

Université de Limoges

**ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,
Informatique (SISMI)**

Laboratoire XLIM – UMR CNRS 7252

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges

Discipline : Electroniques hautes fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par :
Jehison LEON VALDES

Le 18 décembre 2020

**Antennes Agiles Reconfigurables Optiquement dans le Domaine
Millimétrique avec l'Intégration de Matériaux à Changement de
Phase**

Thèse dirigée par Laure HUITEMA et Aurelian CRUNTEANU

JURY :

Président du jury

M. Thierry MONEDIERE, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Fabien FERRERO, Professeur, Université Côte d'Azur

M. Etienne PERRET, Maître de Conférences, HDR, Université Grenoble Alpes

Examineurs

M. Erwan FOURN, Maître de Conférences, INSA Rennes

Mme. Laure HUITEMA, Maître de Conférences, Université de Limoges

M. Aurelian CRUNTEANU, Directeur de Recherches CNRS, Université de Limoges

Mme. Priscillia DAQUIN, Dr/Ing, Centre National d'Etudes Spatiales, CNES Toulouse

M. Jean-Christophe ORLIANGES, Maître de Conférences, Université de Limoges



A ma famille ...

Remerciements

J'exprime toute ma gratitude aux équipes des départements RF-ELITE et Systèmes RF de l'institut de Recherche XLIM, à son directeur ainsi qu'à l'école doctorale de m'avoir accueilli pour effectuer ce travail de thèse.

Je remercie particulièrement et adresse toute ma reconnaissance à mes encadrants et directeurs de thèse Mme. **Laure HUITEMA** et M. **Aurelian CRUNTEANU**, pour m'avoir accepté et pour m'avoir accompagné lors de mes travaux durant ces trois années, pour m'avoir fait confiance, pour tous les conseils précieux qu'ils m'ont apportés, pour leur patience, leur bonne humeur, leur disponibilité, l'aide et le soutien qu'ils m'ont constamment accordé. Je tiens à souligner la qualité et la pertinence de leurs observations, de leur rigueur, de leur supervision et de leur présence.

J'adresse mes sincères remerciements aux membres du jury M. **Fabien FERRERO**, Professeur de l'Université Côte d'Azur et M. **Etienne PERRET**, Maître de conférences de l'Université Grenoble Alpes qui m'ont fait l'honneur d'être les rapporteurs scientifiques de ces travaux de thèse et m'avoir autorisé à soutenir les résultats de ce travail.

J'associe également à ces remerciements M. **Thierry MONEDIERE**, Professeur de l'Université de Limoges et M. **Erwan FOURN**, Maître de conférences de l'INSA Rennes d'avoir accepté de participer en tant qu'examinateur de ces travaux.

J'aimerais également remercier Mme. **Priscillia DAQUIN**, Dr/Ing du CNES Toulouse et M. **Jean-Christophe ORLIANGE**, Maître de conférences de l'Université de Limoges qui m'ont fait un grand honneur en acceptant l'invitation à cette soutenance.

Mes sincères remerciements à Mme. **Marie-Laure GUILLAT**, pour sa disponibilité, sa gentillesse et pour s'être occupé de toutes les démarches administratives inhérentes à mes travaux. Je tiens à remercier Mme. **Patricia LEROY** également pour son investissement dans l'aspect administratif.

J'exprime ma profonde gratitude à M. **Eric ARNAUD**, Ingénieur de recherche au CNRS, pour le temps consacré à la réalisation des mesures des antennes et pour sa sympathie. Concernant les mesures, je me dois aussi de remercier M. **Damien PASSERIEUX**, Ingénieur en techniques expérimentales au laboratoire XLIM.

Pour avoir eu le privilège de faire un stage au « State Key Laboratory of Terahertz and Millimeter Waves » de City University of Hong Kong, je me dois de remercier le Professeur **Steve H. WONG**, pour son encadrement et les précieux conseils apportés.

Mes plus vifs remerciements s'adressent également aux membres du laboratoire et à l'équipe de la salle blanche de XLIM pour leurs conseils, leur collaboration et l'ambiance sympathique, notamment **Aurelian CRUNTEANU**, **Cyril GUINES**, **Areski GHALEM**, **Ling Yan ZHANG**, **Maxime AGATY**, **Maxime PINAUD** et **Naira JGUIRIM**. Je pense également à mes collègues doctorants (**Amani NEFZI**, **Inès BETTOUMI**, **Vincent MUZZUPAPA** ...) auxquels je souhaite bon courage dans la continuité de l'aventure. Merci également aux membres de l'association **ΣdocX** pour leur enthousiasme.

Enfin, même si c'est compliqué d'exprimer tout ce que je dois à ceux que j'aime, je ne saurai pas finir sans remercier ma très chère sœur **Jani**, pour sa bonne humeur et pour son rire toujours présent. Ma profonde gratitude à ma mère **Amaris**, pour son encouragement et ses sacrifices pour garantir mon bien-être et à mon père **Guillermo** pour son soutien.

Evidemment, merci à **Anne Marie** pour sa sagesse, sa joie de vivre et son encouragement tout ce temps.

Pour finir, un grand, très grand merci à **Damien**, pour son soutien sans faille en tout moment et son aide tout le long de la thèse.

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.....	19
Chapitre I. Etat de l'art sur les antennes agiles et les matériaux à changement de phase (PCM).....	23
I.1. Introduction.....	23
I.2. Antennes reconfigurables.....	24
I.2.1. Définition.....	24
I.2.2. Caractéristiques principales d'une antenne.....	25
I.2.3. Types de reconfigurabilité.....	30
I.2.4. Techniques de reconfigurabilité.....	33
I.2.4.1. Dispositifs électroniques.....	34
I.2.4.2. Intégration de matériaux fonctionnels.....	43
I.2.5. Bilan sur les dispositifs agiles pour la reconfiguration antennaire.....	51
I.3. Matériaux à Changement de Phase (PCM).....	53
I.3.1. Propriétés électriques et optiques des matériaux à changement de phase.....	54
I.3.2. Transformation de la phase cristalline vers la phase amorphe des PCM.....	57
I.3.3. Transformation de la phase amorphe à l'état cristallin dans les PCM.....	60
I.3.4. GeTe.....	63
I.3.5. Ge ₂ Sb ₂ Te ₅ (GST).....	66
I.3.6. Application des matériaux à changement de phase. Intégration dans des dispositifs accordables.....	68
I.4. Conclusion.....	76
Chapitre II. Elaboration et caractérisation de couches minces de matériaux à changement de phase dans le domaine des ondes millimétriques.....	80
II.1. Introduction.....	80
II.2. Méthodes d'élaboration des couches minces.....	80
II.2.1. Pulvérisation cathodique magnétron.....	81
II.2.2. Paramètres de dépôt.....	83
II.3. Changements de phase des couches minces de PCM obtenues par pulvérisation magnétron DC et caractérisations électriques.....	86
II.3.1. Cristallisation des films de PCM par chauffage direct.....	86
II.3.2. Commutation optique de films de GeTe en utilisant des impulsions laser.....	91
II.3.3. Intégration du GeTe dans des commutateurs et évaluation des propriétés électriques à hautes fréquences.....	98
II.3.4. Fiabilité du changement de phase du GeTe en utilisant l'irradiation optique.....	104
II.4. Conclusion.....	108
Chapitre III. Antennes reconfigurables intégrant les matériaux à changement de phase	111
III.1. Introduction.....	111
III.2. Antenne reconfigurable en fréquence fonctionnant dans le domaine millimétrique..	111
III.2.1. Configuration et étude électromagnétique de l'antenne.....	111
III.2.2. Réalisation du prototype intégrant les motifs de GeTe.....	114
III.2.3. Présentation et analyse des résultats.....	115
III.2.3.1. Impédance d'entrée et paramètres S.....	115
III.2.3.2. Reproductibilité de la reconfiguration en fréquence.....	118
III.2.3.3. Diagramme de rayonnement, efficacité totale et gain.....	118
III.2.3.4. Bilan de la structure antennaire reconfigurable en fréquence.....	120

III.3. Antenne patch reconfigurable en polarisation.....	121
III.3.1. Conception de l'antenne patch reconfigurable en polarisation.	121
III.3.1.1. Topologie de l'antenne et étude des différentes configurations	121
III.3.1.2. Etude de la polarisation rayonnée	124
III.3.2. Réalisation et mesure du dispositif antennaire.....	126
III.3.2.1. Réalisation du dispositif reconfigurable	126
III.3.2.2. Mesures des paramètres S	127
III.3.2.3. Performances en rayonnement du dispositif reconfigurable	128
III.3.3. Résumé des performances de l'antenne reconfigurable en polarisation dans ses différentes configurations	133
III.4. Amélioration des performances : Réseau de patches couplés électromagnétiquement sur un superstrat.....	134
III.4.1. Description du dispositif.....	135
III.4.2. Influence des différents paramètres de l'antenne sur ses performances.....	136
III.4.3. Reconfigurabilité en polarisation.....	142
III.4.4. Réalisation et mesure du dispositif.	145
III.4.4.1. Mesures des paramètres S	146
III.4.4.2. Performances en rayonnement du dispositif reconfigurable	146
III.4.5. Bilan	150
III.5. Conclusion	151
Conclusion générale.....	153
Perspectives.....	157
Publications relatives à ce travail.....	165
Références bibliographiques	166

Table des illustrations

Figure 1 : Modèle de circuit RLC équivalent de (a) une antenne dipôle et (b) une antenne patch. (c) Modèle d'une antenne reliée à sa source.	26
Figure 2 : Représentation de la bande passante d'adaptation d'une antenne.	27
Figure 3 : Diagramme de rayonnement en directivité (a) 3D (en coordonnées xyz et θ, φ) et (b) 2D avec φ constant (égale à zéro) et variant en θ	27
Figure 4 : Distribution de puissances au sein d'une antenne.	28
Figure 5 : Ellipse de polarisation du vecteur E du champ électromagnétique émis par une antenne.	29
Figure 6 : Réseau d'éléments déphasés pointant dans la direction θ_0 [31].	32
Figure 7 : Antenne patch reconfigurable avec quatre états de polarisation [33].	33
Figure 8 : Schéma de jonction et symbole des diodes PIN [43].	34
Figure 9 : Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence dans le domaine des ondes millimétriques intégrant des diodes PIN [44].	35
Figure 10 : Antenne reconfigurable en rayonnement dans la bande millimétrique. Topologie du réseau d'excitation pour les différents états des diodes PIN et les mesures du diagramme de rayonnement [45].	36
Figure 11 : Réseau d'antennes reconfigurables en polarisation dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration de diodes PIN [9].	36
Figure 12 : (a) Modèle du circuit d'excitation du dispositif antennaire. (b) Réseau d'antennes opérant en polarisation circulaire droite (RHCP) et polarisation circulaire gauche (LHCP) pour les différents états des diodes PIN [9].	36
Figure 13 : Structure typique de MEMS-RF à couplage capacitif. A gauche, configuration en parallèle. A droite, configuration en série [46].	37
Figure 14 : Antenne reconfigurable en fréquence dans la bande millimétrique intégrant des commutateurs RF MEMS. (a) Vue supérieure et latérale du dispositif antennaire. (b) Schéma du commutateur MEMS actionné et sans actionnement [12].	38
Figure 15 : Rapport d'onde stationnaire de l'antenne à éléments agiles à base des MEMS RF pour les deux bandes de fréquences de fonctionnement [12].	38
Figure 16 : Dispositif antennaire reconfigurable en rayonnement dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration de commutateurs RF-MEMS. Représentation des diagrammes de rayonnement pour différentes configurations à 35,4 GHz. En haut, côté gauche de l'antenne active. En bas, côté droite de l'antenne activé [47].	39
Figure 17 : Antenne reconfigurable en polarisation dans la bande millimétrique avec l'intégration de commutateurs MEMS-RF. A droite, le coefficient de réflexion de l'antenne pour plusieurs états de polarisation montrant des bonnes adaptations [11].	40
Figure 18 : Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence et en fonction de θ dans les plans E et H pour l'antenne reconfigurable en polarisation avec l'intégration de commutateurs MEMS-RF [11].	40

Figure 19 : Schéma d'une diode varactor et son circuit équivalent [48].	41
Figure 20 : Antenne reconfigurable en fréquence intégrant des diodes varactors. Performances du dispositif antennaire avec l'application de tensions de 20V, 10V et 1V à travers la diode D1 avec D2 dans l'état OFF [49].	41
Figure 21 : Modèle du transistor FET. A gauche à l'état ON. A droite à l'état OFF.	42
Figure 22 : Réseau d'antennes patch multicouches reconfigurable en rayonnement avec des commutateurs FET intégrés [50].	42
Figure 23 : Dispositif antennaire reconfigurable en rayonnement fabriqué avec l'intégration de transistors FET et son diagramme de rayonnement mesuré à 23,9 GHz [50].	42
Figure 24 : (a) Schéma de l'antenne. (b) et (c) Prototype fabriqué intégrant des aimants fournissant un champ magnétique dans la direction z. (d) Résultats expérimentaux de la variation de la fréquence de travail de l'antenne en fonction des différentes valeurs des champs de polarisation [65].	44
Figure 25 : (a) Schéma en coupe transversale d'un guide d'onde rectangulaire à fentes rayonnantes intégrant une plaque de ferrite. (b) Vue latérale de la paroi avec les fentes. (c) Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H [66].	45
Figure 26 : Schéma du dispositif antennaire reconfigurable en fréquence avec l'intégration d'une couche mince de BST comme matériau agile (adapté de [71]).	45
Figure 27 : Intégration d'une lentille ferroélectrique dans un système antennaire. (b) Conception du prototype de lentille accordable à BST [72].	46
Figure 28 : Variation du diagramme de rayonnement d'une antenne cornet en utilisant une lentille de focalisation intégrant des couches de BST [72].	46
Figure 29 : (a) Réseau réflecteur fabriqué. (b) Diagramme de rayonnement mesuré à 72,2 GHz et avec l'application de trois tension de polarisation [76].	48
Figure 30 : Principe de fonctionnement d'une cellule isolée du réflecteur LC. Variation de l'orientation des molécules et de la permittivité par l'application d'une tension continue [21].	48
Figure 31 : Oxydes métalliques présentant une transition isolant-métal en fonction de leurs températures de transition [84].	49
Figure 32 : Évolution de la conductivité d'un film de VO ₂ en fonction de la température. Changement abrupt de conductivité à 72°C [85].	50
Figure 33 : (a) Conception d'une antenne intégrant un commutateur à VO ₂ . (b) Dispositif fabriqué. (c) Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'antenne pour les différents états du VO ₂ [25].	50
Figure 34 : Résistivité en fonction de la température d'un matériau à changement de phase. La transformation de la phase amorphe vers un état cristallin est aperçu par la forte diminution de résistivité [106].	54
Figure 35 : Principe du changement de phase dans les PCM. Le matériau dans la phase cristalline à gauche fond localement sous l'action d'un stimulus électrique ou optique. Si la vitesse de refroidissement est suffisamment élevée, le matériau reste dans une phase	

désordonnée amorphe (trempe thermique). Pour revenir à la phase cristalline, il faut fournir l'énergie thermique nécessaire à la réorganisation des atomes (adaptées de [107]).	55
Figure 36 : Diagramme ternaire Ge-Te-Sb regroupant la plupart de familles de PCM [104].	56
Figure 37 : Schéma du principe de changement de la phase cristalline vers la phase amorphe des PCM, par l'application d'une impulsion courte électrique ou optique.	58
Figure 38 : Diagramme TTT (Transformation Température-Temps) de PCM et les changements de phase pour les opérations de cristallisation (courbe en pointillés), amorphisation (courbes solides) réussie (bleu) ou échouée (rouge). La zone rouge représente l'état cristallin [135].	58
Figure 39 : (a) Commutateur intégrant le GeTe activé par des impulsions électriques. (b) Image zoomée du dispositif. (c) Image d'une coupe transversale du dispositif [135].	59
Figure 40 : Augmentations de températures générées par des impulsions électriques avec différentes allures générant des temps de refroidissements différents pour un commutateur intégrant le GeTe (Figure 39). Les courbes bleues représentent le matériau amené à l'état amorphe (OFF) et les courbes rouges représentent le matériau amené à l'état cristallin (ON) [135].	59
Figure 41 : (a) Evolution de la réflectivité (normalisée à l'état cristallin) à 532 nm d'un film cristallin de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ lors d'une amorphisation induite par une impulsion laser nanoseconde (154 mJ/cm^2 , courbe en pointillés noirs) et une impulsion laser femtoseconde (66 mJ/cm^2 , courbe solide rouge). Les profils des impulsions laser sont indiqués en bas (noir = impulsion nanoseconde, rouge = impulsion femtoseconde). (b) Marque amorphe sur un fond cristallin après une impulsion laser nanoseconde, avec une région d'amorphisation partielle entourée d'une ligne pointillée. (c) Marque amorphe après une impulsion femtoseconde [138].	60
Figure 42 : Diagramme avec les compositions correspondant aux mécanismes de cristallisation dominé par nucléation (groupe I) ou dominé par la croissance (groupe II).	61
Figure 43 : Schéma des mécanismes du processus de cristallisation de la surface d'un matériau à changement de phase. (a) Croissance de la phase cristalline (bleu) à partir des bords d'une tache amorphe (vert). (b) Cristallisation par nucléation puis croissance de l'intérieur de la marque amorphe.	61
Figure 44 : Dépendances de la température de cristallisation T_x et de la composition (à gauche) et de la durée des impulsions laser τ_{cry} pour produire la cristallisation (à droite) des films minces dans le diagramme ternaire Ge-Sb-Te. La vitesse de chauffage pour la mesure T_x est de 10 K/min et la puissance laser pour la mesure τ_{cry} est de 8 mW [133].	62
Figure 45 : Procédure de recristallisation d'un film de GeTe avec des impulsions laser courtes (8 ns) (a) marque amorphe réalisée avec une fluence élevée (74 mJ/cm^2) ; (b) début de la recristallisation (avec 5 impulsions) par croissance avec une fluence plus faible (28 mJ/cm^2) ; (c) après 8 impulsions laser avec la même fluence la nucléation devient dominante ; (d) cristallisation totale avec 15 impulsions.	64
Figure 46 : Réflectivités optiques en fonction de la température pour différentes compositions de GeTe, mesurées dans une atmosphère d'argon à $\lambda=670 \text{ nm}$ et une vitesse de chauffage de 10°C/min [117].	64
Figure 47 : Variations des résistivités électriques avec la température mesurées pour différentes compositions de films de GeTe [151].	65

Figure 48 : Temps de cristallisation en fonction du pourcentage de Ge présent dans les compositions de type Ge_xTe_y , pour une première cristallisation après le dépôt du film (courbe rouge) et après plusieurs cycles de transformation (courbe bleue) [152].	65
Figure 49 : (a) Empilement actif utilisé intégrant le GeTe pour l'analyse optique grâce au testeur statique (b) Cartographie du processus d'amorphisation d'une couche de GeTe. Représentation du contraste optique en fonction de la puissance et de la durée des impulsions [153].	66
Figure 50 : Variation de la résistance surfacique en fonction de la température d'un film de 80 nm d'épaisseur de GST. Une première transition est observée à 150°C et une deuxième à 375°C [155].	67
Figure 51 : Image AFM in situ de la cristallisation dans le temps d'un film de $Ge_2Sb_2Te_5$; à gauche, le film est soumis à une température de 115°C et à droite, à une température de 145°C [157].	68
Figure 52 : Coupe transversale d'un modèle de cellule PCRAM simplifiée [135].	69
Figure 53 : Schéma de principe de la mémoire 3D XPoint (source : Intel).	70
Figure 54 : (a) Image optique d'un commutateur RF fabriqué intégrant un GeTe.	71
Figure 55 : Paramètres S mesurés et simulés du commutateur RF-PCM, (a) à l'état ON (GeTe cristallisé) et (b) à l'état OFF (motif de GeTe amorphisé) [170].	72
Figure 56 : (a) Commutateur RF intégrant huit commutateurs GeTe en parallèle. Mesure de paramètres $ S_{21} $ pour différents nombre de cellules de GeTe : (b) dans la phase cristalline et (c) dans la phase amorphe [170].	72
Figure 57 : (a) Image optique de la structure des commutateurs RF-PCM (Layout A et Layout B). (b) Mesures comprises entre 0 et 40 GHz des R_{ON} , C_{OFF} , pertes d'insertion en dB à l'état ON, isolation en dB à l'état OFF, respectivement, pour les Layout-A (en bleu) et Layout-B (en vert) [171].	73
Figure 58 : Image optique du commutateur RF-PCM intégrant un motif GeTe entre les deux parties de la ligne du signal RF CPW. Évolution de la capacité à l'état OFF (courbe rouge) et du FoM (courbe bleue) des commutateurs RF-PCM en fonction de la dimension des motifs GeTe à 30 GHz [172].	74
Figure 59 : Antenne reconfigurable en rayonnement. (a) Configuration de l'antenne proposée. (b) Antenne rayonnant à 0°. (c) Antenne rayonnant à 20°. (d) Antenne rayonnant à 60°.	76
Figure 60 : Schéma du réacteur de pulvérisation cathodique (adaptée de [189]).	82
Figure 61 : Régime de polarisation de la cible à pulvériser.	82
Figure 62 : Schéma du système magnétron [189].	83
Figure 63 : (a) Résultats de mesures par diffraction à rayons X (DRX) pour les films de GeTe entièrement cristallisé par chauffage direct à 230 °C (post-élaboration) et obtenus à différentes températures du substrat (température ambiante, 60 °C, 80 °C et 100 °C). (b) Courbes de cristallisation du GeTe pour différentes températures de dépôt du film (cristallisation par chauffage direct des films à 2°C/min jusqu'à 230 °C), basées sur les magnitudes normalisées du pic (011) d'intensité observées par DRX. (c) Variation de l'énergie de nucléation (E_N) et de l'énergie de croissance (E_G) du processus de cristallisation en fonction de la température de dépôt du GeTe [191].	84

Figure 64 : Variation de la résistance normalisée des films de GeTe en fonction de la température avec différentes conditions de dépôt. (b) Zone en ligne pointillée étendue pour afficher le détail des températures de changement de phase [192].	85
Figure 65 : Variation de la résistance surfacique des films de 1 μm d'épaisseur de GeTe et GST lors d'un cycle de chauffage direct.	87
Figure 66 : Mesures de la variation de la résistance des films de 1 μm d'épaisseur de GeTe (50:50) et GeTe (40:60) lors du chauffage direct.	88
Figure 67 : Schéma du dispositif de mesure de la résistance carrée R_s et de la résistivité des films de GeTe par la méthode à quatre pointes.	90
Figure 68 : Image de films de GeTe de 1 μm d'épaisseur sur des substrats de saphir (20x20 mm^2) préparés dans les deux états : amorphe (tel que déposé) et cristallin (après un cycle de chauffage direct jusqu'à 260 $^\circ\text{C}$).	91
Figure 69 : Schéma de l'irradiation laser d'une couche de GeTe.	92
Figure 70 : Dispositif laser expérimental utilisé pour les irradiations des films de PCM.	92
Figure 71: (a) Distribution de température à la surface d'un film de GeTe de 1 μm d'épaisseur sur substrat de saphir (20 x 20 mm) après l'irradiation avec une impulsion laser unique avec une fluence de 50 mJ/cm^2 et une durée de 30 ns. (b) Distribution de la température dans la profondeur (Z) du film de GeTe au centre du spot laser. (c) Evolution de la température dans le film de GeTe en fonction du temps et de la profondeur (surface du film de GeTe à $z = 0$), au centre du spot laser ($x=0, y=0$).	93
Figure 72 : Film de GeTe sur un substrat de saphir soumis à des irradiations laser. (a) Transformation de la phase amorphe a vers la phase cristalline c . (b) Transformation d'un état cristallin c à un état amorphe a . (c) Re-amorphisation partielle du film (a*) après avoir été cristallisé partiellement par 3 impulsions laser.	94
Figure 73 : Dispositif d'irradiation optique en utilisant des diodes laser infrarouge.	95
Figure 74 : Photographies par microscopie optique montrant les changements de phase des films de GeTe par le contraste de couleur entre les états amorphe et cristallin. (a) Motifs cristallins sur une surface de GeTe amorphe. (b) Cristallisation uniforme du GeTe après plusieurs impulsions optiques. (c) Trace amorphe de GeTe sur un film cristallin.	97
Figure 75 : Images par microscopie optique des commutateurs RF-PCM intégrant des motifs GeTe de différentes longueurs entre les deux parties de la ligne signal du CPW.	98
Figure 76 : Etape de structuration des motifs de GeTe par photolithographie et gravure humide.	99
Figure 77 : Etape de dépôt de la structure métallique par la technique de lift-off.	99
Figure 78 : Vue frontale des dispositifs après les étapes de fabrication en salle blanche	100
Figure 79 : (a) Mesures des paramètres S (isolation à l'état OFF,) pour les commutateurs RF-PCM avec différentes dimensions des motifs de GeTe à l'état amorphe. (b) Pertes d'insertion (transmission S_{21} à l'état ON) pour les dispositifs avec différentes dimensions du GeTe à l'état cristallin.	101
Figure 80 Paramètres S mesurés des commutateurs RF-PCM (avec des motifs de GeTe de 40 μm) contrôlés optiquement avec des impulsions laser de type LP1 et LP2. (a) Etat amorphe	

obtenu lors du dépôt. (b) Etat cristallin après l'application d'une impulsion LP1. (c) Etat cristallin obtenu par chauffage direct. (d) Etat amorphe après l'application d'une impulsion LP2.....	102
Figure 81 : (a) Topologie du commutateur RF-PCM intégrant un motif de GeTe de 40 μm de longueur entre les deux parties de la ligne de signal du CPW en utilisant un substrat de saphir de 250 μm d'épaisseur. (b) Coupe transversale du commutateur.....	102
Figure 82 : Mesures et simulations des paramètres S (isolation à l'état OFF) pour un commutateur RF-PCM avec un motif de GeTe de 40 μm de longueur à l'état amorphe.	103
Figure 83 : Pertes d'insertion (transmission S_{21} à l'état ON) mesurées et simulées d'un motif de GeTe de 40 μm de longueur à l'état cristallin.....	103
Figure 84 : Résultats de l'endurance d'un film de GeTe (500 nm) sur un substrat de saphir suite à l'application à atmosphère ambiante des impulsions laser LP1 et LP2 permettant le changement de phase successif entre l'état amorphe et l'état cristallin.	104
Figure 85 : Endurance d'un film de GeTe (500 nm) sur un substrat de RO4003C suite à l'application à atmosphère ambiante des impulsions laser UV permettant les changements entre les états amorphes et cristallins.....	106
Figure 86 : (a) Conception 3D de l'antenne patch. (b) Image de la face arrière avec la ligne d'excitation coplanaire terminée par un résonateur en forme de T.....	112
Figure 87 : (a) Simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne (parties réelle et imaginaire) pour une longueur du patch $L=1,3$ mm. (b) Résultats de simulation des paramètres $ S_{11} $ de l'antenne patch pour différentes longueurs de patch métalliques ($L_1-L_2-L_3$).	113
Figure 88 : Diagramme de rayonnement de l'antenne patch métallique de longueur 1,3 mm à 26,5 GHz.	113
Figure 89 : Résultats de simulation des paramètres $ S_{11} $ de l'antenne patch pour différents états des motifs de GeTe : c-GeTe (GeTe cristallin), c+a-GeTe (GeTe partiellement cristallisé) et a-GeTe (GeTe amorphe).....	114
Figure 90 : (a) Image de l'antenne fabriquée avec la superposition en transparence des deux faces opposées. (b) Aperçu du patch composite avec les motifs GeTe amorphes. (c) Motifs de GeTe partiellement cristallisés par commande optique. (d) Motifs de GeTe complètement commutés à l'état cristallin.	115
Figure 91 : (a) Dispositif de mesure avec pointes GSG de l'antenne. (b) Paramètres $ S_{11} $ de l'antenne fabriquée lors du contrôle optique de sa fréquence de résonance.....	116
Figure 92 : Paramètres $ S_{11} $ de l'antenne patch (mesures et retro-simulations) avec les motifs de GeTe à l'état cristallin (c-GeTe avec $L=1,5$ mm) et amorphe (a-GeTe avec $L=1,1$ mm).116	116
Figure 93 : Résultats des retro-simulations et des mesures de l'impédance d'entrée de l'antenne (parties réelles et imaginaires). (a) Patch composite avec motifs de GeTe à l'état cristallin (longueur effective du patch $L=1,5$ mm). (b) Patch composite avec motifs de GeTe à l'état amorphe (longueur effective du patch $L=1,1$ mm).	117
Figure 94 : Fréquences de fonctionnement mesurées ($ S_{11} < -10$ dB) du dispositif fabriqué lors de l'application successive d'impulsions laser de types LP1 et LP2.....	118
Figure 95 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne avec les motifs de GeTe (a) à l'état amorphe et (b) à l'état cristallin.....	119

Figure 96 : Vue frontale de l'antenne patch. Le matériau GeTe est représenté en marron, autour du patch métallique principal et dans la fente croisée gravée au centre du patch....	122
Figure 97 : (a) Vue du plan de masse du dispositif. (b) Vue 3D de l'antenne patch.	123
Figure 98 : Résultats de simulations des $ S_{11} $ pour les différentes configurations d'opération de l'antenne correspondant aux différents états des motifs de GeTe indiqués dans le Tableau III-3.....	124
Figure 99 : Résultats de simulations des paramètres $ S_{11} $ et des TE de l'antenne avec et sans la fente croisée pour le cas correspondant à la configuration 1 (LHCP).....	125
Figure 100 : Distribution du champ E simulé de l'antenne patch dans la configuration 1 à 29,5 GHz pour les phases (a) 0° , (b) 45° , (c) 90° , (d) 135°	125
Figure 101 : Distribution du champ E simulé dans l'antenne patch dans la configuration 4 à 29,5 GHz pour (a) phase = 0° et (b) phase = 90°	126
Figure 102 : Antenne reconfigurable en polarisation fabriquée. (a) Vue frontale du patch composite avec les motifs de GeTe amorphes (couleur gris foncé) aux quatre coins. (b) Les quatre configurations différentes du dispositif après la cristallisation locale des motifs de GeTe à l'aide des impulsions laser (couleur gris clair).....	127
Figure 103 : Résultats de mesures et de simulations des paramètres $ S_{11} $ pour les différentes configurations.....	128
Figure 104 : (a) Base compacte millimétrique pour les mesures de (b) l'antenne fabriquée (AUT).	128
Figure 105 : Diagramme de rayonnement en gain de l'antenne mesurée à 29,5 GHz pour la configuration 1 (LHCP).	129
Figure 106 : Gains mesurés et simulés pour les polarisations circulaires gauches et droites pour la configuration 1 (LHCP) à 29,5 GHz.	129
Figure 107 : Taux d'ellipticité mesuré de l'antenne proposée pour différents plans φ à 29,5 GHz.....	130
Figure 108 : Taux d'ellipticité mesuré et simulé de l'antenne proposée dans l'axe principal ($\varphi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$).	130
Figure 109 : Résultats de simulation et de mesure du gain réalisé maximum pour la polarisation circulaire (configuration 1).	131
Figure 110 : Mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne en polarisation circulaire (configuration 1).	131
Figure 111 : Diagramme de rayonnement mesuré en gain de l'antenne proposée à 29,5 GHz pour la configuration 4 (LP).	132
Figure 112 : Gains mesurés et simulés de l'antenne proposée pour la configuration 4 (LP) à 29,5 GHz.	132
Figure 113 : Résultats de simulation et de mesure du gain réalisé maximum pour la polarisation linéaire (configuration 4).	133
Figure 114: Résultats de mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne en polarisation linéaire (configuration 4).	133

Figure 115 : (a) Vue de la conception 3D de l'antenne. (b) Vue frontale du dispositif à deux couches. (c) Vue latérale.....	135
Figure 116 Couplage mutuel mesuré (en ligne continue) et simulé (en pointillé) entre deux antennes microruban excitées par des connecteurs coaxiaux selon les plans E et H. Les antennes ont une largeur de 10,57 cm, une longueur de 6,55 cm, l'épaisseur du substrat est de 0,1588 cm, $\epsilon_r = 2,55$, $f_r = 1410$ MHz. Figure adaptée de [29], [233], [234]......	137
Figure 117 : Structure étudiée où le patch inférieur est excité par un port discret.....	137
Figure 118 : Champ magnétique dans le plan $z=0.9\text{mm}$ pour différentes distances entre les éléments du réseau (a) $d = \lambda_0/1,75$, (b) $d = \lambda_0/2$, (c) $d = \lambda_0/2,25$, (d) $d = \lambda_0/2,5$, (e) $d = \lambda_0/3$	139
Figure 119 : Densité surfacique de courants pour $d = \lambda_0/2,25$ (a) module de J_y et (b) sa phase, modules de (c) J_x et (d) J_z	140
Figure 120 : Densité surfacique de courants pour $d=\lambda_0/2,25$ (a) module de J_y et (b) sa phase, modules de (c) J_y et (d) J_z	141
Figure 121 : Evolution de la directivité en fonction de d/λ_0	141
Figure 122 : Evolution de la directivité en fonction de l'épaisseur du deuxième substrat h_2	142
Figure 123 : (a) Vue frontale de la conception 3D de l'antenne. Le matériau GeTe amorphe est représenté avec la couleur marron autour des patches métalliques et le GeTe cristallin avec la couleur bleue. (b) Patch équivalent de ceux intégrant les motifs de GeTe amorphes et cristallin avec la représentation des modes dégénérés.....	143
Figure 124 : Résultats de simulations des paramètres $ S_{11} $ pour la configuration 2 et la configuration 4 correspondant à la RHCP et LP du Tableau III-3, ainsi que le taux d'ellipticité (TE) de la polarisation circulaire dans l'axe $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$	144
Figure 125 : (a) Antenne fabriquée intégrant les motifs de GeTe amorphe (couleur gris foncé). (b) Vue frontale avec les motifs de GeTe cristallins (couleur gris claire).	145
Figure 126 : Résultats de mesures et de simulations des paramètres $ S_{11} $ pour la polarisation circulaire (RHCP) et la polarisation linéaire (LP)......	146
Figure 127 : Mesure en réception de l'antenne fabriquée (AUT) dans la base compacte. ..	147
Figure 128 : Gains mesurés et simulés pour les polarisations circulaires gauches et droites dans la configuration 2 (RHCP) à 27,9 GHz.	147
Figure 129 : Taux d'ellipticité mesuré de l'antenne proposée sur différents plans φ à 27,9 GHz.	148
Figure 130 : Taux d'ellipticité mesuré et simulé de l'antenne proposée dans l'axe principal ($\varphi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$).	148
Figure 131 : Mesure et simulation de l'efficacité totale et du gain réalisé de l'antenne en polarisation circulaire (configuration 2).	149
Figure 132 : Gains mesurés et simulés de l'antenne proposée dans la configuration 4 (LP) à 28 GHz.....	149
Figure 133 : Mesures et simulations du gain réalisé et de l'efficacité totale de la configuration 4 (LP).	150

Figure 134 : (a) Conception 3D de l'antenne. (b) Image de la face frontale avec le patch inférieur et le réseau de patch supérieurs. (c) Image de la face arrière de l'antenne avec la ligne d'excitation coplanaire terminée par une fente résonante. (d) Image de la fente située sous le centre du patch inférieur.....	158
Figure 135 : (a) Image de la face arrière de l'antenne. (b) Image de la fente résonante.	158
Figure 136 : Paramètre $ S_{11} $ pour différentes longueurs L_s de la fente et $W_s = 0,065$ mm...	159
Figure 137 : Paramètre $ S_{11} $ pour différentes longueurs L_s de la fente avec la ligne CPW en court-circuit avec le plan de masse.....	159
Figure 138 : Image arrière du dispositif intégrant un connecteur coaxial pour alimenter la ligne CPW avec le motif de GeTe intégré dans la fente.	160
Figure 139 : Vue de la conception 3D de l'antenne. Le matériau GeTe est représenté avec les coins de couleur marron et dans la fente croisée gravée au centre de chaque patch de la couche supérieure.....	160
Figure 140 : (a) Image arrière de la ligne CPW avec le motif de GeTe amorphe intégré dans la fente. (b) Image 3D du dispositif intégrant les motifs de GeTe. (c) Vue frontale des quatre configurations possibles des motifs de GeTe pour chaque patch de la couche supérieure.	161
Figure 141 : Résultats de simulations du TE et des paramètres $ S_{11} $ pour les configurations RHCP et LP avec les motifs des coins en GeTe amorphes et cristallins de la Figure 140 (c).	162
Figure 142 : (a) Image arrière de la ligne CPW avec le motif de GeTe cristallin intégré dans la fente. (b) Image 3D du dispositif intégrant les motifs de GeTe. (c) Vue frontale des quatre configurations possibles des motifs de GeTe pour chaque patch de la couche supérieure.	162
Figure 143 : Résultats de simulations du TE et des paramètres $ S_{11} $ pour les configurations RHCP et LP avec les motifs des coins en GeTe amorphes et cristallins de la Figure 142 (c).	163
Figure 144 : Dispositifs de type plaque à zones de Fresnel (FZP pour la focalisation des ondes électromagnétiques) et de type reflect-array pour des fréquences > 100 GHz. Les zones plus réfléchissantes dénotent le caractère métallique des zones écrites suite au changement de phase isolant-métal du matériau PCM.	164

Table des tableaux

Tableau I-1 : Regroupement des avantages et des inconvénients des diverses techniques utilisées pour la reconfiguration antennaire.	51
Tableau I-2 : Comparaison des valeurs de performances RF entre le VO ₂ et les MEMS.	52
Tableau I-3 : Quelques compositions de familles de chalcogénures [109].	55
Tableau I-4 : Comparaison des valeurs de performances RF entre le GeTe et les MEMS. ..	74
Tableau II-1 : Conductivités (en DC) du GeTe (cristallin et amorphe) calculées par les mesures de la résistance carrée pour différentes épaisseurs de films sur des substrats de saphir.	90
Tableau II-2 : Conductivités du GeTe (cristallin et amorphe) préparé par chauffage direct et par irradiation laser et calculées par les mesures de la résistance carrée pour une épaisseur de film de 500 nm sur un substrat de saphir.	95
Tableau II-3 : Conditions d'irradiations en utilisant la méthode d'activation optique des films de GeTe par diode laser opérant dans le spectre infrarouge (980 nm).	97
Tableau II-4 : Paramètres électriques du GeTe entre 20 et 40 GHz.	104
Tableau II-5 : Résistances carrées enregistrées au cours du temps après la cristallisation laser d'un film de GeTe amorphe (lors du dépôt) sur substrats de type Rogers après plusieurs jours de la date du dépôt.	107
Tableau III-1 : Paramètres électriques du GeTe dans le domaine de fréquence 20-35 GHz.	117
Tableau III-2 : Performances du dispositif antennaire.	119
Tableau III-3 : Configuration des différentes configurations de polarisation de l'antenne pour quatre combinaisons d'états du GeTe et les fréquences de fonctionnement correspondantes.	123
Tableau III-4 : Résumé des performances de l'antenne pour les résultats de mesures et de simulation.	134
Tableau III-5 : Résumé des performances de l'antenne pour les résultats de mesures et de simulation.	150

Introduction générale

Introduction générale

Contexte de l'étude

Au cours des dernières années, les communications sans fil ont connu un développement sans précédent, pour devenir essentielles dans notre vie quotidienne. Cela s'accompagne par une augmentation du trafic de données, l'apparition de nouveaux standards de communication, un besoin en débits toujours plus importants, des systèmes plus performants et plus compacts et par conséquent plus complexes. Ces besoins ont accentué l'intérêt pour les systèmes reconfigurables qui permettent d'apporter des fonctionnalités multiples à un sous-système ou à un système individuel.

De plus, avec l'apparition de milliards de nouveaux appareils connectés qui intégreront de nouvelles applications dans tous les aspects de la vie quotidienne (maisons intelligentes, voitures autonomes, etc), et nécessiteront un flux de données en temps réel, la disponibilité du spectre fréquentiel dédié aux télécommunications sera mise à une rude épreuve. La bande de fréquences des ondes millimétriques (30-300 GHz) pourrait pallier à ce problème en offrant plusieurs GHz de bande passante tout en permettant un débit plus élevé que les réseaux existants. Les technologies émergentes (5G, réalité virtuelle, data center ...) qui nécessitent des débits de plusieurs Gbits/s utiliseront ces bandes de fréquences. Cependant les pertes globales des systèmes fonctionnant dans le domaine millimétrique sont plus importantes que celles des systèmes à basses fréquences pour une liaison point à point, car les caractéristiques de propagation sont différentes en termes de diffraction et d'atténuation du signal. Pour lutter contre l'atténuation du signal, les systèmes peuvent utiliser des antennes directives pour concentrer la puissance du signal, mais aussi reconfigurables, avec par exemple une capacité de balayage angulaire afin d'optimiser de façon dynamique la liaison. De plus, en modifiant sa polarisation rayonnée, une antenne peut compenser les effets de déviation, de propagation et de réflexion au sol dans les communications par satellite, contourner les défauts d'alignement entre l'émetteur et le récepteur ou réutiliser la même fréquence de fonctionnement ce qui permet d'étendre les capacités d'un système lorsque la bande de fréquence est limitée. Pour affronter des éventuelles interférences, les antennes reconfigurables constituent également une solution car elles permettent de changer le standard ou la fréquence de travail et donc de maintenir une liaison optimale.

Les solutions traditionnelles pour obtenir une reconfigurabilité antennaire sont basées sur l'intégration de composants électroniques (semiconducteurs, RF-MEMS etc). Cependant, la consommation et les pertes croissantes avec la montée en fréquence des uns et le coût et la complexité élevée pour les autres motivent la recherche de nouvelles solutions pour les dispositifs reconfigurables. Dans ce contexte, l'intégration de matériaux agiles au sein des dispositifs antennaires afin de modifier leurs dimensions effectives ou leurs caractéristiques de rayonnement constitue une alternative prometteuse. En effet, un grand nombre de ces matériaux avec perméabilité, permittivité et/ou résistivité variable font l'objet de nombreuses études dans la littérature et sont utilisés efficacement de nos jours pour la reconfiguration de divers dispositifs et systèmes radiofréquences (RF).

Dans ces travaux de thèse, nous proposons l'utilisation de matériaux à changement de phase (PCM) et leur intégration en tant qu'éléments d'agilité pour la reconfigurabilité antennaire. Les PCM sont des chalcogénures qui ont la capacité de changer leur résistivité électrique de plus de cinq ordres de grandeurs entre deux états distincts et stables (amorphe et cristallin), par l'application de stimuli externes de nature thermique, électrique ou optique. Ces matériaux,

largement adoptés dans l'industrie de stockage depuis les années 1990, et plus récemment pour des applications de commutation RF, disposent d'un grand nombre de propriétés intéressantes mais la plus attrayante qui justifie notre choix est la non-volatilité de leur état spécifique (bi-stabilité). En effet, ces matériaux sont capables de conserver leur état (amorphe/isolant ou cristallin/conducteur) même après l'arrêt de l'excitation du changement de phase amorphe-cristallin, ce qui, en termes de consommation d'énergie les avantage par rapport à d'autres matériaux agiles. Parmi les PCM, c'est le tellure de germanium, le GeTe qui va faire l'objet de nos recherches car il présente des changements de résistivité et des vitesses de commutation adaptés à une intégration dans des dispositifs RF. Mais sera-t-il adapté pour être intégré dans des éléments rayonnants, et assez fiable en termes de performances dans la bande millimétrique pour dépasser les solutions de reconfiguration actuelles ?

Objectifs

Les objectifs principaux de ces travaux de thèse sont de :

- Réaliser et caractériser des couches minces de PCM en utilisant des techniques de microfabrication en salle blanche.
- Concevoir, modéliser, fabriquer et caractériser des solutions d'antennes reconfigurables autour de 30 GHz, intégrant le GeTe, en employant les équipements, le matériel et les logiciels disponibles dans notre institut de recherche.

Ce manuscrit est composé de trois chapitres. Dans le **chapitre 1**, les antennes reconfigurables et les différents types de reconfigurabilité (en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation) seront présentées. Nous recenserons les différentes technologies utilisées dans le domaine des ondes millimétriques, qui sont basées sur des composants électroniques et sur des matériaux agiles. Une seconde partie donnera un aperçu des performances et des enjeux quant à l'intégration des matériaux à changement de phase. Ce premier chapitre sera donc un état de l'art qui se concentrera sur les technologies utilisées pour la reconfigurabilité d'une antenne dans le domaine millimétrique et sur les propriétés des PCM qui nous permettront par la suite de proposer des topologies d'antennes reconfigurables.

Le **chapitre 2** est dédié à la réalisation et à l'étude des propriétés des films de GeTe que nous avons réalisés. Nous allons détailler les méthodes adoptées au cours de nos travaux pour l'élaboration de couches minces de PCM et l'influence de différents paramètres sur la croissance et la qualité des films fabriqués. Les méthodes utilisées pour réaliser les transitions de phases amorphe-cristallin du GeTe en utilisant le chauffage direct ou l'application d'impulsions laser courtes seront ensuite détaillées. Finalement, les propriétés électriques de ces matériaux seront évaluées à travers leur intégration dans des dispositifs reconfigurables planaires.

Le **chapitre 3** sera consacré au développement et à l'étude de plusieurs antennes reconfigurables dans le domaine millimétrique intégrant le matériau GeTe et dont le changement de phase sera effectué de manière optique. Nous commencerons par présenter une antenne patch composite GeTe-métal reconfigurable en fréquence par la modification de la longueur effective de l'élément rayonnant. Ensuite, nous présenterons une structure antennaire reconfigurable en polarisation qui peut fonctionner sur trois polarisations différentes (linéaire, circulaire gauche et circulaire droite). En utilisant le même mécanisme et principe, un deuxième prototype reconfigurable en polarisation sera développé dans le but d'améliorer les performances du dispositif réalisé précédemment.

Finalement, dans la conclusion générale de ce manuscrit nous effectuons un bilan de l'ensemble de nos travaux, accompagné de perspectives qui donneront des directions pour la suite de ces travaux de recherche.

Collaboration

Cette thèse a été effectuée au sein du laboratoire Xlim dans les départements Systèmes RF et RF-ELITE sous la direction de Laure HUITEMA et Aurelian CRUNTEANU. Nos travaux ont été soutenus en partie par la Région France Limousin et par l'Autorité Nationale de la Recherche Scientifique en Roumanie (ANCS), dans le cadre du projet européen H2020 MASTERS ainsi que par le Labex Sigma-Lim. Ce travail a bénéficié également d'une collaboration entre le laboratoire Xlim et le « State Key Laboratory of Terahertz and Millimeter Waves » de City University of Hong Kong.

Chapitre I : Etat de l'art sur les antennes agiles et les matériaux à changement de phase (PCM)

Chapitre I. Etat de l'art sur les antennes agiles et les matériaux à changement de phase (PCM)

I.1. Introduction

Dans ce premier chapitre, nous introduisons les antennes reconfigurables et leur intérêt dans le domaine des ondes millimétriques. Ces fréquences sont déjà utilisées pour les communications spatiales et militaires et le seront bientôt pour des applications civiles telles que les télécommunications 5G. Le choix d'une antenne (de type cornet, hélicoïdale, dipôle, parabolique, logarithmique,...) est directement lié à l'application visée et impose des restrictions sur les performances globales du système lorsque les caractéristiques de l'antenne sont fixes. Les antennes reconfigurables [1], [2] sont capables de s'adapter à différents besoins en :

-Incluant plusieurs fonctionnalités et différentes normes dans un même dispositif par la modification de leur fréquence de fonctionnement.

-Assurant une meilleure efficacité dans la réception du signal par la variation de leurs diagrammes de rayonnement.

-Contournant les défauts d'alignement entre l'émetteur et le récepteur et en atténuant les pertes par polarisation occasionnées par les trajets multiples par le changement de leurs polarisations.

Dans ce premier chapitre, nous présentons les différents types de reconfigurabilité antennaire (en fréquence, en diagramme de rayonnement et en polarisation) en recensant les différentes technologies utilisées qui sont basées sur des composants électroniques et sur des matériaux agiles dont les propriétés particulièrement intéressantes seront détaillées.

Nous utiliserons dans ce mémoire, les termes de reconfigurabilité, d'agilité ou d'accordabilité pour désigner le changement de la configuration ou du fonctionnement d'un dispositif ou d'une antenne quel que soit le type de reconfiguration (changement de sa fréquence de fonctionnement, de sa polarisation ou de son diagramme de rayonnement).

Une première partie abordera les notions fondamentales des antennes en présentant les paramètres nécessaires pour les caractériser. Le principe des antennes reconfigurables sera ensuite exposé et illustré par quelques exemples recensés dans la littérature.

Le développement récent des technologies à base de matériaux à changement de phase (ou PCM – « phase change materials ») autorise désormais de nouvelles approches technologiques pour leur intégration dans les systèmes antennaires reconfigurables. Cette thématique n'a été abordée que récemment même si le nombre de publications concernant les commutateurs Radio Fréquences (RF) utilisant les PCM est en constante croissance. Par conséquent, l'objet de la seconde partie de ce chapitre est de donner un aperçu des performances et des enjeux quant à l'intégration des matériaux à changement de phase dans des dispositifs opérant dans le domaine des fréquences RF- millimétriques.

Une question se pose et nous tenterons d'y répondre aux cours de nos travaux : est-ce que des solutions de reconfiguration d'antennes basées sur des matériaux à changement de phase peuvent concurrencer ou dépasser les systèmes d'antennes reconfigurables classiques en termes de performances, de coût, de compacité, de complexité, de consommation énergétique et de fiabilité dans la bande millimétrique ?

Les propriétés de ces matériaux vont justifier notre choix comme solution pour réaliser des antennes reconfigurables, en privilégiant en particulier la conception de systèmes dans la bande des ondes millimétriques. Nous détaillerons les avantages de ces matériaux à travers des applications présentées dans la littérature et comparerons leurs performances avec celles des solutions couramment utilisées.

Ce chapitre est donc un état de l'art qui se concentre essentiellement sur les technologies utilisées pour la reconfigurabilité d'une antenne et les propriétés des PCM qui nous permettront par la suite de proposer des topologies d'antennes reconfigurables qui seront détaillées dans les chapitres suivants.

I.2. Antennes reconfigurables

I.2.1. Définition

Une antenne est dite reconfigurable ou agile si elle est capable de modifier de façon dynamique une ou plusieurs de ses caractéristiques en termes de fréquence de fonctionnement, de diagramme de rayonnement ou de polarisation, en fonction des besoins d'une application spécifique ou pour s'adapter à un fonctionnement dans un contexte donné.

En effet, la reconfigurabilité permet d'offrir plus de fonctionnalités à une antenne dans un espace donné, ce qui réduit son encombrement et, par conséquent, facilite son intégration dans des systèmes de communication plus compacts. Ainsi, l'avantage de ces antennes réside dans leur capacité à améliorer le fonctionnement et les performances des terminaux sans fil avec un minimum d'impact sur la complexité et le coût. Une seule antenne reconfigurable est capable de remplacer plusieurs antennes à fonction unique.

C'est dans les années 1960 et 1970 que les premières antennes reconfigurables, dites actives, sont apparues [3]. L'intérêt pour ce type d'antennes s'est accru au cours des dernières années, grâce au développement de nouvelles technologies. En effet, l'apparition des dispositifs portables (téléphones, ordinateurs, casques et autres dispositifs électroniques connectés), des systèmes de télédétection toujours plus performants et complexes, les systèmes de transports intelligents et le développement accéléré de l'industrie spatiale imposent des contraintes sur le poids, les dimensions et les facteurs de forme des antennes. Par conséquent, elles ont besoin d'être électriquement petites pour une intégration correcte dans ces nouvelles technologies. Les systèmes de communication par satellite [4], les drones [5], les systèmes radar [6] ou encore le standard de communication 5G [7] comptent parmi les domaines d'applications pouvant bénéficier des avantages de ces antennes reconfigurables qui apportent plus de fonctionnalités que les dispositifs antennaires classiques (non agiles).

Ces antennes peuvent être reconfigurées de plusieurs manières. La solution la plus répandue consiste à appliquer une polarisation continue (DC) sur des composants RF tels que des diodes PIN [8], [9], des diodes varactors [10] ou des MEMS (Microsystèmes électromécaniques) [11]–[13]. Ces techniques permettent de modifier les dimensions électriques du dispositif antennaire, le trajet du courant sur la surface de l'élément rayonnant ou la mise au point de déphaseurs afin de distribuer l'amplitude et la phase des éléments excités d'un réseau d'antennes reconfigurable.

L'accordabilité peut être obtenue également de manière optique à l'aide de commutateurs photoconducteurs [14]–[16], de manière mécanique, hydraulique ou pneumatique en utilisant des matériaux souples [17], [18].

Cependant, l'obtention de la reconfigurabilité dans une antenne ne se limite pas à l'intégration de composants RF. Il existe aussi des matériaux agiles qui, intégrés dans le dispositif antennaire, peuvent également entraîner la modification des propriétés du système (fréquence de travail, bande passante, polarisation, etc.). Avec l'application d'un stimulus externe la permittivité, la perméabilité ou la résistivité de ces matériaux est modifiée. Nous faisons ici référence aux matériaux ferroélectriques [19], aux ferrites [20], aux cristaux liquides [21], aux matériaux à transition de phase (PTM) [22]–[25] ou encore aux matériaux à changement de phase (ou « Phase Change Materials », PCM) [26]–[28].

Néanmoins, le développement d'une antenne reconfigurable idéale, capable de modifier toutes ses caractéristiques de fonctionnement (fréquence, polarisation et diagramme de rayonnement) sur une large bande de fréquences, pose des défis très importants. Ceux-ci sont liés à sa conception, aux fonctionnalités souhaitées, à son intégration, à sa consommation d'énergie et à sa vitesse de reconfiguration, et ont pour but de fournir des solutions efficaces à faible coût, raisonnablement complexes et fiables sur un grand nombre de cycles de fonctionnement entre un ou plusieurs états de reconfiguration [2].

En général, quelle que soit la solution proposée et pour répondre à un besoin d'accordabilité spécifique, les caractéristiques fréquentielles d'une antenne reconfigurable sont amenées à être modifiées. Ces paramètres fondamentaux sont rappelés dans la section suivante.

1.2.2. Caractéristiques principales d'une antenne

Une antenne est un dispositif électrique qui permet de rayonner ou de recevoir des ondes électromagnétiques, en d'autres termes, elle permet de convertir la propagation d'une onde électromagnétique en espace libre en une onde guidée et vice versa [29], [30]. Il est attendu des antennes accordables des niveaux de performances optimales (adaptation, bande passante, gain, efficacité ...) pour une application donnée et cela quel que soit leur état correspondant à une configuration spécifique. Afin de bien comprendre les principes de fonctionnement des antennes reconfigurables, les caractéristiques principales d'une antenne, indépendamment de sa nature, seront rappelées dans cette section.

Les performances de rayonnement d'une antenne (par rapport à la transmission ou réception des ondes électromagnétiques) sont mesurées avec des paramètres comme la directivité, le gain, la polarisation, l'efficacité de rayonnement et le niveau de lobes secondaires de rayonnement. Les performances électriques d'une antenne sont caractérisés par l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la bande passante ou le rapport d'onde stationnaire (ROS et en anglais Voltage Standing Wave Ratio : VSWR) [1].

Habituellement, la réponse électrique d'une antenne en fonction de la fréquence est un paramètre à considérer en premier. En effet, sans une bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et son circuit d'alimentation, le système émetteur (celui qui excite l'antenne) souffrira de réflexions provenant de l'antenne, ce qui peut l'endommager et/ou engendrer une surconsommation du système global. Dans un système en réception, cette désadaptation réduit la sensibilité du système et il sera alors nécessaire d'amplifier le signal reçu. Une fois que la réponse électrique en fréquence de l'antenne est connue, le rayonnement du dispositif sera examiné et optimisé en fonction des spécifications souhaitées.

- **Adaptation, coefficient de réflexion et impédance**

D'un point de vue électrique, une antenne passive est vue comme une charge et peut être modélisée par un circuit RLC équivalent (Figure 1 (a) valable pour une antenne dipôle et Figure 1 (b) valable pour une antenne patch).

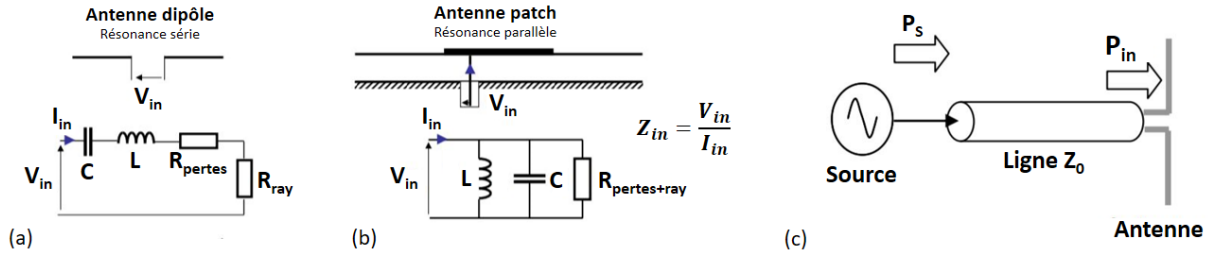


Figure 1 : Modèle de circuit RLC équivalent de (a) une antenne dipôle et (b) une antenne patch. (c) Modèle d'une antenne reliée à sa source.

Une antenne avec une impédance d'entrée (Z_{in}) est reliée à la source par une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0 (Figure 1 (c)). Pour assurer un transfert maximal de puissance entre l'alimentation et l'antenne, il est nécessaire d'avoir une adaptation d'impédance. L'adaptation permet d'annuler le coefficient de réflexion (Γ ou S_{11}) en entrée de l'antenne, c'est-à-dire qu'une adaptation maximale est assurée lorsque $S_{11}=0$ ou $Z_{in}=Z_0$.

Ainsi, on peut définir le coefficient de réflexion comme le rapport entre le champ de l'onde réfléchi en entrée de l'antenne et celui de l'onde incidente. L'onde réfléchi est produite par la désadaptation d'impédance entre l'antenne et la ligne de transmission. Il est défini par :

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \quad (1)$$

De manière générale, Z_{in} , Γ et donc S_{11} sont complexes et varient en fonction de la fréquence. L'impédance d'entrée complexe, écrite comme $Z_{in}(\omega) = R_{in}(\omega) + jX_{in}(\omega)$, permet aussi d'avoir les informations sur la nature inductive ou capacitive de l'antenne. Cette impédance est purement réelle à la fréquence de résonance de l'antenne (quand l'inductance et la capacité sont égales en magnitude et que leurs effets s'annulent). Si les pertes ohmiques de l'antenne sont négligeables ($R_{pertes} \approx 0$), la puissance fournie à l'antenne est alors entièrement rayonnée. Sa capacité à rayonner est alors liée à la résistance de rayonnement (R_{ray}) et on définit les pertes de retour ou par réflexion (Return Loss (RL)) en fonction du coefficient de réflexion :

$$RL = -20 \log |\Gamma| = -20 \log |S_{11}| \quad (\text{dB}) \quad (2)$$

Pour la plupart des applications, une antenne présentant un $|S_{11}| \leq -10 \text{ dB}$ ($RL \geq 10 \text{ dB}$) est considérée comme adaptée et la plage de fréquences dans laquelle cette condition est validée est considérée comme la bande passante d'adaptation de l'antenne, c'est-à-dire le domaine fréquentiel où le transfert d'énergie de l'alimentation vers l'antenne est maximal (Figure 2).

Lorsqu'il y a une désadaptation, la réflexion depuis l'antenne s'ajoute avec l'onde incidente ce qui conduit à l'apparition d'un régime d'ondes stationnaires dans la ligne d'alimentation qui relie l'antenne et la source (ou au récepteur). La relation entre le coefficient de réflexion et le rapport d'onde stationnaire (ROE ou VSWR) est donné par :

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (3)$$

Un autre critère pour considérer l'adaptation d'une antenne est d'avoir un $VSWR \leq 2$ sur la bande passante, ce qui correspond à un $|S_{11}| \leq -10$ dB.

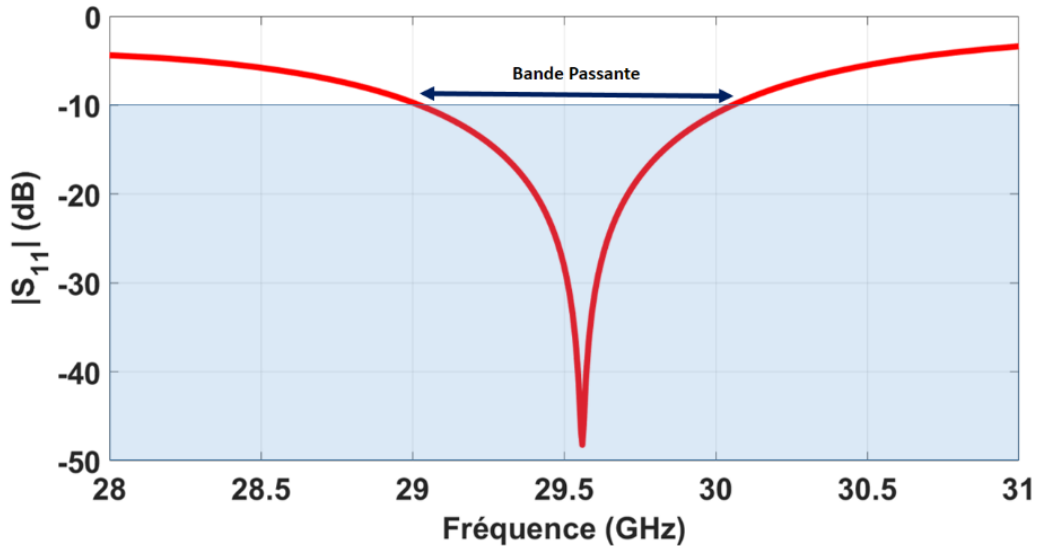


Figure 2 : Représentation de la bande passante d'adaptation d'une antenne.

• Paramètres de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est une représentation graphique (3D) des distributions de puissance rayonnée par l'antenne dans les différentes directions de l'espace et mesuré dans la zone de champ lointain. Parfois il est plus convenable de faire des représentations en coupe du diagramme en coordonnées cartésiennes ou sphériques (θ, ϕ) pour avoir des informations plus détaillées (Figure 3).

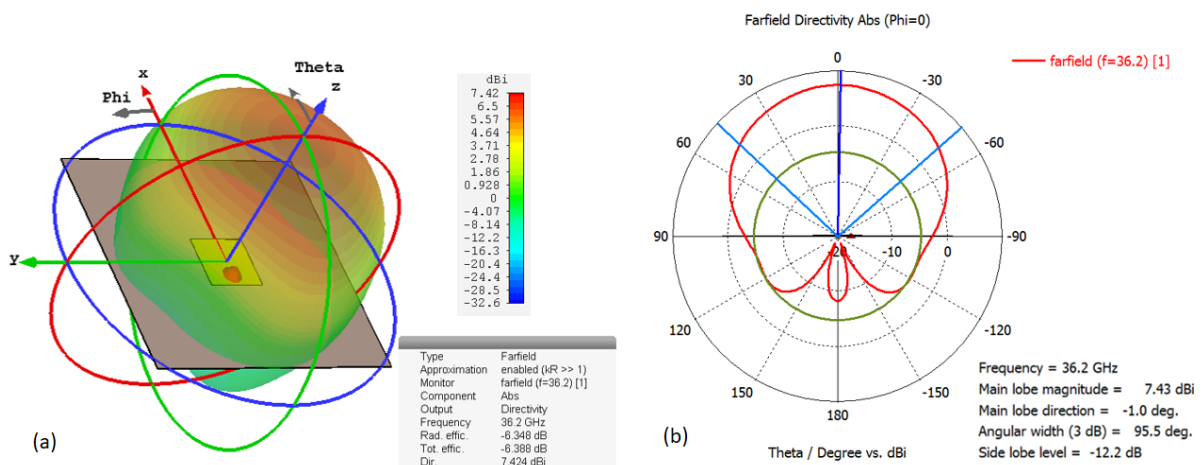


Figure 3 : Diagramme de rayonnement en directivité (a) 3D (en coordonnées xyz et θ, ϕ) et (b) 2D avec phi constant (égale à zéro) et variant en thêta.

La **directivité** et le **gain** sont deux données très importantes pour caractériser une antenne. La Figure 4 illustre la distribution de puissances au sein d'une antenne.

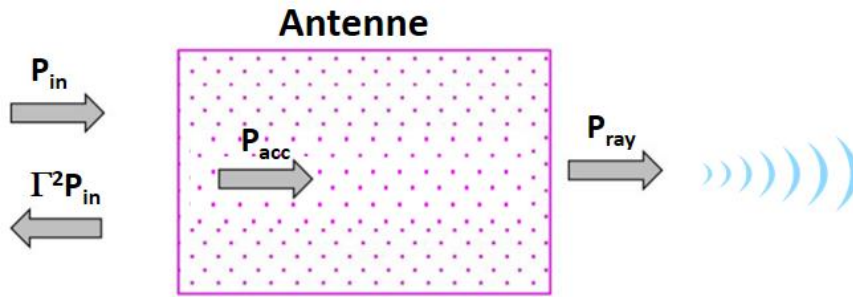


Figure 4 : Distribution de puissances au sein d'une antenne.

P_{ray} : Puissance rayonnée par l'antenne.

P_{acc} : Puissance effective acceptée par l'antenne.

P_{in} : Puissance incidente (puissance à l'entrée de l'antenne).

La directivité (exprimé en dBi) caractérise la concentration du rayonnement de l'antenne dans une partie de l'espace (répartition spatiale de l'énergie). Plus concentré ou étroit est le faisceau rayonné, plus la directivité est élevée. Elle est exprimée comme le rapport entre la puissance rayonnée suivant une direction (θ, φ) et la puissance moyenne que rayonnerait une antenne isotrope (antenne idéale sans pertes avec un rayonnement uniforme dans toutes les directions).

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_{ray}(\theta, \varphi)}{P_{rad}} \quad (4)$$

P_{rad} est la puissance totale émise par l'antenne isotrope [1].

Le gain intrinsèque (exprimé en dB ou dBi) se traduit comme la capacité à focaliser l'énergie dans une direction particulière de l'espace mais intègre l'ensemble des pertes présentes dans l'antenne comme les pertes de nature ohmiques (liés aux conducteurs), diélectriques, les ondes de surface, les rayonnements non désirés liés aux lignes (d'excitation ou de polarisation) ou les fuites de courant liées aux circuits de polarisation de composants. Le gain intrinsèque ne comprend pas les pertes liées à la désadaptation d'impédance de l'antenne et à la polarisation. Ainsi, il est défini comme:

$$G(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_{ray}(\theta, \varphi)}{P_{acc}} \quad (5)$$

Le gain réalisé se traduit comme la capacité à focaliser l'énergie dans une direction particulière de l'espace mais intègre les pertes intrinsèques de l'antenne et les pertes par réflexion (désadaptation) :

$$G_{réalisé}(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_{ray}(\theta, \varphi)}{P_{in}} = (1 - |\Gamma|^2) G(\theta, \varphi) \quad (6)$$

Le gain et la directivité sont étroitement liés, et dans le cas idéal d'une antenne sans perte où l'ensemble de la puissance acceptée par l'antenne serait rayonnée, ils seraient égaux. Cependant, en pratique il n'existe pas d'antenne idéale, on peut donc définir **l'efficacité de rayonnement ou le rendement (η_{ray})** d'une antenne comme le rapport entre la puissance totale rayonnée par l'antenne et la puissance acceptée par celle-ci. A partir de cette définition et en combinant (4) et (5), le gain et la directivité sont associés par :

$$G(\theta, \varphi) = \eta_{ray} D(\theta, \varphi) \quad (7)$$

L'efficacité de rayonnement ne prend donc pas en compte la désadaptation d'impédance de l'antenne. Ces pertes par désadaptation sont prises en compte dans l'**efficacité totale** qui peut ainsi être définie en fonction de la directivité et du gain réalisé par la relation suivante :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{G_{réalisé}(\theta, \varphi)}{D(\theta, \varphi)} \quad (8)$$

Enfin, la polarisation d'une antenne fait référence au comportement au cours du temps de la trajectoire décrite par l'extrémité du champ électrique E de l'onde électromagnétique (EM) produite par l'antenne. Elle peut être linéaire (horizontale ou verticale), elliptique ou circulaire (cas particulier de la polarisation elliptique).

En polarisation elliptique le champ E varie en magnitude et en phase, la projection du vecteur E sur un plan normal à la direction de propagation représente une ellipse (Figure 5) et le rapport entre le grand axe et le petit axe définit le **taux d'ellipticité de la polarisation de l'onde électromagnétique** (TE ou AR pour Axial Ratio en anglais) :

$$AR = \frac{\|E_a\|}{\|E_b\|} \quad (9)$$

Un deuxième paramètre important définissant l'état de polarisation d'une antenne **est le sens de rotation de l'amplitude du champ E** , droite ou gauche (sens horaire ou antihoraire). Le sens de rotation du vecteur champ est décrit du point de vue de l'antenne. Dans la pratique, une polarisation est considérée comme circulaire (droite ou gauche) si son $AR \leq 3\text{dB}$.

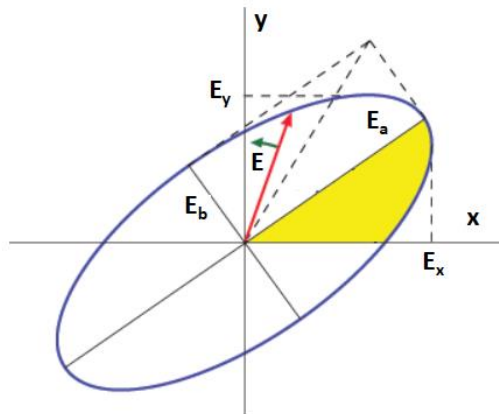


Figure 5 : Ellipse de polarisation du vecteur E du champ électromagnétique émis par une antenne.

Une polarisation circulaire est obtenue si deux modes de propagation orthogonaux sont excités avec une différence de phase de 90° . Cela peut être accompli en ajustant les dimensions physiques de l'antenne ou en utilisant une, deux ou plusieurs excitations [29].

Afin d'avoir un transfert optimal d'énergie entre deux antennes, elles doivent avoir des polarisations similaires. La polarisation est donc un paramètre à considérer dans les antennes reconfigurables. Une antenne avec une polarisation spécifique se comporte comme un filtre de signal non souhaité car elle sélectionne les signaux incidents dans l'espace correspondant à sa propre polarisation.

La présence de composants ou d'éléments agiles (ex. matériaux fonctionnels) dans les antennes reconfigurables (quel que soit leur type) nécessite, de manière générale, l'ajout de lignes de contrôle électrique qui peuvent modifier les caractéristiques et les performances des antennes (impédance, rayonnement...). En effet, ces circuits de contrôle introduisent des pertes dans le fonctionnement global du système antennaire et, comme mentionné auparavant, peuvent avoir un impact direct sur le gain et l'efficacité de rayonnement. Leur influence est d'autant plus importante avec la montée en fréquence. Ainsi, un enjeu majeur des recherches actuelles dans le domaine des antennes reconfigurables est de concevoir des topologies permettant de limiter ces pertes et réduire la complexité des circuits de commande des éléments agiles. Dans le paragraphe suivant, nous allons décrire les différents types d'accordabilité des systèmes antennaires puis nous ferons un état de l'art sur les différentes technologies employées.

I.2.3. Types de reconfigurabilité

Comme mentionné précédemment, on peut distinguer trois types de reconfiguration d'antennes : **la reconfigurabilité fréquentielle**, **la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement** et **la reconfigurabilité en polarisation**. Plusieurs types de reconfigurabilités peuvent être présents simultanément dans certaines antennes.

- **Reconfiguration fréquentielle**

La reconfigurabilité en fréquence est sans doute le domaine où nous trouvons le plus d'exemples de réalisations dans les mondes académique et industriel. Présentées comme candidates de choix pour répondre aux besoins des nouveaux standards de télécommunication, ces antennes sont capables de modifier leur(s) fréquence(s) de fonctionnement avec une commande extérieure (électrique, magnétique ou optique), de changer la largeur de leur bande passante, ou encore, de filtrer les signaux (par réjection de fréquences). Dans tous les cas, la reconfiguration fréquentielle est très sollicitée car elle permet, par exemple, l'utilisation d'une même antenne sur plusieurs standards de communication. En effet, les demandes croissantes pour la miniaturisation et la faible consommation énergétique des systèmes communicants d'émission et de réception impliquent le fonctionnement d'une même antenne sur les différentes normes de communication (Wifi, Bluetooth, GSM, LTE...) tout en répondant en même temps aux exigences en termes de qualité d'émission/réception et de consommation énergétique.

Les techniques mises en œuvre peuvent être classées selon deux types de variations fréquentielles, discrète (bandes de fréquences séparées ou distinctes) ou continue (transition de fréquences sans saut). Les deux font appel à des technologies permettant de modifier soit les dimensions physiques de l'antenne (via l'intégration de composants et de circuits électroniques accordables), soit les propriétés des matériaux agiles incorporés dans le dispositif. Les principes exploités dans la littérature pour assurer une commutation de fréquence dans une antenne sont variés, néanmoins la façon la plus classique consiste à changer la longueur électrique effective de l'élément rayonnant à l'aide de commutateurs ou de matériaux agiles.

En effet, la plupart des antennes, comme les antennes filaires, patches, fentes et microruban fonctionnent généralement autour de leur première résonance, fixée par leur longueur électrique effective. Considérons comme exemple une antenne dipôle, la première résonance est produite à la fréquence où la longueur de l'antenne est d'environ une demi-longueur d'onde. Si on veut que l'antenne fonctionne à une fréquence plus élevée, l'antenne sera

raccourcie à la longueur correspondant à une demi-longueur d'onde de la nouvelle fréquence, et le nouveau diagramme de rayonnement aura en grande partie les mêmes caractéristiques que le premier, car la distribution de courants est la même par rapport à une longueur d'onde. Le même principe s'applique aux antennes fentes, patchs et microrubans.

Plusieurs critères peuvent être définis pour quantifier les variations de fréquences sur laquelle une antenne ou un dispositif agile fonctionne. Le plus utilisé est l'accordabilité fréquentielle TR (Tuning Range) ou plage d'accord, usuellement défini comme :

$$TR [\%] = 2 \frac{(f_{oh} - f_{ol})}{(f_{oh} + f_{ol})} \times 100 \quad (10)$$

Avec f_{oh} et f_{ol} correspondant respectivement aux fréquences d'adaptation haute et basse auxquelles l'antenne (ou le dispositif) peut travailler. Ces fréquences sont normalement identifiées par les minimums du $|S_{11}|$, dans les bandes fréquences où $|S_{11}| < -10$ dB. Cependant, quelques publications se basent sur les fréquences maximales (f_{max}) et minimales (f_{min}) utilisables par l'antenne (lorsque le $|S_{11}| < -10$ dB). Dans ce cas, le terme de spectre total TS (Total Spectrum) est utilisé pour faire référence à la plage d'accordabilité plus large du dispositif, et il est défini comme :

$$TS [\%] = 2 \frac{(f_{max} - f_{min})}{(f_{max} + f_{min})} \times 100 \quad (11)$$

• Reconfiguration du diagramme de rayonnement

Dans une antenne reconfigurable en rayonnement, son diagramme peut être modifié de façon dynamique. Celui-ci peut être modifié selon sa forme, l'ouverture du faisceau ou en directivité, en gain, en pointage (balayage angulaire), pour privilégier ou non certaines directions, selon les caractéristiques souhaitées, et en conservant inchangées les autres caractéristiques de fonctionnement (fréquence, polarisation,...).

Couramment dans la littérature, les changements de diagramme de rayonnement impliquent l'utilisation de réseaux d'antennes, dans lesquelles le rayonnement est donné par la disposition et la pondération des sources, c'est-à-dire, par le facteur de réseau. Ainsi, l'angle de pointage du faisceau global peut être changé avec la création de déphasages entre les sources du réseau. A titre d'exemple, prenons un réseau linéaire uniforme de 4 sources (points sur la Figure 6) espacées $d = 0,5 \lambda_0$. Si on désigne par β la différence de phase entre deux sources successives, la direction de pointage θ_0 du réseau sera donnée par la relation:

$$\beta = kd \sin(\theta_0) \quad (12)$$

Ainsi, un dépointage de 30° peut être obtenu avec l'application d'une différence de phase de 90° entre les sources du réseau [31].

Néanmoins, il reste compliqué de modifier un paramètre de l'antenne sans affecter ses performances qui seront modifiées par la présence d'éléments parasites nécessaires pour obtenir un certain type de reconfiguration. Les commutateurs, les lignes de polarisation, ou les changements de structure de l'antenne nécessaires parfois pour produire des modifications de diagrammes de rayonnement sont liés de manière étroite à l'impédance d'entrée du dispositif antennaire. Dans certains cas, un type spécifique d'antenne est sélectionné (tel que les antennes à réflecteur ou à couplage parasite) de sorte que l'entrée (l'alimentation) soit bien

isolée de la partie reconfigurée de la structure, permettant aux caractéristiques fréquentielles de l'antenne de rester relativement inchangées pendant que son diagramme de rayonnement peut être reconfiguré.

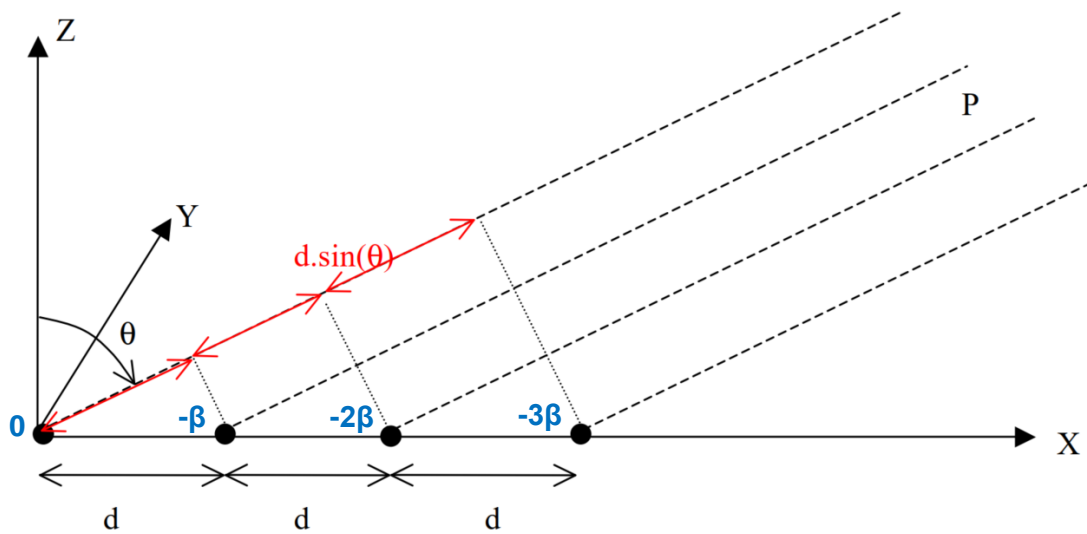


Figure 6 : Réseau d'éléments déphasés pointant dans la direction θ_0 [31].

• Reconfiguration de la polarisation

Le dernier type d'agilité est la reconfigurabilité en polarisation. Elle consiste à modifier uniquement l'orientation vectorielle du champ E, tout en gardant la même fréquence de fonctionnement et les mêmes caractéristiques de rayonnement de l'antenne. La direction du flux de courant sur l'antenne se traduit directement par la polarisation du champ électrique. Afin de modifier la polarisation circulaire ou linéaire d'une antenne, le sens ou la phase des courants circulant sur la surface de l'élément rayonnant doivent être modifiés sans altérer leurs amplitudes pour ne pas perturber le reste des paramètres de l'antenne. Ainsi, pour obtenir une reconfigurabilité en polarisation, la structure de l'antenne, les propriétés des matériaux ou la configuration de l'alimentation doivent changer de manière à modifier la façon dont les courants circulent sur l'antenne.

L'intégration d'antennes agiles en polarisation est très répandue dans les communications par satellite, les applications militaires et civiles. En effet, la diversité de polarisation permet d'atténuer l'influence induite par des trajets multiples et de contourner les défauts d'alignement entre l'émetteur et le récepteur.

De nombreuses études ont été menées pour réaliser une telle reconfigurabilité, en utilisant différentes techniques et méthodes. La méthode la plus classique pour modifier la polarisation d'une antenne, consiste à modifier son circuit d'alimentation. Par exemple, un patch carré sera reconfigurable en polarisation si il excité par deux ports en quadrature de phase (Figure 7 (a)) [32], qui exciteront les polarisations linéaires horizontale et verticale. Une autre méthode consiste à créer des perturbations sur l'élément rayonnant du dispositif pour obtenir une polarisation circulaire (Figure 7 (b)). Pour devenir reconfigurable, cette perturbation devra être située sur les deux coins opposés du patch et reliés à l'élément rayonnant par des diodes PIN (Figure 7 (c)). En contrôlant les états (ON/OFF) des diodes et en utilisant différents port d'alimentation, le sens de polarisation alterne entre quatre états distincts autour de 5,8 GHz.

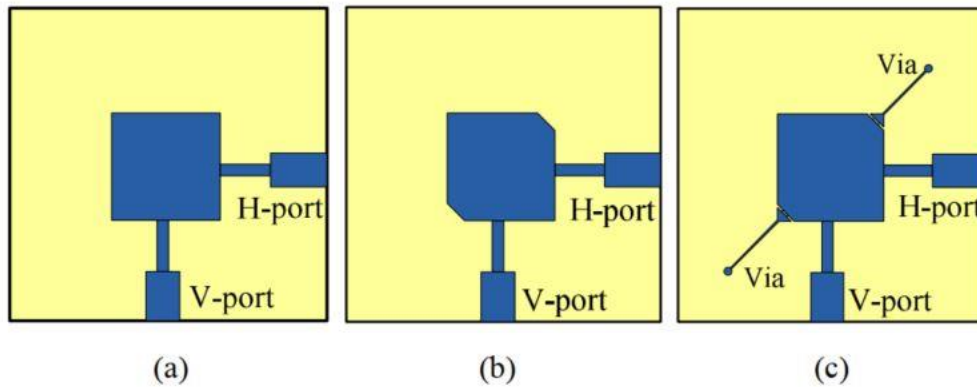


Figure 7 : Antenne patch reconfigurable avec quatre états de polarisation [33].

I.2.4. Techniques de reconfigurabilité

L'agilité d'une antenne est obtenue en intégrant dans sa structure des composants agiles, capables de faire varier sa fréquence de fonctionnement, sa polarisation ou son diagramme de rayonnement. Les techniques pour obtenir une accordabilité souhaitée sont très diverses.

La modification physique d'une ou plusieurs dimensions du dispositif antennaire avec des actionneurs (mécaniques, piézoélectriques, hydrauliques, ...) est une solution qui nécessite un déplacement physique qui implique des temps de commutation prolongés ainsi que des problèmes de fiabilité à long terme, dus au stress, la fatigue ou l'usage de composants mobiles et qui, par conséquent, vont affecter la durée de vie du dispositif.

Dans la suite, nous allons donc nous focaliser sur des techniques de reconfigurabilité utilisant des composants électroniques, la plupart miniatures, ainsi que certains matériaux fonctionnels agiles, couramment utilisés dans les systèmes de communication. Nous donnerons quelques exemples de leur intégration dans des antennes en privilégiant le domaine des ondes millimétriques.

• Intérêt de la bande de fréquences des ondes millimétriques

Avec l'avènement de milliards de nouveaux appareils connectés qui seront disponibles et qui intégreront de nouvelles applications dans tous les aspects de la vie quotidienne (maisons et villes intelligentes, voitures autonomes, etc), le spectre fréquentiel actuel est mis à une rude épreuve [34]. En effet, des milliards d'appareils auront besoin d'une connectivité sans fil à Internet, et un grand nombre de ces appareils (cameras, capteurs,...) nécessitent un flux de données en temps réel. Le WiFi et les bandes cellulaires sont déjà congestionnés et ne peuvent prendre en charge tous ces nouveaux dispositifs connectés. La bande de fréquences à ondes millimétriques (30-300 GHz et dont l'acronyme en anglais est mmWave) peut résoudre ce problème car elle offre plusieurs GHz de bande passante pour la plupart sans licence attribuée et permettant aussi un débit plus élevé que les réseaux existants. Par conséquent, les technologies émergentes, y compris la 5G [35], [36], la réalité virtuelle [37], [38] et le transfert et stockage de l'information dans des centres de données (data center) [39], [40] qui nécessitent des débits de plusieurs Gbits/s, pourront bénéficier de cette bande de fréquences.

Bien que la bande disponible des fréquences des ondes millimétriques soit prometteuse, les caractéristiques de propagation sont significativement différentes des systèmes sans fil traditionnels, en termes de pertes de propagation, de diffraction, d'atténuation par la pluie ou l'absorption atmosphérique. En général, les pertes globales des systèmes millimétriques sont

plus importantes que celle des systèmes à basses fréquences pour une même liaison point à point. Pour pallier ce problème, les systèmes peuvent utiliser des antennes directives pour concentrer la puissance du signal dans un faisceau étroit ou déployer plusieurs éléments rayonnants dans le même facteur de forme, offrant ainsi des gains plus élevés qui peuvent théoriquement compenser les pertes de propagation d'une source isotrope [41], [42].

I.2.4.1. Dispositifs électroniques

Compte tenu du développement accéléré de la miniaturisation des systèmes communicants, il existe aujourd'hui une série de dispositifs électroniques compatibles avec l'intégration dans des antennes. Nous allons mettre en évidence les plus étudiés dans la littérature pour des applications dans la bande millimétrique.

Chaque dispositif accordable est caractérisé par plusieurs paramètres : pertes d'insertion, isolation, pertes de retour, vitesse de commutation, fréquence de travail, fréquence de coupure, cycles de commutation ou sensibilité. Chacun a des points forts et des points faibles et aucun n'a démontré une supériorité absolue en termes de performances. Le choix d'un dispositif dépend donc fortement de son application, des performances dans le domaine de fréquences où il est utilisé, de sa consommation d'énergie ou de sa taille.

Nous allons considérer dans cette section des composants accordables comme les diodes PIN, les diodes varactors, les transistors FET et les RF-MEMS.

- **Diodes PIN**

Une diode PIN (représentée de manière schématique sur la Figure 8) est un dispositif formé par trois semi-conducteurs de différents types (dopage **P** – Intrinsic – dopage **N**). Avec l'application d'une polarisation directe (tension appliquée au-dessus de 0V, courant passant de l'anode vers la cathode), elle passe à son état ON, avec une impédance très faible (court-circuit). Quand elle est polarisée en inverse (tension appliquée négative) elle passe à son état OFF, avec une impédance très forte qui est représentée parfois par une capacité très faible. Elles sont très répandues dans des applications hyperfréquences puisqu'elles sont reconnues pour leur fiabilité, leur faible cout et la facilité de leur intégration.

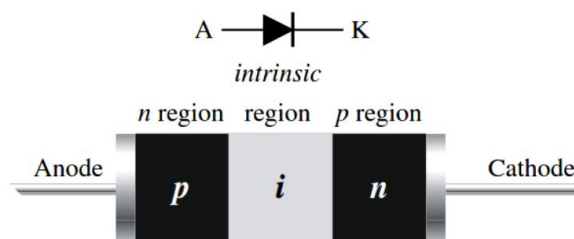


Figure 8 : Schéma de jonction et symbole des diodes PIN [43].

A titre d'exemple d'intégration dans le domaine antennaire, une antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence dans la bande millimétrique est présentée dans l'article [44]. Deux diodes PIN sont insérées entre deux éléments de l'antenne, comme indiqué sur la Figure 9. En passant les diodes d'un état ON à un état OFF l'antenne peut passer d'une antenne Yagi à un directeur à une antenne Yagi avec deux directeurs, et de cette manière, ses caractéristiques d'impédance dans les deux états sont aussi modifiées. Ainsi, cette antenne peut fonctionner soit dans la bande 71-76 GHz, soit dans la bande 57- 66 GHz avec des caractéristiques de rayonnement similaires dans toute la gamme de fréquence de

fonctionnement. Pour l'état I (diodes à l'état ON), la largeur de la bande passante est de 26,6% avec une fréquence centrale de 60 GHz. Pour l'état II (diodes à l'état OFF), la bande passante est réduite à 8,2% avec une fréquence centrale de 73 GHz (9).

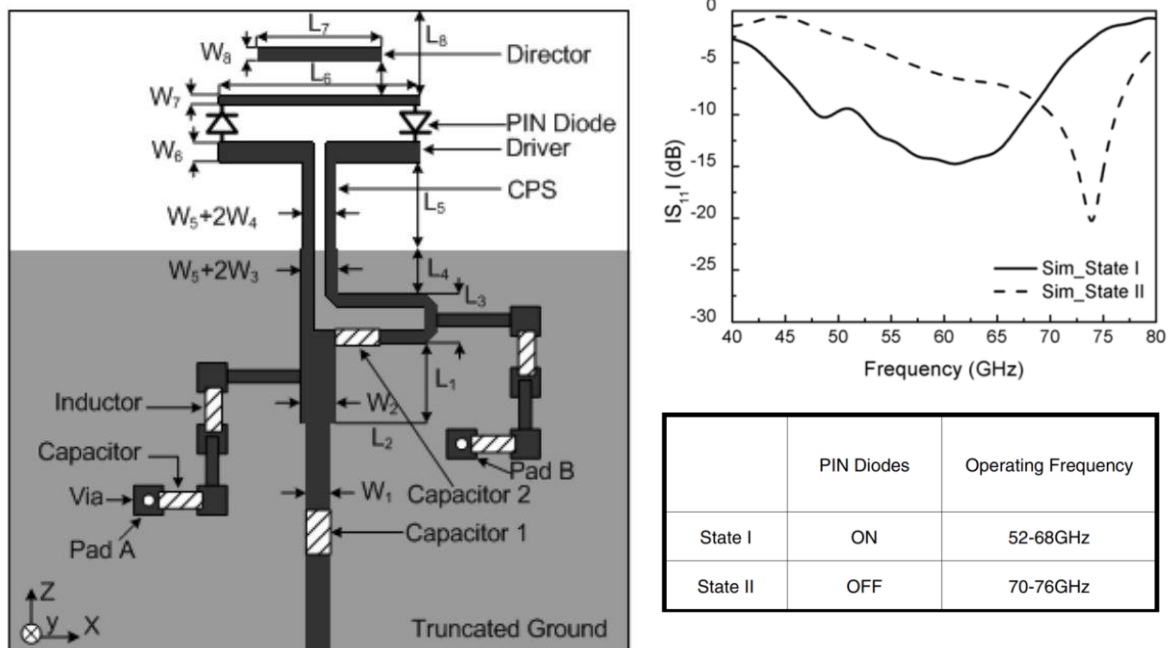
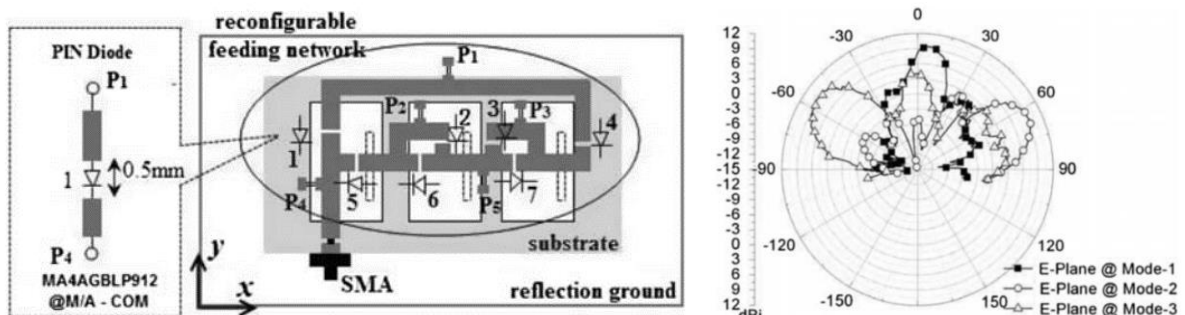


Figure 9 : Antenne quasi-Yagi reconfigurable en fréquence dans le domaine des ondes millimétriques intégrant des diodes PIN [44].

Un autre exemple d'intégration de diodes PIN, mais cette fois pour réaliser la reconfiguration du diagramme de rayonnement est présenté dans l'article [45]. Le dispositif antennaire opérant autour 35 GHz est basé sur une structure de réseau linéaire avec trois patches métalliques rayonnants et un réseau d'alimentation reconfigurable. Afin de limiter l'influence du réseau d'excitation sur les éléments rayonnants et obtenir une bonne reconfigurabilité, la couche d'alimentation et la couche de rayonnement sont séparées par le plan de masse. Comme montré sur la Figure 10, en contrôlant électriquement les diodes PIN intégrées dans le réseau d'alimentation, l'angle de pointage de l'antenne peut prendre trois valeurs différentes, -55° (Mode 3), 3° (Mode 1) et 62° (Mode 2) dans le plan d'élévation, avec une fluctuation de gain inférieure à 0.6 dB.



Modes	Switch No.						
	1	2	3	4	5	6	7
Mode-1	Off	On	On	Off	On	Off	Off
Mode-2	Off	Off	Off	Off	On	On	On
Mode-3	On	Off	Off	On	Off	On	On

Figure 10 : Antenne reconfigurable en rayonnement dans la bande millimétrique. Topologie du réseau d'excitation pour les différents états des diodes PIN et les mesures du diagramme de rayonnement [45].

Un réseau d'antennes fonctionnant dans la bande millimétrique est proposé pour des applications de communication 5G [9] (Figure 11). Le système à quatre éléments est conçu pour commuter entre une polarisation circulaire droite (RHCP) et une polarisation circulaire gauche (LHCP). La reconfigurabilité en polarisation est obtenue en commutant électroniquement deux paires de diodes PIN insérées dans le circuit d'alimentation (Figure 12). Cette configuration a permis aux auteurs de l'étude, de réduire le nombre d'éléments commutables dans le dispositif. Le prototype fabriqué présente un taux d'ellipticité (AR) en dessous de 3 dB entre 27,2 GHz et 28,35 GHz, un gain maximal mesuré d'environ 6 dBic et une efficacité de rayonnement d'environ 51% sur la largeur de bande.

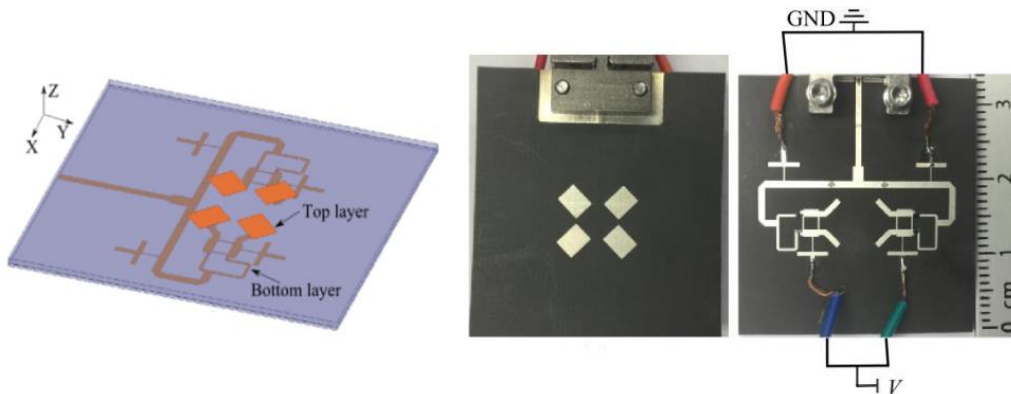


Figure 11 : Réseau d'antennes reconfigurables en polarisation dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration de diodes PIN [9].

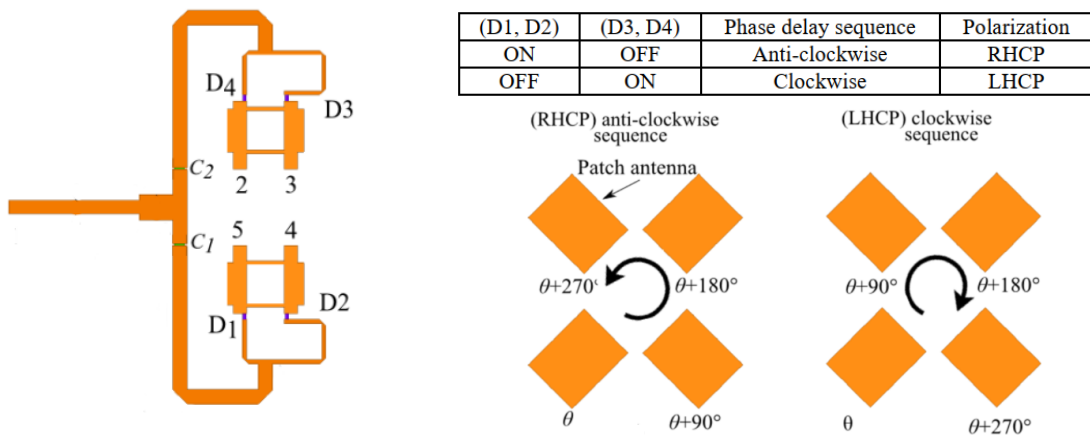


Figure 12 : (a) Modèle du circuit d'excitation du dispositif antennaire. (b) Réseau d'antennes opérant en polarisation circulaire droite (RHCP) et polarisation circulaire gauche (LHCP) pour les différents états des diodes PIN [9].

Cependant, malgré les quelques exemples d'intégration de diodes PIN dans le domaine des ondes millimétrique, cette technologie ne semble pas complètement adaptée à ces fréquences. En effet, les performances des dispositifs intégrant des diodes PIN sont significativement dégradées avec l'augmentation de la fréquence [1], ce qui peut affecter sévèrement les performances du dispositif antennaire en général, constaté par exemple, dans le cas précédemment cité [3], par la faible valeur de l'efficacité de rayonnement. Pour cette raison, les exemples dans la littérature intégrant des diodes PIN dans des dispositifs reconfigurables dans le domaine des ondes millimétrique ne sont pas nombreux.

- **Les dispositifs MEMS-RF**

Pour pallier les problèmes d'intégration à hautes fréquences liés aux diodes PIN excite le recours aux dispositifs de type MEMS-RF (Micro Electro-Mechanical Systems). Les MEMS-RF sont des commutateurs électromécaniques dont les caractéristiques varient en fonction d'une force électrostatique appliquée. Les dispositifs peuvent être conçus pour un contact direct ou ohmique (contact métal/ métal) ou à couplage capacitif (contact métal/diélectrique) avec le circuit RF (Figure 13). En d'autres mots, à partir d'un mouvement mécanique d'une membrane suspendue (poutre encastrée ou cantilever), une variation d'impédance (changement de la valeur de la capacité dans le cas des MEMS capacitifs ou commutation entre un circuit ouvert et un court-circuit dans le cas d'un MEMS à contact ohmique) est obtenue, dans une configuration série ou parallèle, sur une ligne de transmission RF. Les grands atouts de ces dispositifs sont la faible consommation d'énergie, l'isolation élevée, des pertes d'insertion faibles et une tenue en puissance RF relativement bonne.

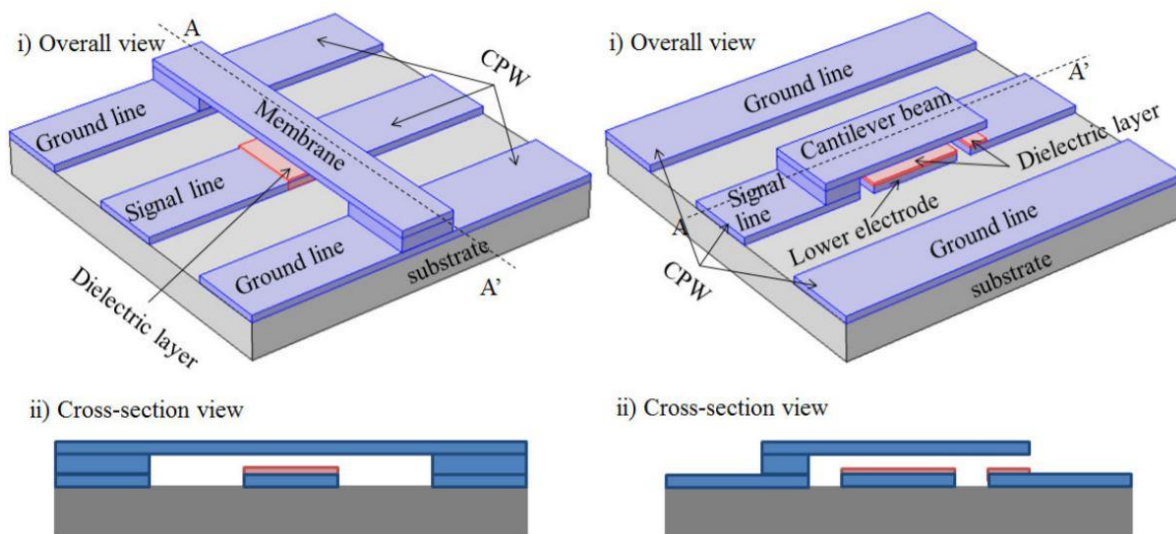


Figure 13 : Structure typique de MEMS-RF à couplage capacitif. A gauche, configuration en parallèle. A droite, configuration en série [46].

Un exemple d'intégration des interrupteurs MEMS dans une antenne reconfigurable en fréquence à deux patches circulaires pour des applications 5G est présenté sur la Figure 14 (a) [12]. La fréquence de fonctionnement de l'antenne peut être commutée alternativement entre les fréquences de 40 et 60 GHz par l'actionnement du commutateur MEMS placé sur les lignes d'excitation de chaque patch (Figure 14 (b)). Ici, le commutateur B est actionné pour permettre au signal RF de passer à travers le commutateur A afin de rayonner à 40 GHz (patch plus grand alimenté) et inversement pour le rayonnement à 60 GHz (patch plus petit alimenté). Le

commutateur est actionné avec 1,6 V et le temps de commutation est de 1,63 μ s. Il présente une bonne isolation à l'état OFF de 37,5 dB à 45 GHz, des pertes de retour de -56 dB et des faibles pertes d'insertion de 0,19 dB à 40 GHz, ce qui le rend très efficace pour les applications dans le domaine millimétrique. Les deux antennes patch circulaires présentent de bonnes performances de fonctionnement (Figure 15), avec 5 GHz de bande passante quand l'antenne opère autour de 40 GHz et 8 GHz de bande passante pour un fonctionnement autour de 60 GHz.

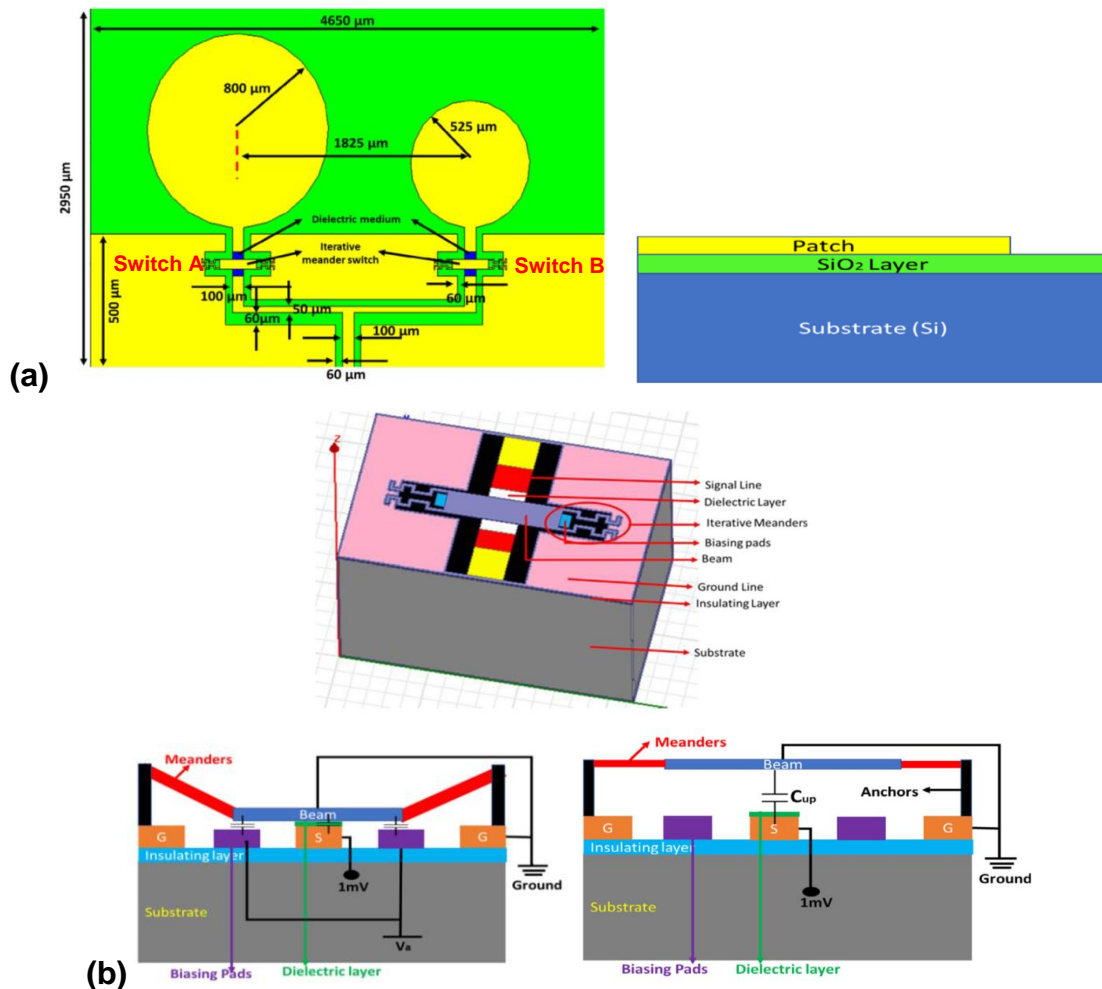


Figure 14 : Antenne reconfigurable en fréquence dans la bande millimétrique intégrant des commutateurs RF MEMS. (a) Vue supérieure et latérale du dispositif antennaire. (b) Schéma du commutateur MEMS actionné et sans actionnement [12].

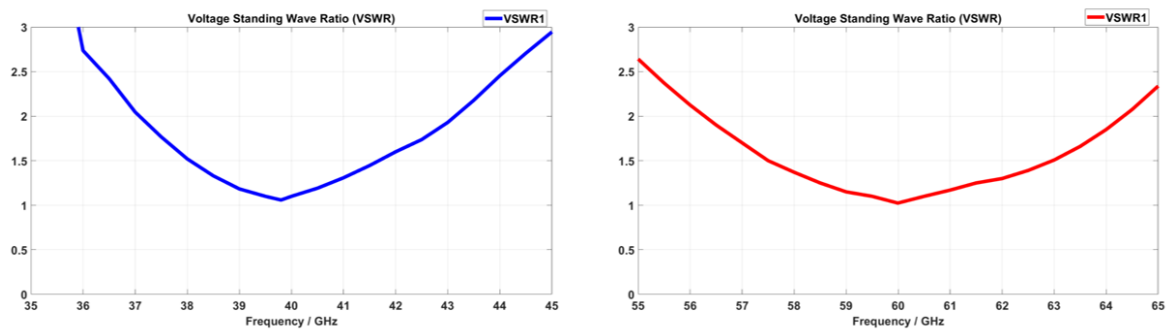


Figure 15 : Rapport d'onde stationnaire de l'antenne à éléments agiles à base des MEMS RF pour les deux bandes de fréquences de fonctionnement [12].

Un exemple d'intégration de composants MEMS pour rendre reconfigurable le rayonnement d'une antenne patch microruban est présenté dans l'article [47]. Le rôle des deux commutateurs MEMS est de changer la configuration physique de l'antenne et ainsi de modifier son diagramme de rayonnement (Figure 16). Les interrupteurs utilisés présentent une isolation et des pertes d'insertion respectivement de -23,12 dB et -0,09 dB à la fréquence de fonctionnement de l'antenne (35,4 GHz avec une bande passante de 6,69 %). La commutation des deux dispositifs MEMS ne provoque pas de changement significatif de la fréquence de résonance du dispositif antennaire.

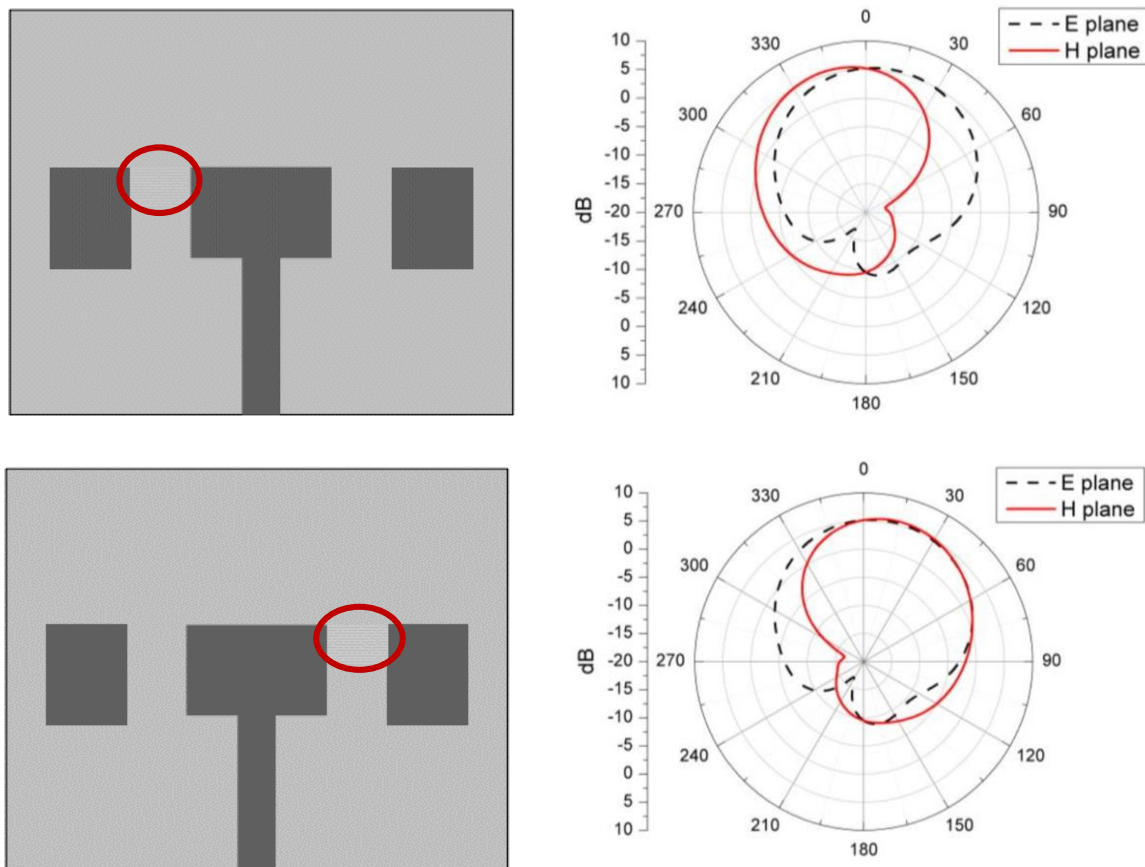


Figure 16 : Dispositif antennaire reconfigurable en rayonnement dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration de commutateurs RF-MEMS. Représentation des diagrammes de rayonnement pour différentes configurations à 35,4 GHz. En haut, côté gauche de l'antenne active. En bas, côté droit de l'antenne activé [47].

L'intégration des MEMS-RF est adaptée également pour réaliser une reconfigurabilité en polarisation [11]. Dans cet exemple d'implémentation, une antenne patch coplanaire alterne sa polarisation entre une polarisation de type RHCP, une de type LHCP et une polarisation linéaire, en utilisant un actionnement spécifique pour chaque état (ON/ OFF) des commutateurs MEMS (Figure 17). Cette antenne est conçue pour opérer autour de 60 GHz et les résultats de mesures montrent un bon accord avec ceux de simulation. La bande passante du taux d'ellipticité est de 1,5 % et l'ouverture du faisceau avec un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB est de 20° (Figure 18).

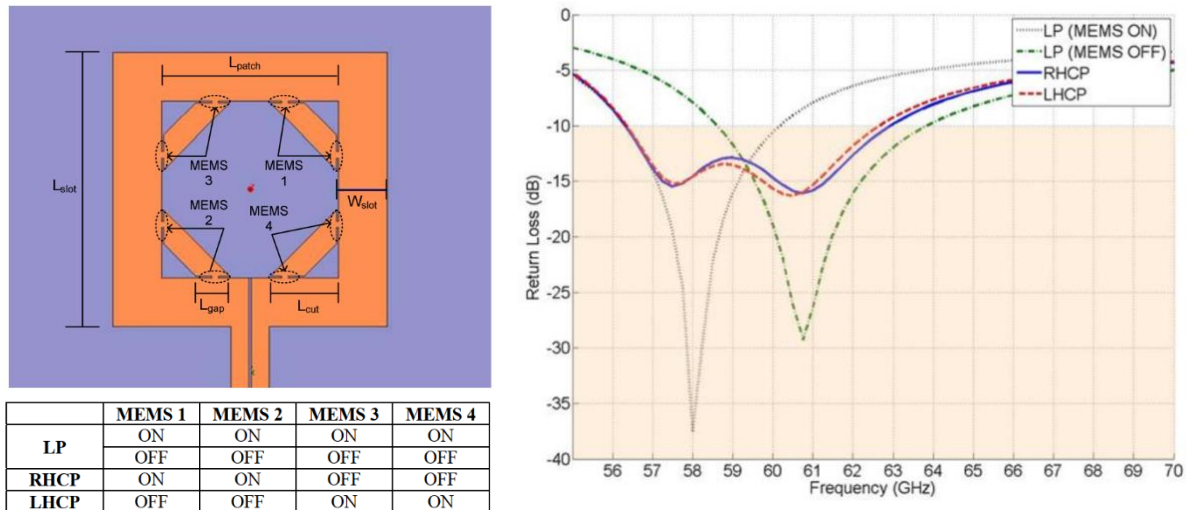


Figure 17 : Antenne reconfigurable en polarisation dans la bande millimétrique avec l'intégration de commutateurs MEMS-RF. A droite, le coefficient de réflexion de l'antenne pour plusieurs états de polarisation montrant des bonnes adaptations [11].

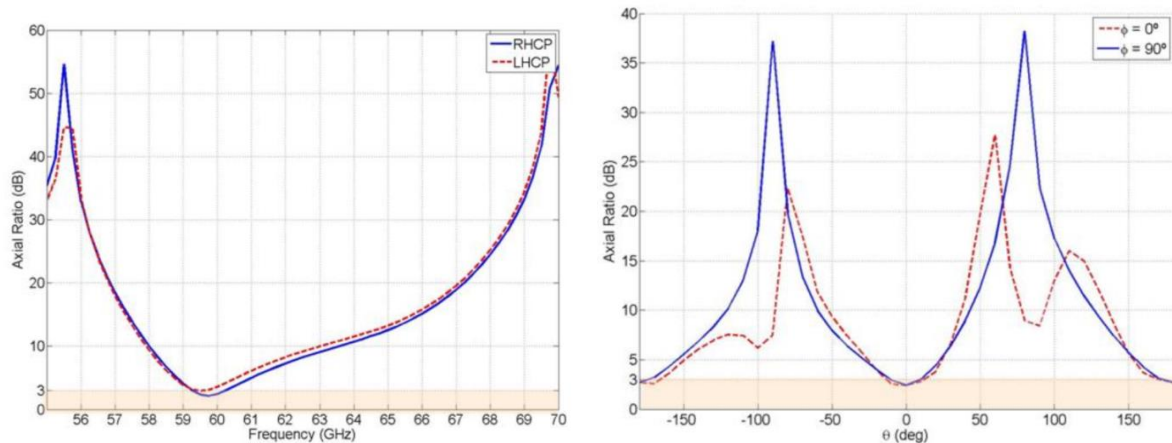


Figure 18 : Taux d'ellipticité en fonction de la fréquence et en fonction de θ dans les plans E et H pour l'antenne reconfigurable en polarisation avec l'intégration de commutateurs MEMS-RF [11].

Malgré les performances incontestables des commutateurs MEMS qui les rendent plus attractifs que les diodes PIN pour des applications dans le domaine millimétrique, il existe quelques inconvénients liés à leur intégration au sein d'un élément rayonnant, comme l'intégration du circuit de polarisation qui peut perturber les performances RF et particulièrement le rayonnement de l'antenne, des tensions d'activation élevées, une fabrication complexe et le coût d'intégration qui demeure encore élevé.

• Varactors

Une diode varactor (aussi appelé varicap ou diode à capacité variable) est un composant électronique basé sur un dispositif semi-conducteur à jonction p-n dont la capacité (variable) est contrôlée par l'application d'une tension inverse de polarisation. La Figure 19 montre un schéma de son circuit équivalent. Contrairement aux diodes PIN, une diode varactor a une couche barrière très mince qui agit comme un diélectrique isolant et les régions P et N agissent comme des plaques conductrices. La capacité est inversement proportionnelle à la tension appliquée, car la largeur de la couche barrière augmente avec la tension de polarisation inverse. Une diode varactor peut être insérée dans un circuit en une configuration

série ou parallèle et son circuit de polarisation est équivalent à celui de la diode PIN [1]. Les performances de ces dispositifs sont limitées, car ils peuvent induire des effets parasites (liés à la complexité du circuit de commande) qui peuvent dégrader les performances de fonctionnement du système où ils seront intégrés (dans une antenne, par exemple).

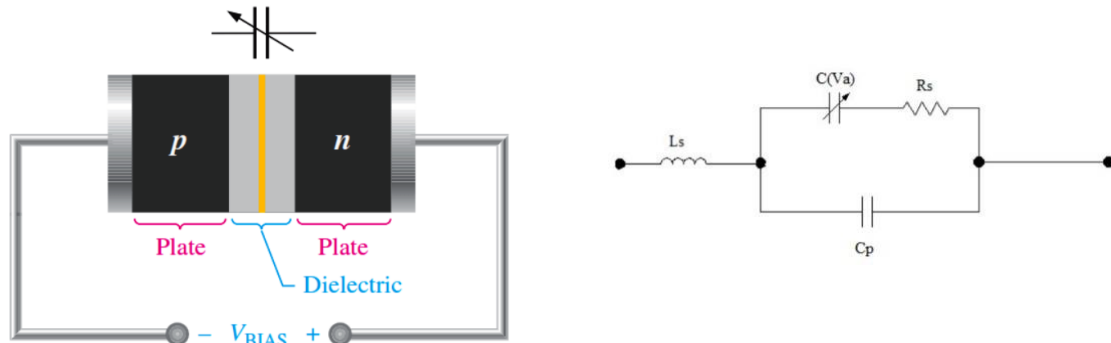
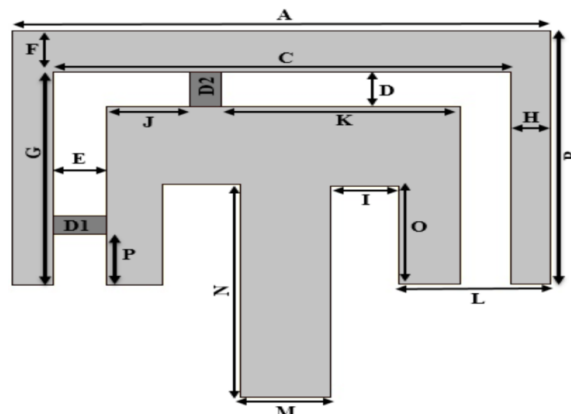


Figure 19 : Schéma d'une diode varactor et son circuit équivalent [48].

Une antenne patch reconfigurable en fréquence est proposée pour des applications satellitaires [49]. Le dispositif alterne ses fréquences de travail ainsi que la bande passante de façon dynamique entre 10.5 GHz et 25.5 GHz en fonction de la variation de la tension appliquée aux diodes varactors intégrées. La Figure 20 illustre la configuration du dispositif antennaire ainsi que les performances pour des tensions de 20V, 10V et 1V appliquées à la diode varactor D1 (D1 ON) avec D2 dans l'état OFF.



Parameter	D1 20V		D1 10V		D1 1V	
	1	2	1	2	1	2
Resonant Frequency (GHz)	15.1	20.2	14.4	20.4	13.3	20.4
S ₁₁ (dB)	-16.1	-35.08	-13.44	-26.8	-12.07	-23.14
Frequency Band (GHz)	15.0-15.2	19.3-20.8	14.33-14.44	19.4-21	13.20-13.35	19.4-21
Bandwidth (GHz)	0.2	1.5	0.11	1.6	0.15	1.6

Figure 20 : Antenne reconfigurable en fréquence intégrant des diodes varactors. Performances du dispositif antennaire avec l'application de tensions de 20V, 10V et 1V à travers la diode D1 avec D2 dans l'état OFF [49].

Le système présente une reconfiguration de la fréquence pour différentes tensions aux bornes de la diode D1 (variation de la valeur de la capacité de la diode varactor D1) et lorsque D2 est à l'état OFF. Un comportement similaire est trouvé par les auteurs de l'article lorsque D2 est activée et D1 dans l'état OFF avec différentes fréquences de fonctionnement.

- **Commutateurs FET (Transistors à Effet de Champ)**

Les transistors à effet de champ sont des dispositifs à trois terminaux : source (S), drain (D) et grille (G). La tension de polarisation appliquée sur la grille contrôle la circulation de courant à travers le canal semi-conducteur (à dopage type n ou p) entre la source et le drain (Figure 21), et ainsi la commutation entre deux états (ON/ OFF). Ces dispositifs présentent des faibles tensions de polarisation avec une faible consommation d'énergie, ce qui les avantage par rapport aux diodes PIN. Cependant, les pertes d'insertion peuvent devenir importantes à cause d'une forte résistance série à l'état passant.

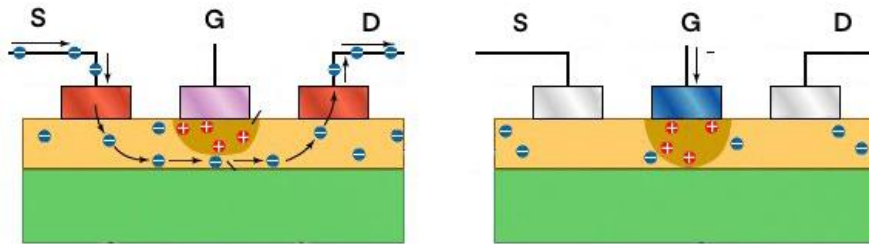


Figure 21 : Modèle du transistor FET. A gauche à l'état ON. A droite à l'état OFF.

Un exemple d'intégration des transistors FET dans le circuit d'excitation d'un réseau d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement (« switch » dans la Figure 22) est présenté dans l'article [50]. Ce dispositif antennaire est conçu pour travailler autour de 24 GHz. En alternant entre les états ON et OFF des commutateurs FET, il est possible de faire varier la largeur du faisceau rayonné (Figure 23). Les valeurs de directivités obtenues pour les quatre configurations proposées dans la référence [50] sont 7,3 dBi, 11,2 dBi, 13,6 dBi et 15,1 dBi, respectivement.

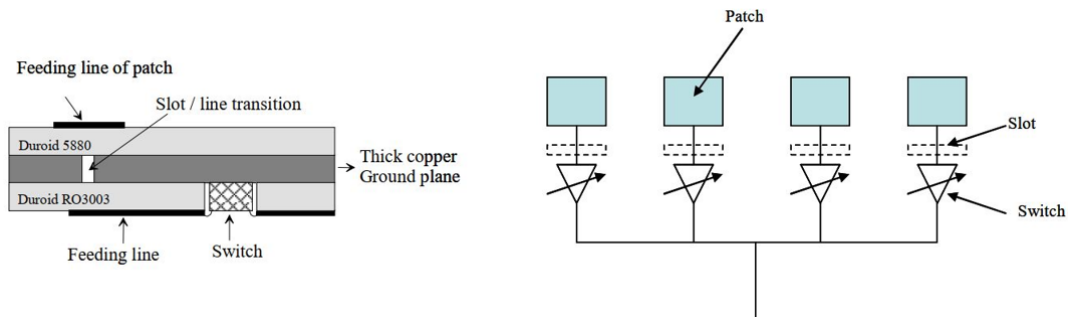


Figure 22 : Réseau d'antennes patch multicouche reconfigurable en rayonnement avec des commutateurs FET intégrés [50].

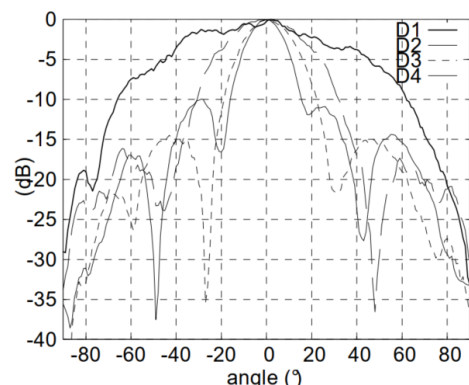
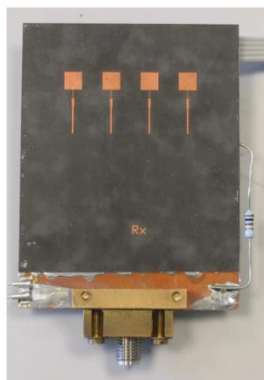
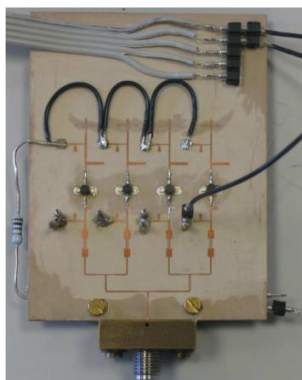


Figure 23 : Dispositif antennaire reconfigurable en rayonnement fabriqué avec l'intégration de transistors FET et son diagramme de rayonnement mesuré à 23,9 GHz [50].

I.2.4.2. Intégration de matériaux fonctionnels

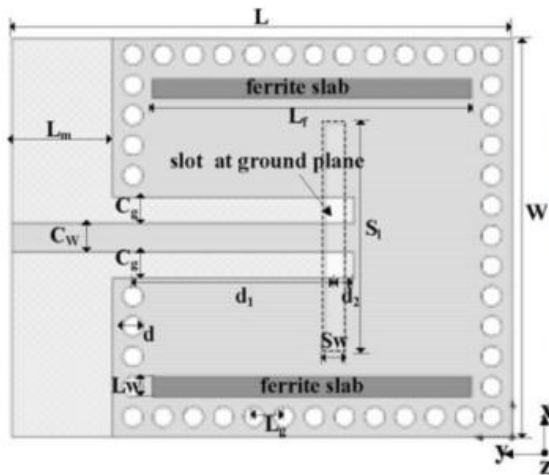
Une autre solution pour rendre les antennes accordables est l'utilisation de matériaux « agiles » ou « commandables » ou encore « intelligents », dont les propriétés électriques (permittivité, perméabilité ou conductivité) peuvent être modifiées par l'application d'un champ électrique ou magnétique externe, assurant ainsi l'agilité du dispositif où ils seront intégrés. Ces matériaux peuvent être utilisés comme des substrats sur lesquels est imprimée la structure métallique de l'antenne ou ils peuvent être présents sous la forme de couches minces ou de motifs en couches minces structurées localement pour remplacer les commutateurs électroniques mentionnés précédemment. Ils offrent l'avantage d'être peu encombrants et généralement facilement intégrables. Néanmoins, leur circuit de commande est parfois complexe ou nécessite des tensions de contrôle élevées, l'ajout d'aimants permanents (pour les matériaux magnétiques), leur temps de réponse est dans certains cas important, et les pertes introduites peuvent être considérables.

- **Matériaux à perméabilité variable**

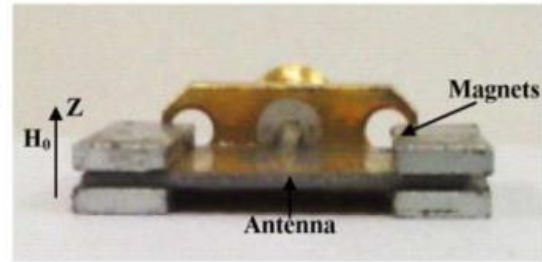
Les matériaux ferromagnétiques sont des matériaux dont la perméabilité (μ) varie en fonction d'un champ magnétique externe appliqué. Ce sont des composés de cobalt, de fer, de nickel, de manganèse et de zinc. Dans le domaine des hyperfréquences, les matériaux à μ variable les plus étudiés sont les ferrites [51]–[56] et les matériaux magnéto-diélectriques [57]–[60]. L'utilisation des ferrites est très avantageuse pour le développement d'antennes miniatures à polarisation circulaire puisque ces matériaux présentent de faibles pertes diélectriques, des permittivités élevées (de l'ordre de 14) ainsi qu'une perméabilité tensorielle variable en fonction de la fréquence, leur permettant de générer naturellement une polarisation circulaire [20], [61]–[63]. Cependant, ils nécessitent l'application d'un champ magnétique externe pour présenter cette perméabilité tensorielle. Les matériaux magnéto-diélectriques présentent des fortes permittivités ϵ combinées à des perméabilités élevées et sans la nécessité d'ajouter des aimants extérieurs pour les polariser. Cependant, ces propriétés magnéto-diélectriques ne sont valables que jusqu'à 1 GHz, les rendant difficilement utilisables aux fréquences millimétriques.

Pour des applications antennaires, l'avantage des substrats avec une perméabilité supérieure à 1 (comme dans le cas des ferrites polarisés et des matériaux magnéto-diélectriques) combinée à des permittivités (ϵ) relativement élevées est que les dimensions effectives de l'élément rayonnant peuvent être réduites sans sacrifier la bande passante. Contrairement à ϵ , l'augmentation de μ ne réduit pas la bande passante d'un patch [64]. En effet, un patch avec un substrat tel que $\mu > 1$ permet une légère augmentation de la bande passante tout en réduisant ses dimensions de $\sqrt{\mu}$, de sorte qu'un patch beaucoup plus petit aura à peu près toujours la même bande passante avec ϵ fixé.

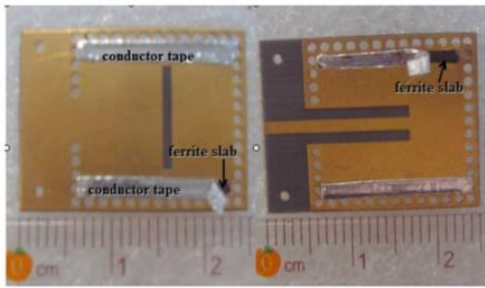
Les ferrites sont rarement utilisées pour des fonctions de reconfigurabilité mais quelques exemples existent dans la littérature. A titre d'exemple, les auteurs de l'article [65] proposent la conception et la réalisation d'une antenne agile en fréquence intégrée sur un substrat hybride accordable avec un champ magnétique. La fréquence de fonctionnement est réglée en utilisant des plaques de ferrites intégrées dans la structure de l'antenne, à travers l'application d'un champ magnétique de polarisation. Avec un bon accord entre les résultats de mesures et de simulations, les auteurs rapportent une plage d'accordabilité supérieure à 10,5 % et un gain supérieur à 5 dBi dans la plage d'accord. La Figure 24 montre le prototype du dispositif fabriqué ainsi que la variation de la fréquence de travail (mesures des coefficients de réflexion pour différents champs magnétiques appliqués).



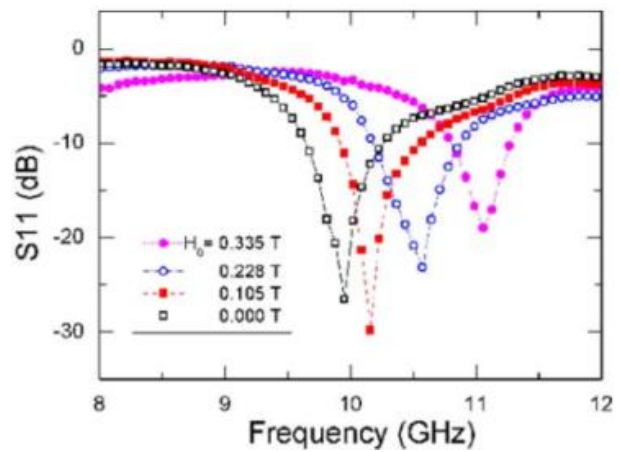
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 24 : (a) Schéma de l'antenne. (b) et (c) Prototype fabriqué intégrant des aimants fournissant un champ magnétique dans la direction z. (d) Résultats expérimentaux de la variation de la fréquence de travail de l'antenne en fonction des différentes valeurs des champs de polarisation [65].

Dans une autre publication [66], est proposée une topologie d'antenne à réseau de fentes fonctionnant dans la bande millimétrique dont la direction du rayonnement peut être modifiée par l'application d'un champ magnétique. Le dispositif a été conçu à partir d'un guide d'onde rectangulaire, avec une paroi latérale de 34 fentes rayonnantes et dans lequel a été inséré un substrat diélectrique avec une plaque de ferrite (1 mm d'épaisseur) fixés derrière la paroi à fentes (Figure 25). Les caractéristiques de propagation changent avec l'application d'un champ magnétique de polarisation parallèle au ferrite, de sorte que la direction de rayonnement des ondes irradiées par le réseau de fentes peut être modifiée de 7°. Le diagramme de rayonnement de l'antenne a été mesuré autour de 40 GHz et met en évidence un pointage du faisceau qui passe de 10° à 3° sous l'action d'un champ magnétique de 0,73T.

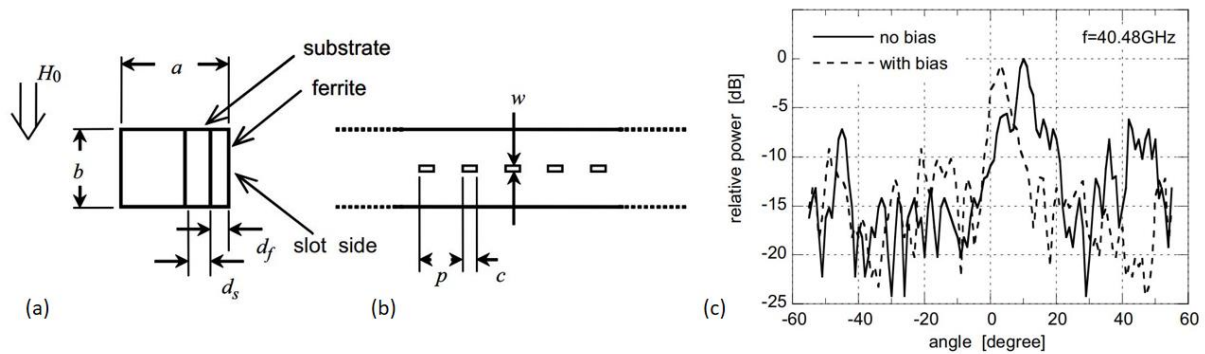


Figure 25 : (a) Schéma en coupe transversale d'un guide d'onde rectangulaire à fentes rayonnantes intégrant une plaque de ferrite. (b) Vue latérale de la paroi avec les fentes. (c) Diagramme de rayonnement mesuré dans le plan H [66].

• Matériaux Ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques ont la capacité de changer leur permittivité par l'application d'un champ électrique. Les plus courants sont les oxydes métalliques connus comme pérovskites (de type ABO_3) tels que les titanates ($BaTiO_3$, $PbTiO_3$,...) et les niobates ($KNbO_3$) [67]–[69]. Ces matériaux présentent l'avantage d'être plus facilement intégrables dans des dispositifs microondes par rapport aux matériaux ferromagnétiques qui nécessitent des commandes magnétiques variables difficiles à implémenter. Un inconvénient des matériaux ferroélectriques est l'amplitude des champs électriques de polarisation qui doivent être très forts pour obtenir une plage maximale d'accordabilité de leur permittivité, ce qui rend leur utilisation sous forme massive impossible. Cependant, l'utilisation de couches minces de ces matériaux (épaisseurs de centaines de nanomètres à quelques microns) les rend plus attractifs car dans ce cas, des tensions de polarisation raisonnables sont requises (des dizaines à des centaines de Volts, en fonction du type d'implémentation). Les ferroélectriques présentent une forte agilité (variation relative de leur permittivité), jusqu'à 80% et un temps de réponse très rapide ($< 1\text{ns}$) [1], [70]. Ils présentent toutefois comme inconvénients une sensibilité des valeurs de permittivités avec la température et une augmentation des pertes avec la montée en fréquence. Des couches minces de matériaux ferroélectriques sont utilisées pour la fabrication de composants tels que les capacités variables localisés (varactors) ou intégrés directement dans la structure des résonateurs, déphaseurs, etc.

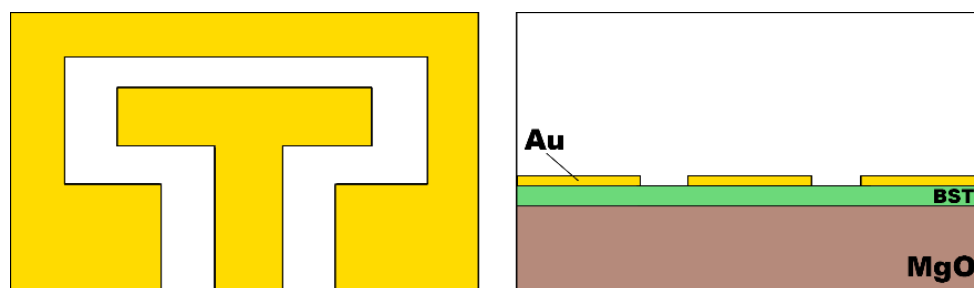


Figure 26 : Schéma du dispositif antennaire reconfigurable en fréquence avec l'intégration d'une couche mince de BST comme matériau agile (adapté de [71]).

Dans le domaine antennaire, l'intégration d'une couche mince ferroélectrique ($0.4\ \mu\text{m}$ d'épaisseur) de BST ($BaxSr_{1-x}TiO_3$) sur un substrat d'oxyde de magnésium (MgO de $0.305\ \text{mm}$ d'épaisseur avec un $\epsilon_r = 9.8$), a permis de régler la fréquence de fonctionnement d'une

antenne à fente pliée (FSA) fonctionnant dans la bande Ka, excitée par une ligne coplanaire (CPW) et imprimée sur la couche ferroélectrique de BST (Figure 26) [71]. Les variations de la permittivité de la couche de BST étaient de 400, 800 et 1200 ce qui entraîne les changements des fréquences de fonctionnement de l'antenne de 33,54 GHz, 32,48 GHz et 31,35 GHz respectivement, avec une accordabilité de 6,29 % et une bande passante de 10,73 %. Son gain varie entre 3,73 dBi et 3,81 dBi dans la bande de fonctionnement.

Un autre exemple montre dans [72] la possibilité de faire varier le diagramme de rayonnement d'une antenne cornet opérant autour de 60 GHz en utilisant une lentille placée devant l'antenne (Figure 27 (a)). Cette lentille est composée d'un matériau ferroélectrique (BST dopé en MgO et Mg_2TiO_4 pour diminuer sa permittivité à 440) (Figure 28 (b)) et permet l'utilisation de l'antenne dans plusieurs régimes : à faisceau focalisé et à balayage de faisceau, en fonction de la distribution spatiale de la tension de polarisation appliquée sur la couche de BST (Figure 28).

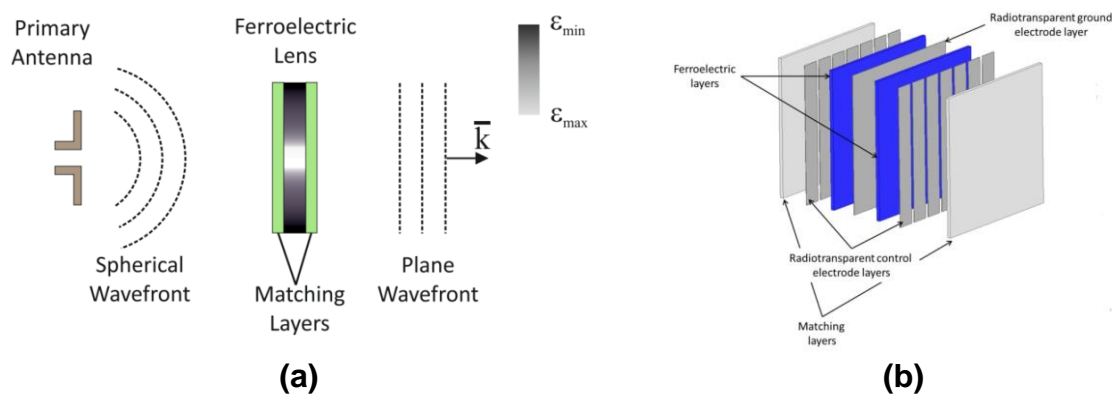


Figure 27 : Intégration d'une lentille ferroélectrique dans un système antenne. (b) Conception du prototype de lentille accordable à BST [72].

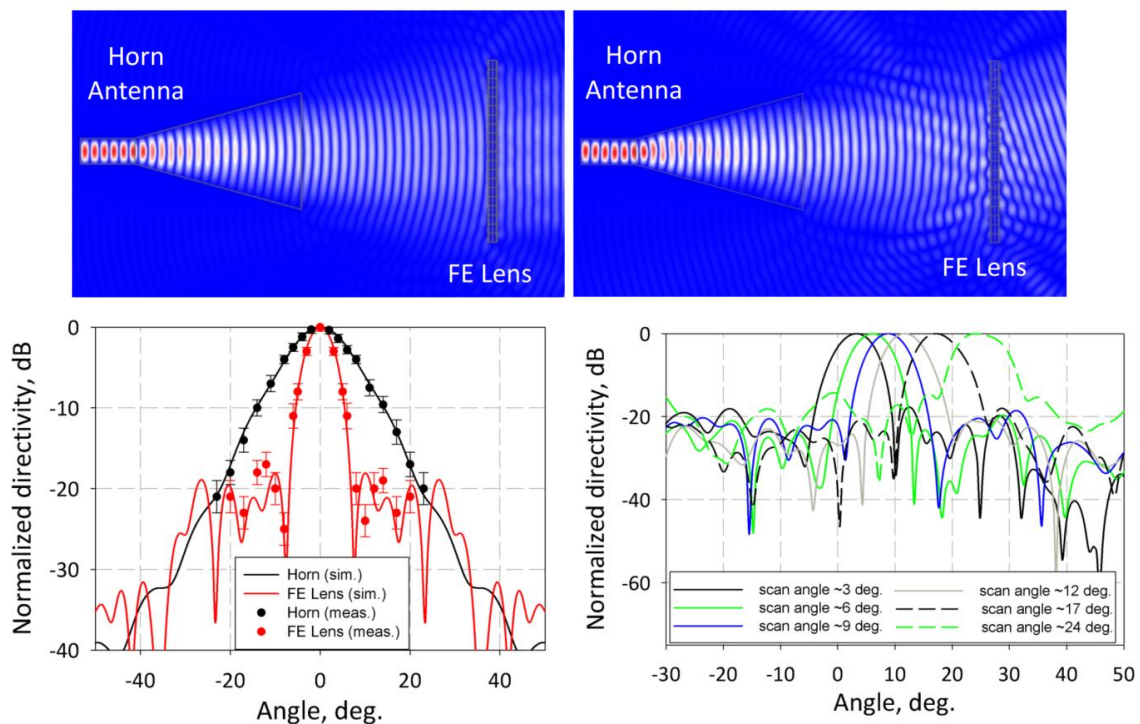


Figure 28 : Variation du diagramme de rayonnement d'une antenne cornet en utilisant une lentille de focalisation intégrant des couches de BST [72].

En effet, l'utilisation d'une lentille ferroélectrique permet de modifier son épaisseur électrique équivalente, par l'intégration d'électrodes transparentes aux ondes électromagnétiques (graphite et ZnO) pour l'application du potentiel électrique et, ainsi, contrôler la formation du diagramme de rayonnement (comme schématisé sur la Figure 28). Parmi les avantages de la conception proposée figurent la simplicité d'intégration et le coût, contrairement aux dispositifs conventionnels employés pour la reconfigurabilité de diagrammes basés sur des antennes réseau.

- **Cristaux Liquides (LC)**

Les cristaux liquides partagent la propriété des matériaux ferroélectriques de varier leur permittivité sous l'application d'une tension de polarisation. Cependant leur permittivité est beaucoup plus basse que celle des matériaux ferroélectriques, oscillant entre 2,5 et 4. Ce sont des matériaux anisotropes sous la forme d'une mésophase avec un certain ordre dans l'arrangement de leurs molécules, se situant entre l'état solide cristallin (à basses températures) et l'état liquide ordinaire (à hautes températures) [73]–[75]. Ces matériaux ont été largement utilisés pendant des années pour les écrans de nombreux équipements électroniques. Cependant, les travaux de recherches concernant leur utilisation dans les domaines des micro-ondes ou des bandes millimétriques sont moins nombreux. Leurs tensions de polarisation sont relativement élevées (quelques dizaines de volts), mais ils présentent une faible consommation d'énergie. Un des points faibles de ces matériaux est leur condition d'utilisation puisqu'elle doit se faire entre 20°C et 35°C, afin qu'ils restent dans leur phase liquide intermédiaire (mésophase). En effet, en dessous de 20°C, ils deviennent solides et au-dessus de 35°C, ils se changent en liquide ordinaire, ce qui empêche leur utilisation sans un contrôle de température inclus dans le système. Un autre inconvénient est leur temps de commutation relativement long (de l'ordre de la milliseconde) [1]. Les pertes de ces matériaux étant relativement élevées à basses fréquences, ils sont mieux adaptés pour des applications au-dessus de 20GHz et donc dans le domaine millimétrique.

A titre d'exemple et pour mieux comprendre leur fonctionnement, ces matériaux ont été utilisés dans le domaine antennaire dans la bande millimétrique pour concevoir un réseau réflecteur de 16 x 16 éléments [21], [76] reconfigurable en rayonnement autour de 77 GHz. Dans cet exemple d'implémentation montré sur la Figure 29 (a), une couche mince de LC a été intégrée entre le réseau d'antennes planaires (patchs métalliques) et le plan de masse, jouant le rôle de substrat à permittivité variable responsable de la variation de phase entre chaque élément du réseau. En effet, les molécules du LC sont pré-orientées pour être alignées parallèlement au plan de masse et à la surface des patchs, c'est-à-dire, perpendiculairement au champ E appliqué entre la masse et les antennes planaires. En appliquant une tension (ici entre 0 V et 20 V) entre les patchs et le plan de masse, les molécules du LC tournent, changeant ainsi leur permittivité continuellement, jusqu'à obtenir une orientation complètement perpendiculaire aux électrodes, et par conséquent, parallèle au champ E (comme illustré sur la Figure 30). La variation de la phase de chaque antenne patch change continuellement en fonction de la variation de la permittivité. Il est ainsi possible de régler la phase sur une plage de 300°.

Dans le réseau de patchs, chaque élément d'une même colonne est connecté par une ligne mince (~50 μm) ayant pour but de simplifier le circuit de polarisation et ainsi de fournir 16 tensions variables au lieu de 256 (Figure 29 (a)). Le réseau réflecteur ne sera donc orientable que dans un seul plan et l'antenne d'alimentation devra être polarisée perpendiculairement aux lignes de polarisation afin qu'elles n'interfèrent pas avec le champ RF. La Figure 29 (b) illustre l'orientation du faisceau de rayonnement pointant à -10°, 0° et 25° dans le plan E, pour différentes tensions appliquées.

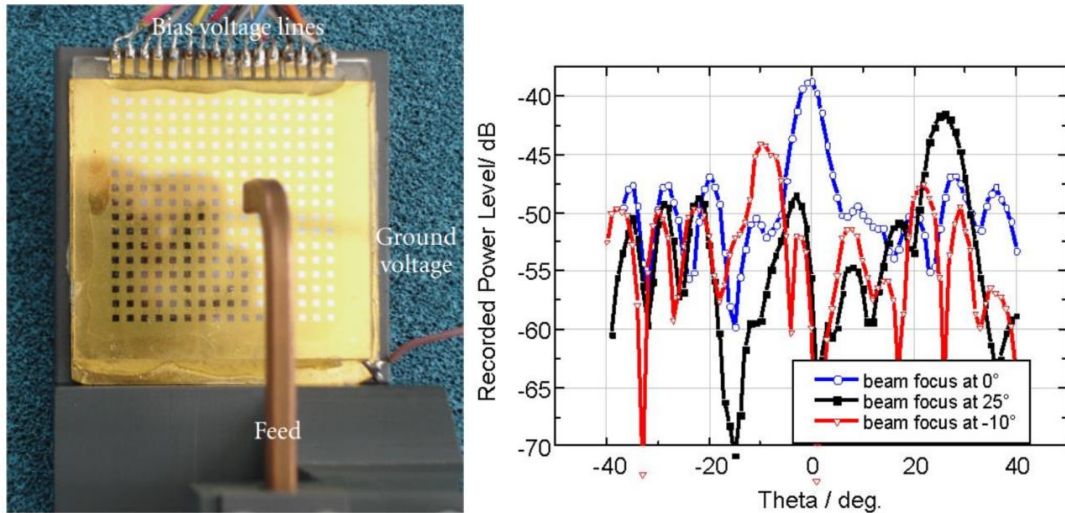


Figure 29 : (a) Réseau réflecteur fabriqué. (b) Diagramme de rayonnement mesuré à 72,2 GHz et avec l'application de trois tension de polarisation [76].

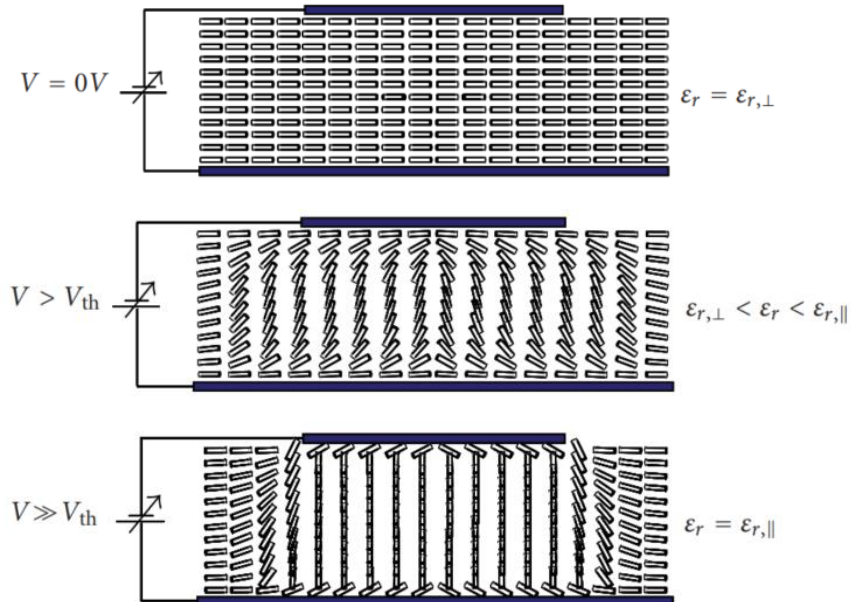


Figure 30 : Principe de fonctionnement d'une cellule isolée du réflecteur LC. Variation de l'orientation des molécules et de la permittivité par l'application d'une tension continue [21].

- **Matériaux à Transition de Phase (« Phase Transition Materials » - PTM)**

Les oxydes métalliques présentant une transition isolant- métal (« Metal- Insulator Transition » ou MIT) ont suscité un intérêt considérable dans l'électronique au cours des dernières années. Les transitions de phases s'accompagnent par des modifications drastiques de leurs propriétés électriques et optiques et peuvent être déclenchées par un stimulus externe de nature thermique, optique, électrique ou mécanique [77]–[83]. Le changement des propriétés optiques et électriques (isolant-métal) se produit de manière abrupte autour d'une température appelée température de transition. Comme indiqué sur la Figure 31, il existe une grande diversité d'oxydes métalliques à transition de phase avec des températures de transition différentes [84].

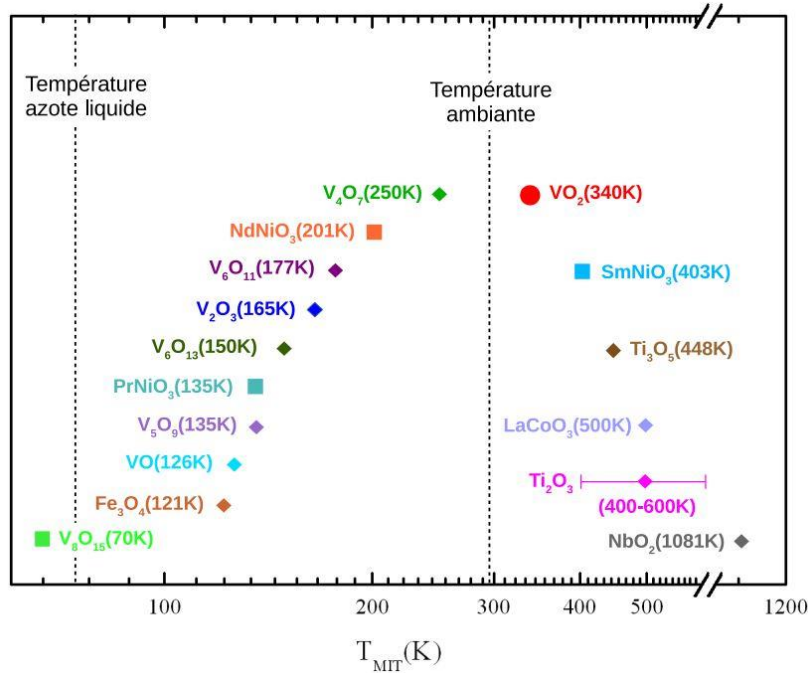


Figure 31 : Oxydes métalliques présentant une transition isolant-métal en fonction de leurs températures de transition [84].

Parmi les oxydes étudiés dans la littérature, c'est le dioxyde de vanadium (VO_2) qui attire le plus d'intérêt car il présente une température de transition proche de la température ambiante (facilitant l'étude de sa transition de phase) alors que les autres oxydes ont une transition de phase bien en dessous ou au-dessus de la température ambiante. En d'autres termes, le VO_2 passe de manière réversible de semi-conducteur (état OFF) à un état métallique (état ON) autour de 70°C, avec un changement de résistivité (ou conductivité) allant jusqu'à 5 ordres de grandeurs (Figure 32). Ces transitions se produisent sur une très large gamme de fréquences (du DC aux fréquences optiques, en passant par le domaine millimétrique et térahertz), avec le même type comportement et des propriétés du matériau relativement stables. Ceci représente un grand avantage pour leur exploitation dans des fonctions en hyperfréquences pour la réalisation de commutateurs [85], [86], leur intégration dans des filtres [87] et des antennes [25] ou dans des fonctions en THz pour la réalisation de méta-matériaux reconfigurables [88].

Dans le cas du VO_2 , le temps de commutation de la transition de phase dépend fortement du type d'excitation. Par exemple, il peut atteindre quelques microsecondes pour une excitation thermique directe jusqu'à une centaine de femtosecondes pour une activation optique [79], [84], [89], [90]. Cependant les changements de résistivité sont volatiles, c'est-à-dire qu'ils se produisent par l'application d'une excitation qui permet de faire varier la température du matériau, mais après l'arrêt de cette excitation et le refroidissement du matériau, celui-ci revient à son état initial, isolant à forte résistivité.

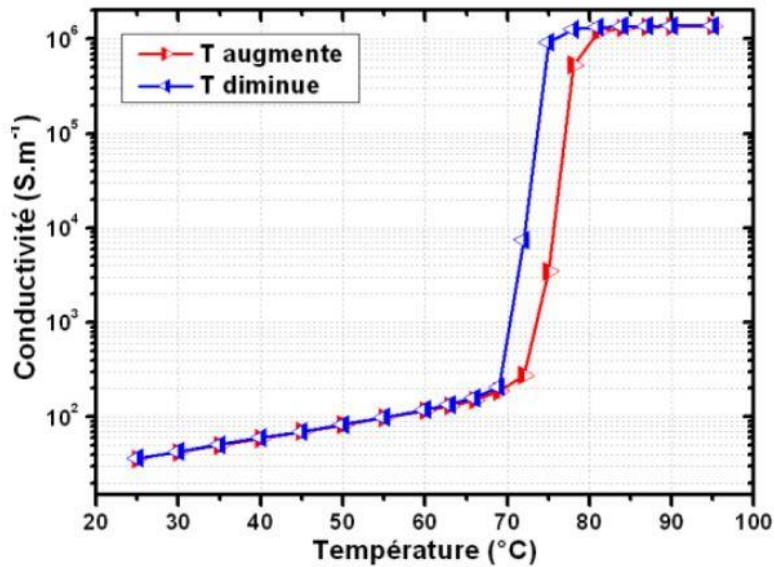


Figure 32 : Évolution de la conductivité d'un film de VO₂ en fonction de la température. Changement abrupt de conductivité à 72°C [85].

Un des premiers exemples sur l'intégration du VO₂ dans les systèmes antennaires accordables en fréquence et fonctionnant dans le domaine millimétrique a été proposé au laboratoire XLIM [25]. Le dispositif est basé sur une antenne fente excitée par une ligne microruban (50 Ω d'impédance caractéristique). La longueur du stub permettant l'excitation de la fente peut être modifiée en utilisant un commutateur à base de VO₂ (film de 200 nm d'épaisseur), ce qui modifie la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Le dispositif a été conçu sur un substrat de saphir (410 μm d'épaisseur), comme le montre la Figure 33 et le changement d'état du commutateur se fait par l'application d'une tension continue. Ainsi, selon l'état du matériau à transition de phase, le dispositif antennaire peut commuter entre les fréquences de 33 et 37 GHz, avec des gains maximums de 5,28 et 5,41 dBi respectivement.

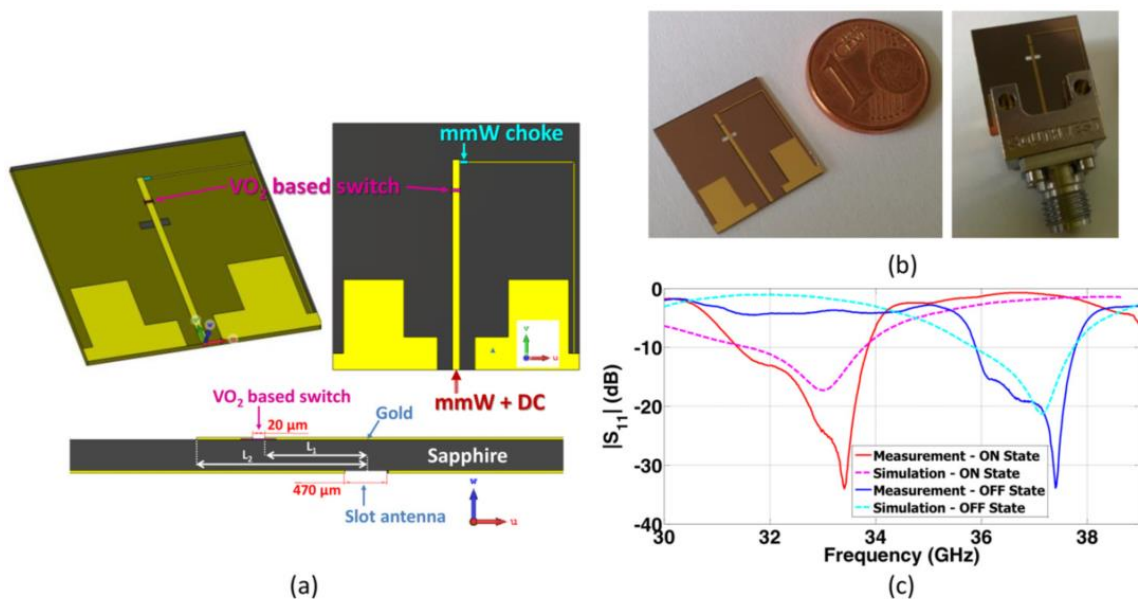


Figure 33 : (a) Conception d'une antenne intégrant un commutateur à VO₂. (b) Dispositif fabriqué. (c) Résultats de mesures et de simulations du coefficient de réflexion de l'antenne pour les différents états du VO₂ [25].

I.2.5. Bilan sur les dispositifs agiles pour la reconfiguration antenne

Nous avons recensé dans cette première partie, de manière non-exhaustive, les différents types d'antennes reconfigurables rapportés dans la littérature qui reposent sur l'utilisation de composants RF intégrés dans la structure de l'antenne (semi-conducteurs, systèmes électromécaniques ou matériaux fonctionnels). Le choix des technologies utilisées pour modifier les caractéristiques d'un système antenne est basé sur les besoins (fréquence de fonctionnement, encombrement, consommation, performances...) et les contraintes de l'application visée.

Le Tableau I-1 récapitule les différentes techniques mentionnées auparavant basées sur des composants électroniques et des matériaux agiles, mentionnant les avantages et les inconvénients de chacune des méthodes.

Tableau I-1 : Regroupement des avantages et des inconvénients des diverses techniques utilisées pour la reconfiguration antenne.

DISPOSITIF	AVANTAGES	INCONVENIENTS
DIODES PIN	<ul style="list-style-type: none"> - Faibles tensions de polarisation (5 V) - Peu coûteux - Faciles à intégrer 	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de commutation modéré ($< \sim 1\mu\text{s}$) - Pertes d'insertion moyennes à élevées à hautes fréquences - Consommation de puissance considérable (5-100 mW) - Circuit de polarisation complexe
RF-MEMS	<ul style="list-style-type: none"> - Bonne tenue en puissance - Faibles pertes d'insertion ($< 0,1 \text{ dB}$) - Bonne isolation - Linéarité élevée - Faible consommation (0,05-0,1mW) 	<ul style="list-style-type: none"> - Tensions de polarisation élevées (20-70V) - Coût élevé (packaging requis) - Complexité de fabrication - Temps de commutation modéré ($< \sim 1\mu\text{s}$)
DIODES VARACTORS	<ul style="list-style-type: none"> - Accordabilité continue - Intégration facile - Consommation d'énergie faible 	<ul style="list-style-type: none"> - Tensions de polarisation relativement élevées ($< \sim 30\text{V}$) - Pertes d'insertion élevées - Circuit de polarisation complexe - Temps de commutation modéré ($< \sim 1\mu\text{s}$)
TRANSISTOR FET	<ul style="list-style-type: none"> - Faible tension de polarisation ($< 5\text{V}$) - Peu coûteux - Intégration facile 	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de commutation modéré ($< \sim 1\mu\text{s}$) - Circuit de polarisation complexe - Pertes d'insertion élevées
MATERIAUX FERROMAGNETIQUES	<ul style="list-style-type: none"> - Accordabilité continue - Faibles pertes 	<ul style="list-style-type: none"> - Temps de réponse élevé ($< 5\text{ms}$) - Accordabilité faible et qui nécessite une consommation d'énergie élevée - Sensibilité à la température
MATERIAUX FERROELECTRIQUES	<ul style="list-style-type: none"> - Accordabilité continue - Temps de commutation faibles ($< 1\text{ns}$ pour des couches minces) - Peu coûteux - Consommation d'énergie faible - Intégration facile 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensibilité à la température - Tensions de polarisation élevées - Forte permittivité - L'accordabilité diminue avec la fréquence

CRISTAUX LIQUIDES	<ul style="list-style-type: none"> - Consommation d'énergie faible - Accordabilité continue 	<ul style="list-style-type: none"> - Pertes considérables aux fréquences basses - Sensibles à la température - Tensions de polarisation relativement élevées (< ~30V) - Temps de commutation élevé (<10ms)
MATERIAUX A TRANSITION DE PHASE (PTM)	<ul style="list-style-type: none"> - Application large bande (DC-THz) - Intégration facile - Temps de commutation faible (<1 ps pour l'activation optique) 	<ul style="list-style-type: none"> - Sensible à la température (control de la température de commutation) - Limité pour des substrats thermiquement stables - Peu compatible avec les processus CMOS - Consommation énergie relativement élevée

Parmi les composants électroniques (diodes PIN, varactors, ...), ce sont les MEMS qui se présentent comme les meilleurs candidats pour des applications dans le domaine millimétrique, en termes d'isolation, de consommation d'énergie, de pertes d'insertion et de linéarité. Cependant, leur fabrication reste complexe et leur coût élevé. Ainsi, certains matériaux, comme les matériaux à transition de phase (VO_2), présentent des solutions intéressantes pour l'agilité antennaire en termes de facilité d'intégration, de fabrication et de vitesse de commutation. Le Tableau I-2 compare quelques valeurs de performances de dispositifs reportées dans la littérature intégrant le VO_2 et les RF MEMS. Il vaut la peine de mentionner que ces valeurs (comme par exemple le R_{ON}) peuvent varier entre les dispositifs utilisant la même technologie (VO_2 ou MEMS) car elles dépendent fortement, entre autres, de la taille et de la forme du dispositif, de la fréquence, de l'application visée ou de l'environnement de travail.

Tableau I-2 : Comparaison des valeurs de performances RF entre le VO_2 et les MEMS.

Paramètre	VO_2	MEMS
Résistance ON (Ω)	~ 2 [91]	<1 [92]
C_{off} (fF)	6 [93]	2-10 [92]
Fréquence de coupure (THz)	18 [94]	10-20 [95]
Pertes d'insertion (dB)	< 0.5 (jusqu'à 24 GHz) [91]	~ 0.5 (à 40GHz) [96], [97]
Isolation (dB)	> 20 (jusqu'à 24 GHz) [91]	~ 35 (à 40GHz) [96], [97]
Temps de commutation	~100 ns- < 1ps (activation optique) [79], [81], [90]	< 1 μ s [46], [98]
Rapport de résistances ON/OFF	$\leq 10^5$ [93], [94], [99], [100]	Très élevée

Malgré les propriétés très intéressantes du dioxyde de vanadium, son intégration à grande échelle dans des fonctions agiles est limitée par des contraintes liées à sa température de transition relativement basse, celles associées au type de substrat utilisé pour sa croissance (saphir ou substrats cristallins), aux températures de fabrication élevées rendant son

intégration directe difficile avec les technologies CMOS et sa consommation d'énergie relativement importante.

Cependant, une autre classe de matériaux similaires émerge dernièrement dans le domaine des technologies des dispositifs agiles hyperfréquences, les **matériaux à changement de phase** (« **Phase Change materials** » ou **PCM**). Avec un comportement similaire aux matériaux à transition de phase (PTM) en termes de changement d'état isolant-métal à grande amplitude et sur des larges domaines fréquentiels, ils ont en plus la capacité **d'effectuer une transition d'état isolant-métal de type non-volatile**. Ainsi, **avec la possibilité de changement de phase par des moyens électriques ou optiques, l'atout principal de ces matériaux est la bi-stabilité**, c'est-à-dire qu'ils n'ont pas besoin d'une tension de polarisation permanente pour les maintenir dans un état ON ou OFF, ce qui apporte un grand avantage en termes de consommation d'énergie comparé aux techniques de commutation mentionnées précédemment.

Dans le cadre de ces travaux de thèse nous avons choisi les matériaux PCM (en particulier le GeTe) en tant qu'éléments agiles pour la démonstration de systèmes antennaires reconfigurables fonctionnant dans le domaine des ondes millimétriques ainsi que l'utilisation de l'activation optique de leur changement de phase isolant-conducteur.

La suite de ce chapitre sera dédiée à la description des caractéristiques du changement de phase et des performances de ces matériaux PCM dans le domaine des hautes fréquences.

I.3. Matériaux à Changement de Phase (PCM)

Les matériaux à changement de phase développés durant cette thèse appartiennent à la famille des chalcogénures [101]. Les composés chalcogénures ont comme éléments de base les chalcogènes. Les chalcogènes sont les éléments qui appartiennent au sous-groupe VI-B du tableau périodique. Ces éléments sont le soufre, le sélénium et le tellure. Les chalcogénures sont donc des composés de soufre, de sélénium ou de tellure avec des éléments électropositifs ou avec des radicaux organiques.

La découverte des matériaux à changement de phase remonte au début des années 1900 par Alan Tower Waterman de l'Université de Yale, avec ses travaux portant sur l'émission thermo-ionique de certains matériaux comme les chalcogénures [102]. Mais c'est dans les années 1960 que Ovshinsky [103] a relancé l'intérêt des PCM en montrant la réversibilité du changement de phase pour la réalisation de mémoires non-volatiles, ce qui lui a ouvert les portes de l'industrie du stockage optique réinscriptible avec l'introduction sur le marché du CD-RW dans les années 1990, et jusqu'à aujourd'hui sous le format de disques Blue-ray, ou autres types de mémoires non-volatiles NV-RAM [104].

Cependant, même si les compositions des PCM se sont considérablement améliorées au cours des dernières années, l'application et l'intégration de ces matériaux dans l'industrie du stockage ou dans le domaine des hyper-fréquences n'est pas aussi direct. Il faut prendre en compte un grand nombre d'aspects liés aux spécificités des PCM tels que leur composition, leur température de changement d'état, leurs contraintes structurales et leur adaptation à un certain type d'excitation (électrique ou optique), etc. Ces sujets ont suscité et suscitent encore un très grand intérêt scientifique et un nombre important de publications sur le sujet.

Par la suite, nous présentons les principes de la technologie PCM, la gamme d'applications, les matériaux les plus performants aux fréquences millimétriques et leurs propriétés.

I.3.1. Propriétés électriques et optiques des matériaux à changement de phase

Les matériaux à changement de phase se présentent comme une approche particulièrement prometteuse pour une commutation réversible, rapide et non-volatile entre un état amorphe (isolant) et un état cristallin (conducteur). Les deux phases amorphe/ cristalline de ces composants sont caractérisées par des propriétés optiques et électriques très différentes, fournissant ainsi le contraste électrique/ optique nécessaire pour bien distinguer un état « OFF » d'un état « ON ». Les deux phases sont stables à température ambiante avec une durée de conservation des propriétés supérieure à 10 ans [105].

Les détails des processus de changement de phase seront donnés dans la suite, mais pour bien comprendre le comportement de ces matériaux nous présentons, sur la Figure 34, un exemple typique du changement de phase par température d'un PCM. Le matériau est initialement amorphe, c'est-à-dire avec une résistivité élevée. Il est chauffé (ex. sur une plaque chauffante ou dans un four) jusqu'à une température spécifique, appelée température de cristallisation où il subit une diminution brusque de sa résistivité vers une phase cristalline (de faible résistivité). Lorsque le matériau est refroidi, il a l'avantage de conserver son état cristallin à faible résistance jusqu'à la température ambiante (bi-stabilité).

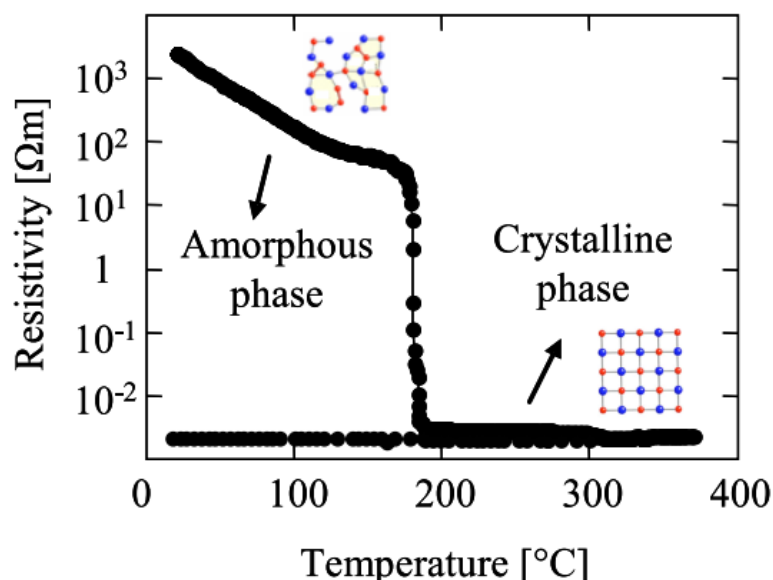


Figure 34 : Résistivité en fonction de la température d'un matériau à changement de phase. La transformation de la phase amorphe vers un état cristallin est aperçue par la forte diminution de résistivité [106].

Le principe du changement de phase dans un dispositif PCM, est basé sur la transformation de nature thermique d'une phase cristalline, ordonnée, à une phase amorphe, désordonnée, en passant par une phase liquide, comme décrit sur la Figure 35 [107]. Actuellement, des impulsions laser ou électriques sont utilisées comme des sources thermiques localisées permettant le changement de phase. Elles sont adaptées selon l'application visée (disques optiques réinscriptibles ou mémoires non-volatiles).

A l'état amorphe, les PCM ont un comportement similaire à des diélectriques ou des semi-conducteurs. Ils présentent une réflectivité optique très faible et une résistivité électrique très élevée. La phase cristalline pour sa part, a un comportement plutôt métallique, elle est

faiblement résistive et optiquement réfléchive. La forte différence de résistivité électrique entre les phases amorphe et cristalline atteint jusqu'à plus de six ordres de grandeurs.

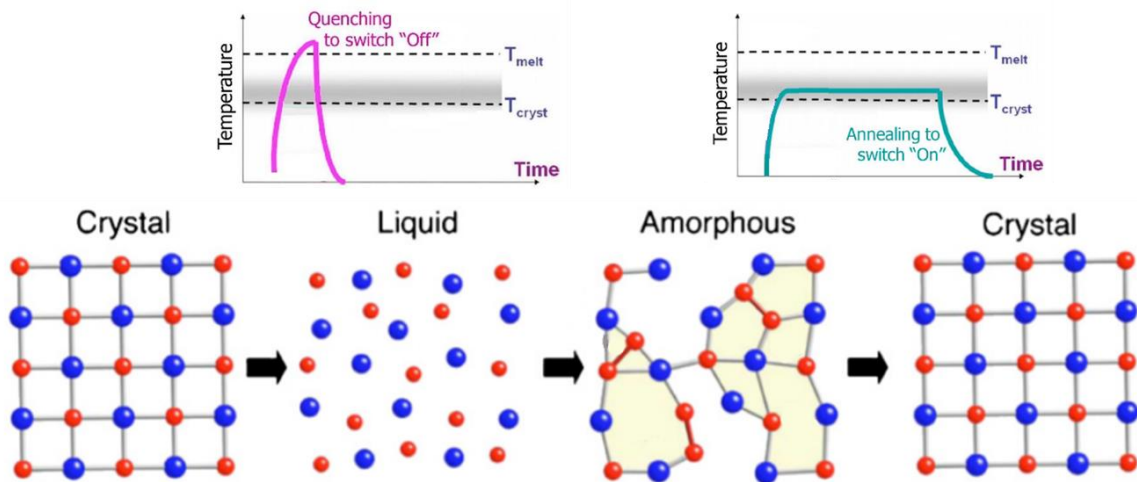


Figure 35 : Principe du changement de phase dans les PCM. Le matériau dans la phase cristalline à gauche fond localement sous l'action d'un stimulus électrique ou optique. Si la vitesse de refroidissement est suffisamment élevée, le matériau reste dans une phase désordonnée amorphe (trempe thermique). Pour revenir à la phase cristalline, il faut fournir l'énergie thermique nécessaire à la réorganisation des atomes (adaptées de [107]).

Contrairement aux commutateurs à base de semi-conducteurs, un commutateur PCM ne consomme aucune énergie pour maintenir un état donné, conducteur ou isolant (ON ou OFF). En effet, sa non-volatilité d'état est une de ses propriétés les plus importantes, inhérente aux chalcogénures. En d'autres termes, des dispositifs intégrant des PCM à l'état cristallin vont rester activés (état ON) sans apport d'énergie jusqu'à ce qu'ils soient perturbés par une source d'énergie externe. Ils ne consomment de l'énergie que pour le changement entre deux états dissimilaires (ON/ OFF).

Les détails des processus de cristallisation et d'amorphisation seront donnés dans le sous-chapitre suivant, mais en règle générale, le processus de cristallisation est le plus lent. Cependant, il peut se dérouler en quelques dizaines de nanosecondes. Par exemple, il peut être inférieur à 16 ns dans le cas du GeTe [108].

Des nombreux alliages de chalcogénure ont été analysés dans la littérature pour des applications diverses et plusieurs d'entre eux sont répertoriés dans le Tableau I-3 [109].

Tableau I-3 : Quelques compositions de familles de chalcogénures [109].

Binaire	Ternaire	Quatenaire
SbTe, InSe, SbSe, GeTe	GeSbTe , InSbTe, InSeTe, GeTeTi, GaTeSe, GeTeAs, SnTeSe, GeTeSn, SbSeBi	GeSbTeSe, AgInSbTe, GeTeSnPd, GeTeSnAu, GeTeSnO, InSeTiCo

Le choix de la composition la plus appropriée pour une application donnée reste une quête compliquée. Pour des applications en hyperfréquences, le matériau doit répondre à un certain nombre d'exigences comme par exemple :

- Les propriétés électriques différentes entre les deux états (rapport R_{ON}/R_{OFF}) ;

- La résistivité électrique très faible à l'état cristallin ;
- La vitesse de transition rapide lors de la commutation entre les deux phases ;
- La stabilité thermique et chimique (conservation des propriétés dans chaque état au cours du temps) ; durant le processus de commutation le matériau doit rester réversible, sans interaction ou réaction avec l'environnement de travail (par exemple, l'oxydation) et sans modification intrinsèque irréversible ;
- L'intégration technologique simple ;
- La nécessité d'avoir une énergie faible pour la cristallisation ou amorphisation ;
- La fiabilité élevée du changement d'état (grand nombre des cycles de commutation).

Un certain nombre de familles de PCM a déjà été identifié pour des applications de stockage de données [110]–[112] et répondant aussi aux besoins en hyperfréquences, la plupart se trouve dans le diagramme sur la Figure 36. **Les matériaux les plus étudiés sont le GeTe et les compositions de type $Ge_xSb_xTe_x$ (en abrégé GST dont le plus connu est le $Ge_2Sb_2Te_5$),** mais certaines familles de Sb_xTe_x offrent également des propriétés appropriées lorsqu'elles sont combinées avec de l'argent et de l'indium (en abrégé AIST) [107], [113]. Une autre famille qui a suscité un intérêt considérable est l'alliage avec l'antimoine comme celles de Ge_xSb_x , Ga_xSb_x ou In_xSb_x . En effet, elle ne contient pas de chalcogènes, mais elle est fait partie des PCM car elle contient de l'antimoine dopé (ici, la notion de dopage se comprend comme la concentration plus importante d'un élément de l'ordre de quelques pourcents) [113], [114].

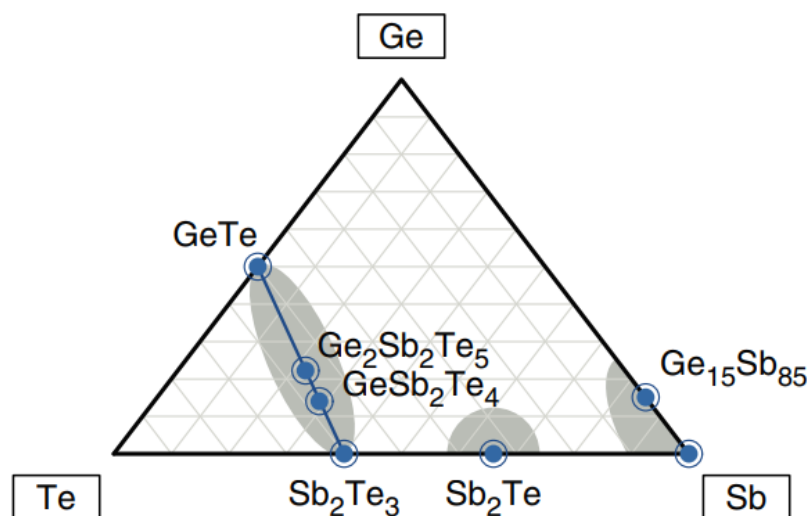


Figure 36 : Diagramme ternaire Ge-Te-Sb regroupant la plupart de familles de PCM [104].

Le dopage avec un certain pourcentage d'un élément dans quelques familles de PCM convient pour la recherche de certaines performances. Par exemple, dans la famille Ge_xSb_x une légère augmentation de Ge augmente la vitesse de changement de phase. Dans les GST et le GeTe l'augmentation de Ge contribue à améliorer la stabilité thermique à l'état amorphe et est utilisée pour des applications à températures élevées [115]–[117]. De nombreux dopants comme l'azote, le carbone, l'oxygène, le silicium, l'indium et le tungstène ont été testés sur le GeTe et les GST afin de faire varier les températures et les vitesses de transitions, la stabilité, les valeurs de résistivité dans une phase donnée ou les contrastes électrique ou optique entre les deux phases [118]–[128]. Cependant, il arrive souvent que les propriétés exigées impliquent

la détérioration d'autres caractéristiques. Par exemple, la recherche d'une bonne stabilité à l'état amorphe est toujours au détriment de la vitesse de cristallisation qui devient plus lente.

La recherche d'un nombre élevé de cycles de commutation entre les deux états reste un défi. En effet, le contraste électrique et la réflectivité optique peuvent se détériorer au fur et à mesure que le nombre de cycles de commutation augmente. Les facteurs responsables de ce problème sont divers, par exemple, les changements locaux de l'épaisseur du film de PCM pendant les changements de phase et la formation de cavités nanométriques dans le film en raison d'un déplacement de matière lors d'une irradiation laser, ou la formation de défauts microscopiques causés par les contraintes thermiques induites lors des transitions de phase cycliques et qui s'accumulent au fil des cycles. Ces problèmes peuvent être réduits par l'ajout de certains dopants, les mêmes utilisés pour modifier les vitesses de transitions. Par exemple, en prenant en compte que certains dopants ont des points de fusion plus élevés que le matériau à changement de phase, ils restent sous forme solide lorsque le film de PCM fond et compensent ainsi le déplacement du flux de matière [109].

De nos jours, certaines compositions déjà mentionnées (basées sur du GST ou GeTe) peuvent fournir non seulement des vitesses de commutation élevées (dizaines de ns) mais aussi un nombre de cycles allant de 10^5 jusqu'à 10^{12} . Ces matériaux répondent donc parfaitement aux exigences du marché de stockage, mais la nature compétitive du développement des PCM implique que ni leur composition exacte ni les conditions de fabrication ne sont publiées [108], [129]–[134].

Par la suite, nous apporterons des éléments sur le mécanisme du changement de phase et nous analyserons les trois phases des PCM lors du changement de phase: **la phase cristalline**, **la phase amorphe** et **la phase liquide transitoire**.

I.3.2. Transformation de la phase cristalline vers la phase amorphe des PCM

Pour passer à un état amorphe en partant d'une phase cristalline, une énergie thermique suffisamment élevée est nécessaire pour chauffer le matériau au-delà de son point de fusion comme indique la Figure 37. Ainsi, l'application d'une impulsion optique ou électrique intense, pendant un temps très court (de l'ordre de la dizaine voire de la centaine de nanosecondes), génère un échauffement du matériau à changement de phase (par effet Joule lors de l'activation électrique). Lorsque la température au sein du matériau PCM dépasse la température de fusion, il subit une transition d'une phase cristalline solide vers une phase liquide. Au moment de la coupure de l'impulsion, cette température doit ensuite être dissipée très rapidement, passant de plus de 700°C à une température inférieure à 150°C en moins de $1\ \mu\text{s}$ ($\sim 10^9\ \text{K/s}$) afin de tremper thermiquement le matériau et le figer dans sa structure désordonnée surfondue, c'est-à-dire, dans un état amorphe hautement résistif [135], [136].

Cette trempe thermique est primordiale. En effet, au moment de la coupure de l'impulsion d'activation, si elle est rapide comme attendu dans ce type de processus, le matériau est transformé à l'état amorphe à partir de sa phase liquide transitoire. Cependant, si cette trempe thermique est « trop lente », le matériau évoluera de nouveau vers sa phase cristalline à la fin de l'excitation thermique. L'impulsion électrique ou optique doit être donc parfaitement contrôlée temporellement pour contrôler à la fois la transition de phase mais également pour ne pas provoquer un échauffement excessif dans l'environnement du matériau PCM (ex. circuit de commande électrique).

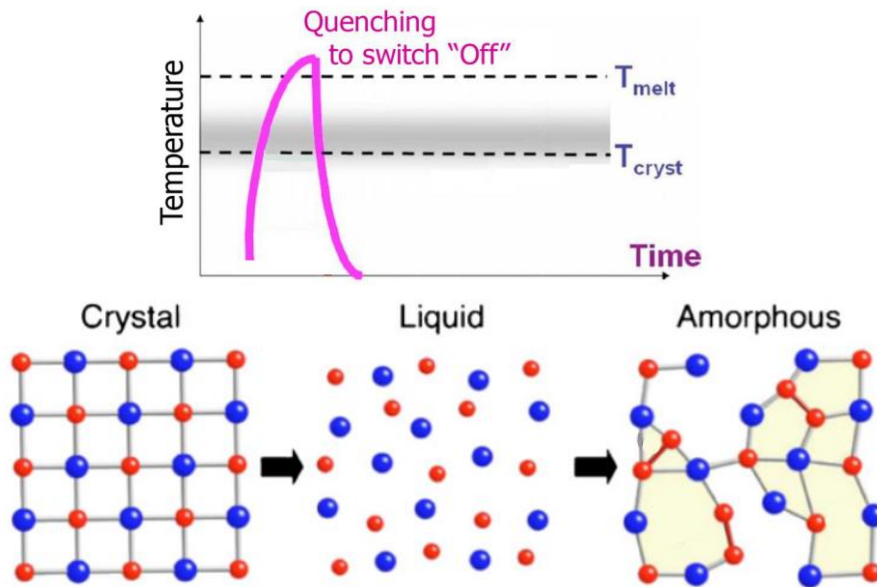


Figure 37 : Schéma du principe de changement de la phase cristalline vers la phase amorphe des PCM, par l'application d'une impulsion courte électrique ou optique.

A titre d'illustration, la Figure 38 montre un diagramme de type TTT (Transformation Température-Temps). Une opération d'amorphisation sera réussie si ΔT (la température de référence est la température ambiante, dans ce cas $\Delta T = 0$) diminue de la valeur de ΔT_{melt} (point de fusion) à la valeur $(\Delta T_{melt} / e)$ dans un laps de temps (défini comme le **temps de trempe ou de refroidissement**) **inférieur au temps de trempe critique (CQT- Critical Quenching Time)**. Si le temps de refroidissement est plus long que CQT, même si le PCM a subi une fusion à une température $\Delta T > \Delta T_{melt}$, la transition de température lors du refroidissement va tomber dans la région du diagramme correspondant à la phase cristalline, et par conséquent le matériau PCM va recristalliser et garder sa conductivité métallique (l'état ON). En résumé, un processus d'amorphisation réussi, suit le chemin de la courbe bleue sur la Figure 38, où la vitesse de trempe est grande. Une opération d'amorphisation échouée se retrouve dans la zone rouge de la Figure 38 où la vitesse de trempe est faible.

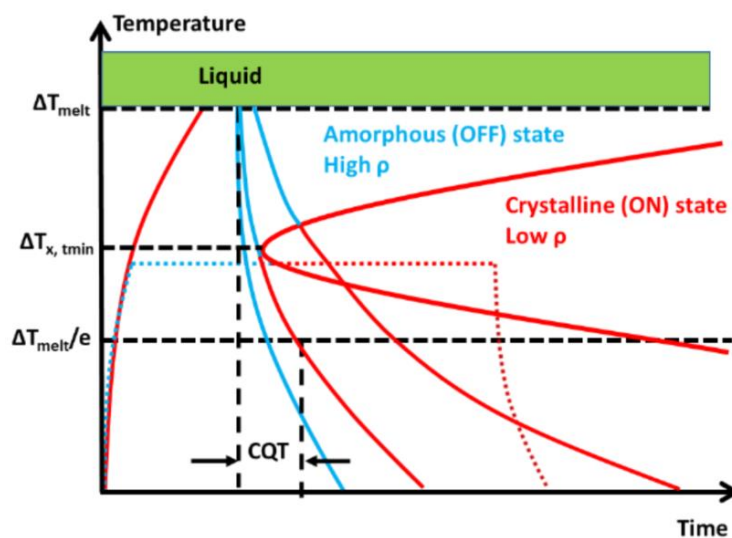


Figure 38 : Diagramme TTT (Transformation Température-Temps) de PCM et les changements de phase pour les opérations de cristallisation (courbe en pointillés), amorphisation (courbes solides) réussie (bleu) ou échouée (rouge). La zone rouge représente l'état cristallin [135].

Typiquement, l'opération inverse de cristallisation (passage de la phase amorphe à la phase cristalline) a lieu à plus basses températures ($\Delta T < \Delta T_{x,min}$) [135], et sera détaillée dans le sous-chapitre suivant.

A titre d'exemple, la Figure 39 montre un commutateur intégrant le GeTe activé par des impulsions électriques appliquées sur l'élément chauffant (tungstène, W) placé au-dessous du GeTe. Les différents temps de transitions de température du processus d'amorphisation, comme l'indique la Figure 40, ont été déterminés de manière expérimentale par la mesure des différents temps de refroidissement, entre 10 ns et 1 μ s. Les résultats montrent un temps de trempe (CQT) de 317 ns pour une opération d'amorphisation réussie.

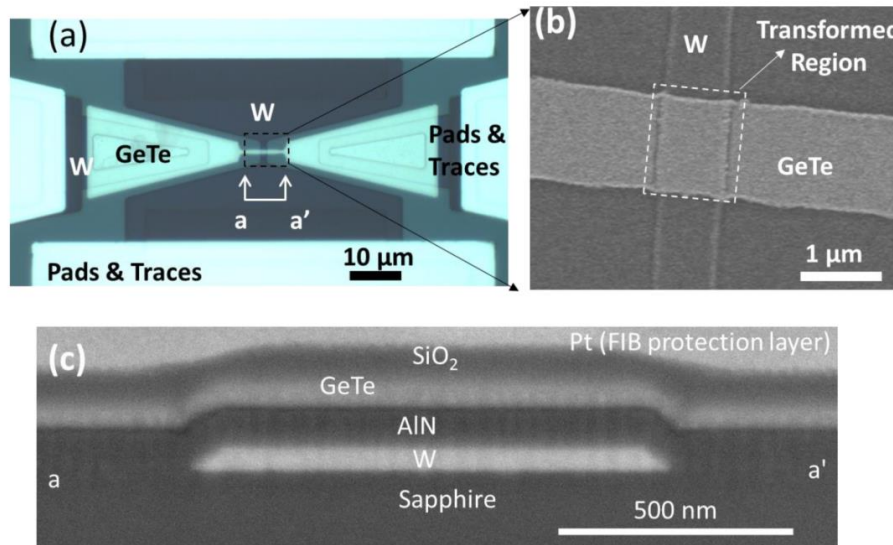


Figure 39 : (a) Commutateur intégrant le GeTe activé par des impulsions électriques. (b) Image zoomée du dispositif. (c) Image d'une coupe transversale du dispositif [135].

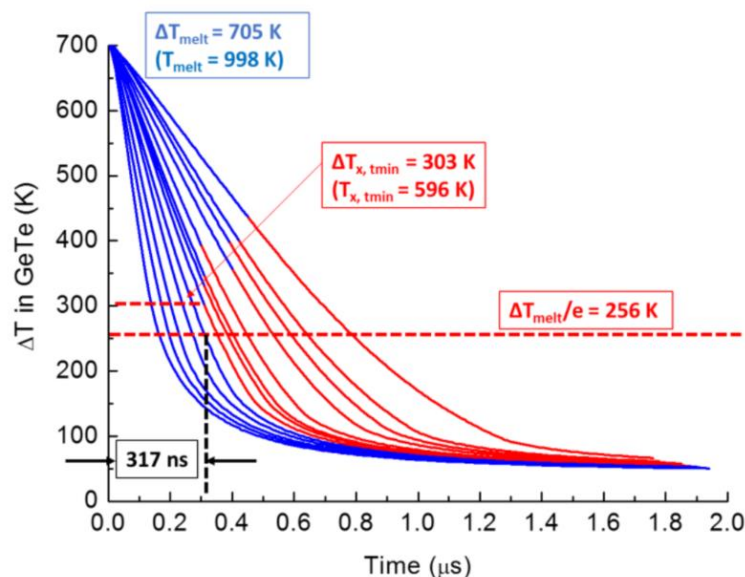


Figure 40 : Augmentations de températures générées par des impulsions électriques avec différentes allures générant des temps de refroidissements différents pour un commutateur intégrant le GeTe (Figure 39). Les courbes bleues représentent le matériau amené à l'état amorphe (OFF) et les courbes rouges représentent le matériau amené à l'état cristallin (ON) [135].

En règle générale, lors du changement d'état des PCM avec des impulsions électriques ou optiques, le processus de transformation d'un état cristallin à un état amorphe est le plus critique car il nécessite une fusion et une trempe rapides. Lors de l'activation avec un faisceau laser, il a été démontré dans la littérature que des impulsions optiques très courtes (picosecondes, ps) ou même des paquets d'impulsions ultra-courtes (femtosecondes, fs) sont intrinsèquement préférables car elles produisent des vitesses de refroidissement beaucoup plus élevées [137], [138].

Dans une étude du processus d'amorphisation d'une couche de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ (46 nm d'épaisseur) réalisée avec différentes longueurs d'impulsions laser (Figure 41 (a)) [138], les auteurs démontrent les avantages de l'utilisation des impulsions laser dans le régime des femtosecondes. Dans la Figure 41 (c), l'absence virtuelle de diffusion de chaleur latérale pendant l'impulsion femtoseconde entraîne des frontières nettes entre la région amorphisée et le fond cristallin et une distribution de l'énergie irradiée sur la couche de PCM plus efficace, impliquant des valeurs de fluence laser plus faibles (66 mJ/cm^2) que pour des impulsions nanosecondes (Figure 41 (b), 154 mJ/cm^2). Le dépôt d'énergie instantané possible avec des impulsions ultracourtes, génère des conditions de forte fusion et de refroidissement rapides qui entraînent des zones de transformation plus nettes sur toute l'épaisseur du film, ce qui conduit également à des temps de transformation beaucoup plus courts (100 ps) et à une stabilité à long terme plus élevée en raison de l'absence de noyaux cristallins (dans l'épaisseur de la couche) pouvant déclencher une recristallisation spontanée. Cependant, la même étude remarque que le refroidissement accéléré du film de PCM est aussi favorisé par la conductivité thermique élevée du substrat employé (Si) combiné à une couche de SiO_2 (10 nm).

D'autre part, il convient de noter que le CQT est spécifique à la géométrie du dispositif. Un plus grand volume du matériau PCM pourrait conduire à un CQT plus long [135].

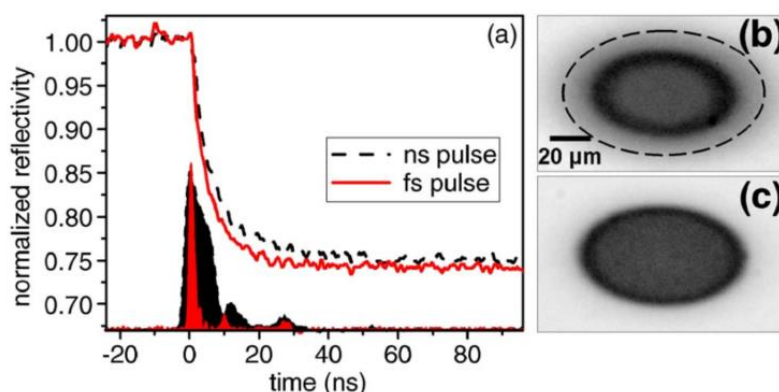


Figure 41 : (a) Evolution de la réflectivité (normalisée à l'état cristallin) à 532 nm d'un film cristallin de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ lors d'une amorphisation induite par une impulsion laser nanoseconde (154 mJ/cm^2 , courbe en pointillés noirs) et une impulsion laser femtoseconde (66 mJ/cm^2 , courbe solide rouge). Les profils des impulsions laser sont indiqués en bas (noir = impulsion nanoseconde, rouge = impulsion femtoseconde). (b) Marque amorphe sur un fond cristallin après une impulsion laser nanoseconde, avec une région d'amorphisation partielle entourée d'une ligne pointillée. (c) Marque amorphe après une impulsion femtoseconde [138].

I.3.3. Transformation de la phase amorphe à l'état cristallin dans les PCM

Le phénomène de cristallisation des matériaux PCM (initialement à l'état amorphe) est le résultat de la combinaison de deux mécanismes différents: **la nucléation** et **la croissance des phases cristallines**. Ces mécanismes de nature thermique varient en fonction de la

composition du PCM considéré. Bien que l'un des mécanismes puisse dominer l'autre, les deux sont toujours simultanément présents. Par exemple, certains alliages de GST, montrent un processus de cristallisation par nucléation, c'est-à-dire que, dans ces groupes, le taux de nucléation localisé de la phase cristalline est supérieur au taux de croissance uniforme. Cependant, dans des alliages de Sb_xTe_x dopés et de AIST, le taux de cristallisation par croissance est supérieur au taux de nucléation [135], [139], [140]. La Figure 42 illustre un diagramme ternaire avec les mécanismes de cristallisation par nucléation correspondant au groupe I et de cristallisation par croissance correspondant au groupe II [133].

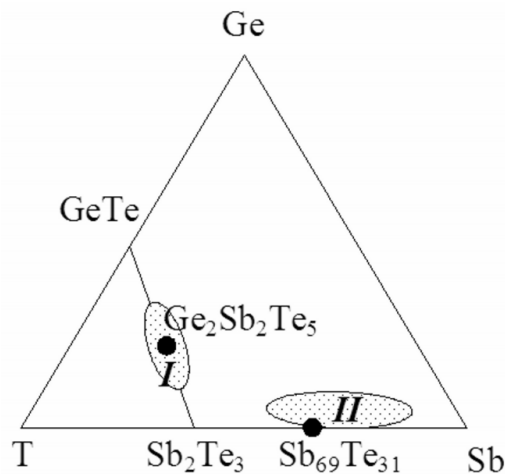


Figure 42 : Diagramme avec les compositions correspondant aux mécanismes de cristallisation dominé par nucléation (groupe I) ou dominé par la croissance (groupe II).

Pour mieux comprendre, les deux processus sont illustrés sur la Figure 43. Dans ce cas, le matériau à changement de phase est initialement cristallin (région bleue foncée) et a été partiellement transformé dans la phase amorphe par une impulsion laser (région verte). Cette marque amorphe va être recristallisée par le même laser.

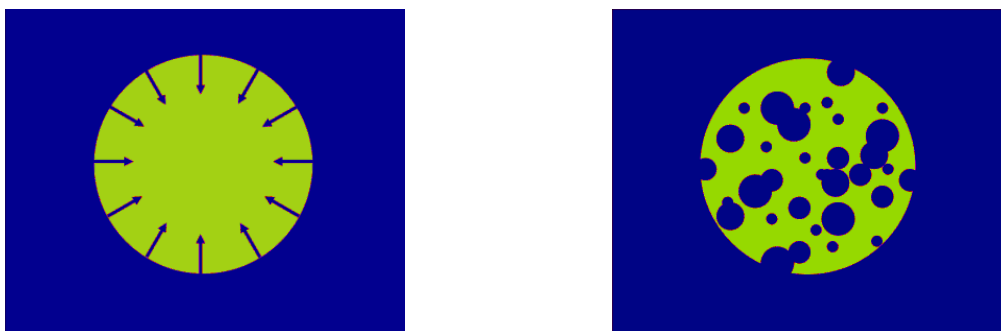


Figure 43 : Schéma des mécanismes du processus de cristallisation de la surface d'un matériau à changement de phase. (a) Croissance de la phase cristalline (bleu) à partir des bords d'une tache amorphe (vert). (b) Cristallisation par nucléation puis croissance de l'intérieur de la marque amorphe.

La cristallisation par croissance commence par le bord (l'interface entre la marque amorphe et l'entourage cristallin) et se poursuit vers le centre de la marque amorphe, c'est-à-dire que c'est une progression du front de phase séparant les régions amorphes et cristallines (Figure 43 (a)). Dans ce cas, le temps de cristallisation d'une marque amorphe augmente avec son diamètre [141], [142]. Si la cristallisation commence au centre ou sur la surface de la marque amorphe (région la plus chaude provoquée par le faisceau) et progresse vers la bordure circulaire (l'interface entre la marque amorphe et l'entourage cristallin) c'est un processus dit

par nucléation (Figure 43 (b)). En d'autres termes, la nucléation est le processus de formation de noyaux cristallins au sein d'une matrice amorphe. Ensuite, la croissance des noyaux cristallins implique la formation d'une interface continue. Dans ce cas, le temps de cristallisation d'une marque amorphe est indépendant de son diamètre. Le dopage de certains matériaux peut provoquer une accélération du processus de cristallisation dominé par la nucléation, alors que le même dopant peut entraver la croissance d'un matériau dominé par la cristallisation par croissance. Ces processus sont détaillés dans la littérature [143]–[146].

En générale, la cinétique de transformation amorphe-cristallin est suivie selon deux grandeurs: **la température de cristallisation T_c** ($\Delta T_{x, \text{min}}$ dans la Figure 38) et **l'énergie d'activation de cristallisation E_a** . Lors d'une montée en température du PCM, T_c est la température à laquelle le matériau se cristallise. Cependant, E_a représente une barrière d'énergie séparant le passage de la phase amorphe vers la phase cristalline. Une valeur élevée de E_a conduira à une transformation rapide à haute température. Plus ces valeurs seront élevées, plus la phase amorphe sera thermiquement stable [117].

Pour cristalliser un film de PCM initialement à l'état amorphe, deux stratégies peuvent être adoptées. Une première variante sera via l'application d'une impulsion pas trop énergétique (électrique ou optique) mais supérieure à E_a , et assez longue pour garantir sur toute sa durée d'atteindre la bonne température d'activation favorable à la cristallisation (courbe en pointillé sur la Figure 38). Une autre approche consiste à utiliser la même énergie que pour le processus d'amorphisation (une impulsion qui garantit un $\Delta T > \Delta T_{\text{melt}}$ dans la Figure 38), mais avec un mécanisme de dissipation suffisamment long pour plonger le matériau dans la gamme de températures favorables à la recristallisation (temps de dissipation $>$ CQT, Figure 38). Dans la pratique, il est préférable d'utiliser la première variante, compte tenu du fait qu'il est plus facile de maîtriser les énergies de l'impulsion d'activation que les mécanismes de dissipation thermique.

La forme de l'impulsion utilisée pour les deux types de processus devient fondamentale pour les transitions dans les deux sens, car **le paramètre principal pour manipuler le changement de phase du matériau est la température**. A titre d'exemple, la Figure 44 montre un diagramme avec les températures de cristallisation et les longueurs des impulsions laser pour différentes compositions de PCM [133].

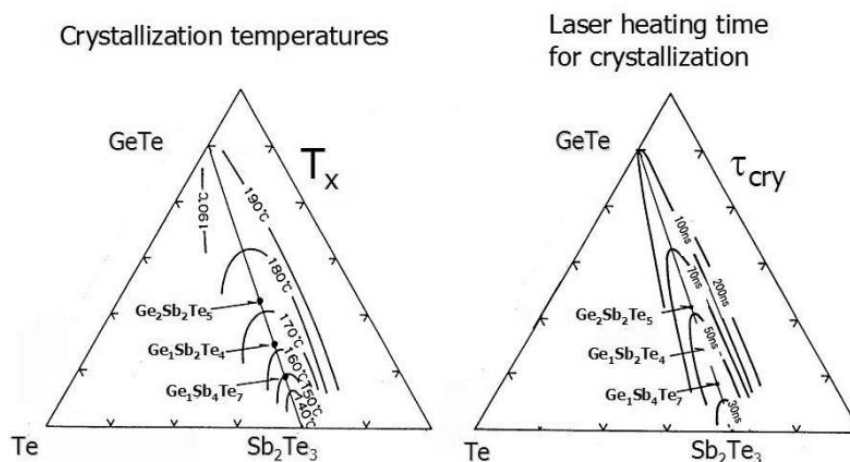


Figure 44 : Dépendances de la température de cristallisation T_x et de la composition (à gauche) et de la durée des impulsions laser τ_{cry} pour produire la cristallisation (à droite) des films minces dans le diagramme ternaire Ge-Sb-Te. La vitesse de chauffage pour la mesure T_x est de 10 K/min et la puissance laser pour la mesure τ_{cry} est de 8 mW [133].

La vitesse du mécanisme de cristallisation, la température et la reproductibilité de la transformation sont des paramètres essentiels pour l'intégration des matériaux PCM pour des applications RF. Comme mentionné précédemment, un autre paramètre très important dans le choix d'un PCM est l'amplitude du changement de leurs propriétés électriques (et optiques) entre les phases amorphes et cristallines.

Les propriétés électroniques des alliages de matériaux à changement de phase ont été étudiées depuis le début des années 1970. Ces études ont montré que ces matériaux présentent un comportement semi-conducteur de type p, avec des concentrations de trous très élevées dues à l'existence de nombreuses lacunes Ge/Sb dans la structure du réseau (dans les alliages GST et GeTe). Les PCM cristallins sont considérés comme des semi-conducteurs dégénérés à bande interdite étroite avec un niveau de Fermi dans la bande de valence. Les PCM amorphes pour leur part, sont considérés comme des semi-conducteurs intrinsèques avec des états localisés induits par le réseau désordonné. A haute température, une forte concentration d'électrons est favorisée vers la bande de conduction, participant à la conduction finale, vraiment proche d'une conduction métallique [104], [105], [147].

Cependant, un nombre très limité de matériaux réversibles présentent des contrastes électriques élevés entre les états amorphe et cristallin. Nous présentons dans la suite les caractéristiques du GeTe et du $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$, considérés comme les principaux matériaux à changement de phase utilisés dans la technologie PCM pour des applications RF, et point de départ de nos travaux.

I.3.4. GeTe

Le GeTe représente l'un des exemples de chalcogénures qui montre un changement de phase reproductible et contrôlable d'un état faiblement résistif et hautement réfléchissant (cristallin) à un état hautement résistif et opaque (amorphe). Ses propriétés optique et électrique ont été étudiées depuis les années 1960 [148], et sont encore largement étudiées en raison de sa vitesse de cristallisation élevée, son grand contraste de conductivité entre les deux états et sa stabilité à hautes températures.

Les études sur sa cristallisation avec des impulsions laser courtes (< 30 ns) ont montré un processus de cristallisation rapide déclenché par la croissance, mais au fur et à mesure que le nombre d'impulsions laser incidentes augmente, le phénomène de nucléation devient dominant (en association avec le phénomène de croissance) jusqu'à la recristallisation complète d'une marque amorphe [137]. Cependant, la Figure 45 (b) extraite de la référence [137] montre que même si la cristallisation a débuté par l'interface amorphe/cristalline (processus de croissance), la nucléation a toujours été présente, car la réflectivité au centre de la marque amorphe de la Figure 45 (b) est plus élevée que dans la Figure 45 (a).

La température de cristallisation du GeTe est comprise entre 150°C et 200°C, alors que sa température de fusion varie entre 500°C et 1000°C [149]. Certaines études montrent que le GeTe présente une température de fusion de 725°C, tandis que sa température de cristallisation est d'environ 180°C [117], [133], [150]. Néanmoins, ces valeurs peuvent varier en fonction du pourcentage de Ge présent dans sa composition.

A titre d'exemple, sur la Figure 46 sont illustrées les variations de réflectivité optique avec la température des diverses compositions de type Ge_xTe_y (100 nm d'épaisseur du film sur un substrat de Si), mesurées avec un laser à basse puissance (pour éviter un échauffement supplémentaire du film de PCM) à $\lambda = 670$ nm dans une atmosphère d'argon et une vitesse

de chauffage de 10°C/min. Ces variations (mettant en évidence les transitions amorphe-cristallin des matériaux) deviennent plus complexes avec l'augmentation de Ge. Pour une composition de $\text{Ge}_{0.5}\text{Te}_{0.5}$ (50 % de Ge et 50 % de Te), nous observons un changement abrupt autour de 180°C qui correspond à un changement de l'état amorphe vers l'état cristallin avec un très bon contraste optique. La composition $\text{Ge}_{0.76}\text{Te}_{0.24}$ présente, quant à elle, un contraste moins intense et une température de changement plus élevée (~ 360°C) [117].

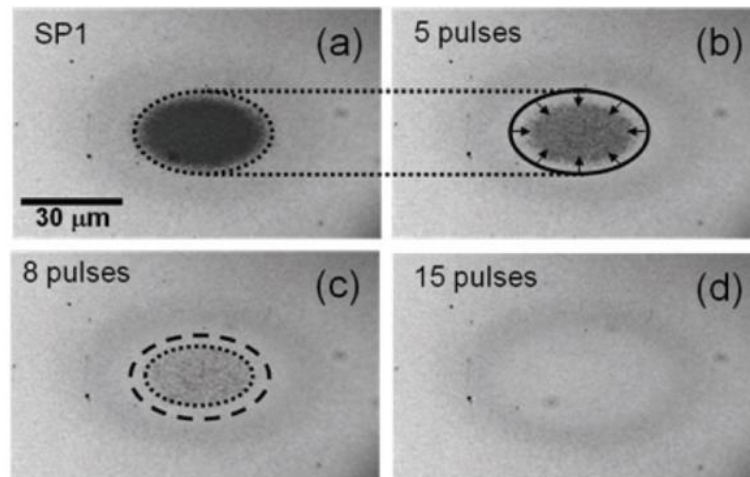


Figure 45 : Procédure de recristallisation d'un film de GeTe avec des impulsions laser courtes (8 ns) (a) marque amorphe réalisée avec une fluence élevée (74 mJ/cm²) ; (b) début de la recristallisation (avec 5 impulsions) par croissance avec une fluence plus faible (28 mJ/cm²) ; (c) après 8 impulsions laser avec la même fluence la nucléation devient dominante ; (d) cristallisation totale avec 15 impulsions.

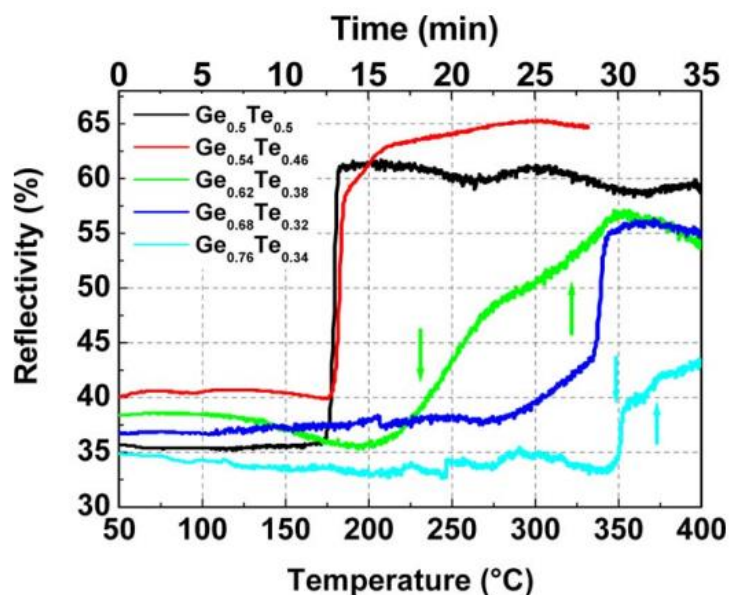


Figure 46 : Réflectivités optiques en fonction de la température pour différentes compositions de GeTe, mesurées dans une atmosphère d'argon à $\lambda=670$ nm et une vitesse de chauffage de 10°C/min [117].

Le même type de comportement en fonction des variations de la composition du GeTe est montré sur la Figure 47, qui présente les changements de résistance entre les états amorphe et cristallin et montre une variation de 3 à 6 ordres de grandeurs, en fonction de la proportion

de Ge. Les mesures ont été effectuées dans une atmosphère d'azote à une vitesse de chauffage et de refroidissement de 1°C/s [151].

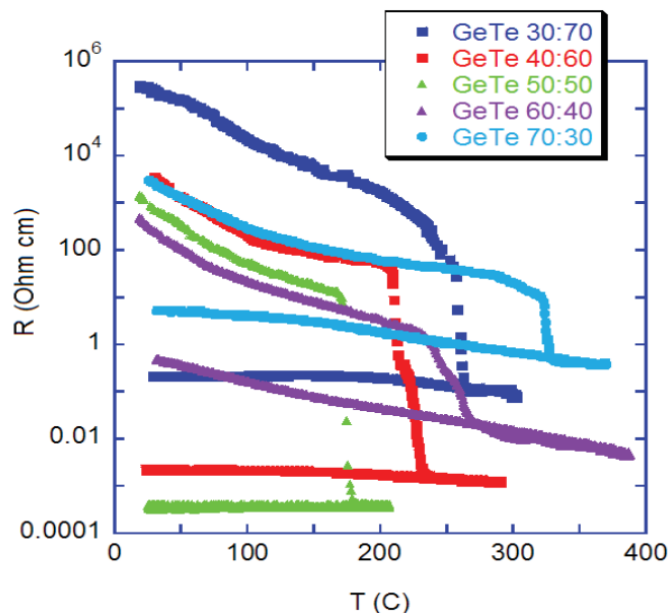


Figure 47 : Variations des résistivités électriques avec la température mesurées pour différentes compositions de films de GeTe [151].

Les temps de cristallisation ont été également mesurés dans une autre étude à l'aide d'un testeur laser statique pour les différentes compositions [152]. Les films amorphes de GeTe de 30 nm d'épaisseur déposés sur un substrat de Si recouvert d'une couche de 30 nm de Al_2O_3 , ont été transformés à leurs phases cristallines avec des impulsions laser ($\lambda = 670$ nm à puissance et longueurs des impulsions variables). Les changements de réflectivité ont été surveillés avec un laser à basse puissance à une longueur d'onde $\lambda = 635$ nm, et montrent des temps de commutation (Figure 48) allant de 30 ns pour le $Ge_{0.5}Te_{0.5}$, 500 ns pour le $Ge_{0.62}Te_{0.38}$ et jusqu'à 900 ns pour le $Ge_{0.72}Te_{0.28}$.

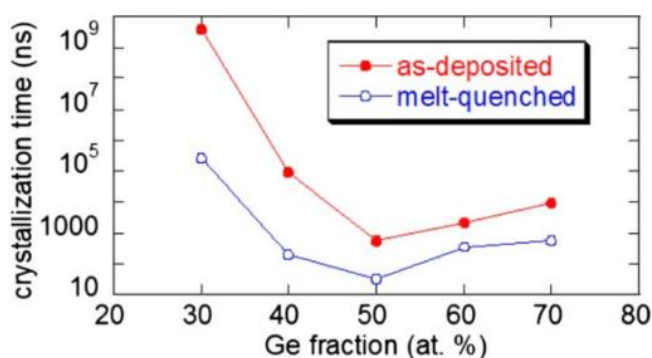


Figure 48 : Temps de cristallisation en fonction du pourcentage de Ge présent dans les compositions de type Ge_xTe_y , pour une première cristallisation après le dépôt du film (courbe rouge) et après plusieurs cycles de transformation (courbe bleue) [152].

En résumé, les transitions des états amorphes vers les états cristallins sont plus lentes et graduelles lorsque le matériau est plus riche en Ge.

En règle générale, à l'état cristallin, le GeTe est un semi-conducteur dégénéré de type p avec un comportement proche d'un métal avec une bande interdite étroite ($\sim 0.1 - 0.2$ eV) et un

niveau de Fermi autour de 0.3 - 0.5 eV dans la bande de valence. A l'état amorphe il est un semi-conducteur de type p avec une bande interdite de 0.8 eV [105]. Comme mentionné auparavant, l'amorphisation du GeTe reste un processus complexe dans lequel il faut maîtriser l'énergie et la durée des impulsions (électriques ou optiques).

A titre d'exemple, une étude présente l'amorphisation par activation optique (laser à durée d'impulsions variables à une longueur d'onde $\lambda = 405$ nm et un diamètre du spot focalisé d'environ 443 nm) d'une couche de Ge₅₀Te₅₀ d'épaisseur de 100 nm placée au sein d'un empilement permettant d'évacuer très rapidement la chaleur et donc de créer des trempes thermiques (Figure 49 (a)). Les auteurs montrent que pour des impulsions laser relativement longues (300 ns) une puissance laser de 38 mW est requise pour initier l'amorphisation de la couche, alors que pour une impulsion laser plus courte, de 35 ns, la puissance requise monte à 70 mW (Figure 49 (b)) [153].

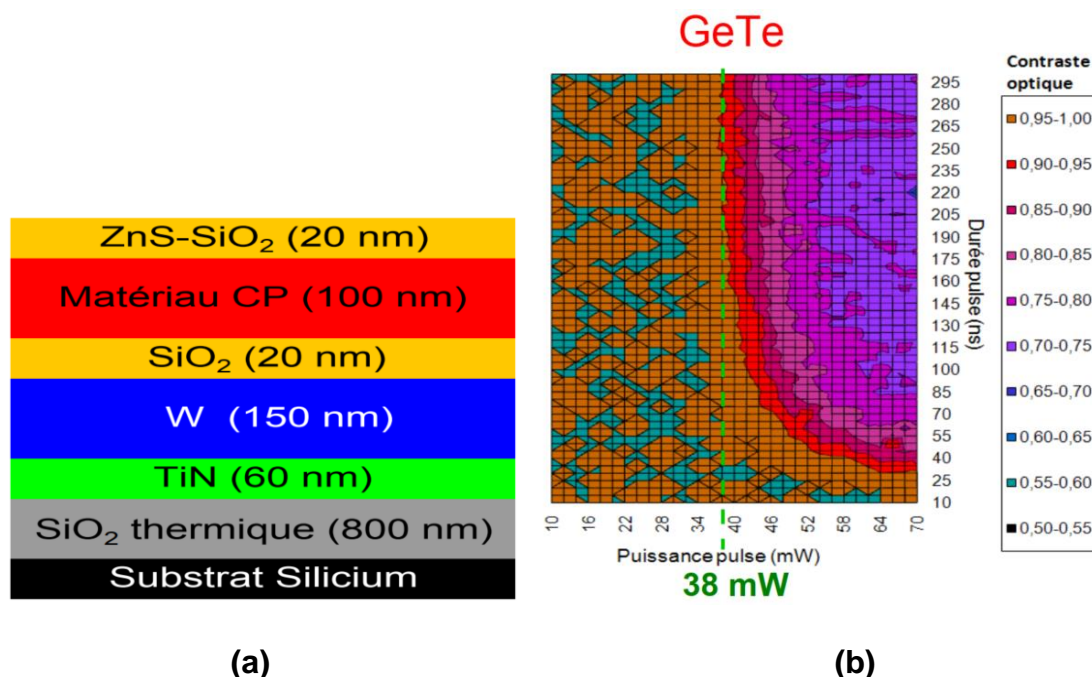


Figure 49 : (a) Empilement actif utilisé intégrant le GeTe pour l'analyse optique grâce au testeur statique (b) Cartographie du processus d'amorphisation d'une couche de GeTe. Représentation du contraste optique en fonction de la puissance et de la durée des impulsions [153].

1.3.5. Ge₂Sb₂Te₅ (GST)

Un autre matériau PCM avec des propriétés intéressantes est le Ge₂Sb₂Te₅ (GST-225 ou plus simplifié GST), résultant aussi de la ligne pseudo-binaire reliant le GeTe et le Sb₂Te₃ (diagramme sur la Figure 36). Ses propriétés ont été étudiées depuis le début du vingtième siècle et il se présente comme un excellent candidat pour l'enregistrement de l'information sur des disques optiques grâce à sa stabilité à température ambiante et sa vitesse de cristallisation autour de 50 ns suite à une excitation par irradiation laser. Ses températures d'activation restent plus basses que celles du GeTe ; environ 150°C pour la cristallisation et 660°C pour la fusion [154]–[156].

Alors que le GeTe montre un changement abrupt de la phase amorphe vers la phase cristalline stable (structure rhomboédrique) autour de 180°C, la cristallisation dans le Ge₂Sb₂Te₅ a lieu en deux étapes. L'analyse de l'évolution de la résistance surfacique en fonction de la

température d'un film de GST sur la Figure 50 montre une première transition vers la phase cristalline autour de 150°C, avec des variations de résistivité de 2-3 ordres de grandeur. A partir de cette première phase métastable (forme cubique du cristal) une deuxième transformation vers une phase stable (forme hexagonale du cristal) a lieu, à températures plus élevées autour de 375°C. Ces valeurs de températures peuvent varier en fonction des caractéristiques de l'échantillon (épaisseur, conditions de dépôt, pureté...) [155].

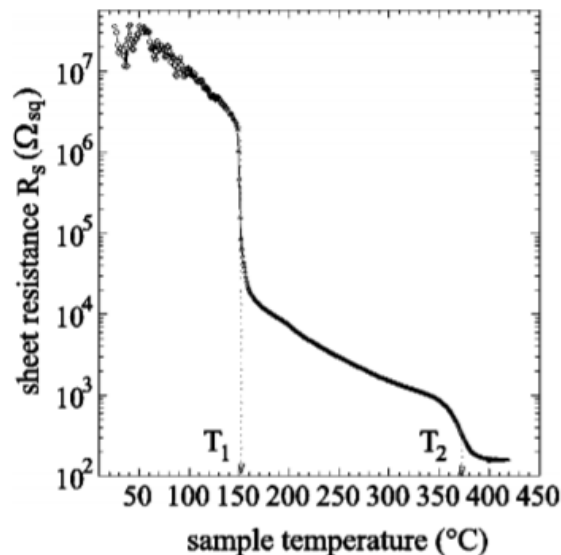


Figure 50 : Variation de la résistance surfacique en fonction de la température d'un film de 80 nm d'épaisseur de GST. Une première transition est observée à 150°C et une deuxième à 375°C [155].

En utilisant des mesures de thermo-réflexance, les conductivités thermiques des couches minces (~ 80 nm d'épaisseur) de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ ont été évaluées dans toutes les phases. Pour la phase amorphe des valeurs d'environ $0.19 \text{ W m}^{-1}\text{K}^{-1}$ ont été trouvées et pour la phase cristalline les valeurs varient en fonction de la température et de la forme du cristal : entre $0.45 \text{ W m}^{-1}\text{K}^{-1}$ (valeur minimale mesurée pour une structure métastable cubique) et $1.57 \text{ W m}^{-1}\text{K}^{-1}$ (valeur maximale mesurée de la structure stable hexagonale) [154]. Cette augmentation est probablement expliquée par la diminution de défauts dans le réseau cristallin.

L'analyse des mécanismes de recristallisation réalisée par irradiation laser d'une marque amorphe de GST montre un processus de nucléation suivi par une croissance des noyaux cristallins au centre de la marque amorphe [156], [157]. La Figure 51 met également en évidence le mécanisme de cristallisation dans le temps d'un film de GST soumis à différentes températures (chauffage direct). Dans les deux cas, on observe une cristallisation dominée par la nucléation.

Dans le $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$, lors de la transformation de la phase cristalline à celle amorphe, un taux de refroidissement maximal de l'ordre de 10^{10} K/s peut être trouvé expérimentalement dans certains cas. Néanmoins, cette vitesse d'évacuation de la chaleur est dépendante des paramètres du matériau tels que la conductivité thermique, la chaleur massique et le volume de matériau analysé. Ainsi, si le matériau présente un taux de nucléation élevé à hautes températures, cela pourrait devenir contraignant pour le mécanisme d'amorphisation. Dans ce cas, le processus d'amorphisation est plutôt amorcé par le temps d'incubation de la nucléation qui devient le paramètre important du mécanisme de changement de phase.

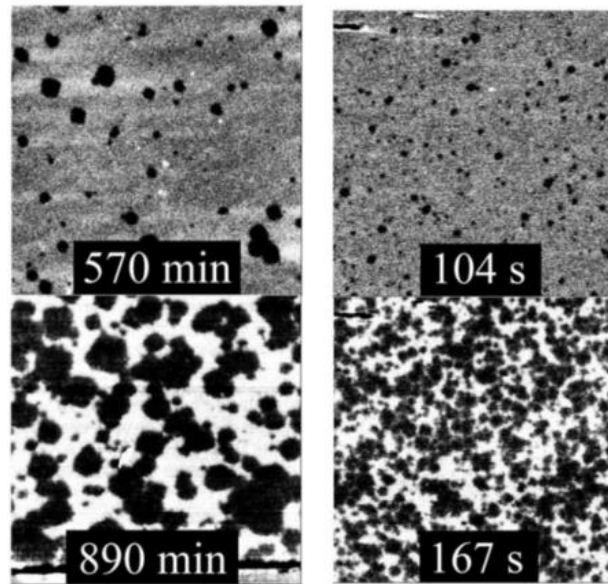


Figure 51 : Image AFM in situ de la cristallisation dans le temps d'un film de $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$; à gauche, le film est soumis à une température de 115°C et à droite, à une température de 145°C [157].

En comparant les deux types de compositions, le GeTe présente un contraste de résistivité entre les deux états allant jusqu'à 7 ordres de grandeur, plus grand que celui du GST (5 à 6 ordres de grandeurs maximum), ainsi qu'une température de cristallisation plus élevée, ce qui permet au GeTe d'avoir une meilleure stabilité à l'état amorphe et le rend donc plus intéressant pour des applications à hautes températures.

Pour des applications en électronique, le GeTe est généralement la composition de choix par rapport au GST, car sa résistivité à l'état cristallin (conducteur) est plus faible (10^{-6} - 10^{-5} $\Omega\cdot\text{m}$) que celle du GST (10^{-5} - 10^{-4} $\Omega\cdot\text{m}$) [105], [158], [159]. En effet, une résistivité très basse à l'état cristallin est souhaitée pour le design de commutateurs dans le domaine des hyperfréquences, car c'est la meilleure manière d'obtenir des pertes d'insertions plus faibles et par conséquent, de meilleures performances. De même, pour des applications dans le domaine des mémoires électroniques, le GST n'est pas le matériau idéal car les différences de densité massique entre les phases amorphe et cristalline peuvent aller jusqu'à 8 % (l'épaisseur augmente dans la phase amorphe) [160], [161]. En conséquence, ces contraintes mécaniques pendant les changements de phase sont dramatiques dans des dispositifs à tailles nanométriques.

Les matériaux PCM de type GeTe se présente donc comme un candidat très prometteur pour l'intégration en tant qu'élément agile de commutation dans des dispositifs et des applications hyperfréquences.

I.3.6. Application des matériaux à changement de phase. Intégration dans des dispositifs accordables.

Comme il a déjà été mentionné, l'intégration de matériaux à changement de phase dans les dispositifs associés au domaine de stockage de données (stockage optique ou mémoires électroniques) est basée sur le contraste remarquable de leurs propriétés électriques ou optiques entre les deux états, mais aussi sur la stabilité dans le temps de leurs phases préparées de manière sélective [133], [135], [142], [153].

Le concept de stockage optique (par exemple un disque rotatif comme le Blu-ray intégrant une couche de PCM) vient du fait que les données stockées dans un dispositif par inscription laser

des domaines amorphes et cristallins sur les PCM, sont lues par la détection de leur réflexion dissimilaire (comme des bits de mémoire 0 et 1) par un faisceau laser focalisé sur ce dispositif. La mise en œuvre des PCM a joué un rôle fondamental dans le marché du stockage optique depuis l'apparition dans les années 1990 de supports réinscriptibles. Ils donnent la possibilité d'écrire et effacer optiquement des données à plusieurs reprises. De manière générale, les informations sont enregistrées sous forme de marques amorphes dans un environnement cristallin et l'effacement des données est basé sur la cristallisation des marques amorphes localisées. En effet, l'intensité du laser de lecture est minimisée pour maintenir la température du PCM en dessous de régimes d'activation et ainsi les données seront lues à plusieurs reprises sans dégradation. Au fil du temps, le stockage optique a été basé sur les alliages de $\text{Ge}_x\text{Sb}_x\text{Te}_x$ (GST), même si dans certains cas la composition a été modifiée par dopages avec des éléments déjà mentionnés (In, Ag) pour améliorer les performances spécifiques des dispositifs (vitesse d'écriture, stabilité, augmentation du nombre de cycles d'écriture/ réécriture etc.).

Les matériaux à changement de phase ont également été intégrés dans le stockage électronique, en se basant sur leur propriété de non-volatilité d'un état spécifique, par exemple, dans les PCRAM. Une cellule de PCRAM est un petit volume de PCM (~ 45 nm) connecté électriquement avec deux électrodes et intégrant une partie assurant un chauffage localisé de la couche PCM (Figure 52). Ici, la lecture de l'état de la cellule est basée sur la détection de contrastes de niveaux de résistivité entre les états amorphes et cristallins du matériau (mesure de résistance en utilisant des courants de lecture faibles). Les changements de phase du matériau (et donc le changement de la résistance de la cellule) sont obtenus par effet Joule, le PCM étant chauffé par des impulsions de courant électrique envoyées à travers une résistance chauffante dans la cellule. Le temps de rétention des données peut être supérieur à 10 ans, et l'endurance s'est avérée être supérieure à 10^9 cycles, ce qui permet aux PCRAM d'être des bons candidats pour le remplacement des mémoires flash [107], [135].

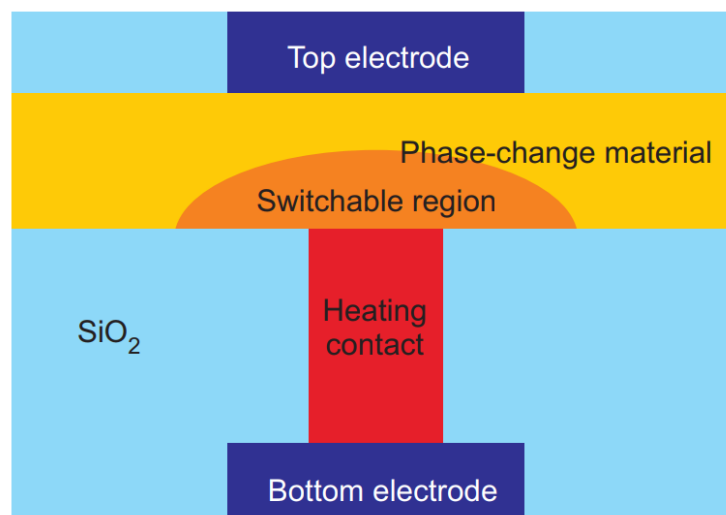


Figure 52 : Coupe transversale d'un modèle de cellule PCRAM simplifiée [135].

Plus récemment, l'intégration 3D des PCM a été mise en œuvre avec la technologie de mémoires 3D XPoint (3D cross-point) d'Intel, qui est un type de mémoire pouvant être utilisé à la fois comme mémoire du système (pour remplacer la RAM d'un ordinateur) et comme stockage non volatil (pour remplacer son disque SSD). Jusqu'à 3 fois plus rapides (lecture et écriture) et durants que les mémoires Flash NAND utilisées dans les SSD, ces dispositifs

ont une capacité de stockage beaucoup plus grande dans le même espace physique, tout en restant économe en énergie. Cette technologie utilise les changements de résistance du matériau pour le stockage dans un volume, évoluant à la fois dans le plan x-y et dans la direction z. La Figure 53 montre un schéma de la structure 3D XPoint comportant des couches de filaments conducteurs. Entre chaque couche se trouvent des colonnes verticales qui contiennent des « cellules mémoires » (PCM), un "sélecteur", qui permet de lire ou de réécrire une cellule mémoire spécifique où l'accès est contrôlé en faisant varier la tension qu'il reçoit via les filaments.

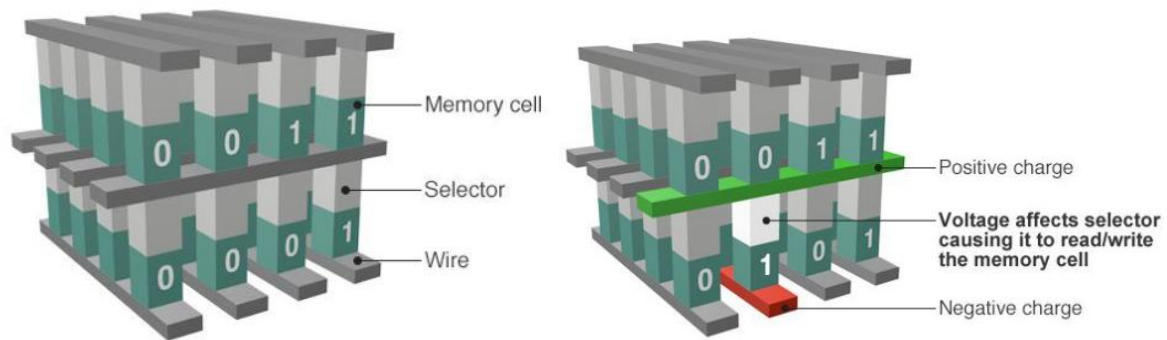


Figure 53 : Schéma de principe de la mémoire 3D XPoint (source : Intel).

Les applications de PCM ne s'arrêtent pas à l'industrie de stockage. Depuis quelques années il a été démontré que les PCM sont parfaitement adaptés en tant qu'éléments agiles dans des commutateurs RF (à ports uniques ou multiports) [162]–[165], des inductances variables [166], des capacités reconfigurables [167], des amplificateurs [168] ou encore des antennes [19]–[21]. Cependant, l'intégration de PCM dans des commutateurs ne peut pas être basée que sur un simple contraste électrique entre les deux états. Un commutateur RF doit être conçu de manière appropriée pour répondre aux exigences des circuits hyperfréquences. A l'état ON, il doit laisser passer le signal sans le dégrader et à l'état OFF il doit bloquer les signaux de manière efficace. Cela se traduit par **une forte isolation à l'état OFF** et des **faibles pertes d'insertion à l'état ON**. Cela correspond à une faible résistance à l'état passant R_{ON} (inférieure à 1Ω pour des faibles pertes d'insertion), un rapport R_{OFF}/R_{ON} élevé (supérieur à 10^4) et une faible capacité à l'état OFF, C_{OFF} (inférieure à 20 fF pour une forte isolation). D'autres paramètres comme le facteur de mérite ($FoM = R_{ON} \times C_{OFF}$ exprimé en fs) ou la fréquence de coupure ($f_{CO} = 1/(2\pi \times R_{ON} \times C_{OFF})$, exprimée en THz) sont utilisés pour caractériser les performances d'un commutateur RF. Un des avantages majeurs des PCM est leur bi-stabilité ou la non-volatilité d'un état spécifique. Ceci implique une réduction significative de la consommation d'énergie du dispositif puisque la seule puissance consommée est celle qui est nécessaire lors de la commutation (ON ou OFF), sur des durées de temps très brèves, pour mettre le matériau dans un état spécifique. En dehors des processus de commutation la consommation énergétique est nulle puisqu'aucune puissance n'est requise pour maintenir le dispositif dans un état donné.

La conception de commutateurs RF à base de PCM avec une f_{CO} élevée (ou FOM très faible) prend en compte le type de matériau, l'architecture et la géométrie du dispositif. Comme déjà mentionné, le matériau de choix reste le GeTe pour ses valeurs de résistivité électrique plus faibles à l'état ON. Différentes architectures ont été proposées dans la littérature, cependant le principe d'activation reste similaire à celui d'une cellule PCRAM [158], [162]–[165], [169], [170].

Pour expliquer plus en détails le fonctionnement d'un commutateur RF à base de PCM, considérons celui développé au sein du laboratoire XLIM [170]. Le dispositif intègre quatre terminaux : deux électrodes RF et deux électrodes DC utilisées pour chauffer le matériau indirectement et changer de manière réversible l'état du matériau GeTe (Figure 54 (a)). La résistance chauffante (TFR) en molybdène (Mo) est déposée orthogonalement à la ligne RF et en dessous de la couche de GeTe (Figure 54 (b)). La barrière diélectrique en nitrure de silicium (SiN) joue un double rôle: d'une part, elle isole électriquement le TFR du reste du circuit (électrodes RF et couche de GeTe) et d'autre part, elle permet le couplage thermique entre le TFR et le GeTe (Figure 54 (c)). La chaleur générée par la TRF est transmise au GeTe à travers la couche de diélectrique. Cette chaleur va permettre de changer les propriétés électriques (résistivité) du PCM qui est connecté horizontalement aux électrodes RF, et par conséquent, modifier l'impédance observée entre les deux électrodes RF. L'activation pour l'amorphisation du motif GeTe est réalisée avec une impulsion électrique appliquée aux terminaux DC d'une durée de 500 ns et d'une intensité de 60 mA. Le processus de cristallisation nécessite une impulsion électrique de 3 μ s et une intensité de 40 mA.

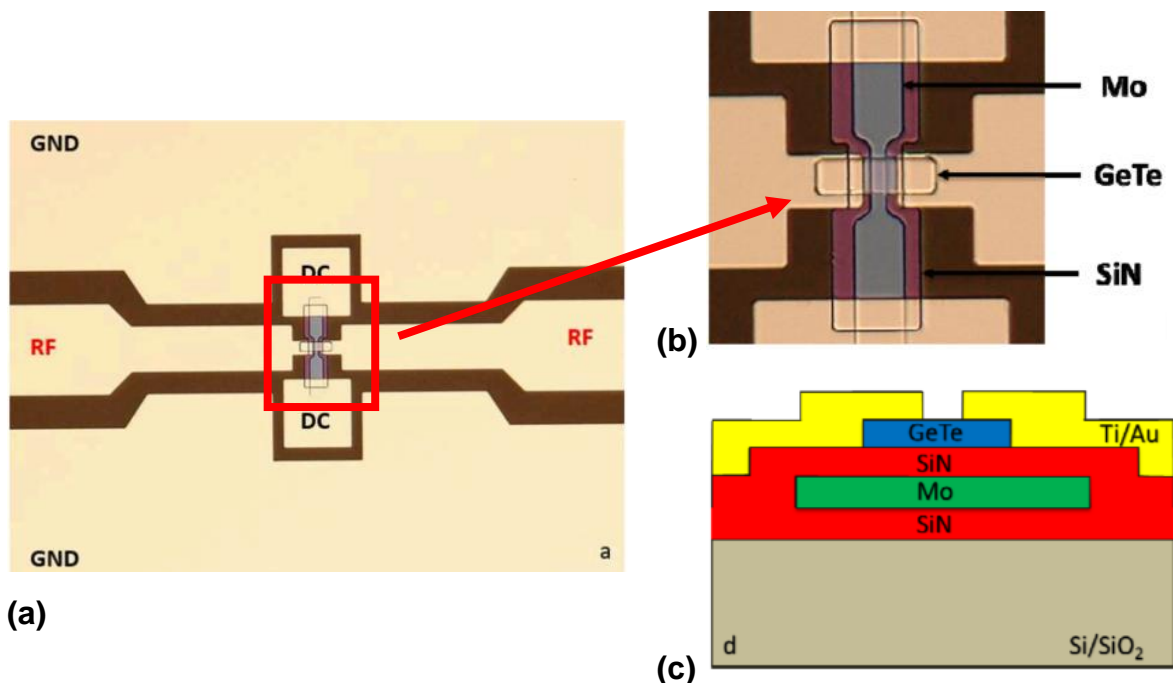


Figure 54 : (a) Image optique d'un commutateur RF fabriqué intégrant un GeTe. (b) Zoom sur les quatre terminaux du commutateur. (c) Coupe transversale du commutateur avec les différentes couches [170].

Dans l'état ON, le dispositif présente des pertes d'insertion inférieures à 3 dB de 100 MHz à 24 GHz (Figure 55 (a)) avec une résistance R_{ON} de 36 Ω . Après la transformation du matériau à l'état amorphe l'isolation du commutateur est au-dessus de 22 dB sur toute la bande de fréquences (Figure 55 (b)) et sa capacité C_{OFF} est de 7 fF, donnant comme résultat un FoM de 252 fs.

Afin de diminuer la valeur de la résistance à l'état passant R_{ON} pour le matériau GeTe à l'état cristallin, les auteurs mettent en œuvre une matrice de huit commutateurs GeTe similaires en parallèle (Figure 56 (a)). Même si l'isolation du commutateur à l'état OFF a été légèrement dégradée avec cette topologie (Figure 56 (c)), le dispositif présente de très bonnes

performances, avec 0,8 dB de pertes d'insertion et 25 dB d'isolation à 5 GHz et la valeur de résistance obtenue à l'état passant n'est plus que de 7 Ω .

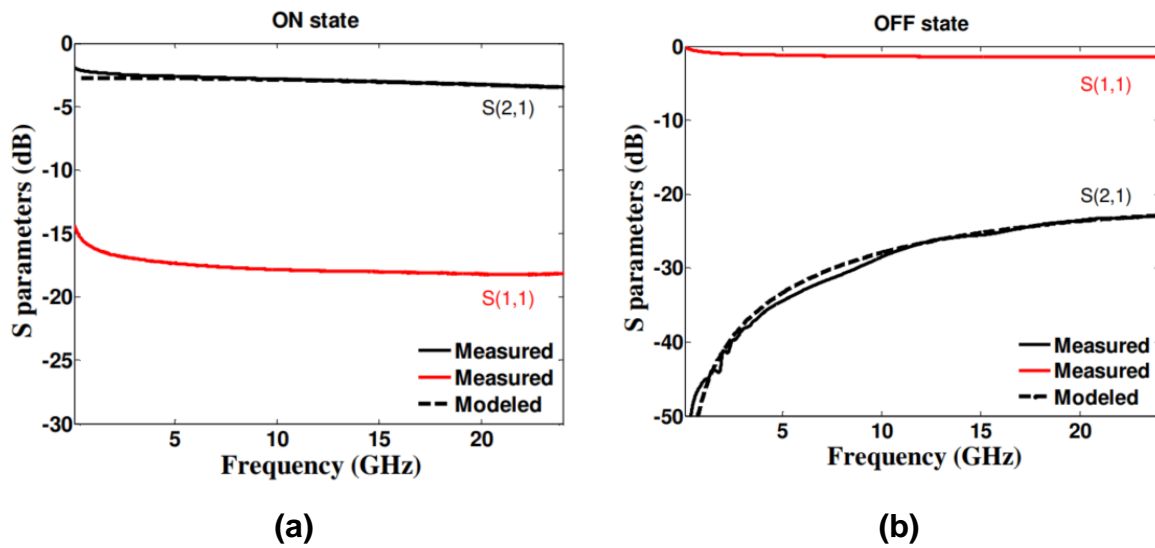


Figure 55 : Paramètres S mesurés et simulés du commutateur RF-PCM, (a) à l'état ON (GeTe cristallisé) et (b) à l'état OFF (motif de GeTe amorphisé) [170].

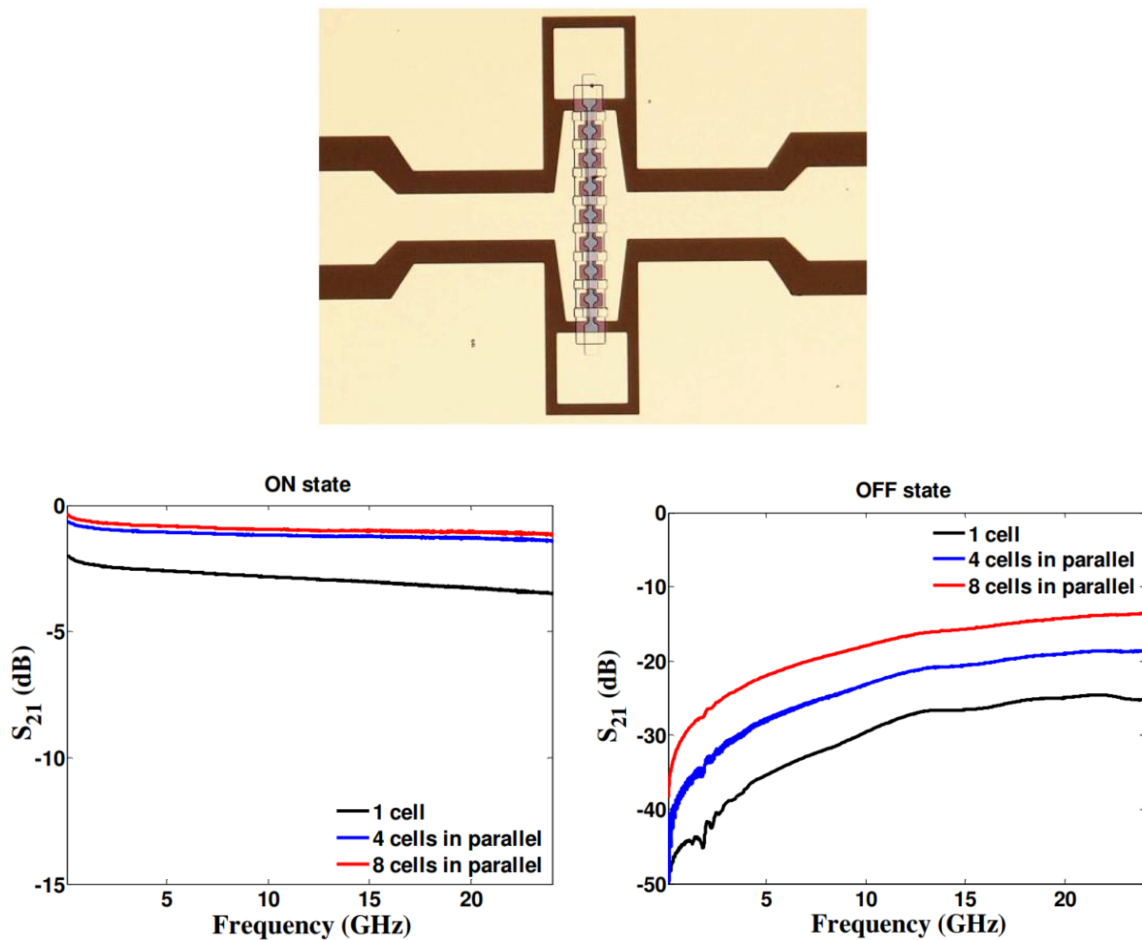


Figure 56 : (a) Commutateur RF intégrant huit commutateurs GeTe en parallèle. Mesure de paramètres $|S_{21}|$ pour différents nombre de cellules de GeTe : (b) dans la phase cristalline et (c) dans la phase amorphe [170].

Les travaux de N. El-Hinnawy démontre de meilleures performances avec le développement de commutateurs à quatre terminaux intégrant le GeTe électriquement activé [171]. Les configurations présentées par les auteurs (Figure 57 (a)) procurent un record de performances RF (jusqu'à présent et à notre connaissance) pour des commutateurs à base de chalcogénures avec un f_{CO} de 25 THz. La première configuration (Layout A) est pourvue d'un R_{ON} de 2,3 Ω , un C_{OFF} de 2,7 fF, des pertes d'insertion de 0,25 dB et une isolation de 22 dB, tandis que la deuxième (Layout B) compte d'un R_{ON} de 0,82 Ω , un C_{OFF} de 7,7 fF, des pertes d'insertion de 0,16 dB et une isolation de 14 dB jusqu'à 40 GHz pour le deux cas (Figure 57 (b)). De même, les dispositifs possèdent des valeurs mesurées de FoM de 6,2 fs et 6,3 fs respectivement. Des changements minimes du R_{ON} ou de la tension d'activation ont été constatés lorsqu'ils ont été cyclé 10 millions de fois. De plus, l'un des dispositifs a été cyclé 1 milliard de fois, ce qui démontre la capacité des PCM à être utilisés dans des applications RF à haute endurance.

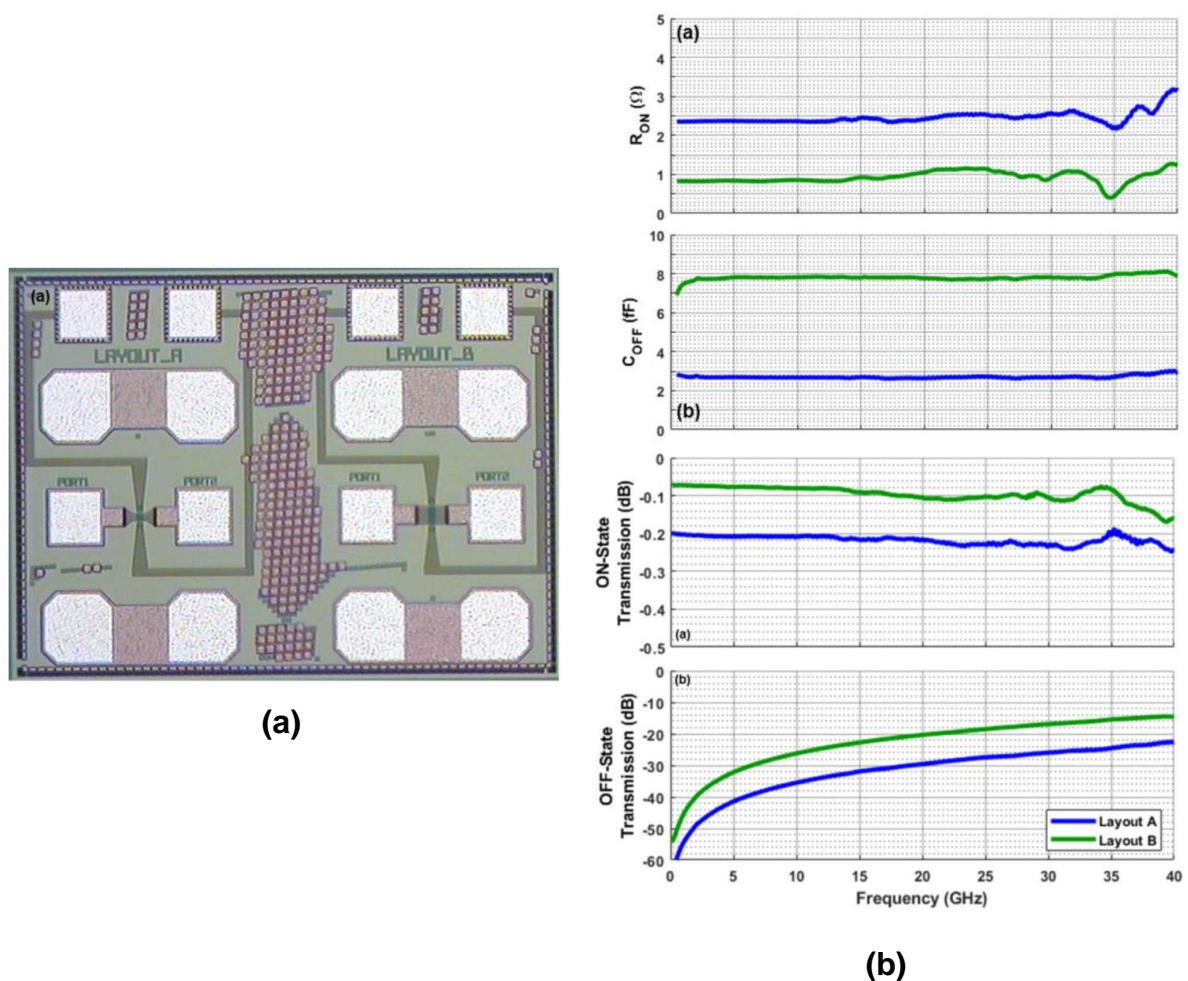


Figure 57 : (a) Image optique de la structure des commutateurs RF-PCM (Layout A et Layout B). (b) Mesures comprises entre 0 et 40 GHz des R_{ON} , C_{OFF} , pertes d'insertion en dB à l'état ON, isolation en dB à l'état OFF, respectivement, pour les Layout-A (en bleu) et Layout-B (en vert) [171].

La commutation optique avec des impulsions laser UV courtes (~ 30 ns) du GeTe intégré dans des commutateurs RF à deux terminaux a été présenté suite à des travaux de recherche réalisées à XLIM [172]. Les dispositifs ont été commutés optiquement entre leurs états ON et OFF de manière bistable sur des bandes de fréquences allant jusqu'à 67 GHz. Les commutateurs avec des motifs de GeTe entre 3 et 60 μm localisés entre les deux parties de

la ligne du signal RF (Figure 58 (a)), montrent une isolation meilleure que 13 dB à l'état OFF jusqu'à 67 GHz, des pertes d'insertion de 0,6 dB à l'état ON et un FoM entre 26 et 45 fs sur toute la bande de fréquences des mesure, et qui dépendent de la longueur des motif de GeTe (Figure 58 (b)). Cette configuration ainsi que l'activation du dispositif seront davantage détaillées dans le chapitre suivant.

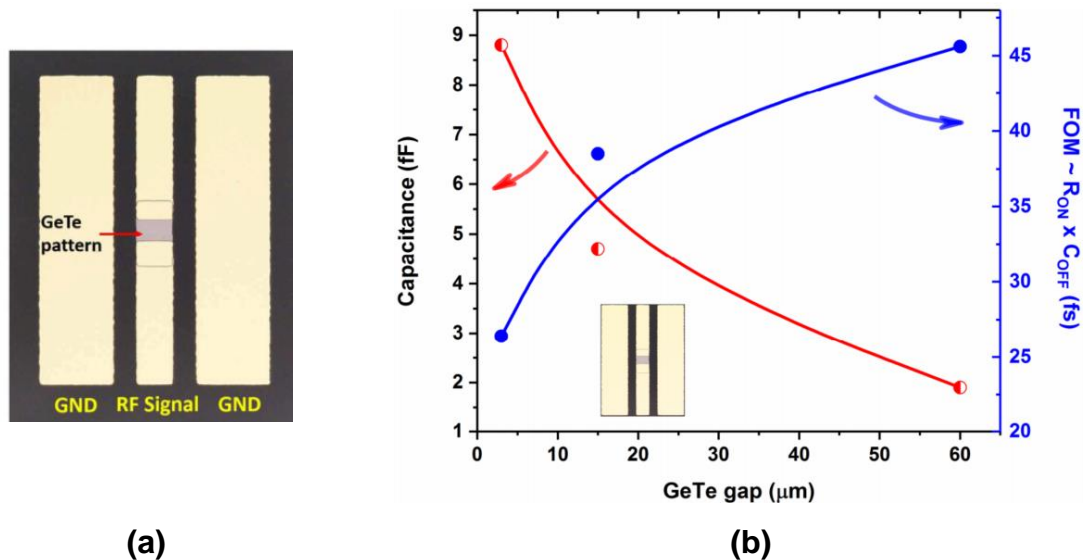


Figure 58 : Image optique du commutateur RF-PCM intégrant un motif GeTe entre les deux parties de la ligne du signal RF CPW. Évolution de la capacité à l'état OFF (courbe rouge) et du FoM (courbe bleue) des commutateurs RF-PCM en fonction de la dimension des motifs GeTe à 30 GHz [172].

Après avoir présenté quelques composants électroniques pour des applications de commutation dans le domaine millimétrique, l'intégration du GeTe montre des propriétés RF prometteuses en termes de vitesse de commutation rapide, d'isolation, de linéarité et des f_{co} beaucoup plus élevées que les commutateurs à semi-conducteurs sur une large gamme de fréquences, performances comparables aux commutateurs MEMS conventionnels. Leur faible coût, leur fabrication simple et leur intégration compatible avec les technologies CMOS rendent ces matériaux très attrayants pour la communauté RF. Le Tableau I-4 ci-dessous récapitule les propriétés des composants RF-MEMS présentés auparavant dans le Tableau I-2 et les compare avec les performances des dispositifs intégrant le GeTe rapportés dans la littérature. Comme déjà mentionné, ces valeurs sont basées sur l'intégration de ces technologies dans des dispositifs RF et elles peuvent varier en fonction de leur taille, leur forme, leur application, leur environnement de travail, ou autre.

Tableau I-4 : Comparaison des valeurs de performances RF entre le GeTe et les MEMS.

Paramètre	MEMS	GeTe (activation électrique)	GeTe (activation optique)
Résistance ON (Ω)	< 1 [92]	< 1 [162], [171]	~ 3 [172]
Coff (fF)	2 - 10 [92]	< 10 [170], [171]	< 10 [172]
Fréquence de coupure (THz)	10 - 20 [95]	> 20 [171]	> 6 [172]
Pertes d'insertion (dB)	~ 0.5 (à 40 GHz) [96], [97]	< 0.8 (jusqu'à 24 GHz) [162], [163], [170], [171], [173]	< 0.6 (jusqu'à 67 GHz) [172]

Isolation (dB)	~ 35 (à 40 GHz) [96], [97]	> 20 (jusqu'à 24 GHz) [170], [171], [173]	> 20 (jusqu'à 67 GHz) [172]
Temps de commutation	< 1 μ s [46], [98]	< 20 μ s [165]	< 50 ns [28], [137]
Rapport de résistance ON/OFF	Très élevée	> 10 ⁵ [163], [173]	> 10 ⁵ [172]

Malgré les performances prometteuses des PCM, la fiabilité des commutateurs à base de GeTe activés par des impulsions électriques, dépend principalement de la dégradation thermique de l'élément chauffant, de la transmission efficace de la chaleur au film de GeTe et des changements phase reproductibles de la couche de PCM. La dégradation thermique dans les matériaux chauffants est due à la contrainte générée par l'impulsion de courant/ tension, tandis que la transformation de phase (ON/OFF) dans le film GeTe peut échouer en raison de la fatigue du matériau, de son oxydation ou de l'introduction d'impuretés. Par conséquent, dans l'activation électrique des PCM par chauffage indirect, la sélection appropriée des matériaux chauffants pour l'activation, pour le couplage thermique avec le GeTe et pour l'isolation entre les signaux DC et RF, ainsi que la fabrication d'un film de GeTe de haute qualité sont d'une importance capitale pour la conception d'un commutateur RF robuste et fiable.

C'est pourquoi l'activation optique devient plus attrayante. En effet, **l'irradiation directe des films de PCM avec des impulsions laser courtes diminue drastiquement le temps de commutation** entre deux états (quelques ns voire ps) et **simplifie le processus de fabrication** des dispositifs car les exigences d'encapsulation (packaging), les barrières thermiques et diélectriques et les résistances chauffantes sont éliminées avec ce type d'activation, ce qui diminue la taille globale et le coût du dispositif. Pour des applications antennaires, le contrôle optique des PCM **évite l'intégration de lignes de polarisation**, nécessaires dans l'activation électrique des PCM, évitant ainsi l'introduction de rayonnements parasites et donc les perturbations du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Même si à l'état de l'art actuel les dispositifs RF-PCM activés électriquement montrent de meilleures performances [171] en termes d'isolation à l'état OFF et de pertes d'insertion à l'état ON que les commutateurs activés optiquement rapportés à ce jour [172], ces paramètres peuvent être encore améliorés dans le cas de l'activation optique en choisissant les dimensions appropriées pour le motif GeTe et la topologie globale du dispositif RF.

Mes travaux de thèse seront donc focalisés sur l'intégration de PCM dans des antennes fonctionnant dans le domaine des ondes millimétriques pour les rendre reconfigurables via une activation optique de ces matériaux PCM, avec des impulsions laser courtes.

A titre d'exemple d'activation optique des PCM intégrés dans des dispositifs antennaires, une étude impliquant des chercheurs du laboratoire XLIM [174], propose une antenne reconfigurable à base de GeTe autour de 30 GHz permettant la modification de son diagramme de rayonnement (Figure 59). Comme l'illustre la Figure 59, la conception de l'antenne proposée consiste en une antenne patch excitée (nommé patch 1) et deux patches parasites à base de GeTe (patches 2 et 3) qui peuvent être commutés optiquement entre leurs états isolant (amorphe) ou conducteur (cristallin) par l'utilisation d'une irradiation laser directe avec un laser KrF Compex Pro110 ($\lambda = 248$ nm et une durée d'impulsion de ~ 30 ns). Lorsque le GeTe des patches 2 et 3 se trouve dans l'état isolant (Figure 59 (a)), le patch métallique rayonne dans l'axe principal (0°). Une fois le patch 2 activé (conducteur), en gardant le patch 3 désactivé (isolant), le faisceau de l'antenne est pointé autour de 20° par rapport à l'axe

central (Figure 59 (b)). Par la suite, le faisceau de rayonnement sera incliné autour de 60° lorsque les deux patches parasites 2 et 3 sont activés (Figure 59 (c)).

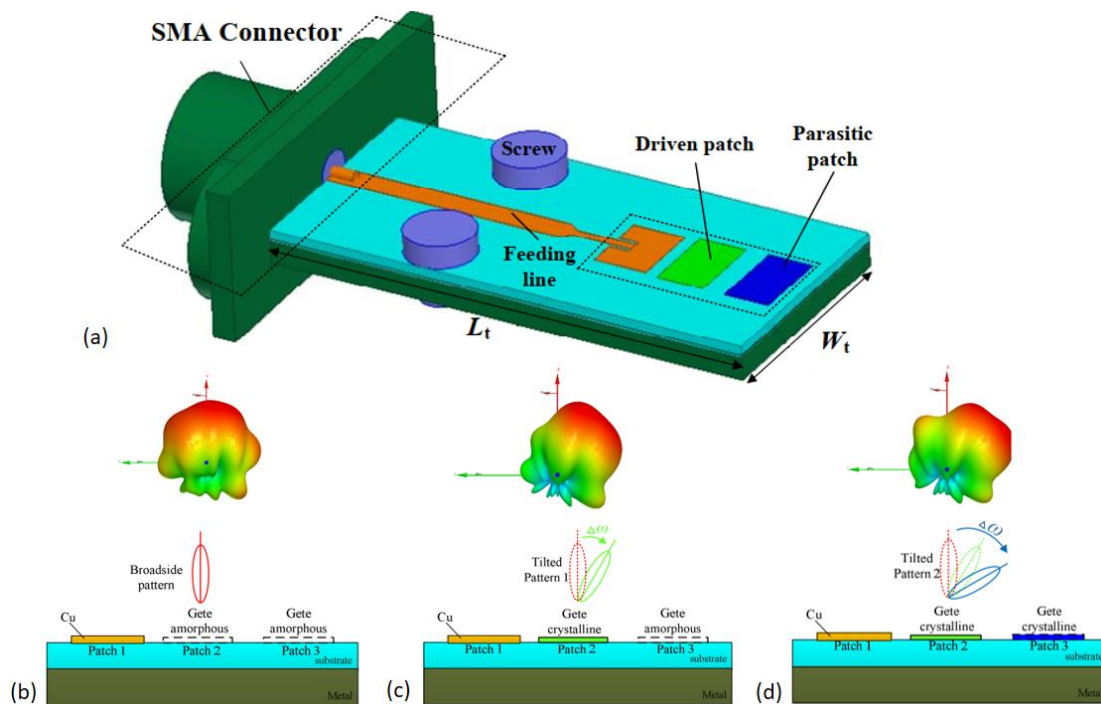


Figure 59 : Antenne reconfigurable en rayonnement. (a) Configuration de l'antenne proposée. (b) Antenne rayonnant à 0° . (c) Antenne rayonnant à 20° . (d) Antenne rayonnant à 60° .

Les détails de la méthode d'activation optique utilisée dans ce cas seront exposés dans les chapitres suivants de ce mémoire.

I.4. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté le concept des **antennes reconfigurables**, les différents types de reconfigurabilité et les techniques les plus étudiées pour obtenir l'accordabilité souhaitée. Ces antennes ont un **comportement flexible et évolutif** pour s'adapter à des environnements variables, pour exploiter le spectre fréquentiel plus efficacement et pour optimiser la consommation d'énergie et l'autonomie, ce qui les place comme des candidates potentielles pour les nouveaux systèmes de communication sans fil (5G, voitures autonomes, smart city, ...).

Nous avons également rappelé quelques paramètres fondamentaux pour caractériser une antenne. En effet, l'utilisation d'une technique d'accordabilité dans un dispositif antennaire impose un compromis entre son adaptation, sa bande passante, son gain et son efficacité de rayonnement. De nombreux travaux de recherche exploitent différentes **techniques d'accordabilité** qui reposent sur l'utilisation de composants électroniques (diodes PIN, MEMS, diodes varactor, etc...) intégrés dans la structure de l'antenne ou de matériaux agiles (ferromagnétiques, ferroélectriques, etc...). Un aperçu des avantages et des inconvénients relatifs à ces types de dispositifs a été donné. Le choix de la technique pour modifier les propriétés d'une antenne est fait en fonction des besoins de l'application visée, de la fréquence de fonctionnement, de l'encombrement, de la consommation d'énergie, des performances souhaitées, etc... Quelques exemples d'antennes reconfigurables avec de bonnes performances dans le domaine des ondes millimétriques ont été présentés.

Le faible coût des composants semi-conducteurs, leur facilité d'intégration et leur fiabilité ont permis une large utilisation de ces dispositifs pour des applications commerciales. Cependant, dans le domaine millimétrique, ils sont sujets à des phénomènes de non linéarité qui se traduisent par la distorsion du signal à la sortie du commutateur et à une forte consommation d'énergie. Une alternative peut consister en l'utilisation de RF-MEMS, qui sont plus performants, avec de fortes linéarités et des FOM inférieures à 10 fs. Néanmoins, ils souffrent de temps de commutation assez élevés qui sont généralement de l'ordre de la microseconde ainsi que d'un processus de fabrication complexe (packaging), ce qui augmente le coût de réalisation des dispositifs.

Quelques matériaux agiles émergent comme des techniques de commutation plus innovantes et prometteuses pour atteindre les objectifs visés. C'est pourquoi, dans la seconde partie de ce chapitre nous avons rappelé les caractéristiques des **Matériaux à Changement de Phase** (PCM) leurs propriétés optiques et électriques, leurs processus de transformation et leurs différentes compositions. L'**intégration et la fabrication facile** de couches minces de PCM à températures ambiante ou inférieure à 200°C sont compatibles avec une intégration CMOS, sur une large variété de substrats. Des exemples d'intégration de PCM ont été montrés, ainsi que les méthodes et les régimes requis pour les transformations de phases, induites thermiquement et de manière réversible. Leur grand avantage est la **bi-stabilité**, c'est-à-dire la possibilité de garder leur état conducteur ou isolant sans qu'il soit nécessaire de maintenir une polarisation (**effet mémoire non-volatile**), conduisant à une **faible consommation d'énergie** globale, nettement avantageuse par rapport aux techniques de commutation classiques (diodes PIN, varactors...).

Il existe une grande variété de compositions de ces matériaux qui présentent des propriétés de changements de phase non-volatiles, pourtant il n'y en a que quelques-uns avec un contraste optique et électrique entre deux états (ON/OFF) suffisamment différents, et par conséquent bien adaptés pour des applications de commutation en hyperfréquences. Ainsi, le **GeTe** est généralement la composition de choix dans les PCM, car sa **résistivité à l'état cristallin** (conducteur) est plus **faible** et avec une **différence de 5 à 6 ordres** de grandeurs **entre deux états** sur une **très large bande** de fréquences (du DC aux fréquences THz). Ces **commutations** abruptes et **très rapides** (par activation électrique ou optique) sont de l'ordre des ns voire ps, pour la **commutation optique**. Ces matériaux répondent aussi aux exigences d'application à long terme car ils présentent une **stabilité supérieure à dix ans** pour chaque état dans lequel le matériau est placé.

En termes de **performances** RF et pour des applications dans des fonctions de commutation, l'intégration du GeTe est comparable aux technologies RF-MEMS et **supérieure aux** solutions à base de **semi-conducteurs**, avec une f_{co} supérieure à 10 THz, une isolation au-dessus de 20 dB et des pertes d'insertion en-dessous de 0,8 dB dans le domaine des fréquences millimétrique. Ces propriétés sont une véritable rupture technologique dans le domaine des hyperfréquences, et ouvrent la voie à de nombreuses applications, y compris dans des dispositifs antennaires.

Ainsi, nos travaux de recherche s'orientent vers la reconfigurabilité des antennes intégrant des PCM, plus précisément le GeTe, en utilisant une activation optique de ce matériau. Effectivement, l'irradiation directe des films de PCM avec **des impulsions laser** courtes **diminue le temps de commutation** des dispositifs, **simplifie le processus de fabrication** et **évite l'intégration de lignes de polarisation** qui peuvent perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Néanmoins, dans le domaine des PCM, il reste beaucoup à faire pour l'amélioration de la fiabilité des dispositifs, de la qualité de dépôt des films et de la fabrication des dispositifs avec les performances requises. Le deuxième chapitre sera donc consacré à mes travaux visant l'élaboration et la caractérisation de couches minces de GeTe, suivi, dans le chapitre III par des exemples d'intégration de ces couches dans des systèmes d'antennes reconfigurables en fréquence et en polarisation.

Chapitre II : Elaboration et caractérisation de couches minces de matériaux à changement de phase dans le domaine des ondes millimétriques

Chapitre II. Elaboration et caractérisation de couches minces de matériaux à changement de phase dans le domaine des ondes millimétriques

II.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous allons dans un premier temps décrire brièvement les méthodes les plus utilisées dans le domaine de la microélectronique pour l'élaboration des couches minces, pour ensuite détailler la méthode adoptée au cours de ces travaux de thèse pour les dépôts de films de GeTe, la pulvérisation cathodique magnétron. Nous présenterons ensuite l'influence de différents paramètres sur la croissance et la qualité de dépôt de couches minces de PCM.

Nous allons nous concentrer sur le composé binaire GeTe et nous allons effectuer une analyse des performances de son changement de résistivité électrique entre ses états, amorphe et cristallin. Nous détaillerons les méthodes utilisées pour réaliser les transitions de phase en utilisant le chauffage direct ou l'application d'un stimulus thermique par commande optique avec des impulsions laser courtes.

Finalement, nous décrirons les méthodes de caractérisation employées pour l'évaluation des propriétés électriques des matériaux dans le domaine des ondes millimétriques. Ce chapitre sera donc dédié aux études des propriétés des films de GeTe qui ont été réalisées au sein du laboratoire XLIM.

II.2. Méthodes d'élaboration des couches minces

Les performances des dispositifs RF intégrant des matériaux à changement de phase dépendent entre autres, de la qualité des films de PCM obtenus sur des substrats spécifiques, compatibles avec des applications hyperfréquences. Les paramètres du processus de dépôt qui influencent les propriétés du film comprennent le type et la qualité de la surface du substrat, la composition du PCM, la température de dépôt, la pression, le débit de gaz, etc. Dans la littérature [133], [175]–[188], plusieurs techniques de dépôts pour la réalisation de couches minces de PCM ont été exploitées par différents groupes de recherche. Au cours des dernières années, la plupart des films ont été réalisés en utilisant deux principales techniques employées dans la microélectronique : le dépôt chimique en phase vapeur (CVD) et le dépôt physique en phase vapeur (PVD), ou la combinaison des deux. La première méthode peut être effectuée à pression atmosphérique (APCVD) ou à basse pression (LPCVD), avec assistance plasma (PECVD) ou avec des précurseurs métal-organique (MOCVD), et inclut aussi les techniques de l'ALD (Atomic Layer Deposition) ou de photo-CVD. La deuxième technique, réalisée par voie thermique (évaporation) ou par voie mécanique (pulvérisation) inclut entre autres la pulvérisation cathodique DC ou RF, l'évaporation par faisceau d'électrons ou l'ablation laser (PLD).

Le dépôt chimique en phase vapeur est défini comme le dépôt d'un solide sur une surface chauffée (substrat), suite à une réaction chimique de plusieurs précurseurs volatiles sur cette surface, dans une chambre généralement sous vide. L'avantage du CVD par rapport au PVD est son profil de dépôt uniforme (même épaisseur sur toute la surface de dépôt) et, dans certains cas, la réalisation de dépôts conformes avec des substrats non planaires, à configurations tridimensionnelles complexes. L'inconvénient majeur du CVD est la nécessité d'une température de dépôt relativement élevée (plus de 600°C) qui restreint le choix des substrats à ceux étant thermiquement stables à ces températures. Même si la température de dépôt peut être réduite (< 400°C) par l'assistance de plasmas, les techniques de type CVD

sont toujours considérées comme des procédés plus complexes que celles de type PVD, nécessitant la mise en œuvre d'un contrôle précis des paramètres de dépôts en raison de la volatilité et de la toxicité des espèces gazeuse qui peuvent introduire des espèces contaminantes dans les dépôts finaux [133].

Le dépôt physique en phase vapeur (PVD) pour sa part, est une technique plus respectueuse de l'environnement mais qui a un coût plus élevé (investissement dans des réacteurs et systèmes de mise sous vide avancée). Les dépôts réalisés par PVD sont généralement réalisés à basse pression ($< 0,1$ mbar) et commencent généralement par une étape de création d'une phase vapeur du matériau à déposer à partir d'une source ou d'une cible solides, suivie par le transport des vapeurs et de sa condensation sur la surface du substrat, et se finalisent par la formation d'une couche mince.

Au laboratoire XLIM, la réalisation des couches minces de GeTe et de GST est généralement faite par PLD (Pulsed Laser Deposition) ou par pulvérisation cathodique.

La technique de dépôt par ablation laser pulsée sous vide ou PLD consiste à focaliser un faisceau laser très énergétique sur la surface d'une cible, provoquant une éjection des atomes du matériau irradié par le laser (le PCM dans notre cas) sous la forme d'un panache plasma. Le matériau éjecté possède une énergie suffisante pour aller se déposer sur le substrat positionné à proximité de la cible. L'avantage du PLD par rapport aux autres technologies de dépôt physique est la possibilité de réaliser des dépôts cristallins mono-orientés et quasi-stœchiométriques. Cependant, l'uniformité de l'épaisseur et des propriétés structurales et physiques des films limitent le dépôt, généralement, à des surfaces inférieures à 1 cm^2 [184], [185].

Parmi les différentes techniques de type PVD, nous avons adopté dans notre travail de thèse la pulvérisation cathodique magnétron pour les dépôts de films de GeTe. Cette technique, utilisée largement à l'échelle industrielle, permet d'obtenir des films de bonne qualité avec une bonne adhérence, à des températures compatibles avec les procédés CMOS ($< 400^\circ\text{C}$). Son principe général de fonctionnement et les principales caractéristiques de dépôts seront détaillés dans la suite de ce chapitre.

II.2.1. Pulvérisation cathodique magnétron

Le principe de la méthode de réalisation des couches minces par pulvérisation cathodique (schéma de la Figure 60) repose sur l'application d'une polarisation négative entre la cible du matériau à obtenir (cathode) et le substrat (anode) ou entre la cible et les parois de l'enceinte du réacteur. Le gaz neutre (généralement de l'argon), introduit dans l'enceinte à une pression faible, est ionisé dans l'espace ainsi polarisé entraînant l'apparition d'une décharge de plasma froid. Les ions du plasma sont fortement accélérés vers la cible et lors des collisions, ils transfèrent leur énergie cinétique aux atomes de la cible. Ces atomes sont rejetés avec de l'énergie suffisante pour traverser le plasma et se condenser sur la première surface rencontrée, en l'occurrence, le substrat. Le gaz contribuant à la pulvérisation de la cible doit être neutre pour ne pas réagir avec la cible et ne pas modifier la composition du dépôt.

Dans le cas d'une pulvérisation réactive, le gaz inerte peut être mélangé avec un gaz réactif (l'azote, N_2 ou l'oxygène, O_2) qui interagira avec les atomes de la cible pour réaliser, par exemple, des dépôts de type nitrures ou oxydes. Ces gaz se décomposent sous la forme d'ions et sous forme atomique dans le plasma et, lors de la pulvérisation d'une cible métallique, une réaction chimique est produite à la surface du substrat entre les atomes provenant de la

cible pulvérisée et l'azote ou l'oxygène (ex. nitrure d'aluminium (AlN) ou d'alumine (Al₂O₃) dans le cas de l'utilisation d'une cible d'aluminium, Al).

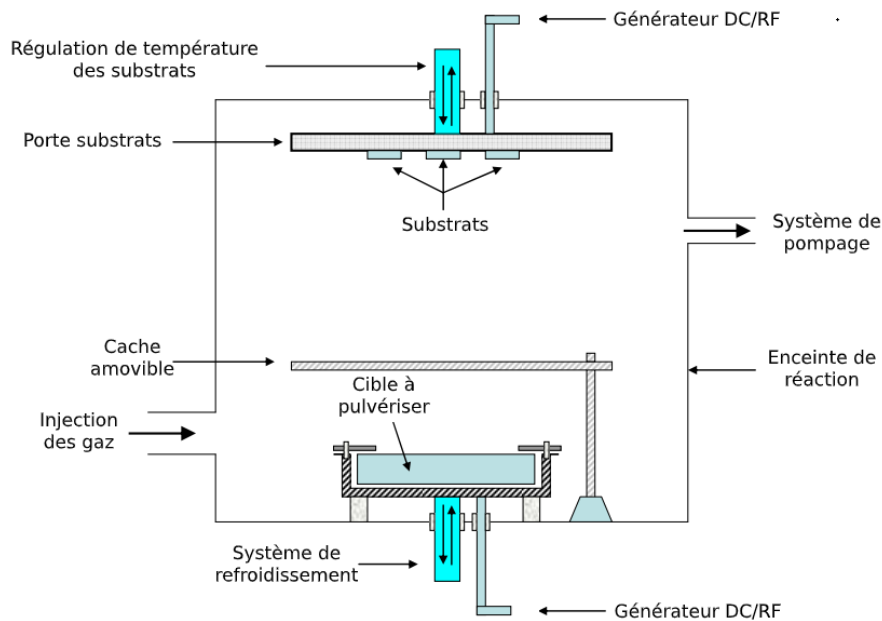


Figure 60 : Schéma du réacteur de pulvérisation cathodique (adaptée de [189]).

La pulvérisation DC (« direct current »), généralement adoptée pour des matériaux conducteurs ou semi-conducteurs dopés, utilise une polarisation de la cible en courant continu. Les ions positifs du plasma sont attirés vers la cible polarisée négativement. En général, pour cette méthode, le courant, la tension ou la puissance sont fixés à une valeur constante (Figure 61 (a)) et le flux de matière pulvérisée est continu. Dans un autre type d'implémentation, la pulvérisation RF (radio fréquence), emploie un courant alternatif constitué d'ondes à hautes fréquences (Figure 61 (b)) et est utilisée préférentiellement pour les dépôts de matériaux isolants et semi-conducteurs non dopés, permettant l'évacuation des charges accumulées au niveau de la cible durant la polarisation négative de celle-ci. La pulvérisation RF est plutôt adaptée, par exemple, pour l'élaboration de films d'oxydes ou nitrures à partir de cibles isolantes stœchiométriques.

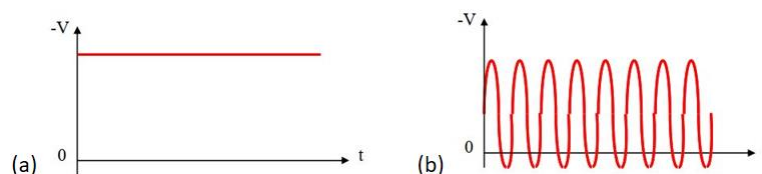


Figure 61 : Régime de polarisation de la cible à pulvériser.

Lors de leur trajet vers le substrat, les atomes pulvérisés subissent des collisions avec les atomes d'argon, en leur transférant une grande partie de leur énergie cinétique acquise. En prenant en compte que la distance séparant la cible du substrat est de l'ordre de la dizaine de centimètres et que le nombre de collisions est proportionnel à la distance parcourue par l'atome et à la pression dans l'enceinte, ceux-ci perdent l'essentiel de leur énergie cinétique au cours des différentes collisions, ce qui dégrade la qualité des dépôts.

Pour pallier ce problème, la cible est équipée d'un dispositif magnétron (Figure 62). Il est constitué d'aimants permanents qui sont polarisés en inverse l'un par rapport à l'autre et situés derrière la cible. L'induction magnétique créée par les aimants dans l'espace situé devant la cible, piège les électrons secondaires émis par la cathode lors du bombardement par les ions du plasma, ce qui accroît les interactions ionisantes entre les électrons secondaires (électrons émis lors de la pulvérisation) et les atomes d'argon. Ainsi, la densité du plasma est amplifiée à proximité de la cible et par conséquent, la vitesse de pulvérisation peut augmenter jusqu'à 50 fois. Cela permettrait également un abaissement de la pression globale de dépôt et une augmentation de la vitesse de croissance des dépôts.

Au cours de cette étude, les couches minces de GeTe ont été élaborées à partir d'une cible faite d'un alliage de $\text{Ge}_{50}\text{Te}_{50}$ de pureté 99,9 % par pulvérisation cathodique DC assistée avec le magnétron, dans une atmosphère neutre constituée d'argon. Le réacteur est une enceinte de type PLASSYS MEPS 300, constituée d'une pompe pour le vide primaire et une pompe turbomoléculaire pour le vide secondaire. Elle fonctionne avec un système de contrôle des débits des gaz et de la pression totale de l'enceinte et possède un porte-substrat chauffé par effet radiatif grâce à l'utilisation d'une résistance électrique placée derrière celui-ci.

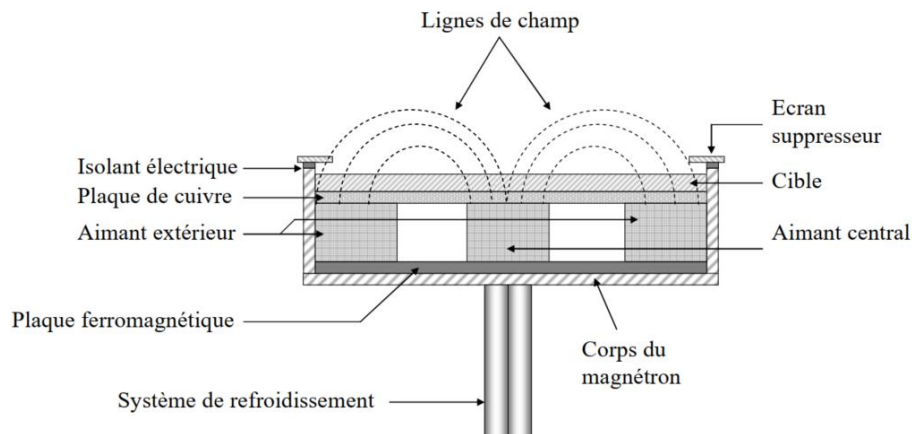


Figure 62 : Schéma du système magnétron [189].

II.2.2. Paramètres de dépôt

Pour la réalisation de films minces de PCM de bonne qualité, il faut prendre en considération plusieurs paramètres spécifiques à la technique de pulvérisation. Ces paramètres sont la pression de travail, la distance entre la cible et le substrat, la température de dépôt, la puissance DC de pulvérisation et le débit de gaz.

La pression de travail a une influence sur les propriétés structurales du film. Si la pression est basse, il y aura moins de collisions entre les atomes pulvérisés et les atomes du gaz, et par conséquent, l'énergie cinétique des atomes à leur arrivée sur le substrat sera plus importante, et ainsi le film déposé sera plus dense (de meilleure qualité). Cependant, un apport d'énergie excessif aux atomes peut re-pulvériser la couche en croissance ou créer des défauts sur celle-ci, ce qui détériore la qualité des films et la vitesse globale de dépôt. En revanche, si la pression augmente, la morphologie du film évolue vers une structure colonnaire ou poreuse. Ainsi, il existe un compromis entre une pression suffisamment basse pour obtenir un film dense et une pression suffisamment élevée pour maintenir la décharge (un plasma stable) [190].

La distance cible-substrat peut également jouer un rôle important sur l'uniformité en épaisseur de la surface de dépôt désirée. En effet, le flux des espèces issues de la pulvérisation présente

une distribution spatiale inhomogène qui se traduit par des variations en épaisseur sur les couches déposées. En règle générale, il y a plus de matière qui se dépose dans la direction correspondant au centre de la cible que sur les côtés. Ainsi, la position des échantillons est essentielle pour que la vitesse de croissance soit optimale et uniforme sur la totalité du substrat considéré.

Un autre paramètre important pour le dépôt de couches fines de PCM est la température du porte-substrat pendant la croissance du film. Une température élevée augmente la mobilité des espèces qui arrivent sur la surface du substrat et permet aux atomes de se diffuser dans toutes les directions de la surface, formant des grains équi-axiaux et donc un dépôt plus dense. Cependant, la température de dépôt ne participe pas seulement à l'homogénéité du film, elle contribuera également à une meilleure cristallisation du matériau à changement de phase (transformation amorphe-cristallin) au cours du processus de chauffage direct, en post-dépôt.

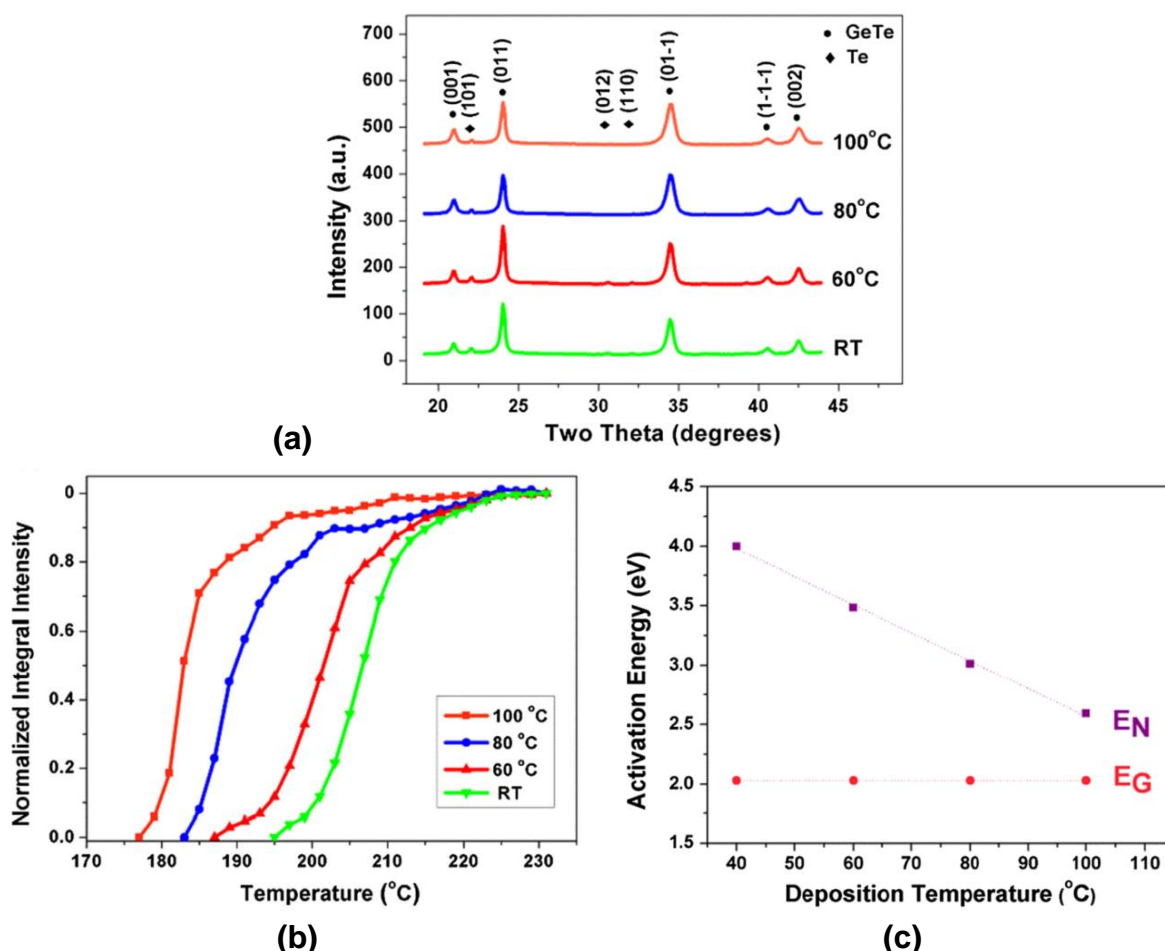


Figure 63 : (a) Résultats de mesures par diffraction à rayons X (DRX) pour les films de GeTe entièrement cristallisé par chauffage direct à 230 °C (post-élaboration) et obtenus à différentes températures du substrat (température ambiante, 60 °C, 80 °C et 100 °C). (b) Courbes de cristallisation du GeTe pour différentes températures de dépôt du film (cristallisation par chauffage direct des films à 2°C/min jusqu'à 230 °C), basées sur les magnitudes normalisées du pic (011) d'intensité observées par DRX. (c) Variation de l'énergie de nucléation (E_N) et de l'énergie de croissance (E_G) du processus de cristallisation en fonction de la température de dépôt du GeTe [191].

En effet, des expériences rapportées dans la littérature [191] de dépôt des films de GeTe (à température ambiante (RT), 60°C, 80°C, et 100°C) sur des substrats de silicium montrent que l'augmentation de la température de dépôt diminue proportionnellement l'énergie d'activation

du processus de cristallisation du changement de phase, et par conséquent, la température de cristallisation du PCM (Figure 63). La Figure 63 (a) montre les résultats DRX (diffraction des rayons X) obtenus après la cristallisation des films et on remarque que quelles que soient les températures de dépôt, les films de GeTe étaient composés de la même phase. La Figure 63 (b) montre les courbes de cristallisation du GeTe, basées sur l'intensité maximale du pic (011) normalisé par l'intensité maximale de ce pic après transformation complète jusqu'à 230°C. Il faut préciser que les films tels qu'ils ont été déposés étaient amorphes à toutes les températures de dépôt, comme le montre la Figure 63 (b). La cristallisation a été effectuée par le chauffage des échantillons à une vitesse de 2 °C/min jusqu'à 230°C. De la Figure 63 (c), l'énergie d'activation de la cristallisation du GeTe par croissance (E_C) reste relativement constante, alors que celle de la cristallisation par nucléation (E_N) diminue linéairement.

Plusieurs études ont été réalisées pour évaluer la qualité des couches de GeTe et du processus de changement de phase en fonction de la vitesse de dépôt [176], [181], [192]. Il en résulte qu'une augmentation du taux de croissance des films déposés se traduit par des morphologies de couches plus denses, une rugosité plus petite, des températures de cristallisation plus basses ainsi que des résistivités à l'état cristallin du GeTe plus faibles (Figure 64). Ces études ont été réalisées en faisant varier la pression de travail et la puissance de pulvérisation appliquée à la cible de GeTe. L'effet est bien établi et le taux de dépôt est directement proportionnel à la puissance appliquée et inversement proportionnel à la pression de travail. Ainsi, la vitesse augmente avec une pression plus basse et une puissance plus forte. Dans des régimes de vitesses plus élevées, il a également été observé une réduction des impuretés incorporées lors du dépôt. Ce dernier point est particulièrement critique, car les impuretés (notamment la présence d'oxygène résiduel dans l'enceinte de dépôt) peuvent affecter négativement la valeur de la résistivité minimale du GeTe à l'état cristallin.

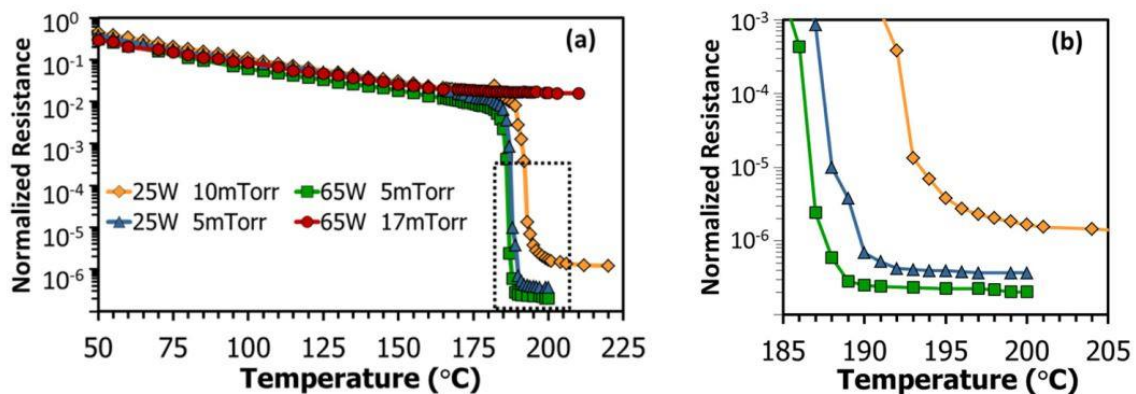


Figure 64 : Variation de la résistance normalisée des films de GeTe en fonction de la température avec différentes conditions de dépôt. (b) Zone en ligne pointillée étendue pour afficher le détail des températures de changement de phase [192].

En considérant les paramètres mentionnés ci-dessus (pression, température, vitesse de dépôt et la distance entre la cible et le porte substrat), la combinaison (de ces paramètres) qui assure la croissance des films de GeTe de qualité optimale a déjà été réalisée dans des travaux antérieurs de notre laboratoire [193]. Ces dépôts de couches minces de GeTe ont été effectués sur des substrats de saphir ($c\text{-Al}_2\text{O}_3$), de silice (SiO_2) et d'alumine (Al_2O_3). Ces substrats seront utilisés dans notre travail et nous étudierons également ces dépôts sur un substrat de type Rogers (RO4003C) très utilisé pour des applications antennaires pour la caractérisation des

propriétés électriques des films PCM et pour la fabrication de dispositifs qui seront décrits dans les chapitres suivants.

Il faut préciser que la qualité et l'adhérence de films obtenus sont aussi améliorées par une surface avec une faible rugosité et propre. Ainsi, au cours de nos travaux, le protocole de nettoyage est appliqué à l'ensemble des substrats utilisés et consiste en un bain d'acétone dans un bac à ultrason, puis de l'alcool et de l'eau osmosée, pour être finalement séché sous un flux d'air comprimé sec et filtré.

Les dépôts de GeTe ont été réalisés en appliquant à la cible des puissances DC entre 40 W et 60 W pour des pressions de travail entre 3 et 7×10^{-3} mbar. Le débit de gaz argon pur (Ar) introduit dans l'enceinte varie entre 40 et 60 sccm (« standard cubic centimeters per minute ») tandis que la température du porte substrat est régulée de 150°C à 250°C, en fonction du type de substrat utilisé. En effet, certains matériaux comme le RO4450F, utilisé pour le dispositif antennaire décrit au chapitre suivant, n'est pas stable thermiquement pour des températures supérieures à 200°C.

Avant chaque étape de dépôt, une phase de pulvérisation de la cible de 10 minutes a été ajoutée (« pre-sputtering ») afin de réduire toute contamination provenant de la surface de la cible. Dans ces conditions établies et pour avoir un fonctionnement du plasma stable (pour le réacteur utilisé) la vitesse de dépôt des films est de 8,3 Å/s (~ 50 nm/min). Les caractéristiques physiques des couches minces de GeTe obtenues ont été étudiées par la suite dans chacun des deux états (phases amorphes et cristallines).

II.3. Changements de phase des couches minces de PCM obtenues par pulvérisation magnétron DC et caractérisations électriques

Après avoir vu brièvement les paramètres qui influencent la croissance et la qualité de dépôt des films de PCM par pulvérisation magnétron DC, nous allons par la suite, caractériser électriquement les couches obtenues de GeTe dans chaque état (amorphe et cristallin). Dans un premier temps les changements de phase (de l'état amorphe vers cristallin) seront réalisés par un cycle de chauffage direct des films fabriqués. Ensuite, des impulsions laser seront utilisées pour les transformations réversibles (état cristallin à état amorphe).

II.3.1. Cristallisation des films de PCM par chauffage direct

L'étude de la cinétique de cristallisation du GeTe [150], [182], [194], met en évidence l'augmentation des températures de cristallisation avec la vitesse de chauffage du matériau. La cristallisation commence par la formation de petits grains instables dans une nouvelle phase. Certains grains atteignent une taille critique au-delà de laquelle ils sont stables, de sorte qu'ils peuvent croître plutôt que se dissoudre dans la phase initiale.

La nucléation homogène de la phase cristalline se produit à une position aléatoire dans la phase d'origine (à l'intérieur de la phase amorphe), tandis que la nucléation hétérogène a lieu sur des sites préférentiels comme les surfaces, les interfaces et les impuretés [195]. En se basant sur la théorie de la nucléation homogène, pour des vitesses de chauffage faibles, les dimensions de cristallites sont grandes et stables, le nombre de cristallites par unité de volume est faible et la désagrégation des cristallites peut être négligée. Cependant, avec une augmentation de la vitesse de chauffage, la formation d'un plus grand nombre de cristallites plus petites (avec une densité plus grande) augmente et le processus de désagrégation devient également important. Cela signifie que la cristallisation globale de la couche est retardée, conduisant à des températures de cristallisation plus élevées. Ainsi, en tenant

compte de ces observations et des données antérieures dans la littérature, la vitesse de chauffage des films de GeTe et de GST ($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) a été fixée dans nos expériences à $10^\circ\text{C}/\text{min}$.

D'autre part, il faut mentionner que la diminution de la résistivité à l'état cristallin dépend faiblement de la vitesse de chauffage. Même si les températures de transition de la phase amorphe vers cristalline sont décalées en fonction du taux de chauffage du matériau, les résistances finales à l'état cristallin du matériau ne montrent aucune dépendance de la vitesse à laquelle le matériau a été recuit lors de la transformation de phase amorphe-cristallin.

- **Cristallisation des films de GST et de GeTe**

L'évaluation de la résistance électrique de surface en fonction de la température des films de GeTe et GST ($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) (lors du chauffage direct pour la transformation amorphe-cristallin, post fabrication) a été réalisée sur des couches de $1\ \mu\text{m}$ d'épaisseur, déposées sur des substrats de saphir. Les mesures de résistance ont été réalisées avec un dispositif à deux pointes métalliques espacées d'environ $2\ \text{mm}$ posées sur la surface du film de PCM, à l'air ambiant. Les couches de GeTe et GST, obtenues initialement en phase amorphe lors du dépôt, ont été transformées vers leur phase cristalline en appliquant un cycle de chauffage direct sur une platine chauffante, avec une vitesse de montée en température de $10^\circ\text{C}/\text{min}$. (de 23°C à 260°C) et une durée de 10 minutes de repos à la température maximale, suivi d'un refroidissement vers la température ambiante.

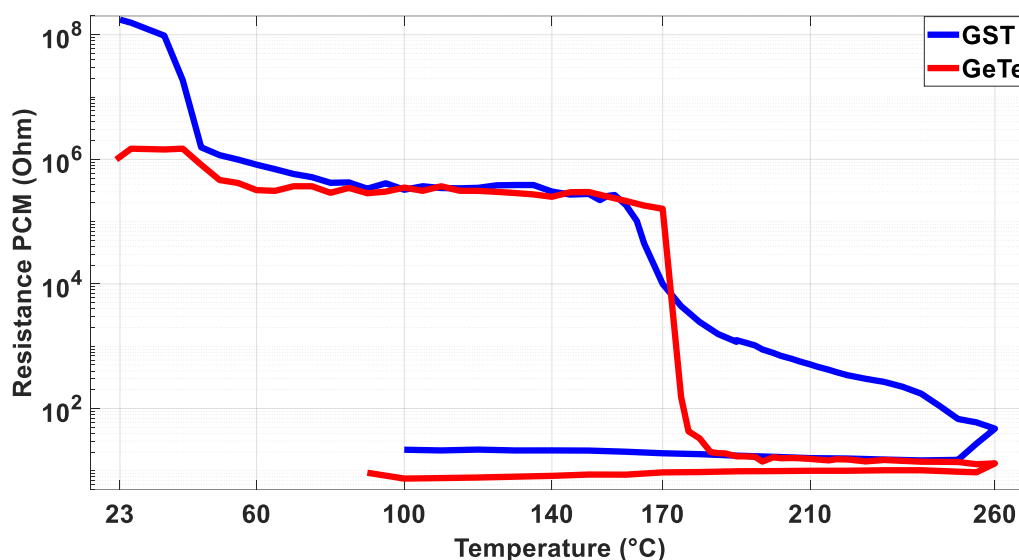


Figure 65 : Variation de la résistance surfacique des films de $1\ \mu\text{m}$ d'épaisseur de GeTe et GST lors d'un cycle de chauffage direct.

Comme indiqué sur la Figure 65, pendant le cycle de chauffage, le GeTe (courbe rouge) subit un changement d'état brusque et irréversible vers la phase métallique à environ 170°C (température de cristallisation), avec une diminution de sa résistance surfacique d'environ cinq ordres de magnitude. Le même phénomène a été constaté pour le GST (courbe bleue), et comme indiqué dans le chapitre I, le changement a lieu en deux étapes. Autour de 160°C le GST subit un premier changement à sa phase métastable et il finit sa transformation autour de 260°C vers sa phase cristalline stable. Pendant le cycle de refroidissement, les matériaux conservent leur état cristallin à faible résistance jusqu'à la température ambiante (stabilité de l'état cristallin). Comme mentionné précédemment, la résistance du GeTe à l'état cristallin est plus faible que celle du GST dans le même état (ex. $85\ \Omega$ pour le GeTe et $115\ \Omega$ pour le GST).

à l'état cristallin pour un même écartement entre les pointes de mesure de résistances) et des valeurs de résistance au-dessus de 1 M Ω à l'état amorphe pour les deux matériaux.

Cette analyse des courbes sur les Figure 65 permet donc de corroborer notre choix pour le GeTe pour des applications RF dans nos travaux.

- **Influence de la stœchiométrie du GeTe sur le processus de cristallisation**

Certaines études sur la variation de la stœchiométrie de la composition du GeTe [115], [196]–[198] montrent que la température de cristallisation et la résistivité à l'état cristallin augmentent généralement avec l'ajout d'éléments dopants. Nous avons également mis en évidence ces observations en caractérisant électriquement des films de GeTe obtenus à partir de cibles avec des compositions GeTe de 50:50 et 40:60. La Figure 66 illustre la variation de la résistivité en fonction de la température des couches minces de 1 μm d'épaisseur, déposées à partir des cibles de GeTe (50:50) et de GeTe (40:60) et sur des substrats de saphir avec les mêmes conditions et paramètres de dépôts que ceux décrits précédemment.

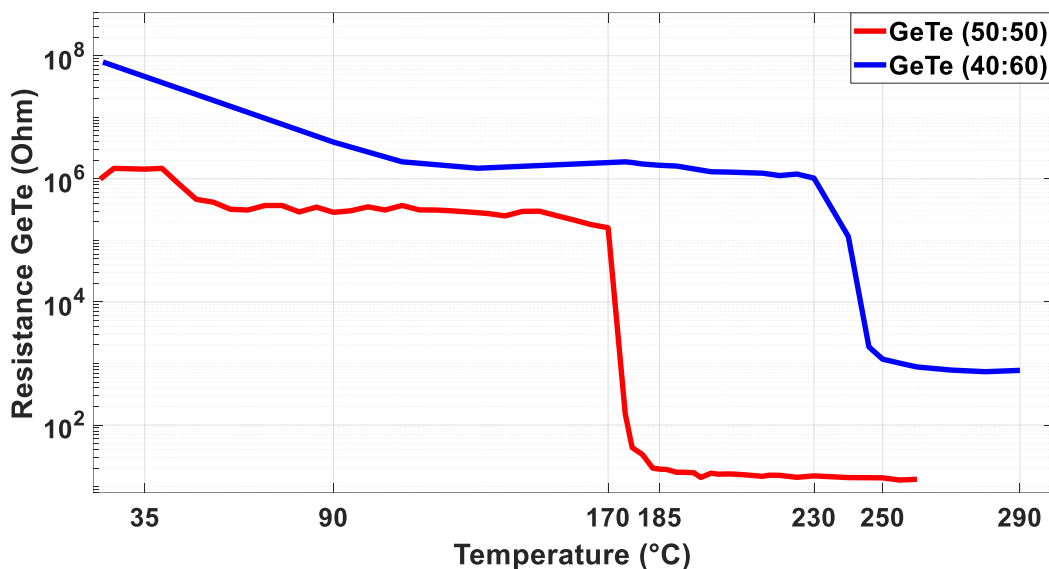


Figure 66 : Mesures de la variation de la résistance des films de 1 μm d'épaisseur de GeTe (50:50) et GeTe (40:60) lors du chauffage direct.

Les résultats de mesure de la résistance des films de GeTe, initialement à l'état amorphe et soumis au même cycle de chauffage direct que celui décrit auparavant, montrent que pour le composé stœchiométrique (50:50) la température de cristallisation est de 170°C, alors qu'elle atteint plus de 230°C pour le composé 40:60, en accord avec des travaux précédents [196]. En effet, pour les composés riches en Te et comme indiqué dans [198], la cristallisation s'effectue en deux étapes, d'abord la ségrégation de Te puis la cristallisation simultanée de Te et de $\text{Ge}_x\text{Te}_{1-x}$. L'augmentation de la proportion de tellure améliore la stabilité de la phase amorphe, comme le suggère la température de cristallisation plus élevée sur la Figure 66, un processus souhaitable pour des applications des PCM à plus hautes températures (évitant la cristallisation spontanée des films). Cependant, pour des applications électriques, ce phénomène s'accompagne par une augmentation de la résistivité du composant à l'état cristallin et, en même temps, de l'énergie d'activation du changement d'état, se traduisant par des performances électriques médiocres et une consommation énergétique globalement plus élevée. Ainsi, le processus de cristallisation des films de GeTe, semble fortement dépendant du pourcentage de Ge ou Te présent dans la composition, et de l'analyse des courbes sur la Figure 66, notre choix se porte sur la composition stœchiométrique de GeTe (50:50).

En outre, il faut préciser que certains travaux de recherche [152] montrent que le temps de cristallisation des composés GeTe augmente lorsque l'on s'écarte du ratio stœchiométrique (visible sur la Figure 66). D'un point de vue morphologique, pour la composition GeTe (50:50), même après une augmentation considérable de la température ($> 400^{\circ}\text{C}$), la surface du matériau reste relativement uniforme (rugosité faible). Cependant, dans les compositions plus riches en Ge, une augmentation de la température supérieure à la température de cristallisation, entraîne une croissance de la rugosité moyenne, avec l'apparition de grains sur la surface des films, excédentaires en Ge. La densité et la taille de ces grains sont fonctions de la proportion de Ge en excès [153], [199]. En conclusion, les compositions hors-stœchiométriques riches en Ge ou Te, ou encore l'ajout de certains dopants (oxygène, azote, carbone, ...), peuvent dégrader les propriétés globales du matériau (et notamment la résistivité à l'état cristallin) qui peuvent devenir critiques pour des applications RF. Ces compositions peuvent néanmoins être utilisées pour des applications spécifiques où une amélioration des propriétés de tenue en température (augmentation de la température de cristallisation) est exigée.

- **Mesure de la résistance des couches de PCM en utilisant la méthode à deux pointes**

La méthode de mesure de la résistance utilisée précédemment nous permet l'évaluation in-situ (en temps réel) de l'évolution de la résistance en fonction de la variation de la température des échantillons, et de prélever de cette manière la température de cristallisation des films de PCM. Cependant, les valeurs des résistances mesurées durant le cycle de chauffage ne sont pas exactes. Elles incluent toujours la résistance de contact entre les pointes et la couche mince de PCM, ainsi que la résistance des câbles de l'appareil de mesure (à des températures différentes de celle de l'échantillon) qui vont s'ajouter à la mesure totale. Pour des mesures de forte résistance ($> 1 \text{ k}\Omega$), comme dans le cas des PCM amorphes, le manque de précision de cette méthode est négligeable, mais elle ne convient pas pour mesurer la résistance à l'état cristallin car ces valeurs sont faussées par les paramètres mentionnées.

Afin de mesurer plus précisément la résistance d'un échantillon, il faut préférer la méthode de mesure de résistivité à quatre points. Elle permet de s'affranchir de la résistance de contact (entre les pointes et l'échantillon) car le courant est imposé par les pointes externes et la tension prélevée par les pointes internes est faite quasiment sans faire passer du courant dans les pointes.

- **Mesures de résistivité des couches de GeTe en utilisant la méthode à quatre pointes**

Lorsque l'épaisseur (t) du film de PCM déposé sur un substrat est connue, la résistivité électrique du matériau est déterminée par la mesure de sa résistance surfacique ou résistance carrée (R_s). Quatre pointes métalliques (typiquement en tungstène) équidistantes et espacées de $s = 1 \text{ mm}$, sont mises en contact avec la surface de l'échantillon étudié (Figure 67). Les deux pointes extérieures sont utilisées pour injecter un courant (I) dans le film alors que les pointes intérieures relèvent la tension (V) correspondante. Cette mesure n'est valable que pour des épaisseurs de couches fortement inférieures à la distance entre les pointes ($t \ll s$) et à la longueur de l'échantillon ($t \ll d$). La méthode permet le calcul de la résistance carrée (R_s) et de la résistivité (ρ) qui sont données par :

$$R_S = \frac{V}{I} \cdot C_{fd} \cdot C_{ft} \quad (13)$$

$$\rho = \frac{V}{I} \cdot t \cdot C_{fd} \cdot C_{ft} \quad (14)$$

C_{ft} et C_{fd} sont des constantes (facteurs de corrections géométriques) qui dépendent de la dimension de l'échantillon et de l'épaisseur du film.

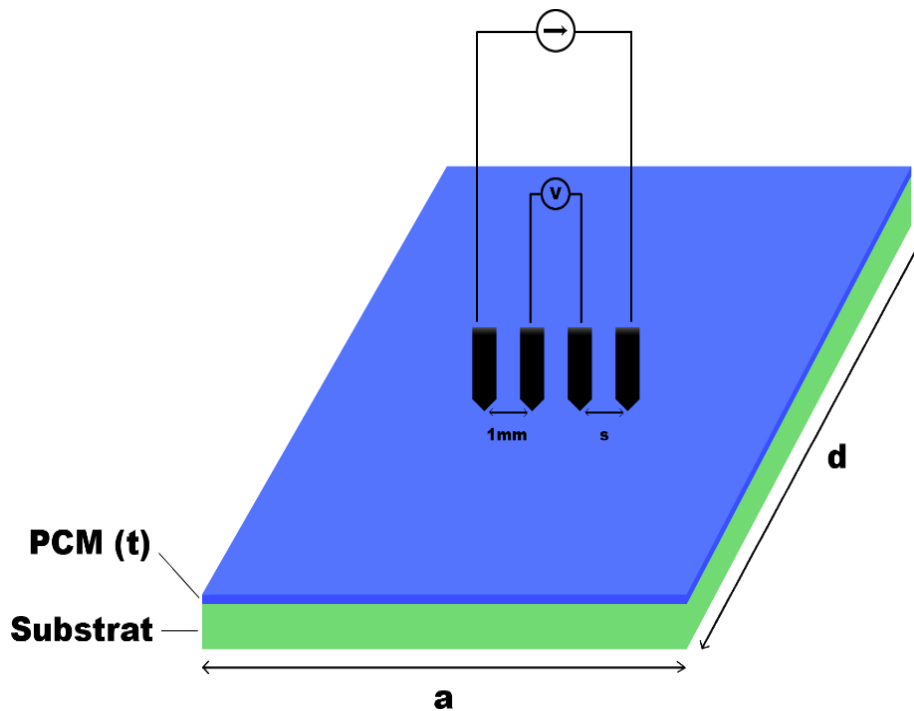


Figure 67 : Schéma du dispositif de mesure de la résistance carrée R_S et de la résistivité des films de GeTe par la méthode à quatre pointes.

Ainsi, avec cette méthode de mesure, la conductivité électrique déduite pour les films de GeTe déposés sur saphir à l'état cristallin lors de nos expériences varie entre 2×10^5 et 5×10^5 S/m et sont en-dessous de 1 S/m pour l'état amorphe. Ces valeurs ont été calculées et vérifiées à travers les mesures de résistances carrées avec plusieurs épaisseurs de films (250 nm, 500 nm, 1 μ m et 4 μ m) et sont compatibles pour des applications RF de type antenne. Le Tableau II-1 résume les valeurs de conductivité obtenues lors des mesures. Il faut mentionner que les valeurs de conductivité des films à l'état amorphe correspondent au GeTe tel que déposé sur le substrat, car l'amorphisation par chauffage direct est impossible.

Tableau II-1 : Conductivités (en DC) du GeTe (cristallin et amorphe) calculées par les mesures de la résistance carrée pour différentes épaisseurs de films sur des substrats de saphir.

Epaisseur (nm)	GeTe amorphe (S/m)	GeTe cristallin (S/m)
250	0,04	$5,1 \times 10^5$
500	0,06	$2,5 \times 10^5$
1000	0,12	$1,9 \times 10^5$

- **Observations optiques des couches de GeTe**

Pour sa part, l'effet du changement de phase amorphe-cristallin peut également s'observer au niveau des propriétés optiques. Le film de GeTe (50:50) préparé dans les deux états (amorphe et cristallin) présente également des propriétés optiques observables à l'œil nu. Sur la Figure 68, le GeTe à l'état amorphe (tel que fabriqué) présente une couleur plus sombre que celle du matériau à l'état cristallin (après le cycle de chauffage direct jusqu'à 260 °C). En effet, une différence de réflectance optique caractérise chaque état: à l'état amorphe/ isolant la couche de GeTe a une tendance à absorber la lumière (surface moins réfléchissante) à l'opposé de l'état cristallin/ métallique où la surface devient réfléchissante, d'où la différence de couleur observée sur les deux échantillons.

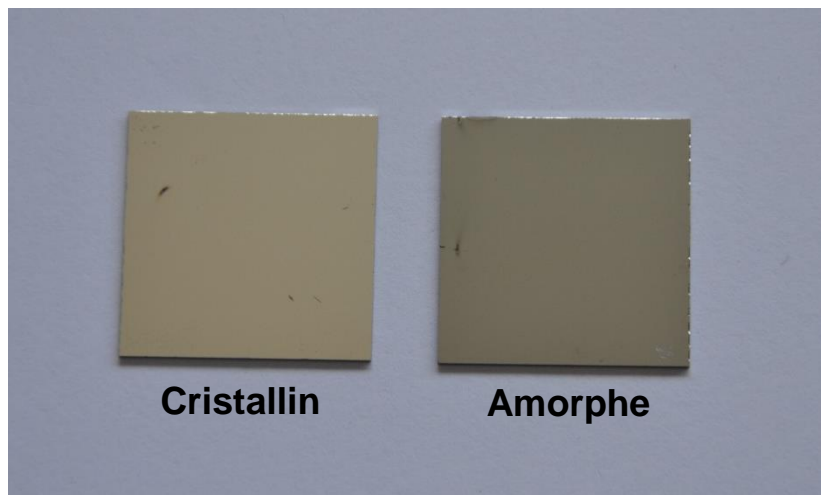


Figure 68 : Image de films de GeTe de 1 μm d'épaisseur sur des substrats de saphir (20x20 mm²) préparés dans les deux états : amorphe (tel que déposé) et cristallin (après un cycle de chauffage direct jusqu'à 260 °C).

II.3.2. Commutation optique de films de GeTe en utilisant des impulsions laser

L'intérêt et les principes généraux de la commutation optique des films de PCM ont déjà été évoqués au chapitre I. Les impulsions laser diminuent le temps de commutation entre les deux états, simplifient le processus de fabrication des dispositifs car les exigences d'encapsulation (packaging) sont éliminées et évitent l'intégration de lignes de polarisation (liées à l'activation électrique des PCMs) pour des applications antennaires, évitant ainsi l'introduction de rayonnements parasites et des perturbations du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Comparée à la cristallisation induite par un cycle de chauffage direct discutée précédemment, la cristallisation induite par des impulsions laser est caractérisée par des vitesses de chauffage et de refroidissement beaucoup plus élevées, supérieures à 10⁹ K/s [186].

- **Commutation optique des films de GeTe en utilisant un laser excimère**

Un schéma du dispositif d'irradiation laser utilisé au cours de nos travaux est illustré sur la Figure 69. Pour nos expériences d'irradiation (Figure 70), nous utilisons une source laser excimère KrF* de type Compex Pro110 fonctionnant à la longueur d'onde de 248 nm, à des fréquences de répétition de 1 à 20 Hz et avec une longueur temporelle de l'impulsion laser de l'ordre de 30 ns. Le faisceau laser est envoyé sur la surface de l'échantillon (couche de GeTe sur un substrat de saphir) avec une incidence normale. L'énergie incidente à la surface de l'échantillon peut être variée entre 30 et 200 mJ. La densité d'énergie surfacique incidente ou

fluence laser (exprimée en mJ/cm^2) peut être également modifiée par l'utilisation d'une lentille de focalisation de focale $f = 50 \text{ mm}$. Le spot laser a une distribution énergétique avec un profil de type « flat-top » (uniforme sur l'ensemble de sa surface globale). La taille du faisceau laser de forme rectangulaire ($\sim 15 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$) permet la commutation successive et répétitive entre les deux états du matériau sur des grandes surfaces, mais également sur des zones localisées à l'aide de masques de proximité.

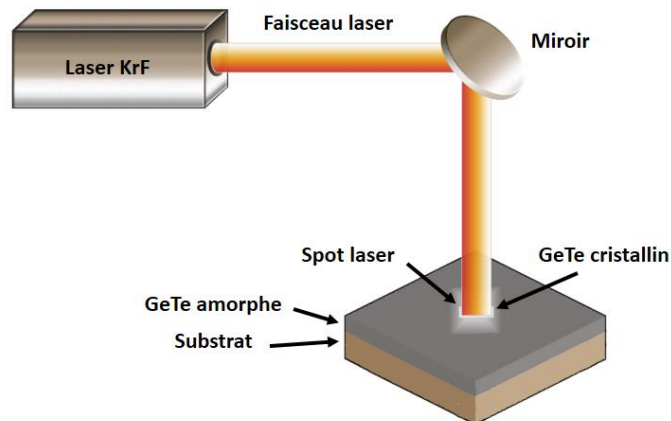


Figure 69 : Schéma de l'irradiation laser d'une couche de GeTe.

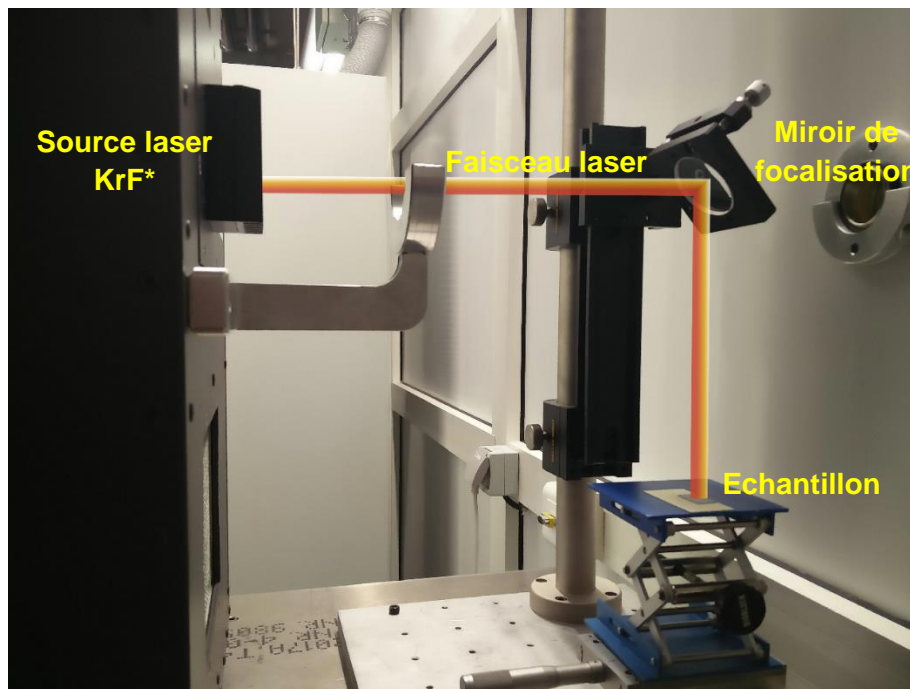


Figure 70 : Dispositif laser expérimental utilisé pour les irradiations des films de PCM.

Comme mentionné dans le chapitre précédent, les transformations de phase dans les films de GeTe déposés sur un substrat sont provoquées par l'augmentation de la température provoquée par l'interaction de l'irradiation laser incidente sur le système film-substrat. La distribution spatiale de la température (T) dans l'épaisseur du film de GeTe peut être déterminé par une méthode des éléments finis en fonction de la fluence (densité d'énergie surfacique) de l'impulsion laser (Φ) en résolvant l'équation décrivant le bilan énergétique thermique du système [200] :

$$\rho_{GeTe,S} \cdot c_{p,GeTe,S} \cdot \dot{T}(t, \vec{r}_s) - \nabla \left(\kappa_{GeTe,S} \cdot \nabla T(t, \vec{r}_s) \right) = Q(t, \vec{r}_s)$$

$$= \begin{cases} \frac{\Phi(t, \vec{r}_s) \cdot (1 - R_c)}{\Delta t_p} \cdot \alpha \cdot \exp(-\alpha \cdot z) & \text{dans le GeTe} \\ 0 & \text{dans le substrat} \end{cases} \quad (15)$$

Où Q est l'énergie thermique apportée par la source laser, ρ est la densité du matériau, C_p est sa capacité thermique à pression constante, K est sa conductivité thermique, R_c est la réflectivité du film à la longueur d'onde de travail, α est le coefficient d'absorption du matériau et r_s sont les coordonnées spatiales ($r_s = r_s(x, y, z)$), z est la profondeur de la couche avec $z = 0$ sur la surface, x et y sont les coordonnées par rapport au centre du spot laser).

A l'aide de simulations faites avec le logiciel COMSOL Multiphysics, la Figure 71 montre la distribution de la température sur la surface (Figure 71 (a)) et dans la profondeur (Figure 71 (b) et Figure 71 (c)) d'un film de GeTe amorphe de 1 μm d'épaisseur soumis à une irradiation laser KrF* avec une impulsion unique d'une durée temporelle de 30 ns et de fluence de 50 mJ/cm^2 . Il est évident que pour des fluences laser plus élevées, on peut s'attendre à des augmentations plus importantes de la température dans l'épaisseur de la couche.

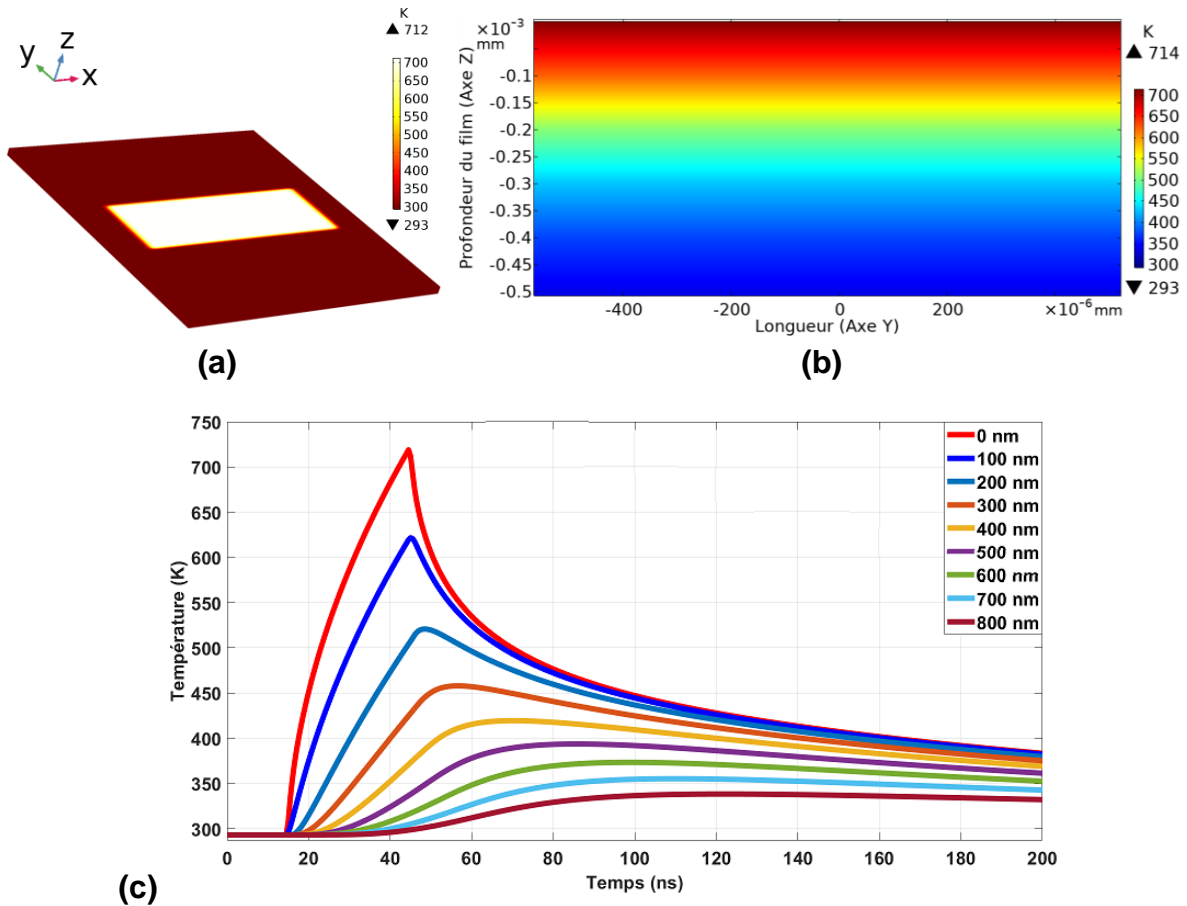


Figure 71: (a) Distribution de température à la surface d'un film de GeTe de 1 μm d'épaisseur sur substrat de saphir (20 x 20 mm) après l'irradiation avec une impulsion laser unique avec une fluence de 50 mJ/cm^2 et une durée de 30 ns. (b) Distribution de la température dans la profondeur (Z) du film de GeTe au centre du spot laser. (c) Evolution de la température dans le film de GeTe en fonction du temps et de la profondeur (surface du film de GeTe à $z = 0$), au centre du spot laser ($x=0, y=0$).

Des travaux antérieurs menés au laboratoire Xlim [26], [27] sur les irradiations des films de GeTe, ont permis de définir les conditions optimales de commutations entre les états amorphe et cristallin du PCM.

Ainsi, la cristallisation du GeTe nécessite une seule impulsion laser (LP1) avec une fluence comprise entre 85 et 90 mJ/cm² pour augmenter la température du matériau amorphe (tel que déposé) au-dessus de sa température de cristallisation (T_{crist}) (Figure 72 (a)). L'amorphisation du matériau, après la cristallisation totale de la couche (par un balayage de la surface avec des impulsions consécutives), est réalisée avec une seconde impulsion laser (LP2) ayant une fluence beaucoup plus élevée, entre 185 et 190 mJ/cm² qui permet d'augmenter la température de la couche de GeTe cristalline au-delà de sa température de fusion (T_{fus}) sur un délai temporel très court. Le film se trouvant ainsi dans un état désordonné subi ensuite un refroidissement rapide (phénomène de melt-quenching) vers sa phase amorphe (Figure 72 (b)) qui peut être à nouveau transformée dans la phase cristalline sur plusieurs cycles (Figure 72 (c)).

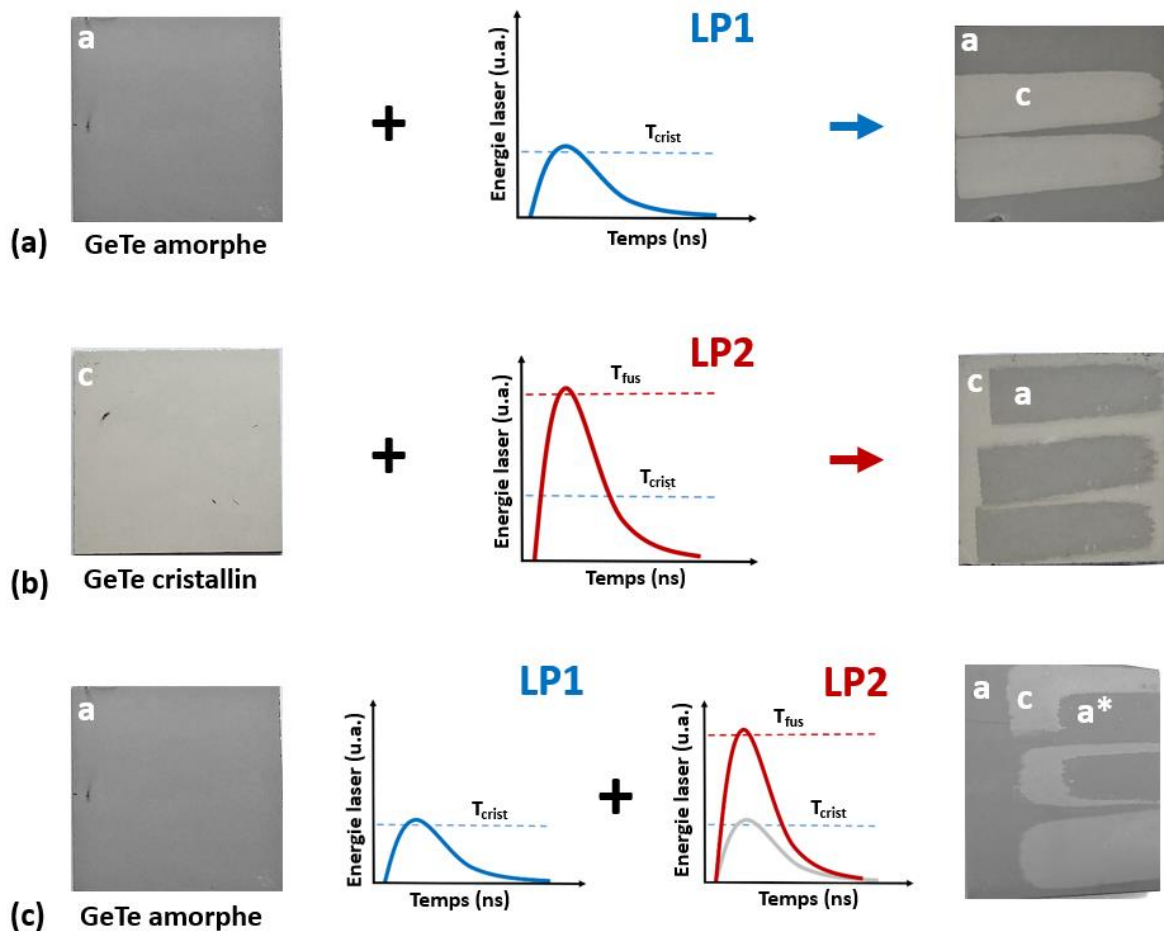


Figure 72 : Film de GeTe sur un substrat de saphir soumis à des irradiations laser. (a) Transformation de la phase amorphe **a** vers la phase cristalline **c**. (b) Transformation d'un état cristallin **c** à un état amorphe **a**. (c) Re-amorphisation partielle du film (**a***) après avoir été cristallisé partiellement par 3 impulsions laser.

Les propriétés électriques de chacune des phases des films de GeTe préparés en utilisant les conditions spécifiques d'irradiation laser pour chaque état, mentionnées ci-dessus, sont comparables aux propriétés des phases obtenues par chauffage direct comme indiqué sur le Tableau II-2 pour des films de 500 nm d'épaisseur.

Tableau II-2 : Conductivités du GeTe (cristallin et amorphe) préparé par chauffage direct et par irradiation laser et calculées par les mesures de la résistance carrée pour une épaisseur de film de 500 nm sur un substrat de saphir.

	<i>Chauffage direct</i>	<i>Irradiation laser</i>
<i>GeTe amorphe (S/m)</i>	0,06 (tel que déposé)	3,5
<i>GeTe cristallin (S/m)</i>	$2,5 \times 10^5$	$3,1 \times 10^5$

Ce schéma d'activation optique, utilisant un laser excimère plutôt massif, peut être perçu comme difficile à implémenter pour des applications pratiques avec des antennes reconfigurables, ou encore des filtres et des commutateurs à taille micrométrique. En effet, pour un fonctionnement en temps et situations réels, cela nécessiterait un alignement précis du faisceau laser avec les zones GeTe à modifier optiquement ainsi qu'une intégration du dispositif d'irradiation à proximité ou même dans la topologie de l'antenne. Cependant, il a déjà été démontré [28] qu'il est possible de réduire considérablement la taille du dispositif d'irradiation optique pour une intégration plus compacte et avec une configuration possible de fonctionnement in situ, en utilisant le rayonnement laser d'une diode laser appropriée dont le faisceau est guidé par des fibres optiques jusqu'aux voisinages des motifs de PCM afin de les commuter optiquement entre les deux états.

- **Commutation optique des films de GeTe en utilisant une diode laser opérant en infrarouge**

Cette technique d'activation, utilisant une source laser plus compacte, pourra permettre l'activation optique des PCM lors de leur intégration dans des dispositifs photoniques planaires interfacés avec des dispositifs RF, pour des commutations rapides et à faibles pertes. En effet, la nature diélectrique et sans perte RF d'un guide d'onde optique ou d'une fibre optique intégrée dans le circuit de commande d'un dispositif reconfigurable RF, une antenne par exemple, réduira les effets perturbateurs sur le rayonnement de l'antenne dus aux circuits de polarisation métalliques inhérents aux techniques d'activation électrique des PCM.



Figure 73 : Dispositif d'irradiation optique en utilisant des diodes laser infrarouge.

Nos essais de commutation optique sur des films de GeTe utilisant cette méthode sont basés sur l'utilisation de deux diodes laser à haute puissance opérant dans le spectre IR (980 nm) en régime continu ou impulsionnel (impulsions ajustables de 50 ns à plusieurs centaines de microsecondes). Leurs faisceaux sont combinés et guidés par une fibre optique pour irradier directement le film de PCM (Figure 73). La distribution spatiale de l'intensité du faisceau sur la

surface de l'échantillon est gaussienne et le faisceau est dirigé sous un angle d'incidence compris entre 50° et 60° (par rapport à la normale de la surface des échantillons) avec une taille de spot elliptique allant jusqu'à plusieurs dizaines de μm . Le diamètre du spot dépend essentiellement de l'intensité de l'impulsion laser, de l'angle d'incidence et de la distance entre la fibre optique et l'échantillon. La puissance des sources est ajustable, allant jusqu'à 4 W de puissance crête (en régime impulsionnel). L'évaluation du changement de résistivité des films de GeTe lors des irradiations laser est réalisée avec deux sondes électriques fixées sur des positionneurs à résolution nanométrique permettant de mesurer la résistance locale des films de PCM irradiés.

Nous avons réalisé des tests multiples, en faisant varier la durée des impulsions, de 15 ns jusqu'à 2 μs , le nombre d'impulsions et les puissances laser (entre 1,8 mW et 180 mW - puissances moyennes). Le phénomène de cristallisation des couches de GeTe initialement amorphes a été mis en évidence par le contraste de réflectivité optique et la mesure des résistances des zones irradiées (Figure 74).

En examinant l'influence de la puissance des impulsions dans les transitions de phase, nous avons déduit que le seuil de puissance minimale nécessaire pour chauffer le film au-dessus de la température de cristallisation du matériau, se trouve aux alentours de 7 mW. Néanmoins, pour des fortes puissances au-dessus de 130 mW, une dégradation de la surface du film est visible (ablation de la surface manifestée par des petits trous et par une augmentation de la résistance mesurée).

Dans l'analyse de l'influence du nombre d'impulsions sur le processus de cristallisation, ce dernier peut être incomplet après une irradiation laser à impulsion unique car les processus de diffusion impliqués dans la cristallisation nécessitent un temps suffisant au-dessus de la température de cristallisation spécifique du matériau [201]. Une augmentation du nombre d'impulsions laser augmente continuellement la taille des motifs cristallins sur le film. La superposition d'impulsions laser entraîne une augmentation du volume cristallisé et, par conséquent, une augmentation du contraste de résistivité entre les deux états. Cependant, dans nos expériences l'effet commence à devenir négligeable à partir de la sixième impulsion.

L'influence du taux de répétition (fréquence) des impulsions laser dans les processus de transformation du matériau n'a pas été analysée durant nos travaux. Plusieurs études montrent que le processus de transformation à l'état cristallin du GeTe est indépendant du délai entre chaque impulsion si ce temps est au-dessus de 35 ns [201]. Par accumulation d'énergie [202], chaque impulsion laser induit une modification dans la zone amorphe du film et contribue au processus global de cristallisation.

Une autre variable importante dans les processus de changements de phase est l'épaisseur du film. Certaines études ont démontré que l'utilisation de films très minces ($< 20 \text{ nm}$) peut affecter plusieurs propriétés du matériau, notamment la température et la vitesse de cristallisation [133], [203], [204]. Pour certains matériaux étudiés (GST, NGST, Sb_2Te , AlST, GeSb), les transitions de phase se produisent pour des températures (et des énergies d'activation) plus élevées lorsque l'épaisseur du film est réduite. En effet, la taille moyenne des grains (nanocristaux) diminue avec la réduction de l'épaisseur du film, ce qui provoque une augmentation de la densité de grains dans la couche de PCM. Avec une augmentation de l'épaisseur du film ($> 100 \text{ nm}$), les paramètres de transition (température et énergie d'activation) ne montrent aucun changement évident et restent constants.

Ainsi, les films de GeTe de 500 nm d'épaisseur déposés sur saphir, initialement à l'état amorphe lors du dépôt, avec une résistance (mesure à deux pointes) autour de 115 M Ω (avec une séparation approximative de 86 μm entre les pointes) ont été transformés à l'état cristallin en appliquant des impulsions de longueur d'onde de 500 nm avec une puissance autour de 13 mW. Les valeurs de la résistance mesurée des motifs cristallins dans le film oscillent entre 50 et 90 Ω (avec la même séparation entre les pointes). Pour des impulsions très courtes, il est impossible de cristalliser le film amorphe tel qu'il a été déposé. Nous avons remarqué que la durée minimale des impulsions nécessaire pour cristalliser le film amorphe était de 100 ns. La Figure 74 (a) montre les motifs de GeTe cristallin réalisés sur une surface amorphe. Après un balayage d'impulsions successives la Figure 74 (b) illustre un motif cristallin uniforme sur une surface de GeTe amorphe.

Afin d'augmenter la température du film de GeTe cristallin au-dessus de sa température de fusion nécessaire pour l'amorphisation, nous avons appliqué des impulsions de 80 ns avec une puissance autour de 50 mW. Après la réalisation d'un balayage avec des impulsions optiques consécutives sur la surface du film de GeTe cristallin, la Figure 74 (c) montre une trace amorphe accomplie sur le GeTe cristallin.

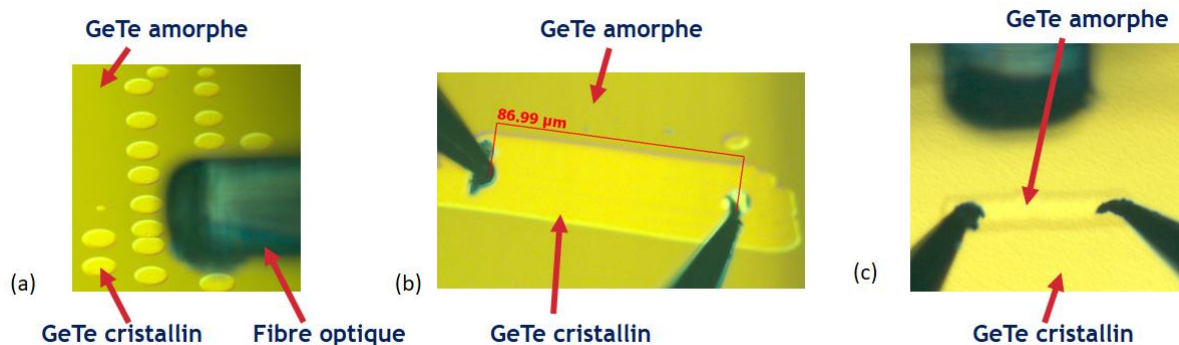


Figure 74 : Photographies par microscopie optique montrant les changements de phase des films de GeTe par le contraste de couleur entre les états amorphe et cristallin. (a) Motifs cristallins sur une surface de GeTe amorphe. (b) Cristallisation uniforme du GeTe après plusieurs impulsions optiques. (c) Trace amorphe de GeTe sur un film cristallin.

Le Tableau II-3 résume les conditions d'irradiations en utilisant la méthode d'activation optique des films de GeTe par diode laser opérant dans le spectre infrarouge. Ces valeurs ont été obtenues lors de nos expériences pour une commutation entre les phases amorphes et cristallines.

Tableau II-3 : Conditions d'irradiations en utilisant la méthode d'activation optique des films de GeTe par diode laser opérant dans le spectre infrarouge (980 nm).

	Nombre d'impulsions	Puissance (mW)	Longueur (ns)	Résistance (Ω)
Cristallisation	5	13	500	~ 60
Amorphisation	1	50	80	~ 200 k

Bien que les méthodes d'intégration de ce système d'irradiation dans le circuit de commande d'un système antennaire ne soient pas encore optimisées pour la commutation optique in-operando des PCM, les expériences de changement de phase qui ont été réalisées au cours de ces travaux démontrent sa faisabilité et nous fournit des informations utiles pour plusieurs

solutions alternatives basées sur l'activation laser des PCM, avec un degré d'intégration plus élevé qui pourraient très probablement émerger à l'avenir.

Néanmoins, la taille limitée du faisceau de la source diode laser fibrée permet le changement de phase des PCM seulement sur des dimensions très localisées.

Ainsi, pour la suite de nos travaux et dans les expériences décrites dans la suite de ce manuscrit, nous utiliserons exclusivement la commutation optique des films de GeTe avec la source laser UV excimère KrF Complex Pro110. En effet, la taille du faisceau de ce laser (15 mm x 5 mm) permet la commutation des films PCM avec une seule impulsion laser non seulement sur des grandes surfaces mais également sur des zones localisées à l'aide de masques de proximité.

II.3.3. Intégration du GeTe dans des commutateurs et évaluation des propriétés électriques à hautes fréquences.

Comme déjà mentionné, les films de GeTe possèdent un état cristallin à faible résistivité et un état amorphe à haute résistivité à température ambiante. Les transitions de phase entre ces deux états sont réalisables à des vitesses rapides avec un mécanisme thermique par l'application d'impulsions laser courtes, ce qui fait du GeTe un candidat solide pour les applications de commutation RF. Afin de réaliser une étude des propriétés électriques du GeTe dans le domaine des ondes millimétriques, celui-ci a été intégré dans un premier temps, dans une structure de type guide d'onde coplanaire (CPW), dans laquelle les deux parties de la ligne de signal sont reliées par un motif GeTe, pour former un commutateur RF à deux terminaux comme présenté sur la Figure 75. La séparation entre les deux parties de la ligne de signal CPW correspondant aux dimensions des motifs GeTe varie entre 3 et 60 μm [27], [172].

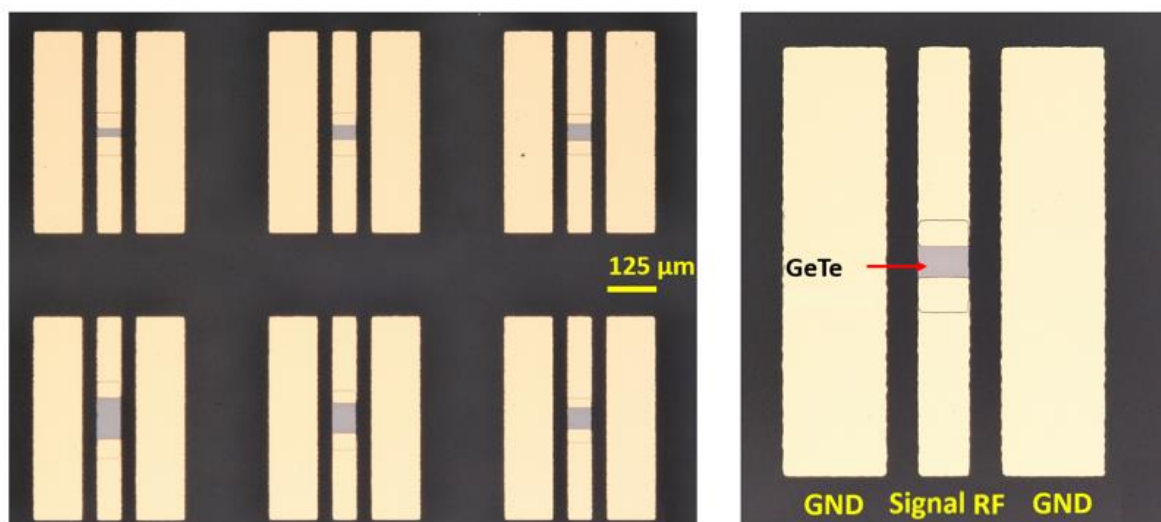


Figure 75 : Images par microscopie optique des commutateurs RF-PCM intégrant des motifs GeTe de différentes longueurs entre les deux parties de la ligne signal du CPW.

Ces dispositifs ont été fabriqués en utilisant un procédé de photolithographie à deux masques. Une première étape consiste à déposer le film de GeTe d'épaisseur 250 nm sur des substrats de saphir par pulvérisation cathodique DC et à structurer les motifs avec une étape de photolithographie utilisant une résine (photosensible) positive suivie d'une gravure humide (Figure 76).

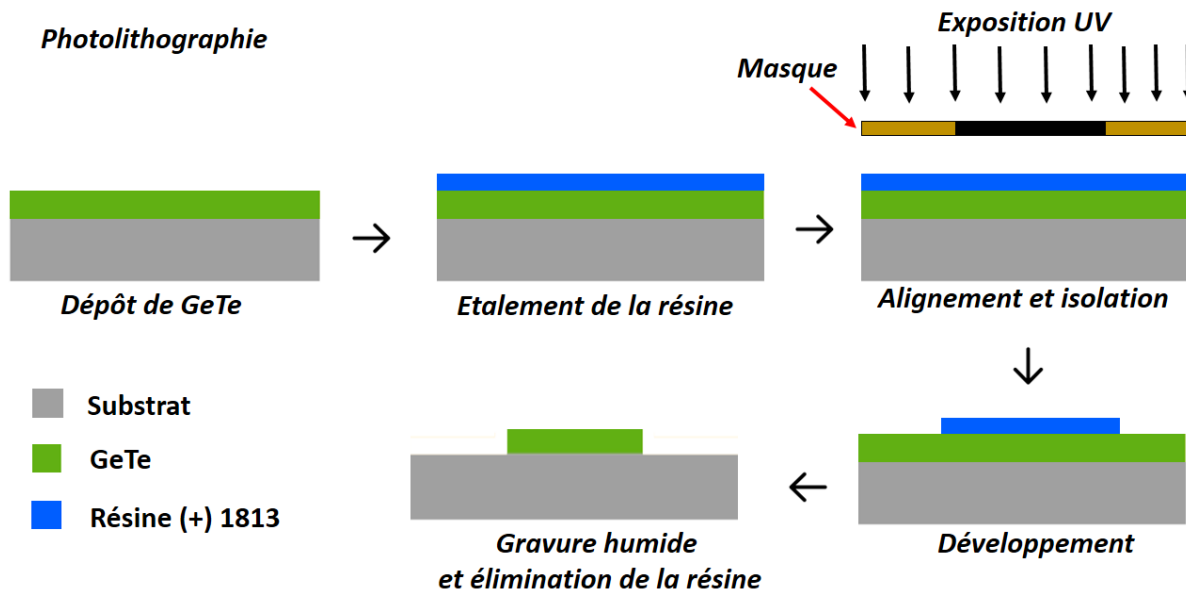


Figure 76 : Etape de structuration des motifs de GeTe par photolithographie et gravure humide.

La deuxième étape consiste à déposer la structure métallique du dispositif par la technique de lift-off (Figure 77). Pour cela, une photolithographie à résine négative est réalisée pour protéger les motifs de GeTe et définir la topologie des lignes coplanaires (Figure 78), suivie du dépôt métallique (Titane/Or de 20/400 nm d'épaisseur) par évaporation au canon à électrons. Il est à noter que tous les dispositifs réalisés par la suite dans le cadre nos travaux utilisent ce même procédé de fabrication en salle blanche.

Les dispositifs ont été préparés avec des motifs GeTe à la fois dans les états amorphes (tels qu'obtenus lors des dépôts) et cristallins (par un cycle de chauffage direct jusqu'à 300°C sur une plaque chauffante).

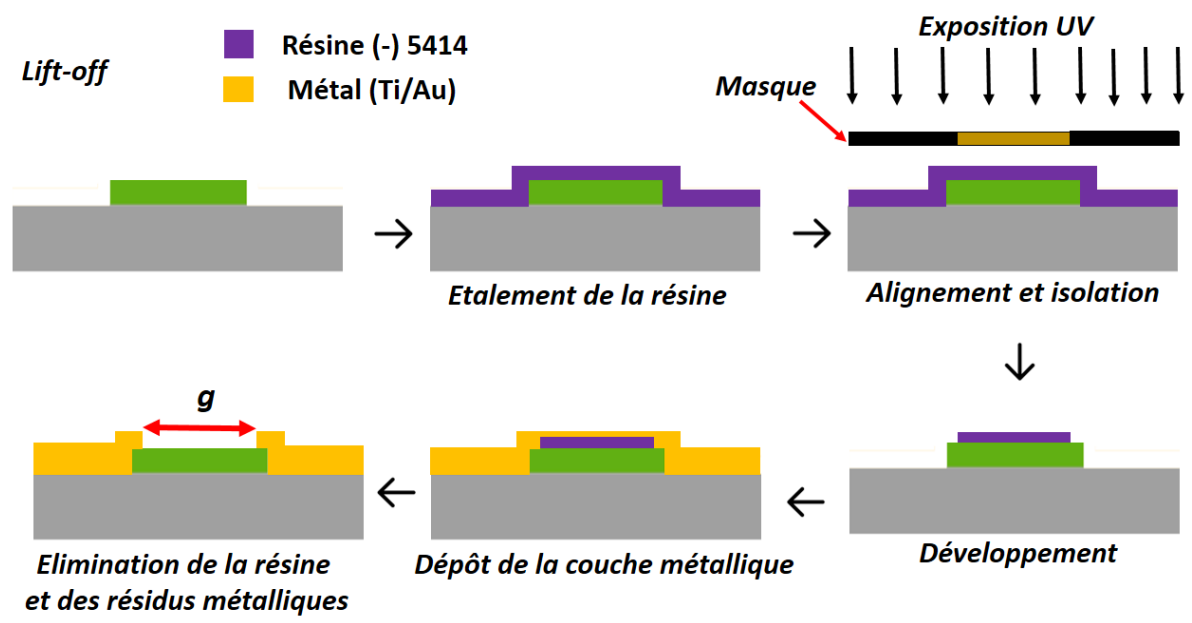


Figure 77 : Etape de dépôt de la structure métallique par la technique de lift-off.

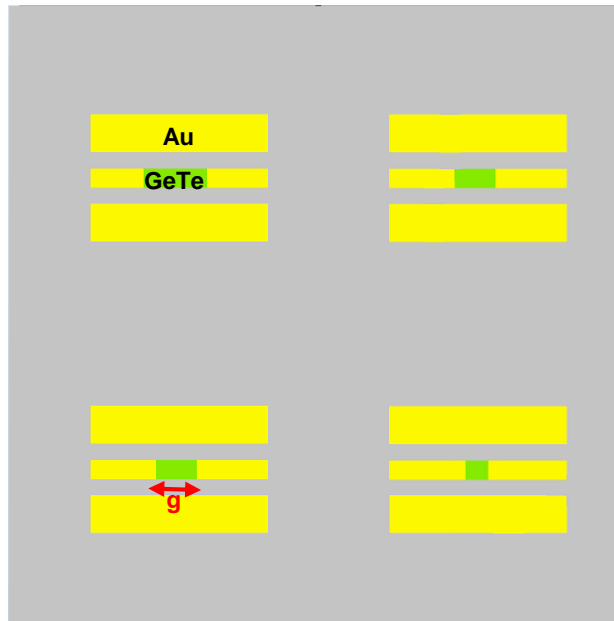
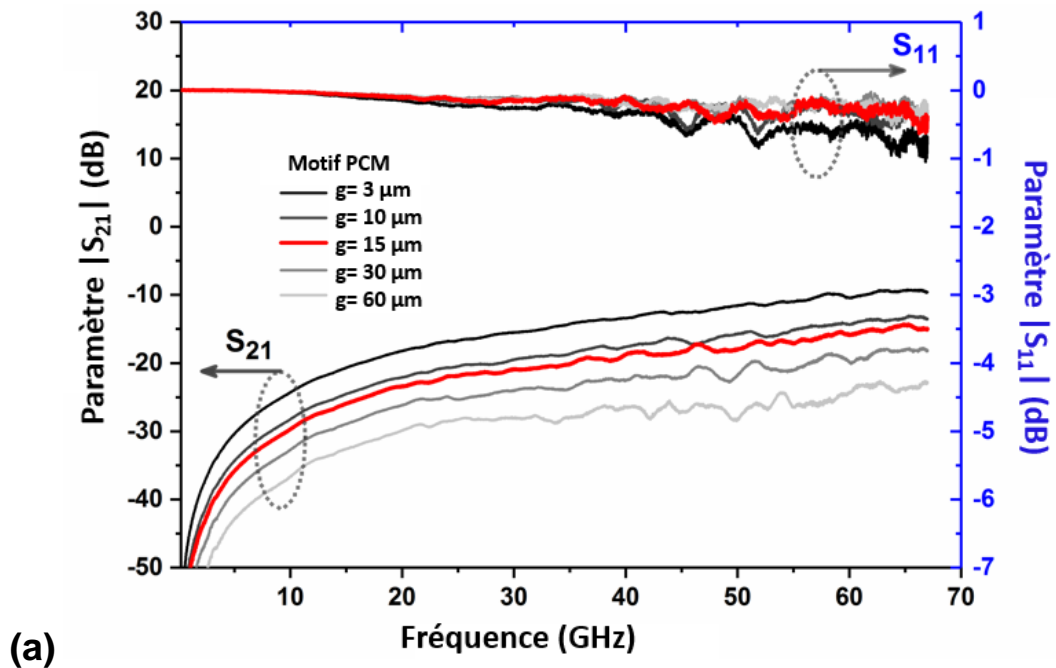
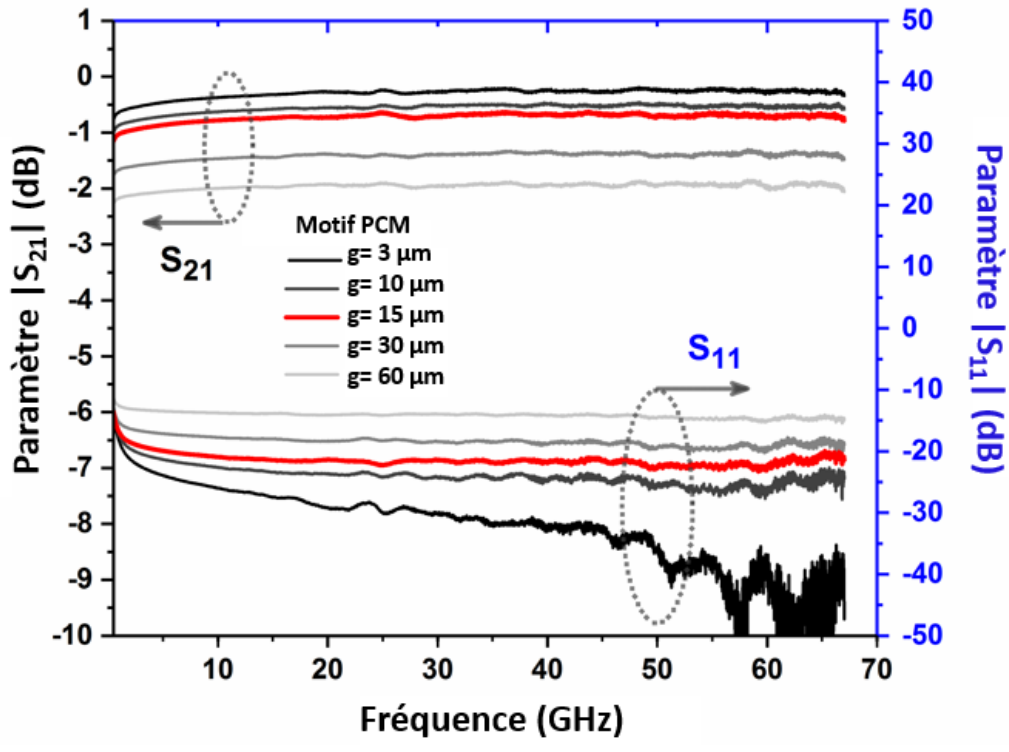


Figure 78 : Vue frontale des dispositifs après les étapes de fabrication en salle blanche

Les performances RF (paramètres S dans le domaine 100 MHz- 67 GHz) des commutateurs avec des motifs de GeTe amorphes et cristallins sont mesurées à l'aide de pointes GSG (Ground-Signal-Ground avec une distance entre les pointes de 125 μm) qui sont connectées à un analyseur de réseau Agilent PNA-X. Les Figure 79 (a) et Figure 79 (b) présentent les modules des paramètres S_{21} et S_{11} à l'état OFF (amorphe) et à l'état ON (cristallin) pour différentes longueurs g du motif de GeTe pour les commutateurs réalisés sur un substrat de saphir. Les isolations mesurées à l'état OFF pour les commutateurs RF-PCM sont au-dessus de 13 dB jusqu'à 67 GHz pour tous les dispositifs. Pour l'état ON, les pertes d'insertion sont inférieures à 0,6 dB jusqu'à 67 GHz pour les motifs de GeTe de longueurs inférieures à 15 μm .





(b)

Figure 79 : (a) Mesures des paramètres S (isolation à l'état OFF,) pour les commutateurs RF-PCM avec différentes dimensions des motifs de GeTe à l'état amorphe. (b) Pertes d'insertion (transmission S_{21} à l'état ON) pour les dispositifs avec différentes dimensions du GeTe à l'état cristallin.

Les FOM calculés des dispositifs RF-PCM réalisés sur saphir prennent des valeurs comprises entre 26 fs pour les commutateurs avec des motifs de GeTe de longueur de 3 μm et 45 fs pour ceux avec une longueur de 60 μm . Ces valeurs sont bien inférieures aux solutions de commutation RF à base de semi-conducteurs (ayant des FOM autour de 150-400 fs).

Afin d'illustrer la commutation optique de ces dispositifs, nous avons pris comme exemple un commutateur avec un motif de GeTe de longueur égale à 40 μm qui se trouve initialement à l'état amorphe (état OFF de la Figure 80 (a)). L'application d'une impulsion laser de type LP1 (85 mJ/cm^2) permet de transformer le motif GeTe vers sa phase cristalline permettant au dispositif de passer à l'état ON (Figure 80 (b)), avec des performances similaires à celles du dispositif à chauffage direct.

Inversement, lors de l'application d'une impulsion laser de type LP2 (185 mJ/cm^2) sur le commutateur GeTe de 40 μm initialement préparé à l'état cristallin par chauffage direct (état ON de la Figure 80 (c)), il passe à un état OFF ayant une isolation supérieure à 10 dB sur l'ensemble du domaine fréquentiel (Figure 80 (d)). L'isolation et les pertes d'insertion des dispositifs à commande optique peuvent être encore améliorées en choisissant des dimensions appropriées pour le motif de GeTe.

L'intégration du GeTe et le contrôle optique de son état dans des guides d'ondes coplanaires RF nous a donc permis de réaliser des commutateurs RF bistables avec de bonnes performances dans les deux états (pertes d'insertion inférieures à 1 dB à l'état ON et isolation supérieure à 20 dB) sur une plage de fréquence allant jusqu'à 67 GHz.

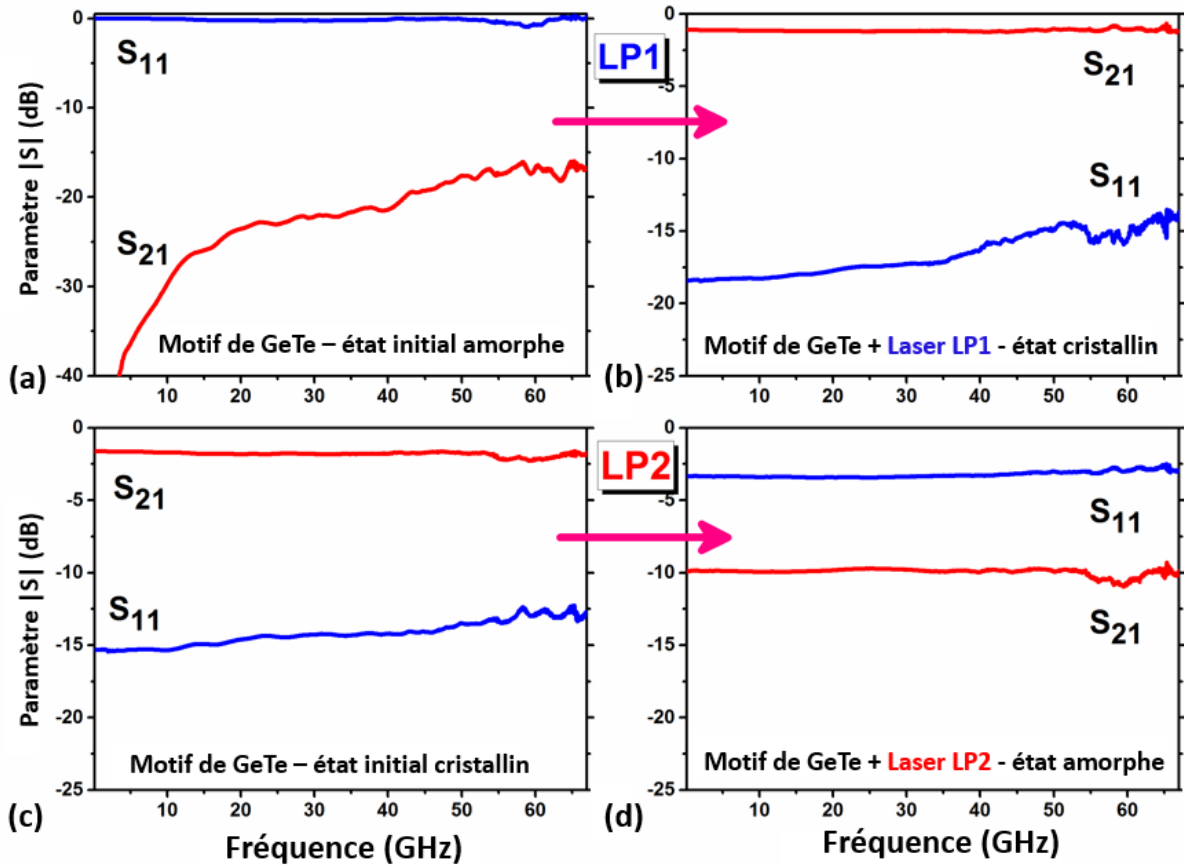


Figure 80 Paramètres S mesurés des commutateurs RF-PCM (avec des motifs de GeTe de 40 μm) contrôlés optiquement avec des impulsions laser de type LP1 et LP2. (a) Etat amorphe obtenu lors du dépôt. (b) Etat cristallin après l'application d'une impulsion LP1. (c) Etat cristallin obtenu par chauffage direct. (d) Etat amorphe après l'application d'une impulsion LP2.

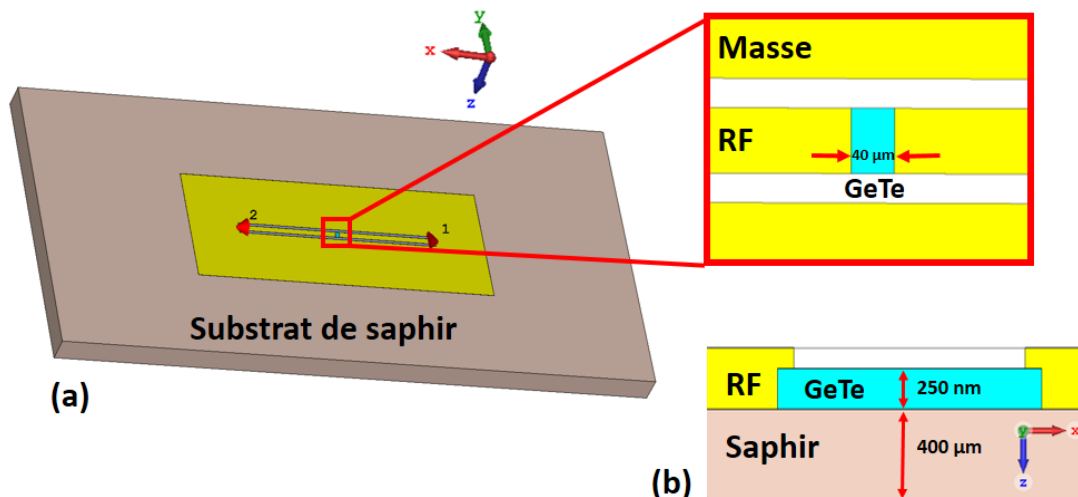


Figure 81 : (a) Topologie du commutateur RF-PCM intégrant un motif de GeTe de 40 μm de longueur entre les deux parties de la ligne de signal du CPW en utilisant un substrat de saphir de 250 μm d'épaisseur. (b) Coupe transversale du commutateur.

Afin de remonter à la conductivité et la permittivité électrique dans la plage de fréquences entre 20 GHz et 40 GHz, la simulation électromagnétique de ces dispositifs a été réalisée à

l'aide du logiciel CST Studio Suite. La Figure 81 (a et b) montre une vue globale de la topologie du commutateur simulé et une coupe transversale du dispositif intégrant le motif de GeTe de 40 μm de longueur et une épaisseur de 250 nm. La Figure 82 et la Figure 83 illustrent l'évolution des paramètres d'isolation et de transmission simulés et mesurés du commutateur RF-PCM pour le motif de GeTe à l'état amorphe et cristallin respectivement.

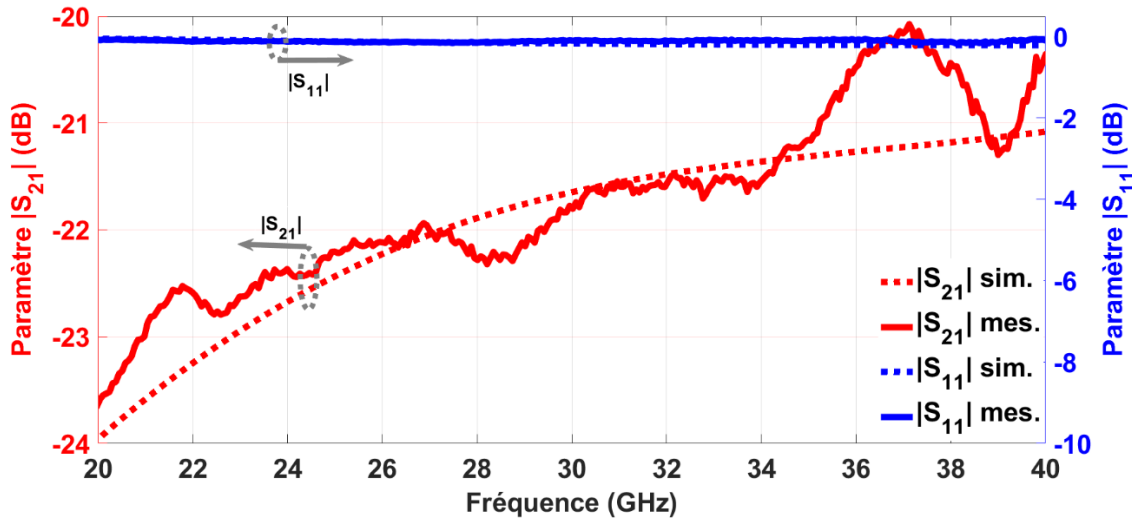


Figure 82 : Mesures et simulations des paramètres S (isolation à l'état OFF) pour un commutateur RF-PCM avec un motif de GeTe de 40 μm de longueur à l'état amorphe.

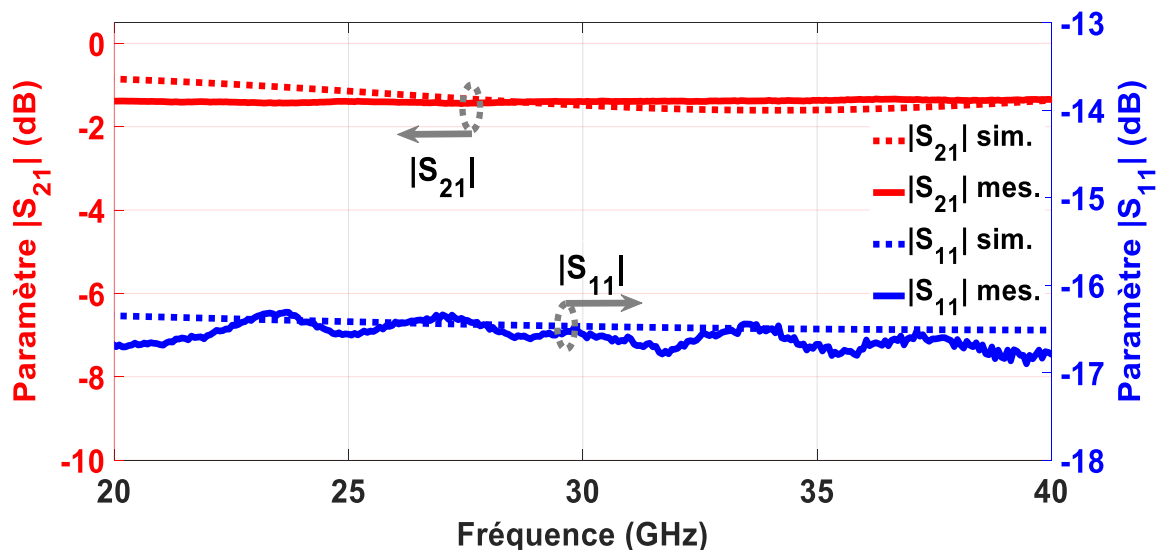


Figure 83 : Pertes d'insertion (transmission S_{21} à l'état ON) mesurées et simulées d'un motif de GeTe de 40 μm de longueur à l'état cristallin.

A partir des résultats de simulations électromagnétiques et de leur comparaison avec ceux obtenus expérimentalement, nous pouvons déduire les propriétés du GeTe dans ses deux états (Tableau II-4) aux fréquences de travail des prochains dispositifs antennaires fonctionnant dans le domaine des ondes millimétriques.

Des réalisations ont également été faites sur un substrat d'alumine. Ce dernier présente des propriétés diélectriques et des performances thermiques similaires à celles du saphir, le rendant parfaitement adapté pour l'intégration du GeTe pour des applications RF. Plusieurs tests d'irradiation laser ont été réalisés sur des couches minces (250 nm et 500 nm d'épaisseur) de GeTe fabriquées sur alumine et démontrent des valeurs de conductivité du

GeTe dans les états amorphe et cristallin similaires à celles qui ont été montrées dans le Tableau II-2. Les commutateurs RF-PCM sur un substrat d'alumine présentent donc des performances très proches de celles qui ont été décrites précédemment sur le substrat de saphir.

Tableau II-4 : Paramètres électriques du GeTe entre 20 et 40 GHz.

<i>Matériau</i>	<i>Conductivité électrique (S/m)</i>	<i>Permittivité relative</i>
<i>GeTe cristallin</i>	$4,1 \times 10^5$	1
<i>GeTe amorphe</i>	5	63

II.3.4. Fiabilité du changement de phase du GeTe en utilisant l'irradiation optique.

Un autre paramètre essentiel dans l'évaluation des propriétés des PCM et des dispositifs les intégrant est la capacité à réaliser plusieurs cycles de commutation entre les états amorphe et cristallin du matériau. Autrement dit, il faut tester la commutation réversible et reproductible des dispositifs à base de PCM. Ces tests de changements multiples de phase sur les films de GeTe déposés par pulvérisation cathodique ont été réalisés en les irradiant successivement avec des impulsions laser correspondant aux changements de phase amorphe-cristallin (LP1) et cristallin-amorphe (LP2).

- **Endurance des films de GeTe sur saphir**

Les valeurs de la résistance carrée mesurées par la méthode quatre pointes d'un film de GeTe de 500 nm d'épaisseur déposé sur un substrat de saphir après l'application à atmosphère ambiante d'une série d'impulsions laser successives de type LP1/ LP2 sont présentées sur la Figure 84.

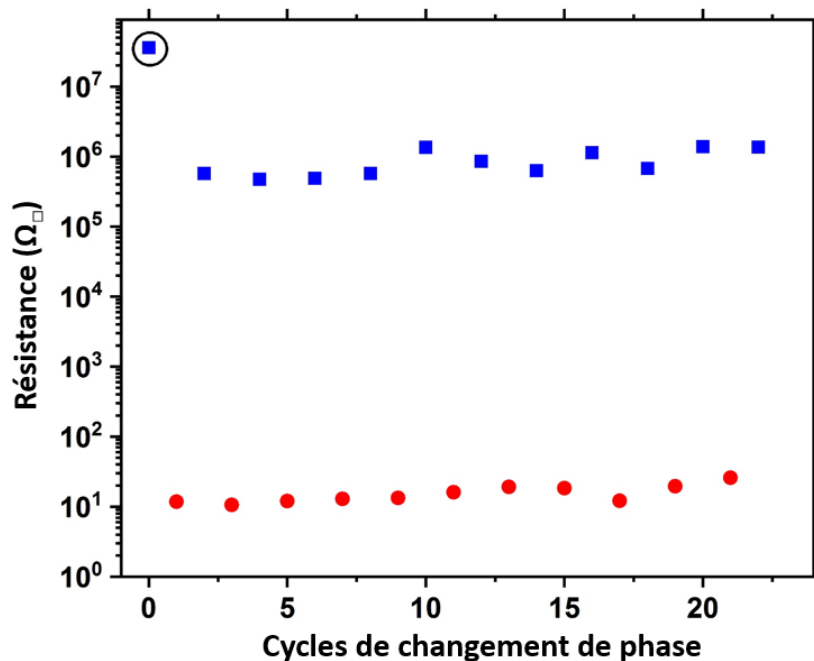


Figure 84 : Résultats de l'endurance d'un film de GeTe (500 nm) sur un substrat de saphir suite à l'application à atmosphère ambiante des impulsions laser LP1 et LP2 permettant le changement de phase successif entre l'état amorphe et l'état cristallin.

Ce nombre de cycles est éloigné de ce que l'on peut trouver dans la littérature rapportant 10^8 à 10^{12} cycles de changement de phase atteint lors de tests sur des prototypes de cellules de mémoire [129], [130], [134] où les diamètres des électrodes de commande sont de l'ordre de la dizaine de nm et les épaisseurs des films PCM sont bien en-dessous de 300 nm. Il faut préciser que les épaisseurs et les dimensions des films utilisés dans nos travaux sont supérieures à celles rapportées dans la littérature (où des petits volumes de PCM permettent un meilleur confinement thermique) et que les couches de GeTe sont exposées à l'atmosphère ambiante, sans couche de passivation, généralement employée dans les dispositifs soumis à des tests de fiabilité. En conséquence, les énergies des impulsions nécessaires pour l'amorphisation (pour atteindre la température de fusion du PCM) sont supérieures, ce qui peut induire une dégradation progressive du film jusqu'à une possible ablation provoquée par le faisceau laser. Même si l'impulsion est appliquée pendant quelques ns, l'effet cumulatif et répétitif peut générer des défaillances structurales telles que le délaminage, l'apparition de fissures dans la couche ou même des modifications locales de la stœchiométrie du matériau dues à la ségrégation ou l'inter diffusion sélective des atomes constituant le matériau [205], [206]. En effet, lors de chaque cycle de transition de phase, le film de PCM atteint des températures supérieures à la température de fusion, cela signifie que l'arrangement atomique est modifié à chaque impulsion. Ainsi, le phénomène de ségrégation et la perte du mécanisme de changement de phase peuvent être attribués aux variations volumiques du film dues aux températures élevées, qui provoquent des contraintes mécaniques préjudiciables, des vides ou des modifications locales de la stœchiométrie des matériaux.

Selon certaines études, l'enrichissement en tellure permettra une amélioration des performances d'endurance. Ces résultats pourraient être attribués à la suppression de la ségrégation de Ge. Plus la teneur en germanium est élevée, plus la probabilité de formation de Ge cubique stable au cours des cycles est élevée. La présence de Ge crée des chemins conducteurs, générant un état cristallin bloqué [106].

- **Endurance des films de GeTe sur substrats Rogers**

Les substrats céramiques de Rogers sont largement utilisés de nos jours à l'échelle industrielle dans les bandes de fréquences micro-ondes et ondes millimétriques. Ce matériau à faibles pertes offre une intégration et manipulation plus simple dans la fabrication de circuits par rapport aux matériaux PTFE traditionnels. Il est thermiquement robuste qui le rend compatible avec les soudures sans plomb et présente un faible coefficient d'expansion thermique (CTE) sur l'axe Z pour une qualité fiable dans la réalisation de vias. Structurellement parlant, quand la souplesse de fabrication de circuits multicouches et la faible permittivité diélectrique deviennent une nécessité pour des applications de type antennaires par exemple, ce substrat est en avantage par rapport au saphir, malgré les bonnes performances du GeTe sur ce dernier. C'est pourquoi nous avons envisagé d'effectuer des tests du GeTe sur des substrats de type Rogers dans le but de leur intégration dans des circuits antennaires.

Les cycles de changement de phase d'un film de GeTe de 500 nm d'épaisseur déposé sur un substrat de Rogers (RO4003C), après l'application à l'atmosphère ambiante d'une série d'impulsions laser UV successives, sont présentés sur la Figure 85. Les valeurs de la résistance carrée sont les résultats de mesures utilisant la méthode des quatre pointes. On remarque que le contraste électrique des premiers cycles amorphe-cristallin est supérieur à 5 ordres de grandeurs. Cependant, une diminution du contraste de résistance électrique entre les deux états apparaît au-delà, signe que le film de GeTe n'est plus dans un état amorphe optimal.

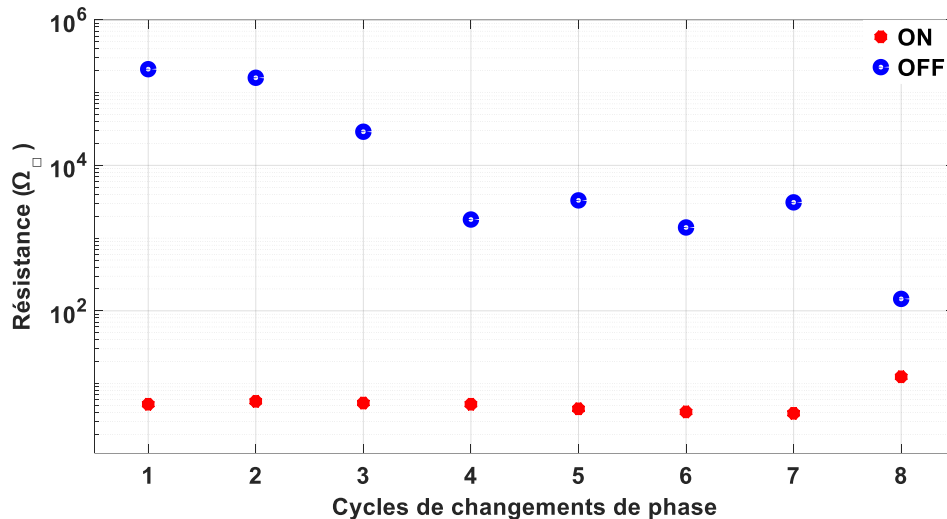


Figure 85 : Endurance d'un film de GeTe (500 nm) sur un substrat de RO4003C suite à l'application à atmosphère ambiante des impulsions laser UV permettant les changements entre les états amorphes et cristallins.

On peut noter aussi que le nombre de cycles ainsi que les contrastes électriques entre les deux états sont inférieurs à ceux mesurés précédemment pour les films de GeTe déposés sur saphir. Effectivement, la rugosité de la surface du saphir est plus basse que celle du Rogers. Des études montrent que les inhomogénéités de surface des couches minces affectent considérablement la conductivité électrique des films [207], [208].

D'autre part, un certain nombre de recherches ont mis en évidence une diminution de la diffusion thermique effective avec la rugosité et d'une manière générale, il ressort de ces études que la rugosité affecte la réponse thermique du matériau [209]–[211], et par conséquent la réalisation des changements de phase du PCM devra se faire avec des énergies supérieures. D'autres imperfections, comme par exemple, la présence d'oxygène, même à faible pourcentage atomique, peut provoquer à long terme des défaillances (oxydation de la couche et détérioration de ses propriétés de commutation).

Un autre facteur qui pourrait expliquer une détérioration rapide de l'endurance du matériau GeTe est la conductivité thermique du substrat utilisé (RO4003C ; 0,6 ~ 0,7 W/ (m*K)), qui est inférieure à celle des substrats de saphir (23 ~ 42 W/ (m*K)) et d'alumine (12 ~ 39 W/ (m*K)). En effet, sur les substrats de RO4003C, la chaleur n'est pas très rapidement évacuée à travers le substrat après l'application des impulsions laser sur la surface du PCM, ne générant pas les hypertrempe nécessaires pour obtenir une phase amorphe très résistive. Pour atténuer ce problème, une couche diélectrique dissipatrice de chaleur peut être introduite entre le substrat et le PCM, couche qui peut avoir une conductivité thermique nettement supérieure à celle du substrat [212]. Le dépôt de cette couche d'évacuation thermique, comme par exemple le nitrure d'aluminium (AlN - compatible avec les processus de microfabrication en salle blanche), avec une conductivité entre 10 et 50 W/ (m*K), permettrait une vitesse de trempe thermique appropriée dans le mécanisme d'amorphisation, malgré la faible conductivité thermique du substrat RO4003C utilisé [213].

Un autre facteur majeur influençant d'une manière importante la fiabilité du changement de phase des PCM est la manière de réalisation des irradiations laser. Elles ont été réalisées dans notre cas à atmosphère ambiante ce qui permet au matériau en fusion lors de l'étape de transformation vers la phase amorphe d'interagir avec l'oxygène de l'air et de créer des

composés oxydes relativement stables ne possédant pas les caractéristiques des matériaux PCM. Ce phénomène peut être évité en isolant le film de PCM de l'atmosphère environnante, en déposant sur sa surface une couche fine de diélectrique, chimiquement neutre et avec une bonne transmission aux longueurs d'ondes des lasers utilisés pour les expériences de commutations optiques. En utilisant des concepts similaires à ceux développés pour la conception des disques (DVD/CD) réinscriptibles [111], [214]–[216], cette couche de protection (SiO₂, ZnS, AlN) permettra également de jouer le rôle d'un film antireflet à la longueur d'onde d'irradiation, diminuant ainsi largement l'énergie optique nécessaire pour les changement de phase dans la couche active de PCM.

- **Evolution de la cristallisation du GeTe dans le temps (vieillessement)**

La stabilité des propriétés dans le temps des PCM dans un état donné (amorphe ou cristallin), constitue un autre paramètre important à prendre en considération pour l'intégration de ces matériaux dans des applications RF fiables. Dans cette perspective, nous avons étudié brièvement la cristallisation du GeTe par irradiation laser directe (à atmosphère ambiante et sans l'utilisation de couches de passivation sur les films) et déposé sur différents substrats (RO4003C, saphir et silice).

Comme indiqué sur le Tableau II-5, le film de GeTe (500 nm d'épaisseur) déposé sur le substrat de RO4003C était à l'état initial amorphe (tel que déposé) avec une résistance carrée de 1 MΩ (mesuré avec la technique de mesure avec 4 pointes). Ce film a été irradié (avec les impulsions LP1) plusieurs jours (J) après le dépôt. Les résultats montrent la cristallisation consécutive du matériau dans tous les tests réalisés avec des valeurs de résistances assez proches et par conséquent une bonne stabilité chimique au cours du temps de cette couche. Bien évidemment, cette étude pourra dans le futur être étendue à des périodes plus longues (des années) afin d'évaluer plus précisément la dégradation dans le temps des propriétés dans chaque état, tout en analysant l'évolution de la composition du film ainsi que les variations de l'énergie nécessaire pour les changements de phase.

Tableau II-5 : Résistances carrées enregistrées au cours du temps après la cristallisation laser d'un film de GeTe amorphe (lors du dépôt) sur substrats de type Rogers après plusieurs jours de la date du dépôt.

<i>Temps de vieillissement</i>	<i>J</i>	<i>J+1</i>	<i>J+2</i>	<i>J+5</i>	<i>J+8</i>	<i>J+35</i>
<i>Résistance (Ω_c)</i>	9	6,7	8,3	7	8,7	8,8

En conclusion, lors de l'analyse de la fiabilité des couches minces de PCM, les substrats doivent présenter en général certaines qualités telles que l'inertie chimique par rapport aux films déposés, une bonne stabilité mécanique et une compatibilité avec les processus de dépôt, de traitement et de gravure chimique nécessaires à l'utilisation et à l'intégration des films PCM. La nature, les propriétés thermiques et l'état de surface des substrats sont importants car ils influencent dans une certaine mesure les propriétés du film et le processus de commutation. Cependant, comme mentionné précédemment ainsi que dans le chapitre à venir, la sélection des substrats dépend également de l'application visée et du dispositif final intégrant les PCM. Par exemple, pour des applications de type antennaires, les valeurs de permittivité électrique du substrat jouent un rôle important dans le design et les performances de l'antenne. D'autre part, le substrat doit présenter une compatibilité avec certains processus

mécaniques, comme l'intégration de connecteurs ou des vias liés au bon fonctionnement du dispositif antennaire.

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les techniques de réalisation et les caractérisations des couches minces de GeTe dont le principe de fonctionnement est basé sur la transformation de phase amorphe-cristallin (isolant-métal).

Dans un premier temps nous avons mis en évidence les différentes méthodes utilisées pour le dépôt de couches minces de matériaux. Parmi les différentes techniques de dépôt physique en phase vapeur (PVD), nous avons adopté dans notre travail de thèse la pulvérisation cathodique magnétron pour les dépôts de films de GeTe ; une technique largement utilisée à l'échelle industrielle qui permet l'obtention de films de qualité avec une bonne adhérence à des températures compatibles avec les procédés CMOS (< 400°C). Ensuite nous avons présenté l'influence de différents facteurs (pression, température, vitesse de dépôt et distance entre la cible et le porte substrat) sur la croissance et la qualité des couches minces de PCM, ce qui nous a permis d'optimiser et de fixer les paramètres pour le dépôt des films de GeTe dans notre laboratoire.

Nous avons dédié un sous-chapitre au changement de phase des couches minces de PCM obtenues par pulvérisation magnétron DC dans une atmosphère inerte d'argon. Tout d'abord, nous avons abordé la cristallisation par chauffage direct, afin de comparer les températures de cristallisation et les résistances à l'état final (cristallin) entre le GeTe et le GST ($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) et avec la variation de la stœchiométrie de la composition du GeTe (GeTe (50:50) et GeTe (40:60)). De ces analyses, nous avons corroboré notre choix pour le GeTe pour les applications RF développées dans nos travaux, car la résistance à l'état cristallin est plus faible que celle du GST, comme mentionné dans le chapitre précédent. Nous avons également conclu que les compositions hors-stœchiométriques riches en Ge ou Te, ou encore avec l'ajout de certains dopants (oxygène, azote ou carbone), bien que pouvant être utilisées pour des applications spécifiques où une amélioration des propriétés de tenue en température est exigée, peuvent aussi dégrader les propriétés globales du matériau pour des applications en RF (température de cristallisation et résistance à l'état cristallin élevées ou une augmentation de la rugosité moyenne de la surface). Par conséquent, nous avons choisi une composition GeTe (50:50) en vue de l'intégration des PCM pour les applications antennaires qui seront décrites dans le chapitre suivant.

L'impossibilité des changements de phase réversibles avec le chauffage direct (température d'amorphisation élevée suivi d'un refroidissement rapide) nous oriente sur la commutation optique des films de PCM. De plus, les impulsions laser diminuent le temps de commutation entre deux états (vitesses de chauffage et de refroidissement supérieures à 10^9 K/s) et l'irradiation directe simplifie le processus de fabrication des dispositifs. Dans un premier temps, nous avons utilisé une source laser excimère KrF*, des impulsions laser courtes (30 ns) de longueur d'onde de 248 nm, qui permettent la commutation des films de GeTe sur de grandes surfaces (15 mm x 5 mm) mais aussi sur des zones localisées en utilisant des masques de proximité. Des tests de commutations successives et répétitives entre les deux états du matériau ont été réalisés sur des substrats de saphir avec des valeurs de conductivité de 3,5 S/m et $3,1 \times 10^5$ S/m dans les états amorphe et cristallin respectivement. Ensuite, pour une intégration plus compacte dans des applications RF, des tests de commutation optique des films de GeTe (sur saphir) ont été effectués en utilisant une source diode laser opérant en

infrarouge (980 nm) dont le faisceau est guidé par des fibres optiques jusqu'aux voisinages des motifs de PCM. En effet, le schéma d'activation optique, utilisant le laser excimère massif est difficile à implémenter pour un fonctionnement in-situ pour des applications pratiques de type antennaire, filtres ou des commutateurs micrométriques. Bien que les expériences réalisées avec le système d'irradiation par fibre optique démontrent sa faisabilité (changements de phase réversibles entre deux états), les méthodes d'intégration dans le circuit de commande d'une antenne (ou filtres ou commutateurs) ne sont pas encore optimisées pour la commutation optique in-operando des PCM. De plus, la taille limitée du faisceau de la source diode laser fibrée limite le changement de phase à des dimensions très localisées (une dizaine de μm). Ainsi, pour la suite de nos travaux, nous avons utilisé exclusivement la commutation optique des films de GeTe avec la source laser excimère UV.

Nous avons intégré des couches minces de GeTe dans des dispositifs de commutation planaires à deux terminaux en utilisant un processus de fabrication relativement simple en salle blanche. En utilisant des topologies de guides d'onde coplanaires, les deux parties de la ligne de signal sont reliées par un motif GeTe (de différentes longueurs), pour former un commutateur RF à deux terminaux. Ces dispositifs, avec de bonnes performances RF dans les deux états (ON/OFF) et réalisés sur du saphir, nous ont permis de remonter aux propriétés électriques (conductivité et permittivité) du GeTe dans le domaine des ondes millimétriques (20-40 GHz) par des rétro-simulations électromagnétiques à l'aide du logiciel CST Studio Suite. Ces propriétés seront utilisées dans le chapitre suivant pour la conception et la réalisation d'antennes reconfigurables.

La dernière partie de ce chapitre a été dédiée à l'étude de la fiabilité du changement de phase (à plusieurs cycles et dans le temps) en utilisant l'irradiation optique directe sur les films. En effet, un paramètre essentiel dans l'évaluation des dispositifs reconfigurables intégrant des PCM est la capacité à réaliser plusieurs cycles de commutation entre les états amorphe et cristallin du matériau. Des essais ont été réalisés avec des films de 500 nm d'épaisseur sur des substrats de saphir et de type Rogers. Même si le nombre de cycles de changement de phase illustré dans nos travaux (~ 20) est éloigné de ce que l'on peut trouver dans la littérature ($> 10^8$), il faut préciser que les volumes de PCM que nous avons commutés sont bien supérieurs aux dispositifs nanométriques usuellement utilisés pour ce type de tests et que les conditions d'irradiations (atmosphère ambiante, sans couche de protection/ passivation) induisent par conséquent une dégradation progressive du matériau.

A partir des résultats obtenus dans ce chapitre, nous allons exploiter, dans le chapitre suivant, le changement de conductivité des matériaux à changement de phase lors de leur commutation optique pour réaliser des antennes reconfigurables dans le domaine des ondes millimétriques.

Chapitre III : Antennes reconfigurables intégrant les matériaux à changement de phase

Chapitre III. Antennes reconfigurables intégrant les matériaux à changement de phase

III.1. Introduction

La nécessité croissante de fournir des systèmes antennaires capables de couvrir plusieurs standards de communications et de s'adapter à des environnements variables tout en répondant à l'augmentation du trafic de données, a développé l'intérêt de concevoir des antennes capables d'accorder de manière dynamique leurs caractéristiques de fonctionnement (fréquence, polarisation et/ou rayonnement).

Dans cette perspective, ce chapitre sera consacré à la conception et à l'étude de plusieurs antennes reconfigurables dans le domaine millimétrique intégrant les matériaux à changement de phase et en utilisant l'activation optique de leur changement d'état. Nous commencerons par présenter une antenne patch composite GeTe-métal fonctionnant aux ondes millimétriques (24-30 GHz) et reconfigurable en fréquence par la modification de la longueur effective de l'élément rayonnant par l'application d'impulsions laser successives.

Ensuite, nous présenterons l'intégration du GeTe dans la structure d'une antenne fonctionnant autour de 30 GHz et qui est conçue pour rayonner trois polarisations différentes : une polarisation linéaire (LP), une polarisation circulaire gauche (LHCP) et une polarisation circulaire droite (RHCP). Le dispositif est basé sur une antenne patch conventionnelle excitée par une ligne microruban, avec le matériau GeTe intégré aux quatre coins du patch en tant qu'éléments de perturbations. Le changement de phase entre les états isolant (OFF) et métallique (ON) de ce matériau est contrôlé par son irradiation directe à l'aide d'impulsions laser UV courtes et permet la reconfigurabilité de l'antenne en polarisation. Utilisant le même mécanisme et principe de reconfiguration, un deuxième prototype reconfigurable en polarisation sera analysé dans le but d'améliorer la largeur de la bande de fréquence de fonctionnement où le taux d'ellipticité est minimal et d'augmenter gain du dispositif.

Ces antennes ont été simulées, réalisées et mesurées au sein de notre laboratoire et les résultats seront montrés dans la suite.

III.2. Antenne reconfigurable en fréquence fonctionnant dans le domaine millimétrique

III.2.1. Configuration et étude électromagnétique de l'antenne

Il existe différents types d'antennes pour lesquelles la configuration (planaire, volumique), le type d'excitation ou les matériaux utilisés affectent les caractéristiques de fonctionnement. Dans notre recherche d'intégration de PCM pour concevoir des antennes reconfigurables, une antenne patch rectangulaire sera choisie dans un premier temps.

Des différentes façons d'alimenter une antenne patch (sonde coaxiale, ligne microruban, ligne coplanaire, etc...), la ligne coplanaire présente l'avantage d'avoir une faible dispersion et de faibles pertes de rayonnement, une fabrication facile et une bande passante plus large [217]. Les deux premiers critères sont un atout recherché lorsque la transmission d'une onde électromagnétique doit être faite dans des gammes de fréquence supérieures à 20 GHz.

Comme montré dans le chapitre 2, les caractéristiques du GeTe sont très intéressantes lorsque le substrat sur lequel il est déposé est de type saphir ou alumine (Al_2O_3). Cette première antenne est donc conçue sur un substrat d'alumine (Figure 86 (a)) et l'ordre de

grandeur de sa bande passante en adaptation sur son premier mode (TM_{01}) est donnée par [64]:

$$BW = \frac{96 \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu'}} \frac{h}{\lambda_0}}{\sqrt{2}(4 + 17\sqrt{\epsilon_r \mu'})} \quad (16)$$

Avec h l'épaisseur du substrat, ϵ_r la permittivité relative du substrat (ici 9,9 pour l'alumine), μ' la partie réelle de la perméabilité du substrat qui dans le cas d'un matériau purement diélectrique est égale à 1 et λ_0 la longueur d'onde dans le vide.

Même si cette expression ne prend pas en compte les pertes du matériau, elle donne une idée de la bande passante minimale d'une antenne patch. Ainsi, pour un substrat d'alumine d'une épaisseur de 400 μm , la bande passante n'est que de 1,3 % autour de 27 GHz.

Afin d'augmenter la largeur de la bande passante du dispositif sans changer le substrat utilisé (permittivité et épaisseur), l'idée a été ici de créer une nouvelle résonance, proche de celle de l'antenne patch, et d'adapter l'antenne entre les deux résonances. Pour cela, il existe plusieurs méthodes référencées dans la littérature, comme l'intégration d'une fente sur le toit du patch, le rajout d'un second patch ou de patchs parasites, entre autres [218].

Dans notre cas, une nouvelle résonance est créée par l'ajout d'un résonateur en forme de T à la terminaison de la ligne d'excitation coplanaire de 50 Ω gravée dans le plan de masse de l'antenne (Figure 86 (b)). Il a l'avantage de ne pas agrandir les dimensions de l'antenne, de ne pas rayonner et de faire partie intégrante du dispositif d'excitation de l'antenne. D'autre part, ce type d'excitation permet d'éviter de passer par une excitation classique de type sonde coaxiale qui nécessiterait le perçage du substrat, chose qui n'est pas évidente pour un substrat tel que de l'alumine et qui rajouterait donc un surcoût.

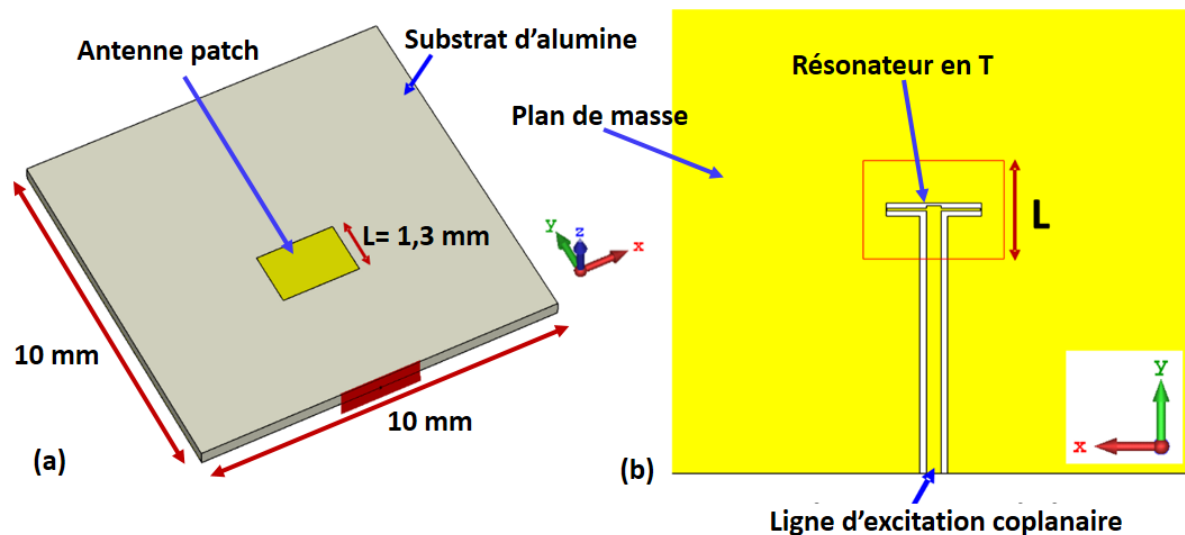


Figure 86 : (a) Conception 3D de l'antenne patch. (b) Image de la face arrière avec la ligne d'excitation coplanaire terminée par un résonateur en forme de T.

Pour sa part, la longueur L du patch est inversement proportionnelle à la fréquence de résonance du mode fondamental TM_{01} de l'antenne qui est définie par l'équation :

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

Avec c la vitesse de la lumière et ϵ_r la permittivité diélectrique relative du substrat d'alumine.

Afin de comprendre le fonctionnement de cette antenne, la longueur de l'antenne patch est fixée à $L = 1,3$ mm et sur la Figure 87 (a) sont représentées les parties réelle et imaginaire de l'impédance du dispositif antennaire. Deux résonances distinctes sont visibles : celle du résonateur en T autour de 24.5 GHz et celle du mode TM_{01} du patch autour de 28 GHz. Dans ce cas, l'antenne est adaptée autour de 26,5 GHz avec une bande passante en adaptation de 4 % (Figure 87 (b), courbe rouge). Le résonateur en T a ainsi permis de passer de 1,3 % de bande passante à 4% et le diagramme de rayonnement ne sera pas perturbé puisqu'il reste celui d'un patch sur toute la bande d'adaptation avec un gain réalisé de 5,1 dBi (Figure 88).

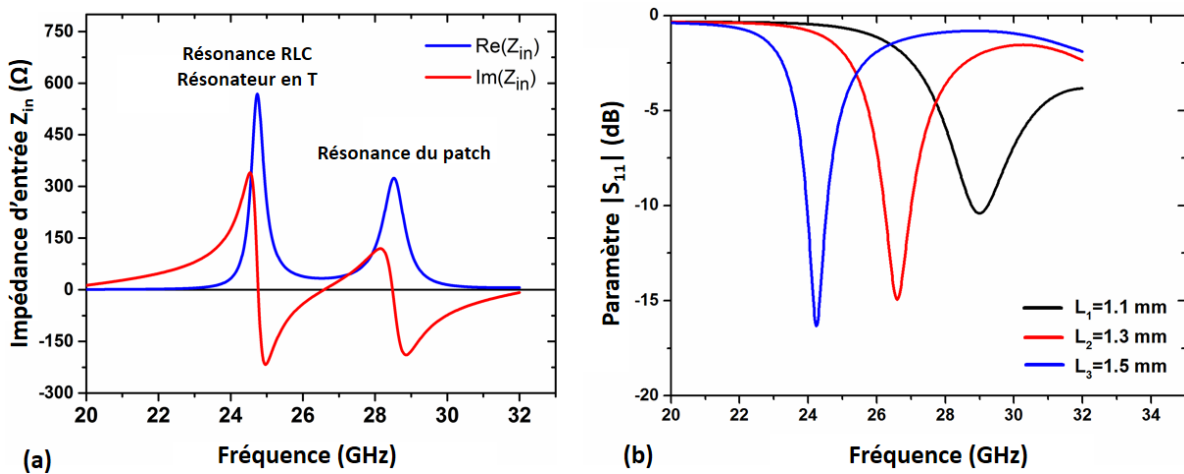


Figure 87 : (a) Simulation de l'impédance d'entrée de l'antenne (parties réelle et imaginaire) pour une longueur du patch $L=1,3$ mm. (b) Résultats de simulation des paramètres $|S_{11}|$ de l'antenne patch pour différentes longueurs de patch métalliques ($L_1-L_2-L_3$).

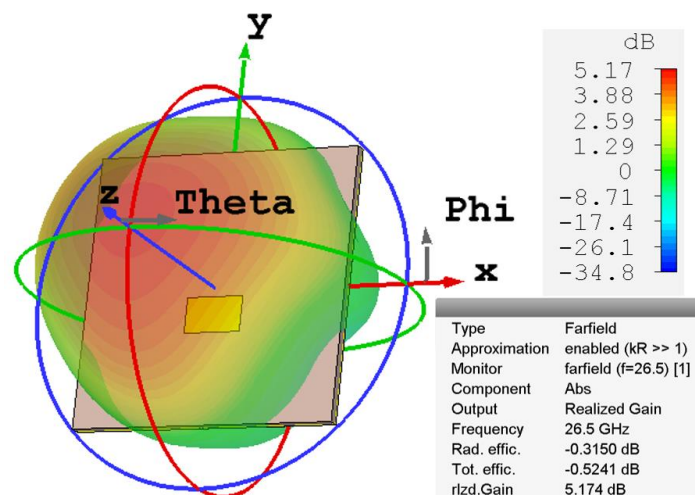


Figure 88 : Diagramme de rayonnement de l'antenne patch métallique de longueur 1,3 mm à 26,5 GHz.

Afin de rendre l'antenne reconfigurable en fréquence, l'intégration de matériaux PCM et leur activation optique nous permettent de proposer un concept pratique, à savoir le changement de la longueur L du patch, à condition que celui-ci soit fabriqué de manière hybride, en

intégrant une partie métallique fixe et du GeTe. En modifiant l'état du GeTe (cristallin/métallique ou amorphe/isolant), la fréquence de résonance liée au patch hybride variera, permettant ainsi l'adaptation du dispositif globale sur une fréquence de fonctionnement spécifique.

Ainsi, la fonction d'agilité de l'antenne est réalisée par un patch composite conçu avec un motif central métallique (en or de longueur 1,1 mm) et des motifs de GeTe de chaque côté (pour une longueur totale de 1,5 mm). La transformation des motifs de GeTe entre les états amorphe et cristallin par des impulsions laser permettra au patch composite de changer sa dimension effective de 1,1 mm (avec le GeTe amorphe) à 1,5 mm (GeTe cristallin ou métallique), et par conséquent de modifier la fréquence de travail du dispositif antennaire. Les paramètres $|S_{11}|$ simulés à l'aide du logiciel CST Studio Suite sont présentés sur la Figure 89, pour des longueurs de patch $L_1 = 1,1$ mm (GeTe amorphe), $L_2 = 1,3$ mm (GeTe partiellement cristallisé) et $L_3 = 1,5$ mm (GeTe cristallin). Le GeTe a été simulé à partir des valeurs de conductivité et permittivité dans les deux états obtenus par les mesures et rétro-simulations des commutateurs sur des substrats de saphir présentés dans le chapitre précédent.

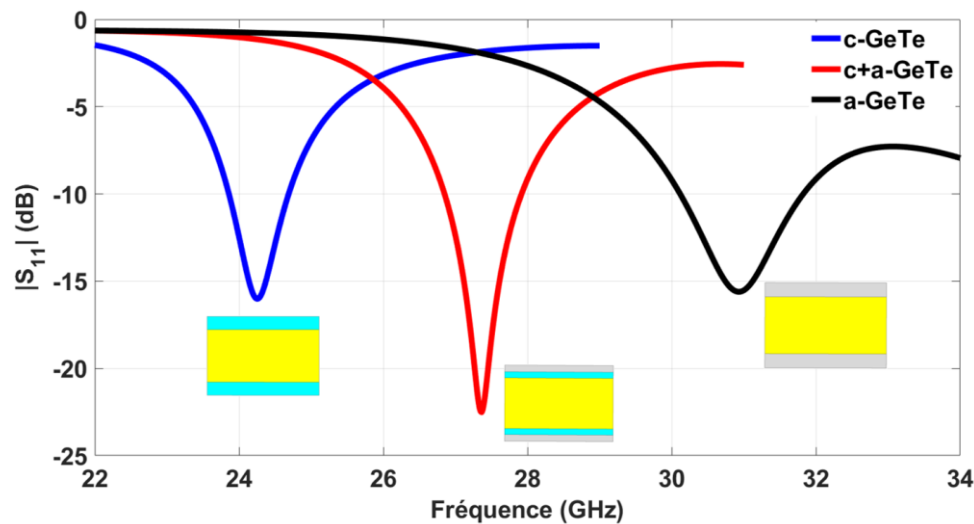


Figure 89 : Résultats de simulation des paramètres $|S_{11}|$ de l'antenne patch pour différents états des motifs de GeTe : c-GeTe (GeTe cristallin), c+a-GeTe (GeTe partiellement cristallisé) et a-GeTe (GeTe amorphe).

III.2.2. Réalisation du prototype intégrant les motifs de GeTe

Les éléments métalliques de l'antenne (Ti/Au de 20/200 nm d'épaisseur) ainsi que les motifs de GeTe (200 nm d'épaisseur) ont été fabriqués sur un substrat d'alumine (10 mm x 10 mm) de 400 μm d'épaisseur (Figure 90) en utilisant des techniques de micro fabrication classiques (photolithographie à deux niveaux des masques d'alignement et dépôts de GeTe et des métallisations Ti/Au). Les motifs amorphes de GeTe (Figure 90 (b)) ont été irradiés en utilisant l'impulsion laser de type LP1 avec un masque de contact afin de cristalliser des zones bien définies (Figure 90 (c) et (d)). Le changement de couleur des zones de GeTe commutées par le laser, ainsi que leurs mesures de résistance ont prouvé une transformation du matériau à l'état cristallin.

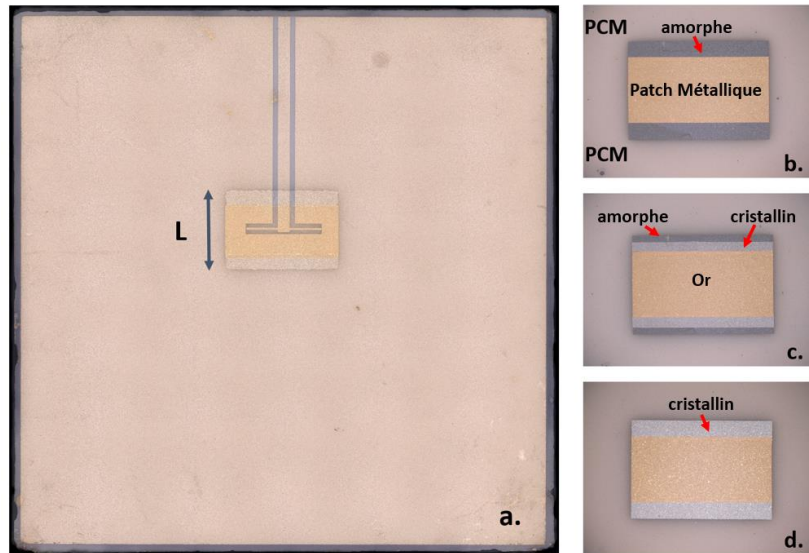
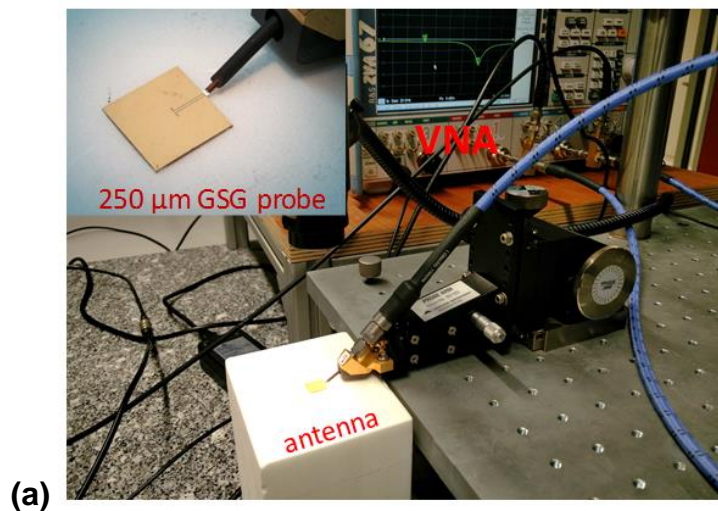


Figure 90 : (a) Image de l'antenne fabriquée avec la superposition en transparence des deux faces opposées. (b) Aperçu du patch composite avec les motifs GeTe amorphes. (c) Motifs de GeTe partiellement cristallisés par commande optique. (d) Motifs de GeTe complètement commutés à l'état cristallin.

III.2.3. Présentation et analyse des résultats

III.2.3.1. Impédance d'entrée et paramètres S

Les paramètres $|S_{11}|$ de l'antenne sont mesurés à l'aide de pointes GSG (Ground-Signal-Ground) possédant un pas de $250 \mu\text{m}$ (Figure 91 (a)) reliées à un analyseur vectoriel de réseau (ZVA Rohde Schwarz). Les réponses du dispositif pour les trois états préparés (décrits sur la Figure 90) démontrent clairement l'agilité fréquentielle de l'antenne (Figure 91 (b)). Le fonctionnement est donc validé mais les fréquences et niveaux d'adaptation diffèrent légèrement des résultats présentés précédemment sur la Figure 89. En effet, dans un premier temps, les propriétés utilisées pour le GeTe étaient celles qui avaient été déterminées par les mesures des films et des commutateurs réalisés sur des substrats de saphir.



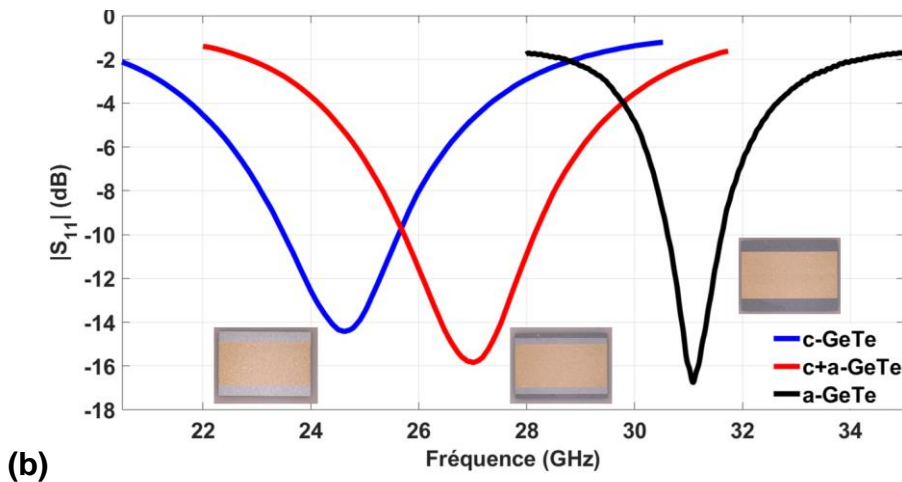


Figure 91 : (a) Dispositif de mesure avec pointes GSG de l'antenne. (b) Paramètres $|S_{11}|$ de l'antenne fabriquée lors du contrôle optique de sa fréquence de résonance.

Ici, un substrat d'alumine a été choisi car il est isotrope et ses caractéristiques sont largement connues dans ces gammes de fréquences, ce qui n'est pas le cas du saphir de type c, qui est anisotrope. En effet, l'antenne patch ayant une résonance de cavité, l'utilisation d'un substrat anisotrope peut complexifier sa conception et introduire des erreurs de simulations, comme la variation de la fréquence de résonance (entre les simulations et les mesures) en fonction du taux d'anisotropie (ϵ_z/ϵ_x), et du diagramme de rayonnement dans les différents plans (E ou H) [219].

Une phase de rétro-simulation a donc été faite afin de déterminer la conductivité du matériau GeTe déposé sur un substrat d'alumine dans cette gamme de fréquences et dans chacun des états amorphe ou cristallin. En effet, des simulations électromagnétiques du dispositif antennaire, faisant varier les valeurs de la conductivité et de la permittivité du GeTe dans chacun de ses états (amorphe et cristallin), ont été réalisées jusqu'à obtenir une coïncidence des résultats de simulations et de mesures. La Figure 92 et la Figure 93 montrent la comparaison entre la rétro-simulation et les résultats de mesure des paramètres $|S_{11}|$ et des impédances d'entrée respectivement.

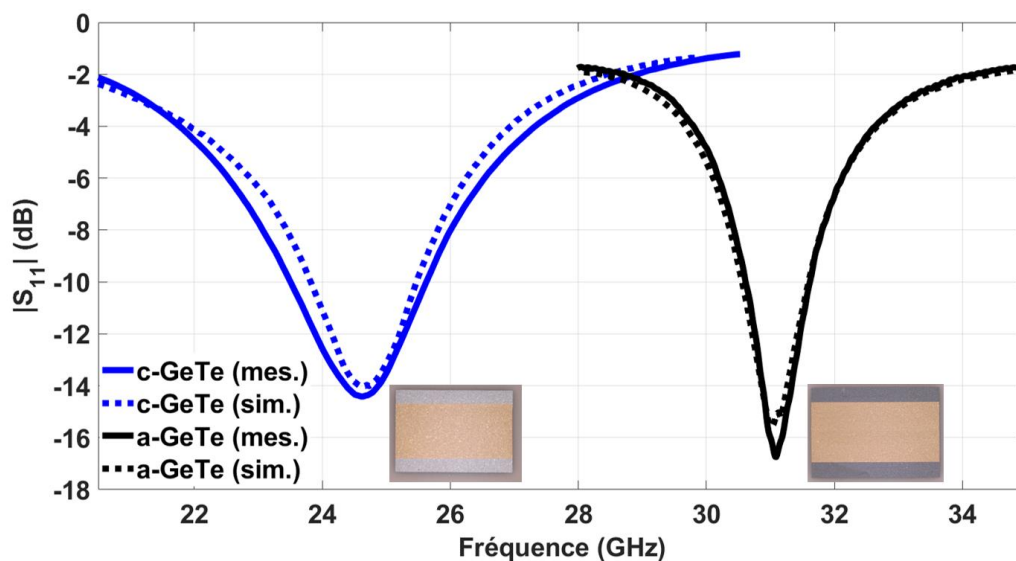


Figure 92 : Paramètres $|S_{11}|$ de l'antenne patch (mesures et retro-simulations) avec les motifs de GeTe à l'état cristallin (c-GeTe avec $L=1,5$ mm) et amorphe (a-GeTe avec $L=1,1$ mm).

Ces résultats sont présentés dans le cas où les motifs de GeTe sont complètement à l'état cristallin (Figure 92 et Figure 93 (a)) ou complètement à l'état amorphe (Figure 92 et Figure 93 (b)).

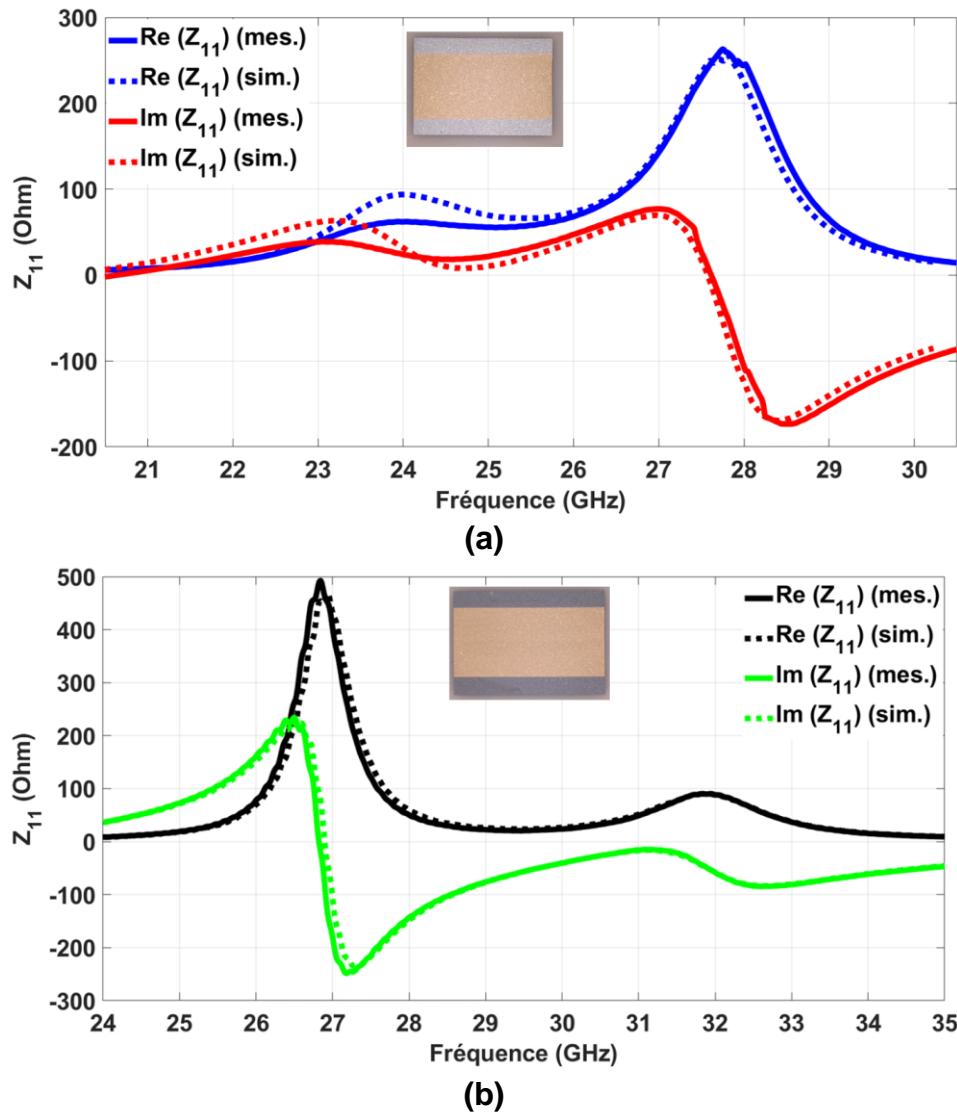


Figure 93 : Résultats des rétro-simulations et des mesures de l'impédance d'entrée de l'antenne (parties réelles et imaginaires). (a) Patch composite avec motifs de GeTe à l'état cristallin (longueur effective du patch $L=1,5$ mm). (b) Patch composite avec motifs de GeTe à l'état amorphe (longueur effective du patch $L=1,1$ mm).

La bonne concordance entre ces simulations et la mesure permet de faire une première évaluation des différents paramètres du GeTe. Ces paramètres sont présentés dans le Tableau III-1.

Tableau III-1 : Paramètres électriques du GeTe dans le domaine de fréquence 20-35 GHz.

Matériau	Conductivité électrique (S/m)	Permittivité relative
GeTe cristallin	2×10^5	1
Gete amorphe	10	63

Cependant, ces paramètres doivent être confirmés par la mesure du diagramme de rayonnement et plus particulièrement de l'efficacité de rayonnement.

III.2.3.2. Reproductibilité de la reconfiguration en fréquence.

Afin de vérifier la reproductibilité du passage d'un état amorphe à un état cristallin et inversement, une succession d'impulsions laser de types LP1 et LP2 a été appliquée. Ainsi, la réponse de l'antenne peut être successivement modifiée entre les deux fréquences extrêmes (~ 31 GHz correspondant au GeTe dans l'état amorphe et ~ 25 GHz correspondant au GeTe à l'état cristallin). La Figure 94 représente les bandes passantes obtenus lors des modifications successives des fréquences de travail de l'antenne, en prenant un critère de $|S_{11}|$ inférieur à -10 dB, en fonction du nombre d'impulsions laser appliquées. Il est à noter que les différents minimums de $|S_{11}|$ obtenus étaient toujours inférieurs à -14 dB pour les différentes mesures.

Cette figure montre ainsi la reproductibilité de la reconfiguration de la fréquence. En effet, des bandes de fréquence communes de 6,7 % autour de 25 GHz et de 0,7 % autour de 30,5 GHz sont obtenues. Il est à noter que les quelques divergences observées entre les différentes mesures des paramètres S peuvent s'expliquer par le fait que ces mesures ont été faites sous pointes avec un dispositif de mesure ne se trouvant pas dans un environnement anéchoïque.

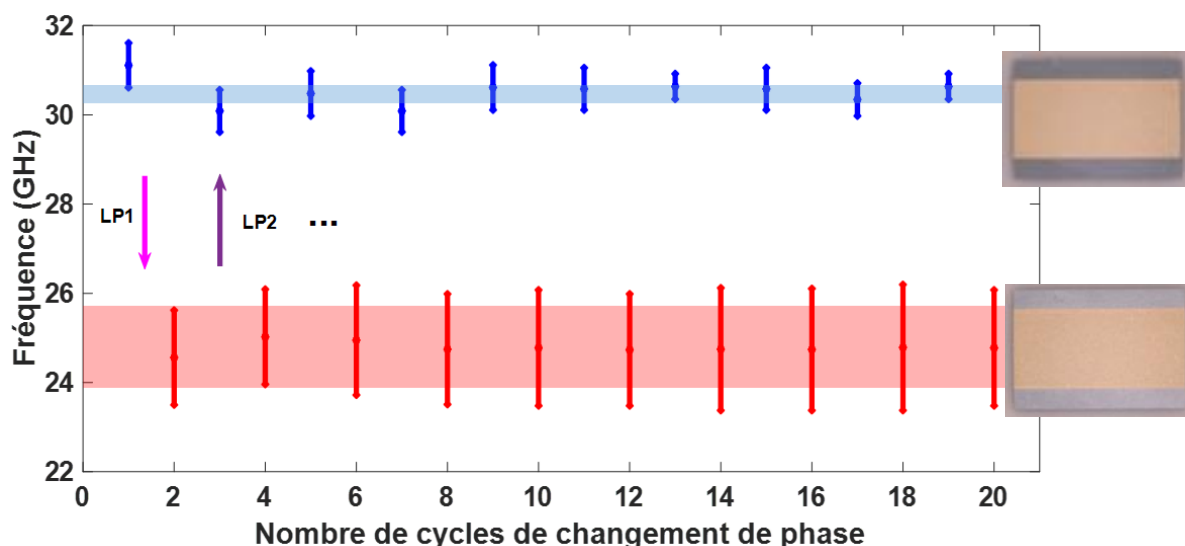


Figure 94 : Fréquences de fonctionnement mesurées ($|S_{11}| < -10$ dB) du dispositif fabriqué lors de l'application successive d'impulsions laser de types LP1 et LP2.

III.2.3.3. Diagramme de rayonnement, efficacité totale et gain.

En prenant en compte les propriétés définies dans le Tableau III-1, le diagramme de rayonnement de l'antenne est tracé lorsque les motifs de GeTe sont à l'état amorphe (Figure 95 (a)) et cristallin (Figure 95 (b)).

Ces résultats obtenus par simulation montrent un gain réalisé maximum autour de 4,8 dBi quel que soit l'état du GeTe, aux fréquences de fonctionnement de l'antenne dans chaque phase. Cependant l'efficacité totale du dispositif se voit plus affectée par la présence du GeTe cristallin (- 1,4 dB) que par le GeTe amorphe (- 0,7 dB).

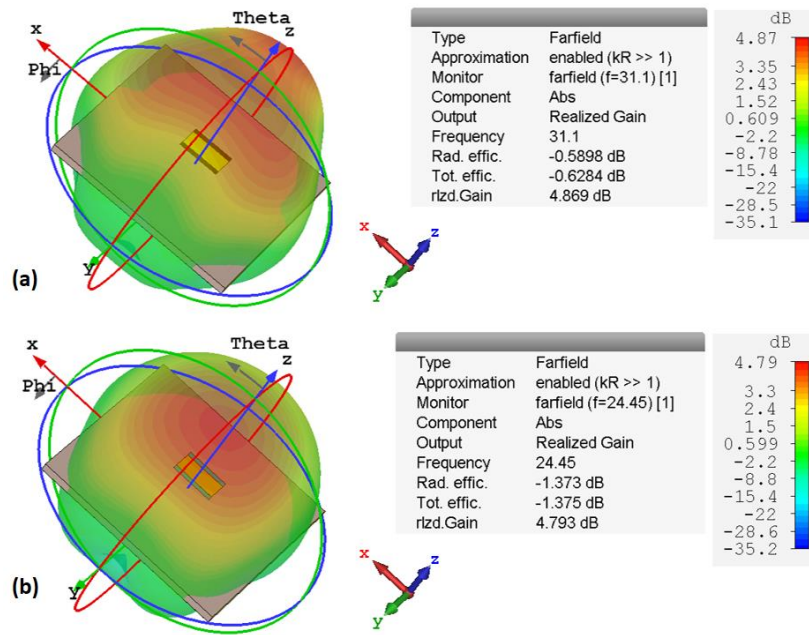
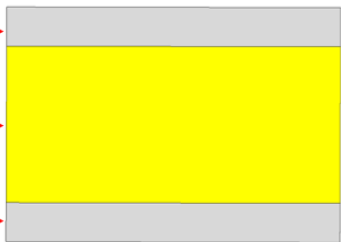
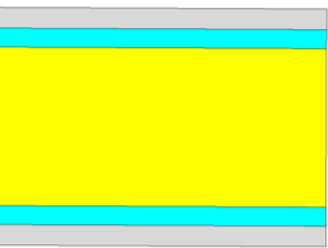
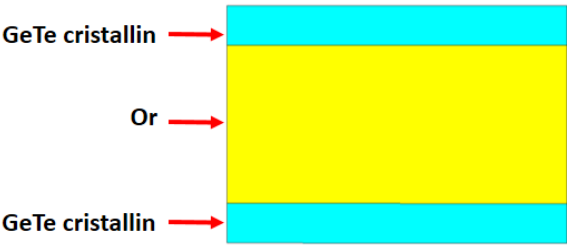
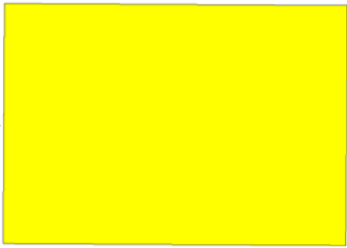


Figure 95 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne avec les motifs de GeTe (a) à l'état amorphe et (b) à l'état cristallin.

Le Tableau III-2 résume les performances des trois configurations de l'antenne intégrant les motifs de GeTe de chaque côté et fait la comparaison avec le cas idéal, c'est-à-dire quand le patch est entièrement en or.

Tableau III-2 : Performances du dispositif antennaire.

Configuration d'antenne	Fréq. de travail	Efficacité tot.
<p>GeTe amorphe →</p> <p>Or →</p> <p>GeTe amorphe →</p> 	31,1 GHz	- 0,7 dB
<p>GeTe amorphe →</p> <p>GeTe cristallin →</p> <p>Or →</p> <p>GeTe cristallin →</p> <p>GeTe amorphe →</p> 	27 GHz	- 1 dB

 <p>GeTe cristallin →</p> <p>Or →</p> <p>GeTe cristallin →</p>	24,5 GHz	- 1,4 dB
 <p>Or →</p>	24 GHz	- 0,8 dB

En réalisant une simulation de l'antenne avec le patch entièrement en or (remplacement du GeTe cristallin par de l'or), nous avons constaté une efficacité totale de -0,8 dB. En effet, lorsque le GeTe est intégré au sein de l'élément rayonnant dans son état cristallin (ayant une conductivité inférieure à celle de l'or ($\sim 3,7 \times 10^7$ S/m), l'efficacité totale du dispositif diminue ($\sim -1,4$ dB). Cependant, nous pouvons remarquer que pour le pire des scénarios, c'est-à-dire lorsque tous les motifs GeTe sont activés à leur état cristallin / métallique, seulement 0,6 dB de pertes sont ajoutées. Ces résultats de simulation auraient mérité d'être validés expérimentalement. Cependant, les mesures en rayonnement à l'aide de pointes GSG ne sont pas réalisables dans notre laboratoire. Des mesures ont pu être faites au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT) à Nice avec un premier prototype dont les épaisseurs d'or et de GeTe étaient en-dessous de l'épaisseur de peau, impliquant ainsi des efficacités de rayonnement faibles (autour de 30 %) et donc bien en-dessous de celles présentées ici mais retrouvables en simulation avec les conductivités présentées précédemment.

III.2.3.4. Bilan de la structure antennaire reconfigurable en fréquence.

L'intégration du GeTe dans un patch composite a permis de démontrer, pour la première fois, la reconfiguration optique répétitive en fréquence d'un dispositif antennaire fonctionnant aux fréquences millimétriques. Cette étude a également permis d'évaluer la conductivité électrique du matériau PCM dans les différents états (amorphe ou cristallin) dans la gamme de fréquences 20 - 35 GHz sur un substrat d'alumine. Cependant, cette évaluation aurait pu être complétée par les mesures en rayonnement des dispositifs finaux. En effet, pour avoir une idée plus complète de ses propriétés diélectriques, il faudrait évaluer les pertes associées au GeTe (autour de 30 GHz) à partir des mesures de l'efficacité du dispositif. L'excitation de ce dispositif se faisant via des pointes GSG, seuls les paramètres d'impédance peuvent être facilement effectués au sein de notre laboratoire.

De cette première démonstration, plusieurs améliorations techniques peuvent être relevées et seront exploitées dans la suite de nos travaux :

-L'excitation sous pointes est un point limitant dans notre cas car nous ne disposons pas de base de mesure antennaire sous pointes. Il faut donc concevoir un dispositif antennaire dont l'excitation se fait par un connecteur.

-L'alumine est un matériau céramique très dur dans lequel il est difficile de faire des vias (métallisés ou non). Cela reste possible mais représente un surcoût qui n'est pas négligeable.

-L'alumine a une forte permittivité $\epsilon_r = 9,9$ qui dégrade la bande passante du dispositif antennaire. Cela nécessite l'intégration de nouvelles résonances autour de la bande de fréquence principale afin d'élargir la bande passante de l'élément rayonnant.

Ainsi, et malgré les bonnes performances du GeTe sur alumine, nous utiliserons pour la réalisation des prochains dispositifs, un substrat avec une permittivité plus faible et avec des possibilités mécaniques plus appropriées pour l'intégration de connecteurs coaxiaux (utilisant des vias à travers le substrat), nécessaires à la mesure en rayonnement de l'antenne.

III.3. Antenne patch reconfigurable en polarisation.

Comme mentionné dans le chapitre I, la puissance maximale transmise entre deux systèmes sans fil d'émission/réception est obtenue, entre autres, lorsque les antennes utilisent des polarisations identiques, soit linéaires (verticales ou horizontales), soit circulaires (gauche ou droite). Pour de nombreuses applications militaires ou spatiales, la polarisation circulaire est également une solution intéressante afin de surmonter les problèmes de désalignement entre l'émetteur et le récepteur, de déviation et de réflexion de l'environnement. Par conséquent, les antennes reconfigurables en polarisation permettent aux dispositifs d'adapter leurs caractéristiques de rayonnement à des environnements variables et d'améliorer la qualité et la robustesse de la liaison sans fil. De plus, la reconfigurabilité de polarisation permet une réutilisation des fréquences, ce qui étend les capacités du système, et devient utile lorsque la bande de fréquences de fonctionnement est limitée [220], [221].

Dans ce chapitre, nous proposerons deux topologies d'antennes reconfigurables en polarisation qui utilisent la commande optique d'éléments spécifiques réalisés à base de GeTe et intégrés au sein du corps principal de l'antenne réalisée. La première ne sera composée que d'un seul patch et fera une démonstration de principe. La seconde sera une amélioration de la première puisqu'elle présentera de meilleures performances en rayonnement avec des largeurs de bande d'adaptation et de taux d'ellipticité améliorées.

III.3.1. Conception de l'antenne patch reconfigurable en polarisation.

III.3.1.1. Topologie de l'antenne et étude des différentes configurations

La topologie de l'antenne proposée est basée sur un patch métallique carré (2,5 mm x 2,5 mm) alimenté par une ligne microruban. Pour les raisons évoquées précédemment, un substrat de Rogers RO4003C est utilisé. Il a une permittivité diélectrique $\epsilon_r = 3,55$, une tangente de perte $\tan\delta = 0,0027$ et ses dimensions latérales sont de 12,5 mm x 12,5 mm avec une épaisseur de 0,305 mm. Les quatre coins du patch sont tronqués sur une longueur de 0,45 mm et remplacés par des motifs de GeTe comme le montre la Figure 96. Un motif à fentes croisées est également gravé au centre du patch carré et est remplacé par le matériau GeTe.

L'antenne présente une polarisation linéaire lorsque les quatre coins en GeTe sont tous dans le même état (isolant ou métallique). Dans ce cas, seule la fréquence de fonctionnement du dispositif change selon l'état des quatre coins, puisqu'elle est d'environ 30,4 GHz lorsque les quatre coins en GeTe sont amorphes et d'environ 29,5 GHz lorsqu'ils sont cristallins. En changeant la symétrie de l'antenne, par exemple, en activant à l'état métallique deux coins de GeTe opposés tout en maintenant les deux autres à l'état isolant, cela permettra l'installation

de deux modes orthogonaux dégénérés (TM_{01} et TM_{10}) à la même fréquence de résonance et par conséquent, une opération du dispositif en polarisation circulaire.

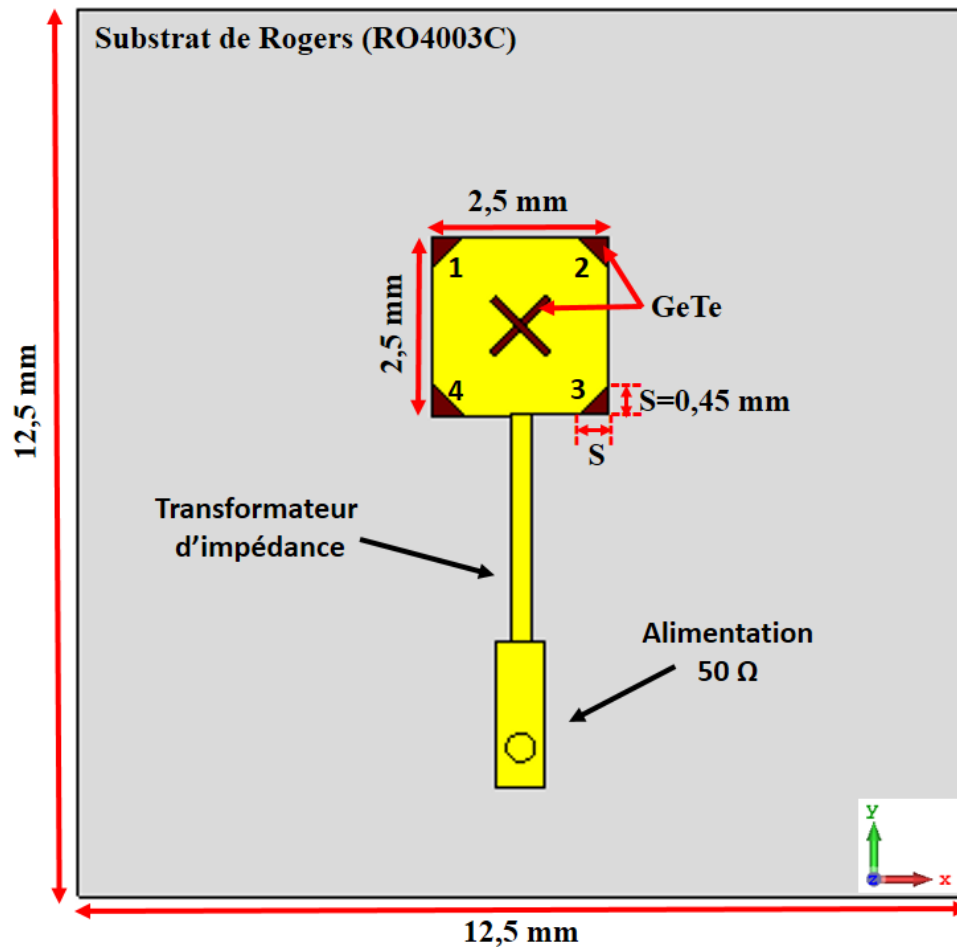


Figure 96 : Vue frontale de l'antenne patch. Le matériau GeTe est représenté en marron, autour du patch métallique principal et dans la fente croisée gravée au centre du patch.

Les dimensions de la fente croisée (largeur et longueur) ont été optimisées lorsque le GeTe est à l'état amorphe. Elle présente plusieurs intérêts. Lorsque le fonctionnement est en polarisation circulaire, la présence de cette fente permet d'améliorer le taux d'ellipticité ($TE < 3$ dB). Cette fente est aussi une variable d'ajustement pour, d'une part, faire coïncider la bande de fréquence où l'antenne est adaptée avec celle où le taux d'ellipticité est minimal et, d'autre part, avoir des fréquences de fonctionnement identiques (réutilisation des fréquences) pour les différentes polarisations souhaitées (LP, RHCP et LHCP). Ainsi, si lors de la mesure il existe un décalage entre ces fréquences, nous pourrions venir cristalliser partiellement ou entièrement le GeTe de la fente pour réajuster ces fréquences entre elles. L'effet de cette fente est détaillé dans le prochain paragraphe qui traite de la polarisation rayonnée dans chacune des configurations de fonctionnement de l'antenne.

Un transformateur quart d'onde avec une impédance caractéristique de 83Ω est ajouté afin d'adapter l'impédance d'entrée du patch avec la ligne microruban d'alimentation de 50Ω (Figure 96). Cette dernière est excitée par un connecteur coaxial dont l'âme centrale traverse le plan de masse et le substrat, comme le montre la Figure 97.

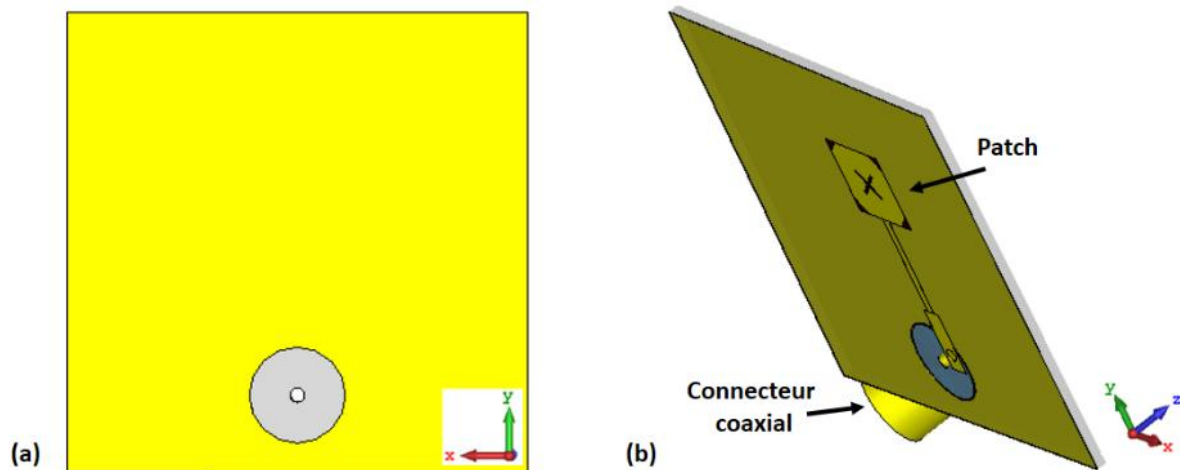


Figure 97 : (a) Vue du plan de masse du dispositif. (b) Vue 3D de l'antenne patch.

La reconfiguration en polarisation se fait par le changement de la topologie globale de la structure, en modifiant, par des impulsions laser les différents états (ON/OFF) des motifs de GeTe des coins du dispositif. Les différentes polarisations de fonctionnement de l'antenne en fonction des états des motifs de GeTe sont présentées dans le Tableau III-3. Ainsi, dans les configurations où les motifs de GeTe des coins 2 et 4 sont à l'état cristallin et les coins 1 et 3 à l'état amorphe, une polarisation circulaire gauche (LHCP) est obtenue (configuration 1). Inversement, lorsque les coins 1 et 3 sont à l'état cristallin et les coins 2 et 4 à l'état amorphe, une polarisation circulaire droite (RHCP) s'établit (configuration 2). Enfin, lorsque la structure de l'antenne a tous ses coins à l'état OFF ou à l'état ON (configurations 3 et 4), elle présente une polarisation linéaire (LP) selon la direction (Oy). Dans la configuration 3, c'est à dire lorsque les quatre coins sont amorphes, les dimensions globales du patch sont plus petites impliquant que le centre de la bande d'adaptation se trouve à des fréquences plus élevées par rapport à la configuration 4 (polarisation linéaire) et aux configurations 1 et 2 (polarisation circulaire).

Tableau III-3 : Configuration des différentes configurations de polarisation de l'antenne pour quatre combinaisons d'états du GeTe et les fréquences de fonctionnement correspondantes.

Configuration	Coin 1	Coin 2	Coin 3	Coin 4	Polar.	Freq. (GHz)
1	OFF	ON	OFF	ON	LHCP	29,5
2	ON	OFF	ON	OFF	RHCP	29,5
3	OFF	OFF	OFF	OFF	LP	30,4
4	ON	ON	ON	ON	LP	29,5

Afin d'obtenir des polarisations circulaires RHCP et LHCP avec des taux d'ellipticité inférieurs à 3 dB sur une large ouverture angulaire et sur une large bande de fréquence tout en ayant une adaptation du dispositif dans chacun de ses états de polarisation, les dimensions des coins de GeTe ont également été optimisées.

La Figure 98 présente les paramètres $|S_{11}|$ simulés (en utilisant le simulateur électromagnétique 3D CST Studio Suite) pour les quatre configurations représentées dans le Tableau III-3.

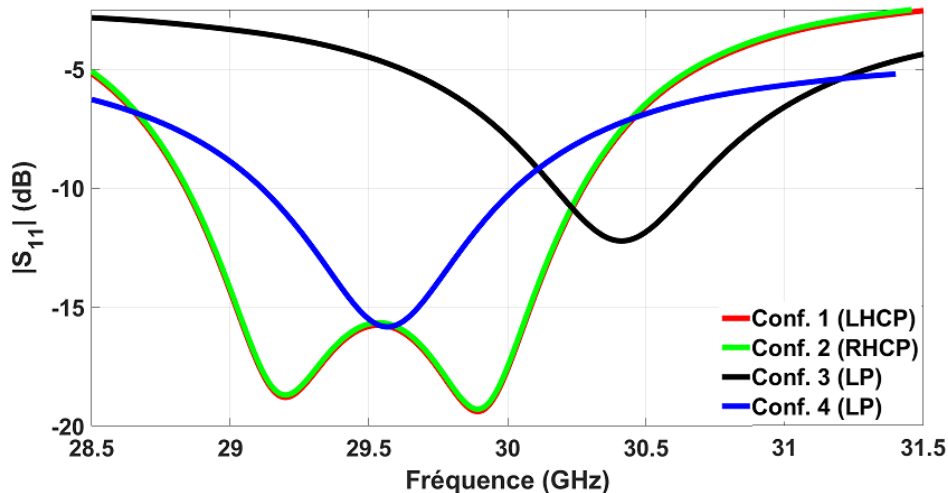


Figure 98 : Résultats de simulations des $|S_{11}|$ pour les différentes configurations d'opération de l'antenne correspondant aux différents états des motifs de GeTe indiqués dans le Tableau III-3.

Ces différents tracés montrent que les paramètres $|S_{11}|$ pour les configurations 1 et 2 sont strictement identiques, ce qui est logique du fait de la symétrie de la structure. Ainsi, une largeur de bande d'adaptation de 5,1 % autour de 29,5 GHz est obtenue pour la polarisation circulaire droite et gauche. Elle est de 3,1 % autour de 29,5 GHz pour la polarisation linéaire dans la configuration 4 et de 1,6 % autour de 30,4 GHz pour la configuration 3.

Notre objectif étant d'obtenir une reconfigurabilité de polarisation pour une même bande de fréquence autour de 29,5 GHz, nous n'analyserons pas les performances de la configuration 3 opérant en polarisation linéaire à 30,4 GHz.

Étant donné que les configurations 1 et 2 de l'antenne sont exactement symétriques (seule la polarisation rayonnée change), par la suite, l'analyse des propriétés de rayonnement se concentrera sur la configuration 1 (LHCP), en prenant en compte le fait que la configuration 2 (RHCP) montre des performances identiques en simulation (cas idéal) et des performances de mesure très similaires (ce point sera développé dans la prochaine section).

III.3.1.2. Etude de la polarisation rayonnée

- **Polarisation circulaire**

Dans la configuration 1, une polarisation circulaire gauche est rayonnée. Nous allons dans un premier temps décrire comment obtenir un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB dans l'axe et aux fréquences où l'antenne est adaptée. Comme évoqué précédemment, l'insertion de la fente joue un rôle majeur dans l'obtention d'une bonne polarisation circulaire à la bonne fréquence. En effet, plusieurs papiers dans la littérature expliquent que l'utilisation d'une telle fente gravée à l'intérieur de l'élément rayonnant de l'antenne peut améliorer ses performances [222]–[226]. Cette fente de type X introduit un effet capacitif qui permet d'équilibrer l'inductance créée par la sonde d'alimentation verticale et améliore ainsi l'impédance et la bande passante du taux d'ellipticité. Une étude de son influence sur l'état de la polarisation circulaire de l'antenne est présentée sur la Figure 99, qui trace le $|S_{11}|$ et le taux d'ellipticité (TE) dans l'axe en fonction de la fréquence avec et sans cette fente, qui dans ce cas a une longueur de 1 mm et une largeur 0,1 mm.

Ces résultats montrent que même si l'antenne a une bonne largeur de bande d'adaptation dans les deux situations, la valeur minimale du TE se produit avec la présence de la fente. La

présence de cette fente permet donc d'améliorer significativement la bande passante du taux d'ellipticité, tout en améliorant légèrement la bande passante en adaptation. La largeur de bande du taux d'ellipticité ($TE < 3$ dB) dans le cas où la fente est insérée est de 1,7 % et le dispositif antennaire présente une efficacité totale de 83 % à 29.5 GHz.

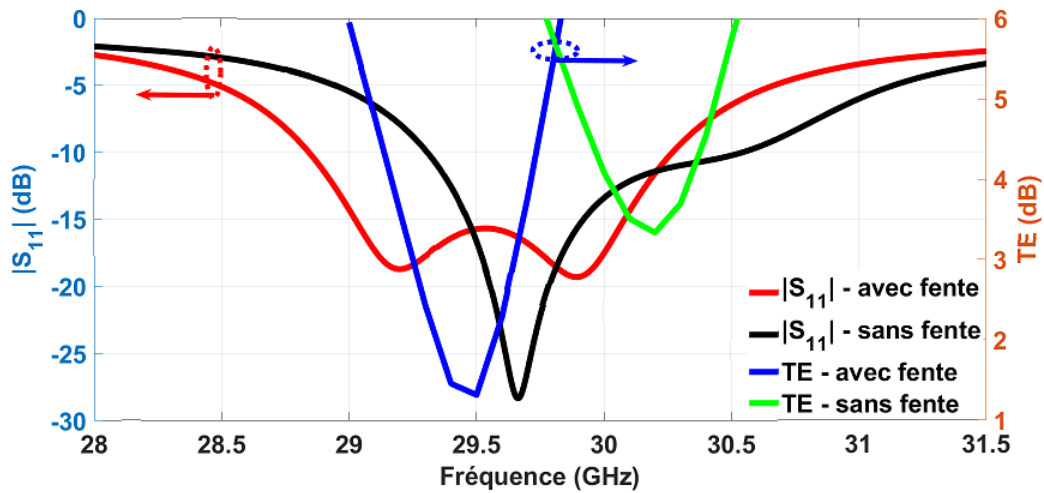


Figure 99 : Résultats de simulations des paramètres $|S_{11}|$ et des TE de l'antenne avec et sans la fente croisée pour le cas correspondant à la configuration 1 (LHCP).

La distribution du champ E sur l'antenne dans la configuration 1 à 29,5 GHz est présentée Figure 100 pour quatre valeurs de phase différentes et renseigne sur le fait que l'antenne rayonne une onde polarisée circulairement à gauche.

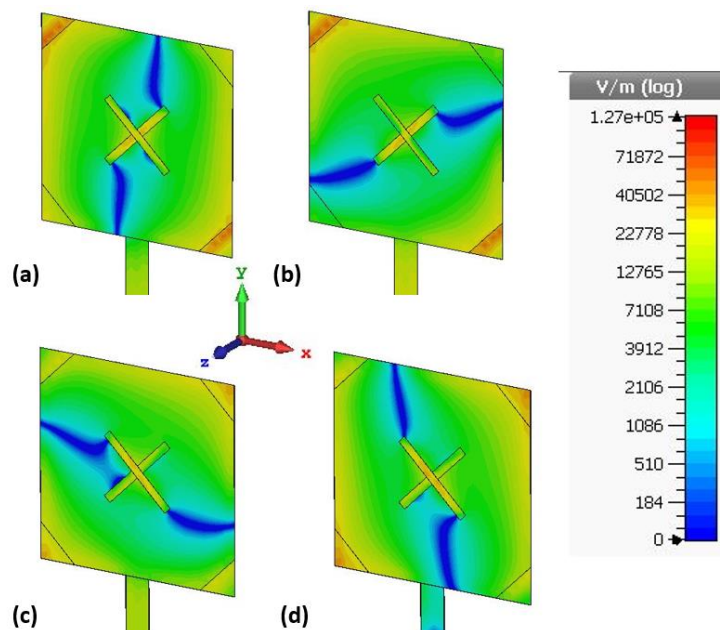


Figure 100 : Distribution du champ E simulé de l'antenne patch dans la configuration 1 à 29,5 GHz pour les phases (a) 0°, (b) 45°, (c) 90°, (d) 135°.

• Polarisation linéaire

La distribution du champ E sur l'antenne dans la configuration 4 peut également être présentée à 29,5 GHz (Figure 101), et montre qu'une onde polarisée linéairement sera rayonnée.

Dans ce cas un mode TM_{01} est excité et la fente ne vient pas du tout perturber ce mode. Dans ce cas, une efficacité totale de 74 % à 29,5 GHz est obtenue.

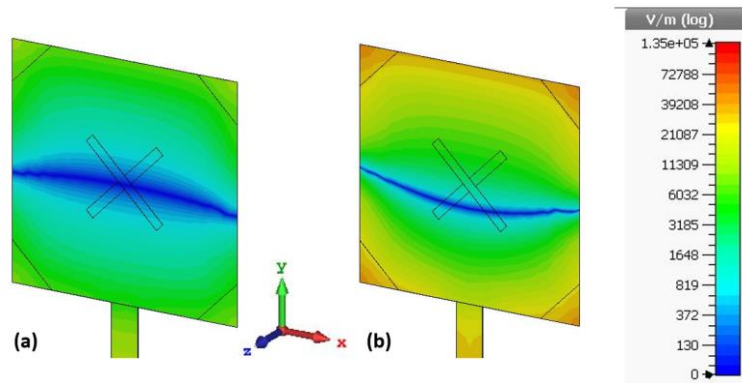


Figure 101 : Distribution du champ E simulé dans l'antenne patch dans la configuration 4 à 29,5 GHz pour (a) phase = 0° et (b) phase = 90°.

Les détails du rayonnement de cette antenne (gain, diagramme de rayonnement, etc) sont donnés dans la section suivante, qui intègre également les résultats de la mesure.

III.3.2. Réalisation et mesure du dispositif antennaire

III.3.2.1. Réalisation du dispositif reconfigurable

L'antenne a été fabriquée en utilisant les techniques de microfabrication disponibles dans la salle blanche du laboratoire XLIM, et décrites précédemment. Nous sommes partis d'un substrat de RO4003C de 12,5 mm x 12,5 mm métallisés sur un côté avec une couche de cuivre de 18 μm d'épaisseur définissant le plan de masse de l'antenne et intégrant l'empreinte pour accueillir le connecteur coaxial. Ce substrat comporte également un via traversant qui permet le passage de l'âme centrale du connecteur d'alimentation.

Sur la face supérieure, dépourvue de métallisation, une couche de GeTe de 1 μm d'épaisseur, a été déposée dans un premier temps par pulvérisation magnétron DC. Les éléments de GeTe correspondant aux quatre coins de l'antenne patch et à la fente croisée ont ensuite été gravés en utilisant une étape de lithographie optique et un processus de gravure humide. Enfin, les parties métalliques de l'antenne (élément rayonnant et ligne d'excitation) ont été fabriquées en utilisant une couche de Ti/Au (30/1200 nm) obtenue par une évaporation par faisceau d'électrons et une méthode photolithographique de type lift-off.

La Figure 102 (a) montre l'image globale du prototype fabriqué. Les états spécifiques (isolants ou conducteurs) des motifs de GeTe sont contrôlés optiquement en utilisant une irradiation laser directe avec des impulsions laser de type LP1 ou LP2. L'intégration d'un masque de contact placé au-dessus du dispositif antennaire a permis avec précision de commuter optiquement les zones de GeTe souhaitées. Les quatre états différents de l'antenne tels que définis dans le Tableau III-3, sont représentés sur la Figure 102 (b).

On peut remarquer les changements de couleurs des motifs de GeTe soumis aux impulsions optiques. Initialement gris foncé à l'état amorphe/isolant, le GeTe passe à une couleur gris clair, spécifique à l'état cristallin/métallique. Afin de confirmer le changement de phase, une couche mince de GeTe a été déposée de manière concomitante sur un substrat de RO4003C nu et le même schéma d'irradiation laser a été utilisé. Les changements de résistivité du GeTe sur ce substrat de référence ont été évalués en utilisant une technique de mesure de résistivité DC à quatre pointes comme présenté au chapitre II. De ces résultats, nous pouvons en déduire les valeurs de conductivités DC dans les différents états, étant à $2,1 \times 10^5$ S/m à l'état cristallin et à 5 S/m à l'état amorphe.

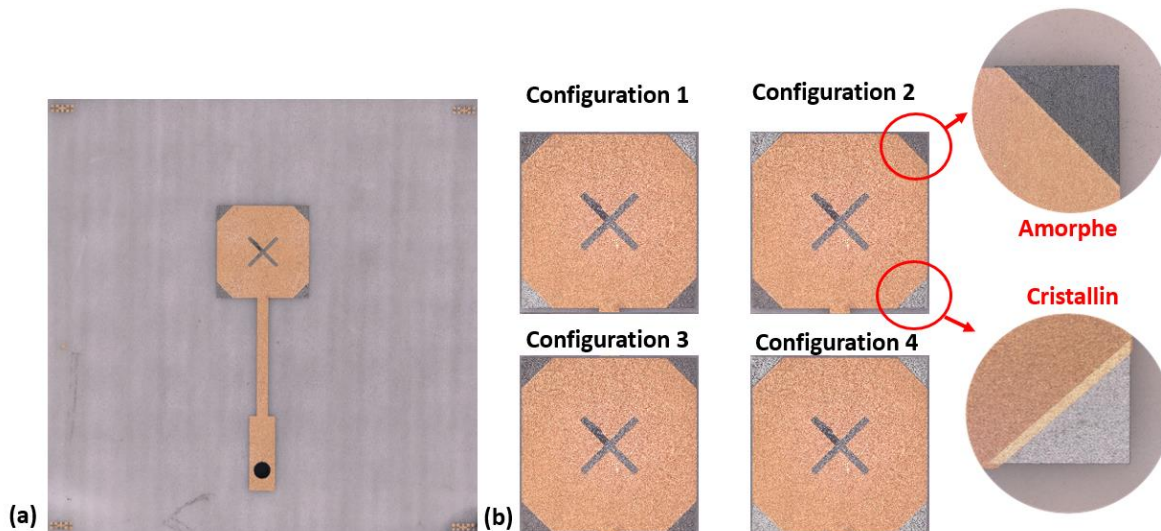


Figure 102 : Antenne reconfigurable en polarisation fabriquée. (a) Vue frontale du patch composite avec les motifs de GeTe amorphes (couleur gris foncé) aux quatre coins. (b) Les quatre configurations différentes du dispositif après la cristallisation locale des motifs de GeTe à l'aide des impulsions laser (couleur gris clair).

L'âme centrale du connecteur de type SMP [227] est soudée sur la ligne d'excitation de la face avant du prototype et permet de réaliser l'intégralité des mesures (impédance et rayonnement) au laboratoire Xlim. Ainsi, le $|S_{11}|$, le gain et le taux d'ellipticité pour les différentes configurations de l'antenne fabriquée ont été mesurés et les résultats ont été comparés aux simulations. Comme mentionné dans le chapitre II, les changements de phase des motifs de GeTe n'ont pas été effectués en temps réel (pendant que l'antenne était en mesure). En effet, les mesures ont été effectuées après chaque changement de phase du GeTe, en raison de la taille du dispositif laser utilisé. Comme indiqué précédemment, des mesures en temps réel pourraient être mises en œuvre à l'aide d'un système laser dédié à faible taille pour un fonctionnement in situ.

III.3.2.2. Mesures des paramètres S

Le connecteur SMP, intégré à l'arrière de l'antenne et connecté au câble par l'intermédiaire d'un adaptateur, permet d'exciter la ligne microruban et de mesurer les performances de l'antenne. Les paramètres $|S_{11}|$ pour les configurations 1, 2, 3 et 4 (tels que définis dans le Tableau III-3) sont présentés sur la Figure 103 et montrent une bonne adaptation d'impédance autour de 29,5 GHz ainsi qu'une bonne concordance avec la simulation.

Comme prévu, la configuration 3 (lorsque tous les motifs de GeTe sont amorphes) a une bande d'adaptation située à des fréquences plus élevées que les autres configurations (les dimensions globales de l'antenne sont plus petites). La largeur de la bande d'adaptation mesurée ($|S_{11}| < -10$ dB) pour les configurations LHCP et RHCP est de 1,9 GHz autour de 29,5 GHz tandis qu'elle est de 0,7 GHz pour la polarisation linéaire associée à la configuration 4. Cela correspond à 6,4 % de largeur de bande pour les deux polarisations circulaires et à 2,3 % pour la polarisation linéaire. Les configurations 1 et 2 sont identiques du fait de la symétrie de la structure.

Ainsi, pour les configurations 1, 2 et 4 l'antenne fonctionnent sur des bandes de fréquences identiques. L'étape suivante est de vérifier la reconfigurabilité en polarisation en évaluant les performances en rayonnement de ces trois configurations. Nous présentons dans la section

suivante les diagrammes de rayonnement, les taux d'ellipticité, les gains réalisés et les efficacités totales de l'antenne dans ses différentes configurations.

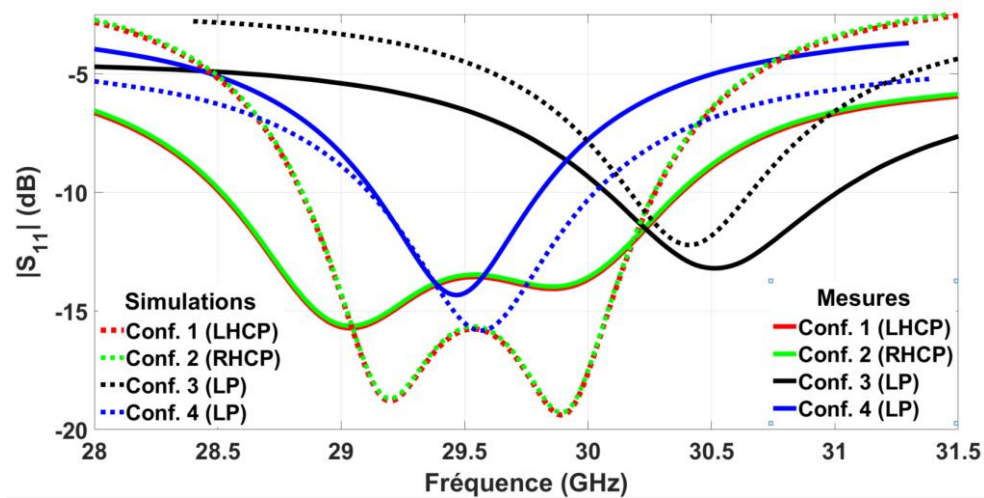


Figure 103 : Résultats de mesures et de simulations des paramètres $|S_{11}|$ pour les différentes configurations.

III.3.2.3. Performances en rayonnement du dispositif reconfigurable

Un système de mesure CATR (Compact Antenna Test Range) allant de 8 GHz à 110 GHz, présenté sur la Figure 104 (a), a été utilisé pour évaluer les performances en rayonnement de l'antenne proposée. L'antenne sous test (AUT) est représentée sur la Figure 104 (b) et comme mentionné précédemment, elle est montée sur une transition de type SMP vers K. Comme montré sur la Figure 104 (a), le diagramme de rayonnement de l'antenne est mesuré lorsque celle-ci est en réception.



Figure 104 : (a) Base compacte millimétrique pour les mesures de (b) l'antenne fabriquée (AUT).

Nous allons détailler dans la prochaine sous-section les résultats de mesure pour la configuration 1 correspondant à la polarisation circulaire gauche et pour la configuration 4 qui correspond à la polarisation linéaire dont la fréquence de fonctionnement est centrée sur les

fréquences des polarisations circulaires gauche et droite. La configuration 2 correspondant à la polarisation circulaire droite ne sera pas détaillée puisque, du fait de la symétrie de la structure (parfaite en simulation et quasi-parfaite en pratique), les résultats de mesure sont très proches de la configuration 1 en termes de gain, d'efficacité et de TE. Les performances mesurées de l'antenne dans la configuration 2 seront néanmoins données dans le Tableau III-4 qui résume les différentes performances de l'antenne dans ses différents états.

- **Performances de l'antenne en polarisation circulaire gauche (Configuration 1)**

Le diagramme de rayonnement 3D mesuré est représenté à 29,5 GHz, fréquence où le TE est minimal (Figure 105). Un rayonnement de type patch est obtenu avec un gain réalisé de 6,4 dBic dans l'axe. Pour détailler ces résultats de mesure, la Figure 106 montre les gains mesurés et simulés pour les polarisations gauche et droite sur les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ à 29,5 GHz.

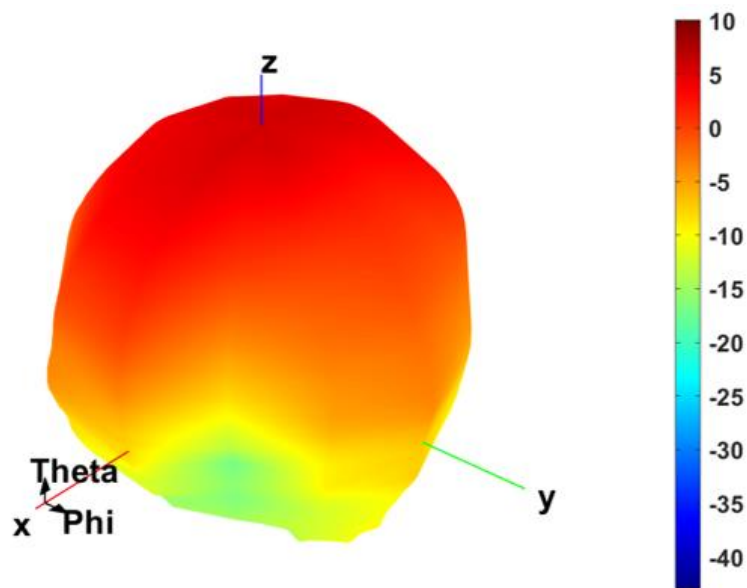


Figure 105 : Diagramme de rayonnement en gain de l'antenne mesurée à 29,5 GHz pour la configuration 1 (LHCP).

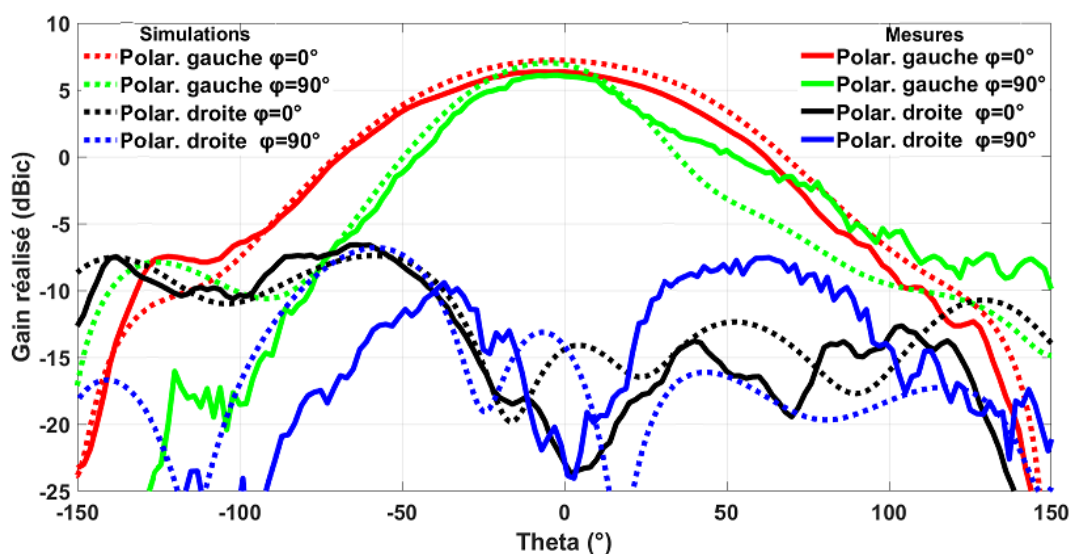


Figure 106 : Gains mesurés et simulés pour les polarisations circulaires gauches et droites pour la configuration 1 (LHCP) à 29,5 GHz.

Il est constaté que dans cette configuration, la différence de niveaux entre le gain RHCP et le gain LHCP est de plus de 20 dB pour un angle θ compris entre -25° et 25° . Cela indique de bonnes performances en polarisation circulaire dans cette configuration avec un bon accord entre la mesure et la simulation.

Le taux d'ellipticité mesuré pour différents plans φ à 29,5 GHz est représenté sur la Figure 107. Un TE inférieur à 3 dB est obtenu sur une plage angulaire θ allant de -25° à 25° pour le pire des cas ($\varphi = 90^\circ$). Cette perturbation du TE dans le plan $\varphi = 90^\circ$ s'explique essentiellement par la présence du connecteur et de l'adaptateur dans ce plan, ce qui a été vérifié en réalisant une rétro-simulation.

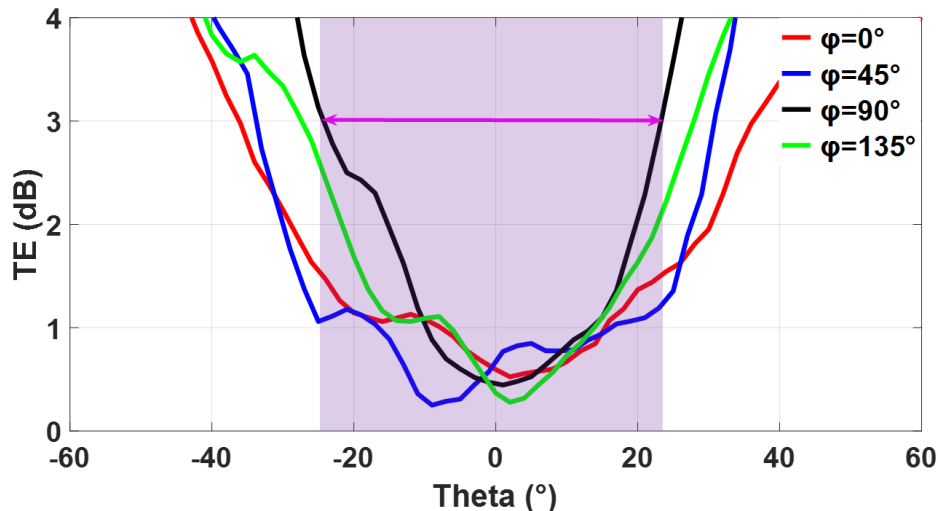


Figure 107 : Taux d'ellipticité mesuré de l'antenne proposée pour différents plans φ à 29,5 GHz.

Le taux d'ellipticité dans l'axe principal ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) est tracé en fonction de la fréquence (Figure 108) et montre un TE inférieur à 3 dB sur une bande de 400 MHz autour de 29,5 GHz, correspondant à 1,7 % de bande passante.

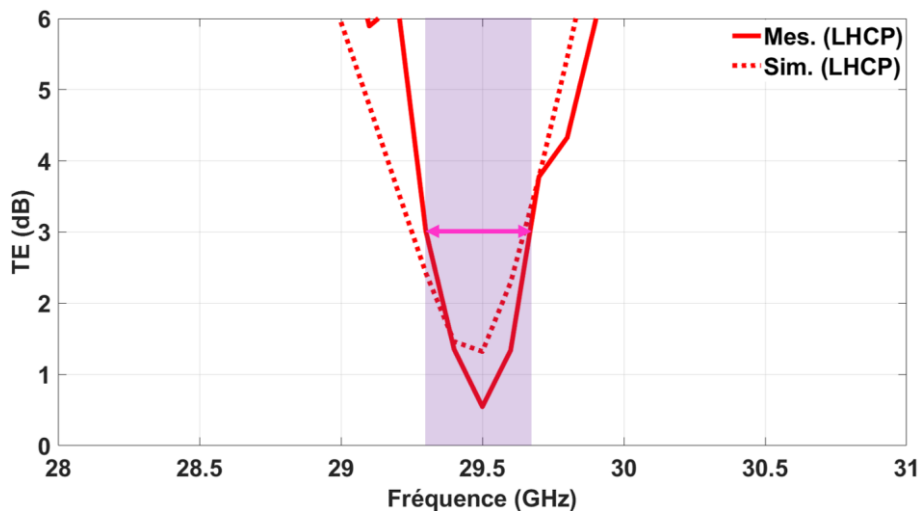


Figure 108 : Taux d'ellipticité mesuré et simulé de l'antenne proposée dans l'axe principal ($\varphi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$).

La directivité, le gain réalisé et l'efficacité totale en fonction de la fréquence ont été mesurés pour les différentes configurations. Sur la Figure 109 et la Figure 110 sont tracés respectivement le gain réalisé et l'efficacité totale pour la configuration 1. Le gain réalisé

mesuré atteint 6,4 dBic à 29,5 GHz contre 7,2 dBic en simulation et l'efficacité totale obtenue en mesure est de l'ordre de 75 % à la même fréquence alors qu'elle est 83 % en simulation. Ces différences peuvent s'expliquer par des pertes associées d'une part à l'excitation du dispositif et d'autre part au GeTe. En effet, le placement du connecteur de type SMP [227] et la qualité de la soudure de son âme centrale avec la ligne d'excitation introduit des pertes supplémentaires. Pour sa part, les propriétés diélectriques du GeTe cristallin (avec une conductivité plus faible que l'or) qui ont été intégrées dans la simulation sont celles qui ont été obtenues à partir des mesures de résistivité en DC sur RO40003C (substrat à forte rugosité). Elles pourraient différer avec la montée en fréquence (bande millimétrique), ce qui augmenterait les pertes du dispositif mesuré.

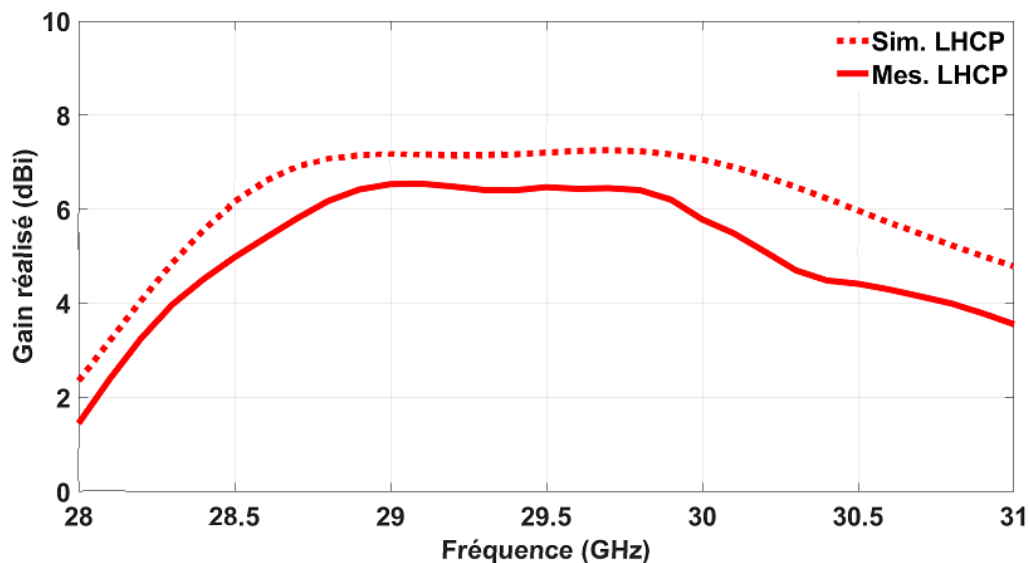


Figure 109 : Résultats de simulation et de mesure du gain réalisé maximum pour la polarisation circulaire (configuration 1).

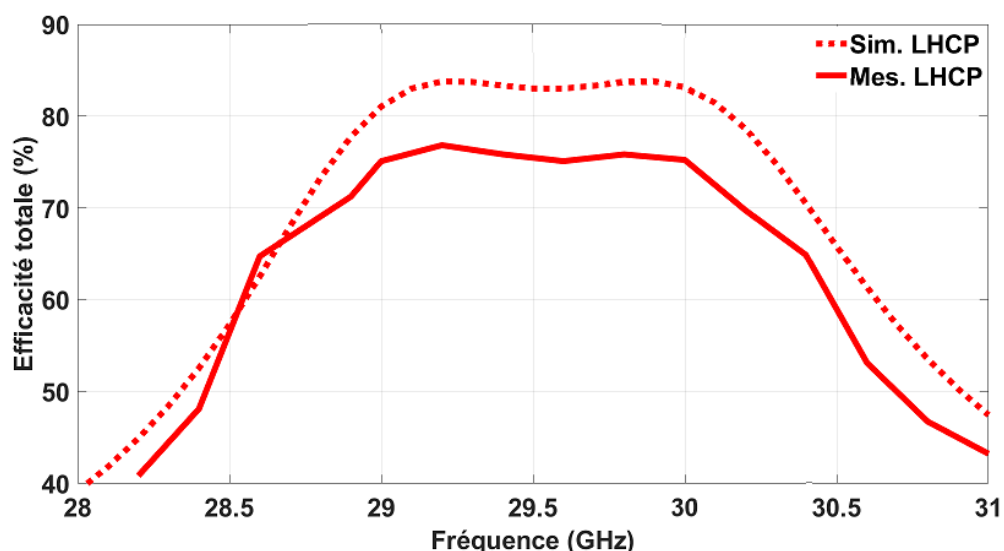


Figure 110 : Mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne en polarisation circulaire (configuration 1).

Ainsi lorsque l'antenne est dans la configuration LHCP, de bonnes performances sont obtenues puisqu'un bon taux d'ellipticité est obtenu dans la bande d'adaptation de l'antenne

et sur une plage angulaire allant de -25° à 25° dans le pire des cas. La configuration 2 de l'antenne qui présente une polarisation circulaire droite (RHCP) montre des résultats équivalents en raison de la symétrie du dispositif. Ses performances ne sont donc pas présentées ici mais elles sont recensées dans le Tableau III-4.

- **Performances de l'antenne en polarisation linéaire (Configuration 4)**

Le diagramme de rayonnement 3D mesuré est représenté à 29,5 GHz, fréquence où le $|S_{11}|$ est minimal (Figure 111). Un rayonnement de type patch est obtenu avec un gain réalisé de 8,3 dBi dans l'axe. Pour détailler ces résultats de mesure, la Figure 112 montre le gain en fonction de l'angle θ dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ à 29,5 GHz. La différence de niveau entre la polarisation croisée (X-pol) et la polarisation principale (Co-pol) est de plus de 20 dB sur une plage angulaire θ allant de -40° à 40° . Une bonne polarisation linéaire est donc obtenue dans cet état à 29,5 GHz, soit sur la même fréquence que celle correspondant aux deux autres configurations, LHCP et RHCP.

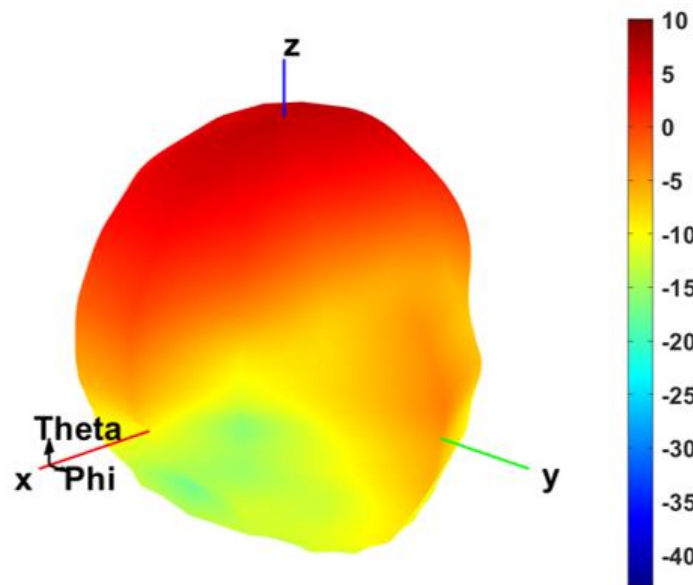


Figure 111 : Diagramme de rayonnement mesuré en gain de l'antenne proposée à 29,5 GHz pour la configuration 4 (LP).

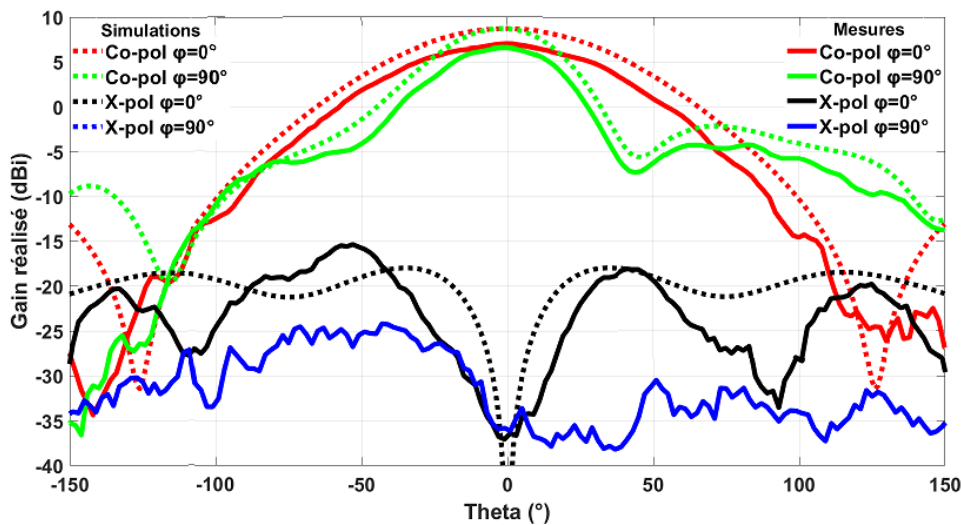


Figure 112 : Gains mesurés et simulés de l'antenne proposée pour la configuration 4 (LP) à 29,5 GHz.

Sur la Figure 113 et la Figure 114 sont tracés respectivement le gain réalisé et l'efficacité totale pour la configuration 4. Le gain réalisé mesuré atteint 7,7 dBi à 29,5 GHz et l'efficacité totale est de l'ordre de 67 % à la même fréquence. La diminution de l'efficacité dans cette configuration peut s'expliquer par la présence d'une quantité plus élevée de GeTe cristallin (quatre coins du patch) sur la structure par rapport à la configuration 1 (avec 2 coins), qui se traduit par une augmentation des pertes dans le dispositif.

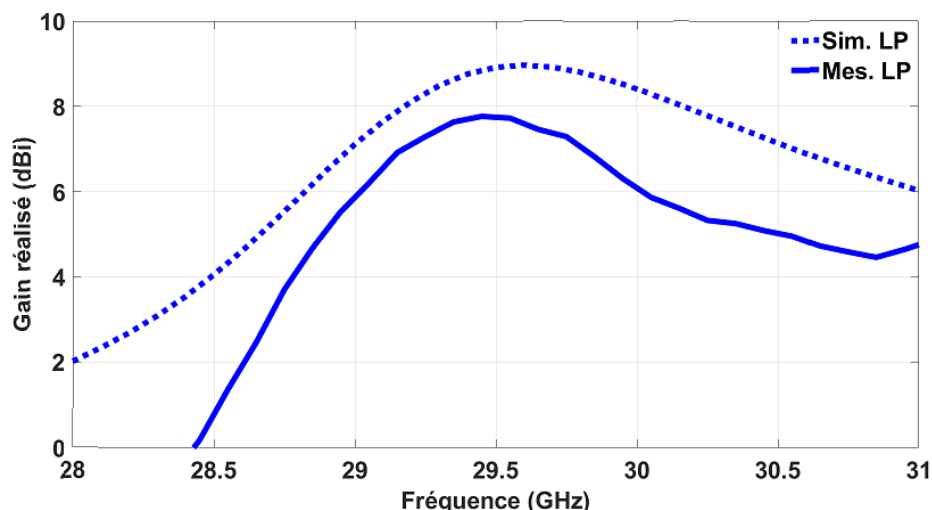


Figure 113 : Résultats de simulation et de mesure du gain réalisé maximum pour la polarisation linéaire (configuration 4).

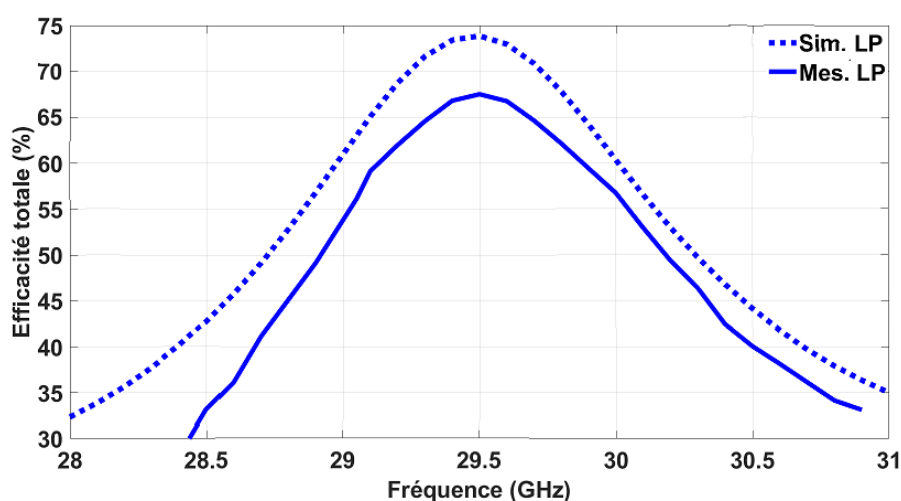


Figure 114: Résultats de mesure et simulation de l'efficacité totale de l'antenne en polarisation linéaire (configuration 4).

III.3.3. Résumé des performances de l'antenne reconfigurable en polarisation dans ses différentes configurations

Pour avoir une vue complète et générale sur les performances de l'antenne reconfigurable, le Tableau III-4 résume les paramètres mesurés et simulés du dispositif en termes de bande passante, de gain et d'efficacité totale pour les trois configurations (LHCP, RHCP et LP).

L'antenne patch hybride métal-GeTe proposée est donc reconfigurable en polarisation et fonctionne autour de 29,5 GHz quel que soit son état. En effet, elle peut fonctionner sur une polarisation circulaire gauche, une polarisation circulaire droite ou une polarisation linéaire,

selon les différents états (isolants ou conducteurs) du matériau GeTe intégré dans le patch métallique. Ces états peuvent être contrôlés de manière bi-stable, répétitive et réversible par des impulsions laser uniques.

Tableau III-4 : Résumé des performances de l'antenne pour les résultats de mesures et de simulation.

	<i>BW ($S_{11} < -10$ dB)</i>	<i>BW (AR < 3 dB)</i>	<i>Gain Max.</i>	<i>Eff. Tot. (%)</i>	<i>Direct.</i>
Configuration 1 <i>Mes. (LHCP)</i>	6,4 %	1,7 %	6,4 dBic	75	7,6 dBic
Configuration 1 <i>Sim. (LHCP)</i>	5,1 %	1,7 %	7,2 dBic	83	8 dBic
Configuration 2 <i>Mes. (RHCP)</i>	6,4 %	1,7 %	6,4 dBic	75	7,6 dBic
Configuration 2 <i>Sim. (RHCP)</i>	5,1 %	1,7 %	7,2 dBic	83	8 dBic
Configuration 4 <i>Mes. (LP)</i>	2,3 %	---	7,7 dBi	67	9,4 dBi
Configuration 4 <i>Sim. (LP)</i>	3,1 %	---	8,9 dBi	74	10,2 dBi

Ainsi, nous avons proposé un moyen simple et adapté pour réaliser une antenne fonctionnant dans le domaine des ondes millimétriques et ayant des états de polarisation variables : linéaire ou circulaires. Les performances mesurées sont conformes aux simulations, ce qui valide les études préalablement faites sur le matériau GeTe déposé sur des substrats de type Rogers. Cette validation faite, une topologie plus complexe d'antenne reconfigurable en polarisation peut maintenant être envisagée afin d'améliorer certaines performances par rapport à ce premier prototype. Cette optimisation portera sur l'augmentation de la bande passante du taux d'ellipticité et du gain, tout en continuant à proposer trois états de polarisation centrés sur une même fréquence de fonctionnement.

III.4. Amélioration des performances : Réseau de patches couplés électromagnétiquement sur un superstrat

L'antenne patch présentée précédemment était très intéressante pour des applications de reconfigurabilité de polarisation puisque sa réalisation était entièrement compatible avec des techniques de microfabrication. Cependant une antenne patch seule présente certains inconvénients comme la limitation intrinsèque de sa bande passante en adaptation due à la nature résonnante de cette structure, un gain limité et lorsqu'elle présente une polarisation circulaire ; sa bande passante en taux d'ellipticité n'excède pas quelques pourcents. Ces limitations peuvent cependant être contournées. En effet, la bande passante d'une antenne patch peut être améliorée de plusieurs manières, notamment, avec l'utilisation d'un substrat à faible permittivité, d'un substrat plus épais ou en utilisant plusieurs couches de superstrat [228]–[230]. Cependant, à mesure que le nombre de couches augmente, l'épaisseur globale devient incompatible avec la plupart des applications de circuits intégrés. L'augmentation du gain combinée à une amélioration de la bande passante en adaptation peut être obtenue avec l'ajout de patches, pouvant avoir des formes particulières tels que les patches en forme de U ou l'utilisation de réseaux d'alimentation spéciaux [231]. L'objectif de cette partie est d'améliorer, outre le gain et la bande passante, les performances de la polarisation circulaire rayonnée.

III.4.1. Description du dispositif.

La solution choisie est d'utiliser des patches sur un superstrat, couplés par un patch principal d'une couche inférieure. Chaque patch est un résonateur équivalent à un réseau RLC et deux patches adjacents peuvent être considérés comme deux résonateurs couplés. Cependant, le couplage à plusieurs résonateurs (plusieurs patches), peut entraîner de multiples résonances, dont certaines peuvent être indésirables. D'autre part, différents patches peuvent avoir des courants de surface induits dans des directions opposées, réduisant le gain et augmentant les lobes secondaires, raison pour laquelle les dimensions et distributions des éléments du dispositif doivent être soigneusement étudiées [231].

Le principe de l'antenne que nous proposons est présentée sur la Figure 115 et comporte deux couches avec des substrats inférieur et supérieur identiques (RO4003C, $\epsilon_r = 3,55$). La couche inférieure est composée d'un patch métallique excité par une ligne microruban au-dessus d'un plan de masse. La ligne microruban qui excite le patch inférieur est alimentée par un connecteur coaxial dont l'âme centrale traverse le premier substrat. Ce patch inférieur de surface $2,4 \text{ mm} \times 2,4 \text{ mm}$ couple électromagnétiquement un réseau de quatre patches identiques ($2,4 \text{ mm} \times 2,4 \text{ mm}$) et disposés (2×2) sur le substrat supérieur de telle sorte qu'ils soient équidistants du centre du patch inférieur. La séparation entre les centres des patches supérieurs, suivant les axes X et Y, seront notées d (Figure 115 (b)). Les patches supérieurs, de forme carrée, ont une longueur notée X_d et les longueurs globales du dispositif sont notées X_g et Y_g . En outre, h_1 et h_2 (Figure 115 (c)) représentent respectivement les épaisseurs des substrats de la première et de la deuxième couche. Ces épaisseurs seront étudiées mais resteront dans les valeurs fixées par les constructeurs, il en est de même pour la couche de pre-preg (RO4450F, $\epsilon_r = 3,52$) ajoutée entre les deux substrats de type RO4003C.

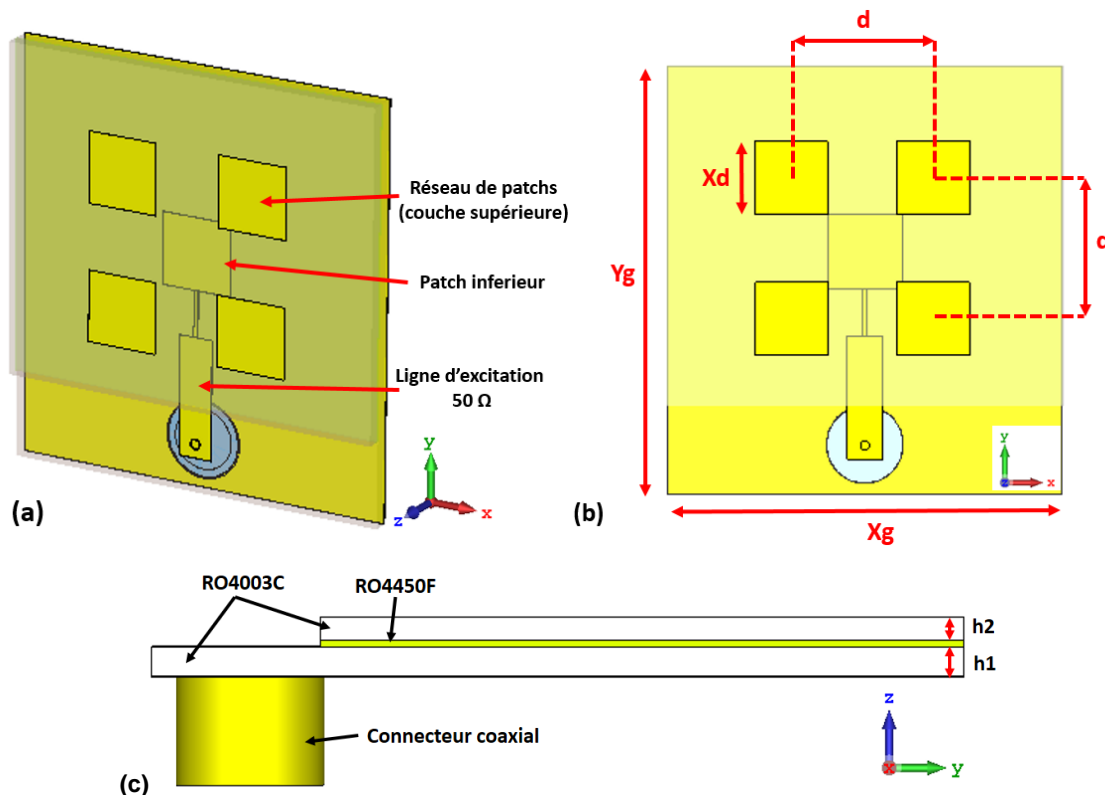


Figure 115 : (a) Vue de la conception 3D de l'antenne. (b) Vue frontale du dispositif à deux couches. (c) Vue latérale.

Le fonctionnement de ce dispositif peut être expliqué en utilisant la théorie d'une antenne patch, combinée à la théorie générale des réseaux. En effet, cette antenne fonctionne comme une cavité résonante (patch unique de la première couche) et le champ total rayonné par le dispositif est déterminé par la somme vectorielle des champs rayonnés par chaque élément individuel de la couche supérieure (réseau de quatre patches), en supposant que le courant dans chaque élément soit le même que celui de l'élément isolé [29]. Ce réseau de patches de la deuxième couche, couplés par proximité avec le patch inférieur a également l'avantage de supprimer de manière significative les rayonnements parasites associés à une alimentation ohmique coplanaire entre les éléments connectés d'un réseau [232].

Le degré de couplage entre le patch inférieur et les patches supérieurs est contrôlé par la séparation entre les éléments (d), ainsi que par l'épaisseur du deuxième substrat (h_2). Une optimisation de ces différents paramètres est nécessaire afin d'obtenir les meilleures performances possibles. La section suivante permettra d'identifier les paramètres les plus sensibles et d'étudier leurs effets sur les performances de l'antenne.

III.4.2. Influence des différents paramètres de l'antenne sur ses performances

Les performances d'un tel dispositif rayonnant sont contrôlées par différents paramètres géométriques que nous allons détailler dans ce paragraphe.

- **Séparation entre les patches supérieurs (variation de d)**

Lors de la conception d'un réseau d'antenne classique, la distance inter-patches (de centre à centre) est généralement fixée à $\lambda_0/2$, ce qui implique pour un réseau de patch en polarisation linéaire des couplages inférieurs à 15 dB quel que soit le plan de l'excitation.

En effet, le couplage entre deux patches coplanaires est fonction de la position d'un élément par rapport à l'autre, de leur alignement relatif et de leur plan d'excitation. La Figure 116 montre l'évolution du couplage entre les éléments lorsqu'ils sont positionnés co-linéairement le long du plan E et le long du plan H (séparés de c'). Le couplage dans le plan H est plus fort pour des séparations petites (typiquement $c' < 0,1 \lambda_0$). Cependant, en éloignant les patches (typiquement $c' > 0,1 \lambda_0$), l'isolation reste plus élevée lorsque les éléments sont positionnés co-linéairement le long du plan H que lorsque les éléments sont positionnés co-linéairement le long du plan E (le couplage dans le plan E est plus important).

Dans une étude classique, il conviendrait donc d'exciter chacun des patches afin de vérifier le couplage entre les différents éléments.

Cependant et comme évoqué précédemment, le principe de fonctionnement de cette antenne repose sur le couplage électromagnétique d'un réseau de quatre patches par un patch principal se trouvant sous le réseau et séparé par un substrat. Ce patch inférieur permet l'excitation du réseau et un rayonnement déphasé de ce patch par rapport à celui des patches supérieurs tendra à réduire le gain d'antenne. Pour minimiser le rayonnement de ce patch inférieur et le réduire à la seule fonction d'excitation du réseau, il est possible d'augmenter la surface de superposition des patches supérieurs et du patch inférieur (diminution de d) [231]. Cependant, cela implique le rapprochement des éléments du réseau de la face supérieure et aura donc pour conséquence l'augmentation du couplage inter-éléments.

Dans cette configuration, il n'est pas possible d'étudier le couplage à l'aide des paramètres S classiquement utilisés. L'étude du couplage va donc se faire par l'intermédiaire des champs et des densités surfaciques de courants.

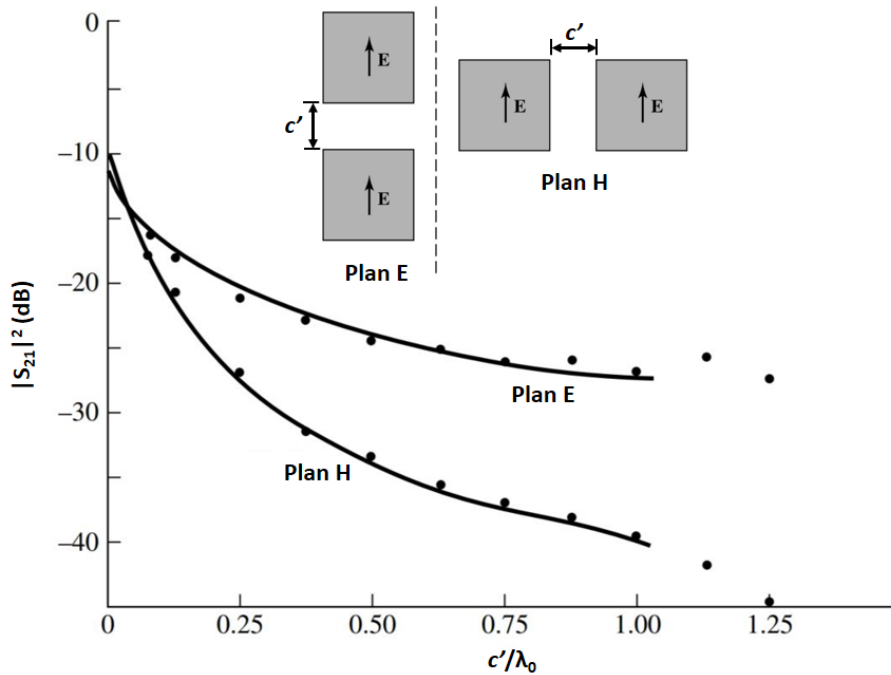


Figure 116 Couplage mutuel mesuré (en ligne continue) et simulé (en pointillé) entre deux antennes microruban excitées par des connecteurs coaxiaux selon les plans E et H. Les antennes ont une largeur de 10,57 cm, une longueur de 6,55 cm, l'épaisseur du substrat est de 0,1588 cm, $\epsilon_r = 2,55$, $f_r = 1410$ MHz. Figure adaptée de [29], [233], [234].

Nous allons détailler cette étude du couplage qui a été faite de manière systématique dans l'optimisation de la configuration de l'antenne. Pour cela, nous partons d'une structure pour laquelle l'excitation du patch inférieur est faite avec un port discret (Figure 117).

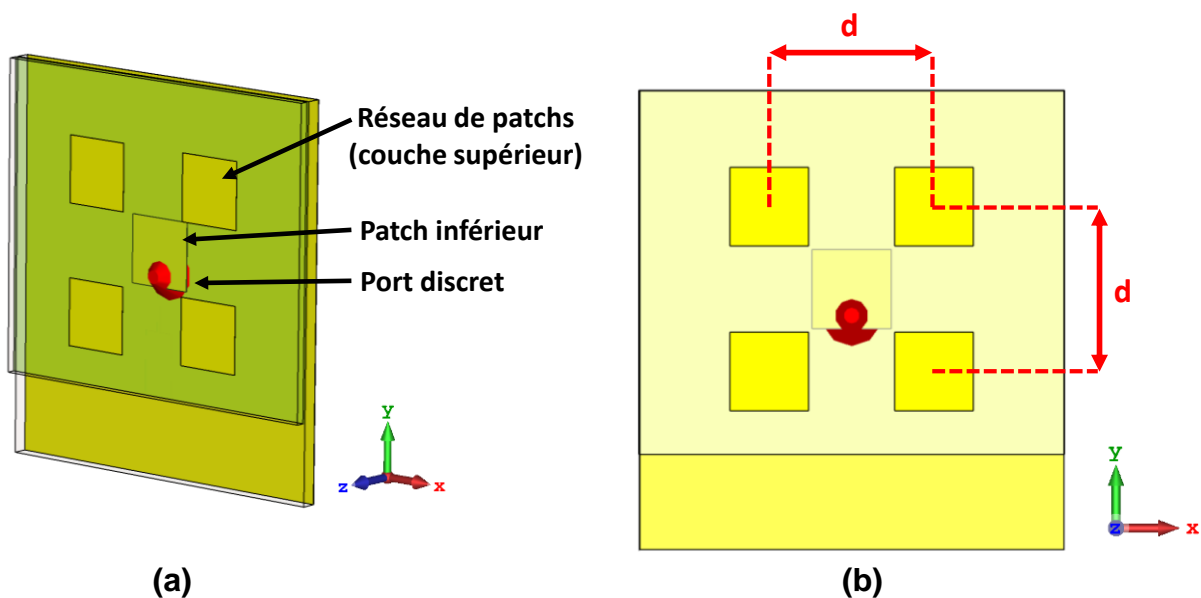
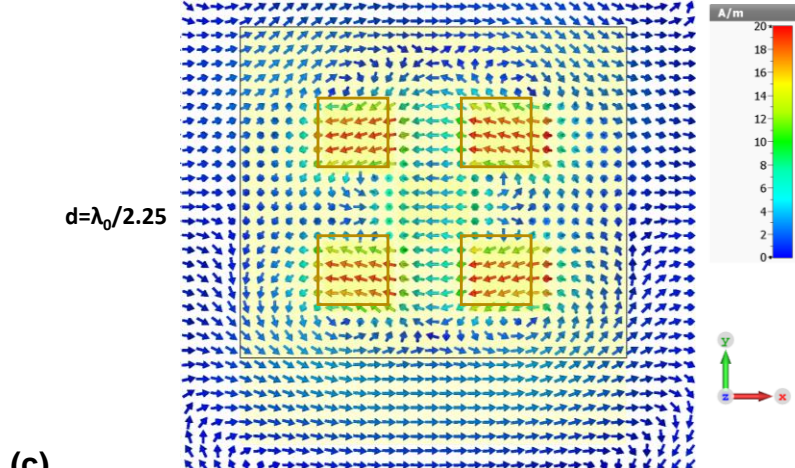
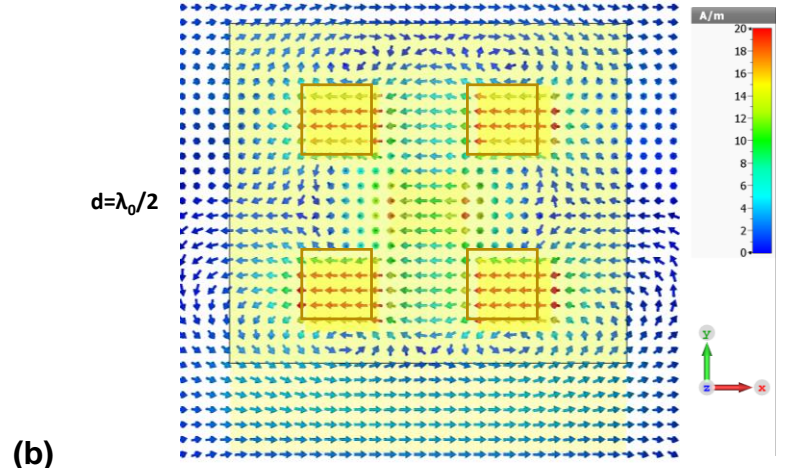
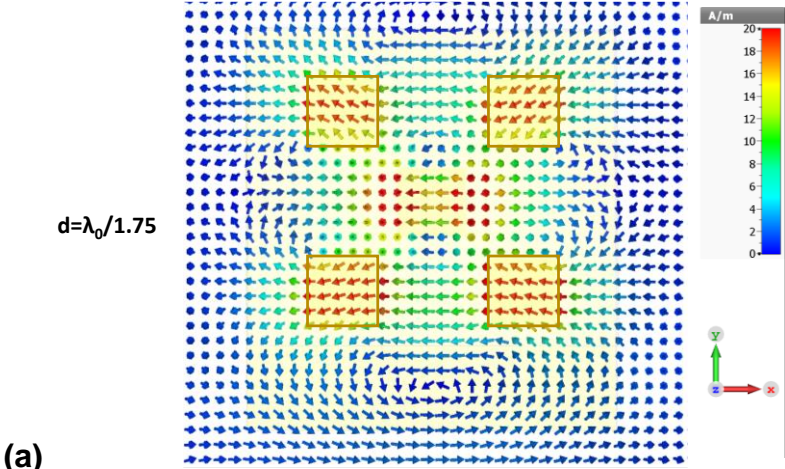


Figure 117 : Structure étudiée où le patch inférieur est excité par un port discret

Les modes résonants sont de types transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement, ce qui est le cas ici. Les dimensions choisies des patches impliquent une première fréquence de résonance autour de 27,5 GHz. La Figure 118 montre le champ magnétique dans le plan $z = 0,9$ mm pour différentes distances entre les éléments du réseau

(distance d) et pour une hauteur de substrat séparant la première couche de la deuxième $h_2 = 0,406$ mm.



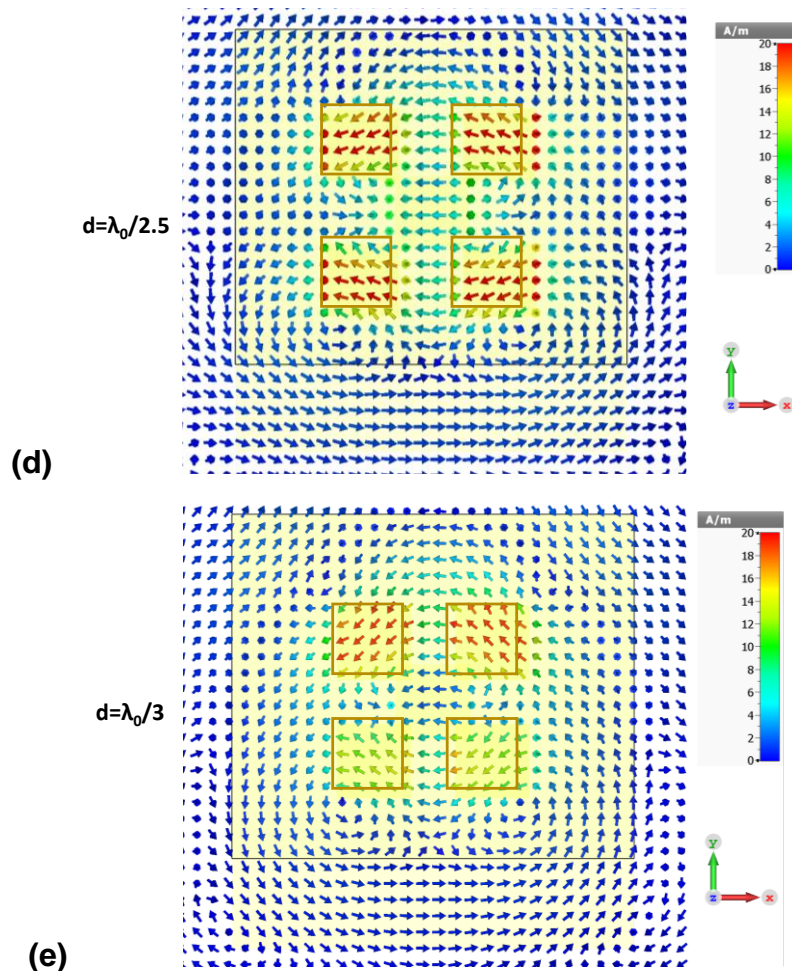


Figure 118 : Champ magnétique dans le plan $z=0.9\text{mm}$ pour différentes distances entre les éléments du réseau (a) $d = \lambda_0/1,75$, (b) $d = \lambda_0/2$, (c) $d = \lambda_0/2,25$, (d) $d = \lambda_0/2,5$, (e) $d = \lambda_0/3$

Le patch inférieur excite les modes TM_{01} des patches supérieurs puisque la composante H_x est prédominante.

Plusieurs conclusions peuvent être tirées de cette première étude :

- Lorsque les patches sont trop éloignés ($\lambda_0/1,75$), le patch inférieur joue le rôle d'excitateur du réseau supérieur mais pas seulement puisqu'il génère également un fort champ magnétique autour de lui. Cela signifie qu'il contribue au rayonnement de l'ensemble du dispositif et perturbe ainsi le champ magnétique de chacun des patches supérieurs.
- Lorsque la distance entre les patches diminue, le champ magnétique autour du patch inférieur diminue progressivement. Pour des distances comprises entre $\lambda_0/2$ et $\lambda_0/2,5$, les modes TM_{01} des patches supérieurs sont bien installés.
- Lorsque la distance entre les patches est faible ($\lambda_0/3$), un couplage entre les patches supérieurs apparaît et perturbe fortement le mode TM_{01} de chacun des patches.
- Dans l'intervalle $\lambda_0/2 < d < \lambda_0/2,5$, il existe un optimal à $\lambda_0/2,25$ pour lequel le patch inférieur ne participera pas au rayonnement et le champ magnétique H_x n'est quasiment pas perturbé par les patches environnants.

Cette valeur optimale peut être confirmée par l'étude de la densité surfacique de courants. La Figure 119 montre les modules des composantes J_x , J_y et J_z et la phase de J_y , seule composante non nulle.

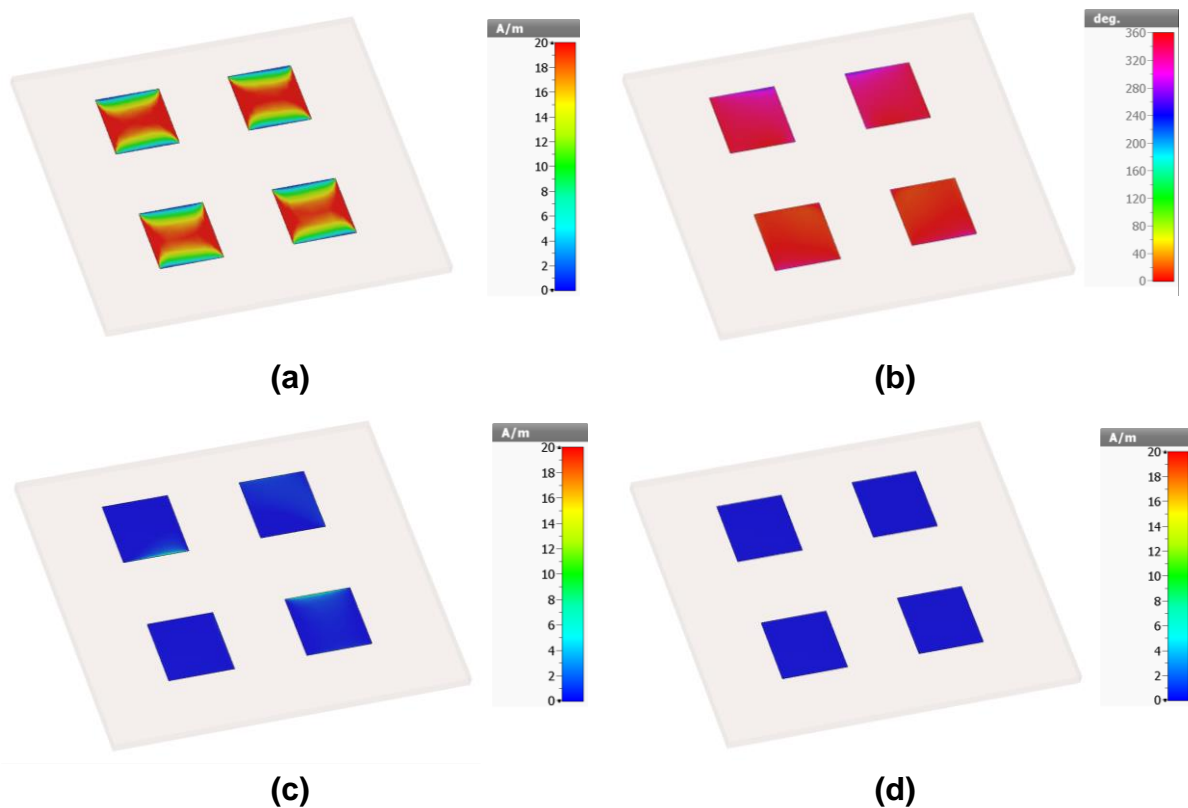


Figure 119 : Densité surfacique de courants pour $d = \lambda_0/2,25$ (a) module de J_y et (b) sa phase, modules de (c) J_x et (d) J_z .

Les composantes J_x et J_z sont nulles (Figure 119 (c) et (d)) et la densité surfacique de courants selon y sur chacun des patches supérieurs sont en phase (Figure 119 (b)) et montrent une résonance en demi-longueur d'onde (Figure 119 (a)). Cela confirme que les modes TM_{01} de chaque patch sont excités en phase, condition pour laquelle le gain dans l'axe sera maximal.

Nous pouvons vérifier que cela n'est pas vrai pour des distances d ne se trouvant pas dans l'intervalle $\lambda_0/2 < d < \lambda_0/2,5$. En guise d'exemple, cette même étude est faite pour $d = \lambda_0/3$ et est présentée sur la Figure 120. Dans ce cas, seule la composante J_z est nulle (Figure 120 (d)), et des composantes non nulles selon x et y existent (Figure 120 (a) et (c)) sans être en phase (Figure 120 (b)). Dans ce cas, la combinaison des champs rayonnés ne sera pas optimale et le gain dans l'axe s'en verra affecté.

La Figure 121 trace la directivité à 27,5 GHz en fonction de la distance d/λ_0 .

Les constatations faites lors de l'étude des champs sont confirmées et la valeur de la distance d peut être déterminé de manière plus précise puisqu'une directivité maximale est obtenue lorsque d se trouve dans l'intervalle $\lambda_0/2 < d < \lambda_0/2,7$.

Cette étude a été menée pour une hauteur h_2 fixée, il convient donc de faire une étude similaire pour différentes hauteurs du deuxième substrat qui a également une influence sur les modes de chacun des quatre patches.

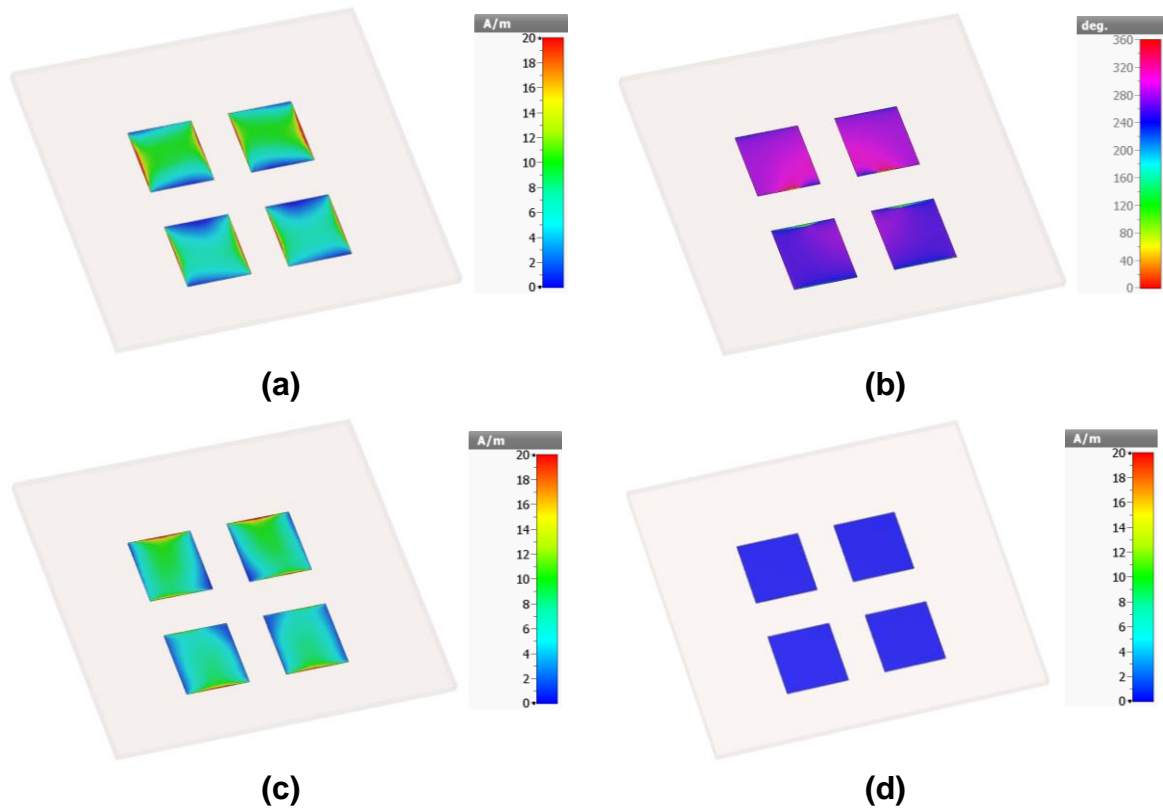


Figure 120 : Densité surfacique de courants pour $d=\lambda_0/3$ (a) module de J_y et (b) sa phase, modules de (c) J_y et (d) J_z .

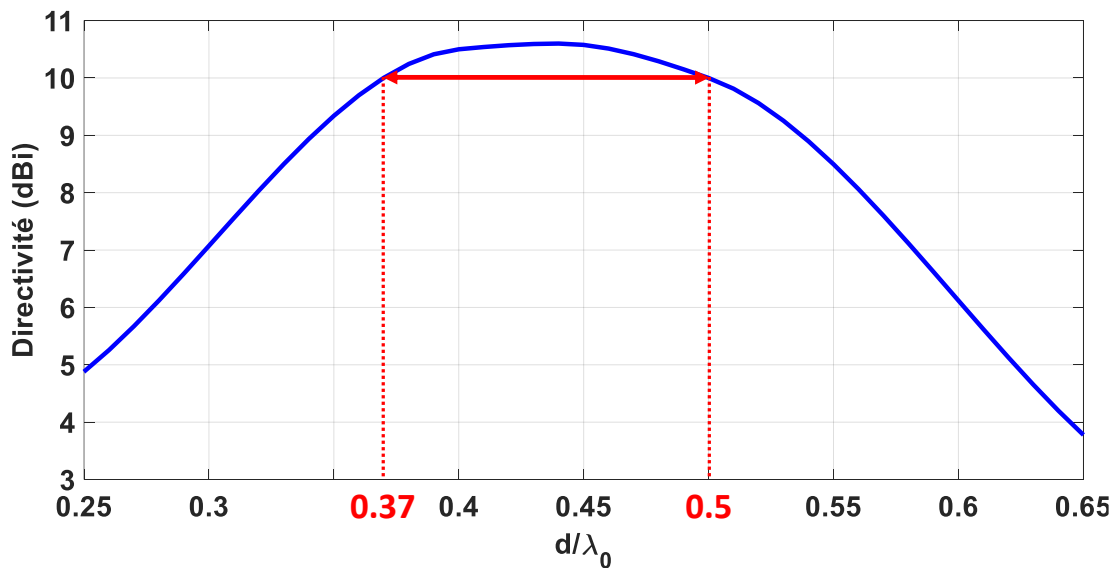


Figure 121 : Evolution de la directivité en fonction de d/λ_0 .

- **Epaisseur du substrat supérieur (variation de h_2)**

Une étude similaire sur les champs et les densités surfaciques de courants a également été menée lorsque la hauteur du substrat est modifiée. Nous ne la détaillerons pas de nouveau ici mais nous pouvons tracer l'évolution de la directivité en fonction de différentes valeurs de h_2 lorsque la distance d est égale à $\lambda_0/2,25$ (Figure 122). Les différentes valeurs d'épaisseur h_2 ont été fixées en prenant des valeurs disponibles dans le commerce.

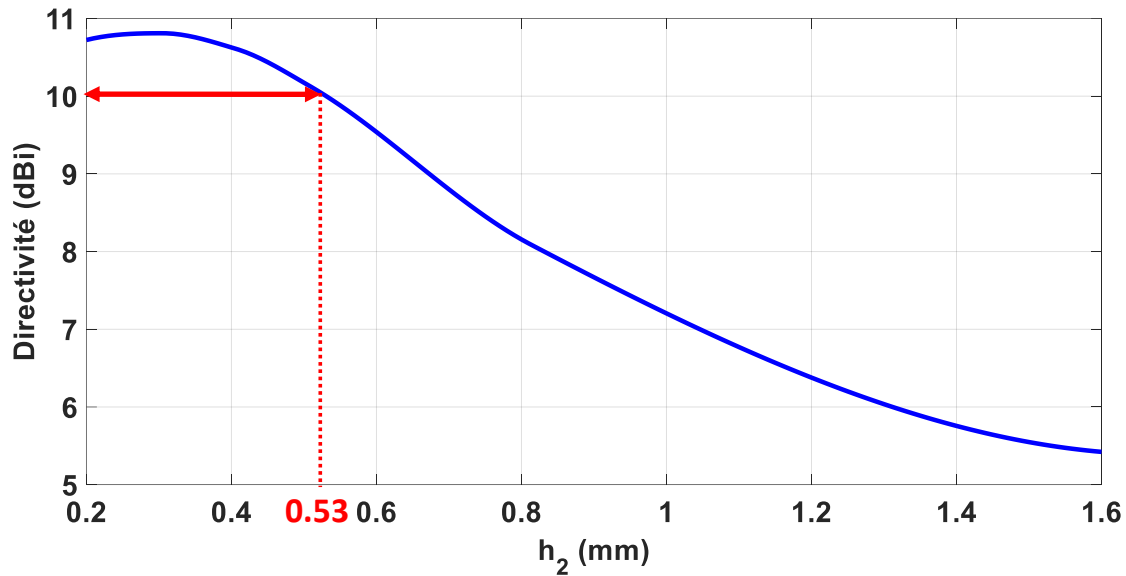


Figure 122 : Evolution de la directivité en fonction de l'épaisseur du deuxième substrat h_2 .

Lorsque l'épaisseur h_2 reste inférieure à 0,53 mm, la directivité est supérieure à 10 dB. Au-delà, la directivité est dégradée et l'étude des champs montre que ceux-ci sont très faibles puisque leur amplitude est divisée par deux dans le cas où $h_2 = 1,524$ mm, ce qui explique la faible directivité obtenue.

Il faut préciser que la bande passante et le niveau d'adaptation du dispositif antennaire dépendent également de cette épaisseur. Il faut donc trouver un compromis entre les performances en rayonnement et la bande d'adaptation.

- **Analyse et discussion**

Cette étude a permis de montrer l'influence des différents paramètres du réseau et comment optimiser son rayonnement sans passer par l'étude des paramètres S qui dans cette configuration antennaire n'était pas possible. En effet, cette méthodologie passant par l'étude des champs et de la densité surfacique de courants sur chacun des patchs du réseau s'avère efficace quant à la prédiction des performances.

Cependant, cette étude s'est focalisée sur les performances rayonnées sans traiter des paramètres d'adaptation. Afin de se donner un degré de liberté sur ce paramètre, le patch inférieur ne sera pas alimenté par une simple sonde coaxiale de 50Ω mais par une ligne qui comportera un dispositif d'adaptation, comme présenté sur la structure générale de l'antenne en début de la section (Figure 115). Cette ligne aura donc l'avantage de faciliter l'adaptation de l'antenne mais comme elle se situe à proximité des patchs, elle aura l'inconvénient de perturber les champs sous les patchs environnants. La méthode utilisée précédemment devra donc être réemployée après l'intégration de la ligne afin de régler la distance entre les patchs pour exciter proprement les modes TM_{01} de chacun d'entre eux.

III.4.3. Reconfigurabilité en polarisation

L'obtention d'une polarisation circulaire avec une alimentation unique et des encoches, comme pour l'antenne présentée précédemment (Figure 123 (a)), est une solution compacte et qui ne nécessite pas de réseau d'alimentation complexe comme c'est le cas des antennes patchs polarisées circulairement avec des alimentations multiples. Cette solution à encoche, appliquée à la méthode d'optimisation présentée précédemment, est la solution qui a été

choisie pour faire de la reconfigurabilité de polarisation. Ainsi, en coupant les quatre coins de chaque patch métallique de la deuxième couche et en les remplaçant par du GeTe, l'antenne présentera une polarisation linéaire lorsque les quatre coins (de chaque patch) sont tous dans le même état (isolant ou conducteur) et une polarisation circulaire en activant deux coins de GeTe opposés (de chaque patch) à l'état métallique tout en maintenant les deux autres à l'état isolant. Dans cette configuration, deux modes orthogonaux d'amplitude similaire et de différence de phase de 90° sont excités. Ces deux modes dégénérés sont équivalents à des dipôles magnétiques orthogonaux, et dans ce cas, les dipôles magnétiques horizontaux équivalents de ces modes se trouvent le long de la diagonale du patch (Figure 123 (b)). Il vaut la peine de mentionner qu'à mesure que la profondeur de la coupe (dimensions des coins amorphes) augmente, la fréquence de résonance du mode créé le long des coins tronqués augmente, tandis que la fréquence de résonance du mode créé le long des coins inchangés (coins cristallins) reste constante. Par conséquent, les dimensions de la coupe (coins amorphes) doivent être ajustées afin d'atteindre la largeur de bande optimale du taux d'ellipticité de la polarisation circulaire [235]–[237].

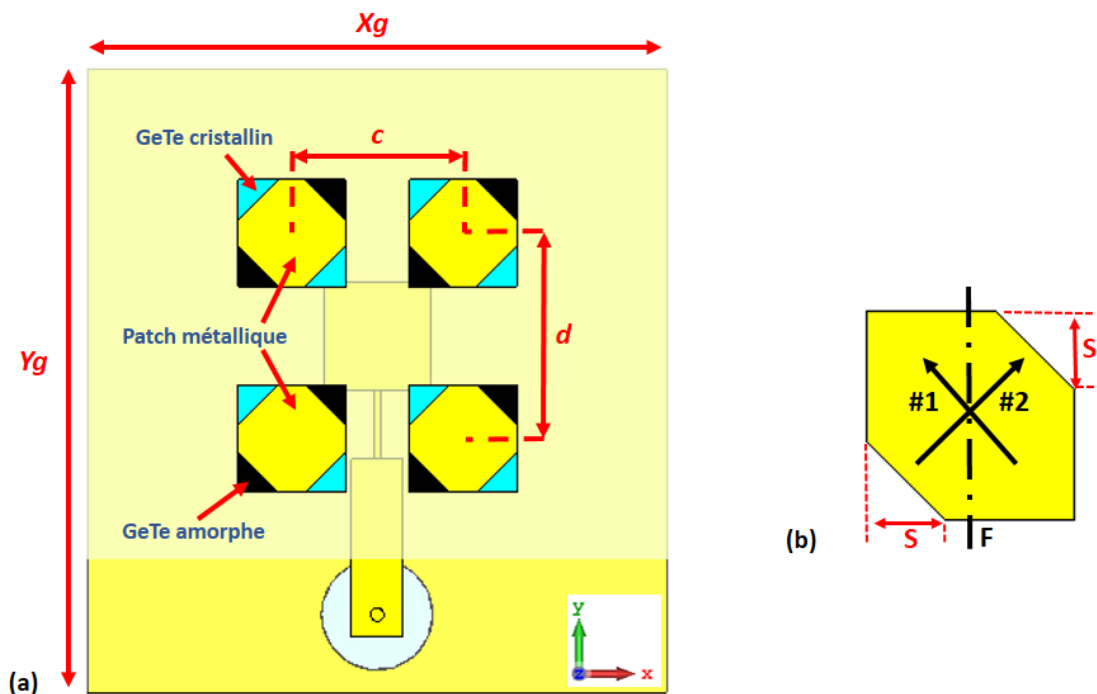


Figure 123 : (a) Vue frontale de la conception 3D de l'antenne. Le matériau GeTe amorphe est représenté avec la couleur marron autour des patches métalliques et le GeTe cristallin avec la couleur bleue. (b) Patch équivalent de ceux intégrant les motifs de GeTe amorphes et cristallin avec la représentation des modes dégénérés.

Le dispositif optimisé présente donc quatre coins tronqués sur les quatre patches métalliques (en or de $2,4 \times 2,4$ mm) avec une longueur $S = 0,9$ mm, comme exposé dans la Figure 123 (a). La fréquence de fonctionnement du dispositif est d'environ 34 GHz lorsque les quatre coins en GeTe sont amorphes et d'environ 27,8 GHz lorsqu'ils sont cristallins. La topologie globale de la structure sera modifiée optiquement avec les différentes configurations (ON/OFF) des motifs de GeTe des coins de chaque patch. Les différentes polarisations de fonctionnement de l'antenne en fonction des états des motifs de GeTe sont les mêmes que présentées dans le Tableau III-3 en prenant comme référence la numérotation de coins de la Figure 96. Ainsi, cette antenne alterne entre une polarisation circulaire gauche (LHCP), une polarisation circulaire droite (RHCP) et une polarisation linéaire (LP avec les quatre coins cristallins) autour

la fréquence de 27,8 GHz (Configurations 1, 2 et 4 du Tableau III-3). La polarisation linéaire correspondant aux quatre coins amorphes du GeTe, comme déjà mentionné, est décalée en fréquence (plus élevée) par rapport aux autres configurations ce qui ne présente pas d'utilité dans le cas d'une reconfigurabilité en polarisation.

Comme évoqué précédemment, la ligne qui alimente le patch inférieur permet d'adapter le système. Cette ligne passe d'une impédance caractéristique de 50 Ω (à la sortie du connecteur) à une impédance de 123 Ω . Ces impédances caractéristiques déterminent le couple {largeur de ligne, épaisseur du substrat inférieur h_1 }. Afin de ne pas trop perturber les modes des patches du réseau, une largeur de ligne faible est souhaitable. Une fois ces dimensions fixées, l'étude présentée auparavant dans la section I.4.2 est de nouveau appliquée afin de régler la distance entre les patches pour exciter proprement les modes TM_{01} de chacun d'entre eux. La présence de la ligne implique une dissymétrie de la structure en termes de distances entre les patches du réseau afin de compenser les perturbations engendrées par cette ligne ($d = 4,6$ mm et $c = 3,8$ mm). L'épaisseur du second substrat est également déterminée et est choisie telle que $h_2 = 0,406$ mm pour maximiser la directivité.

La Figure 124 représente le $|S_{11}|$ simulé pour la configuration en polarisation linéaire et circulaire avec le taux d'ellipticité (TE) correspondant à ce dernier cas. La configuration 1 de l'antenne correspondant à la polarisation LHCP n'est pas représentée dans la Figure 124 puisque elle offre des performances similaires à la RHCP en raison de la symétrie géométrique de ces deux configurations.

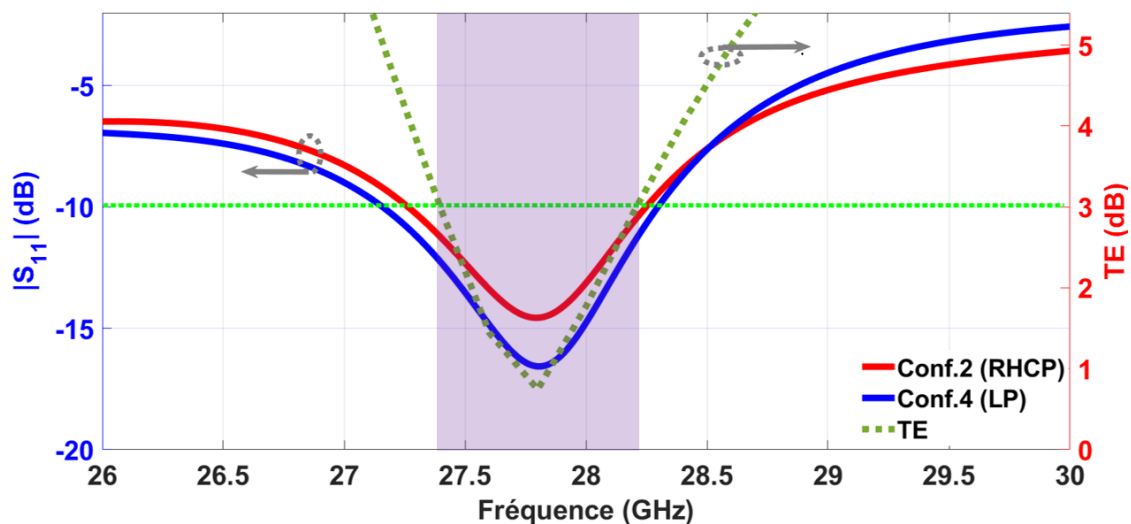


Figure 124 : Résultats de simulations des paramètres $|S_{11}|$ pour la configuration 2 et la configuration 4 correspondant à la RHCP et LP du Tableau III-3, ainsi que le taux d'ellipticité (TE) de la polarisation circulaire dans l'axe $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = 0^\circ$.

Les performances simulées de l'antenne montrent une largeur de bande d'adaptation de 3,6% pour la polarisation circulaire et de 4,1% pour la polarisation linéaire. En effet, la bande passante d'adaptation est plus étroite que le dispositif présenté précédemment (5,1 % pour la CP et 3,1 % pour la LP). Cependant, la largeur de bande du taux d'ellipticité ($TE < 3$ dB) pour la polarisation circulaire est de 2,9 %, c'est-à-dire plus large bande que pour l'antenne montrée auparavant (1,7 %), même si la bande d'adaptation reste plus étroite.

La directivité est de 10,8 dBi pour la polarisation circulaire et de 10,7 dBi pour la polarisation linéaire, ce qui constitue une augmentation de 2,6 dB dans la polarisation circulaire par rapport à l'antenne reconfigurable en polarisation présentée précédemment.

III.4.4. Réalisation et mesure du dispositif.

Le réseau de quatre patches a été fabriqué en salle blanche en utilisant les mêmes techniques que celles décrites précédemment. Nous sommes partis d'un circuit initial bi-couches fabriqué par la société Cibel utilisant des substrats de type RO4003C. Celui-ci était métallisé du côté du plan de masse avec une couche de cuivre de 18 μm d'épaisseur et intègre l'empreinte pour accueillir le connecteur coaxial et le via qui permet le passage de l'âme centrale de la sonde d'alimentation. Ce circuit initial intégrait également l'antenne patch inférieur et sa ligne d'excitation en cuivre de 18 μm d'épaisseur. Le deuxième substrat (13 x 11 x 0,406 mm³) a été collé au-dessus avec un film de pré-preg (RO4450F, $\epsilon_r = 3,52$) de 0,102 mm d'épaisseur. Sur la face supérieure du deuxième substrat, une couche de GeTe de 1 μm d'épaisseur a été déposée par pulvérisation magnétron DC et ensuite gravée en utilisant la lithographie optique et le processus de gravure humide pour former les éléments correspondant aux quatre coins de chaque patch. Les parties métalliques des patches supérieurs ont été conçues par évaporation à faisceau d'électrons des films de Ti/Au (25/1000 nm) et la photolithographie de type lift-off.

La Figure 125 montre l'image du prototype fabriqué intégrant les motifs de GeTe à l'état amorphe et cristallin.

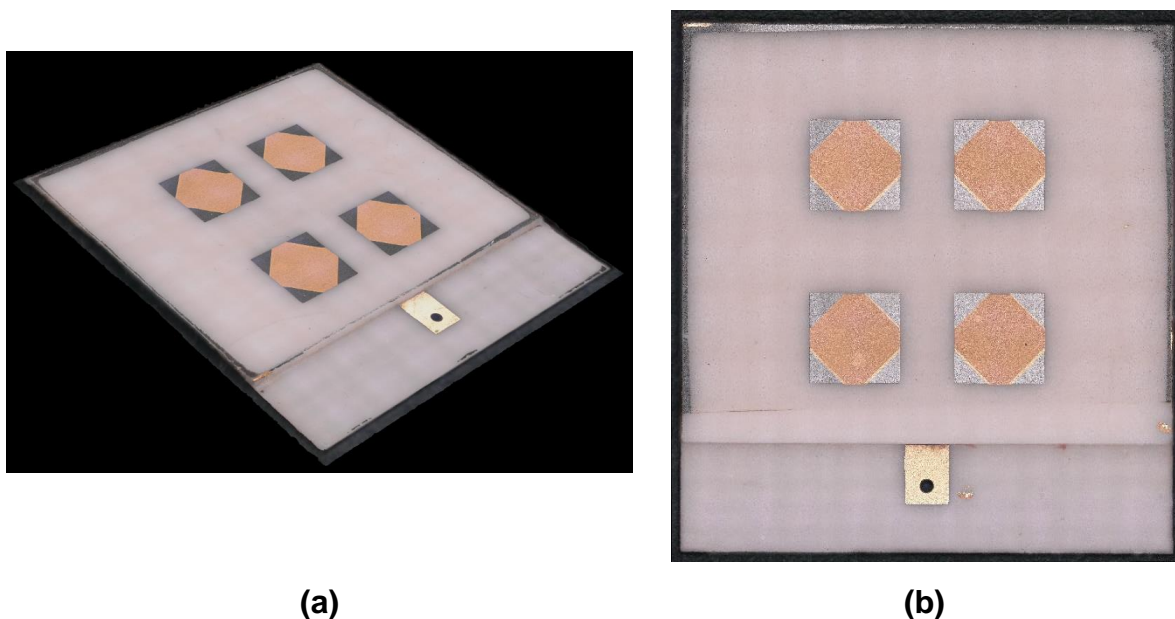


Figure 125 : (a) Antenne fabriquée intégrant les motifs de GeTe amorphe (couleur gris foncé). (b) Vue frontale avec les motifs de GeTe cristallins (couleur gris clair).

Les états (amorphe et cristallin) des motifs de GeTe sont contrôlés optiquement en utilisant les irradiations laser UV (avec les impulsions LP1 et LP2) et en intégrant un masque de contact placé au-dessus du dispositif antennaire. Comme pour le dispositif précédent (Figure 102), les variations des couleurs des motifs de PCM confirment le changement de phase et qui est corroboré par les mesures quatre pointes de la résistivité DC sur un film de GeTe déposé de manière concomitante sur un substrat nu de RO4003C. Le connecteur de type SMP [227] est soudé sur la ligne d'excitation (comme déjà mentionné) et permet de réaliser l'intégralité des

mesures (impédance et rayonnement) au laboratoire. Les performances des différentes configurations de l'antenne fabriquée ont été comparées aux simulations.

Considérant le décalage en fréquentielle de la configuration 3 (LP) et la similitude des performances entre les configurations 1 et 2 (LHCP et RHCP respectivement), nous allons comparer et détailler dans ce manuscrit les configurations 2 et 4 (telles que définies dans le Tableau III-3) dans l'analyse des mesures des performances, même si l'ensemble des configurations a été mesuré en impédance et en rayonnement.

III.4.4.1. Mesures des paramètres S

Les paramètres $|S_{11}|$ (simulés et mesurés) sont présentés sur la Figure 126 et montrent une adaptation d'impédance autour de 28 GHz (pour les mesures). La largeur de la bande d'adaptation mesurée ($|S_{11}| < -10$ dB) pour les configurations RHCP est de 0,9 GHz autour de 28 GHz tandis qu'elle est de 1 GHz pour la polarisation linéaire associée à la configuration 4. Cela correspond à 3,1 % de largeur de bande pour la polarisation circulaire et 3,5 % pour la polarisation linéaire.

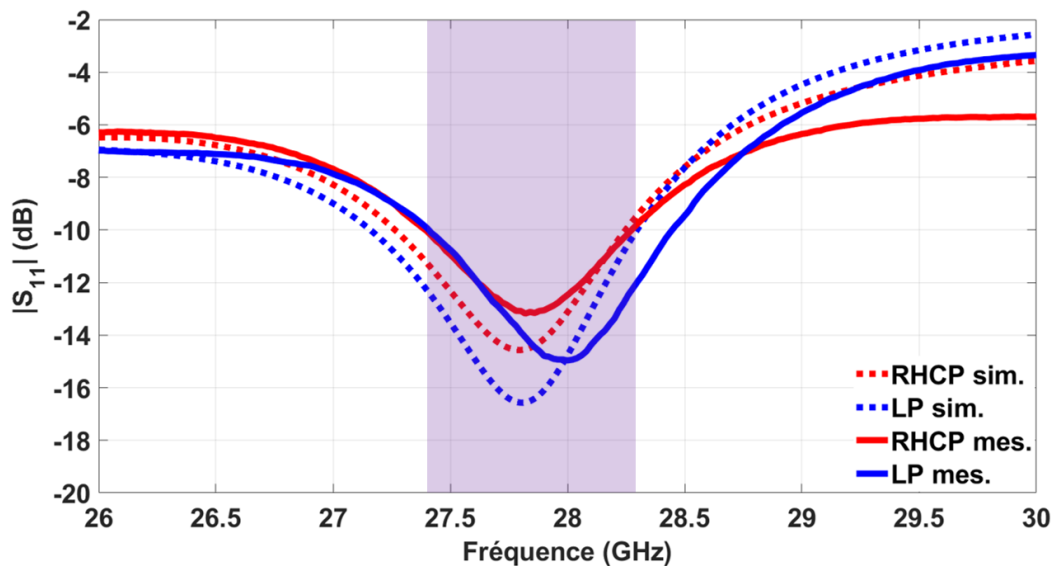


Figure 126 : Résultats de mesures et de simulations des paramètres $|S_{11}|$ pour la polarisation circulaire (RHCP) et la polarisation linéaire (LP).

Ainsi, et comme pour le dispositif précédent, les configurations de la polarisation circulaire (gauche et droite) et la polarisation linéaire de l'antenne fonctionnent sur des bandes de fréquences identiques. Dans la suite, la reconfigurabilité en polarisation sera vérifiée par l'évaluation des performances en rayonnement (taux d'ellipticité, gain réalisé et efficacité totale) de ces deux configurations.

III.4.4.2. Performances en rayonnement du dispositif reconfigurable

Nous allons détailler les performances de l'antenne fonctionnant avec la polarisation circulaire droite et la polarisation linéaire dont les fréquences de fonctionnement sont identiques. La configuration 1 (polarisation circulaire gauche) ne sera pas détaillée compte tenu la symétrie de la structure et des résultats de mesure proches (entre les configurations 1 et 2) en termes de gain, d'efficacité et de TE.

Les mesures des performances en rayonnement de l'antenne proposée ont été réalisées en réception avec le même système CATR précédent, comme présenté sur la Figure 127.

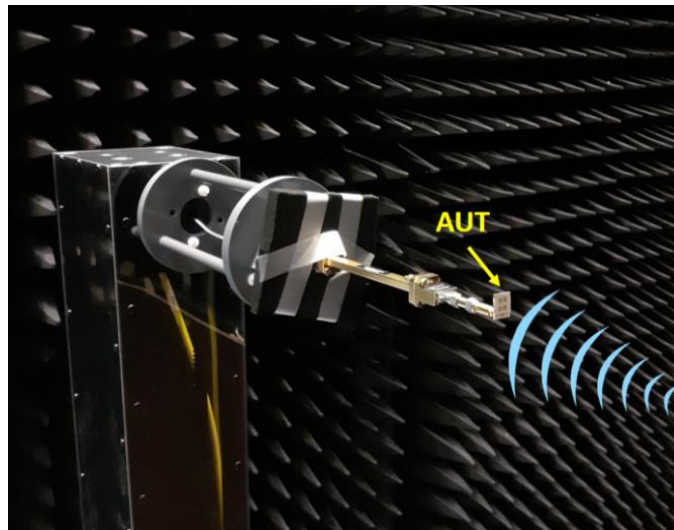


Figure 127 : Mesure en réception de l'antenne fabriquée (AUT) dans la base compacte.

- **Performances de l'antenne en polarisation circulaire droite (Configuration 2)**

Les gains mesurés et simulés pour les polarisations gauche et droite sur les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ sont représentés sur la Figure 128, à 27,9 GHz, fréquence où le TE est minimal. Un gain réalisé de 8,5 dBic est obtenu dans l'axe.

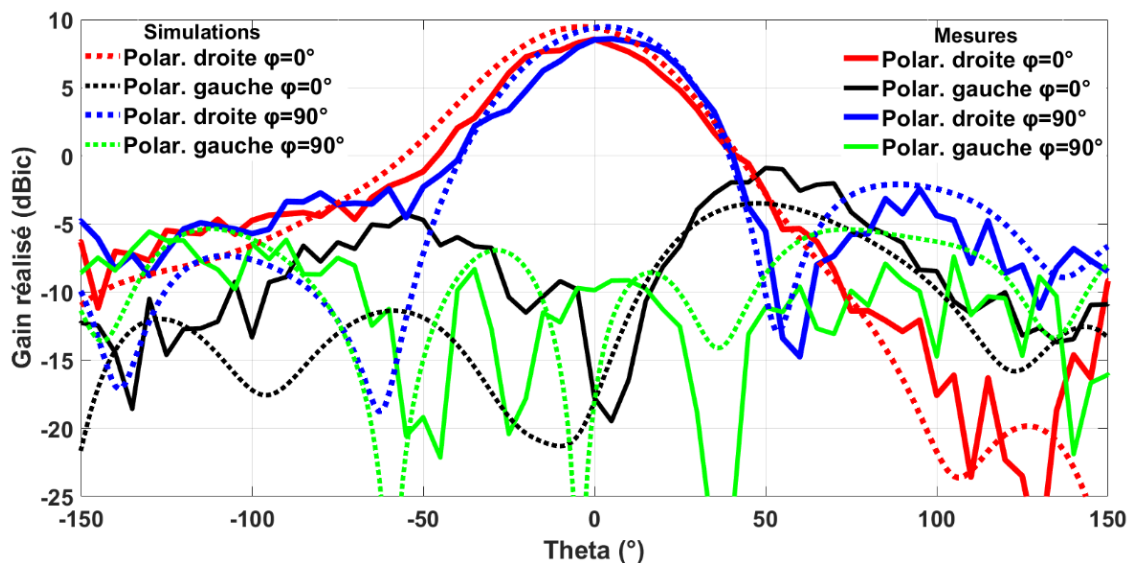


Figure 128 : Gains mesurés et simulés pour les polarisations circulaires gauches et droites dans la configuration 2 (RHCP) à 27,9 GHz.

De la Figure 128, on peut constater que la différence de niveau entre le gain RHCP et le gain LHCP mesurés est de plus de 20 dB pour un angle θ compris entre -20° et 20° , en accord avec la simulation. Le taux d'ellipticité pour différents plans φ et mesuré à 27,9 GHz est représenté sur la Figure 129. Un TE inférieur à 3 dB est obtenu sur une plage angulaire θ allant de -20° à 20° pour le pire des cas ($\varphi = 0^\circ$).

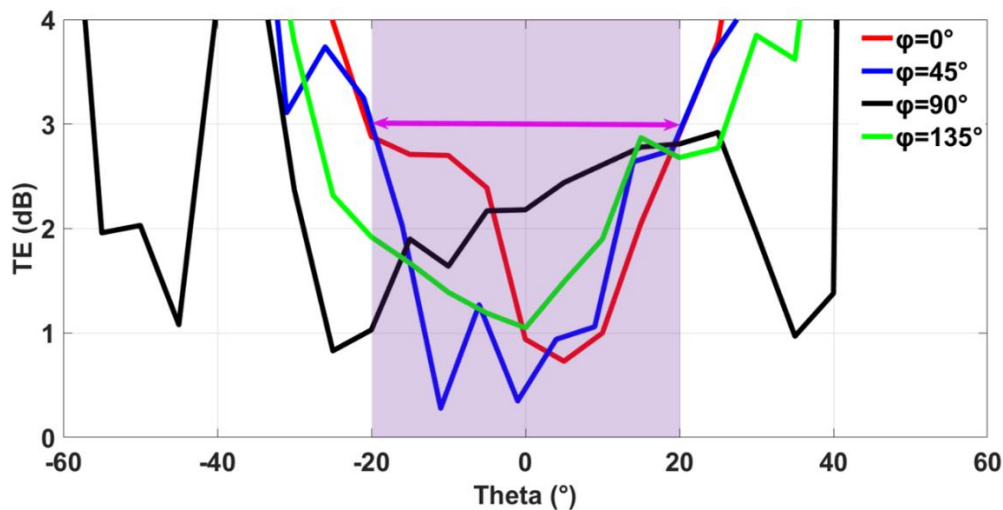


Figure 129 : Taux d'ellipticité mesuré de l'antenne proposée sur différents plans φ à 27,9 GHz.

Comme évoqué précédemment, l'utilisation d'une alimentation par une ligne de transmission microruban perturbe les modes excités dans les patchs et accroît donc les rayonnements parasites qui détériorent le gain et la polarisation de l'antenne. Cela modifie l'excitation uniforme des patchs supérieurs de chaque côté du plan E, ce qui devient contraignant dans l'obtention d'une polarisation circulaire parfaite. De plus, un léger dépointage du faisceau d'environ 5° est observable dans le plan de coupe $\varphi = 90^\circ$, probablement lié à la ligne d'excitation également.

Le taux d'ellipticité dans l'axe ($\varphi = 0^\circ$, $\theta = 0^\circ$) est tracé en fonction de la fréquence sur la Figure 130 et montre un TE inférieur à 3 dB sur une bande de 1,1 GHz autour la fréquence de fonctionnement, correspondant à 4 % de bande passante.

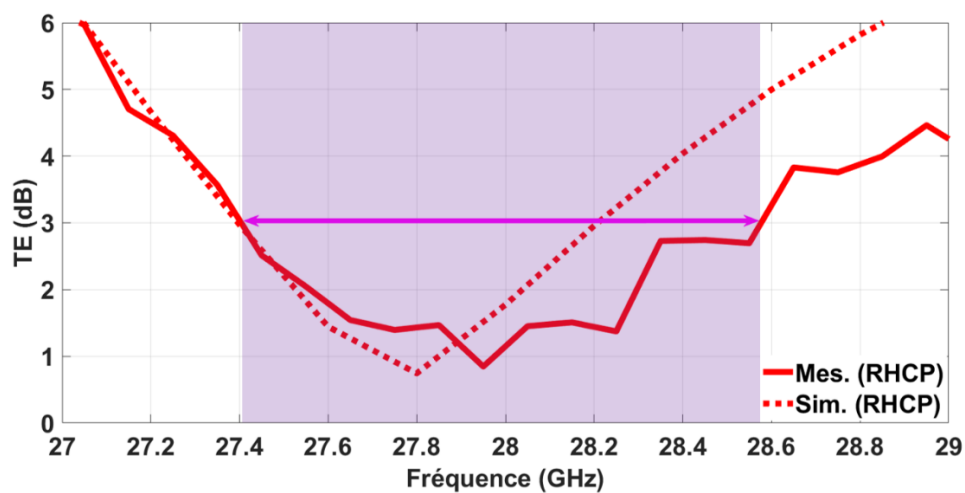


Figure 130 : Taux d'ellipticité mesuré et simulé de l'antenne proposée dans l'axe principal ($\varphi=0^\circ$, $\theta=0^\circ$).

Sur la Figure 131 sont tracés le gain réalisé et l'efficacité totale pour cette configuration. Le gain réalisé mesuré atteint les 8,7 dBic à 27,9 GHz. Par rapport au dispositif précédent qui n'avait qu'une seule antenne patch, ce nouveau dispositif présente une bande passante du TE plus large ainsi qu'un gain plus élevé. Cependant, l'efficacité totale obtenue en mesure est autour de 67 % à la même fréquence. Elle est inférieure aux résultats de simulations (78 %) et par rapport au dispositif précédent, ce qui pourrait s'expliquer par les pertes associées au

GeTe cristallin (avec une conductivité plus faible que l'or) intégré dans le réseau de patches de la couche supérieure.

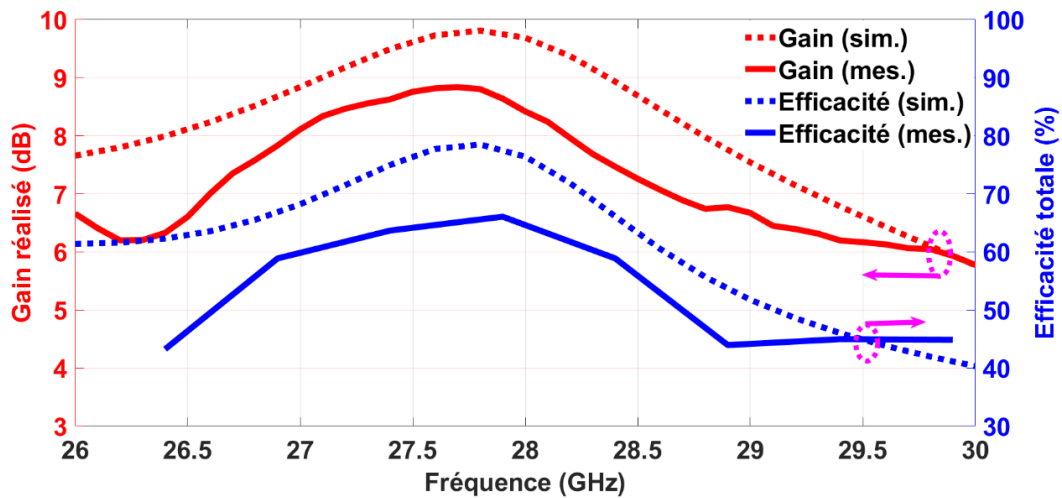


Figure 131 : Mesure et simulation de l'efficacité totale et du gain réalisé de l'antenne en polarisation circulaire (configuration 2).

- **Performances de l'antenne en polarisation linéaire (Configuration 4)**

Le diagramme de rayonnement est mesuré autour de 28 GHz pour cette configuration, fréquence où le $|S_{11}|$ est minimal. Un gain réalisé de 9,2 dBi est obtenu dans l'axe. Pour détailler ces résultats de mesure, la Figure 132 montre le gain en fonction de l'angle θ dans les plans $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ à 28 GHz. La différence de niveau entre la polarisation croisée (X-pol) et la polarisation principale (Co-pol) est de plus de 20 dB sur une plage angulaire θ allant de -10° à 10° . Cela démontre l'obtention d'une polarisation linéaire sur la même fréquence que les configurations LHCP et RHCP.

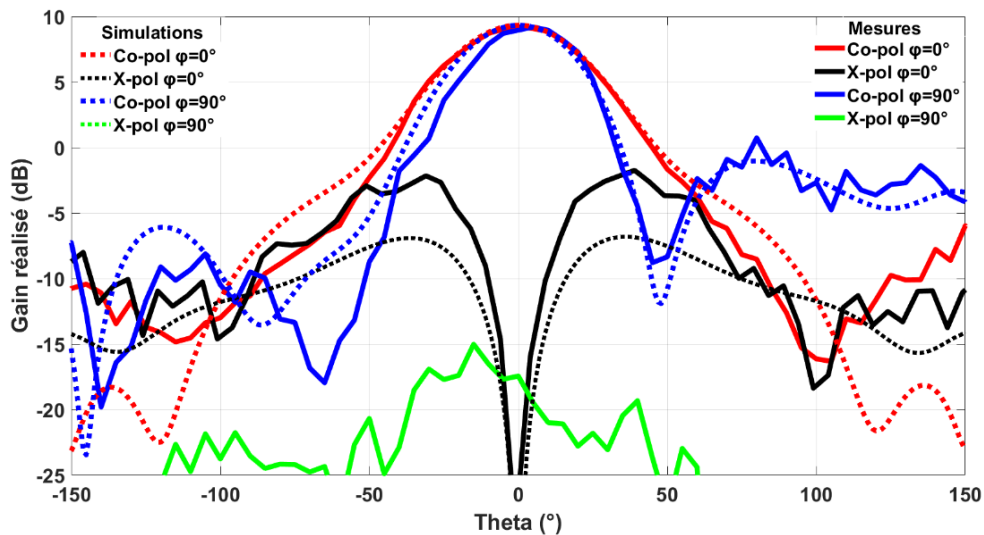


Figure 132 : Gains mesurés et simulés de l'antenne proposée dans la configuration 4 (LP) à 28 GHz.

Sur la Figure 133 est tracé le gain réalisé et l'efficacité totale. Le gain réalisé mesuré atteint 9,2 dBi à 28 GHz et l'efficacité totale est de l'ordre de 64 % à la même fréquence. La diminution de l'efficacité dans cette configuration, comme déjà mentionné, pourrait être liée à la présence d'une quantité plus élevée de GeTe cristallin (quatre coins de chaque patch) sur la structure par rapport à la configuration 1 (avec 2 coins).

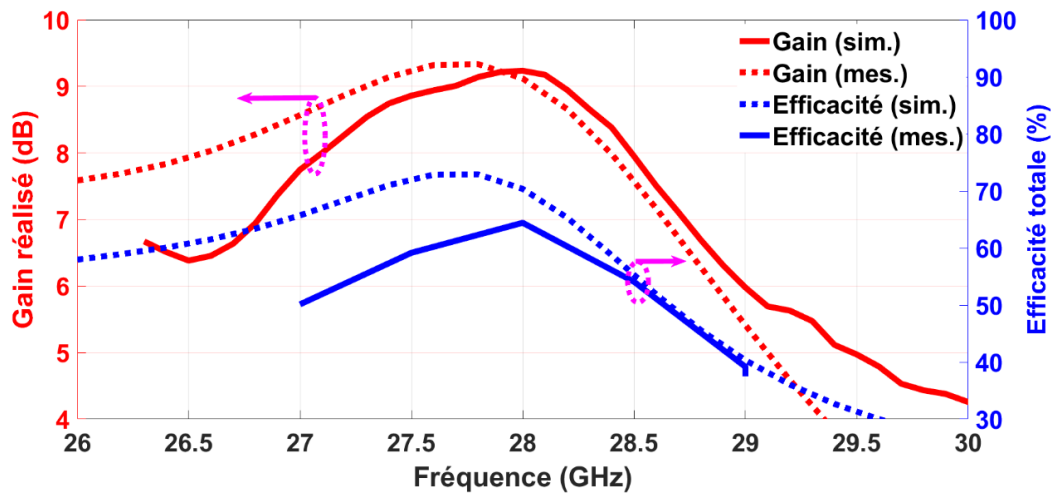


Figure 133 : Mesures et simulations du gain réalisé et de l'efficacité totale de la configuration 4 (LP).

- **Résumé des performances de l'antenne dans ses différentes configurations**

Le Tableau III-5 résume les paramètres mesurés et simulés du dispositif en termes de bande passante, de gain et d'efficacité totale pour les trois configurations utiles (LHCP, RHCP et LP).

Tableau III-5 : Résumé des performances de l'antenne pour les résultats de mesures et de simulation.

	<i>BW ($S_{11} < -10$ dB)</i>	<i>BW (AR < 3 dB)</i>	<i>Gain Max.</i>	<i>Eff. Tot. (%)</i>	<i>Directivité</i>
Configuration 1 Mes. (LHCP)	3,1 %	4 %	8,7 dBic	67	10,4 dBi
Configuration 1 Sim. (LHCP)	3,6 %	2,9 %	9,8 dBic	79	10,8 dBi
Configuration 2 Mes. (RHCP)	3,1 %	4 %	8,7 dBic	67	10,4 dBi
Configuration 2 Sim. (RHCP)	3,6 %	2,9 %	9,8 dBic	78	10,8 dBi
Configuration 4 Mes. (LP)	3,5 %	---	9,2 dBi	64	11,1 dBi
Configuration 4 Sim. (LP)	4,1 %	---	9,3 dBi	73	10,7 dBi

III.4.5. Bilan

Le dispositif proposé est ainsi reconfigurable en polarisation et fonctionne autour de 28 GHz dans toutes ses configurations (LP, LHCP et RHCP) selon les différentes phases du matériau GeTe intégré dans chaque patch métallique. Cette reconfigurabilité est contrôlée de manière, répétitive et réversible par des impulsions laser. Cette configuration d'antenne a permis d'améliorer les performances de l'antenne précédente par l'intégration d'un réseau de quatre patches couplés par proximité par un patch principal. En effet, le gain a été augmenté de 2,2 dB et la bande passante du TE est maintenant de 4 % pour les configurations en polarisation circulaires contre 1,7 % pour l'antenne précédente. La directivité est 10,4 dBi ce qui constitue une augmentation de 2,8 dB dans la polarisation circulaire par rapport à l'antenne reconfigurable en polarisation présentée précédemment.

III.5. Conclusion

L'objectif principal de ce chapitre était la réalisation d'antennes reconfigurables dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration du GeTe comme matériau accordable.

Pour tous les dispositifs présentés, nous avons réalisé les couches minces de GeTe en utilisant la technique de pulvérisation magnétron DC en salle blanche et les gravures humides après une lithographie optique. Les métallisations ont été conçues par évaporation par faisceau d'électrons sur des cibles de Ti/Au et la photolithographie lift-off. L'évaluation des performances en rayonnement ont été effectuées pour les antennes reconfigurables en polarisation via un système CATR dont la fréquence de mesure s'étend de 8 GHz à 110 GHz.

Nous avons présenté dans un premier temps un dispositif reconfigurable en fréquence par la modification des dimensions effectives de l'élément rayonnant à travers l'application d'impulsions laser sur le GeTe incorporé autour d'un patch métallique. Même si les performances en rayonnement dans ce cas n'ont pas été mesurées pour cause de limitations matérielles, les mesures d'impédance ont permis l'extraction des propriétés diélectriques (permittivité et conductivité) du GeTe déposé sur de l'alumine dans le domaine de fréquences 24-30 GHz. Cela a également permis de démontrer, pour la première fois, l'utilisation des PCM au-delà des commutateurs RF et des mémoires non volatiles.

A partir des propriétés extraites du GeTe, nous avons présenté une structure d'antenne reconfigurable en polarisation et fonctionnant autour de 29,5 GHz. Le dispositif est réalisé avec un substrat de type Rogers afin de pallier les contraintes de l'utilisation de l'alumine liées à sa forte permittivité et aux difficultés de réalisation de vias pour l'intégration de connecteurs coaxiaux nécessaires à la mesure. Cette antenne rayonne trois polarisations différentes : linéaire (LP), circulaire gauche (LHCP) et circulaire droite (RHCP). Malgré les pertes constatées dans les mesures en rayonnement, associées probablement au GeTe dans son état cristallin (ayant une conductivité relativement plus faible qu'un vrai métal), les résultats restent tout de même satisfaisants pour proposer un deuxième dispositif reconfigurable en polarisation, dont la finalité a été d'augmenter le gain et la bande passante du taux d'ellipticité de la polarisation circulaire.

En utilisant les mêmes mécanismes et principes pour obtenir la reconfigurabilité en polarisation, le deuxième prototype reconfigurable en polarisation consiste à rajouter un réseau de quatre patchs sur un superstrat, couplés électromagnétiquement par un patch principal. Le dispositif rayonne trois polarisations (LHCP, RHCP et LP) autour de 28 GHz et les performances ont été améliorées. Les différents paramètres qui influencent le couplage entre les patchs et les performances ont été analysés et une méthodologie de conception a été mise au point.

Finalement, l'intégration d'un transformateur d'impédance a permis d'adapter l'antenne au détriment de perturbations sur le diagramme de rayonnement et plus particulièrement du taux d'ellipticité sur certains plans. Les perspectives de ces travaux présentés à la fin de ce manuscrit montreront qu'il est possible d'exciter le patch inférieur par l'utilisation d'une fente de couplage comme celle utilisée pour le patch reconfigurable en fréquence. Cette nouvelle topologie d'excitation pourra limiter les rayonnements parasites tout en permettant de combiner la reconfigurabilité fréquentielle à la reconfigurabilité de polarisation au sein du même dispositif rayonnant.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire constitué de trois chapitres résume le résultat de mon travail de trois années de thèse, dont l'objectif était de réaliser des antennes reconfigurables dans le domaine des ondes millimétriques en utilisant l'intégration et l'activation optique des matériaux à changement de phase. L'objectif était de proposer une solution alternative aux technologies de commutation classique à base de composants de type semi-conducteurs ou MEMS RF. Ce sujet pluridisciplinaire fait appel à des domaines très variés tels que les télécommunications hyperfréquences, l'électromagnétisme, la physique des matériaux, et les techniques de microfabrication, permettant la conception, la simulation, la fabrication et la mesure des dispositifs réalisés.

L'état de l'art présenté dans **le premier chapitre** a permis de mettre en évidence les concepts d'antennes reconfigurables, les différents types de reconfigurabilité et les techniques les plus étudiées afin d'obtenir un comportement flexible et évolutif pour mieux adapter les nouveaux systèmes de communication sans fil à des environnements variables, mieux exploiter le spectre fréquentiel et optimiser la consommation d'énergie et l'autonomie.

Un aperçu des avantages et des inconvénients relatifs aux différentes techniques de reconfigurabilité a été donné, avec quelques exemples d'antennes reconfigurables dans le domaine des ondes millimétriques, qui reposent sur l'utilisation de composants électroniques (à base de semi-conducteurs ou de RF-MEMS) ou de matériaux agiles. Le choix de la technique pour modifier les propriétés d'une antenne est fait en fonction de la fréquence de fonctionnement, de l'encombrement, de la consommation d'énergie, des performances souhaitées ou des besoins de l'application visée. Cependant, dans le domaine millimétrique, les composants semi-conducteurs sont sujets à des phénomènes de non linéarité et sont très énergivores. Les RF-MEMS, qui sont plus performants, souffrent de temps de commutation assez élevés (de l'ordre de la microseconde) ainsi que d'un processus de fabrication complexe (packaging), ce qui augmente le coût de réalisation des dispositifs. Quelques matériaux agiles émergent pour des techniques de commutation innovantes et prometteuses. C'est pourquoi, la seconde partie de ce premier chapitre a été dédiée aux matériaux à changement de phase (PCM), leurs différentes compositions, leurs propriétés optiques et électriques, et aux procédés, régimes et méthodes requises pour les transformations de phase. Ces matériaux offrent la possibilité de garder leur état conducteur ou isolant sans qu'il soit nécessaire de maintenir une polarisation (bi-stabilité ou effet mémoire non volatile), conduisant à une faible consommation d'énergie globale, nettement avantageuse par rapport aux techniques de commutation classiques.

Le tellurure de germanium - GeTe, la composition de choix dans les PCM pour des applications hautes fréquences, a été illustré avec quelques exemples d'intégration dans des dispositifs avec des performances RF comparables aux technologies MEMS. En effet, cette composition est bien adaptée pour des applications de commutation en hyperfréquences, car la différence de résistivité entre les états isolant et conducteur est de 5 à 6 ordres de grandeurs sur une très large bande de fréquences (du DC aux fréquences THz). Les commutateurs à base de GeTe offrent des commutations abruptes et très rapides de l'ordre des ns voire ps (pour la commutation optique) tout en répondant aux exigences d'application à long terme car ils présentent une stabilité supérieure à dix ans pour chaque état dans lequel le matériau est placé. Ces propriétés sont une véritable rupture technologique dans le domaine des

hyperfréquences et ouvrent la voie à de nombreuses applications, y compris dans des dispositifs antennaires.

Le deuxième chapitre a présenté les techniques de réalisation et les caractérisations des couches minces de GeTe. Parmi les différentes techniques de dépôt physique, nous avons adopté dans notre travail de thèse la pulvérisation cathodique magnétron; largement utilisée à l'échelle industrielle et qui permet l'obtention de films de bonne qualité. Nous avons également exposé l'influence de différents facteurs (pression, température, vitesse de dépôt et distance entre la cible et le porte substrat) sur la croissance et la qualité des couches minces de PCM.

Les changements de phase des couches minces de PCM ont été examinés, tout d'abord, avec la cristallisation par chauffage direct, afin d'évaluer les températures de cristallisation et les résistances à l'état cristallin entre le GST ($\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$) et diverses compositions de GeTe (40:60 et 50:50). Ces analyses, viennent corroborer notre choix pour le GeTe (50:50) pour des applications RF et antennaires, car sa résistivité à l'état cristallin est plus faible. Nous avons utilisé des impulsions laser UV ($\lambda = 248 \text{ nm}$) courtes (30 ns) pour la réalisation de changements de phase réversibles dans les films de GeTe. En effet, les vitesses de commutation avec ce type d'activation optique sont élevées, l'irradiation directe des films de PCM simplifie le processus de fabrication des dispositifs et elle évite l'intégration de lignes de polarisation (comme dans le cas de l'activation électrique des PCMs) qui peuvent perturber le diagramme de rayonnement de l'antenne.

Nous avons intégré des couches minces de GeTe dans des dispositifs de commutation RF à deux terminaux réalisés sur des substrats de saphir, avec de bonnes performances dans les deux états (ON/ OFF) ce qui nous a permis de remonter, par des rétro-simulations électromagnétiques, aux propriétés électriques (conductivité et permittivité) du GeTe dans la bande de fréquences 20-40 GHz.

Des tests de commutations successives entre les deux états ont été réalisés sur des couches de GeTe obtenus sur des substrats de saphir et de type Rogers afin d'évaluer la fiabilité du changement de phase sur plusieurs cycles de transformation et dans le temps. Même si le nombre de cycles de changement de phase illustré dans nos travaux (~ 20) est éloigné de ce que l'on peut trouver dans la littérature ($>10^8$), il faut préciser que les surfaces de PCM que nous avons transformées sont bien supérieures, ce qui demande plus d'énergie pour les commutations entre les phases et qui induit par conséquent une dégradation progressive du matériau exposé à l'atmosphère ambiante. Nous avons mentionné également des facteurs influençant la fiabilité de transformation des films de PCM comme l'effet des inhomogénéités de la surface des substrats qui affectent la conductivité électrique des films et la réponse thermique du matériau, ou encore la conductivité thermique du substrat utilisé qui ne génère pas les hyperechauffements nécessaires pour obtenir une phase amorphe très résistive.

A partir des résultats obtenus dans le chapitre II, nous avons exploité, **dans le chapitre III**, les propriétés de commutation optique des matériaux à changement de phase pour réaliser des antennes reconfigurables dans le domaine des ondes millimétriques. Nous avons présenté dans un premier temps un dispositif reconfigurable en fréquence par la modification des dimensions effectives de l'élément rayonnant à travers l'irradiation optique des motifs de GeTe incorporés autour d'un patch métallique. Les mesures d'impédance ont permis, à travers des rétro-simulations, d'extraire les propriétés diélectriques (permittivité et conductivité) du GeTe déposé sur de l'alumine dans le domaine de fréquences 24-30 GHz et de démontrer, pour la première fois, l'utilisation des PCM au-delà des commutateurs et des mémoires non volatiles.

Ensuite, nous avons conçu une structure d'antenne reconfigurable en polarisation fonctionnant autour de 29,5 GHz. Le dispositif a été réalisé sur un substrat de type Rogers et peut rayonner trois polarisations différentes : linéaire (LP), circulaire gauche (LHCP) et circulaire droite (RHCP). Malgré les pertes constatées dans les mesures en rayonnement, avec un gain réalisé et une efficacité autour de 6,4 dBi et 70 % respectivement, et une largeur de bande du taux d'ellipticité de 1,7 %, les résultats restent tout de même satisfaisants et ont été mis à profit pour réaliser un deuxième dispositif antennaire reconfigurable en polarisation, dont la finalité est l'augmentation du gain et de la bande passante du taux d'ellipticité de la polarisation circulaire.

Ce prototype consiste à rajouter un réseau de quatre patchs sur un superstrat, couplés électromagnétiquement par proximité à un patch principal. En utilisant le changement d'état des motifs de GeTe intégrés dans les patchs, le dispositif peut fonctionner sur trois polarisations (LHCP, RHCP et LP) autour de 28 GHz et les performances ont été également améliorées avec un gain réalisé autour de 9 dBi et une bande de reconfigurabilité de 4 %. Cependant, nous avons aperçu des perturbations sur le diagramme de rayonnement des prototypes d'antenne reconfigurables en polarisation, liées probablement à la ligne microruban d'excitation.

Ainsi, pour consolider la fiabilité des films de PCM et pour une amélioration des performances de reconfigurabilité des dispositifs antennaires décrits dans le chapitre III, ces travaux de thèse nous amènent à plusieurs perspectives d'études pour la suite des recherches sur ce sujet.

Perspectives

Perspectives

Dans la suite immédiate de mes travaux de recherche j'ai étudié l'optimisation d'une topologie d'une antenne reconfigurable intégrant les PCM. Les perturbations sur le diagramme de rayonnement sur les dispositifs réalisés, liées probablement à la ligne microruban d'excitation, nous ont conduits à repenser les techniques d'alimentation de l'antenne. Un deuxième objectif était également l'intégration de plusieurs fonctions de reconfigurabilité dans la même structure d'antenne (fréquence, polarisation et/ou diagramme de rayonnement).

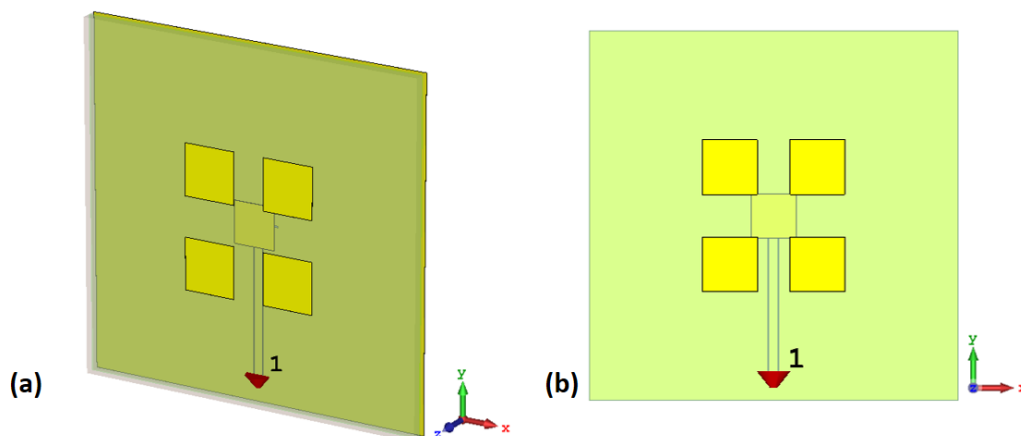
Nous proposons ainsi dans les perspectives de mes travaux la conception d'une antenne englobant à la fois la reconfigurabilité en fréquence et celle en polarisation.

- **Topologie de l'antenne**

La solution choisie est une combinaison des trois topologies d'antennes présentées dans le chapitre III de ce manuscrit.

Un réseau de quatre patches ($2,2 \times 2,2$ mm) rayonne en phase sur un superstrat (RO4003C de 0,406 mm d'épaisseur), les patches sont couplés par proximité par un patch principal ($1,9 \times 1,9$ mm) gravé sur un substrat inférieur (RO4003C : $15,5 \times 15,5$ mm et 0,305 mm d'épaisseur), lui-même couplé par une fente située au niveau du plan de masse inférieur, comme le montre la Figure 134. En effet, sur la face inférieure, une ligne coplanaire (CPW) de dimensions optimisées pour 50Ω est terminée par une fente résonante gravée sur le plan de masse, qui permet d'exciter le patch inférieur (Figure 134 (c)). Cette fente est située sous le centre du patch inférieur (Figure 134 (d)) afin de bénéficier d'un couplage optimal (entre la fente et le patch). En effet, le champ magnétique maximum pour le mode TM_{01} est situé au centre de l'antenne patch. Par conséquent, une source magnétique (comme par exemple, une ouverture à fente) ne constitue une excitation efficace du mode TM_{01} que lorsqu'elle est située près du centre du patch [238].

Ce type d'excitation par couplage électromagnétique à travers la fente, sans aucune connexion directe entre le patch et l'alimentation, a l'avantage d'éviter les réactances inductives liées aux connexions coaxiales ainsi que les lignes d'excitation microruban trop larges (par rapport à la taille des patches) ce qui devient critique pour les fréquences millimétriques, qui peuvent perturber le diagramme de rayonnement ou dégrader les performances générales de l'antenne [239], [240]. De plus, la ligne CPW présente des rayonnements parasites faibles et le substrat peut être relativement épais, de sorte que l'antenne est bien adaptée avec une bonne efficacité et bande passante.



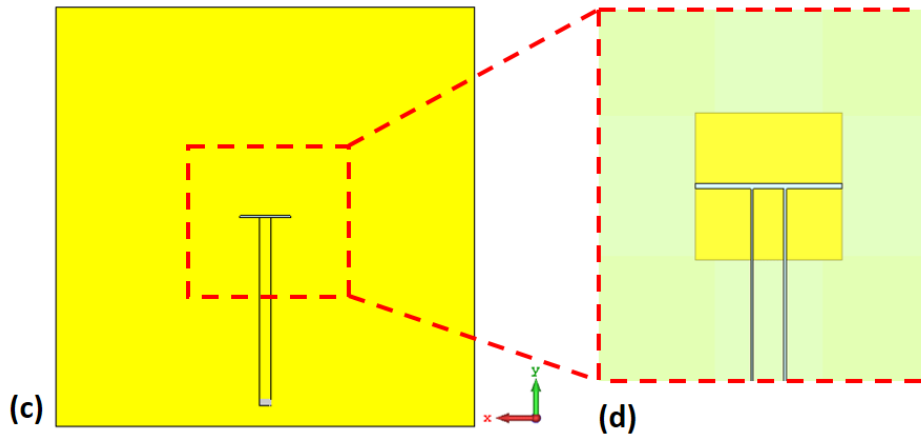


Figure 134 : (a) Conception 3D de l'antenne. (b) Image de la face frontale avec le patch inférieur et le réseau de patch supérieurs. (c) Image de la face arrière de l'antenne avec la ligne d'excitation coplanaire terminée par une fente résonante. (d) Image de la fente située sous le centre du patch inférieur.

L'influence de ce type d'excitation sur la fréquence de travail du dispositif a déjà été analysée dans la littérature [241]–[244]. De ces études, nous pouvons conclure que le patch inférieur à couplage capacitif est alimenté par la fente qui constitue un stub ouvert en sortie de la ligne CPW prolongée par deux bras comme illustré sur la Figure 135. Ces extensions de la fente agissent comme des inductances permettant ainsi en fonction de sa longueur de modifier la fréquence de résonance de l'antenne. La Figure 136 montre cette influence et que selon la longueur L_s choisie, l'antenne reste adaptée mais sur des bandes de fréquence différentes.

Cependant, l'effet n'est pas le même si la ligne CPW est en court-circuit avec le plan de masse (Figure 137). Dans ce cas, la longueur de la fente est réduite, ce qui a pour conséquence d'avoir un fonctionnement du dispositif vers des fréquences plus élevées. En effet, pour $L_s = 1,9$ mm par exemple, la fréquence d'opération est maintenant autour de 32 GHz alors qu'elle était autour de 29,75 GHz lorsque la ligne CPW était terminée par un circuit ouvert.

La différence à noter est que lorsque la ligne est terminée par un circuit ouvert, l'antenne reste adaptée quelle que soit la longueur L_s , ce qui n'est pas le cas lorsque la ligne est terminée par un court-circuit. Cela s'explique par la distribution du champ électrique dans la fente et le couplage électromagnétique avec le patch peut être fortement altéré par les variations de la surface de la fente (L_s et W_s). Des analyses sur les variations de l'impédance d'entrée avec ce type de couplage sont facilement trouvables dans la littérature [240], ainsi que des analyses mathématiques [245].

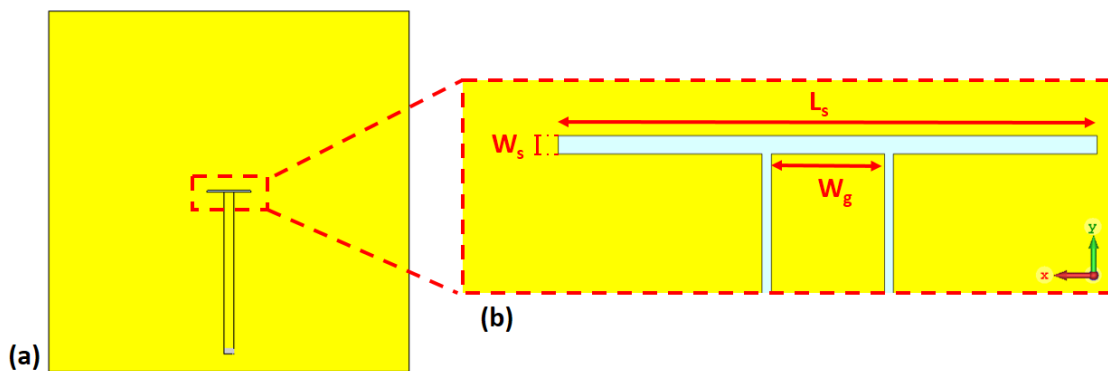


Figure 135 : (a) Image de la face arrière de l'antenne. (b) Image de la fente résonante.

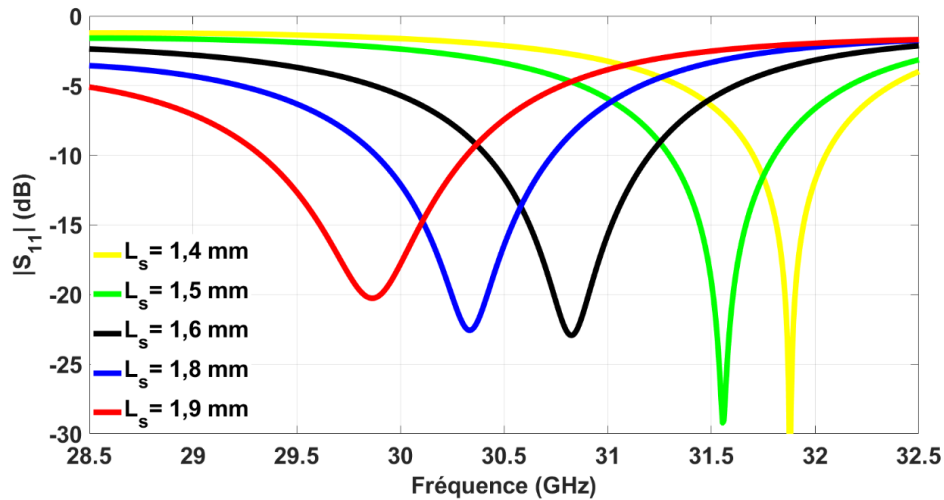


Figure 136 : Paramètre $|S_{11}|$ pour différentes longueurs L_s de la fente et $W_s = 0,065$ mm.

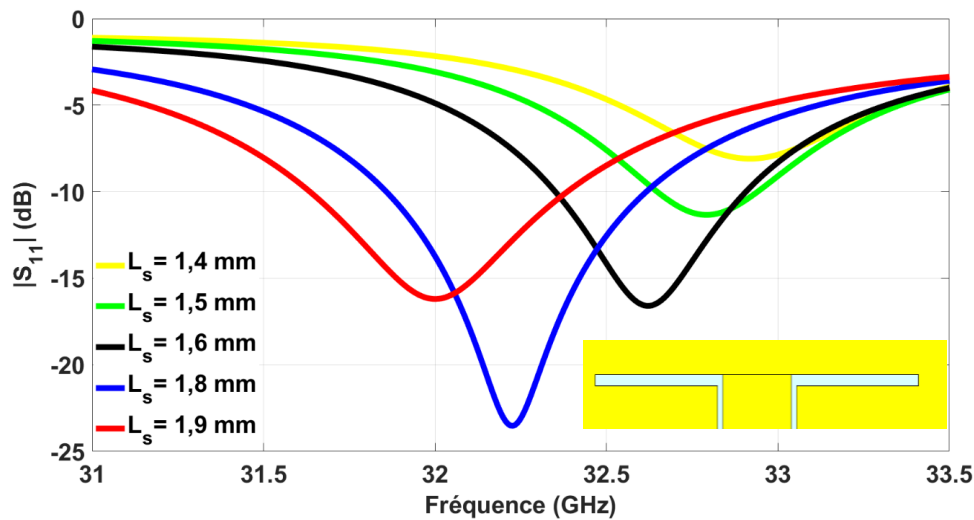


Figure 137 : Paramètre $|S_{11}|$ pour différentes longueurs L_s de la fente avec la ligne CPW en court-circuit avec le plan de masse.

La fréquence d'opération de notre dispositif peut donc être modifiée par l'introduction d'un motif de GeTe en continuité de la ligne CPW (Figure 138), avec des valeurs de L_s et de W_s de 1,9 mm et 0,055 mm respectivement, optimisées pour avoir un fonctionnement à deux fréquences différentes. En effet, avec le changement d'état (conducteur-isolant) du PCM, la longueur électrique de la fente est modifiée et par conséquent une variation de la fréquence de résonance de la fente et de la fréquence de fonctionnement de l'antenne est obtenue avec une bonne adaptation d'impédance. Cela permet d'obtenir une reconfigurabilité en fréquence sans altérer les dimensions des éléments rayonnants du dispositif antennaire, ce qui simplifie la conception. Bien entendu, cette fente résonante pourrait être remplacée entièrement par du GeTe, et sa longueur serait variée de façon dynamique par les changements de phase locaux du PCM, afin d'obtenir plusieurs fréquences de fonctionnement. Compte tenu de notre objectif, qui est de démontrer le principe d'intégration de plusieurs reconfigurabilité dans un même dispositif, nous avons travaillé ici avec un petit motif de GeTe localisé pour deux fréquences

de fonctionnement seulement. Sur la Figure 138, un connecteur coaxial [246] a été intégré dans le but d'alimenter la ligne CPW et faciliter la réalisation des futures mesures.

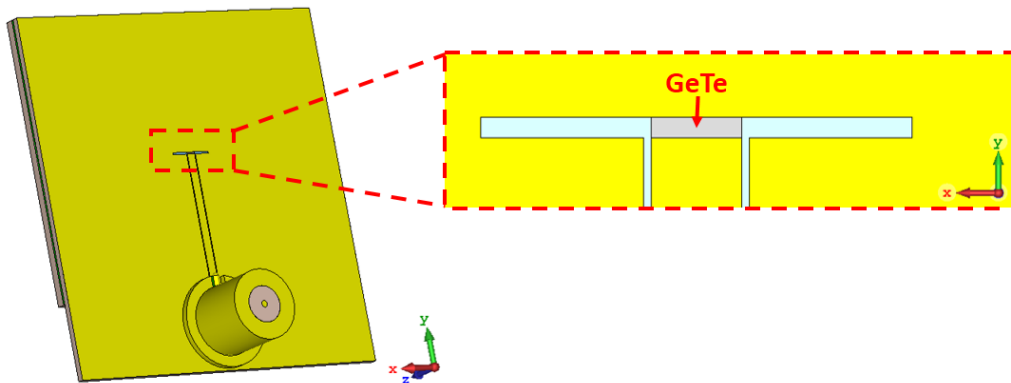


Figure 138 : Image arrière du dispositif intégrant un connecteur coaxial pour alimenter la ligne CPW avec le motif de GeTe intégré dans la fente.

La reconfigurabilité en polarisation est obtenue par l'intégration de motifs de GeTe dans chaque coin des patches de la couche supérieure (éléments en gris foncé sur la Figure 139), comme montré dans le chapitre III. En faisant varier les états du GeTe des coins de chaque patch par des impulsions laser, le dispositif alterne entre une polarisation linéaire (LP), une polarisation circulaire gauche (LHCP) et une polarisation circulaire droite (RHCP).

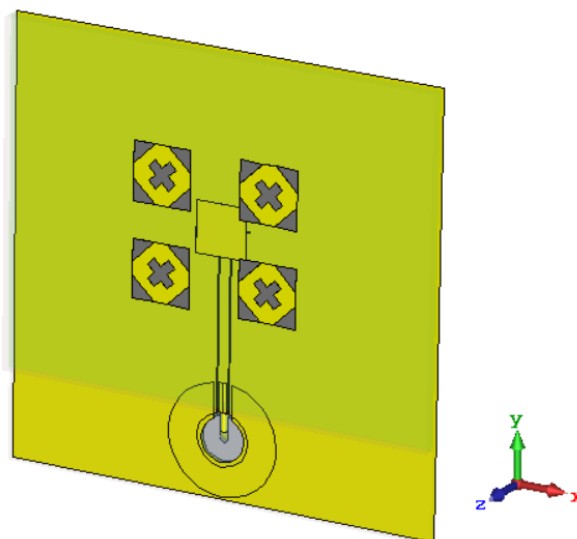


Figure 139 : Vue de la conception 3D de l'antenne. Le matériau GeTe est représenté avec les coins de couleur marron et dans la fente croisée gravée au centre de chaque patch de la couche supérieure.

L'utilisation d'une fente de type X (avec des dimensions optimisées) gravée à l'intérieur de chaque élément de la deuxième couche a une double fonction. En la remplaçant par du GeTe (Figure 139), elle maintient des niveaux assez larges de la bande passante du taux d'ellipticité quand celle-ci est amorphe, mais en variant entre les états amorphe ou cristallin du GeTe de cette fente en X, la fréquence centrale du minimum du TE varie également : quand les motifs du PCM sont à l'état amorphe, le minimum de TE est centré sur la fréquence de fonctionnement plus basse ; inversement, quand les motifs de GeTe sont à l'état cristallin le minimum du TE commute vers la fréquence de fonctionnement plus élevée. En effet, cet

élément joue un rôle essentiel en fournissant une charge capacitive et inductive à chaque patch de sorte que le courant de surface sera plus concentré le long de la fente quand celle-ci sera à l'état amorphe.

Pour mieux comprendre le principe de reconfigurabilité en fréquence et en polarisation, nous allons faire une analyse des performances, tout d'abord concernant la bande d'adaptation d'impédance et ensuite le rayonnement.

Quand le motif de GeTe intégré dans la fente excitée par la ligne CPW est à l'état OFF (Figure 140 (a)), la fréquence de fonctionnement du dispositif de la Figure 140 (b) est autour de 28,5 GHz (courbe rouge de la Figure 141). Les variations de la polarisation de l'antenne sont décrites sur la Figure 140 (c). Quand le GeTe de la fente en X de chaque patch supérieur est à l'état amorphe (Figure 140 (c)) le minimum du TE des polarisations circulaires est également autour de 28,5 GHz (courbe verte de la Figure 141). La configuration de la polarisation circulaire gauche (LHCP) n'est pas représentée dans la Figure 141, car les performances sont similaires à la RHCP.

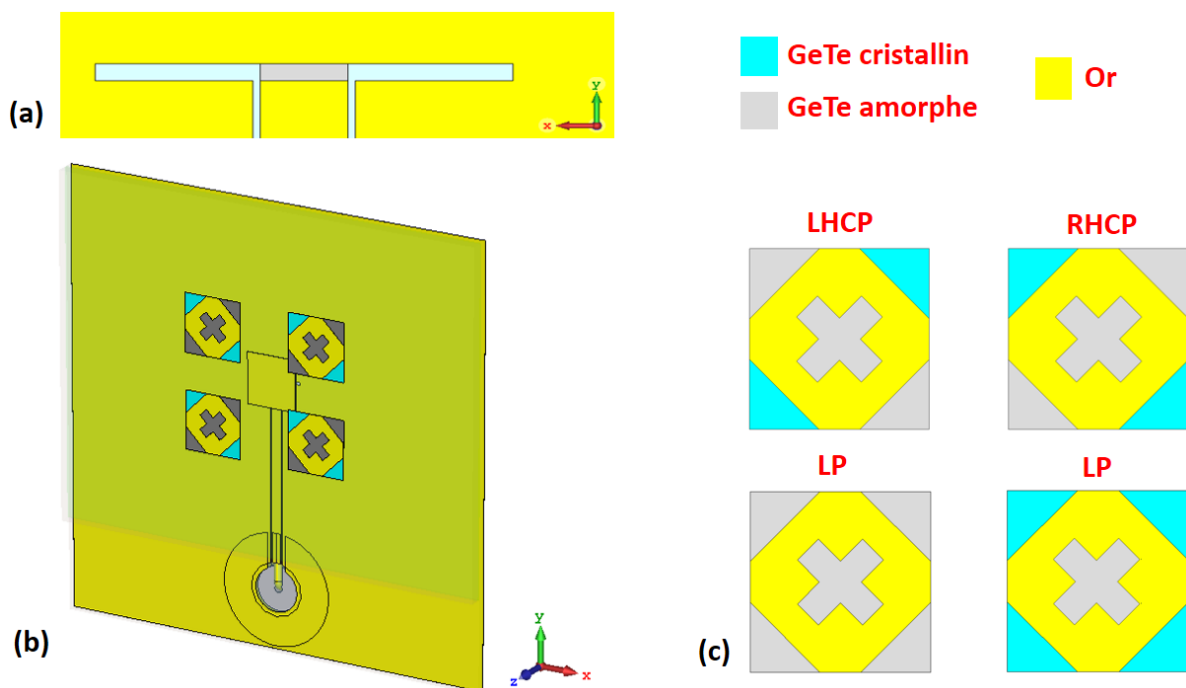


Figure 140 : (a) Image arrière de la ligne CPW avec le motif de GeTe amorphe intégré dans la fente. (b) Image 3D du dispositif intégrant les motifs de GeTe. (c) Vue frontale des quatre configurations possibles des motifs de GeTe pour chaque patch de la couche supérieure.

Il est à mentionner que même si le minimum du $|S_{11}|$ en polarisation linéaire avec tous les motifs de GeTe amorphes (courbe noire de la Figure 141) est décalé vers une fréquence plus basse (27 GHz), sa bande passante d'adaptation ($|S_{11}| < 10$ dB) reste toujours dans la bande de reconfigurabilité (largeur de bande où le $|S_{11}| < 10$ dB et le TE < 3 dB simultanément pour les polarisations linéaires et circulaires). Le gain réalisé maximal est de 7 dBi pour les polarisations circulaires et 6,6 dBi pour la polarisation linéaire à 28,3 GHz et l'efficacité totale est de 65 % pour les 3 polarisations à la même fréquence.

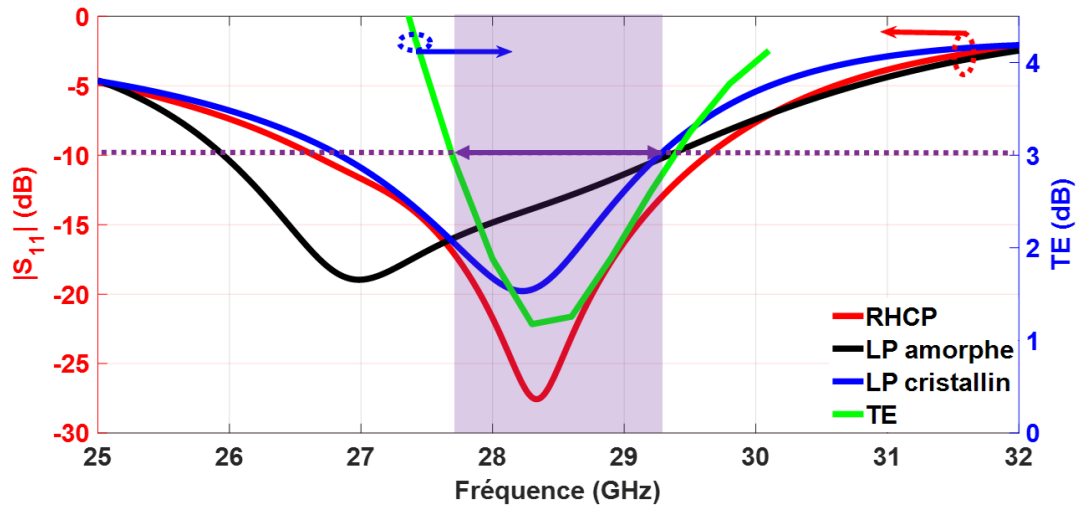


Figure 141 : Résultats de simulations du TE et des paramètres $|S_{11}|$ pour les configurations RHCP et LP avec les motifs des coins en GeTe amorphes et cristallins de la Figure 140 (c).

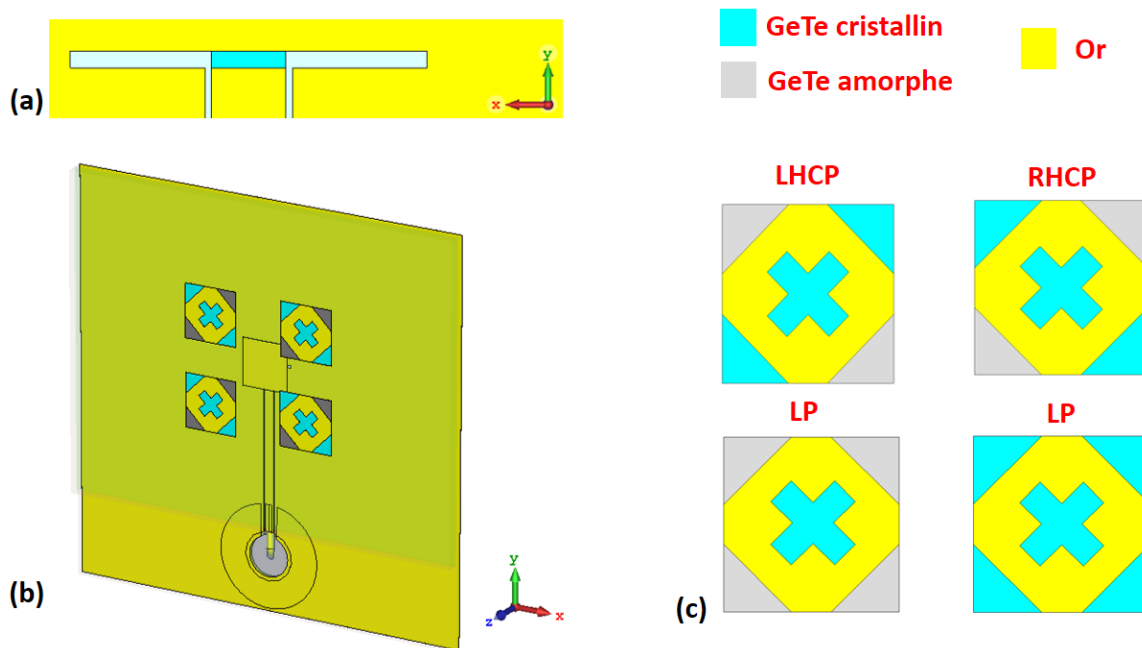


Figure 142 : (a) Image arrière de la ligne CPW avec le motif de GeTe cristallin intégré dans la fente. (b) Image 3D du dispositif intégrant les motifs de GeTe. (c) Vue frontale des quatre configurations possibles des motifs de GeTe pour chaque patch de la couche supérieure.

D'autre part, quand le motif de GeTe intégré dans la fente givée sur le plan de masse est à l'état ON (Figure 142 (a)), il se comporte comme un court-circuit entre la ligne CPW et le plan de masse qui se traduit par une réduction de la longueur de la fente, permettant un fonctionnement du dispositif de la Figure 142 (b) à une fréquence plus élevée (autour de 31 GHz). Les variations de la polarisation de l'antenne sont définies sur la Figure 142 (c). Quand le GeTe de la fente en X de chaque patch supérieur est à l'état cristallin (Figure 142 (c)) le minimum du TE des polarisations circulaires est autour de 29,8 GHz (courbe verte de la Figure 143). Pour les mêmes raisons mentionnées précédemment, la configuration de la polarisation circulaire gauche (LHCP) n'est pas représentée dans la Figure 143. Il faut préciser que pour

les configurations en polarisation linéaire (Figure 142 (c)) l'antenne est bien adaptée en impédance, et les bandes passantes d'adaptation ($|S_{11}| < 10$ dB) sont pratiquement identiques, c'est-à-dire qu'elles restent en grande partie dans la bande de reconfigurabilité (2,1 GHz). De ce fait, il convient d'utiliser pour la polarisation linéaire la configuration où tous les motifs des coins en GeTe sont amorphe (Figure 142 (c)) afin d'introduire moins de pertes dans le dispositif. Dans cette configuration, le gain réalisé maximal est de 4,5 dBi pour les polarisations circulaires et de 6,3 dBi pour la polarisation linéaire autour de 30,5 GHz et l'efficacité totale est de 48 % pour les polarisations circulaires et de 68 % pour la polarisation linéaire.

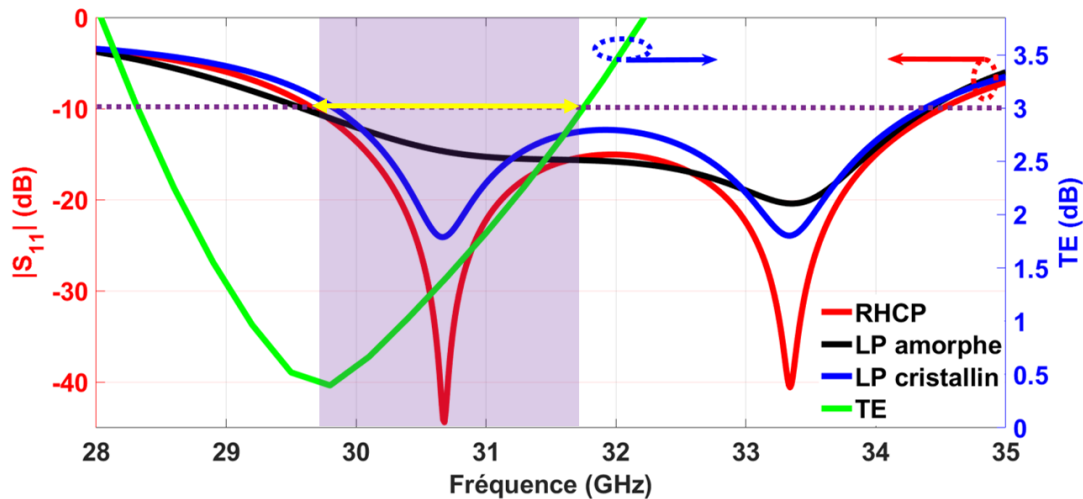


Figure 143 : Résultats de simulations du TE et des paramètres $|S_{11}|$ pour les configurations RHCP et LP avec les motifs des coins en GeTe amorphes et cristallins de la Figure 142 (c).

Ainsi avec cette structure d'antenne nous pouvons obtenir une reconfigurabilité en polarisation dans deux bandes de fréquences de fonctionnement. Nous avons obtenu une LHCP, une RHCP et une LP entre les fréquences de 27,7 GHz et 29,3 GHz, et les mêmes trois polarisations de 29,6 GHz et 31,8 GHz. La validation de ces résultats de simulations pourra permettre, lors de futurs travaux, l'intégration d'autres fonctions de reconfigurabilité (en rayonnement, par exemple) dans un même dispositif. La diminution des pertes est envisageable par l'intégration du PCM en tant que commutateur, qui ne fera pas partie des éléments rayonnants d'une antenne.

Plus généralement, concernant les matériaux à changement de phase, des investigations importantes sont nécessaires afin d'améliorer leurs performances d'endurance lors de l'activation optique. Nous préconisons :

- L'intégration de films diélectriques dissipateurs de chaleur (couches d'évacuation thermique) entre le substrat et les PCM, permettant des vitesses de trempe thermique appropriées pour le mécanisme d'amorphisation ;
- L'incorporation sur la surface du PCM de couches minces de passivation chimiquement neutres et transparentes aux longueurs d'ondes des lasers afin d'éviter les interactions (du PCM) avec l'atmosphère environnante durant les processus de transformation de phase et de diminuer l'énergie optique nécessaire pour les changements de phase du matériau ;

- Le dopage du matériau PCM avec certains éléments sans dégrader ses propriétés, afin de diminuer les défaillances structurelles ou les variations stœchiométriques par l'effet cumulatif et répétitif de l'application d'impulsions laser directe ;
- L'utilisation de substrats mécaniquement et thermiquement compatibles aux processus de changement de phase des PCM et à la microfabrication des dispositifs qui l'intègrent.

D'autre part, le schéma d'activation optique utilisé dans nos travaux (laser excimère massif), est difficile à implémenter pour des applications pratiques. Ainsi, à court et long terme, l'activation optique des matériaux PCM s'orientera vers des travaux de recherche qui prendront en compte à la fois l'étude de l'interaction laser-matériaux PCM ainsi que leur intégration dans des systèmes rayonnants plus complexes, selon deux directions essentielles:

- **La mise en place d'un système d'irradiation laser** (couplage laser avec un scanner optique vectoriel) permettant l'écriture / l'effacement / réécriture des motifs spécifiques dans les couches minces de PCM ou des surfaces hybrides PCM/ métal, sur des grandes surfaces.
- **La conception et la réalisation de démonstrateurs type réseaux d'antennes intégrant les matériaux PCM**, dispositifs dont les propriétés globales seront modifiées (fréquence de fonctionnement, diagramme de rayonnement, état de polarisation-modification polarisation linéaire- circulaire à la demande), en utilisant les procédés de contrôle optique développés auparavant.

Ces approches nous permettront de proposer dans le futur de nouveaux concepts de systèmes antennaires/ réflecteurs utilisant l'écriture laser en temps réel des couches de PCM sur des substrats adaptés. Des premières étapes de tests, actuellement en cours d'évaluation et de développement à une longueur d'onde de 532 nm sont extrêmement encourageants, comme on peut le remarquer sur la Figure 144 qui présente le résultat d'écriture laser de deux structures (de type plaque à zone de Fresnel (FZP) et reflectarray, les deux conçus pour un fonctionnement à des fréquences autour de 100 GHz).

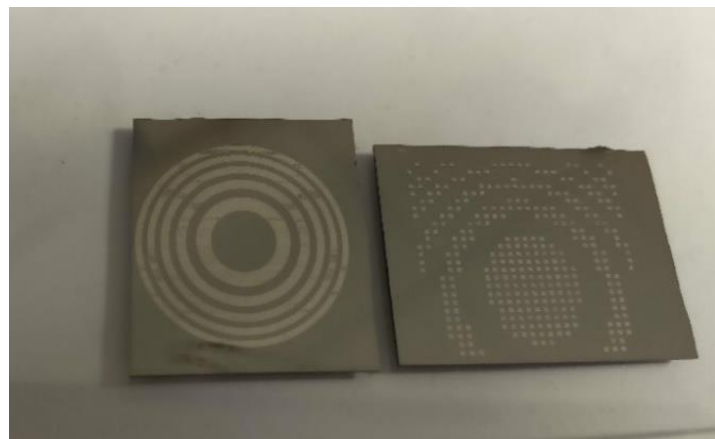


Figure 144 : Dispositifs de type plaque à zones de Fresnel (FZP pour la focalisation des ondes électromagnétiques) et de type reflect-array pour des fréquences > 100 GHz. Les zones plus réfléchissantes dénotent le caractère métallique des zones écrites suite au changement de phase isolant-métal du matériau PCM.

Publications relatives à ce travail

Conférences nationales

J. L. Valdes, L. Huitema, E. Arnaud, D. Passerieux, et A. Crunteanu, « Antenne reconfigurable en polarisation dans la bande millimétrique en utilisant l'activation optique des matériaux à changement de phase », in *8ème conférence plénière biennale du GDR ONDES*, CentraleSupélec, Gif-sur-Yvette, oct. 2019.

J. L. Valdes, L. Huitema, E. Arnaud, D. Passerieux, et A. Crunteanu, « Antenne reconfigurable en polarisation dans la bande millimétrique en utilisant l'activation optique des matériaux à changement de phase », in *XXIèmes Journées Nationales Microonde*, Caen, mai 2019.

J. L. Valdés, L. Huitema, et A. Crunteanu, « Caractérisation des matériaux à changement de phase (PCM) dans la bande millimétrique », in *15èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Paris, mars 2018.

Conférences internationales

J. Leon-Valdes, L. Huitema, E. Arnaud, D. Passerieux, et 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, mars 2020, doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135811.

L. Huitema, **J. L. Valdes**, H. Wong, et 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, 2018, doi: 10.1049/cp.2018.0888.

Journaux

J. L. Valdes, L. Huitema, E. Arnaud, D. Passerieux, et A. Crunteanu, « A Polarization Reconfigurable Patch Antenna in the Millimeter-Waves Domain Using Optical Control of Phase Change Materials », *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 1, p. 224-232, 2020, doi: 10.1109/OJAP.2020.2996767.

Références bibliographiques

- [1] A. Petosa, *Frequency-agile antennas for wireless communications*. Boston: Artech House, 2014.
- [2] J. T. Bernhard, « Reconfigurable Antennas », *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 2, n° 1, p. 1-66, janv. 2007, doi: 10.2200/S00067ED1V01Y200707ANT004.
- [3] Jenshan Lin et T. Itoh, « Active integrated antennas », *IEEE Trans. Microwave Theory Techn.*, vol. 42, n° 12, p. 2186-2194, déc. 1994, doi: 10.1109/22.339741.
- [4] S. J. Sathe et J. C. Mudiganti, « A polarization reconfigurable antenna for satellite communication », in *2017 International Conference on Communication and Signal Processing (ICCSP)*, Chennai, avr. 2017, p. 1774-1777, doi: 10.1109/ICCSP.2017.8286698.
- [5] Z. Liang, Z. Liang, Y. Li, J. Liu, J. Qin, et Y. Long, « Reconfigurable Microstrip Magnetic Dipole Antenna With Switchable Conical Beams for Aerial Drone Applications », *IEEE Access*, vol. 7, p. 31043-31054, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2902844.
- [6] J. T. Bernhard, R. Wang, R. Clark, et P. Mayes, « Stacked reconfigurable antenna elements for space-based radar applications », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 2001 Digest. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting (Cat. No.01CH37229)*, Boston, MA, USA, 2001, vol. 1, p. 158-161, doi: 10.1109/APS.2001.958816.
- [7] G. Jin, C. Deng, J. Yang, Y. Xu, et S. Liao, « A New Differentially-Fed Frequency Reconfigurable Antenna for WLAN and Sub-6GHz 5G Applications », *IEEE Access*, vol. 7, p. 56539-56546, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2901760.
- [8] W. A. Awan, A. Zaidi, N. Hussain, S. Khalid, Halima, et A. Baghdad, « Frequency Reconfigurable patch antenna for millimeter wave applications », in *2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*, Sukkur, Pakistan, janv. 2019, p. 1-5, doi: 10.1109/ICOMET.2019.8673417.
- [9] E. Al Abbas, N. Nguyen-Trong, A. T. Mobashsher, et A. M. Abbosh, « Polarization-Reconfigurable Antenna Array for Millimeter-Wave 5G », *IEEE Access*, vol. 7, p. 131214-131220, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2939815.
- [10] M. Ikram, E. A. Abbas, N. Nguyen-Trong, K. H. Sayidmarie, et A. Abbosh, « Integrated Frequency-Reconfigurable Slot Antenna and Connected Slot Antenna Array for 4G and 5G Mobile Handsets », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 67, n° 12, p. 7225-7233, déc. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2930119.
- [11] J. Balcells, Y. Damgaci, B. A. Cetiner, J. Romeu, et L. Jofre, « Polarization Reconfigurable MEMS-CPW Antenna for mm-wave Applications », in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, Barcelona, Spain, juill. 2010, p. 5.
- [12] P. A. Kumar, K. S. Rao, et K. G. Sravani, « Design and simulation of millimeter wave reconfigurable antenna using iterative meandered RF MEMS switch for 5G mobile communications », *Microsyst Technol*, sept. 2019, doi: 10.1007/s00542-019-04606-w.
- [13] S. Hage-Ali, « Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : conception, réalisation, mesures », thesis, Ecole centrale de Lille, 2011.
- [14] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, et A.-R. Sebak, « Novel photonicly-controlled reflectarray antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, n° 4, p. 1134-1141, avr. 2006, doi: 10.1109/TAP.2006.872644.

- [15] C. J. Panagamuwa, A. Chauraya, et J. C. Vardaxoglou, « Frequency and Beam Reconfigurable Antenna Using Photoconducting Switches », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 54, n° 2, p. 449-454, févr. 2006, doi: 10.1109/TAP.2005.863393.
- [16] Y. Tawk, A. R. Albrecht, S. Hemmady, G. Balakrishnan, et C. G. Christodoulou, « Optically pumped reconfigurable antenna systems (OPRAS) », in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Toronto, ON, juill. 2010, p. 1-4, doi: 10.1109/APS.2010.5560910.
- [17] S. Hage-Ali *et al.*, « A Millimeter-Wave Microstrip Antenna Array on Ultra-Flexible Micromachined Polydimethylsiloxane (PDMS) Polymer », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 8, p. 1306-1309, 2009, doi: 10.1109/LAWP.2009.2037590.
- [18] H. I. Kang et J. T. Song, « Electrically tunable rectangular microstrip antenna », *Electronics Letters*, vol. 46, n° 1, p. 18-19, janv. 2010, doi: 10.1049/el.2010.2642.
- [19] « Elliptically polarized frequency agile antenna on ferroelectric substrate », *Informacije MIDEM*, p. 229-233, févr. 2019, doi: 10.33180/InfMIDEM2018.405.
- [20] E. Arnaud, L. Huitema, R. Chantalat, A. Bellion, et T. Monediere, « Miniaturization of a Circular Polarized Antenna using Ferrite Materials », in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, London, UK, 2018, p. 558 (5 pp.)-558 (5 pp.), doi: 10.1049/cp.2018.0917.
- [21] A. Gaebler *et al.*, « Liquid Crystal-Reconfigurable Antenna Concepts for Space Applications at Microwave and Millimeter Waves », *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2009, p. 1-7, 2009, doi: 10.1155/2009/876989.
- [22] D. Anagnostou, D. Torres, T. Teeslink, et N. Sepulveda, « Vanadium Dioxide for Reconfigurable Antennas and Microwave Devices: Enabling RF Reconfigurability Through Smart Materials », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, p. 0-0, 2020, doi: 10.1109/MAP.2020.2964521.
- [23] Z. Li, X. Wu, Z. Wu, Y. Jiang, J. Xu, et Z. Liu, « Tunable mid-infrared patch antennas based on VO₂ phase transition », *Journal of Modern Optics*, vol. 64, n° 17, p. 1762-1767, sept. 2017, doi: 10.1080/09500340.2017.1314030.
- [24] E. Rahimi et K. Şendur, « Temperature-driven switchable-beam Yagi-Uda antenna using VO₂ semiconductor-metal phase transitions », *Optics Communications*, vol. 392, p. 109-113, juin 2017, doi: 10.1016/j.optcom.2017.01.042.
- [25] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, et E. Arnaud, « Highly integrated VO₂-based tunable antenna for millimeter-wave applications », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 110, n° 20, p. 203501, mai 2017, doi: 10.1063/1.4983364.
- [26] H. Wong, Q.-Y. Guo, A. Crunteanu, et 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, mai 2019, p. 1-3, doi: 10.1109/ICMMT45702.2019.8992103.
- [27] L. Huitema, J. L. Valdes, H. Wong, et 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, 2018, p. 529 (5 pp.)-529 (5 pp.), doi: 10.1049/cp.2018.0888.
- [28] L. Chau *et al.*, « Optically controlled GeTe phase change switch and its applications in reconfigurable antenna arrays », in *Proc. of SPIE.*, Baltimore, Maryland, United States, mai 2015, p. 947905, doi: 10.1117/12.2179852.
- [29] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.

- [30] « IEEE standard definitions of terms for antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 17, n° 3, p. 262-269, mai 1969, doi: 10.1109/TAP.1969.1139442.
- [31] P. Vaudon, « XI: Réseaux d'antennes ». [En ligne]. Disponible sur: <http://patrick.vaudon.pagesperso-orange.fr/analyse.pdf>.
- [32] Xue-Xia Yang, Bing-Cheng Shao, Fan Yang, A. Z. Elsherbeni, et Bo Gong, « A Polarization Reconfigurable Patch Antenna With Loop Slots on the Ground Plane », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, p. 69-72, 2012, doi: 10.1109/LAWP.2011.2182595.
- [33] X.-X. Yang, B. Gong, G. Tan, et Z. Lu, « RECONFIGURABLE PATCH ANTENNAS WITH FOUR-POLARIZATION STATES AGILITY USING DUAL FEED PORTS », *PIER B*, vol. 54, p. 285-301, 2013, doi: 10.2528/PIERB13073104.
- [34] M. Miller, *The Internet of things: how smart TVs, smart cars, smart homes, and smart cities are changing the world*. Indianapolis, Indiana: Que, 2015.
- [35] A. DeHon, « Fundamental Underpinnings of Reconfigurable Computing Architectures », *Proc. IEEE*, vol. 103, n° 3, p. 355-378, mars 2015, doi: 10.1109/JPROC.2014.2387696.
- [36] Z. Gao, L. Dai, D. Mi, Z. Wang, M. A. Imran, et M. Z. Shakir, « MmWave massive-MIMO-based wireless backhaul for the 5G ultra-dense network », *IEEE Wireless Commun.*, vol. 22, n° 5, p. 13-21, oct. 2015, doi: 10.1109/MWC.2015.7306533.
- [37] M. S. Elbamby, C. Perfecto, M. Bennis, et K. Doppler, « Toward Low-Latency and Ultra-Reliable Virtual Reality », *IEEE Network*, vol. 32, n° 2, p. 78-84, mars 2018, doi: 10.1109/MNET.2018.1700268.
- [38] O. Abari, D. Bharadia, A. Duffield, et D. Katabi, « Cutting the Cord in Virtual Reality », in *Proceedings of the 15th ACM Workshop on Hot Topics in Networks - HotNets '16*, Atlanta, GA, USA, 2016, p. 162-168, doi: 10.1145/3005745.3005770.
- [39] Y. Cui *et al.*, « Diamond: Nesting the Data Center Network With Wireless Rings in 3-D Space », *IEEE/ACM Trans. Networking*, vol. 26, n° 1, p. 145-160, févr. 2018, doi: 10.1109/TNET.2017.2773539.
- [40] D. Halperin, S. Kandula, J. Padhye, P. Bahl, et D. Wetherall, « Augmenting data center networks with multi-gigabit wireless links », Toronto, Ontario, Canada, août 2011, p. 12, doi: 10.1145/2018436.2018442.
- [41] T. E. Bogale, X. Wang, et L. B. Le, « mmWave communication enabling techniques for 5G wireless systems », in *mmWave Massive MIMO*, Elsevier, 2017, p. 195-225.
- [42] M. H. Mazaheri, S. Ameli, A. Abedi, et O. Abari, « A millimeter wave network for billions of things », in *Proceedings of the ACM Special Interest Group on Data Communication*, Beijing China, août 2019, p. 174-186, doi: 10.1145/3341302.3342068.
- [43] « PIN Diode Working Principle », *Instrumentation Tools*, juill. 10, 2016. <https://instrumentationtools.com/pin-diode-working-principle/> (consulté le oct. 15, 2020).
- [44] P.-Y. Qin, A. R. Weily, Y. J. Guo, et C.-H. Liang, « Millimeter Wave Frequency Reconfigurable Quasi-Yagi Antenna », in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2010*, Yokohama, Japan, 2010, p. 4.
- [45] X. Ding et B. Wang, « A millimeter-wave pattern-reconfigurable antenna with a reconfigurable feeding network », *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, vol. 27, n° 5, p. 649-658, mars 2013, doi: 10.1080/09205071.2013.759520.
- [46] L.-Y. Ma, N. Soin, M. H. Mohd Daut, et S. F. Wan Muhamad Hatta, « Comprehensive Study on RF-MEMS Switches Used for 5G Scenario », *IEEE Access*, vol. 7, p. 107506-107522, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2932800.

- [47] Z. L. Deng, H. Gong, S. Fan, et C. H. Chen, « Ka-Band Radiation Pattern Reconfigurable Microstrip Patch Antenna Employing MEMS Switches », *AMM*, vol. 411-414, p. 1674-1679, sept. 2013, doi: 10.4028/www.scientific.net/AMM.411-414.1674.
- [48] « Varactor Diode Operation », *Instrumentation Tools*, juill. 09, 2016. <https://instrumentationtools.com/varactor-diode-operation/> (consulté le oct. 15, 2020).
- [49] S. S. S. Kalyan, K. C. S. Kavya, S. K. Kotamraju, et P. Nethan, « Design and Analysis of Ku/Ka Multiband Frequency Reconfigurable Antenna Using Varactors », *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, vol. 7, n° 6, p. 6, 2019.
- [50] O. Lafond *et al.*, « Millimeter Wave Reconfigurable Antenna Based on Active Printed Array and Inhomogeneous Lens », in *2008 38th European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, oct. 2008, p. 147-150, doi: 10.1109/EUMC.2008.4751409.
- [51] G. F. Dionne, « A review of ferrites for microwave applications », *Proc. IEEE*, vol. 63, n° 5, p. 777-789, 1975, doi: 10.1109/PROC.1975.9827.
- [52] A. G. Fox, S. E. Miller, et M. T. Weiss, « Behavior and Applications of Ferrites in the Microwave Region », *Bell System Technical Journal*, vol. 34, n° 1, p. 5-103, janv. 1955, doi: 10.1002/j.1538-7305.1955.tb03763.x.
- [53] R. A. Waldron, *Ferrites: Introduction for Microwave Engineers*. U.S.: Van Nostrand Reinhold Inc., 1961.
- [54] J. Helszajn, *Principles of microwave ferrite engineering*. London, New York: Wiley-Interscience, 1969.
- [55] J. L. Snoek, « Dispersion and absorption in magnetic ferrites at frequencies above one Mc/s », *Physica*, vol. 14, n° 4, p. 207-217, mai 1948, doi: 10.1016/0031-8914(48)90038-X.
- [56] J. Smit et H. P. J. Wijn, *Ferrites*. Eindhoven, Netherlands: Philips Technical Library, 1959.
- [57] L. Huitema, T. Reveyard, J.-L. Mattei, E. Arnaud, C. Decroze, et T. Monediere, « Frequency Tunable Antenna Using a Magneto-Dielectric Material for DVB-H Application », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 61, n° 9, p. 4456-4466, sept. 2013, doi: 10.1109/TAP.2013.2269474.
- [58] D. Souriou *et al.*, « Antenna miniaturization and nanoferrite magneto-dielectric materials », in *2010 14th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics & the American Electromagnetics Conference*, Ottawa, ON, Canada, juill. 2010, p. 1-4, doi: 10.1109/ANTEM.2010.5552533.
- [59] E. Andreou, T. Zervos, A. A. Alexandridis, et G. Fikioris, « Magnetodielectric Materials in Antenna Design: Exploring the Potentials for Reconfigurability », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 61, n° 1, p. 29-40, févr. 2019, doi: 10.1109/MAP.2018.2883029.
- [60] K. Han, M. Swaminathan, R. Pulugurtha, H. Sharma, R. Tummala, et V. Nair, « Magneto-dielectric material characterization and antenna design for RF applications », in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, The Hague, Netherlands, avr. 2014, p. 381-384, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6901771.
- [61] M. Sigalov, R. Shavit, et E. O. Kamenetskii, « Dual band circular polarized patch antenna using small ferrite disks », in *2008 IEEE 25th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel*, Eilat, Israel, mars 2008, p. 523-527, doi: 10.1109/EEEI.2008.4736584.
- [62] H. Deng, Q. Feng, J. Liu, et Z. Zheng, « Investigation on the circularly polarized ferrite antenna in different designs », in *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, St Petersburg, Russia, mai 2017, p. 216-221, doi: 10.1109/PIERS.2017.8261736.

- [63] M. Mashhadi, N. Komjani, B. Rejaei, et J. Ghalibafan, « Ferrite-based wideband circularly polarized microstrip antenna design », *ETRI Journal*, vol. 41, n° 3, p. 289-297, juin 2019, doi: 10.4218/etrij.2017-0291.
- [64] R. C. Hansen et M. Burke, « Antennas with magneto-dielectrics », *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 26, n° 2, p. 4, juill. 2000, doi: 10.1002/1098-2760(20000720)26:2<75::AID-MOP3>3.0.CO;2-W.
- [65] L.-R. Tan, R.-X. Wu, C.-Y. Wang, et Y. Poo, « Magnetically Tunable Ferrite Loaded SIW Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 273-275, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2248113.
- [66] H. Shimasaki et T. Itoh, « Experimental study on the radiation beam scan of a waveguide slot array antenna filled with a ferrite », in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, Yokohama, Japan, déc. 2006, p. 2118-2121, doi: 10.1109/APMC.2006.4429831.
- [67] J. C. Burfoot, *Ferroelectrics: an introduction to the physical principles*. London; Princeton: D. Van Nostrand Company, 1967.
- [68] S. Gevorgian, *Ferroelectrics in Microwave Devices, Circuits and Systems*. London: Springer London, 2009.
- [69] T. Mitsui, « Ferroelectrics and Antiferroelectrics », in *Springer Handbook of Materials Data*, H. Warlimont et W. Martienssen, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2018, p. 901-934.
- [70] A. Ghalem *et al.*, « Ultra-High Tunability of Ba(2/3)Sr(1/3)TiO₃-Based Capacitors Under Low Electric Fields », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 26, n° 7, p. 504-506, juill. 2016, doi: 10.1109/LMWC.2016.2576455.
- [71] A. M. Castro-Vilaro et R. A. R. Solis, « Tunable folded-slot antenna with thin film ferroelectric material », in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, Columbus, OH, USA, 2003, vol. 2, p. 549-552, doi: 10.1109/APS.2003.1219296.
- [72] R. Platonov, A. Altyinnikov, et A. Kozyrev, « A Tunable Beamforming Ferroelectric Lens for Millimeter Wavelength Ranges », *Coatings*, vol. 10, n° 2, p. 180, févr. 2020, doi: 10.3390/coatings10020180.
- [73] S. Chandrasekhar, *Liquid crystals*. Cambridge [England]; New York: Cambridge University Press, 2010.
- [74] P. J. Collings et M. Hird, *Introduction to liquid crystals chemistry and physics*. London: Taylor & Francis, 1997.
- [75] P. G. de Gennes et J. Prost, *The physics of liquid crystals*, 2. ed., Reprint. Oxford: Clarendon Press, 1998.
- [76] R. Marin, A. Moessinger, F. Goelden, S. Mueller, et R. Jakoby, « 77 GHz reconfigurable reflectarray with nematic liquid crystal », in *2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)*, Edinburgh, UK, 2007, p. 9-9, doi: 10.1049/ic.2007.0940.
- [77] F. J. Morin, « Oxides Which Show a Metal-to-Insulator Transition at the Neel Temperature », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 3, n° 1, p. 34-36, juill. 1959, doi: 10.1103/PhysRevLett.3.34.
- [78] G. Stefanovich, A. Pergament, et D. Stefanovich, « Electrical switching and Mott transition in VO₂ », *J. Phys.: Condens. Matter*, vol. 12, n° 41, p. 8837-8845, oct. 2000, doi: 10.1088/0953-8984/12/41/310.

- [79] A. Cavalleri *et al.*, « Femtosecond Structural Dynamics in VO₂ during an Ultrafast Solid-Solid Phase Transition », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 87, n° 23, p. 237401, nov. 2001, doi: 10.1103/PhysRevLett.87.237401.
- [80] J. Sakai et M. Kurisu, « Effect of pressure on the electric-field-induced resistance switching of VO₂ planar-type junctions », *Phys. Rev. B*, vol. 78, n° 3, p. 033106, juill. 2008, doi: 10.1103/PhysRevB.78.033106.
- [81] S. D. Ha, Y. Zhou, A. E. Duwel, D. W. White, et S. Ramanathan, « Quick Switch: Strongly Correlated Electronic Phase Transition Systems for Cutting-Edge Microwave Devices », *IEEE Microwave*, vol. 15, n° 6, p. 32-44, sept. 2014, doi: 10.1109/MMM.2014.2332422.
- [82] Y. W. Lee, B.-J. Kim, S. Choi, H.-T. Kim, et G. Kim, « Photo-assisted electrical gating in a two-terminal device based on vanadium dioxide thin film », *Opt. Express*, vol. 15, n° 19, p. 12108, 2007, doi: 10.1364/OE.15.012108.
- [83] C. Chen, R. Wang, L. Shang, et C. Guo, « Gate-field-induced phase transitions in VO₂: Monoclinic metal phase separation and switchable infrared reflections », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, n° 17, p. 171101, oct. 2008, doi: 10.1063/1.3009569.
- [84] Z. Yang, C. Ko, et S. Ramanathan, « Oxide Electronics Utilizing Ultrafast Metal-Insulator Transitions », *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 41, n° 1, p. 337-367, août 2011, doi: 10.1146/annurev-matsci-062910-100347.
- [85] J. Leroy, « Caractéristiques électriques non-linéaires de la transition isolant-métal du dioxyde de vanadium (VO₂) : Application à la conception de métamatériaux accordables dans le domaine térahertz », Université de Limoges, France, 2013.
- [86] F. Dumas-Bouchiat, C. Champeaux, A. Catherinot, A. Crunteanu, et P. Blondy, « rf-microwave switches based on reversible semiconductor-metal transition of VO₂ thin films synthesized by pulsed-laser deposition », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 91, n° 22, p. 223505, nov. 2007, doi: 10.1063/1.2815927.
- [87] M. Agaty, A. Crunteanu, C. Dalmay, et P. Blondy, « Ku Band High-Q Switchable Cavity Filter Using Vanadium Dioxide (VO₂) Microwave Disk-Shaped Switch », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid, sept. 2018, p. 483-486, doi: 10.23919/EuMC.2018.8541574.
- [88] A. Crunteanu, G. Humbert, J. Leroy, L. Huitema, J.-C. Orlianges, et A. Bessaudou, « Tunable THz metamaterials based on phase-changed materials (VO₂) triggered by thermal and electrical stimuli », San Francisco, California, United States, févr. 2017, p. 101031H, doi: 10.1117/12.2251823.
- [89] S. Hormoz et S. Ramanathan, « Limits on vanadium oxide Mott metal-insulator transition field-effect transistors », *Solid-State Electronics*, vol. 54, n° 6, p. 654-659, juin 2010, doi: 10.1016/j.sse.2010.01.006.
- [90] J. Leroy, A. Crunteanu, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Champeaux, et J.-C. Orlianges, « High-speed metal-insulator transition in vanadium dioxide films induced by an electrical pulsed voltage over nano-gap electrodes », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 100, n° 21, p. 213507, mai 2012, doi: 10.1063/1.4721520.
- [91] A. Mennai *et al.*, « High cut-off frequency RF switches integrating a metal-insulator transition material », in *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, USA, mai 2015, p. 1-3, doi: 10.1109/MWSYM.2015.7166910.
- [92] A. Basu, G. G. Adams, et N. E. McGruer, « A review of micro-contact physics, materials, and failure mechanisms in direct-contact RF MEMS switches », *J. Micromech. Microeng.*, vol. 26, n° 10, p. 104004, oct. 2016, doi: 10.1088/0960-1317/26/10/104004.

- [93] B. Wu, A. Zimmers, H. Aubin, R. Ghosh, Y. Liu, et R. Lopez, « Electric-field-driven phase transition in vanadium dioxide », *Phys. Rev. B*, vol. 84, n° 24, p. 241410, déc. 2011, doi: 10.1103/PhysRevB.84.241410.
- [94] J. Lee *et al.*, « Epitaxial VO₂ thin film-based radio-frequency switches with thermal activation », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 111, n° 6, p. 063110, août 2017, doi: 10.1063/1.4998452.
- [95] A. Basu, « An Experimental Investigation of Hot Switching Contact Damage in RF MEMS Switches », Northeastern University, Boston, MA, USA, 2013.
- [96] Y. Zhu, L. Han, M. Qin, et Q. Huang, « Novel DC-40GHz MEMS series-shunt switch for high isolation and high power applications », *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 214, p. 101-110, août 2014, doi: 10.1016/j.sna.2014.04.024.
- [97] J. Hwang, S.-H. Hwang, Y.-S. Lee, et Y.-K. Kim, « A low-loss RF MEMS silicon switch using reflowed glass structure », in *2014 IEEE 27th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, San Francisco, CA, USA, janv. 2014, p. 1233-1236, doi: 10.1109/MEMSYS.2014.6765871.
- [98] S.-D. Lee, B.-C. Jun, S.-D. Kim, H.-C. Park, J.-K. Rhee, et K. Mizuno, « An RF-MEMS Switch With Low-Actuation Voltage and High Reliability », *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 15, n° 6, p. 1605-1611, déc. 2006, doi: 10.1109/JMEMS.2006.886394.
- [99] G. Garry, O. Durand, et A. Lordereau, « Structural, electrical and optical properties of pulsed laser deposited VO₂ thin films on R- and C-sapphire planes », *Thin Solid Films*, vol. 453-454, p. 427-430, avr. 2004, doi: 10.1016/j.tsf.2003.11.118.
- [100] H. Madan *et al.*, « 26.5 Terahertz electrically triggered RF switch on epitaxial VO₂-on-Sapphire (VOS) wafer », in *2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Washington, DC, USA, déc. 2015, p. 9.3.1-9.3.4, doi: 10.1109/IEDM.2015.7409661.
- [101] M. Popescu, *Non-crystalline chalcogenides*. Dordrecht; Boston; London: Kluwer Academic, 2000.
- [102] A. T. Waterman, « XXI. On the positive ionization from certain hot salts, together with some observations on the electrical properties of molybdenite at high temperatures », *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 33, n° 195, p. 225-247, mars 1917, doi: 10.1080/14786440308635634.
- [103] S. R. Ovshinsky, « Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, n° 20, p. 1450-1453, nov. 1968, doi: 10.1103/PhysRevLett.21.1450.
- [104] D. Lencer, M. Salinga, et M. Wuttig, « Design Rules for Phase-Change Materials in Data Storage Applications », *Adv. Mater.*, vol. 23, n° 18, p. 2030-2058, mai 2011, doi: 10.1002/adma.201004255.
- [105] S. K. Bahl et K. L. Chopra, « Amorphous versus Crystalline GeTe Films. III. Electrical Properties and Band Structure », *Journal of Applied Physics*, vol. 41, n° 5, p. 2196-2212, avr. 1970, doi: 10.1063/1.1659189.
- [106] G. Navarro, « Reliability analysis of embedded Phase-Change Memories based on innovative materials », Univeristé de Grenoble, Grenoble, France, 2013.
- [107] M. Terao, T. Morikawa, et T. Ohta, « Electrical Phase-Change Memory: Fundamentals and State of the Art », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 48, n° 8, p. 080001, août 2009, doi: 10.1143/JJAP.48.080001.
- [108] G. Bruns *et al.*, « Nanosecond switching in GeTe phase change memory cells », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, n° 4, p. 043108, juill. 2009, doi: 10.1063/1.3191670.

- [109] R. Pandian, « Phase-change thin films: resistance switching and isothermal crystallization studies », s.n.], S.I., 2008.
- [110] N. Yamada, E. Ohno, N. Akahira, K. Nishiuchi, K. Nagata, et M. Takao, « High Speed Overwritable Phase Change Optical Disk Material », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 26, n° S4, p. 61, janv. 1987, doi: 10.7567/JJAPS.26S4.61.
- [111] N. Yamada, E. Ohno, K. Nishiuchi, N. Akahira, et M. Takao, « Rapid-phase transitions of GeTe-Sb₂Te₃ pseudobinary amorphous thin films for an optical disk memory », *Journal of Applied Physics*, vol. 69, n° 5, p. 2849-2856, mars 1991, doi: 10.1063/1.348620.
- [112] M. H. R. Lankhorst, L. van Pieteron, M. van Schijndel, B. A. J. Jacobs, et J. C. N. Rijpers, « Prospects of Doped Sb–Te Phase-Change Materials for High-Speed Recording », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 42, n° Part 1, No. 2B, p. 863-868, févr. 2003, doi: 10.1143/JJAP.42.863.
- [113] J. Solis, C. N. Afonso, J. F. Trull, et M. C. Morilla, « Fast crystallizing GeSb alloys for optical data storage », *Journal of Applied Physics*, vol. 75, n° 12, p. 7788-7794, juin 1994, doi: 10.1063/1.356584.
- [114] L. van Pieteron, M. van Schijndel, J. C. N. Rijpers, et M. Kaiser, « Te-free, Sb-based phase-change materials for high-speed rewritable optical recording », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, n° 7, p. 1373-1375, août 2003, doi: 10.1063/1.1604172.
- [115] M. Chen, K. A. Rubin, et R. W. Barton, « Compound materials for reversible, phase-change optical data storage », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 49, n° 9, p. 502-504, sept. 1986, doi: 10.1063/1.97617.
- [116] S. Raoux, F. Xiong, M. Wuttig, et E. Pop, « Phase change materials and phase change memory », *MRS Bull.*, vol. 39, n° 8, p. 703-710, août 2014, doi: 10.1557/mrs.2014.139.
- [117] E. Gourvest *et al.*, « Evidence of Germanium precipitation in phase-change Ge_{1-x}Te_x thin films by Raman scattering », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, n° 3, p. 031908, juill. 2009, doi: 10.1063/1.3186077.
- [118] A. Fantini *et al.*, « N-doped GeTe as performance booster for embedded Phase-Change Memories », in *2010 International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, USA, déc. 2010, p. 29.1.1-29.1.4, doi: 10.1109/IEDM.2010.5703441.
- [119] Y. M. Lee *et al.*, « Nitrogen contribution to N-doped GeTe (N: 8.4 at.%) in the structural phase transition », *Current Applied Physics*, vol. 11, n° 3, p. 710-713, mai 2011, doi: 10.1016/j.cap.2010.11.036.
- [120] Y. Kim *et al.*, « Change in electrical resistance and thermal stability of nitrogen incorporated Ge₂Sb₂Te₅ films », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 90, n° 2, p. 021908, janv. 2007, doi: 10.1063/1.2431462.
- [121] R. M. Shelby et S. Raoux, « Crystallization dynamics of nitrogen-doped Ge₂Sb₂Te₅ », *Journal of Applied Physics*, vol. 105, n° 10, p. 104902, mai 2009, doi: 10.1063/1.3126501.
- [122] G. Betti Beneventi *et al.*, « Carbon-doped GeTe: A promising material for Phase-Change Memories », *Solid-State Electronics*, vol. 65-66, p. 197-204, nov. 2011, doi: 10.1016/j.sse.2011.06.029.
- [123] G. Betti Beneventi *et al.*, « On Carbon doping to improve GeTe-based Phase-Change Memory data retention at high temperature », in *2010 IEEE International Memory Workshop*, Seoul, Korea (South), 2010, p. 1-4, doi: 10.1109/IMW.2010.5488328.
- [124] G. E. Ghezzi, J. Y. Raty, S. Maitrejean, A. Roule, E. Elkaim, et F. Hippert, « Effect of carbon doping on the structure of amorphous GeTe phase change material », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 99, n° 15, p. 151906, oct. 2011, doi: 10.1063/1.3651321.

- [125] N. Matsuzaki *et al.*, « Oxygen-doped gesbte phase-change memory cells featuring 1.5 V/100-uA standard 0.13-um CMOS operations », in *IEEE International Electron Devices Meeting, 2005. IEDM Technical Digest.*, Tempe, Arizon, USA, 2005, p. 738-741, doi: 10.1109/IEDM.2005.1609459.
- [126] S.-M. Jeong, K.-H. Kim, S.-M. Choi, et H.-L. Lee, « Influence of Silicon Doping on the Properties of Sputtered Ge₂Sb₂Te₅ Thin Film », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 48, n° 4, p. 045503, avr. 2009, doi: 10.1143/JJAP.48.045503.
- [127] G. Singh, A. Kaura, M. Mukul, J. Singh, et S. K. Tripathi, « Theoretical and experimental investigations of the properties of Ge₂Sb₂Te₅ and indium-doped Ge₂Sb₂Te₅ phase change material », *Appl. Phys. A*, vol. 117, n° 3, p. 1307-1314, nov. 2014, doi: 10.1007/s00339-014-8542-9.
- [128] C. Peng *et al.*, « Homogeneous phase W–Ge–Te material with improved overall phase-change properties for future nonvolatile memory », *Acta Materialia*, vol. 74, p. 49-57, août 2014, doi: 10.1016/j.actamat.2014.03.069.
- [129] I. S. Kim *et al.*, « High performance PRAM cell scalable to sub-20nm technology with below 4F² cell size, extendable to DRAM applications », in *2010 Symposium on VLSI Technology*, Honolulu, HI, USA, juin 2010, p. 203-204, doi: 10.1109/VLSIT.2010.5556228.
- [130] G. W. Burr, B. N. Kurdi, J. C. Scott, C. H. Lam, K. Gopalakrishnan, et R. S. Shenoy, « Overview of candidate device technologies for storage-class memory », *IBM J. Res. & Dev.*, vol. 52, n° 4.5, p. 449-464, juill. 2008, doi: 10.1147/rd.524.0449.
- [131] D. Loke *et al.*, « Breaking the Speed Limits of Phase-Change Memory », *Science*, vol. 336, n° 6088, p. 1566-1569, juin 2012, doi: 10.1126/science.1221561.
- [132] W. J. Wang *et al.*, « Fast phase transitions induced by picosecond electrical pulses on phase change memory cells », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, n° 4, p. 043121, juill. 2008, doi: 10.1063/1.2963196.
- [133] S. Raoux et M. Wuttig, Éd., *Phase change materials: science and applications*. New York, NY: Springer US, 2009.
- [134] S. Lai et T. Lowrey, « OUM - A 180 nm nonvolatile memory cell element technology for stand alone and embedded applications », in *International Electron Devices Meeting. Technical Digest (Cat. No.01CH37224)*, Washington, DC, USA, 2001, p. 36.5.1-36.5.4, doi: 10.1109/IEDM.2001.979636.
- [135] M. Xu, « Study of the Crystallization Dynamics and Threshold Voltage of Phase Change Materials for Use in Reconfigurable RF Switches and Non-volatile Memories », thesis, Carnegie Mellon University, 2017.
- [136] M. Wuttig, H. Bhaskaran, et T. Taubner, « Phase-change materials for non-volatile photonic applications », *Nature Photon*, vol. 11, n° 8, p. 465-476, août 2017, doi: 10.1038/nphoton.2017.126.
- [137] W. Gawelda, J. Siegel, C. N. Afonso, V. Plausinaitiene, A. Abrutis, et C. Wiemer, « Dynamics of laser-induced phase switching in GeTe films », *Journal of Applied Physics*, vol. 109, n° 12, p. 123102, juin 2011, doi: 10.1063/1.3596562.
- [138] J. Siegel *et al.*, « Amorphization dynamics of Ge₂Sb₂Te₅ films upon nano- and femtosecond laser pulse irradiation », *Journal of Applied Physics*, vol. 103, n° 2, p. 023516, janv. 2008, doi: 10.1063/1.2836788.
- [139] I. V. Karpov, M. Mitra, D. Kau, G. Spadini, Y. A. Kryukov, et V. G. Karpov, « Evidence of field induced nucleation in phase change memory », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 92, n° 17, p. 173501, avr. 2008, doi: 10.1063/1.2917583.

- [140] V. G. Karpov, Y. A. Kryukov, S. D. Savransky, et I. V. Karpov, « Nucleation switching in phase change memory », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 90, n° 12, p. 123504, mars 2007, doi: 10.1063/1.2715024.
- [141] M. Salinga, « Phase change materials for non-volatile electronic memories », Université Technique de Rheinisch-Westfalien, Aix-la-Chapelle, Allemagne, 2008.
- [142] D. Lencer, M. Salinga, et M. Wuttig, « Phase-Change Materials for Data Storage Applications », in *Emerging Non-Volatile Memories*, S. Hong, O. Auciello, et D. Wouters, Éd. Boston, MA: Springer US, 2014, p. 169-193.
- [143] M. Naito, M. Ishimaru, Y. Hirotsu, et M. Takashima, « Local structure analysis of Ge-Sb-Te phase change materials using high-resolution electron microscopy and nanobeam diffraction », *Journal of Applied Physics*, vol. 95, n° 12, p. 8130-8135, juin 2004, doi: 10.1063/1.1728316.
- [144] J. Wei et F. Gan, « Theoretical explanation of different crystallization processes between as-deposited and melt-quenched amorphous Ge₂Sb₂Te₅ thin films », *Thin Solid Films*, vol. 441, n° 1-2, p. 292-297, sept. 2003, doi: 10.1016/S0040-6090(03)00977-5.
- [145] P. K. Khulbe, E. M. Wright, et M. Mansuripur, « Crystallization behavior of as-deposited, melt quenched, and primed amorphous states of Ge₂Sb_{2.3}Te₅ films », *J. Appl. Phys.*, vol. 88, n° 7, p. 9, 2014.
- [146] V. Weidenhof, I. Friedrich, S. Ziegler, et M. Wuttig, « Laser induced crystallization of amorphous Ge₂Sb₂Te₅ films », *Journal of Applied Physics*, vol. 89, n° 6, p. 3168-3176, mars 2001, doi: 10.1063/1.1351868.
- [147] A. Pirovano, A. L. Lacaita, A. Benvenuti, F. Pellizzer, et R. Bez, « Electronic Switching in Phase-Change Memories », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, n° 3, p. 452-459, mars 2004, doi: 10.1109/TED.2003.823243.
- [148] R. Tsu, W. E. Howard, et L. Esaki, « Optical and Electrical Properties and Band Structure of GeTe and SnTe », *Phys. Rev.*, vol. 172, n° 3, p. 779-788, août 1968, doi: 10.1103/PhysRev.172.779.
- [149] P. Mahanta, M. Munna, et R. Coutu, « Performance Comparison of Phase Change Materials and Metal-Insulator Transition Materials for Direct Current and Radio Frequency Switching Applications », *Technologies*, vol. 6, n° 2, p. 48, mai 2018, doi: 10.3390/technologies6020048.
- [150] K. L. Chopra et S. K. Bahl, « Amorphous versus Crystalline GeTe Films. I. Growth and Structural Behavior », *Journal of Applied Physics*, vol. 40, n° 10, p. 4171-4178, sept. 1969, doi: 10.1063/1.1657161.
- [151] S. Raoux, B. Muñoz, H.-Y. Cheng, et J. L. Jordan-Sweet, « Phase transitions in Ge-Te phase change materials studied by time-resolved x-ray diffraction », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, n° 14, p. 143118, oct. 2009, doi: 10.1063/1.3236786.
- [152] S. Raoux, H.-Y. Cheng, M. A. Caldwell, et H.-S. P. Wong, « Crystallization times of Ge-Te phase change materials as a function of composition », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, n° 7, p. 071910, août 2009, doi: 10.1063/1.3212732.
- [153] J.-C. Bastien, « Étude des matériaux à changement de phase pour application dans le domaine des PCRAM: verres infrarouges pour l'optique spatiale », Université de Rennes, France, 2011.
- [154] H.-K. Lyeo *et al.*, « Thermal conductivity of phase-change material Ge₂Sb₂Te₅ », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, n° 15, p. 151904, oct. 2006, doi: 10.1063/1.2359354.
- [155] I. Friedrich, V. Weidenhof, W. Njoroge, P. Franz, et M. Wuttig, « Structural transformations of Ge₂Sb₂Te₅ films studied by electrical resistance measurements »,

- Journal of Applied Physics*, vol. 87, n° 9, p. 4130-4134, mai 2000, doi: 10.1063/1.373041.
- [156] J. A. Kalb, F. Spaepen, et M. Wuttig, « Kinetics of crystal nucleation in undercooled droplets of Sb- and Te-based alloys used for phase change recording », *Journal of Applied Physics*, vol. 98, n° 5, p. 054910, sept. 2005, doi: 10.1063/1.2037870.
- [157] J. Kalb, F. Spaepen, et M. Wuttig, « Atomic force microscopy measurements of crystal nucleation and growth rates in thin films of amorphous Te alloys », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, n° 25, p. 5240-5242, juin 2004, doi: 10.1063/1.1764591.
- [158] E. K. Chua *et al.*, « Low resistance, high dynamic range reconfigurable phase change switch for radio frequency applications », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 97, n° 18, p. 183506, nov. 2010, doi: 10.1063/1.3508954.
- [159] A. Fantini *et al.*, « Comparative Assessment of GST and GeTe Materials for Application to Embedded Phase-Change Memory Devices », in *2009 IEEE International Memory Workshop*, Monterey, CA, USA, mai 2009, p. 1-2, doi: 10.1109/IMW.2009.5090585.
- [160] R. Detemple *et al.*, « Microscopic studies of fast phase transformations in GeSbTe films », *MRS Proc.*, vol. 674, p. V1.8, 2001, doi: 10.1557/PROC-674-V1.8.
- [161] R. Detemple, D. Wamwangi, M. Wuttig, et G. Bihlmayer, « Identification of Te alloys with suitable phase change characteristics », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, n° 13, p. 2572-2574, sept. 2003, doi: 10.1063/1.1608482.
- [162] N. El-Hinnawy *et al.*, « 12.5 THz Fco GeTe Inline Phase-Change Switch Technology for Reconfigurable RF and Switching Applications », in *2014 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS)*, La Jolla, CA, USA, oct. 2014, p. 1-3, doi: 10.1109/CSICS.2014.6978522.
- [163] N. El-Hinnawy *et al.*, « A Four-Terminal, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater for Thermal Actuation », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 34, n° 10, p. 1313-1315, oct. 2013, doi: 10.1109/LED.2013.2278816.
- [164] A. Mennai, A. Bessaudou, F. Cosset, C. Guines, P. Blondy, et A. Crunteanu, « Bistable RF switches using Ge₂Sb₂Te₅ phase change material », in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France, sept. 2015, p. 945-947, doi: 10.1109/EuMC.2015.7345920.
- [165] Y. Shim, G. Hummel, et M. Rais-Zadeh, « RF switches using phase change materials », in *2013 IEEE 26th International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Taipei, Taiwan, janv. 2013, p. 237-240, doi: 10.1109/MEMSYS.2013.6474221.
- [166] C.-Y. Wen *et al.*, « A phase-change via-reconfigurable on-chip inductor », in *2010 International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, USA, déc. 2010, p. 10.3.1-10.3.4, doi: 10.1109/IEDM.2010.5703334.
- [167] G. Slovin, M. Xu, J. Paramesh, T. E. Schlesinger, et J. A. Bain, « AlN Barriers for Capacitance Reduction in Phase-Change RF Switches », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 37, n° 5, p. 568-571, mai 2016, doi: 10.1109/LED.2016.2539542.
- [168] R. Singh *et al.*, « A 3/5 GHz reconfigurable CMOS low-noise amplifier integrated with a four-terminal phase-change RF switch », in *2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM)*, Washington, DC, USA, déc. 2015, p. 25.3.1-25.3.4, doi: 10.1109/IEDM.2015.7409764.
- [169] M. Wang, Y. Shim, et M. Rais-Zadeh, « A Low-Loss Directly Heated Two-Port RF Phase Change Switch », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, n° 4, p. 491-493, avr. 2014, doi: 10.1109/LED.2014.2303972.
- [170] A. Ghalem *et al.*, « Arrays of GeTe electrically activated RF switches », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and*

- Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, sept. 2017, p. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247380.
- [171] N. El-Hinnawy, G. Slovin, J. Rose, et D. Howard, « A 25THz F_{CO} (6.3 fs R_{ON}*C_{OFF}) Phase-Change Material RF Switch Fabricated in a High Volume Manufacturing Environment with Demonstrated Cycling > 1 Billion Times », in *International Microwave Symposium*, Los Angeles, CA, juin 2020, p. 4.
- [172] A. Crunteanu, L. Huitema, J.-C. Orlianges, C. Guines, et D. Passerieux, « Optical switching of GeTe phase change materials for high-frequency applications », in *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Pavia, sept. 2017, p. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247379.
- [173] J. Moon, H. Seo, et D. Le, « Development toward high-power sub-1-ohm DC-67 GHz RF switches using phase change materials for reconfigurable RF front-end », in *Proc. of SPIE*, Baltimore, Maryland, USA, juin 2014, p. 90960A, doi: 10.1117/12.2059323.
- [174] H. Wong, Q.-Y. Guo, A. Crunteanu, et L. Huitema, « A MMW Reconfigurable Antenna with Switched Beams using Functional Materials », in *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019)*, Krakow, Poland, 2019, p. 3.
- [175] P. Němec, V. Nazabal, A. Moreac, J. Gutwirth, L. Beneš, et M. Frumar, « Amorphous and crystallized Ge–Sb–Te thin films deposited by pulsed laser: Local structure using Raman scattering spectroscopy », *Materials Chemistry and Physics*, vol. 136, n° 2-3, p. 935-941, oct. 2012, doi: 10.1016/j.matchemphys.2012.08.024.
- [176] R.-Y. Kim, H.-G. Kim, et S.-G. Yoon, « Characterization of Ge_{1-x}Te_x Chalcogenide Thin Films Deposited by MOCVD for Phase Change Memory Applications », *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 155, n° 2, p. 4, déc. 2007, doi: 10.1149/1.2815603.
- [177] E. Rimini *et al.*, « Crystallization of sputtered-deposited and ion implanted amorphous Ge₂Sb₂Te₅ thin films », *Journal of Applied Physics*, vol. 105, n° 12, p. 123502, juin 2009, doi: 10.1063/1.3148288.
- [178] P. S. Chen *et al.*, « CVD of Amorphous GeTe Thin Films », *MRS Proc.*, vol. 1071, p. 1071-F09-10, 2008, doi: 10.1557/PROC-1071-F09-10.
- [179] S. M. Rosnagel, « Directional and ionized physical vapor deposition for microelectronics applications », *J. Vac. Sci. Technol. B*, vol. 16, n° 5, p. 2585, sept. 1998, doi: 10.1116/1.590242.
- [180] J. I. Lee *et al.*, « Highly Scalable Phase Change Memory with CVD GeSbTe for Sub 50nm Generation », in *2007 IEEE Symposium on VLSI Technology*, Kyoto, Japan, juin 2007, p. 102-103, doi: 10.1109/VLSIT.2007.4339744.
- [181] M. Wang, « Phase Change Material Based Ohmic Switches for Reconfigurable RF Applications », University of Michigan, USA, 2017.
- [182] X. Sun, « Phase Transformations and Switching of Chalcogenide Phase-change Material Films Prepared by Pulsed Laser Deposition », Université de Leizig, Allemagne, 2017.
- [183] S. Song *et al.*, « Phase-change properties of GeSbTe thin films deposited by plasma-enhanced atomic layer deposition », *Nanoscale Res Lett*, vol. 10, n° 1, p. 89, déc. 2015, doi: 10.1186/s11671-015-0815-5.
- [184] R. Eason, Éd., *Pulsed laser deposition of thin films: applications-led growth of functional materials*. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2007.
- [185] P. R. Willmott et J. R. Huber, « Pulsed laser vaporization and deposition », *Rev. Mod. Phys.*, vol. 72, n° 1, p. 315-328, janv. 2000, doi: 10.1103/RevModPhys.72.315.

- [186] H. Lu, E. Thelander, J. W. Gerlach, U. Decker, B. Zhu, et B. Rauschenbach, « Single Pulse Laser-Induced Phase Transitions of PLD-Deposited $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ Films », *Adv. Funct. Mater.*, vol. 23, n° 29, p. 3621-3627, août 2013, doi: 10.1002/adfm.201202665.
- [187] S. W. Ryu *et al.*, « SiO₂ Incorporation Effects in Ge₂Sb₂Te₅ Films Prepared by Magnetron Sputtering for Phase Change Random Access Memory Devices », *Electrochemical and Solid-State Letters*, vol. 9, n° 8, p. 3, mai 2006, doi: 10.1149/1.2205120.
- [188] R.-Y. Kim, H.-G. Kim, et S.-G. Yoon, « Structural properties of Ge₂Sb₂Te₅ thin films by metal organic chemical vapor deposition for phase change memory applications », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, n° 10, p. 102107, sept. 2006, doi: 10.1063/1.2338586.
- [189] R. Nouar, « Study and realization of ferromagnetic thin films obtained by magnetron sputtering. GMI sensors application », Theses, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2009.
- [190] J. P. Chu, Y. W. Lai, T. N. Lin, et S. F. Wang, « Deposition and characterization of TiNi-base thin films by sputtering », *Materials Science and Engineering: A*, vol. 277, n° 1-2, p. 11-17, janv. 2000, doi: 10.1016/S0921-5093(99)00560-2.
- [191] C. Y. Khoo *et al.*, « Impact of deposition conditions on the crystallization kinetics of amorphous GeTe films », *J Mater Sci*, vol. 51, n° 4, p. 1864-1872, févr. 2016, doi: 10.1007/s10853-015-9493-z.
- [192] M. R. King *et al.*, « Development of cap-free sputtered GeTe films for inline phase change switch based RF circuits », *Journal of Vacuum Science & Technology B, Nanotechnology and Microelectronics: Materials, Processing, Measurement, and Phenomena*, vol. 32, n° 4, p. 041204, juill. 2014, doi: 10.1116/1.4883217.
- [193] A. Ghalem, C. Guines, D. Passerieux, J.-C. Orlianges, L. Huitema, et 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, juin 2018, p. 839-842, doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439247.
- [194] S. Senkader et C. D. Wright, « Models for phase-change of Ge₂Sb₂Te₅ in optical and electrical memory devices », *Journal of Applied Physics*, vol. 95, n° 2, p. 504-511, janv. 2004, doi: 10.1063/1.1633984.
- [195] D. Kashchiev, *Nucleation: basic theory with applications*. Oxford ; Boston: Butterworth Heinemann, 2000.
- [196] E. Carria *et al.*, « Local Order and Crystallization of Laser Quenched and Ion Implanted Amorphous $\text{Ge}_{1-x}\text{Te}_x$ Thin Films », *MRS Proc.*, vol. 1251, p. 1251-H02-08, 2010, doi: 10.1557/PROC-1251-H02-08.
- [197] D. Kang, D. Lee, H.-M. Kim, S.-W. Nam, M.-H. Kwon, et K.-B. Kim, « Analysis of the electric field induced elemental separation of Ge₂Sb₂Te₅ by transmission electron microscopy », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, n° 1, p. 011904, juill. 2009, doi: 10.1063/1.3168517.
- [198] I. Kaban, E. Dost, et W. Hoyer, « Thermodynamic and structural investigations of heat-treated amorphous Ge-Te alloys », *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 379, n° 1-2, p. 166-170, oct. 2004, doi: 10.1016/j.jallcom.2004.02.033.
- [199] E. Gourvest, « Développement et élaboration par MOCVD de matériaux à changement de phase à base d'alliages GeTe : applications aux mémoires embarquées pour la microélectronique », Université de Grenoble, France, 2010.
- [200] P. Lorenz, M. Ehrhardt, A. Wehrmann, et K. Zimmer, « Laser-induced front side etching of fused silica with XeF excimer laser using thin metal layers », *Applied Surface Science*, vol. 258, n° 23, p. 9138-9142, sept. 2012, doi: 10.1016/j.apsusc.2011.10.145.

- [201] J. H. Coombs, A. P. J. M. Jongenelis, W. van Es-Spiekman, et B. A. J. Jacobs, « Laser-induced crystallization phenomena in GeTe-based alloys. I. Characterization of nucleation and growth », *Journal of Applied Physics*, vol. 78, n° 8, p. 4906-4917, oct. 1995, doi: 10.1063/1.359779.
- [202] S. R. Ovshinsky, « Optical Cognitive Information Processing – A New Field », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 43, n° 7B, p. 4695-4699, juill. 2004, doi: 10.1143/JJAP.43.4695.
- [203] X. Wei, textscShi Luping, textscChong T. Chong, textscZhao Rong, et textscLee H. Koon, « Thickness Dependent Nano-Crystallization in Ge₂Sb₂Te₅ Films and Its Effect on Devices », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 46, n° 4B, p. 2211-2214, avr. 2007, doi: 10.1143/JJAP.46.2211.
- [204] S. Raoux, J. L. Jordan-Sweet, et A. J. Kellock, « Crystallization properties of ultrathin phase change films », *Journal of Applied Physics*, vol. 103, n° 11, p. 114310, juin 2008, doi: 10.1063/1.2938076.
- [205] S.-H. Hong et H. Lee, « Failure Analysis of Ge₂Sb₂Te₅ Based Phase Change Memory », *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 47, n° 5, p. 3372-3375, mai 2008, doi: 10.1143/JJAP.47.3372.
- [206] S. Shin, K. M. Kim, J. Song, H. K. Kim, D. J. Choi, et H. H. Cho, « Thermal Stress Analysis of Ge₁Sb₄Te₇-Based Phase-Change Memory Devices », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 58, n° 3, p. 782-791, mars 2011, doi: 10.1109/TED.2010.2095016.
- [207] V. Timoshevskii, Y. Ke, H. Guo, et D. Gall, « The influence of surface roughness on electrical conductance of thin Cu films: An *ab initio* study », *Journal of Applied Physics*, vol. 103, n° 11, p. 113705, juin 2008, doi: 10.1063/1.2937188.
- [208] D. Ketenoğlu et B. Ünal, « Influence of surface roughness on the electrical conductivity of semiconducting thin films », *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, vol. 392, n° 14, p. 3008-3017, juill. 2013, doi: 10.1016/j.physa.2013.03.007.
- [209] B. K. Bein, S. Krueger, et J. Pelzl, « Photoacoustic measurement of effective thermal properties of rough and porous limiter graphite », *Can. J. Phys.*, vol. 64, n° 9, p. 1208-1216, sept. 1986, doi: 10.1139/p86-211.
- [210] L. Nicolaidis et A. Mandelis, « Methods for surface roughness elimination from thermal-wave frequency scans in thermally inhomogeneous solids », *Journal of Applied Physics*, vol. 90, n° 3, p. 1255-1265, août 2001, doi: 10.1063/1.1383579.
- [211] H. G. Walther, « Photothermal inspection of rough steel surfaces », *Journal of Applied Physics*, vol. 89, n° 5, p. 2939-2942, mars 2001, doi: 10.1063/1.1340596.
- [212] N. El-Hinnawy *et al.*, « Substrate agnostic monolithic integration of the inline phase-change switch technology », in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, mai 2016, p. 1-4, doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540103.
- [213] 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, n° 4, p. 610-613, avr. 2018, doi: 10.1109/LED.2018.2806383.
- [214] K. Nishiuchi, N. Yamada, N. Akahira, M. Takenaga, et R. Akutagawa, « Laser diode beam exposure instrument for rapid quenching of thin-film materials », *Review of Scientific Instruments*, vol. 63, n° 6, p. 3425-3430, juin 1992, doi: 10.1063/1.1143747.
- [215] J. Siegel, A. Schropp, J. Solis, C. N. Afonso, et M. Wuttig, « Rewritable phase-change optical recording in Ge₂Sb₂Te₅ films induced by picosecond laser pulses », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, n° 13, p. 2250-2252, mars 2004, doi: 10.1063/1.1689756.

- [216] G.-F. Zhou, « Materials aspects in phase change optical recording », *Materials Science and Engineering: A*, vol. 304-306, p. 73-80, mai 2001, doi: 10.1016/S0921-5093(00)01448-9.
- [217] Abdelnasser A. Eldek, Atef Z. Elsherbeni, et Charles E. Smith, « Wideband Slot Bow-Tie Antennas for Radar Applications », in *IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, Honolulu, HI, USA, oct. 2003, p. 79-84, doi: 10.1109/WCT.2003.1321597.
- [218] S. A. R. Parizi, « Bandwidth Enhancement Techniques », in *Trends in Research on Microstrip Antennas*, S. Chattopadhyay, Éd. InTech, 2017.
- [219] D. Pozar, « Radiation and scattering from a microstrip patch on a uniaxial substrate », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, n° 6, p. 613-621, juin 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144161.
- [220] Y. J. Sung, T. U. Jang, et Y.-S. Kim, « A reconfigurable microstrip antenna for switchable polarization », *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, n° 11, p. 534-536, nov. 2004, doi: 10.1109/LMWC.2004.837061.
- [221] W.-S. Yoon, J.-W. Baik, H.-S. Lee, S. Pyo, S.-M. Han, et Y.-S. Kim, « A Reconfigurable Circularly Polarized Microstrip Antenna With a Slotted Ground Plane », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, p. 1161-1164, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2096794.
- [222] K. Y. Lam, K.-M. Luk, Kai Fong Lee, H. Wong, et K. B. Ng, « Small Circularly Polarized U-Slot Wideband Patch Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, p. 87-90, 2011, doi: 10.1109/LAWP.2011.2110631.
- [223] M. Nosrati et N. Tavassolian, « A single feed dual-band, linearly/circularly polarized cross-slot millimeter-wave antenna for future 5G networks », in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, USA, juill. 2017, p. 2467-2468, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073276.
- [224] M. S. Nishamol, V. P. Sarin, D. Tony, C. K. Aanandan, P. Mohanan, et K. Vasudevan, « An Electronically Reconfigurable Microstrip Antenna With Switchable Slots for Polarization Diversity », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 59, n° 9, p. 3424-3427, sept. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2161446.
- [225] K.-F. Tong et T.-P. Wong, « Circularly Polarized U-Slot Antenna », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, n° 8, p. 2382-2385, août 2007, doi: 10.1109/TAP.2007.901930.
- [226] S. Gao, Q. Luo, et F. Zhu, *Circularly polarized antennas*. Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons Inc, 2014.
- [227] « Mini SMP Male Full Detent Hermetically Sealed Connector Pin Terminal Solder Attachment », *Fairview Microwave*. <https://www.fairviewmicrowave.com/images/productPDF/SC5481.pdf> (consulté le sept. 17, 2020).
- [228] D. Jackson et N. Alexopoulos, « Gain enhancement methods for printed circuit antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, n° 9, p. 976-987, sept. 1985, doi: 10.1109/TAP.1985.1143709.
- [229] H. Yang et N. Alexopoulos, « Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, n° 7, p. 860-863, juill. 1987, doi: 10.1109/TAP.1987.1144186.
- [230] Xiao-Hai Shen, G. A. E. Vandenbosch, et A. Van de Capelle, « Study of gain enhancement method for microstrip antennas using moment method », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, n° 3, p. 227-231, mars 1995, doi: 10.1109/8.371990.

- [231] J. L. Volakis, Éd., *Antenna engineering handbook*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2007.
- [232] P. S. Hall et C. M. Hall, « Coplanar corporate feed effects in microstrip patch array design », *IEE Proc. H Microw. Antennas Propag. UK*, vol. 135, n° 3, p. 180, 1988, doi: 10.1049/ip-h-2.1988.0038.
- [233] D. Pozar, « Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 30, n° 6, p. 1191-1196, nov. 1982, doi: 10.1109/TAP.1982.1142934.
- [234] « Proceeding of the Workshop on Printed-Circuit Antenna Technology », New Mexico State Univ., Las Cruces, NM, oct. 1979.
- [235] P. Bhartia, Inder Bahl, R. Garg, et A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston: Artech House, 2001.
- [236] L. Shafai, Z. A. Pour, S. Latif, et A. Rashidian, « Circularly Polarized Antennas », in *Handbook of Antenna Technologies*, Z. N. Chen, Éd. Singapore: Springer Singapore, 2015, p. 1-39.
- [237] J. R. James et P. S. Hall, Éd., *Handbook of microstrip antennas*. London, U.K: P. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1989.
- [238] P. Sullivan et D. Schaubert, « Analysis of an aperture coupled microstrip antenna », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 34, n° 8, p. 977-984, août 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143929.
- [239] F. Lombardi, « Fault detection and identification for reliable large-scale computing », *Electron. Lett.*, vol. 21, n° 2, p. 50, 1985, doi: 10.1049/el:19850035.
- [240] Sheng-Ming Deng, Ming-Dong Wu, et Powen Hsu, « Impedance characteristics of microstrip antennas excited by coplanar waveguides with inductive or capacitive coupling slots », *IEEE Microw. Guid. Wave Lett.*, vol. 5, n° 11, p. 391-393, nov. 1995, doi: 10.1109/75.473532.
- [241] L. Giauffret, J.-M. Laheurte, et A. Papiernik, « Study of various shapes of the coupling slot in CPW-fed microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, n° 4, p. 642-647, avr. 1997, doi: 10.1109/8.564090.
- [242] W. Menzel et W. Grabherr, « A microstrip patch antenna with coplanar feed line », *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, n° 11, p. 340-342, 1991, doi: 10.1109/75.93905.
- [243] C. Luxey, L. Dussopt, J.-L. Le Sonn, et J.-M. Laheurte, « Dual-frequency operation of CPW-fed antenna controlled by pin diodes », *Electron. Lett.*, vol. 36, n° 1, p. 2, 2000, doi: 10.1049/el:20000119.
- [244] L. Giauffret et J.-M. Laheurte, « Parametric study of the coupling aperture in CPW-fed microstrip antennas », *IEE Proc., Microw. Antennas Propag.*, vol. 146, n° 3, p. 169, 1999, doi: 10.1049/ip-map:19990339.
- [245] Sheng-Ming Deng, Ming-Dong Wu, et Powen Hsu, « Analysis of coplanar waveguide-fed microstrip antennas », *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 43, n° 7, p. 734-737, juill. 1995, doi: 10.1109/8.391149.
- [246] « RA Mini SMP Male Full Detent PCB Connector Surface Mount Solder Attachment », *Fairview Microwave*. <https://www.fairviewmicrowave.com/images/productPDF/SC5462.pdf> (consulté le oct. 07, 2020).

Antennes agiles reconfigurables optiquement dans le domaine millimétrique avec l'intégration de matériaux à changement de phase

Résumé : Ces travaux de thèse portent sur la conception et la réalisation de systèmes antennaires reconfigurables optiquement dans le domaine des ondes millimétriques avec l'intégration de matériaux à changement de phase (PCM). Le principe d'agilité repose sur les changements de résistivité des PCM qui ont la propriété de passer d'un état isolant (amorphe) à un état conducteur (cristallin) de manière réversible, répétitive et non-volatile (bistable) par l'application de stimuli externes de nature thermique, électrique ou optique. L'activation optique des PCM, en plus d'assurer des vitesses de commutation élevées, permet de s'affranchir des lignes de polarisation (commandes électriques) qui augmentent la complexité des dispositifs et introduisent des rayonnements parasites qui deviennent contraignants au sein d'une antenne. Nous avons conçu et étudié plusieurs antennes reconfigurables en fréquence et en polarisation opérant autour de 30 GHz intégrant le GeTe comme élément agile. Ainsi, nous proposons des solutions alternatives aux technologies de commutation classiques pour des fonctions de reconfigurabilité.

Mots-clés : Antennes reconfigurables, matériaux à changement de phase, GeTe, activation optique, domaine millimétrique.

Optically reconfigurable antennas in the millimeter wave domain with the integration of phase change materials

Abstract: This thesis address the design and realization of optically reconfigurable antenna systems in the millimeter wave domain integrating phase change materials (PCM). The principle of agility is based on the changes in resistivity of PCM, which have the property of changing from an insulating (amorphous) to a conductive (crystalline) state in a reversible, repetitive and non-volatile (bistable) manner by the application of a thermal, electrical or optical external stimuli. We have designed and studied several frequency and polarization reconfigurable antennas operating around 30 GHz integrating GeTe as an agile element. Thus, we propose alternative solutions to conventional switching technologies for reconfigurability functions.

Keywords: Reconfigurable antennas, phase change materials, GeTe, optical activation, millimeter waves.

