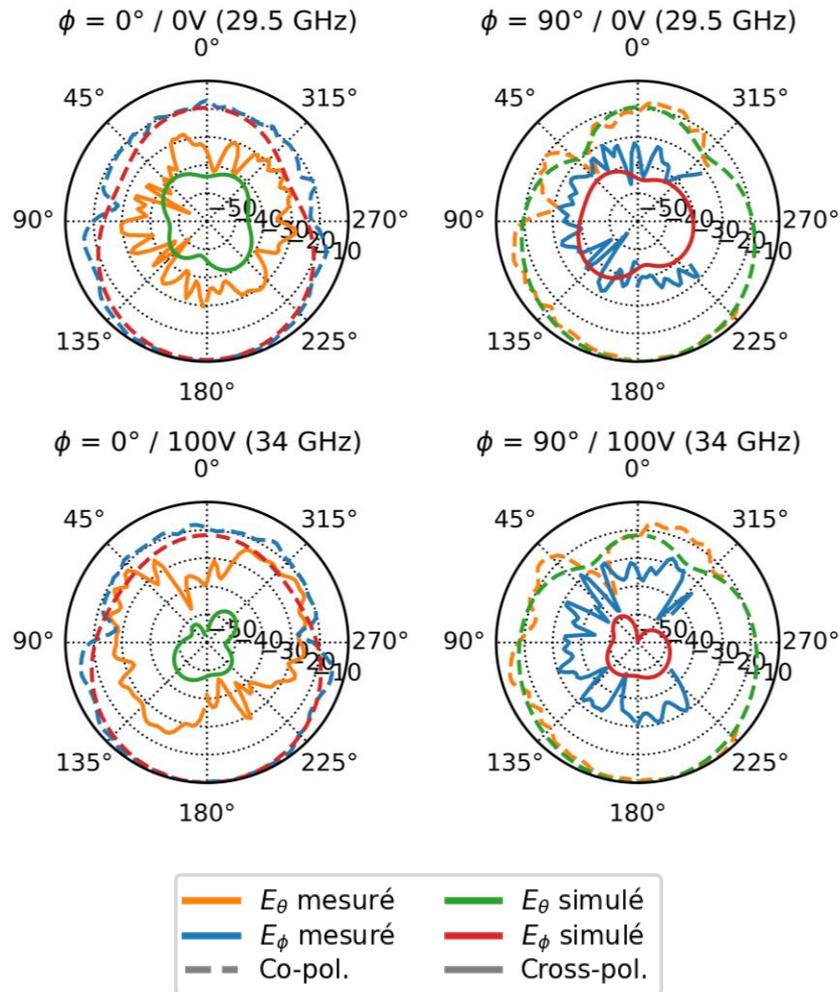


Figure 102 : Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne dans les plan $\Phi = 0^\circ$ et $\Phi = 90^\circ$ pour des tensions de polarisation des FIDC de 0V et 100V

Enfin, l'efficacité de rayonnement de l'antenne est extraite des mesures en rayonnement et varie de 4% à environ 34% pour une tension de polarisation en courant continu de 0V et 100V, respectivement. Ces valeurs relativement faibles, notamment pour une polarisation nulle des FIDC, sont discutées plus en détails dans la section suivante.

III.3.2.4. Efficacité de rayonnement

Les faibles valeurs d'efficacité obtenues étaient prévisibles. L'impédance mesurée de l'antenne rappelée ci-dessous (Figure 103) présente une partie réactive plus importante pour de faibles tensions de polarisation des FIDC. Cette réactance fait qu'une partie importante de la puissance injectée est stockée au lieu d'être rayonnée, ce qui réduit l'efficacité de rayonnement de l'antenne [125]. Toutefois, lorsque la tension de polarisation des FIDC augmente, cette partie réactive diminue et l'efficacité de l'antenne augmente. La résistance série équivalente des FIDC, qui varie de 8Ω à $6,5\Omega$ (calculée en section III.2.5) lorsque la tension de polarisation des FIDC passe de 0V à 100V, est une autre raison de la baisse d'efficacité à de faibles tensions de polarisation

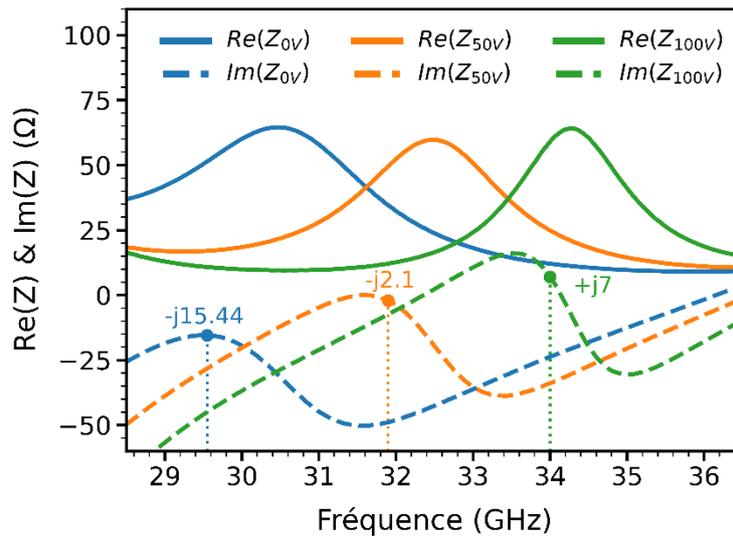


Figure 103 : Impédance mesurée de l'antenne pour une tension de polarisation des FIDC de 0V, 50V et 100V

Les valeurs d'efficacité de rayonnement mesurées sont comprises entre 4% (0V) et 34% (100V) avec des résistances de pertes estimées à 8Ω et $6,5\Omega$ (section III.2.5) respectivement. Néanmoins, ces valeurs sont supérieures à celles prédites par les simulations électromagnétiques présentées en section III.2.4.3, où l'efficacité de rayonnement était estimée à 3,5% et 25,5% pour des tensions de polarisation des FIDC de 0V et 100V respectivement, et une résistance de pertes de 6Ω . Cet écart peut s'expliquer par la présence des électrodes métalliques des FIDC nécessaires à leur caractérisation, mais qui n'apparaissent plus une fois les FIDC intégrées dans la fente-boucle, réduisant ainsi leurs pertes.

D'après les mêmes simulations, l'influence de l'épaisseur de métallisation sur l'efficacité de rayonnement est minime lorsque les pertes des FIDC sont trop importantes. Cependant, ces pertes semblant plus faibles que celles estimées, il est pertinent d'étudier expérimentalement l'influence de l'épaisseur de métallisation. Comme expliqué précédemment, un compromis entre les dimensions de l'antenne, son efficacité et son accordabilité peut être fait, en fonction de l'application visée. L'augmentation de la longueur de patch (Figure 89) permet également d'améliorer l'efficacité de rayonnement, en contrepartie d'une baisse de l'accordabilité fréquentielle de l'antenne. Afin de quantifier l'amélioration de l'efficacité de rayonnement engendrée par ces deux paramètres, des mesures en rayonnement supplémentaires sont réalisées sur une antenne dont le patch n'a pas été raccourci, puis sur des antennes dont l'épaisseur de métallisation est augmentée de 600 nm à $1,5\ \mu\text{m}$. Les efficacités de rayonnement mesurées aux minimums des $|S_{11}|$ sont répertoriées dans le Tableau 10.

Tableau 10 : Efficacités de rayonnement mesurées en fonction de l'épaisseur de métallisation et de la longueur du patch

$\eta_{\text{ray.}} (\%) (0V/100V)$		$H_{\text{metal}} (\mu\text{m})$	
		0,6	1,5
$L_{\text{Patch}} (\text{mm})$	1,25	12 / 45	19,5 / 60
	1,05	4 / 34	7 / 46

D'après les résultats obtenus, nous pouvons conclure que l'épaisseur de métallisation et la longueur du patch ont un impact significatif sur l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Si les valeurs demeurent faibles pour une longueur de patch de 1,05 mm, qui rappelons-le offre la meilleure accordabilité, les valeurs obtenues pour une longueur de patch de 1,25 mm et une épaisseur de métallisation de 1,5 μm sont bien meilleures, et l'utilisation de cette antenne pour des applications courtes portées peut tout à fait être envisagée.

Pour rappel, durant la conception de l'antenne, l'accent a été porté principalement sur ses performances en termes d'accordabilité fréquentielle. Il en résulte que ses performances de ce point de vue sont très bonnes, voire même trop bonne pour certaines applications qui ne n'exploiteraient pas la totalité de cette accordabilité. Il est donc envisageable de reconsidérer certains compromis afin de sacrifier l'agilité fréquentielle au profit de l'efficacité de l'antenne. La composition du BST, le positionnement des FIDC dans la fente-boucle, ou encore la longueur du patch peuvent être réadaptés afin d'améliorer les niveaux d'efficacité en fonction des besoins de l'application visée.

III.3.2.5. Comparaison à d'autres dispositifs

Les performances de l'antenne fabriquée ont été comparées dans le Tableau 11 à celles de dispositifs similaires rapportés dans la littérature. Parmi les rapports disponibles sur les antennes à base de condensateurs ferroélectriques accordables, le dispositif que nous proposons est le seul à fonctionner dans le domaine des ondes millimétriques. Par rapport aux approches ferroélectriques de type MIM [46], [51], la mise en œuvre de la topologie FIDC planaire simple réduit la complexité de fabrication tout en offrant une accordabilité de 40% au niveau de l'état de l'art, ce qui permet une variation optimale de la fréquence de fonctionnement de 22,6 % autour de 30 GHz. Par rapport à une approche d'intégration de diodes varicaps (semi-conducteurs) [12] (uniquement pour un seul élément du réseau) impliquant quatre composants d'une accordabilité de 85%, notre antenne offre une accordabilité fréquentielle similaire (22.6% pour notre antenne contre 25.5%) tandis que nos condensateurs ferroélectriques présentent moins de la moitié de l'accordabilité des diodes varicaps (40% pour les condensateurs ferroélectriques contre 85% pour les varactors semi-conducteurs) et des pertes similaires (résistance de perte équivalente de 8 Ω), ce qui met en évidence l'efficacité de l'intégration des FIDC et la pertinence de la structure fente-boucle pour alimenter le patch.

Tableau 11 : Comparaison des performances de l'antenne patch reconfigurable en fréquence à celles d'autres dispositifs similaires présentés dans la littérature

Référence	[108]	[52]	[51]	[46]	[12]	Ce travail
Substrat	Saphir	Oxyde de magnésium	Saphir	Saphir	Multi-couches	Alumine
Matériau accordable	Ferro-électrique (BST)	Ferro-électrique (KNN)	Ferro-électrique (BST)	Ferro-électrique (BST)	Semi-conducteurs	Ferro-électrique (BST)
Épaisseur du film (nm)	200	600	200	170	/	800
Nombre de condensateurs	3	4	6	4	4	4
Dimensions de l'élément rayonnant (mm)	1,2x3,8	2,5x1,5	2,5x2,5	2,5x2,5	1,8x1,8	1,05x1,4
Dimensions de l'élément rayonnant (λ_0)	0,06x0,19	0,12x0,07	0,046 ²	0,055 ²	0,14x0,14	0,1x0,13
Topologie des condensateurs	FIDC	FIDC	MIM	MIM	Varactor	FIDC
Polarisation E (kV/cm)	195	88	350	880	/	270
Bande millimétrique	Non	Non	Non	Non	Oui	Oui
Bande passante (GHz à -10 dB)	14,9- 15,7	14,75 – 16,5	5,57 – 7,33	6,6 – 9,25	23,5 – 29,5	28,5 – 34,95
Accordabilité (%)	5,4	11,9	31,5	40,1	25,5	22,6
Gain maximal réalisé (dBi) (polarisation)	0,5 (39V)	-2 (~150V)	-10,8 (7V)	-3,1 (15V)	4,6 (16V)	3,1 (100V)

III.4. Conclusion du chapitre III

Dans ce chapitre, la méthode de conception d'une antenne millimétrique reconfigurable en fréquence via l'intégration de condensateurs ferroélectriques accordables a été détaillée. Les choix techniques ont été pris avec pour objectif de maximiser l'agilité fréquentielle de l'antenne. Les résultats obtenus permettent de démontrer d'une part la possibilité d'utiliser des condensateurs ferroélectriques dans la bande millimétrique pour des applications antennaires (première démonstration dans la littérature). D'autre part, ces performances et notamment l'accordabilité de 22,6% entre 28,5 GHz et 34,95 GHz obtenue, démontrent que l'optimisation de l'intégration des condensateurs ferroélectriques permet l'obtention d'une agilité fréquentielle de l'antenne similaire à celles obtenues par l'utilisation d'autres technologies de reconfigurabilité ayant une accordabilité intrinsèque supérieure à celle de la technologie ferroélectrique. De plus, l'agilité fréquentielle de notre antenne surpasse les performances précédemment rapportées dans la littérature de dispositifs antennaires et employant des condensateurs ferroélectriques inter-digités accordables. L'antenne rayonne sur le mode fondamental TM_{010} du patch avec une directivité mesurée de 6,5 dBi. L'efficacité de l'antenne, lorsque ses métallisations sont au moins trois fois plus épaisses que l'épaisseur de peau reste

relativement faible, comprise entre 7% et 46% pour des tensions de polarisations des FIDC de 0V et 100V.

Cependant, il convient de noter que ces valeurs doivent être interprétées en tenant compte de plusieurs facteurs. Premièrement, l'antenne est miniature ($\lambda_0/10 \times \lambda_0/7$), ce qui inévitablement limite son efficacité de rayonnement. De plus, tous les choix techniques ont été orientés vers la maximisation de l'accordabilité fréquentielle de l'antenne.

Finalement, les paramètres de l'antenne peuvent être réajuster de sorte à sacrifier une partie de l'accordabilité fréquentielle au profit de l'efficacité de rayonnement : une composition de BST présentant moins de pertes, un positionnement des FIDC dans une région de la fente-boucle où l'intensité du champ électrique est moindre ou encore une augmentation de la longueur du patch.

Chapitre IV. Commutateurs radiofréquence à matériaux à changement de phase activés électriquement

IV.1. Introduction

L'évolution récente des systèmes de télécommunication vers des dispositifs reconfigurables nécessite le développement de technologies de reconfigurations de plus en plus performantes. Dans ce contexte, et depuis quelques années, un vif intérêt est porté aux matériaux à changement de phase (PCM) de type chalcogénides. Ces matériaux possèdent la propriété de pouvoir changer de manière réversible entre une phase amorphe et une phase cristalline lorsqu'ils sont soumis à des stimuli optiques [85], [78], électriques [60], [72] ou électrothermiques [63], [25]. Comme présenté dans le Chapitre I, on distingue une phase amorphe stable, de faible conductivité, dans laquelle le matériau se comporte comme un isolant ; et une phase cristalline stable, de haute conductivité, dans laquelle le matériau se comporte comme un conducteur [22]. Initialement exploités dans des dispositifs de stockage optique comme les DVD [66], [56] ou les mémoires électroniques [69], [20] ces matériaux bistables trouvent aujourd'hui leur place dans des technologies de commutations, notamment grâce à l'amélioration du contraste de conductivité obtenue entre les phases amorphe et cristalline, permettant d'obtenir des commutateurs performants, caractérisés par des facteurs de mérite élevés [58]. En outre, en combinant une fabrication faible coût, de faibles pertes d'insertion sur de larges bandes de fréquences, une forte capacité de miniaturisation, une vitesse de commutation élevée et une faible consommation liée à leur caractère bistable [126], les commutateurs PCM permettraient d'offrir une solution polyvalente, bénéficiant des avantages offerts par les deux technologies de commutations les plus largement utilisées à ce jour, à savoir les commutateurs à base de matériaux semi-conducteurs, et les commutateurs MEMS. Parmi les nombreux alliages de chalcogénures connus, le tellurure de germanium (GeTe) se distingue pour les applications de commutation radiofréquence de par sa grande dynamique de résistivité pouvant atteindre 10^6 , et une résistivité très faible à l'état cristallin, permettant d'obtenir des commutateurs avec des résistances très faibles lorsque les dispositifs sont à l'état passant [21].

Dans ce chapitre, l'architecture typiques des commutateurs PCM est présentée. Sur la base de cette architecture, un premier dispositif épuré est introduit, permettant d'étudier la réponse à une excitation thermique d'un matériau PCM à base de GeTe. Ensuite, le développement, la fabrication et les performances d'un commutateur complet (avec système de chauffage intégré) sont présentés, puis des améliorations sont proposées pour fiabiliser ce commutateur afin d'envisager son intégration dans des dispositifs radiofréquence. L'étude sur les commutateurs PCM est réalisée dans la perspective d'associer ces derniers à des condensateurs ferroélectriques tels que ceux présentés précédemment dans le Chapitre II. L'objectif final est la réalisation de DTC (Digitally Tuned Capacitors), des condensateurs dotés d'une large accordabilité, tout en conservant le caractère continu (analogue) de celle-ci via l'utilisation des condensateurs ferroélectrique. Dans cette optique, la dernière partie de ce chapitre explore l'association de ces deux technologies.

IV.2. Architecture typique d'un commutateur à changement de phase activé électriquement

Dans cette section, l'architecture typique des commutateurs PCM est présentée. Les différents éléments la constituant sont identifiés, et leurs influences sur les performances du dispositif

sont introduits. Les matériaux classiquement utilisés dans la littérature sont identifiés et recoupés à ceux disponibles au sein de la plateforme de micro fabrication du laboratoire.

L'architecture typique globale d'un commutateur PCM à chauffage indirect [127] est représentée en Figure 104 dans un plan de coupe normal à l'orientation de l'élément chauffant. Pour rappel, l'activation dite « indirecte » consiste à exciter thermiquement le PCM par l'intermédiaire d'un élément chauffant, chauffant par effet joule, et isolé galvaniquement du PCM.

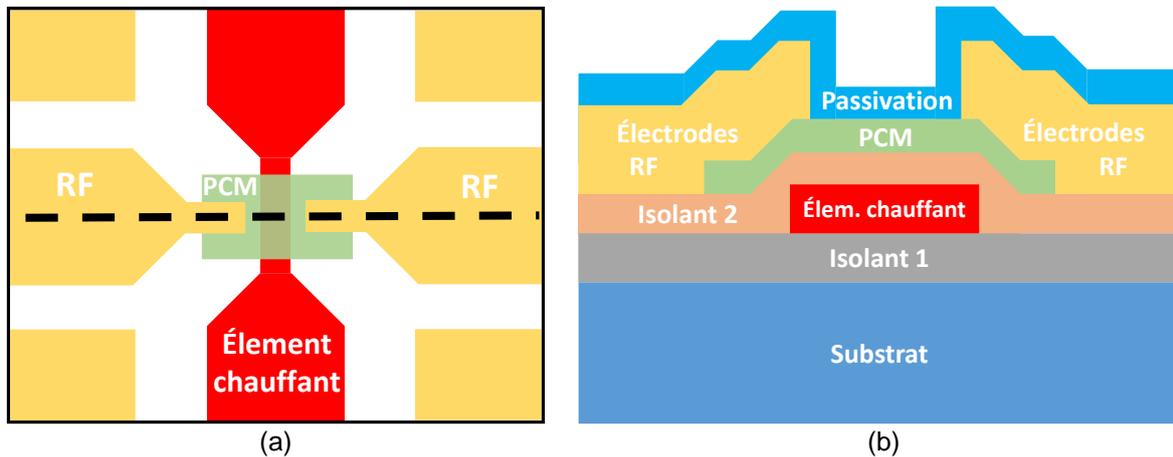


Figure 104 : Schéma de l'architecture d'un commutateur PCM typique représenté (a) vu de dessus et (b) dans un plan de coupe perpendiculaire à l'élément chauffant (le plan de coupe est représenté en pointillés sur la figure (a)).

Les différents constituants de ces commutateurs sont présentés dans ce paragraphe en suivant l'ordre chronologique de leur fabrication.

IV.2.1. Substrat et première couche d'isolation

Le premier élément de l'architecture d'un commutateur PCM est évidemment le substrat. Néanmoins, il est plus judicieux ici de discuter du couple substrat / isolant 1 (Figure 104). En effet, ces deux éléments doivent s'accorder de sorte à isoler correctement l'élément chauffant afin d'assurer que le flux de chaleur qu'il produit s'oriente majoritairement en direction du PCM. Un guidage efficace de la chaleur est nécessaire pour parvenir à exciter suffisamment le PCM tout en minimisant la puissance à appliquer sur l'élément chauffant. De cette manière, la consommation est réduite, et les contraintes en termes de tenue en puissance de l'élément chauffant sont assouplies. De toute évidence, comme la couche d'isolation 1 est en contact direct avec l'élément chauffant, cette dernière doit être composée de matériaux diélectriques. En fonction des propriétés thermiques du substrat, la couche d'isolant 1 n'est donc pas forcément nécessaire. Cependant, dans un contexte d'adaptabilité de la technologie avec les standards existants (par exemple la technologie CMOS), cette première couche d'isolant sera souvent présente. L'équation différentielle de diffusion de la chaleur [128], présentée ci-dessous, permet d'identifier les caractéristiques des matériaux permettant de contrôler le flux de chaleur.

$$\frac{\partial T}{\partial t} - \frac{\lambda}{\rho C_p} \nabla^2 T = \frac{S}{\rho C_p} \quad (58)$$

Avec T la température (K), λ la conductivité thermique ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$), ρ la densité volumique du matériau considéré (kg.m^{-3}), C_p sa température spécifique ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$), et S un terme source correspondant à une génération de chaleur (W.m^{-3}). Dans cette équation, la propagation de la chaleur dans l'espace est représentée par le terme $-\nabla^2 T$ qui est pondéré par le facteur $\lambda/\rho C_p$ communément appelé le coefficient de diffusion thermique. Lorsque ce coefficient est suffisamment faible, le membre de gauche de (58) tend vers $\partial T/\partial t$ ce qui signifie physiquement que la chaleur produite par la source, ne se propage pas et se traduit par une augmentation locale (au point considéré) de la température au cours du temps. A l'inverse, si le coefficient de diffusion thermique est important, alors la chaleur se propage spatialement, limitant ainsi l'augmentation locale de la température au cours du temps.

Pour que la couche d'isolant 1 isole efficacement l'élément chauffant du substrat, il faut donc choisir pour sa fabrication un matériau permettant de diminuer le coefficient de diffusion thermique, autrement dit un matériau caractérisé par une faible conductivité thermique λ , et un fort produit densité volumique ρ par température spécifique C_p . Néanmoins, une isolation trop importante pourrait être à l'origine d'une élévation en température trop importante de l'élément chauffant, entraînant sa destruction. Pour éviter ce phénomène, il peut être intéressant qu'une partie du flux de chaleur soit dégagée partiellement par l'isolant 1. De plus, ce dégagement de chaleur que peut offrir la couche d'isolant 1 est intéressant pour le processus d'amorphisation du PCM : ce dernier doit, une fois sa température de fusion atteinte, être refroidi très rapidement. En ce sens, le choix de l'épaisseur et du matériau constituant la couche d'isolant 1 joue un rôle important dans la détermination de la réponse thermique du dispositif. Pour pondérer l'efficacité de la couche d'isolation 1, il est possible de jouer sur son épaisseur. Typiquement, une diminution de l'épaisseur de la couche permet une diminution du parcours de la chaleur (qui peut être dégagée plus rapidement par un substrat conducteur) et une diminution de la quantité de chaleur absorbée par l'isolant (la capacité thermique étant donnée par le produit de la température spécifique par la densité volumique du matériau : $c_v = C_p \cdot \rho$).

Les matériaux les plus utilisés dans la littérature sont le dioxyde de silicium SiO_2 [25], [63], [129] et le nitrure d'aluminium AlN [127], [130] dont les caractéristiques extraites de [131] sont répertoriées dans le Tableau 12.

Tableau 12 : Caractéristiques du dioxyde de silicium et du nitrure d'aluminium

	σ (S.m^{-1})	λ ($\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	C_p ($\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$)	ρ (kg.m^{-3})	$T_{\text{Fusion}}^{\circ}$ (K)	$D = \lambda/(\rho C_p)$ ($\text{m}^2.\text{s}^{-1}$)
SiO_2	10^{-15}	1,5	730	$2,65.10^3$		$7,75.10^{-7}$
AlN	10^{-11}	177	820	$3,33.10^3$	2780	$6,48.10^{-5}$

Ces deux matériaux pouvant être utilisés pour la même couche d'isolant 1 présentent pourtant des conductivités thermiques très différentes. Le SiO_2 , de par sa faible conductivité thermique, sera utilisé comme interface entre l'élément chauffant et un substrat fortement conducteur de sorte à limiter le flux de chaleur en direction de celui-ci. A l'inverse, l' AlN qui est doté d'une forte conductivité thermique, sera utilisé comme un dissipateur de chaleur sur des substrats de faibles conductivité thermiques, permettant notamment de diminuer la constante de temps thermique dans le cadre du processus d'amorphisation.

IV.2.2. Élément chauffant

L'élément chauffant, disposé sous le PCM et isolé de ce dernier par l'isolant 2, consiste en un ruban métallique permettant d'exciter thermiquement le PCM par effet Joule. Le matériau constituant l'élément chauffant, et notamment sa conductivité électrique et sa résistance à la chaleur, sont des éléments cruciaux de la conception. Pour une puissance donnée, plus la conductivité du matériau est élevée plus un courant important sera nécessaire, ce qui implique que les matériaux de trop haute conductivité électrique soient à éviter. En outre, le matériau constituant l'élément chauffant doit être capable de supporter des températures élevées sans dégradation ; les matériaux réfractaires, dotés de températures de fusions élevées sont recherchés pour cet élément. Pour ces raisons, les très bons conducteurs tels que l'or, l'argent ou le cuivre, qui présentent de plus des températures de fusions n'excédant pas les 1100 °C, sont à éviter. En recoupant les matériaux utilisés dans la littérature et ceux disponible au sein de la salle blanche du laboratoire, l'élément chauffant pourra être constitué soit de Molybdène [25], [23] soit de Tungstène [63], [79], [129], qui est le matériau le plus couramment utilisé. Les caractéristiques de ces matériaux, issues de [131] sont reportées dans le Tableau 13, ainsi que leurs coefficients de diffusion thermique D calculés à partir de ces caractéristiques.

Tableau 13 : Caractéristiques du Tungstène et du Molybdène

	σ (S.m ⁻¹)	λ (W.m ⁻¹ .K ⁻¹)	C_p (J.kg ⁻¹ .K ⁻¹)	ρ (kg.m ⁻³)	T°_{Fusion} (K)	$D = \lambda/(\rho C_p)$ (m ² .s ⁻¹)
W	1,67.10 ⁷	175	141	19,35.10 ³	3693	6,4.10 ⁻⁵
Mo	1,67.10 ⁷	147	275	10,3.10 ³	2895	5,2.10 ⁻⁵

D'après le Tableau 13, les conductivités électriques de ces deux matériaux sont similaires, mais leurs coefficients de diffusion thermique diffèrent quelque peu. Celui du Tungstène est environ 23% plus important que celui du Molybdène. Or, si le coefficient de diffusion thermique de la couche d'isolant 1 doit être faible (estimé à 7,75.10⁻⁷ m².s⁻¹ pour le SiO₂), c'est l'inverse qui est souhaité pour l'élément chauffant. En effet, en diffusant mieux la chaleur qu'il produit par effet Joule, ce dernier est plus efficace, et moins sensible à une élévation de température potentiellement délétère. En outre, de ce point de vue, le Tungstène possède également une température de fusion bien supérieure à celle du Molybdène.

Parallèlement au matériau utilisé, les dimensions de l'élément chauffant sont elles aussi un point clé permettant d'optimiser l'excitation thermique du PCM. En particulier, la section et la longueur du ruban métallique permettent de contrôler sa résistance électrique, comme le montre l'équation (59) [132].

$$R_H = \frac{\rho L}{S} \quad (59)$$

Avec R_H la résistance de l'élément chauffant, ρ la résistivité du matériau utilisé pour sa fabrication, L sa longueur et S sa section.

Or, pour une tension donnée appliquée aux bornes de l'élément chauffant, la puissance qu'il dissipe par effet Joule est donnée par l'équation (60).

$$P = \frac{U^2}{R_H} = R_H \cdot I^2 \quad (60)$$

Avec P la puissance dissipée par effet Joule, U la différence de potentiel aux bornes de l'élément chauffant, et I le courant qui le traverse.

D'après cette équation, et pour une tension U donnée, la puissance dissipée par l'élément chauffant augmente lorsque sa résistance R_H diminue. Il y a donc un intérêt à minimiser la résistance de l'élément chauffant, ce qui peut être réalisé d'après l'équation (59) en diminuant sa longueur. En outre, il est pertinent de considérer la puissance dissipée par l'élément chauffant en terme de densité surfacique, ou volumique de puissance. En effet, pour limiter la consommation, il est plus intéressant de concentrer la puissance dissipée au plus près du PCM ; en pratique, cela se traduit par une longueur de l'élément chauffant approximativement égale à la largeur du PCM (ces deux éléments étant perpendiculaires). Cependant en pratique, et de par la structure des commutateurs PCM, la longueur de l'élément chauffant est souvent bien plus grande afin de permettre un éloignement approprié des électrodes, bien plus imposantes que le filament chauffant. Si l'on cherche donc à minimiser la longueur de l'élément chauffant, celle-ci est généralement contrainte et imposée par la topologie du dispositif.

D'après l'équation (59), la résistance de l'élément chauffant peut également être contrôlée via sa section, définie par le produit de sa largeur W par sa hauteur h . La hauteur h de l'élément chauffant est relativement contrainte, et ce pour deux raisons : d'une part, une épaisseur trop importante pourrait être la source de problèmes de discontinuités des couches supérieures si ces dernières sont d'une épaisseur moindre, et d'autre part à cause de la méthode de dépôt. Le dépôt étant réalisé en pleine plaque, une épaisseur importante nécessiterait des dépôts longs et beaucoup plus onéreux. L'épaisseur h doit donc être relativement faible, et la section de l'élément chauffant sera plus aisément contrôlée par sa largeur W . La largeur de l'élément chauffant conditionne un certain nombre de caractéristiques du commutateur, telles que son isolation (lorsque ce dernier est bloqué), la tension de contrôle de l'élément chauffant ou encore le niveau de puissance requis pour cristalliser ou amorphiser le PCM [79]. Il ressort de [79] que la largeur de l'élément chauffant est souhaitée la plus fine possible, permettant notamment de diminuer la puissance nécessaire à la cristallisation ou à l'amorphisation tout en limitant la dégradation de l'isolation qu'il peut introduire lorsque le commutateur est dans l'état bloqué.

IV.2.3. Deuxième couche d'isolation

La seconde couche d'isolation, séparant l'élément chauffant du PCM, doit assurer entre ces deux éléments à la fois une isolation galvanique et une bonne transmission de la chaleur. Cette couche d'isolation doit donc présenter une conductivité électrique faible, une conductivité thermique élevée et une température spécifique faible (pour limiter le stockage de la chaleur). Dans les matériaux solides, la propagation de la chaleur est assurée par les collisions/interactions entre les porteurs, les atomes et les molécules. Dans les matériaux diélectriques, possédant très peu de porteurs libres, il n'y a donc pas de propagation de chaleur par les porteurs libres, qui constituent pourtant le mécanisme de transfert le plus efficace [133]. Dans une grande majorité des cas, les matériaux diélectriques sont donc de mauvais conducteurs thermiques, et le choix de cette seconde couche constitue un compromis difficile. D'un point de vue fonctionnel, l'aspect le plus important reste l'isolation galvanique, permettant d'isoler le circuit de commande (élément chauffant) de celui de puissance (électrodes RF + PCM), et c'est ce paramètre qui guidera le choix du matériau utilisé pour constituer l'interface entre l'élément chauffant et le PCM. Dans la littérature, les matériaux les plus fréquemment utilisés sont le nitrure de silicium Si_3N_4 [63], [25], [129] et le nitrure

d'aluminium AlN [79], [134], dont les caractéristiques, issus de [131] sont répertoriées dans le Tableau 14.

Tableau 14 : Caractéristiques de l'AlN et du Si₃N₄

	σ (S.m ⁻¹)	λ (W.m ⁻¹ .K ⁻¹)	C_p (J.kg ⁻¹ .K ⁻¹)	ρ (kg.m ⁻³)	T°_{Fusion} (K)	$D = \lambda / (\rho C_p)$ (m ² .s ⁻¹)
AlN	10 ⁻¹³	177	820	3,33.10 ³	2780	6,5.10 ⁻⁵
Si ₃ N ₄	10 ⁻¹³	43	730	3,25.10 ³	2769	1,8.10 ⁻⁵

Avec un coefficient de diffusion thermique 3,6 fois plus important que celui du Si₃N₄, il apparaît clairement que l'AlN est un meilleur conducteur thermique. En considérant de plus le fait que ces deux matériaux possèdent des conductivités électriques égales, l'AlN se distingue nettement du Si₃N₄.

Pour autant, et bien que les deux matériaux soient disponibles en salle blanche du laboratoire, le Si₃N₄ se distingue par la méthode par laquelle il est déposé. Tandis que l'AlN est déposé par pulvérisation cathodique, pour le Si₃N₄ est utilisé un dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD – Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition) Cette seconde méthode de dépôt offre d'une part une grande précision quant à l'épaisseur déposée, et d'autre une bonne homogénéité du dépôt, qui épouse notablement bien la surface sur laquelle il est réalisé [135]. Or, la qualité du dépôt de la couche d'isolant 2 est primordiale pour maximiser la surface en contact de part et d'autre de la couche, et ainsi assurer une bonne conduction thermique entre l'élément chauffant et le PCM.

Enfin, l'épaisseur de la couche isolante 2 impacte à la fois les performances RF et la réponse thermique du commutateur. Si une épaisseur importante est souhaitable pour diminuer le couplage entre la ligne RF et l'élément chauffant, elle entraîne une augmentation de la constante de temps thermique, mais également de la puissance nécessaire à la transformation d'état du PCM [134]. Ainsi, dans la littérature, l'épaisseur de la couche d'isolant 2 est généralement assez faible, de l'ordre de 50 nm [25], [63], [129].

IV.2.4. Matériau à changement de phase et électrodes RF

Le matériau PCM est intégré entre les électrodes RF, et a pour but d'établir ou de couper le contact entre ces dernières (état bloqué ou passant du commutateur). Du fait de ses performances, et notamment de son fort contraste de conductivité électrique entre les états amorphe et cristallin, de son caractère bistable, et de son temps de commutation relativement court, le GeTe s'est largement imposé comme le matériau à changement de phase typique des commutateurs PCM dans le domaine des hyperfréquences [136]. Outre les caractéristiques intrinsèques du matériau utilisé, les dimensions du motif de GeTe intégré sur la ligne RF influencent fortement les performances du commutateur. Le PCM étant chargé d'établir le contact entre les électrodes RF, ses dimensions sont directement reliées à ces dernières ; typiquement, les dimensions du motif de PCM sont proches mais supérieures à celles de l'espacement entre les électrodes RF afin d'assurer une bonne connexion entre le PCM et ces dernières.

Du point de vue des performances RF, tout est affaire de compromis entre la qualité de l'isolation, lorsque le commutateur est bloqué, et la qualité de la transmission, lorsque ce même commutateur est passant. Par exemple, tandis qu'une section du motif de GeTe (produit largeur \times épaisseur) diminue la résistance à l'état passant, elle entraîne également une

augmentation de la capacité du commutateur à l'état bloqué (surface en vis-à-vis des électrodes plus importante, permittivité du GeTe supérieure à celle de l'air). A l'inverse, augmenter la longueur du GeTe (et donc l'espacement entre les électrodes RF) augmente la résistance à l'état passant, mais diminue la capacité à l'état bloqué [79].

Outre les performances RF, les dimensions du motif de PCM et des électrodes RF régissent également la réponse thermique du commutateur. En effet, plus le volume du PCM est important, plus la constante de temps thermique du PCM, et par extension du dispositif sera importante. Or, la constante de temps thermique est un paramètre crucial pour l'étape d'amorphisation du PCM à partir de sa phase cristalline. Celle-ci doit être chauffée au-delà de la température de fusion du matériau et refroidi rapidement afin de tremper thermiquement le matériau pour le figer dans une phase désordonnée, amorphe. D'après les caractéristiques thermiques du GeTe fournies dans [63], son coefficient de diffusion thermique est d'environ $7,1 \cdot 10^{-7}$, soit sensiblement égal à celui du SiO_2 présenté précédemment, et qui est utilisé comme couche d'isolation thermique. Le GeTe n'est donc pas intrinsèquement favorable à l'obtention d'une constante de temps thermique faible, et son volume ne doit donc pas être trop important. De plus, si le volume utile de PCM augmente (le volume qui doit être cristallisé et amorphisé), la quantité d'énergie nécessaire à l'activation de la totalité de ce dernier augmente proportionnellement. Néanmoins, les électrodes RF, de par leur forte conductivité thermique, influencent fortement les Puissances Minimales nécessaires à la Cristallisation (MPC) et à l'Amorphisation (MPA). Typiquement, lorsque l'espacement entre les électrodes RF augmente, ces dernières se voient éloignées de l'élément chauffant, et dissipent alors moins d'énergie. Ce phénomène, illustré dans [79], engendre notamment des variations de la MPA relativement importantes.

IV.2.5. Couche de passivation

La couche supérieure d'un commutateur PCM est la couche de passivation, dont le rôle est double : tout d'abord encapsuler le composant, à minima autour de la zone active (PCM et alentours du gap RF), permettant à la fois une meilleure tenue mécanique du commutateur et une isolation du PCM à l'air pour éviter son oxydation lors de son chauffage local à des températures importantes. Ensuite, la couche de passivation permet au besoin un degré de contrôle supplémentaire de la réponse thermique du composant en fonction du matériau utilisé et de ses caractéristiques thermiques.

IV.3. Procédé de fabrication de commutateurs PCM

Dans cette sous-section, le procédé de fabrication de l'architecture finale de commutateurs PCM réalisée au cours de ces travaux est présentée. L'architecture que nous proposons intègre une légère variation par rapport aux architectures classiques présentées dans la littérature : l'élément chauffant est intégré directement au sein même de la couche d'isolant 1. Cette intégration présente deux avantages : une meilleure isolation de l'élément chauffant permettant de maximiser le flux de chaleur en direction du GeTe, et une meilleure planéité permettant d'éviter l'apparition de fissures dans les couches, plus minces, déposées au-dessus de l'élément chauffant. Les performances des dispositifs fabriqués seront présentées plus loin dans ce chapitre.

La fabrication est réalisée sur la base d'un substrat de silicium préalablement recouvert d'une couche de SiO_2 de 800 nm d'épaisseur, permettant l'isolation entre l'élément chauffant et le silicium (isolant 1). Cette couche de SiO_2 relativement épaisse permet une isolation thermique très importante entre l'élément chauffant et le substrat. La première étape de fabrication

consiste à graver le SiO_2 aux dimensions de l'élément chauffant afin d'y intégrer ce dernier. Ce faisant, l'isolation de l'élément chauffant est maximisée, et la planéité de la structure est conservée. Pour ce faire, une étape de photolithographie (Figure 105 (a)) est réalisée, permettant de définir le motif de l'élément chauffant (en négatif), puis une gravure sèche RIE (Reactive Ion Etching) est effectuée (Figure 105 (b)) sur une épaisseur de 130 nm (à 50W sous 20 SCCM de SF_6), correspondant à l'épaisseur de l'élément chauffant.

Une fois la gravure du SiO_2 réalisée, la résine est retirée du substrat pour laisser place au Tungstène, constituant l'élément chauffant, déposé à une épaisseur de 130 nm sur toute la surface de l'échantillon par pulvérisation cathodique (Figure 105 (c)) (à 50 W et 800°C sous 40 SCCM d'Ar). Le Tungstène est ensuite masqué (Figure 105 (d)) puis gravé en RIE (à 50W sous 20 SCCM de SF_6) (Figure 105 (e)) de sorte à ce qu'il ne reste plus que dans les régions préalablement décaissées du SiO_2 .

L'étape suivante est le dépôt de la couche d'isolant 2, constitué de Si_3N_4 déposé en pleine plaque à une épaisseur de 67 nm par PECVD (Figure 105 (f)). La technique de PECVD permet une épaisseur de dépôt précise, une bonne homogénéité et un bon contact de la couche déposée avec l'élément chauffant, permettant ainsi d'assurer un bon transfert thermique entre ce dernier et le GeTe qui sera déposé au-dessus du Si_3N_4 .

Le matériau à changement de phase, le GeTe, est ensuite également déposé en pleine plaque par pulvérisation cathodique magnétron (Figure 105 (g)) (à 20 W et 200°C sous une pression de $5 \cdot 10^{-3}$ mTorr et un flux de 60 SCCM d'Ar). Le motif de GeTe, qui doit se trouver entre les électrodes RF, est ensuite défini par photolithographie (Figure 105 (h)) et gravure RIE (Figure 105 (i)) (à 50W sous 20 SCCM de SF_6).

Enfin, les électrodes métalliques constituées d'une couche d'accroche de 20 nm de Titane et de 600 nm d'Or sont déposées par évaporation à faisceau d'électrons (à température ambiante, sous une pression de $5 \cdot 10^{-6}$ mTorr) (Figure 105 (k)) au travers d'une couche de résine obtenue par photolithographie (Figure 105 (j)) puis défini par lift-off (retrait de la résine et du métal déposé par-dessus, Figure 105 (l)).

Finalement une couche de passivation en alumine (Al_2O_3) est déposée par pulvérisation cathodique magnétron (Figure 105 (n)) au travers d'un masque en résine photosensible (Figure 105 (m)) structurée par la méthode de lift-off (Figure 105 (o)), de sorte à obtenir un motif couvrant le centre du dispositif, en laissant à nu les électrodes DC et RF.

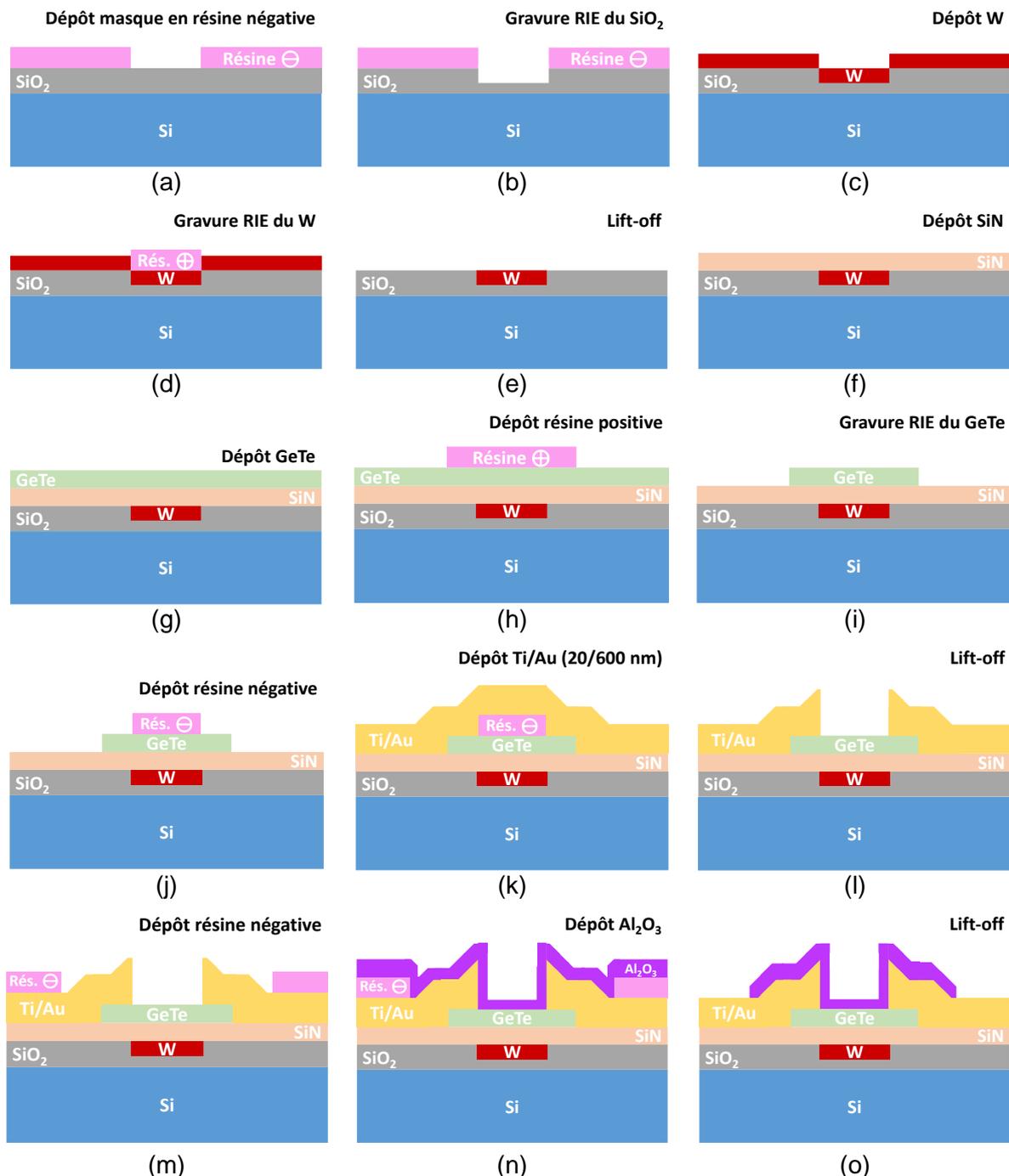


Figure 105 : Représentation schématique des étapes successives du procédé de fabrication d'un commutateur PCM

IV.4. Dispositif simplifié

Un dispositif simplifié de commutateur PCM ne possédant pas d'élément chauffant a été réalisé dans le but de quantifier les performances de ce type de dispositifs tout en s'affranchissant des problèmes éventuels liés à l'excitation thermique du PCM par l'élément chauffant. Le processus de fabrication est le même que celui présenté en section IV.3 à la différence près que le processus démarre à l'étape de dépôt du GeTe (Figure 105 (g), sans les étapes a-f) et le substrat est un substrat de saphir (0001). Ne disposant pas d'élément chauffant, le PCM du dispositif est cristallisé par chauffage direct sur plaque chauffante

pendant le processus de fabrication après le dépôt pleine plaque du GeTe. Le dispositif est porté progressivement à une température de 360 °C puis maintenu pendant 8 à 10 minutes avant l'arrêt du chauffage et le refroidissement libre du dispositif.

En premier lieu, les performances de GeTe obtenu par pulvérisation cathodique (à 50W et 200°C sous un flux de 60 SCCM d'Ar) sont étudiées. Pour cela, la résistance d'un échantillon de GeTe déposé amorphe en pleine plaque sur un substrat de saphir est mesurée par une mesure 2 pointes, lors d'une montée- descente en température, contrôlée par un module de chauffage Linkam, variant de 23°C à 250 °C avec une vitesse de 10°C/min (Figure 106).

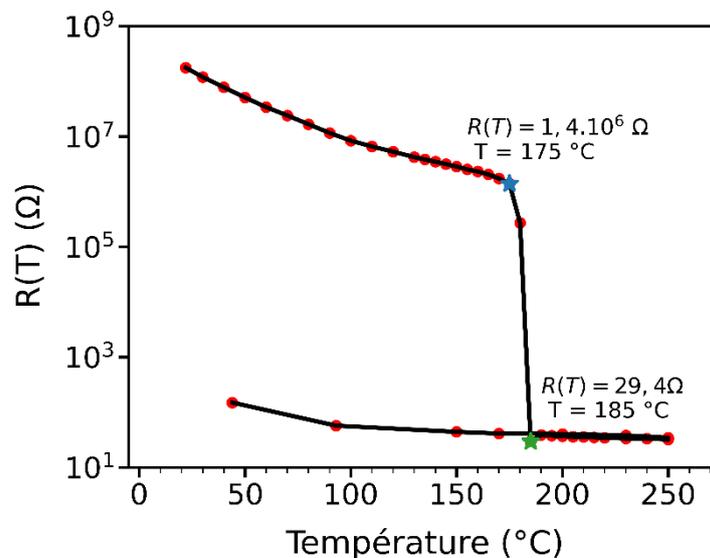


Figure 106 : Évolution de la résistance du GeTe en fonction de sa température obtenue en mesures 2 pointes du GeTe déposé pleine plaque sur un substrat de saphir et disposé sur un module de chauffage Linkam permettant de contrôler sa température

Le GeTe mesuré est caractérisé par un rapport de résistance de 10^5 entre son état amorphe et cristallin, et une température de cristallisation d'environ 185 °C. De plus, la transition entre les états amorphe et cristallin est abrupte, et la dynamique de 10^5 de la résistance est obtenue sur une plage de température relativement faible autour de 185 °C de seulement 10 °C. Ces performances observées correspondent tout à fait à l'état de l'art sur ce type de matériau [137], et sont conformes pour la réalisation de commutateurs PCM. Le dispositif simplifié de commutateur PCM est présenté en Figure 107.

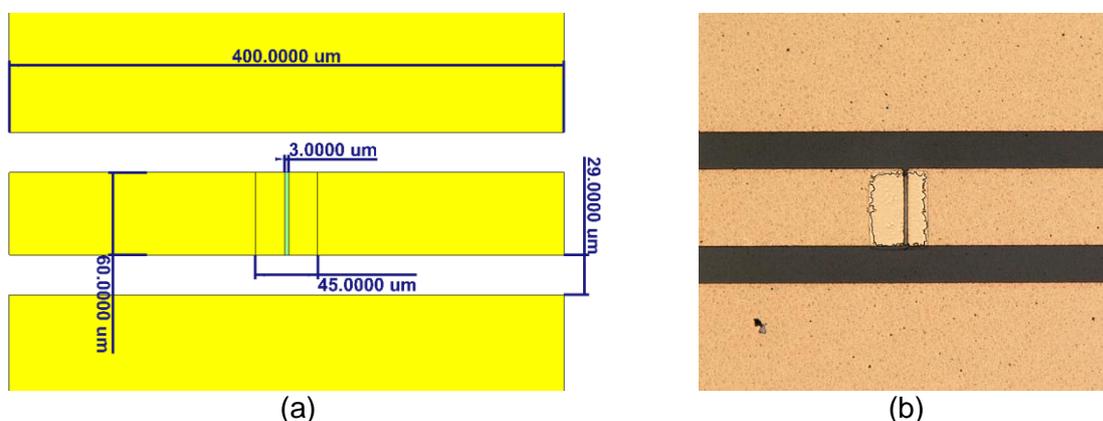


Figure 107 : Commutateur PCM sans élément chauffant. (a) Modèle 2D et (b) dispositif fabriqué

Ce dispositif étant fabriqué avec le GeTe en phase amorphe, ses paramètres S ont donc été mesurés avant et après cristallisation sur une plaque chauffante (chauffage à 350°C pendant 10 minutes). Les résultats de ces mesures sont présentés en Figure 108.

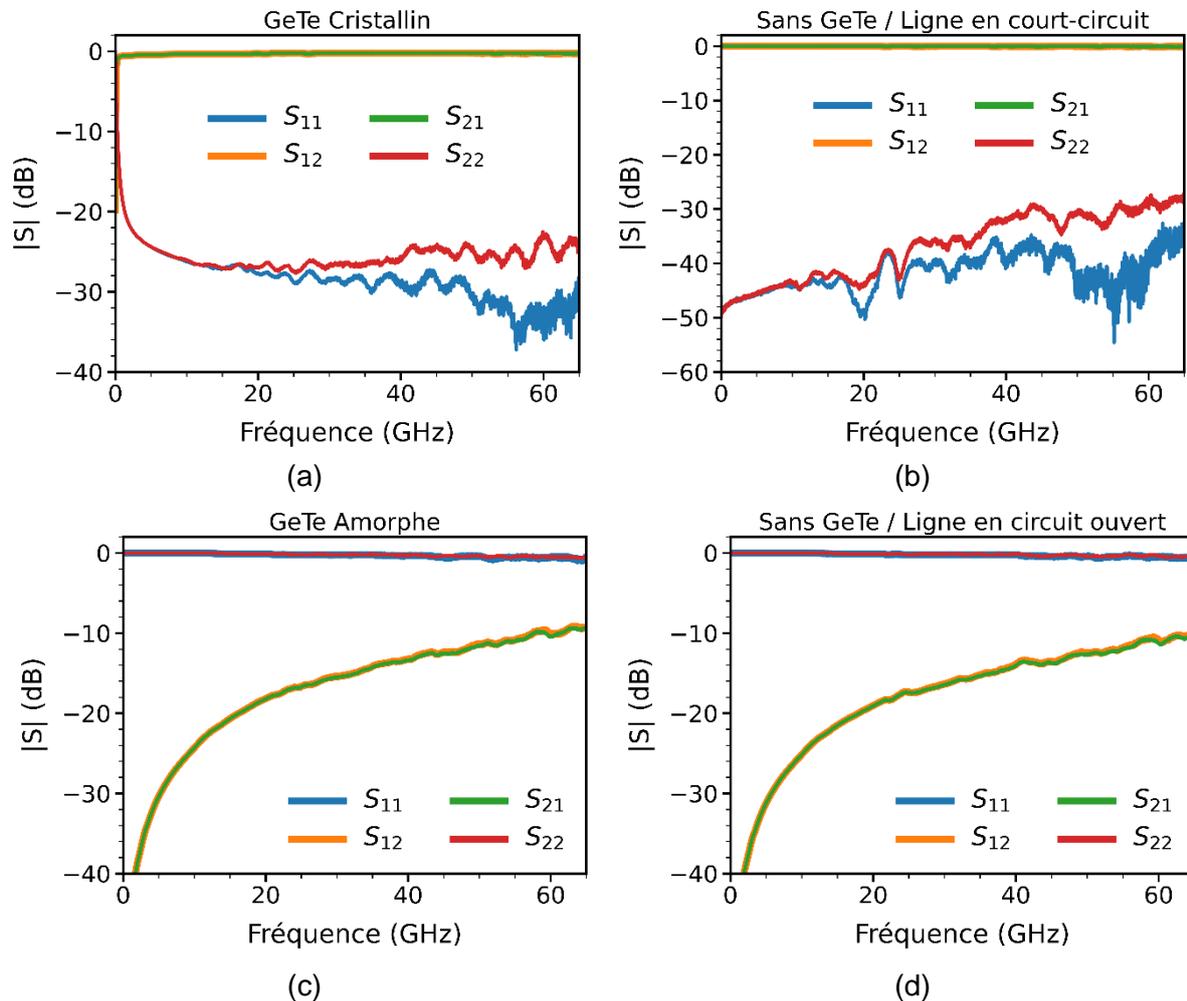


Figure 108 : Paramètres $|S|$ mesurés du commutateur PCM sans élément chauffant (a) avec GeTe cristallin, (b) sans GeTe et avec le gap entre les électrodes RF en court-circuit, (c) avec GeTe amorphe et (d) sans GeTe et avec le gap en circuit ouvert.

La comparaison des coefficients de transmissions obtenus pour le commutateur intégrant le GeTe cristallisé (-0.2 dB à 30 GHz, Figure 108 (a)) et le commutateur sans GeTe avec ligne en court-circuit (-0.1 dB à 30GHz, Figure 108(b)) permet de constater que l'intégration de GeTe cristallin engendre des pertes d'insertion relativement faibles, entraînant de très bonnes performances en terme de conduction. Lorsque le GeTe est amorphe, l'isolation du commutateur est inférieure à -10 dB sur la quasi-totalité de la bande de mesure, et elle est équivalente à l'isolation d'une ligne en circuit ouvert sans GeTe, ce qui une fois encore traduit le peu de pertes amenées par ce dernier. Des dispositifs dotés d'espacements différents entre les électrodes RF ont permis de constater que l'augmentation de cet espacement engendre une augmentation des pertes d'insertions et une augmentation de l'isolation. Les bonnes performances obtenues avec ce premier dispositif simplifié, au niveau de l'état de l'art [58], [26], [80], permettent de valider le procédé de fabrication de la partie RF du commutateur, et soulignent le potentiel de cette technologie. Dans la section suivante, un dispositif complet intégrant un élément chauffant est présenté, permettant d'étudier le comportement thermique du commutateur.

IV.5. Dispositif final complet

Les bonnes performances précédemment obtenues avec le dispositif sans élément chauffant permettent d'envisager la conception d'un dispositif complet (intégrant cette fois-ci un élément chauffant comme le présente la Figure 109). Dans un premier temps, le dispositif est conçu pour assurer à minima le processus de cristallisation. Pour atteindre cet objectif, les compromis structuraux sont volontairement orientés en faveur de l'activation thermique plutôt que des performances RF. La zone active de PCM (GeTe, carré bleu dans la Figure 109) est amoindrie de sorte à limiter l'énergie nécessaire à la cristallisation ; pour le même motif, les électrodes RF sont amincies afin de réduire la quantité de chaleur qu'elles dissipent. Enfin, à l'inverse du processus d'amorphisation qui requiert une trempe thermique rapide du PCM, la cristallisation n'impose pas de constante de temps thermique faible. De ce fait, la couche d'isolation (SiO_2) entre l'élément chauffant et le substrat est choisie très épaisse afin de maximiser le flux de chaleur en direction du PCM.

Pour assurer le bon déroulement du processus de cristallisation, des simulations thermiques d'un modèle 3D ont été réalisées, permettant d'optimiser les épaisseurs des différentes couches successives constituant le commutateur. Les dimensions telles que la largeur de l'élément chauffant et la longueur de l'espacement entre les électrodes RF sont plus difficiles à contrôler pendant le processus de fabrication, du fait de la précision du procédé de photolithographie employé. Pour ces raisons, la largeur minimale de l'élément chauffant (motif rouge sur la Figure 6) est fixée à $5\ \mu\text{m}$ tandis que l'espacement minimal entre les électrodes RF (motif jaune sur la Figure 109) est fixé à $3\ \mu\text{m}$. Néanmoins, un ensemble de dispositifs dotés d'espacements entre les électrodes RF ($3\ \mu\text{m}$, $3,5\ \mu\text{m}$ et $5\ \mu\text{m}$) et de largeur d'éléments chauffants ($5\ \mu\text{m}$, $9\ \mu\text{m}$ et $10\ \mu\text{m}$) différents ont été fabriqués et mesurés.

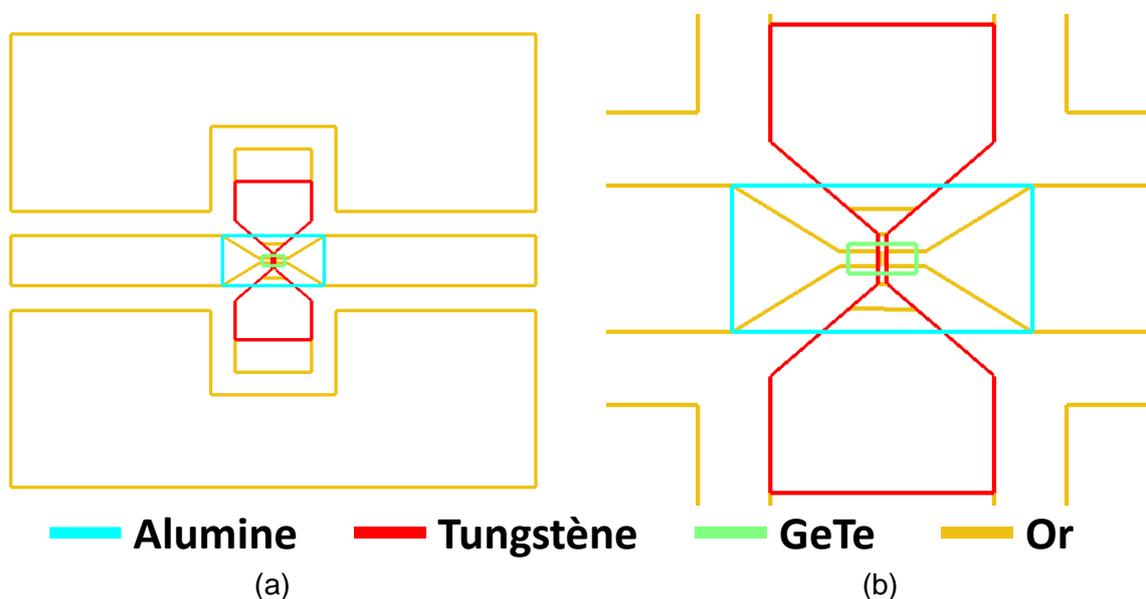


Figure 109 : Schéma du commutateur PCM intégrant un élément chauffant. (a) Vue de dessus globale et (b) vue de dessus zoomée sur le centre du dispositif.

IV.5.1. Simulations thermiques des commutateurs PCM

D'après [79], les MPA et MPC augmentent avec la diminution de l'espacement entre les électrodes RF du fait de la conductivité thermique élevée de l'or, qui dissipe alors plus de chaleur. Pour cette raison, les simulations thermiques ont été réalisées sous CST MWS pour la géométrie la plus contrainte, c'est-à-dire celle présentant l'espacement RF le plus faible ($3 \mu\text{m}$). Avant de simuler la propagation de la chaleur dans la structure du dispositif, il est nécessaire de déterminer la puissance dissipée par effet Joule, et donc la puissance thermique que doit fournir l'élément chauffant. Pour ce faire, une simulation utilisant un solveur en courant stationnaire est utilisée, permettant d'obtenir la densité surfacique de puissance dissipée par l'élément chauffant excité par un courant continu donné. La Figure 110 présente le modèle 3D de l'élément chauffant. Afin de réduire les durées de simulations, ces dernières se concentrent sur le comportement d'un commutateur au voisinage proche du matériau à changement de phase, ce qui explique que le modèle de l'élément chauffant (Figure 110) ne comporte que le filament et pas les électrodes. Toutefois, de l'or est ajouté aux extrémités du filament afin de pouvoir injecter plus fidèlement le courant continu d'excitation.

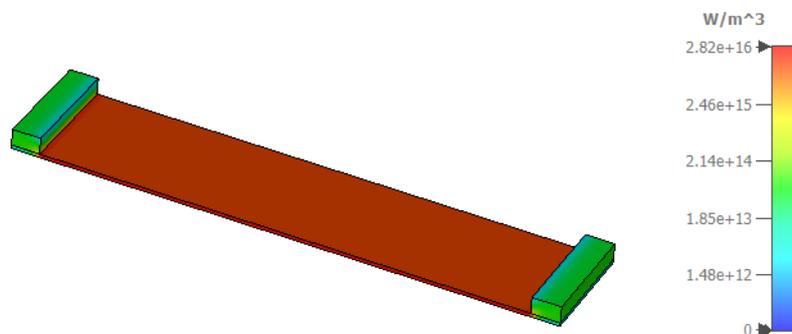


Figure 110 : Modèle 3D (CST) utilisé pour la simulation de la puissance dissipée par le filament de l'élément chauffant

La puissance minimale requise pour cristalliser (Minimum Power to Crystallize - MPC) le GeTe est estimée dans [63] à un quart de Watt environ pour un dispositif semblable à celui que nous souhaitons fabriquer. La résistance d'un élément chauffant de dimensions $19 \times 4 \times 0,13 \mu\text{m}^3$ est évaluée à 10Ω en utilisant l'équation (59) et la résistivité mesurée de la couche de tungstène déposée en pleine plaque par pulvérisation cathodique (Figure 111). À partir des valeurs de MPC requise et de résistance de l'élément chauffant, l'intensité du courant continu à injecter dans ce dernier est estimée via l'équation (60) à environ 158 mA. L'élément chauffant de dimensions $19 \times 4 \times 0,13 \mu\text{m}^3$ est donc simulé pour un courant continu de 150 mA. La puissance dissipée par effet Joule simulée est de 203 mW avec une densité de puissance uniforme d'environ $1,18 \cdot 10^{16} \text{ W} \cdot \text{m}^{-3}$ dans le volume du tungstène. La densité de puissance dissipée par effet Joule obtenue est ensuite utilisée en simulation thermique comme source de chaleur, pour une durée d'application de $1 \mu\text{s}$. Le modèle 3D utilisé (Figure 112) ne représente pas l'entièreté du dispositif, de sorte à diminuer les temps de simulations.

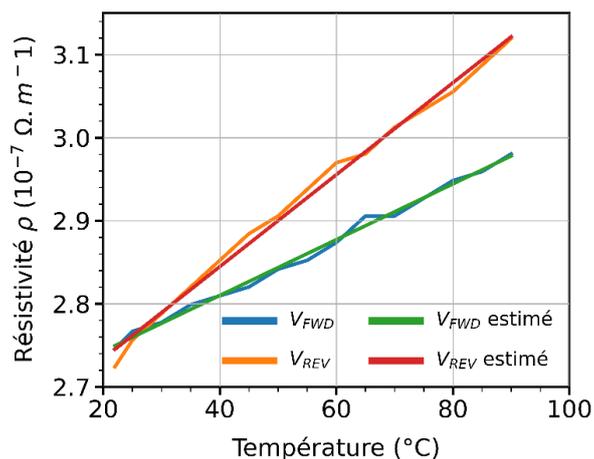


Figure 111 : Variation de la résistivité d'un dépôt de tungstène réalisé à 700°C par pulvérisation cathodique mesurée en fonction de la température. La température est contrôlée par un module Pelletier tout au long de la mesure. V_{FWD} et V_{REV} correspondent à des polarisation de même amplitude mais de sens opposés utilisées pendant la mesure.

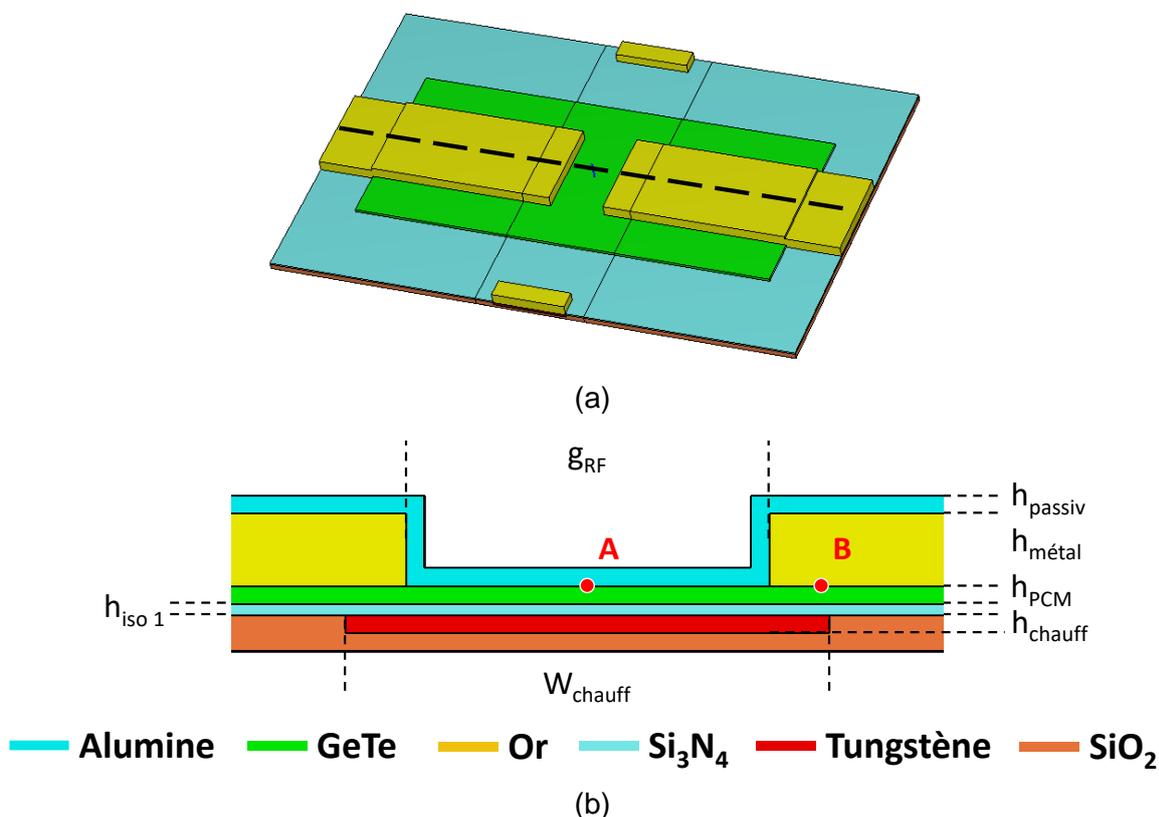


Figure 112 : Modèle électrique 3D (CST MWS) utilisé pour les simulations thermiques du dispositif complet de commutateur PCM. (a) Vue globale du dispositif sans la couche de passivation et (b) vue dans un plan de coupe tangent à la ligne RF (représenté en pointillés sur la figure (a)). Aux points A et B sera observée la température simulée suite à l'application de la puissance thermique dissipée par l'élément chauffant.

La simulation thermique porte sur l'étude de l'influence des épaisseurs des couches de l'élément chauffant, h_{chauff} , de la couche de PCM, h_{PCM} et de l'épaisseur de la couche isolante h_{iso1} , sur la réponse du dispositif, et doit permettre la détermination de leurs valeurs afin de permettre au PCM d'atteindre à minima sa température de cristallisation ($> 180^\circ C$), et de

minimiser le temps de réponse global du dispositif. Les épaisseurs h_{chauff} et h_{PCM} sont variées de 50 nm à 150 nm par pas de 50 nm, et l'épaisseur h_{iso1} est variée de 30 nm à 90 nm par pas de 30 nm. L'évolution temporelle simulée de la température aux points A et B (Figure 112) en réponse à un échelon de 200 mW d'une durée de 1 μs est présentée en Figure 113 pour les cas où les épaisseurs sont maximales (conduisant à un temps de réponse thermique maximal $\tau_{th_{max}}$) et minimales (conduisant à un temps de réponse minimal $\tau_{th_{min}}$). Ces deux cas extrêmes permettent de visualiser la plage de température dans laquelle il est possible d'ajuster la réponse du dispositif en variant les différentes épaisseurs dans les limites imposées. En considérant une température de cristallisation T_C du PCM de 180 °C (d'après celle du GeTe mesurée précédemment, Figure 106), soit 453,15 K, il apparait que quelles que soient les valeurs choisies pour les trois épaisseurs étudiées, la température de cristallisation est atteinte et dépassée aux deux points A et B pour l'excitation utilisée (1 μs à 200 mW).

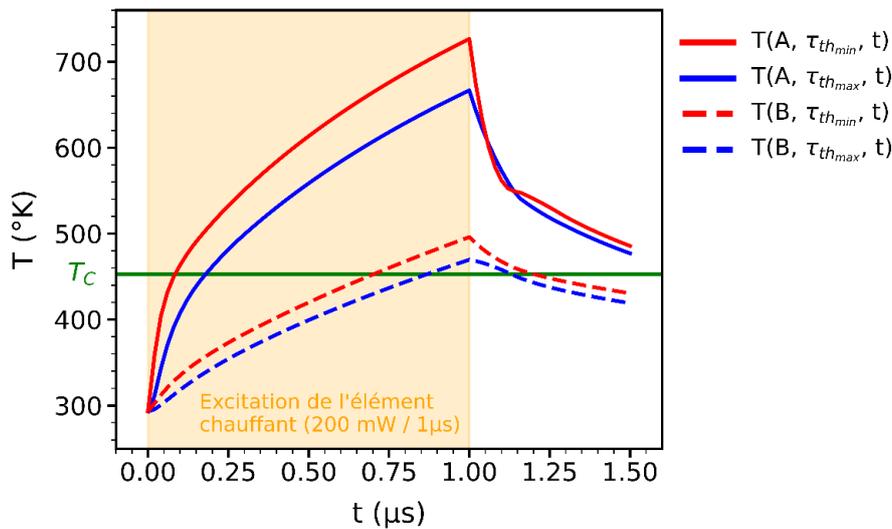


Figure 113 : Évolution de la température au centre du motif de PCM (point A - Figure 112 (b)) et sous les électrodes RF (point B - Figure 112 (b)).

Si l'élévation de température au centre du GeTe (point A) est largement suffisante, celle-ci est beaucoup plus limitée sous les électrodes RF (point B), dont la forte conductivité thermique dégage rapidement la chaleur et limite l'échauffement du GeTe. Bien que dans le cas le plus défavorable (pour lequel les épaisseurs h_{chauff} , h_{PCM} et h_{iso1} sont maximales) la température de cristallisation est atteinte, il est judicieux de considérer des épaisseurs plus faibles afin d'augmenter la marge de température et se prémunir ainsi des écarts entre simulations et mesures.

Les résultats de simulations obtenus indiquent donc que quelles que soient les épaisseurs choisies (dans les limites imposées), le dispositif est à même de cristalliser pour une excitation de 1 μs à 200 mW de puissance, et sur une surface suffisamment importante pour permettre la connexion des deux électrodes RF. De ce fait, aucune des trois épaisseurs étudiées n'est réellement critique, et chacune peuvent être fixée relativement librement dans les intervalles étudiés. Néanmoins, pour nous offrir une marge d'erreur un peu plus importante, les épaisseurs maximales sont évitées. L'épaisseur h_{chauff} de l'élément chauffant est fixée à 130 nm, soit relativement épaisse, afin de limiter le niveau de la tension d'excitation de l'élément chauffant. Pour l'épaisseur h_{iso1} d'isolation entre l'élément chauffant et le PCM, nous choisissons une valeur médiane dans la plage simulée afin d'équilibrer le compromis entre la constante de temps thermique et le niveau d'isolation du commutateur à l'état bloqué. Un

protocole éprouvé de dépôt par PECVD permet l'obtention d'une épaisseur de 67 nm, qui est donc celle arrêtée pour l'épaisseur h_{iso1} . Enfin, l'épaisseur du PCM est fixée à 100 nm, qui là encore, permet un compromis entre les performances RF et thermiques.

Bien que ce premier dispositif complet soit focalisé sur le processus de cristallisation pour lequel les épaisseurs des différentes couches sont moins critiques, il est important de noter que ces mêmes épaisseurs ont un effet plus important sur le refroidissement du dispositif. Après l'arrêt de l'excitation de l'élément chauffant, la vitesse de refroidissement au centre du GeTe est de $1,64 \cdot 10^9 \text{ K.s}^{-1}$ pour $\tau_{th_{min}}$ contre $9,3 \cdot 10^8 \text{ K.s}^{-1}$ pour $\tau_{th_{max}}$. Cette différence souligne l'importance de l'optimisation des épaisseurs pour la trempe thermique du PCM (lors de sa transformation de l'état cristallin vers l'état amorphe), qui doit être la plus rapide possible pour effectuer avec succès le processus d'amorphisation.

IV.5.2. Résultats de mesures

Les paramètres S des dispositifs fabriqués ont été mesurés avec un analyseur de réseau vectoriel (ZVA Rohde and Schwarz) relié à deux pointes Ground-Signal-Ground (ACP65-GSG-125) par câbles coaxiaux. Simultanément à la mesure des paramètres S, les éléments chauffants des dispositifs ont été excités à l'aide d'un générateur d'impulsions (Agilent 8114A 100V / 2A) relié aux électrodes des éléments chauffants via des pointes DC afin d'induire le processus de cristallisation (Figure 114). L'amplitude des impulsions, d'une durée de 1,2 μs à 2 μs est variée progressivement, de 20 mA par pas de 10 mA, et jusqu'à 160 mA sauf observation d'une commutation franche des dispositifs.

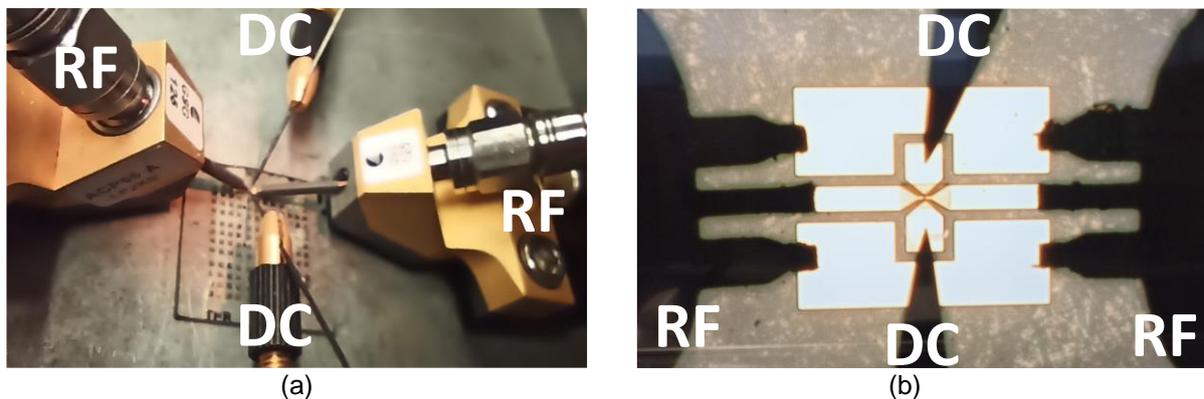


Figure 114 : Commutateurs PCM sous test. Les paramètres S sont mesurés à l'aide de pointes RF GSG tandis que les éléments chauffants sont excités via des pointes DC.

Si de faibles variations dans les paramètres S, telles que présentées en Figure 115 ont pu être constatées pour un nombre restreint de dispositifs, aucune commutation franche n'a pu être observée sur l'ensemble des commutateurs fabriqués.

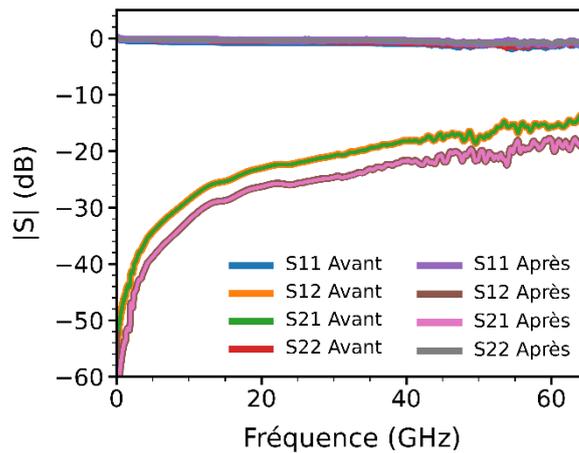


Figure 115 : Paramètres S mesurés d'un commutateur PCM avant et après excitation de son élément chauffant par deux impulsions consécutives de 145 mA/1 μ s et 150 mA/1,5 μ s.

Bien que les paramètres S réfutent que le processus de cristallisation ait pu se produire, visuellement sur certains dispositifs, le GeTe semble toutefois avoir subi certaines transformations. La Figure 116 présente des images réalisées par microscopie optique (Keyence VHX Digital Microscope / VH-Z100 UR) de certains dispositifs pour lesquels l'excitation de l'élément chauffant a engendré une modification visible entre les électrodes RF.

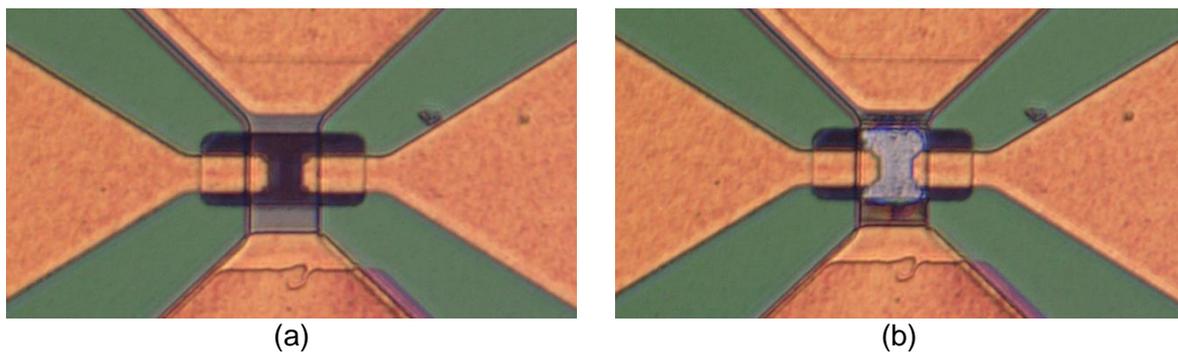


Figure 116 : Images par microscopie optique d'un dispositif fabriqué (a) avant et (b) après excitation de son élément chauffant par deux impulsions consécutives de 145 mA/1 μ s et 150 mA/1,5 μ s.

Afin d'identifier si les modifications visuelles correspondent à la cristallisation du GeTe, des images de différents dispositifs sont réalisées par Microscopie Électronique à Balayage (MEB) sur des sections en coupes transversales du dispositif, réalisés avec un FIB (Focused Ion Beam). La Figure 117 présente les vues en coupes dans le plan de l'élément chauffant (Plan 1, Figure 117 (a)) et dans le plan de la ligne RF (Plan 2, Figure 117 (a)) de différents dispositifs présentant des modifications visuelles après les tentatives de cristallisation, et dont les défauts permettent d'identifier clairement le phénomène induit lors de l'excitation de l'élément chauffant. Sur la Figure 117 (b) sont identifiés les différents matériaux constituant le commutateur tandis que leurs épaisseurs sont renseignées en Figure 117 (c) entre les électrodes RF, dans le Plan 1. Le Tungstène (W) est déposé à 120 nm contre 130 nm désiré, le Nitrure de Silicium (Si_3N_4) est à 71 nm contre 67 nm désiré, l'alumine (Al_2O_3) est mesurée à 90 nm contre 100 nm désirée, et enfin, au centre de l'espacement entre les électrodes RF, l'espacement entre le Nitrure de Silicium et l'Alumine, qui correspond théoriquement au GeTe, est d'environ 440 nm. L'épaisseur de GeTe déposée est théoriquement de 100 nm, soit bien inférieure à celle mesurée sur la Figure 117 (c). D'autres images MEB, comme celle de la

Figure 117 (b) ont permis une mesure de l'épaisseur de GeTe sous les électrodes RF comprises entre 70 et 90 nm. De fait, l'épaisseur de 440 nm mesurée sur la Figure 117 (c) présuppose un gonflement de la couche de passivation en Alumine. Ce gonflement est nettement visible sur la Figure 117 (d) puisqu'il conduit à une rupture de la couche de passivation, qui permet d'ailleurs d'observer le GeTe. Il apparait clairement que ce dernier ne couvre plus, au moment des mesures, l'espace entre les électrodes RF de manière uniforme, et semble s'être agglutiné sous forme de petits monticules déconnectés les uns des autres. De plus, sous les électrodes RF (Figure 117 (b) et (d)), il semble que le GeTe ne soit pas déposé de manière uniforme, avec des régions dans lesquelles ce dernier est totalement absent. Une vue en coupe dans le plan 1 d'une des électrodes RF est présentée en Figure 117 (e) et permet d'identifier que le dépôt de GeTe n'est pas uniforme sous les électrodes RF. D'autres vues similaires à différentes longueurs entre les électrodes RF ont permis de constater que le GeTe est invariablement présent au centre de l'espace entre les électrodes, mais en est absent à ses bords.

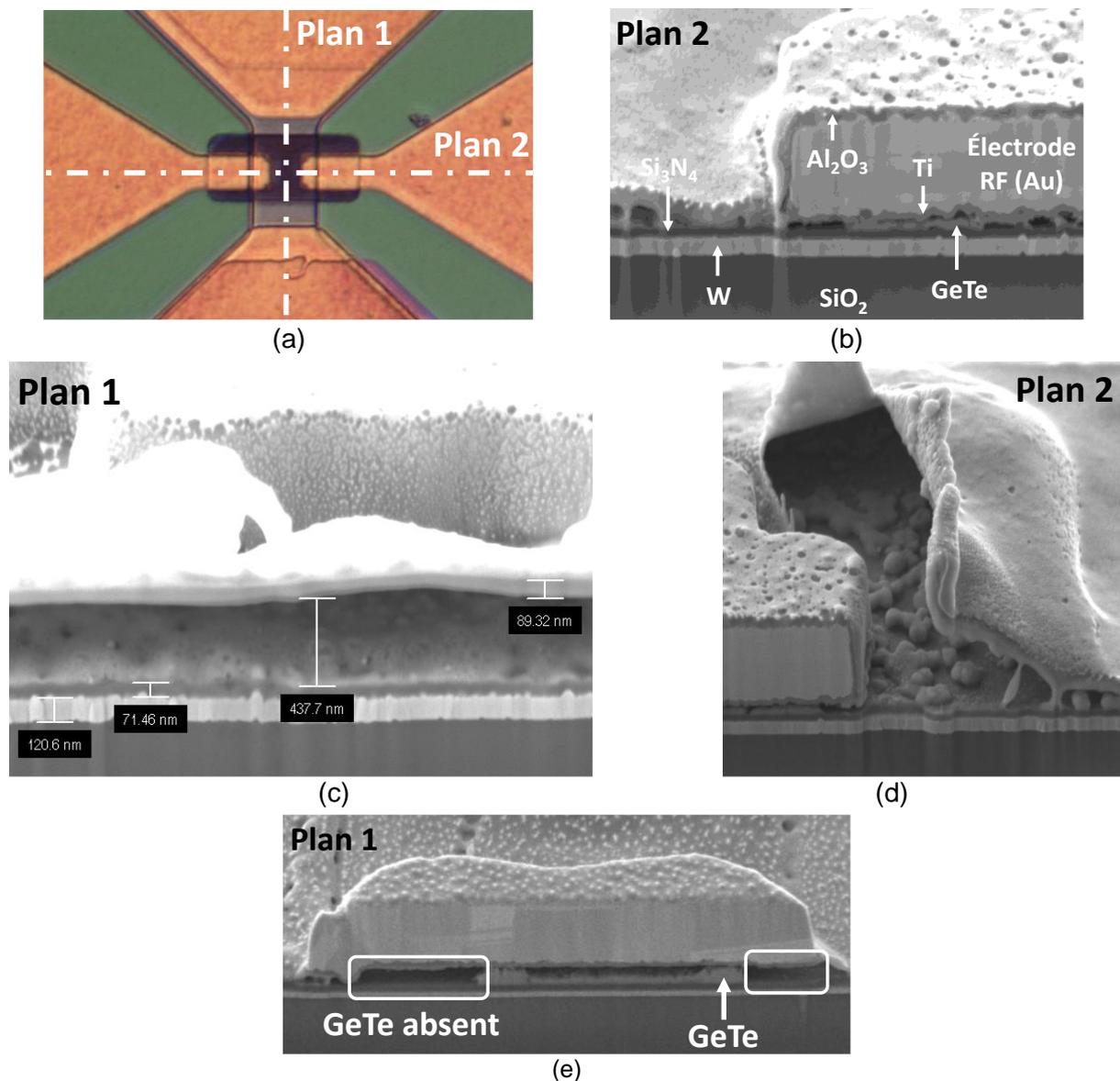


Figure 117 : Images MEB/FIB de dispositifs PCM sur lesquels a été constatée une transformation dans la zone active après excitation thermique via l'élément chauffant.

Les défauts constatés permettent d'expliquer l'absence de commutation lors des mesures. Tout d'abord, l'état des dépôts de GeTe ne permet pas de connecter les électrodes RF entre elles : entre les électrodes RF existent des régions où le GeTe est absent, de même que sous ces électrodes, ce qui limite la surface en contact de ces deux éléments. Les changements visuels observés optiquement (Figure 116) peuvent être attribués au phénomène de gonflement de la couche d'Alumine qui se déforme lors de l'excitation de l'élément chauffant, modifiant l'aspect visuel du composant dans la zone active.

Si les défauts observés permettent d'expliquer le dysfonctionnement des commutateurs, leurs origines sont difficiles à déterminer. Néanmoins, d'après la Figure 117 (e), nous pouvons presque affirmer avec certitude que le GeTe est à un instant donné bien présent, tel que nous le souhaitions. Si au moment du dépôt des électrodes RF, du GeTe avait été manquant, ces dernières se seraient déposées directement sur la couche de Nitrure de Silicium. Or, nous constatons clairement que le métal des électrodes RF a été déposé sur une couche initialement présente et qui, par la suite et malgré nous, est partiellement retirée.

A ce jour, l'hypothèse la plus convaincante est associée au protocole de fabrication ; après que le métal des électrodes RF ait été déposé au travers d'un masque en résine, les échantillons sont placés dans un bain de solvant afin de procéder au lift-off, c'est-à-dire au retrait de la résine, qui emporte avec elle le métal déposé à sa surface et définit ainsi les motifs voulus. Classiquement, le solvant utilisé pour le lift-off est l'acétone, qui d'après notre expérience ne dégrade pas le GeTe. Cependant, l'utilisation d'acétone au cours de la fabrication des dispositifs présentés ici n'a pas permis de réaliser correctement le lift-off, ce qui nous a contraint à utiliser un solvant plus puissant qu'est le Diméthylsulfoxyde (DMSO). Il est fort probable que ce solvant soit délétère pour le GeTe, et le dissolve partiellement. La répartition du GeTe observée renforce cette hypothèse : entre les électrodes RF, lors du lift-off, la surface de GeTe en contact avec le DMSO est maximale puisque le matériau à changement de phase est à nu. Il en résulte que ce dernier est fortement attaqué par le DMSO entre les électrodes, ce qui expliquerait sa très faible présence à cet endroit. À l'inverse, sous les électrodes RF, seules les parties latérales du GeTe sont en contact avec le DMSO. Le GeTe est donc attaqué plus lentement, et de l'extérieur des électrodes vers l'intérieur, ce qui correspond parfaitement aux observations réalisées. Tout au long des électrodes RF, le GeTe est invariablement présent à leurs centres, et disparaît sur leurs flancs. Cette hypothèse sera vérifiée très prochainement par l'observation MEB d'échantillons de GeTe exposés et non exposés au DMSO.

Si lors de la rédaction de ce manuscrit les commutateurs PCM ne sont pas fonctionnels, il est fort probable que le problème vienne de l'utilisation du DMSO. De futures expérimentations permettront prochainement de conclure si ce solvant dissout effectivement le GeTe, auquel cas son utilisation sera exclue du processus de fabrication. Il pourra être envisagé d'assister l'étape de lift-off, pour laquelle l'acétone seul ne suffit pas, par l'utilisation d'un bain à ultrasons.

IV.5.3. Perspectives : Réalisation des dispositifs DTC

La perspective de combiner ensemble condensateurs ferroélectriques et commutateurs PCM afin d'obtenir des DTC est étudiée au travers de simulations circuits sur la base des paramètres S précédemment mesurés des condensateurs ferroélectriques et des commutateurs PCM sans élément chauffant. La Figure 118 (a) présente le schéma électrique simulé intégrant les paramètres S (fichiers touchstones) des deux composants. Le schéma comporte deux branches en parallèle comprenant chacune un condensateur ferroélectrique (FIDC, entourés en vert sur la Figure 118 (b)) associé en série à un commutateur PCM (PCS, entourés en rouge sur la Figure 118 (a)).

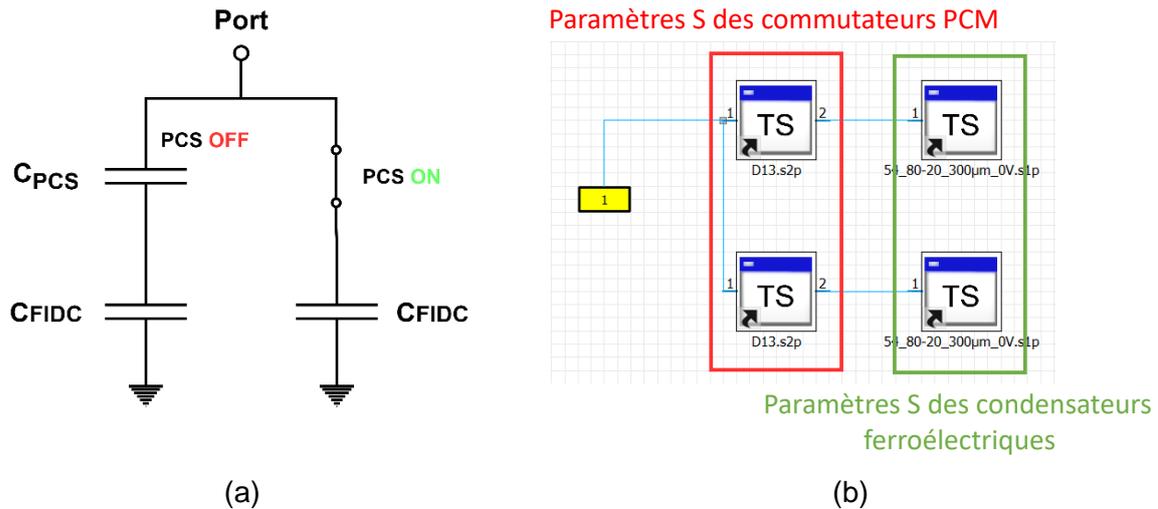
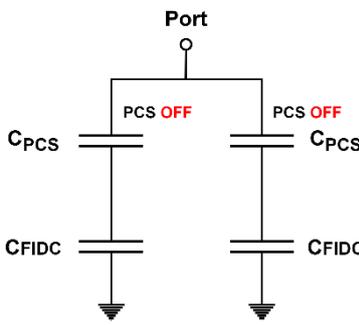
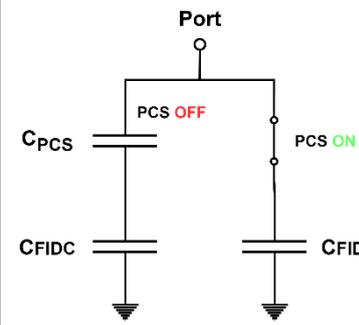
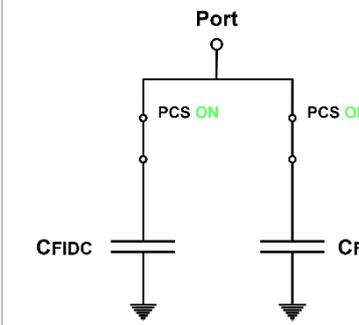


Figure 118 : Simulation circuit des DTC associant les paramètres S mesurés des condensateurs ferroélectriques et des commutateurs PCM. (a) Schéma électrique équivalent lorsque qu'un dispositif PCS est passant et l'autre bloqué. (b) Schéma bloc réalisé sous CST.

L'impédance équivalente du modèle électrique du DTC peut être déduite analytiquement en fonction de l'état des commutateurs PCM. Les commutateurs à l'état passant sont considérés comme des fils, et leurs pertes en transmission ne sont pas prises en compte, tandis qu'à l'état bloqué, les commutateurs sont considérés comme des condensateurs de valeur C_{PCS} . Le Tableau 15 fait correspondre aux modèles électriques de chacune des configurations leurs impédances équivalentes associées avant et après l'utilisation de l'hypothèse que la capacité des commutateurs à l'état OFF est faible en regard de la capacité des FIDC ($C_{PCS} < C_{FIDC}$).

Les expressions des impédances équivalentes ainsi obtenues permettent d'interpréter physiquement l'influence de l'état des commutateurs sur le dispositif global. Lorsque les deux commutateurs sont passants, l'impédance est équivalente à celle de deux FIDC en parallèle. Lorsque les deux commutateurs sont bloqués, l'impédance est équivalente à deux condensateurs en parallèle, chacun d'une valeur de C_{PCS} . Enfin, Lorsqu'un seul des deux commutateurs est passant, l'impédance équivaut à celle d'une seule FIDC. Ces conclusions permettent d'interpréter les résultats de simulations. Les valeurs de capacités extraites par l'équation (32) des paramètres S des DTC simulés sont présentés en Figure 119. Les paramètres S sont obtenus dans un total de 8 configurations différentes, où l'état des commutateurs (ON ou OFF) et la tension de polarisation des FIDC (0V ou 100V) sont variés. A titre de comparaison, la valeur de la capacité d'un seul FIDC et de deux FIDC en parallèle (sans commutateur PCM) sont tracées en Figure 119 pour une polarisation nulle. Le FIDC utilisé présente une accordabilité de 38% comprise entre 128 fF (0V) et 79 fF (100V).

Tableau 15 : Schémas électriques et impédances équivalentes des différentes configurations de DTC

OFF / OFF	ON / OFF = OFF / ON	ON / ON
 <p style="text-align: center;"> $Z_{eq} = \frac{C_{FIDC} + C_{PCS}}{jC_{PCS}C_{FIDC}\omega}$ </p>	 <p style="text-align: center;"> $Z_{eq} = \frac{C_{FIDC} + C_{PCS}}{jC_{FIDC}\omega(C_{FIDC} + 2C_{PCS})}$ </p>	 <p style="text-align: center;"> $Z_{eq} = \frac{1}{j2C_{FIDC}\omega}$ </p>
Hypothèse: $C_{FIDC} \gg C_{PCS}$		
$Z_{eq} = \frac{1}{j2C_{PCS}\omega}$	$Z_{eq} = \frac{1}{jC_{FIDC}\omega}$	$Z_{eq} = \frac{1}{j2C_{FIDC}\omega}$

Toutefois, les fichiers touchstones utilisés étant les mêmes dans les deux branches parallèles, les configurations des commutateurs PCM ON/OFF et OFF/ON sont strictement équivalentes. Pour cette raison, et afin d'améliorer la lisibilité du tracé, seuls les cas ON/OFF sont tracés. En outre, les paramètres des commutateurs PCM ne sont pas dé-embeddés au niveau de l'élément de commutation, afin d'obtenir une estimation plus réaliste des performances des DTCs. En effet, associer des commutateurs PCM et des condensateurs ferroélectriques nécessite l'utilisation de lignes de transmission pour les connecter ensemble. Les commutateurs PCM réalisés présentent 200 μm de ligne de part et d'autre de la zone active, ce qui semble être une estimation cohérente de la longueur de ligne nécessaire en pratique.

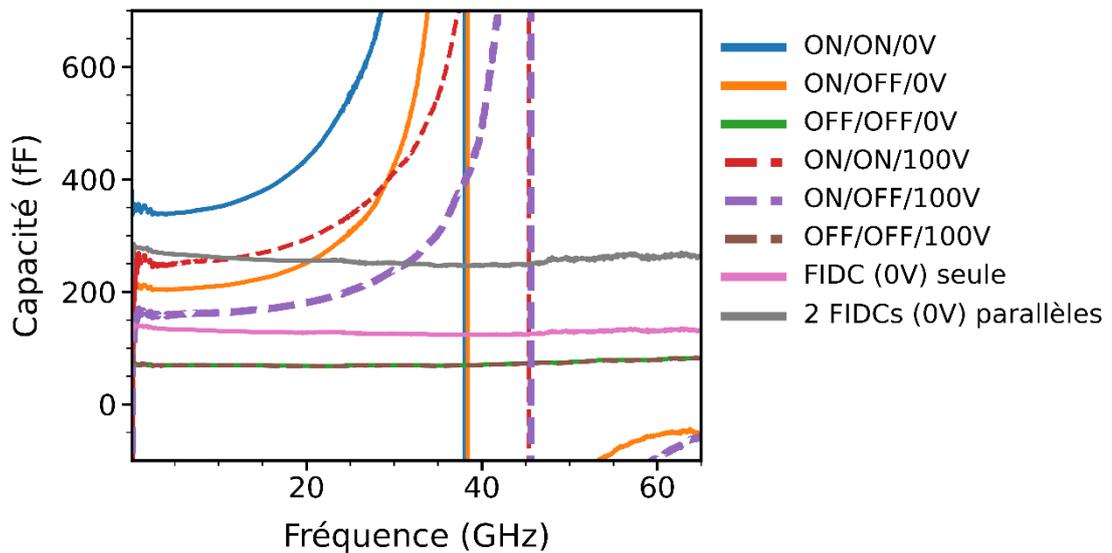


Figure 119 : Paramètres S simulés des DTC associant condensateurs ferroélectriques et commutateurs PCM pour différentes configurations des commutateurs (ON ou OFF) et tensions de polarisation des FIDC (0V ou 100V).

Les capacités obtenues pour les cas où au moins l'un des deux commutateurs est passant sont « résonantes ». Comme il a été mentionné précédemment dans le Chapitre II, ce phénomène est lié à la méthode d'extraction utilisée, basée sur l'équation (32) qui ne tient pas compte de la partie inductive de la réactance. Ces résultats soulignent déjà la difficulté d'associer ces deux technologies, notamment du fait de leurs inductances parasites respectives, qui provoquent une résonance du dispositif global dans la bande de fréquence d'intérêt.

Les capacités obtenues pour les cas où les commutateurs sont tous à l'état bloqué sont, elles, relativement constantes. En comparant les deux configurations OFF/OFF pour les deux polarisations des FIDC de 0V (en vert sur la Figure 119) et 100V (en marron sur la Figure 119), nous constatons que leur valeur de capacité est quasi-identique, avec moins d'un femto Farad de différence sur l'ensemble de la bande observée, ce qui traduit le fait que la valeur des FIDC n'a quasiment aucune influence sur la capacité globale du DTC dans cette configuration. En effet, d'après le Tableau 15, l'impédance équivalente des configurations OFF/OFF ne dépend pas de la capacité des FIDC mais seulement de celle des commutateurs PCM lorsqu'ils sont bloqués C_{PCS} . En identifiant la capacité obtenue à l'impédance équivalente de cette configuration, nous pouvons déduire que la valeur de capacité des commutateurs PCS à l'état bloqué C_{PCS} est de l'ordre de 35 fF. Etant donné ces résultats, les capacités sont réévaluées en utilisant la méthode de régression linéaire déjà employée dans le Chapitre II. L'impédance des DTC est donc associée au modèle électrique présenté à la Figure 68 du Chapitre II tenant ainsi compte du comportement inductif de ces dispositifs. Les valeurs de capacités équivalentes C_{eq} et d'inductances L_{DTC} des DTC obtenues via cette méthode sont répertoriées dans le Tableau 16.

Tableau 16 : Valeurs de capacités et d'inductances des DTC estimés par régression linéaire

	ON / ON		ON / OFF		OFF / OFF	
	0V	100V	0V	100V	0V	100V
C_{eq} (fF)	295,5	232,1	147,2	129,3	68,2	67,8
C_{eq}/C_{FIDC}	2,3	2,9	1,15	1,64	/	/
L_{DTC} (pH)	66,4	57,1	154,3	117,8	14	13,8

La seconde ligne du Tableau 16 présente pour les configurations ON/ON et ON/OFF le rapport de l'impédance équivalente du DTC à celle d'un condensateur ferroélectrique seul. Ce rapport est relativement proche de nos attentes pour les cas où la tension de polarisation des FIDC est nulle, mais tend à s'en éloigner lorsque cette tension de polarisation augmente. En effet, lorsque la tension de polarisation augmente, la valeur des FIDC diminue et l'hypothèse $C_{FIDC} \gg C_{PCS}$ se vérifie de moins en moins. Pour une polarisation des FIDC de 100 V, leur capacité vaut 78 fF ; or la capacité des commutateurs PCM est estimée à partir de la configuration OFF/OFF à environ 35 fF, et $C_{FIDC} \approx 2C_{PCS}$. Pour amoindrir ce phénomène, l'accent peut être mis lors de la conception des commutateurs PCM sur les performances à l'état OFF, en augmentant l'espacement entre les électrodes RF, ou en augmentant l'épaisseur de l'isolation entre l'élément chauffant et le PCM par exemple. D'autre part, ce phénomène tend à disparaître si les valeurs de capacités des FIDC augmentent.

L'inductance des DTC est également estimée dans la dernière ligne du Tableau 16. Les variations d'inductances entre les différentes configurations sont relativement importantes,

allant de 13,8 pF pour une configuration OFF/OFF à 154 pF pour une configuration ON/OFF. Lorsque les deux commutateurs sont bloqués, l'inductance est faible puisque le courant dans le dispositif ne dépasse pas les commutateurs. A l'inverse, lorsque les deux commutateurs sont passants, le courant est appliqué sur tout le DTC, mais la structure parallèle du dispositif mène à une inductance équivalente limitée, environ égale à la moitié de l'inductance d'une seule branche. Enfin, lorsque qu'un seul des deux commutateurs est passant, l'inductance équivalente est maximale, sans aucune compensation de la branche parallèle sur laquelle le commutateur est bloqué.

Enfin, l'accordabilité du dispositif est calculée à partir des valeurs de capacités maximale et minimale présentées dans le Tableau 16. Cependant, les valeurs de capacités minimales sont obtenues pour la configuration OFF/OFF, dans laquelle la polarisation des FIDC n'a quasiment pas d'influence sur la valeur du DTC. A partir de cette configuration, et pour modifier la capacité équivalente du DTC, il est nécessaire d'activer l'un des deux commutateurs, ce qui entraîne une élévation abrupte de la capacité du DTC. Le DTC ne peut donc pas atteindre de valeur de capacité comprise entre celles offertes par les configurations OFF/OFF (68 fF) et ON/OFF/100V (129 fF). La valeur minimale de capacité est donc celle offerte par cette dernière configuration ON/OFF/100V (129 fF), tandis que la valeur maximale est associée à la configuration ON/ON/0V (295 fF). L'accordabilité du DTC est donc de 56% contre 38% pour le FIDC seul, utilisé dans les chapitres précédents.

En vue des résultats obtenus en simulation, l'association de condensateurs ferroélectriques et de commutateurs PCM pour la réalisation de DTC est prometteuse, en permettant d'atteindre des accords de capacités continus notablement supérieures à celles des condensateurs ferroélectriques simples. Il apparaît toutefois qu'en l'état, l'utilisation de tels dispositifs est difficile au-delà de quelques dizaines de gigahertz, du fait des inductances parasites propres aux condensateurs ferroélectriques et aux commutateurs, mais aussi à celles des lignes de transmissions utilisées pour les relier. Malgré tout, deux axes principaux se distinguent pour l'amélioration de ce type de dispositif : d'une part, l'optimisation de l'architecture permettant l'association des composants, notamment en la rendant plus compacte afin de diminuer le niveau d'inductance parasite, et permettant ainsi d'augmenter la bande d'utilisation au-delà de 20 GHz. D'autre part, l'amélioration des performances des commutateurs PCM, en diminuant leur capacité à l'état bloqué, permettant d'atteindre des valeurs de capacités minimales plus petites. Ce faisant, l'accordabilité des DTC pourrait être grandement améliorée.

IV.6. Conclusion du chapitre IV

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats concernant le développement d'un commutateur PCM, dont la conception est optimisée pour assurer à minima le processus de cristallisation. L'architecture typique de commutateurs à base de matériaux à changement de phase a été présentée, et les différents éléments et matériaux qui la composent ont été discutés. La caractérisation du GeTe déposé par pulvérisation cathodique a permis l'extraction de la température de cristallisation de ce dernier déterminée autour de 180 °C. Un premier commutateur épuré, sans élément chauffant, a été fabriqué et mesuré avant et après cristallisation du GeTe sur une plaque chauffante. Les résultats obtenus attestent du bon comportement du GeTe, dont la cristallisation permet une commutation effective des dispositifs. A la suite de ce premier commutateur, le développement d'un second dispositif intégrant cette fois-ci un élément chauffant est abordé. Pour assurer que l'élément chauffant permette au GeTe d'atteindre sa température de cristallisation, des simulations thermiques

paramétriques ont été réalisées afin d'étudier l'influence des épaisseurs de l'élément chauffant, du GeTe, et de l'isolation entre ces derniers sur la réponse thermique du dispositif. De ces simulations ressort le fait que ces épaisseurs sont d'une criticité relativement faible pour le processus de cristallisation. La constante de temps thermique, à l'inverse du processus d'amorphisation, ne doit pas être nécessairement faible, et la température de cristallisation est relativement basse. Toutefois, une attention particulière doit être portée à l'interface entre le PCM et les électrodes métalliques. Ces dernières étant constituées de matériaux conduisant très bien la chaleur, elles constituent une source importante de déperdition de chaleur qui limite l'élévation de la température du GeTe. A l'issue des simulations thermiques, les épaisseurs des trois éléments étudiés ont été arrêtées et des dispositifs ont été fabriqués et mesurés. Les mesures des paramètres S des dispositifs ont été réalisées simultanément à l'excitation des éléments chauffants. Malgré les précautions prises lors de la conception du dispositif, aucune commutation franche n'a pu être observée en mesures. Néanmoins, après excitation de leurs éléments chauffants, certains dispositifs ont présenté certaines transformations (observées par microscopie optique) dans la région active du PCM. Pour comprendre l'origine du dysfonctionnement des commutateurs, des mesures MEB ont alors été réalisées. D'après ces observations, il apparaît clairement que les motifs de GeTe dans les dispositifs ont été fortement impactés et partiellement enlevés, notamment dans l'espace entre les électrodes RF. L'hypothèse avancée à ce jour est que le Diméthylsulfoxyde utilisé habituellement comme solvant pour le lift-off attaque le GeTe. Enfin, une étude est réalisée afin d'étudier les performances de DTC, associant condensateurs ferroélectriques (introduits au Chapitre 2) et commutateurs PCM sans éléments chauffants (introduits dans ce chapitre). Les simulations circuits basées sur l'association des paramètres S mesurés d'un FIDC et d'un commutateur PCM estime une accordabilité de 56% soit environ 50% plus élevée que l'accordabilité intrinsèque du FIDC utilisé. Malgré une bande fréquentielle d'utilisation limitée, notamment par l'inductance parasite du DTC, les résultats obtenus semblent prometteurs, et permettent d'identifier des axes d'optimisations permettant une augmentation de l'accordabilité et de la bande d'utilisation de tels dispositifs.

Conclusion générale

Les travaux de thèse présentés dans ce manuscrit portaient sur le développement d'une antenne millimétrique, rendue reconfigurable en fréquence par l'intégration de condensateurs ferroélectriques accordables, et sur l'étude préliminaire de l'amélioration de l'accordabilité des condensateurs ferroélectriques en les associant à des commutateurs à base de matériaux à changement de phase. En effet, les matériaux ferroélectriques et les matériaux à changement de phase constituent aujourd'hui des alternatives potentielles aux semi-conducteurs ou aux MEMS, notamment pour les applications hautes fréquences, et les résultats exposés dans le présent manuscrit permettent de démontrer la pertinence de leur utilisation et d'évaluer leurs performances. Le manuscrit est structuré en quatre chapitres représentant chacun un objectif de la thèse, et leur agencement est fidèle à la chronologie des travaux menés.

Dans le Chapitre I, les concepts fondamentaux des antennes et le principe des différents types de reconfigurabilités ont été définis, puis un état de l'art des dispositifs accordables les plus utilisés (diodes PIN, diodes Varicaps, MEMS) pour implémenter de la reconfigurabilité dans les dispositifs antennaires a été exposé. Les performances de ces différents dispositifs ont été illustrées au travers d'exemples, tirés de la littérature, de leurs intégrations dans des dispositifs antennaires fonctionnant pour la plupart à des fréquences relativement élevées (aussi proche de la bande millimétrique que possible). Un bilan comparatif des différentes technologies est ensuite présenté en termes de performances RF (pertes d'insertion, isolation, accordabilité, temps de commutation) et de capacité d'intégration (complexité et coût de fabrication, consommation, niveaux de polarisations, adaptabilité). Les solutions à base de semi-conducteurs sont caractérisées par une bonne capacité d'intégration et de bonnes performances RF pour des applications inférieures à 10 GHz environ. Au-delà, leurs performances RF se dégradent rendant difficile leur utilisation en bande millimétrique. Les MEMS quant à eux présentent de très bonnes performances RF, en hautes comme en basses fréquences, mais leur capacité d'intégration est assez mauvaise. En compétition directe avec ces derniers, les commutateurs PCM sont dotés de performances RF semblables avec notamment des temps de commutations plus faibles et leur capacité d'intégration est légèrement meilleure. Un des freins majeurs à l'expansion des commutateurs PCM est leur endurance, mais de récents travaux ont démontrés la possibilité de réaliser plusieurs dizaines de millions de cycles de commutations sans dégradation de performances. Enfin, les matériaux ferroélectriques présentent des performances RF moyennes mais une forte capacité d'intégration. Dans les applications millimétriques, leurs pertes limitées et leur grande versatilité placent ces matériaux à la hauteur des technologies d'accords continus à base de semi-conducteurs. Les solutions d'accords à base de matériaux agiles comme les matériaux ferroélectriques et à changement de phase rivalisent donc avec les technologies plus conventionnelles. La marge de progression de ces technologies, moins matures que la technologie des semi-conducteurs par exemple, laisse entrevoir une belle évolution de leurs performances.

Dans le Chapitre II, la fabrication et la caractérisation de condensateurs planaires interdigités intégrant des couches minces de Titanate de Baryum et Strontium (BST, alliage ferroélectrique) sont présentées. Des condensateurs de différentes dimensions ont été fabriqués sur la base de deux compositions de BST différentes dopées à 1% de manganèse : une composition à 80% de Baryum et 20% de Strontium, et une composition à 50% de Baryum et 50 % de Strontium. Les condensateurs fabriqués ont été mesurés jusqu'à 110 GHz, permettant d'extraire leurs performances sur la partie basse de la bande millimétrique. Bien

que leur utilisation soit impossible au-delà de 65 GHz environ, du fait de l'inductance parasite des électrodes métalliques, les condensateurs présentent jusqu'à cette fréquence de bonnes performances, constantes et au niveau de l'état de l'art, qui diffèrent d'une composition à l'autre : la composition à 80% (50%) de Baryum permet une accordabilité moyenne de 42% (25%) pour une tangente de pertes moyenne de 10^{-1} (10^{-2}) sous une tension de polarisation maximale appliquée aux bornes des condensateurs de 100V. Le choix de la composition impose donc un compromis entre les niveaux de pertes et d'accordabilité des dispositifs. Les permittivités des couches de BST des deux compositions ont été déterminées par rétro-simulation : pour la composition à 80% (50%) de Baryum la permittivité varie en moyenne entre 250 (154) à polarisation nulle et 129 (100) pour une tension de polarisation de 100V. La comparaison des performances des condensateurs fabriqués en fonction de leurs dimensions a permis d'identifier l'influence de ces dernières, parmi lesquelles l'espacement entre les doigts des électrodes métallique. Cette dimension est capitale et détermine la valeur de la capacité et de l'accordabilité du composant pour une tension de polarisation donnée.

Dans l'optique d'intégrer ces condensateurs dans une antenne millimétrique le parti a été pris de maximiser l'accordabilité fréquentielle, imposant la composition à 80% de Baryum. Dans le Chapitre III, l'intégration de ces condensateurs dans une antenne millimétrique afin de la rendre reconfigurable en fréquence est présentée. L'antenne développée consiste en un patch rayonnant placé sur la face supérieure d'un substrat d'alumine ($\epsilon_r = 9,9$), alimentée par couplage avec une fente-boucle rectangulaire disposée de l'autre côté du substrat. Un total de quatre condensateurs ferroélectriques sont intégrés dans le gap de la fente-boucle, et l'excitation du dispositif est réalisée via une ligne coplanaire (CPW) connectée à la fente boucle. Pour optimiser l'accordabilité fréquentielle de l'antenne tout en maintenant un niveau d'adaptation inférieur à -15 dB, un modèle électrique a été développé sur la base duquel les dimensions du patch, la valeur des condensateurs ainsi que leurs positions au sein de la fente-boucle ont été optimisées. L'antenne optimisée a ensuite été fabriquée et caractérisée en réflexion et en rayonnement. Pour une tension de polarisation des condensateurs comprise entre 0V et 100V, la fréquence de fonctionnement de l'antenne est variée respectivement entre 29,5 GHz et 34 GHz, correspondant à une agilité de 22,6% en considérant la bande passante de l'antenne à -10 dB. Le diagramme de rayonnement mesuré est typique d'une antenne patch excitée sur son mode fondamentale. A partir des mesures en rayonnement, l'efficacité de l'antenne est calculée, et varie entre 4% pour une polarisation nulle des condensateurs et 34% pour une polarisation de 100V. Ces efficacités de rayonnement faibles sont liées aux pertes des condensateurs, à la faible épaisseur de métallisation de l'antenne (seulement une épaisseur de peau) et à la miniaturisation de l'antenne ($0,1\lambda_0 \times 0,13\lambda_0$). Pour évaluer l'amélioration de l'efficacité de l'antenne, de nouveaux dispositifs avec des épaisseurs de métallisations plus importantes et des longueurs de patches plus grandes ont été fabriqués et caractérisés. Dans le cas optimal où la métallisation est épaissie et le patch allongé, l'efficacité de rayonnement varie respectivement de 19,5% à 60% pour une tension de polarisation des condensateurs comprise entre 0V et 100V. En contrepartie, l'agilité fréquentielle est diminuée à 17,5%. Les performances obtenues en termes d'agilité fréquentielle sont particulièrement bonnes, semblables à celles offertes par des dispositifs antennaire intégrant des diodes varicaps dont l'accordabilité intrinsèque est deux fois supérieure à celle des condensateurs ferroélectriques utilisés. L'efficacité de rayonnement obtenue est relativement faible, notamment à polarisation nulle des condensateurs, mais doit être appréciée en considérant que l'antenne est miniature. De plus, il a été démontré que plusieurs leviers sont disponibles pour améliorer cette efficacité de rayonnement, bien que cela ne puisse se faire qu'au

détriment de l'accordabilité fréquentielle du dispositif global. Ces résultats permettent de démontrer pour la première fois (à la connaissance de l'auteur) l'utilisation des matériaux ferroélectriques dans un dispositif antennaire fonctionnant en bande millimétrique, offrant de surcroît des niveaux d'agilités fréquentielles pouvant atteindre ceux offerts par d'autres technologies de reconfigurabilités continues comme les diodes varicaps.

Dans le Chapitre IV, la conception et la fabrication de commutateurs à base de PCM sont présentés, et une étude préliminaire est réalisée permettant d'estimer les bénéfices d'une association de condensateurs ferroélectriques via des commutateurs PCM. Un premier dispositif de commutateur intégrant du GeTe comme PCM et ne disposant pas d'élément chauffant a été fabriqué et mesuré. Les mesures avant et après cristallisation du GeTe sur plaque chauffante permettent d'estimer les performances de ce type de commutateur : des pertes d'insertion d'environ 0,1 dB et une isolation supérieure à 10 dB. Sur la base des résultats obtenus pour ce premier dispositif, un second est développé intégrant cette fois-ci un élément chauffant. La structure étant plus complexe, les épaisseurs des différentes couches la constituant sont optimisées à l'aide de simulations thermiques afin d'assurer à minima le processus de cristallisation du GeTe. Les nouveaux dispositifs ont été mesurés simultanément à l'excitation de leurs éléments chauffants dans le but d'engendrer la cristallisation du GeTe et ainsi la commutation des dispositifs. Malheureusement, aucune commutation franche n'a pu être observée. Des images réalisées par microscopie électronique à balayage ont permis de mettre en évidence une dégradation importante de l'état du GeTe, entre et sous les électrodes RF des dispositifs, qui ne lui permet plus d'établir le contact entre ces dernières. A ce jour, l'hypothèse soutenue est que le solvant utilisé pour le lift-off des électrodes RF attaque le GeTe et le retire du gap entre les électrodes RF. Cette hypothèse pourra éventuellement être vérifiée d'ici la présentation de ces travaux. Enfin, une étude d'association de deux condensateurs ferroélectriques via deux commutateurs PCM a été menée sur la base des paramètres S mesurés. Les paramètres S utilisés pour les commutateurs sont ceux des premiers dispositifs réalisés ne disposant pas d'éléments chauffants. Les deux condensateurs ferroélectriques dont les paramètres S ont été utilisés sont identiques, et présentent une accordabilité de 38%. Le dispositif global (condensateurs ferroélectriques + commutateurs PCM) présente en simulation une accordabilité continue de 56% supérieure à celles des condensateurs ferroélectriques eux-mêmes, permettant de démontrer que l'association de commutateurs PCM et de condensateurs ferroélectriques permet l'obtention d'accordabilités continues importantes.

Références bibliographiques

- [1] "Internet of Things (IoT) connected devices installed base worldwide from 2015 to 2025," Statista. [Online]. Available: <https://www.statista.com/statistics/471264/iot-number-of-connected-devices-worldwide/>
- [2] R. J. Chitra and V. Nagarajan, "Frequency reconfigurable antenna using PIN diodes," in *2014 Twentieth National Conference on Communications (NCC)*, Kanpur, India: IEEE, Feb. 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/NCC.2014.6811318.
- [3] I. E. Mustapha, "Frequency Reconfigurable Patch Antenna Controlled by PIN Diodes for Ku and K-Bands Applications," *Int. J. Adv. Trends Comput. Sci. Eng.*, vol. 9, no. 1.5, pp. 91–95, Sep. 2020, doi: 10.30534/ijatcse/2020/1491.52020.
- [4] J.-S. Row and R.-H. Chen, "Reconfigurable slot-coupled microstrip antenna with polarisation diversity," *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 1, no. 3, p. 798, 2007, doi: 10.1049/iet-map:20060184.
- [5] Y. B. Chen, Y. C. Jiao, and F. S. Zhang, "Polarization reconfigurable CPW-fed square slot antenna using pin diodes," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 6, pp. 1233–1236, Jun. 2007, doi: 10.1002/mop.22476.
- [6] C. A. Balanis, "Antennas," in *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed., Hoboken, NJ: John Wiley, 2005, p. 83.
- [7] C. A. Balanis, "Fundamental Parameters of Antenna," in *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed., Hoboken, NJ: John Wiley, 2005, p. 83.
- [8] D. M. Pozar, "Transmission Line Theory," in *Microwave engineering*, in 4th ed. , Hoboken, NJ.
- [9] D. M. Pozar, "Active RF and microwave devices," in *Microwave engineering*, Fourth Edition., in 4th ed. , Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [10] K. Trzebiatowski, M. Rzymowski, L. Kulas, and K. Nyka, "Simple 60 GHz Switched Beam Antenna for 5G Millimeter-Wave Applications," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 1, pp. 38–42, Jan. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2020.3038260.
- [11] P.-Y. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, and C.-H. Liang, "Millimeter wave frequency reconfigurable quasi-Yagi antenne," presented at the Asia-Pacific Microwave Conference, Yokohama, Japan, 2010, pp. 642–645.
- [12] Q. Chen, J. Ala-Laurinaho, A. Khripkov, J. Ilvonen, R. M. Moreno, and V. Viikari, "Varactor-Based Frequency-Reconfigurable Dual-Polarized mm-Wave Antenna Array for Mobile Devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 71, no. 8, pp. 6628–6638, Aug. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3287679.
- [13] N. Nguyen-Trong and C. Fumeaux, "Tuning Range and Efficiency Optimization of a Frequency-Reconfigurable Patch Antenna," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 17, no. 1, pp. 150–154, Jan. 2018, doi: 10.1109/LAWP.2017.2778272.
- [14] L.-F. Wang, Q.-A. Huang, and L. Han, "RF MEMS Switch," in *Microbial Toxins*, P. Gopalakrishnakone, B. Stiles, A. Alape-Girón, J. D. Dubreuil, and M. Mandal, Eds., in *Toxinology.* , Dordrecht: Springer Netherlands, 2017, pp. 1–38. doi: 10.1007/978-981-10-2798-7_34-1.
- [15] A. K. Sharma and N. Gupta, "Microelectromechanical System (MEMS) Switches for Radio Frequency Applications - A Review," *Sensors & Transducers*, 2013. [Online]. Available: <https://www.proquest.com/openview/521bc25a9e12296bac5e4d13e32d11e3/1?pq-origsite=gscholar&cbl=52938>

- [16]Kurmendra and R. Kumar, "A review on RF micro-electro-mechanical-systems (MEMS) switch for radio frequency applications," *Microsyst. Technol.*, vol. 27, no. 7, pp. 2525–2542, Jul. 2021, doi: 10.1007/s00542-020-05025-y.
- [17]P. A. Kumar, K. S. Rao, and K. G. Sravani, "Design and simulation of millimeter wave reconfigurable antenna using iterative meandered RF MEMS switch for 5G mobile communications," *Microsyst. Technol.*, vol. 26, no. 7, pp. 2267–2277, Jul. 2020, doi: 10.1007/s00542-019-04606-w.
- [18]T. J. Jung, I.-J. Hyeon, C.-W. Baek, and S. Lim, "Circular/Linear Polarization Reconfigurable Antenna on Simplified RF-MEMS Packaging Platform in K-Band," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 11, pp. 5039–5045, Nov. 2012, doi: 10.1109/TAP.2012.2207662.
- [19]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, no. 19, p. 191301, Nov. 2013, doi: 10.1063/1.4827019.
- [20]S. Hudgens and B. Johnson, "Overview of Phase-Change Chalcogenide Nonvolatile Memory Technology," *MRS Bull.*, vol. 29, no. 11, pp. 829–832, Nov. 2004, doi: 10.1557/mrs2004.236.
- [21]T. Singh and R. R. Mansour, "Chalcogenide Phase-Change Material Germanium Telluride for Radio-Frequency Applications: An overview," *IEEE Nanotechnol. Mag.*, vol. 16, no. 3, pp. 26–41, Jun. 2022, doi: 10.1109/MNANO.2022.3160772.
- [22]S. Raoux, "Phase Change Materials," *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 39, no. 1, pp. 25–48, Aug. 2009, doi: 10.1146/annurev-matsci-082908-145405.
- [23]N. L. Gall, I. Bettoumi, C. Hallepee, and P. Blondy, "Off-State Stability of Phase-Change Material RF-Switches," in *2022 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2022*, Denver, CO, USA: IEEE, Jun. 2022, pp. 963–966. doi: 10.1109/IMS37962.2022.9865537.
- [24]R. Ramer and K. Y. Chan, "Developing PCM-Based Microwave and Millimetre-Wave Switching Networks by Optimised Building Blocks," *Electronics*, vol. 11, no. 22, p. 3683, Nov. 2022, doi: 10.3390/electronics11223683.
- [25]I. Bettoumi, N. Le Gall, and P. Blondy, "Phase Change Material (PCM) RF Switches With Integrated Decoupling Bias Circuit," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 32, no. 1, pp. 52–55, Jan. 2022, doi: 10.1109/LMWC.2021.3114325.
- [26]J.-S. Moon *et al.*, "10.6 THz figure-of-merit phase-change RF switches with embedded micro-heater," in *2015 IEEE 15th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, San Diego, CA, USA: IEEE, Jan. 2015, pp. 73–75. doi: 10.1109/SIRF.2015.7119879.
- [27]J. Leon-Valdes, L. Huitema, E. Arnaud, D. Passerieux, and A. Crunteanu, "Polarization Reconfiguration of a Millimeter-Waves Antenna using the Optical Control of Phase Change Materials," in *2020 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Copenhagen, Denmark: IEEE, Mar. 2020, pp. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135811.
- [28]D. E. Anagnostou, G. Goussetis, D. Torres, and N. Sepulveda, "Ultra-fast reconfigurable antennas with phase change materials," in *2017 International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas, Innovative Structures, and Applications (iWAT)*, Athens, Greece: IEEE, 2017, pp. 146–147. doi: 10.1109/IWAT.2017.7915342.
- [29]A. K. Tagantsev, V. O. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh, and N. Setter, "Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications," *J. Electroceramics*, vol. 11, no. 1/2, pp. 5–66, Sep. 2003, doi: 10.1023/B:JECR.0000015661.81386.e6.

- [30]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, 1999, doi: 10.1023/A:1007797131173.
- [31]N. Izyumskaya, Y.-I. Alivov, S.-J. Cho, H. Morkoç, H. Lee, and Y.-S. Kang, "Processing, Structure, Properties, and Applications of PZT Thin Films," *Crit. Rev. Solid State Mater. Sci.*, vol. 32, no. 3–4, pp. 111–202, Dec. 2007, doi: 10.1080/10408430701707347.
- [32]J. Xiao, "Structural Studies in Perovskite Ferroelectric Crystals Based on Synchrotron Radiation Analysis Techniques," in *Ferroelectrics - Characterization and Modeling*, M. Lallart, Ed., InTech, 2011. doi: 10.5772/17052.
- [33]A. D. Hilton and B. W. Ricketts, "Dielectric properties of BaSrTiO₃ ceramics," *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 29, no. 5, pp. 1321–1325, May 1996, doi: 10.1088/0022-3727/29/5/028.
- [34]S. Korkmaz and I. A. Kariper, "BaTiO₃-based nanogenerators: fundamentals and current status," *J. Electroceramics*, vol. 48, no. 1, pp. 8–34, Feb. 2022, doi: 10.1007/s10832-021-00266-3.
- [35]A. K. Tagantsev, V. O. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh, and N. Setter, "Permittivity, Tunability and Loss in Ferroelectrics for Reconfigurable High Frequency Electronics," in *Electroceramic-Based MEMS*, vol. 9, N. Setter, Ed., in Electronic Materials: Science and Technology, vol. 9. , Boston, MA: Springer US, 2005, pp. 235–324. doi: 10.1007/0-387-23319-9_12.
- [36]C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, Second edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [37]A. Purice *et al.*, "Ferroelectric thin films obtained by pulsed laser deposition," *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 26, no. 14, pp. 2937–2943, Jan. 2006, doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2006.02.027.
- [38]H.-U. Krebs *et al.*, "Pulsed Laser Deposition (PLD) -- A Versatile Thin Film Technique," in *Advances in Solid State Physics*, vol. 43, B. Kramer, Ed., in Advances in Solid State Physics, vol. 43. , Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003, pp. 505–518. doi: 10.1007/978-3-540-44838-9_36.
- [39]J. L. Shohet, Ed., "Metal Deposition: Plasma-Based Processes," in *Encyclopedia of Plasma Technology*, 0 ed., CRC Press, 2016, pp. 722–740. doi: 10.1081/E-EPLT-120053919.
- [40]"An Overview of Magnetron Sputtering." [Online]. Available: <https://www.sputtertargets.net/blog/an-overview-of-magnetron-sputtering.html>
- [41]P. Audebert and F. Miomandre, "Procédé sol-gel de polymérisation," Techniques de l'ingénieur. [Online]. Available: <https://www-techniques-ingenieur-fr.ezproxy.unilim.fr/base-documentaire/procedes-chimie-bio-agro-th2/procedes-industriels-de-base-en-chimie-et-petrochimie-42329210/procede-sol-gel-de-polymerisation-j5820/>
- [42]K. Choi, S. Courreges, Z. Zhao, J. Papapolymerou, and A. Hunt, "X-band and Ka-band tunable devices using low-loss BST ferroelectric capacitors," in *2009 18th IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics*, Xian, China: IEEE, Aug. 2009, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISAF.2009.5307566.
- [43]S. K. Nath, J. P. Goud, S. S. Kongbrailatpam, G. Rajaram, and K. C. J. Raju, "A Highly Tunable Barium Strontium Titanate Thin Film MIM Varactor With Floating Metal," *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 31, no. 12, pp. 1283–1286, Dec. 2021, doi: 10.1109/LMWC.2021.3110981.
- [44]Yong-Kyu Yoon, M. G. Allen, and A. T. Hunt, "Tunable ferroelectric capacitor with low-loss electrodes fabricated using reverse side exposure," in *53rd Electronic Components and*

Technology Conference, 2003. Proceedings., New Orleans, Louisiana, USA: IEEE, 2003, pp. 1534–1540. doi: 10.1109/ECTC.2003.1216500.

- [45] M. V. Carballo, D. Borah, and T. S. Kalkur, “U-Slot Dual-band Frequency Reconfigurable Patch Antenna Tuned With Commercial Ferroelectric BST capacitors,” in *2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS)*, Tel-Aviv, Israel: IEEE, Nov. 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/COMCAS44984.2019.8958124.
- [46] H.-Y. Li, C.-T. Yeh, J.-J. Huang, C.-W. Chang, C.-T. Yu, and J.-S. Fu, “CPW-Fed Frequency-Reconfigurable Slot-Loop Antenna With a Tunable Matching Network Based on Ferroelectric Varactors,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 614–617, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2014.2375334.
- [47] G. Velu *et al.*, “A 310/spl deg//3.6-dB K-band phaseshifter using paraelectric BST thin films,” *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 16, no. 2, pp. 87–89, Feb. 2006, doi: 10.1109/LMWC.2005.863198.
- [48] R. De Paolis, F. Coccetti, S. Payan, M. Maglione, and G. Guegan, “Characterization of ferroelectric BST MIM capacitors up to 65 GHz for a compact phase shifter at 60 GHz,” in *2014 44th European Microwave Conference*, Rome: IEEE, Oct. 2014, pp. 492–495. doi: 10.1109/EuMC.2014.6986478.
- [49] ST Microelectronics, “STPTIC-15G2.” [Online]. Available: <https://www.mouser.lu/ProductDetail/STMicroelectronics/STPTIC-15G2C5?qs=kWQV1gtkNnetR2ycaENaoQ%3D%3D>
- [50] C. Borderon *et al.*, “Design and Development of a Tunable Ferroelectric Microwave Surface Mounted Device,” *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control*, vol. 67, no. 9, pp. 1733–1737, Sep. 2020, doi: 10.1109/TUFFC.2020.2986227.
- [51] 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, doi: 10.1587/elex.10.20130521.
- [52] B. Aspe *et al.*, “Frequency-Tunable Slot-Loop Antenna Based on KNN Ferroelectric Interdigitated Varactors,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, no. 8, pp. 1414–1418, Aug. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3084320.
- [53] M. M. Khan, “Introduction and fundamentals of chalcogenides and chalcogenides-based nanomaterials,” in *Chalcogenide-Based Nanomaterials as Photocatalysts*, Elsevier, 2021, pp. 1–6. doi: 10.1016/B978-0-12-820498-6.00001-9.
- [54] K. Singh *et al.*, “A review on GeTe thin film-based phase-change materials,” *Appl. Nanosci.*, vol. 13, no. 1, pp. 95–110, Jan. 2023, doi: 10.1007/s13204-021-01911-7.
- [55] S. R. Ovshinsky, “Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, no. 20, pp. 1450–1453, Nov. 1968, doi: 10.1103/PhysRevLett.21.1450.
- [56] T. Nishihara, A. Tsuchino, Y. Tomekawa, H. Kusada, R. Kojima, and N. Yamada, “Rewritable Triple-Layer Phase-Change Optical Disk Providing 100 Gbyte Capacity,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 50, no. 6R, p. 062503, Jun. 2011, doi: 10.1143/JJAP.50.062503.
- [57] D. Lencer, M. Salinga, and M. Wuttig, “Design Rules for Phase-Change Materials in Data Storage Applications,” *Adv. Mater.*, vol. 23, no. 18, pp. 2030–2058, May 2011, doi: 10.1002/adma.201004255.
- [58] N. El-Hinnawy, G. Slovin, J. Rose, and D. Howard, “A 25 THz FCO (6.3 fs RON*COFF) Phase-Change Material RF Switch Fabricated in a High Volume Manufacturing Environment with Demonstrated Cycling > 1 Billion Times,” in *2020 IEEE/MTT-S*

International Microwave Symposium (IMS), Los Angeles, CA, USA: IEEE, Aug. 2020, pp. 45–48. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223973.

- [59] G. Navarro, “Reliability analysis of embedded Phase-Change Memories based on innovative materials,” Grenoble, 2013.
- [60] N. Saxena and A. Manivannan, “Ultrafast Threshold Switching Dynamics in Phase-Change Materials,” *Phys. Status Solidi RRL – Rapid Res. Lett.*, vol. 16, no. 9, p. 2200101, Sep. 2022, doi: 10.1002/pssr.202200101.
- [61] S. Raoux *et al.*, “Crystallization Characteristics of Ge-Sb Phase Change Materials,” *MRS Proc.*, vol. 1160, pp. 1160-H14-07, 2009, doi: 10.1557/PROC-1160-H14-07.
- [62] M. Xu, “Study of the Crystallization Dynamics and Threshold Voltage of Phase Change Materials for Use in Reconfigurable RF Switches and Non-volatile Memories,” p. 10515866 Bytes, 2017, doi: 10.1184/R1/6723302.V1.
- [63] N. Wainstein, G. Ankonina, S. Kvatinsky, and E. Yalon, “Compact Modeling and Electrothermal Measurements of Indirectly Heated Phase-Change RF Switches,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 67, no. 11, pp. 5182–5187, Nov. 2020, doi: 10.1109/TED.2020.3020290.
- [64] P. K. Khulbe, E. M. Wright, and M. Mansuripur, “Crystallization behavior of as-deposited, melt quenched, and primed amorphous states of Ge₂Sb_{2.3}Te₅ films,” *J. Appl. Phys.*, vol. 88, no. 7, pp. 3926–3933, Oct. 2000, doi: 10.1063/1.1289811.
- [65] J. Wei and F. Gan, “Theoretical explanation of different crystallization processes between as-deposited and melt-quenched amorphous Ge₂Sb₂Te₅ thin films,” *Thin Solid Films*, vol. 441, no. 1–2, pp. 292–297, Sep. 2003, doi: 10.1016/S0040-6090(03)00977-5.
- [66] N. Yamada, E. Ohno, N. Akahira, K. Nishiuchi, K. Nagata, and M. Takao, “High Speed Overwritable Phase Change Optical Disk Material,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 26, no. S4, p. 61, Jan. 1987, doi: 10.7567/JJAPS.26S4.61.
- [67] W. Gawelda, J. Siegel, C. N. Afonso, V. Plausinaitiene, A. Abrutis, and C. Wiemer, “Dynamics of laser-induced phase switching in GeTe films,” *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 12, p. 123102, Jun. 2011, doi: 10.1063/1.3596562.
- [68] J. Siegel *et al.*, “Amorphization dynamics of Ge₂Sb₂Te₅ films upon nano- and femtosecond laser pulse irradiation,” *J. Appl. Phys.*, vol. 103, no. 2, p. 023516, Jan. 2008, doi: 10.1063/1.2836788.
- [69] Y. C. Chen *et al.*, “Ultra-Thin Phase-Change Bridge Memory Device Using GeSb,” in *2006 International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA: IEEE, Dec. 2006, pp. 1–4. doi: 10.1109/IEDM.2006.346910.
- [70] Y. Y. Lu *et al.*, “The Impact of the Electrode Performance on the Endurance Properties of the Phase Change Memory Device,” *IEEE Trans. Device Mater. Reliab.*, vol. 19, no. 1, pp. 164–168, Mar. 2019, doi: 10.1109/TDMR.2019.2893770.
- [71] M. Cassinerio, N. Ciochini, and D. Ielmini, “Logic Computation in Phase Change Materials by Threshold and Memory Switching,” *Adv. Mater.*, vol. 25, no. 41, pp. 5975–5980, Nov. 2013, doi: 10.1002/adma.201301940.
- [72] M. Anbarasu, M. Wimmer, G. Bruns, M. Salinga, and M. Wuttig, “Nanosecond threshold switching of GeTe₆ cells and their potential as selector devices,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, no. 14, p. 143505, Apr. 2012, doi: 10.1063/1.3700743.
- [73] H.-S. P. Wong *et al.*, “Phase Change Memory,” *Proc. IEEE*, vol. 98, no. 12, pp. 2201–2227, Dec. 2010, doi: 10.1109/JPROC.2010.2070050.

- [74] E. Yalon, I. M. Datye, J.-S. Moon, K.-A. Son, K. Lee, and E. Pop, "Energy-Efficient Indirectly Heated Phase Change RF Switch," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 40, no. 3, pp. 455–458, Mar. 2019, doi: 10.1109/LED.2019.2896953.
- [75] P. Borodulin *et al.*, "Recent advances in fabrication and characterization of GeTe-based phase-change RF switches and MMICs," in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, USA: IEEE, Jun. 2017, pp. 285–288. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059098.
- [76] L. Huitema, J. L. Valdes, H. Wong, and A. Crunteanu, "Optical Switching of GeTe Phase Change Material: Application to a Frequency Agile Millimeter-Waves Patch Antenna," in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK: Institution of Engineering and Technology, 2018, p. 529 (5 pp.)-529 (5 pp.). doi: 10.1049/cp.2018.0888.
- [77] S. Abdollahramezani *et al.*, "Electrically driven reprogrammable phase-change metasurface reaching 80% efficiency," *Nat. Commun.*, vol. 13, no. 1, p. 1696, Mar. 2022, doi: 10.1038/s41467-022-29374-6.
- [78] Q. Wang *et al.*, "Optically reconfigurable metasurfaces and photonic devices based on phase change materials," *Nat. Photonics*, vol. 10, no. 1, pp. 60–65, Jan. 2016, doi: 10.1038/nphoton.2015.247.
- [79] G. Slovin, M. Xu, R. Singh, T. E. Schlesinger, J. Paramesh, and J. A. Bain, "Design Criteria in Sizing Phase-Change RF Switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 11, pp. 4531–4540, Nov. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2759735.
- [80] J.-S. Moon, H.-C. Seo, K.-A. Son, K. Lee, D. Zehnder, and H. Tai, "5 THz Figure-of-Merit Reliable Phase-change RF Switches for Millimeter-wave Applications," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA: IEEE, Jun. 2018, pp. 836–838. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439479.
- [81] J. R. Leon Valdes, "Antennes agiles reconfigurables optiquement dans le domaine millimétrique avec l'intégration de matériaux à changement de phase," Limoges, 2020.
- [82] 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)*, Paris, France: IEEE, Mar. 2017, pp. 2217–2220. doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928358.
- [83] Lei Ge and Kwai-Man Luk, "Frequency-Reconfigurable Low-Profile Circular Monopolar Patch Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 7, pp. 3443–3449, Jul. 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2318077.
- [84] P. Bao, T. J. Jackson, X. Wang, and M. J. Lancaster, "Barium strontium titanate thin film varactors for room-temperature microwave device applications," *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 41, no. 6, p. 063001, Mar. 2008, doi: 10.1088/0022-3727/41/6/063001.
- [85] A. Ghalem, C. Guines, D. Passerieux, J.-C. Orlianges, L. Huitema, and A. Crunteanu, "Reversible, Fast Optical Switching of Phase Change Materials for Active Control of High-Frequency Functions," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA: IEEE, Jun. 2018, pp. 839–842. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439247.
- [86] H. Maune *et al.*, "Ferroelectrics for Tunable High-Power Applications," in *2018 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Ann Arbor, MI: IEEE, Jul. 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2018.8457141.
- [87] A. Ahmed, I. A. Goldthorpe, and A. K. Khandani, "Electrically tunable materials for microwave applications," *Appl. Phys. Rev.*, vol. 2, no. 1, p. 011302, Mar. 2015, doi: 10.1063/1.4906255.

- [88] T. Maiti, R. Guo, and A. S. Bhalla, "Enhanced electric field tunable dielectric properties of BaZrxTi1-xO3 relaxor ferroelectrics," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 90, no. 18, p. 182901, Apr. 2007, doi: 10.1063/1.2734922.
- [89] B. Aspe *et al.*, "K x Na1-xNbO3 perovskite thin films grown by pulsed laser deposition on R-plane sapphire for tunable microwave devices," *J. Mater. Sci.*, vol. 53, no. 18, pp. 13042–13052, Sep. 2018, doi: 10.1007/s10853-018-2593-9.
- [90] M. Zolfagharloo Koochi and A. Mortazawi, "Reconfigurable Radios Employing Ferroelectrics: Recent Progress on Reconfigurable RF Acoustic Devices Based on Thin-Film Ferroelectric Barium Strontium Titanate," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 21, no. 5, pp. 120–135, May 2020, doi: 10.1109/MMM.2020.2971376.
- [91] L. Gao, Z. Guan, S. Huang, K. Liang, H. Chen, and J. Zhang, "Enhanced dielectric properties of barium strontium titanate thin films by doping modification," *J. Mater. Sci. Mater. Electron.*, vol. 30, no. 14, pp. 12821–12839, Jul. 2019, doi: 10.1007/s10854-019-01670-w.
- [92] K. Nadaud, C. Borderon, R. Renoud, and H. W. Gundel, "Effect of manganese doping of BaSrTiO3 on diffusion and domain wall pinning," *J. Appl. Phys.*, vol. 117, no. 8, p. 084104, Feb. 2015, doi: 10.1063/1.4913694.
- [93] *Le cours de physique de Feynman, Électromagnétisme 1, Chapitre 10 "Dielectrics,"* Nouvelle édition. Malakoff: Dunod, 2017.
- [94] M. Ouaddari, S. Delprat, F. Vidal, M. Chaker, and K. Wu, "Microwave characterization of ferroelectric thin-film materials," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1390–1397, Apr. 2005, doi: 10.1109/TMTT.2005.845759.
- [95] M. Rammal *et al.*, "BST thin film capacitors integrated within a frequency tunable antenna," in *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Cocoa Beach, FL, USA: IEEE, Feb. 2016, pp. 44–47. doi: 10.1109/IWAT.2016.7434796.
- [96] C. Borderon, D. Averty, R. Seveno, and H. W. Gundel, "Preparation and Characterization of Barium Strontium Titanate Thin Films by Chemical Solution Deposition," *Ferroelectrics*, vol. 362, no. 1, pp. 1–7, May 2008, doi: 10.1080/00150190801996973.
- [97] R. W. Schwartz, T. Schneller, and R. Waser, "Chemical solution deposition of electronic oxide films," *Comptes Rendus Chim.*, vol. 7, no. 5, pp. 433–461, May 2004, doi: 10.1016/j.crci.2004.01.007.
- [98] S. Hoffmann and R. Waser, "Control of the morphology of CSD-prepared (Ba,Sr)TiO3 thin films," *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 19, no. 6–7, pp. 1339–1343, Jun. 1999, doi: 10.1016/S0955-2219(98)00430-0.
- [99] M. A. M. Albreem, "5G wireless communication systems: Vision and challenges," in *2015 International Conference on Computer, Communications, and Control Technology (I4CT)*, Kuching, Sarawak, Malaysia: IEEE, Apr. 2015, pp. 493–497. doi: 10.1109/I4CT.2015.7219627.
- [100] U. Farooq and G. M. Rather, "Millimeter Wave (MMW) Communications for Fifth Generation (5G) Mobile Networks," in *Progress in Advanced Computing and Intelligent Engineering*, vol. 714, C. R. Panigrahi, A. K. Pujari, S. Misra, B. Pati, and K.-C. Li, Eds., in *Advances in Intelligent Systems and Computing*, vol. 714. , Singapore: Springer Singapore, 2019, pp. 97–106. doi: 10.1007/978-981-13-0224-4_9.
- [101] S. Rangan, T. S. Rappaport, and E. Erkip, "Millimeter-Wave Cellular Wireless Networks: Potentials and Challenges," *Proc. IEEE*, vol. 102, no. 3, pp. 366–385, Mar. 2014, doi: 10.1109/JPROC.2014.2299397.
- [102] F. Qamar, M. U. A. Siddiqui, M. N. Hindia, R. Hassan, and Q. N. Nguyen, "Issues, Challenges, and Research Trends in Spectrum Management: A Comprehensive Overview

and New Vision for Designing 6G Networks,” *Electronics*, vol. 9, no. 9, p. 1416, Sep. 2020, doi: 10.3390/electronics9091416.

- [103] H. Chandra Mohanta, A. Z. Kouzani, and S. K. Mandal, “Reconfigurable Antennas and Their Applications,” *Univers. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 6, no. 4, pp. 239–258, Oct. 2019, doi: 10.13189/ujeee.2019.060406.
- [104] T. Ikeda, S. Saito, and Y. Kimura, “A frequency-tunable varactor-loaded single-layer ring microstrip antennas fed by an L-probe with a reduced bias circuit,” in *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Phuket: IEEE, Oct. 2017, pp. 1–2. doi: 10.1109/ISANP.2017.8228966.
- [105] T. Li, H. Zhai, L. Li, and C. Liang, “Frequency-Reconfigurable Bow-Tie Antenna With a Wide Tuning Range,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1549–1552, 2014, doi: 10.1109/LAWP.2014.2344676.
- [106] I. Kim and Y. Rahmat-Samii, “RF MEMS Switchable Slot Patch Antenna Integrated With Bias Network,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 12, pp. 4811–4815, Dec. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2165512.
- [107] Hai Jiang, M. Patterson, Chenhao Zhang, and G. Subramanyam, “Frequency agile microstrip patch antenna using ferroelectric thin film varactor technology,” in *2009 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, North Charleston, SC, USA: IEEE, Jun. 2009, pp. 1–4. doi: 10.1109/APS.2009.5171566.
- [108] 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,” pp. 1–2, 2012.
- [109] H. Wong, Q.-Y. Guo, A. Crunteanu, and L. Huitema, “A 30 GHz Pattern Reconfigurable Antenna Using Phase-Change Material,” in *2019 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Guangzhou, China: IEEE, May 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992103.
- [110] 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, doi: 10.1063/1.4983364.
- [111] D. E. Anagnostou, T. S. Teeslink, D. Torres, and N. Sepulveda, “Vanadium dioxide reconfigurable slot antenna,” in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, Fajardo, PR, USA: IEEE, Jun. 2016, pp. 1055–1056. doi: 10.1109/APS.2016.7696235.
- [112] M. Dragoman, M. Aldrigo, D. Dragoman, S. Iordanescu, A. Dinescu, and M. Modreanu, “The Rise of Ferroelectricity at Nanoscale: Nanoelectronics is rediscovering the ferroelectricity,” *IEEE Nanotechnol. Mag.*, vol. 15, no. 5, pp. 8–19, Oct. 2021, doi: 10.1109/MNANO.2021.3098217.
- [113] V. Muzzupapa, A. Crunteanu, L. Huitema, C. Borderon, H. W. Gundel, and D. Passerieux, “Frequency Reconfigurable Millimeter Wave Antenna Integrating Ferroelectric Interdigitated Capacitors,” presented at the 17th European Conference on Antennas and Propagation, Florence, Italy, Mar. 2023.
- [114] K. Nadaud, C. Borderon, R. Gillard, E. Fourn, R. Renoud, and H. W. Gundel, “Temperature stable BaSrTiO₃ thin films suitable for microwave applications,” *Thin Solid Films*, vol. 591, pp. 90–96, Sep. 2015, doi: 10.1016/j.tsf.2015.08.019.
- [115] L. Giauffret, J.-M. Laheurte, and A. Papiernik, “Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antennas,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 45, no. 4, pp. 642–647, Apr. 1997, doi: 10.1109/8.564090.
- [116] D. M. Pozar, “Microstrip antenna aperture-coupled to a microstripline,” *Electron. Lett.*, vol. 21, no. 2, p. 49, 1985, doi: 10.1049/el:19850034.

- [117] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proc. IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79–91, Jan. 1992, doi: 10.1109/5.119568.
- [118] R. Garg and K. C. Gupta, "Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline (Letters)," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 24, no. 8, pp. 532–532, Aug. 1976, doi: 10.1109/TMTT.1976.1128905.
- [119] L. Huitema, T. Reveyrand, J.-L. Mattei, E. Arnaud, C. Decroze, and T. Monediere, "Frequency Tunable Antenna Using a Magneto-Dielectric Material for DVB-H Application," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 9, pp. 4456–4466, Sep. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2269474.
- [120] S. Prasad and R. W. P. King, "Experimental study of inverted L-, T-, and related transmission-line antennas," *J. Res. Natl. Bur. Stand. Sect. Radio Propag.*, vol. 65D, no. 5, p. 449, Sep. 1961, doi: 10.6028/jres.065D.056.
- [121] R. W. P. King, *Transmission Line Theory*. New York: McGraw-Hill, 1955.
- [122] A. Crunteanu *et al.*, "Characterization and Performance Analysis of BST-Based Ferroelectric Varactors in the Millimeter-Wave Domain," *Crystals*, vol. 11, no. 3, p. 277, Mar. 2021, doi: 10.3390/cryst11030277.
- [123] C. A. Balanis, "Time-varying and time-harmonic electromagnetic fields," in *Advanced engineering electromagnetics*, Second edition., Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [124] D. M. Pozar, "Microwave Resonators," in *Microwave engineering*, Fourth Edition., in 4th ed. , Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [125] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design, Fundamental Parameters of Antenna*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.
- [126] T. Singh, G. Hummel, M. Vaseem, and A. Shamim, "Recent Advancements in Reconfigurable mmWave Devices Based on Phase-Change and Metal Insulator Transition Materials," *IEEE J. Microw.*, vol. 3, no. 2, pp. 827–851, Apr. 2023, doi: 10.1109/JMW.2023.3247360.
- [127] N. A. El-Hinnawy, "Development, Optimization, and Integration of Inline Phase-Change Switches for Reconfigurable RF Systems," p. 3407280 Bytes, 2018, doi: 10.1184/R1/6715925.V1.
- [128] "Chapitre 9: Transferts thermiques," in *Ondes et Vibrations*, DUNOD, 2017, pp. 201–218.
- [129] R. M. Young *et al.*, "Improvements in GeTe-based Phase Change RF Switches," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Philadelphia, PA: IEEE, Jun. 2018, pp. 832–835. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439212.
- [130] N. El-Hinnawy *et al.*, "Experimental Demonstration of AlN Heat Spreaders for the Monolithic Integration of Inline Phase-Change Switches," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 39, no. 4, pp. 610–613, Apr. 2018, doi: 10.1109/LED.2018.2806383.
- [131] "AZO Materials." [Online]. Available: <https://www.azom.com/>
- [132] J. Millman and A. Grabel, "Semiconductors," in *Microelectronics*, 2. ed., 7. [print.], in McGraw-Hill series in electrical engineering electronics and electronic circuits. , New York, NY: McGraw-Hill, 1991, p. 26.
- [133] X. Zhang *et al.*, "Physical Basis of Thermal Conduction," in *Thermal Management Materials for Electronic Packaging*, 1st ed., X. Tian, Ed., Wiley, 2024, pp. 1–17. doi: 10.1002/9783527843121.ch1.
- [134] G. Slovin, M. Xu, J. Paramesh, T. E. Schlesinger, and J. A. Bain, "AlN Barriers for Capacitance Reduction in Phase-Change RF Switches," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 37, no. 5, pp. 568–571, May 2016, doi: 10.1109/LED.2016.2539542.

- [135] S. Sivaram, "2.4.1 Conformality and step coverage," in *Chemical vapor deposition: thermal and plasma deposition of electronic materials*, New-York: Springer Science+Business Media, LLC, 1995.
- [136] S. Qu, L. Gao, J. Wang, H. Chen, and J. Zhang, "A Review on Material Selection Benchmarking in GeTe-Based RF Phase-Change Switches for Each Layer," *Micromachines*, vol. 15, no. 3, p. 380, Mar. 2024, doi: 10.3390/mi15030380.
- [137] N. El-Hinnawy *et al.*, "Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 105, no. 1, p. 013501, Jul. 2014, doi: 10.1063/1.4885388.

Résumé

Cette thèse a pour objectif de développer une antenne millimétrique reconfigurable en fréquence par l'intégration de condensateurs variables ferroélectriques. Dans un premier temps, des condensateurs interdigités intégrant des couches minces ferroélectriques de Titanate de Baryum et Strontium ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ - BST) de composition $x=0,5$ et $x=0,8$ ont été fabriqués et caractérisés jusqu'à 110 GHz. Les condensateurs fabriqués à partir de la composition $x=0,8$ ($x=0,5$) présentent en moyenne une accordabilité de 43% (25%) sous un champ électrique de polarisation moyen de $250 \text{ kV}\cdot\text{cm}^{-1}$ et une tangente de pertes de 10^{-1} (10^{-2}). Les condensateurs, quelle que soit leur composition, présente un comportement résonant en haute fréquence qui limite leur utilisation à une fréquence maximale de 65 GHz. Les performances des condensateurs sont au niveau de l'état de l'art pour un fonctionnement en bande millimétrique, permettant de les intégrer dans un dispositif antennaire afin de le rendre reconfigurable en fréquence. La composition $x=0,8$ est retenue pour l'intégration dans l'antenne du fait de sa meilleure accordabilité. L'antenne développée consiste en une antenne patch alimentée par couplage à une fente boucle rectangulaire disposée sous ce dernier, et dans laquelle sont intégrés 4 condensateurs ferroélectriques. Les dimensions du patch, de la fente-boucle ainsi que les valeurs et les positions des condensateurs ferroélectriques ont été optimisées par le biais d'un modèle électrique développé dans ces travaux de thèse afin de maximiser l'accordabilité fréquentielle tout en maintenant un niveau d'adaptation inférieur à -15 dB. Ces antennes utilisent un substrat d'alumine compatible avec les dépôts des couches minces de BST et permettant ainsi d'avoir une antenne miniature. Plusieurs antennes ont été fabriquées et mesurées en réflexion et en rayonnement. Ces mesures valident dans tous les cas considérés le modèle électrique développé sur une très large bande de fréquence. Lorsque le critère fixé par notre modèle est la maximisation de l'excursion fréquentielle, une accordabilité de 23% est obtenue, correspondant à la couverture d'une bande de fréquence de largeur 6,45 GHz. Dans ce cas, l'efficacité de rayonnement de l'antenne est relativement faible à polarisation nulle des condensateurs (7% à 29,5 GHz) et augmente avec la tension de polarisation (46% à 34 GHz pour une tension de 100V). L'efficacité de rayonnement peut être augmentée en passant par un compromis sur l'accordabilité fréquentielle. En effet, un second démonstrateur montre que pour une agilité fréquentielle de 17,5%, une efficacité de rayonnement de 19,5% est obtenue pour une polarisation nulle des condensateurs et de 60% pour une tension de polarisation de 100V. Afin de compléter ces études, des commutateurs à base de matériaux à changement de phase (PCM) ont été développés et fabriqués dans l'optique de les associer aux condensateurs ferroélectriques. La mesure d'un premier type de dispositifs simplifié a permis d'évaluer leurs performances en termes d'isolation et de pertes d'insertion. Une étude de l'association des condensateurs ferroélectriques et des commutateurs PCM a pu être réalisée en simulation à partir des mesures des condensateurs ferroélectriques et des commutateurs PCM. Cette étude montre que l'association de ces deux composants permet l'obtention d'un condensateur accordable numériquement (par l'état des commutateurs) et analogiquement (par la polarisation des condensateurs). L'accordabilité obtenue est de 56% contre 38% d'accordabilité des condensateurs ferroélectriques seuls, ce qui démontre que l'association des matériaux ferroélectriques et à changement de phase permet l'obtention d'accordabilités continues importantes.

Mots-clés : Antenne millimétrique reconfigurable, matériaux ferroélectriques, matériaux à changement de phase, DTC, reconfiguration fréquentielle



Abstract

The aim of this thesis is to develop a frequency-reconfigurable millimeter wave antenna by integrating ferroelectric tunable capacitors. Initially, interdigitated capacitors integrating ferroelectric thin films of Baryum and Strontium Titanate ($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ - BST) with compositions $x=0.5$ and $x=0.8$ were fabricated and characterized up to 110 GHz. Capacitors made from the $x=0.8$ ($x=0.5$) composition show an average tunability of 43% (25%) under an average bias electric field of 250 kV.cm^{-1} and a loss tangent of 10^{-1} (10^{-2}). Whatever the composition, the capacitors exhibit a resonant behavior at high frequencies, which limits their use to a maximum frequency of 65 GHz. Capacitor performances are state-of-the-art for millimeter wave band, enabling them to be integrated into an antenna device to make it frequency reconfigurable. The $x=0.8$ composition has been chosen for integration into the antenna because of its high tunability. The developed antenna consists of a radiating patch fed by coupling to a rectangular slot-loop lying beneath it, in which four ferroelectric capacitors are integrated. The dimensions of the patch, the slot-loop and the values and positions of the ferroelectric capacitors have been optimized using an electrical model developed in this thesis work, in order to maximize frequency tunability of the overall device while maintaining a matching level below -15 dB. The antennas uses an alumina substrate compatible with BST thin-film deposition, thus enabling a miniature antenna. Several antennas have been manufactured and measured for reflection and radiation. In all cases, these measurements validated the electrical model over a very wide frequency band. When the criterion set by our model is the maximization of the frequency excursion, a tunability of 23% is obtained, corresponding to the coverage of a 6.45 GHz wide frequency band. In this case, the antenna's radiation efficiency is relatively low at zero capacitor bias voltage (7% at 29.5 GHz) and increases with bias voltage (46% at 34 GHz for a bias voltage of 100V). Radiation efficiency can be increased by compromising on frequency tunability. Indeed, a second demonstrator shows that for a frequency agility of 17.5%, a radiation efficiency of 19.5% is obtained for zero capacitors bias voltage, and 60% for a bias voltage of 100V. To complete these studies, switches based on phase-change materials (PCM) were developed and manufactured with a view to combining them with ferroelectric capacitors. Measurement of an initial, simplified type of device has allowed assessing their performances in terms of insulation and insertion loss. A study of the combination of ferroelectric capacitors and PCM switches was carried out in simulation using measurements their respective measured S parameters. This study shows that the combination of these two components produces a capacitor that can be tuned in both discrete (by the state of the switches) and continuous ways (by the polarization of the capacitors). The tunability obtained is 56%, compared with 38% for ferroelectric capacitors alone, demonstrating that the combination of ferroelectric and phase-change materials enables significant continuous tunabilities to be achieved.

Keywords : Millimeter wave tunable antenne, ferroelectric materials, phase change materials, DTC, frequency tunable

