Thèse de doctorat

Université de Limoges

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

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Science et Ingénierie de l'information

Présentée et soutenue par
Wilfrid RENKANGA MBATCHI

Le 14 octobre 2026

Surfaces rayonnantes reconfigurables intégrant des matériaux à changement de phase contrôlés optiquement

Thèse dirigée par Cyril DECROZE et Aurelian CRUNTEANU

JURY :

Président du jury
M. Cyrille MENUDIER, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs
Mme. María GARCIA-VIGUERAS, Professeure INSA Rennes
M. Antonio CLEMENTE, Ingénieur de Recherches, CEA-Leti, Grenoble

Examinateurs
M. Jean- Paul GUILLET, maitre de Conférences, Université de Bordeaux
M. Cyrille MENUDIER, Professeur, Université de Limoges
M. Cyril DECROZE, Professeur Université de Limoges
M. Aurelian CRUNTEANU, Directeur de Recherches CNRS

Invité :
M. Georges HUMBERT, Directeur de Recherches CNRS

A mes grands-parents Georges et Marie-Louise

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Rien n'est trop merveilleux pour être vrai, si cela est conforme aux lois de la nature ; et dans des choses comme celles-ci, l'expérience est le meilleur test d'une telle cohérence.

Michael Faraday

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du laboratoire XLIM, dans les équipes MINT de l'axe RF-ELITE (Radio-Fréquence et Électronique Imprimée pour Télécom et L'Énergie) et Antennes & Signaux de l'axe SRF (Systèmes RF). Je remercie le laboratoire XLIM ainsi que l'école doctorale Science et Ingénieure (EDSI) de m'avoir accueilli.

Je tiens à remercier mes encadrants, **Aurélian Crunteanu** et **Cyril Decroze**. Cette aventure de thèse doit beaucoup à la confiance que vous m'avez accordée et à l'accompagnement que vous m'avez apporté. Tout au long de ces années de thèse, vous m'avez guidé avec exigence et bienveillance. Vos conseils scientifiques et nos discussions m'ont aidé à avancer, notamment dans les moments de doute. Merci pour votre disponibilité, votre patience et votre bonne humeur.

Je tiens à remercie les membres du jury en particulier Mme. **María Garcia-Vigueras**, professeure à l'INSA Rennes, et M. **Antonio Clémente,** ingénieur de recherche au CEA-Leti, d'avoir accepté de rapporter ces travaux.

Je remercie également **Yann Marie-Joseph**, Ingénieur d'étude au laboratoire XLIM, pour son aide précieuse lors des phases expérimentales. À force d'y passer des heures pendant plusieurs mois, la salle de manip a fini par devenir mon deuxième bureau, même si, pour toi, c'en était déjà un ! J'ai beaucoup appris à tes côtés sur la mesure et je garde de très bon souvenir de ces moments partagés. Merci pour ta disponibilité et ta bonne humeur.

J'adresse mes sincères remerciements à Mme. **Marie-Laure Guillat** et à **Élodie Charamnac** pour avoir pris en charge les démarches administratives liées à mes travaux, toujours avec efficacité et gentillesse. Je remercier aussi Mme. **Patricia Leroy** pour son aide dans certaines de ces démarches.

Je remercie mes collègues de l'équipes MINT, et tout particulièrement **Nina** et **Oihan** pour tous les coups de main. **Nina**, j'ai beaucoup aimé partager ce bureau avec toi, nos nombreux échanges, formels comme informels, ont été d'une grande richesse. **Oihan**, merci pour nos longues pauses café. Ces moments d'échanges, sérieux ou légers me permettait de souffler et de reprendre le travail l'esprit plus léger. Merci aussi de m'avoir si souvent raccompagné chez moi. SI j'avais pu noter les trajets comme sur Uber, tu aurais eu cinq étoiles à chaque fois ! Et merci pour le pot de thèse que t'as organisé à mon insu. Cette attention m'a profondément touché.

Je pense également à mes autres collègues, **Adja, Kariny, Lionel, Lucas**, **Mohamed** et **Vincent**, merci pour les moments partagés.

Une pensée également pour mes amis **Davy**, **Destin** et **Walter**, dont l'amitié reste intacte malgré le temps et la distance.

Je tiens à remercier ma famille (la liste est longue !) et en particulier ma mère **Brigitte** et mon père **Sylvain**. Si j'ai pu aller aussi loin, c'est parce que vous m'avez soutenue bien avant que cette aventure ne commence. Merci pour tous les sacrifices que vous avez faits pour moi.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Pour finir, mes remerciements les plus tendres vont à ma compagne, **Alliance**, pour sa patience, ses encouragements et sa présence à mes côtés au quotidien, dans les moments de doute comme dans les moments de joie.

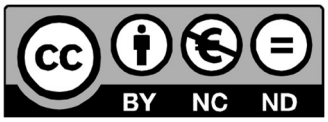
À ma fille, **Imya**, qui est arrivée au cours de cette thèse, merci pour tout le bonheur et la joie que tu as apportés dans nos vies. Tu m'as donné la force d'aller jusqu'au bout. Je suis heureux que cette thèse garde aussi une trace de mes premiers pas comme père.

Merci enfin à toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à ma réussite.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 4.0 France** »
disponible en ligne https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0



Licence CC BY-NC-ND 4.0

Table des matières

Introduction générale 19

Chapitre I. Contexte et état de l'art 23

I.1. Introduction 23

I.2. Bandes sub-térahertz 23

I.2.1. Aperçu d'applications aux fréquences sub-THz 24

I.2.2. Analyse comparative des architectures d'antennes en bande sub-THz 28

I.3. Reconfiguration des surfaces rayonnantes en bande sub-THz 32

I.3.1. Reconfiguration à l'aide de composant discrets actifs 32

I.3.2. Reconfiguration utilisant des matériaux fonctionnels 34

I.3.2.1. Les cristaux liquides (LC) 35

I.3.2.2. Matériaux à transition de phase (Phase Transition Materials, PTM) 36

I.3.2.3. Matériaux à changement de phase (Phase Change Materials, PCM) 38

I.3.3. Discussion 41

I.4. Conclusion et objectifs de thèse 43

Chapitre II. Propriétés générales et activation optique du changement de phase dans les matériaux PCM 47

II.1. Introduction 47

II.2. Généralités sur les PCM 47

II.2.1. Propriétés des PCM 48

II.2.2. Mécanismes de transition de phase 49

II.2.2.1. Amorphisation 50

II.2.2.2. Cristallisation 51

II.2.3. Utilisation des matériaux à changement de phase dans les dispositifs RF reconfigurables 52

II.3. Paramètres d'irradiation laser pour l'activation du changement de phase dans le matériau GeTe 58

II.3.1. Dispositif d'irradiation optique des films de PCM 59

II.3.2. Caractérisation des performances du système laser 61

Licence CC BY-NC-ND 4.0

II.3.3. Cristallisation de couches de GeTe par irradiation laser directe.....62

II.3.4. Cristallisation de couches de GeTe par masque de contact 67

II.4. Fabrication des dispositifs rayonnants 68

II.5. Conclusion du chapitre.....71

Chapitre III. Transmitarray reconfigurable à base de PCM pour la formation de faisceaux en bande W.....73

III.1. Introduction.....73

III.2. Loi de phase sur l'ouverture d'un TA.....74

III.3. Conception d'un TA pour la formation de faisceaux à 100 GHz 77

III.3.1. Cellule élémentaire reconfigurable optiquement 78

III.3.1.1 Réponse fréquentielle des cellules reconfigurables optiquement intégrant des PCM 81

III.3.1.2. Bilan de puissance de la cellule 83

III.3.1.3. Résumé de section 84

III.3.2. Simulation du Transmitarray 1 bit 84

III.3.2.1. Analyse de la polarisation rayonnée.....87

III.3.2.2. Capacité de dépointage du TA.....88

III.3.2.3. Performances d'un TransmitArray reconfigurable, intégrant des PCM 89

III.4. Caractérisation expérimentale des prototypes fabriqués.....92

III.4.1. Banc de mesure 92

III.4.2. Mise en œuvre du banc.....93

III.4.2.1. Paramètres d'acquisition et plan de référence (calibration numérique).....96

III.4.2.2. Configuration de mesure des polarisations du TA et post-traitement.....96

III.4.2.3. Mesure du gain du TA.....97

III.4.3. Résultats expérimentaux de caractérisation 99

III.4.3.1. Analyse temporelle et filtrage des mesures.....100

III.4.3.2 Caractéristiques de rayonnement des prototypes TA statique et reconfigurable 101

III.5. Conclusion du chapitre.....108

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre IV. Focalisation en champ proche à partir d'un transmitarray à codage de phase 1 bit 111
IV.2. Principe de fonctionnement d'un transmitarray focalisant en champ proche 113
IV.3. Validation du TA focalisant à 100 GHz 114
IV.4. Caractérisation de la focalisation en champ proche 120
IV.4.1. Banc de mesure 120
IV.4.2. Lentille diélectrique de collimation 121
IV.4.3. TA focalisant statique dans l'axe 122
IV.4.4. TA focalisant reconfigurable 127
IV.4.5. Discussion de section 129
IV.4.6. TA multifocale reconfigurable 130
IV.5. Application à l'imagerie en bande sub-THz par focalisation en champ proche 132
IV.5.1. Imagerie en champ proche par réflexion 132
IV.5.2. Caractérisation 134
IV.5.3. Discussion de section 137
III.6. Conclusion du chapitre 138
Conclusion générale 140
Perspectives 142
Annexes 146
Annexe 1. Diagramme de rayonnement et rendement d'ouverture 147
Annexe 2. Antenne cornet et Sonde de champ proche 150
Annexe 3. Transformation champ proche – champ lointain 152
Références bibliographiques 155
Liste des travaux 169

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Table des illustrations

Figure I.1 – Exemple de la répartition du spectre fréquentiel pour les systèmes 5G et 6G [5]. 24

Figure I.2 – Radar à ondes continues modulées en fréquence (Frequency-Modulated Continuous-Wave, FMCW) à 140 GHz [27] : (a) Vue supérieure de la carte, (b) vue inférieure de la carte montrant le réseau d'antennes 8x8 du module en transmission et réception, et (c) configuration expérimentale.....25

Figure I.3 – Exemple d'imagerie radar THz à haute résolution permettant de distinguer des objets dans la bande 242-267 GHz [29]. 26

Figure I.4 – Pertes de propagation en fonction de la fréquence de 30 GHz à 400 GHz pour différentes distances de communication. Les courbes pleines représentent le cas incluant l'absorption atmosphérique, et les courbes pointillées le cas sans absorption. Pour les courtes distances, les deux courbes se superposent, ce qui indique un impact négligeable de l'absorption atmosphérique.....27

Figure I.5 – Exemples d'applications de communication et de détection intégrées (ISAC-THz) embarquées sur drones dans les futurs réseaux 6G adoptés dans [42]. 28

Figure I.6 – Antenne RA en bande G (140-200 GHz) [64] : (a) Principe de fonctionnement illustrant la recombinaison des ondes réfléchies pour former un faisceau dans une direction souhaitée. (b) Exemple de réalisation expérimentale du RA.....30

Figure I.7 – Antenne TA à 300 GHz : (a) Principe de fonctionnement d'un TA. (b) Cellule élémentaire et prototype proposé [65]. 30

Figure I.8 – Fonctions possibles des surfaces rayonnantes [66] : (a) surface sélective en fréquence passe-bande ; (b) surface sélective en fréquence coupe-bande ; (c) surface à haute impédance ; (d) absorbeur parfait à bande étroite ; (e) convertisseur de polarisation (twist) ; (f) surface sélective pour la polarisation circulaire droite ; (g) convertisseur de polarisation linéaire-circulaire ; (h) antenne à fuite bidimensionnelle ; (i) TA focalisant ; (j) RA focalisant ; (k) lentille de Luneburg planaire ; (l) hologramme.....31

Figure I.9 – MS en transmission reconfigurable à base de diodes Schottky à 100 GHz : géométrie de la cellule élémentaire et réalisation expérimentale [90]. 33

Figure I.10 – MS-THz programmable à base de CMOS à 300 GHz composée de tuiles de 2 × 2 , chacune constituée de 12 × 12 méta-éléments [91], [92] : (a) géométrie de la structure et cellule élémentaire, (b) implémentation sur puce, (c) diagramme de rayonnement, (d) exemple de projections holographiques.....34

Figure I.11 – RA reconfigurable 2 bits à base de cristaux liquides (LC) à 345 GHz [99] : (a) représentation 2D de la MS et de la cellule élémentaire; (b) prototype expérimental.....35

Figure I.12 – MS en transmission reconfigurable électriquement [115] : (a) illustration du principe de balayage de faisceau par séquences de codage d'une MS reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO_2) à 600 GHz ; (b) image optique d'une section de la MS fabriquée avec des patchs métalliques dans leur isolant.....37

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Figure I.13 – MS THz reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO_2) fonctionnant à 425 GHz [116] : (a) Principe de fonctionnement du système auto-adaptatif ; (b) conception de la MS et géométrie de la UC ; (c) prototype expérimental monté sur PCB.....38

Figure I.14 – MS dans le domaine proche de l'infrarouge (λ ≈ 1495 nm) reconfigurable électriquement basée sur le tellurure de germanium-antimoine (GST) [126]. (a) Schéma illustrant le principe de fonctionnement de la MS. (b) Photographie du dispositif fabriqué, et vue optique agrandie de la zone active. 39

Figure I.15 – TA reconfigurable basé sur le GeTe proposé par le CEA-Leti [127] : (a) architecture de la cellule élémentaire avec son système de commande électrique par élément chauffant ; (b) TA 16 × 16 éléments illustrant la formation du faisceau dans l'axe. 40

Figure I.16 – MS 1 bit reconfigurable optiquement en bande 90-140 GHz à base de tellurure de germanium GeTe [128] : (a) structure et principe de transition de phase ; (b) Performances de la MS pour deux motifs de codage. 41

Figure I.17 – Diagramme ternaire Ge-Sb-Te regroupant les principales compositions d'alliages à changement de phase. La ligne pseudo-binaire GeTe-Sb_2Te_3 met en évidence les compositions les plus utilisées. Les zones grisées correspondent aux domaines présentant des propriétés typiques des matériaux à changement de phase [129]. 44

Figure II.1 – Diagramme ternaire des principaux alliages à changement de phase utilisés dans les technologies de stockage optique [131]. 48

Figure II.2 – Variation de la résistivité d'un PCM en fonction de la température, lors de la transition de l'état amorphe vers l'état cristallin, associée à une diminution brutale de celle-ci [135]. 49

Figure II.3 – Principe du changement de phase dans un PCM illustrant les cycles thermiques de commutation (OFF/ON), les transitions entre les états cristallin et amorphe, ainsi que les structures atomiques associées [136].....50

Figure II.4 – Diagramme temps-température-transformation (TTT) montrant les conditions de refroidissement nécessaires à l'amorphisation [129]. 51

Figure II.5 – Comparaison du facteur de mérite $Ron \cdot Coff$ pour différentes technologies de commutation RF [146]. 53

Figure II.6 – Commutateur RF de type SPDT à base de matériaux à changement de phase [147] : schéma de principe et réalisation (en haut), ainsi qu'une comparaison des performances en termes de pertes d'insertion et d'isolation avec différentes technologies de commutateur RF (en bas).....54

Figure II.7 – (a) Image optique des commutateurs PCM à quatre terminaux (Layout A et B). (b) Performances RF mesurées de 0 à 40 GHz en termes de pertes d'insertion à l'état ON et d'isolation à l'état OFF pour les deux architectures. (c) Résistance à l'état passant R_{on}, capacité à l'état bloqué C_{off} et fréquence de coupure f_{co}. (d) Essai d'endurance du dispositif au cours des cycles de commutation ON/OFF [148]. 55

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Figure II.8 – Commutateur RF SPDT à base de PCM (GeTe) avec commande CMOS intégrée [149] : (a) architecture du circuit et image optique du composant fabriqué dans section RF ; (b) et (c) pertes d'insertion et isolation mesurées entre 10 MHz et 100 GHz. 56

Figure II.9 – Polariseur THz reconfigurable optiquement à base de GeTe [150]. (a) Schéma de principe du polariseur. (b) Images optiques des trois géométries de polariseurs en GeTe (P1 à P3) et transmissions mesurées. (c) Polariseur de référence avec des bandes or et performance mesurée. 57

Figure II.10 – Schéma du système d'irradiation laser pour l'activation des couches PCM. ...59

Figure II.11 – Source laser impulsionnelle fonctionnant à une longueur d'onde de 532 nm2. 60

Figure II.12 – (a) Principe de déviation du faisceau par miroirs galvanométriques dans le système SCANLAB. (b) Zone de balayage et positionnement du faisceau. (c) Montage expérimental du système de scan associant le module VarioSCAN permettant l'ajustement de la position focale et de la taille du spot laser.....60

Figure II.13 – Interface logicielle laserDesk pour le pilotage du marquage laser. 61

Figure II.14 – (a) Montage expérimental pour la mesure de la puissance laser, comprenant un atténuateur optique variable. (b) Évolution de la puissance moyenne en fonction de l'angle de la lame demi-onde. (c) Énergie par impulsion déduite en fonction de ce même angle. 62

Figure II.15 – Image microscopiques des zones cristallisées obtenues par une impulsion laser unique d'une énergie de 146 µJ sur une couche de GeTe (500 nm) déposée sur l'alumine : (a) sans l'utilisation du VarioSCAN, montrant une distribution d'énergie non homogène, (b) avec l'utilisation du VarioSCAN.....64

Figure II.16 – Images microscopiques de la cristallisation de motifs continus par balayage d'impulsions laser pour une puissance P_{moy} = 22.3 mW sur une couche de GeTe (500 nm) déposée sur l'alumine : (a) position focale à 13 mm, ablation du matériau ; (b) zfocal = 12 mm, lignes continues avec dégradation partielle ; (c) zfocal= 11 mm, ligne continue avec des effets thermiques latéraux ; (d) zfocal= 10 mm, irradiation d'un carré (1 mm x 1 mm), conduisant à une transformation homogène du matériau vers sa phase cristalline.....65

Figure II.17 – Évolution de la puissance moyenne du laser continu en fonction du courant de la diode. 66

Figure II.18 – Cristallisation de motifs par laser continu avec un courant de diode à 70% (~ 200 mW) : (a) cellules élémentaires (SRR) montrant une bonne définition avec une résolution d'environ 17 µm ; (b) surface carrée irradiée (6 mm x 6 mm).....66

Figure II.19 – Dispositif expérimental d'irradiation laser pour la reconfiguration des commutateurs PCM dans les réseaux transmetteurs.....67

Figure II.20 – Illustration du procédé de reconfiguration optique des structures reconfigurables par irradiation locale du GeTe à travers un masque de contact. 68

Figure II.21 – Images microscopiques des cellules (SRR) des surfaces rayonnantes fabriquées : (a) SRR entièrement métalliques présentant les états de phase 0° et

Licence CC BY-NC-ND 4.0

180° (statique) ; (b) SRR métalliques intégrant des motifs de GeTe à l'état amorphe (reconfigurables) ; (c) SRR écrits sur une couche de GeTe à l'état amorphe (reconfigurables par écriture laser directe des SRRs). 69

Figure II.22 – Étapes de réalisation de la structure métallique par gravure humide. 70

Figure II.23 – Etapes de fabrication et structuration des motifs de GeTe. 70

Figure III.1 – Modèle géométrique générique d'un TA éclairé par une source localisée.....75

Figure III.2 – Exemple de distribution de phase sur l'ouverture d'un TA de 30 × 30 éléments à 100 GHz, pour un rapport focal *F/D* = 0.73, où *F* est la distance focale et *D* la dimension de l'ouverture. (a) compensation de phase continue, (b) compensation de phase quantifiée sur 1 bit. 77

Figure III.3 – Processus de modélisation du simulateur hybride. 78

Figure III.4 – Représentation de la cellule élémentaire (résonateur à anneau fendu). a) Vue 3D de la structure en simulation Floquet ; b) Cellules unitaires (UC) dans les états ON/OFF et OFF/ON des motifs de GeTe ; c) Modèle équivalent des cellules unitaires correspondant aux phases 0° et 180° 79

Figure III.5 – Évolution des coefficients de transmission et de réflexion en composantes principale (Tyy, Ryy) et croisée (Tyx, Rxy) de la cellule élémentaire équivalente (sans motif de GeTe), pour une illumination polarisée suivant uy 80

Figure III.6 – Distribution de la densité de courant de surface du SRR simulée, pour les deux états de la cellule UC0 (gauche) et UC180 (droite) : (a) à 34 GHz et (b) à 100 GHz. 81

Figure III.7 – Simulation CST des Cellules UC0 et UC180 avec motif de PCM. 82

Figure III.8 – Impact de l'épaisseur de la couche de GeTe sur les pertes d'insertion du coefficient de transmission croisée de la cellule à 100 GHz. 82

Figure III.9 – a) Amplitude des coefficients de transmission Txy avec et sans intégration des motifs de GeTe des deux cellules (UC0/UC180) ; b) Phases Txy des cellules UC0 et UC180 associées. 83

Figure III.10 – Évolution de la puissance totale réfléchie PR, de la puissance totale transmise PT et de leur somme PR+PT en fonction de la fréquence. 84

Figure III.11 – Influence du rapport F/D sur les efficacités d'ouverture, d'illumination et de débordement pour un réseau de diamètre d'ouverture D = 45 mm et une source focale de directivité 10 dBi. 85

Figure III.12 – Évolution du coefficient de transmission de la cellule UC180° à 100 GHz en fonction de l'angle d'incidence : (a) amplitude $|T_{xy}|$ et (b) phase de T_{xy} et erreur de phase 1 bit. 86

Figure III.13 – Distributions de l'amplitude et de la phase du champ incident simulé généré par le cornet 10 dBi sur l'ouverture du TA : (a) amplitude normalisée et (b) phase incidente. 86

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Figure III.14 – Simulation full wave du TA : (a) Cellule élémentaire intégrant des motifs de GeTe (b) Vue 3D du réseau complet avec les différents états de phase UC0 et UC180.....87

Figure III.15 – Calcul du gain des composantes Eθ et Eφ à partir du simulateur hybride, dans le plan de coupe φ=0°. 88

Figure III.16 – Comparaison du gain Etheta dans le plan φ = 0°, obtenu par le simulateur hybride (MATLAB) et par simulation « full-wave » CST, pour différentes directions de dépointage 89

Figure III.17 – Diagramme de rayonnement total $Etot$ à 100 GHz : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable 1 bit simulé sous CST Studio montrant le gain max réalisé. 90

Figure III.18 – Diagrammes de rayonnement de la composante principale $Etheta$ du TA dans le plan $\varphi = 0°$ à 100 GHz, obtenus par la simulation hybride (MATLAB) et par la simulation « full-wave » sous CST : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable. 91

Figure III.19 – Évolution du gain en fonction de la fréquence du TA statique et reconfigurable à 30° simulés sous CST. 91

Figure III.20 – Banc de caractérisation de la plateforme PLATINOM du laboratoire XLIM : scanner 2D ultra large bande (2.0 GHz-330 GHz). 93

Figure III.21 – Caractérisation expérimentale du TA de 75 à 110 GHz. (a) Photographie du dispositif de mesure en configuration formation de faisceau ; (b) et (c) illustrations schématiques des configurations de mesure des composantes de champ Ex (X-pol.) et Ey (Co-pol.) respectivement. 94

Figure III.22 – Largeur ou hauteur de la zone de test. 95

Figure III.23 – Configuration de mesure de référence en transmission : (a) copolarisée (V-V) et (b) polarisée croisée (V-H).....96

Figure III.24 – Configuration de mesure des polarisations du TA : (a) configuration sans twist pour la mesure de la composante Ex du champ transmis ; (b) configuration avec twist pour la mesure de la composante Ey. 97

Figure III.25 – Procédure expérimentale utilisée pour l'estimation du gain du TA par la méthode de comparaison de gain (gain-transfer method). (a) Mesure du champ proche transmis par le TA. (b) Mesure de référence réalisée avec un cornet 20 dB. 98

Figure III.26 – Photographie des prototypes fabriqués de TA 1 bit : (a) TA (statique) constitué de cellules entièrement métalliques ; (b) TA reconfigurable à base de cellules métal-GeTe, avec illustration des zones amorphes (GeTe-A) et cristallisées (GeTe-C). 100

Figure III.27 – (a) Réponses temporelles et (b) réponses fréquentielles au centre du scan simulées et mesurées du TA_{30deg} statique sans et avec TG [0.1 m - 0.18 m]. Les composantes principales du TA simulées et mesurées sont normalisées indépendamment par leur maximum respectif afin de comparer uniquement la forme des réponses et leur position temporelle. 101

Figure III.28 – (a) Distribution de phase appliquée sur l'ouverture du TA statique pour un rayonnement dans l'axe (TA_{0deg}) et (b) photographie du TA fabriqué.....101

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Figure III.29 – TA_{0deg} statique - Composantes de champ Ex et Ey (amplitude et phase) transmise à 100 GHz : (a) simulées sous CST et (b) mesurées avec time gating. 102

Figure III.30 – Comparaison entre simulation (hybride/ CST) et mesure du rayonnement en gain du TA statique à 100 GHz dans l'axe $\theta 0$= 0°. (a) composante principale $|E_\theta|$ et (b) composante $|E_\phi|$ dans les plans xoz ($\mathrm{phi} = 0°$). 103

Figure III.31 – Comparaison du gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence du TA statique dans l'axe (TA_{0deg}). 103

Figure III.32 – (a) Distribution de phase appliquée sur l'ouverture du TA pour un rayonnement à 30° (TA_{30deg}) ; (b) cellule élémentaire du TA statique ; (c) cellule élémentaire du TA reconfigurable fabriqué. 104

Figure III.33 – TA_{30deg} - Composantes du champ Ex et Ey (amplitude et phase) transmises mesurées à 100 GHz : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable. 105

Figure III.34 – Diagrammes de rayonnement du TA statique et reconfigurable à 30° (TA_{30deg}): comparaison entre simulation CST et mesure pour les composantes $|E_\theta|$ (a) dans le plan $\mathrm{phi} = 0°$ et (b) dans le plan $\mathrm{phi} = 90°$. 106

Figure III.35 – Impact de cellules défectueuses (OFF/OFF) simulant l'absence de cristallisation de certains motifs de GeTe sur les performances d'un TA statique à 100 GHz. (a) –(b) 1% de cellules défectueuses ; (c)-(d) 10% de cellules défectueuses. 107

Figure III.36 – Comparaison de l'évolution du gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence du TA dans l'axe (TA_{0deg}). 108

Figure IV.1 – Principe de focalisation des ondes par un TA. 113

Figure IV.2 – Distributions de phase 1 bit calculées à 100 GHz pour une focalisation dans l'axe (au point focal théorique $F2$ = 32.85 mm. (a) Distribution de phase sous illumination par onde plane incidente et (b) sous illumination par onde sphérique, la source étant placée à une distance $F1$ = 32.85 mm de l'ouverture. 115

Figure IV.3 – Simulation du TA focalisant à 100 GHz : (a) illumination par un cornet et (b) illumination par une onde plane, illustrant la distribution 3D du module du champ électrique à une distance focale $F0$. (c) Distribution du module du champ Ex sous illumination par source sphérique et (d) sous illumination par onde plane dans le plan focal xOy. (e) Distribution du module du champ Ey sous illumination par source sphérique et (f) sous illumination par onde plane dans le plan focal xOy. (g) Profil normalisé de Ex suivant x ($y = 0$) sous illumination par onde sphérique et (h) profil normalisé de Ex suivant y ($x = 0$). 117

Figure IV.4 – Comparaison entre la simulation électromagnétique complète (CST) et l'outil d'analyse sous MATLAB de la focalisation du TA à 100 GHz. (a) et (b) Distribution du champ Ex le long de l'axe de propagation z du TA dans les plans xOz et yOz. (c) Distribution du champ le long de l'axe de propagation obtenue par l'outil d'analyse (MATLAB). (d) Comparaison CST et MATLAB du profil du champ suivant cet axe de propagation. 119

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Figure IV.5 – Banc de caractérisation expérimentale du réseau transmetteur de 75 à 110 GHz. (a) Photographie du dispositif en configuration focalisation en champ proche, et (b) schéma fonctionnel de l'ensemble du système de caractérisation. 120

Figure IV.6 – Photographie expérimentale du banc de caractérisation de la lentille diélectrique. 121

Figure IV.7 – Distribution du champ incident mesuré à 100 GHz (lentille diélectrique) sur l'ouverture du TA : (a) amplitude normalisée, (b) phase, (c) et (d) profils d'amplitude et de phase suivant x et y. 122

Figure IV.8 – Schéma fonctionnel de caractérisation illustrant le positionnement de chaque élément afin de définir la distance équivalente associée au trajet direct de l'onde.....123

Figure IV.9 – (a) Réponse temporelle mesurée au point focal du TA statique (sans GeTe). (b) Réponse fréquentielle après l'application d'un fenêtrage temporel (time gating).....124

Figure IV.10 – Distribution de champ le long de l'axe de propagation du TA_{0deg} statique à 100 GHz : (a) simulée et (b) mesurée dans les plans XOZ et YOZ ; (c) profils 1D du champ suivant cet axe de propagation. 125

Figure IV.11 – Distribution normalisée du champ Ex du TA_{0deg} statique simulée et mesurée à 100 GHz. (a) au plan focal simulée à z = 32.5 mm ; (b) mesurée à z = 30 mm ; (c) et (d) profils d'amplitude du champ selon les plans de coupe x= 0 mm et y = 0 mm. 126

Figure IV.12 – (a) Évolution du champ maximal mesuré dans le plan de propagation z = 30 mm en fonction de la fréquence ; (b) efficacité de focalisation associée. 126

Figure IV.13 – Images microscopies des cellules des TA étudiés dans cette section : (a) cellule entièrement métallique, (b) cellule hybride (métal-GeTe) et (c) cellule entièrement en GeTe (full-GeTe) 127

Figure IV.14 – Distribution normalisée (par rapport au TA statique de référence) du champ du TA_{30deg} mesuré à 100 GHz : (a) et (b) distributions du champ focalisé mesurées à z = 30 mm des TA_{30deg} statique et reconfigurable hybride ; (c) distribution du champ focalisé mesurée à z = 30 mm du TA_{30deg} reconfigurable (full-GeTe) obtenu par écriture laser des SRR ; (d) et (e) comparaisons des profils d'amplitude du champ selon les plans de coupe y= 0 mm et x = 18 mm à z = 32.5 mm en simulation et à z = 30 mm en mesure. 129

Figure IV.15 – (a) Évolution du profil du champ mesuré à 100 GHz suivant l'axe de propagation ; (b) champ maximal mesuré à z = 30 mm en fonction de la fréquence. Les valeurs sont normalisées par rapport à celles du TA statique de référence.....129

Figure IV.16 – Distribution de phase 1 bit appliquée sur l'ouverture du TA reconfigurable pour générer deux points focaux situés en ($xf1$ = 0, $yf1$ = 0, $zf1$ = 0,32) mm et ($xf2$ = 10, $yf2$ = 10, $zf2$ = 0,52) sous illumination par onde plane. 131

Figure IV.17 – (a) Évolution du profil du champ obtenu par le code MATLAB et par la mesure à 100 GHz suivant l'axe de propagation ;(b) champ maximal mesuré du TA reconfigurable à z_1 = 30 mm et z_2 = 50 mm en fonction de la fréquence ; (c) et (d) distributions spatiales du

Licence CC BY-NC-ND 4.0

champ du TA reconfigurable mesurées à z_1 et z_2 suivant xOy ; (e) et (f) profils du champ 1D suivant les axes x et y. 132

Figure IV.18 – (a) Schéma de principe de détection en champ proche en réflexion par un TA focalisant ; (b) Banc de caractérisation avec le scanner 2D de la plateforme d'instrumentation d'XLIM. 133

Figure IV.19 – Cible métallique constituée de trois vis de diamètre 4.5 mm : (a) configuration 1 et (b) configuration 2.....134

Figure IV. 20 – Enveloppe des réponses temporelles en réflexion mesurées de l'environnement, de la cible et du signal différentiel après soustraction (amplitudes réelles) 135

Figure IV.21 – (a) Enveloppe temporelle $h(t, x, y)$ de la cible obtenue après soustraction de la mesure de référence ; (b) Représentation spatiale de cette réponse en distance équivalente $h(d, x, y)$. 135

Figure IV.22 – Imagerie expérimentale en champ proche dans le domaine fréquentiel avec le TA focalisant : (a) image reconstruite des cibles métalliques dans la configuration 1 et (b) image reconstruite des cibles métalliques dans la configuration 2. 136

Figure IV.23 – Expérimentation d'imagerie en champ proche d'une cible de dimension supérieure au spot focal du TA focalisant : (a) cible en céramique recouverte de papier cuivre ; (b) images reconstruites dans le domaine fréquentiel ; (c) amplitude et phase reconstruites à la fréquence de conception du TA (100 GHz). 137

Figure A.1 – Source primaire : cornet standard 10 dB. Modèle 3D du cornet simulé sous CST Microwave Studio. 150

Figure A.2 – Sonde guide d'ondes WR-10(Mi-Wave Millimeter Products Inc., 260W/387)..151

Figure A.3 – Différentes régions de rayonnement d'une antenne 152

Figure A.4 – Principe du balayage planaire en champ proche et échantillonnage spatial de la surface de mesure.....153

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Table des tableaux

Tableau I.1 – Comparaison des principales technologies de reconfigurabilité des surfaces rayonnantes (RA, TA, MS) en bandes sub-THz.....42

Tableau II.1 – Influence de la position focale sur le diamètre et la qualité de la zone cristallisée pour une énergie d'impulsion unique de 146 µJ en mode d'irradiation statique. 64

Tableau III.1 – Synthèse des performances du TA (TA_{30deg}) statique et reconfigurable simulés. 92

Tableau III.2 – Paramètres principaux pour la caractérisation en champ proche du TA.....95

Tableau III.3 – Synthèse des performances du TA_{0deg} statique simulés et mesuré à 100 GHz. 104

Tableau III.4 – Synthèse des performances du TA_{30deg} statique et reconfigurable à 100 GHz. 108

Tableau IV.1 – Métriques de focalisation à partir d'une illumination par onde plane à 100 GHz 119

Tableau IV.2 – Caractéristiques de focalisation des résultats de simulation et de mesure du TA_{0deg} statique à 100 GHz. 127

Tableau IV.3 – Métriques de focalisation en simulation à z = 32.5 mm et en mesure à z = 30 mm du TA_{30deg}. 130

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Introduction générale

L'histoire des communications sans fil est marquée par une succession de révolutions scientifiques et technologiques. Depuis les travaux de Maxwell au XIXe siècle jusqu'aux premières transmissions radio de Marconi et aux expériences visionnaires de Tesla, chaque génération d'innovation a contribué à améliorer les performances des systèmes de communication sans fil en termes de portée, de capacité et de débit.

Au fil des générations, ces systèmes ont évolué en exploitant des bandes de fréquences de plus en plus élevées. Cette évolution s'explique notamment par la saturation progressive du spectre radio aux fréquences micro-ondes et par le besoin croissant de disposer de bandes passantes plus larges afin de supporter des débits toujours plus élevés. Dans ce contexte, la recherche actuelle s'oriente aujourd'hui vers les bandes sub-THz (100-300 GHz) et THz (0.1-10 THz), qui offrent des largeurs de bande nettement plus importantes.

L'exploitation de ces bandes de fréquences suscite un intérêt croissant pour de nombreuses applications émergentes. En particulier, elles ouvrent la voie au développement des futures générations de systèmes de télécommunications sans fil (6G), capables d'offrir des débits dépassant plusieurs centaines de Gbit/s afin de répondre aux besoins d'échanges massifs de données. Au-delà des télécommunications, ces bandes de fréquences présentent également un fort potentiel pour les systèmes radar, l'imagerie ou encore la caractérisation non destructive. Ces applications imposent le développement de systèmes antennaires capables d'adapter dynamiquement leurs propriétés de rayonnement (fréquence, polarisation, diagramme), afin de s'ajuster aux conditions d'utilisation.

Cependant, l'utilisation de ces fréquences sub-THz s'accompagne de défis technologiques importants, liés notamment aux pertes de propagation et au contrôle efficace du rayonnement électromagnétique. Ces contraintes orientent le développement vers des systèmes antennaires capables d'assurer à la fois un fort gain et une grande flexibilité dans la mise en forme du champ rayonné. Plusieurs familles de surfaces rayonnantes planaires ont été proposées pour assurer ce contrôle du rayonnement tout en maintenant une complexité raisonnable à ces fréquences élevées. Parmi elles figurent notamment les réseaux d'antennes réfléchissantes (***Reflectarrays : RA***) ou transmetteurs (***Transmitarrays: TA***), ainsi que les métasurfaces (***Metasurfaces : MS***). Ces approches offrent des degrés de liberté variés pour la mise en forme du front d'onde et présentent chacune des avantages spécifiques selon les applications visées.

L'introduction de mécanismes de reconfigurabilité au sein de ces surfaces repose sur différentes solutions technologiques, généralement basées sur l'intégration de composants actifs ou accordables permettant de modifier localement la réponse électromagnétique des cellules rayonnantes. Parmi les approches couramment utilisées figurent notamment les diodes PIN (Positive Intrinsic Negative), les diodes varicaps (Varactor ou Variable Capacitors), des commutateurs RF-MEMS (Radio Frequency Micro Electro Mechanical System), ainsi que des dispositifs plus adaptés aux fréquences sub-THz tels que les diodes Schottky, les transistors HEMT ou les transistors CMOS. Ces solutions permettent d'introduire une agilité fonctionnelle intéressante. Mais elles s'accompagnent généralement de compromis importants en termes de pertes, de consommation et de complexité des systèmes de commande. En particulier, les pertes augmentent avec la fréquence, tandis que les contraintes d'intégration deviennent critiques à mesure que la taille des structures diminue. D'autres

Licence CC BY-NC-ND 4.0

limitations peuvent également apparaître selon la technologie utilisée, telles que des vitesses de commutation limitées ou des tensions de polarisation élevées. Ainsi, de nouvelles approches permettant d'introduire la reconfigurabilité sans recourir à ces composants doivent être explorées afin de surmonter les limitations en termes de pertes et d'intégration.

Parmi les pistes actuellement envisagées, les **matériaux à changement de phase (*PCM*, *Phase Change Materials*)** constituent une voie particulièrement prometteuse. Ces matériaux appartenant à la famille des chalcogénures sont capables de passer de manière réversible entre deux états stables, amorphe (isolant) et cristallin (métallique), sous l'action d'un stimulus externe généralement thermique (déclenché électriquement ou optiquement). Cette transition s'accompagne de variations très importantes de leurs propriétés électriques, notamment de leur résistivité, pouvant atteindre plusieurs ordres de grandeur. Initialement développés et largement utilisés dans le domaine du stockage de données depuis les années 1990, les PCM suscitent aujourd'hui un intérêt croissant pour les applications électroniques et en radiofréquence, notamment pour les commutateurs RF en raison de leurs propriétés remarquables. Leur caractère non volatil constitue un atout majeur, puisqu'ils peuvent conserver leur état sans alimentation continue, ce qui permet de réduire significativement la consommation énergétique par rapport aux solutions conventionnelles.

Ces propriétés rendent les matériaux à changement de phase particulièrement intéressants pour l'implémentation de fonctions de reconfigurabilité au sein de dispositifs électromagnétiques. Plusieurs travaux menés notamment au sein du laboratoire XLIM [1], [2], [3], [4] ont déjà démontré le potentiel de ces matériaux pour la réalisation d'antennes et de commutateurs agiles en bande millimétrique, mettant en évidence leur capacité à moduler efficacement les caractéristiques de rayonnement. Dans la continuité de ces travaux, cette thèse vise à étendre leur utilisation à des surfaces rayonnantes planaires reconfigurables aux fréquences sub-THz, dans l'objectif de permettre un contrôle dynamique du front d'onde électromagnétique, notamment en termes de reconfiguration du diagramme de rayonnement ou de focalisation du champ. Ce travail s'inscrit dans le cadre du projet de recherche MAT-RIS financé par le labex Sigma-Lim, qui réunit les laboratoires XLIM et IRCER autour du développement de surfaces rayonnantes reconfigurables pour les applications millimétriques et térahertz. Le projet repose sur la complémentarité des compétences des deux partenaires : XLIM est spécialisé dans la conception, la fabrication et la caractérisation de dispositifs électromagnétiques complexes ainsi que dans les technologies de communications et d'imagerie sub-THz, tandis que l'IRCER apporte son expertise dans la caractérisation structurale et morphologique des PCM.

Ce manuscrit est structuré comme suit. Le premier chapitre présente le contexte général ainsi que l'état de l'art des surfaces rayonnantes en sub-THz en mettant en évidence les enjeux liés aux applications associées, ainsi que les principales architectures passives et reconfigurables. Le deuxième chapitre est consacré aux aspects technologiques liés à l'intégration monolithique des matériaux PCM, ainsi qu'au principe et à la mise en œuvre de l'activation optique de ces matériaux, qui constitue le mécanisme de reconfiguration retenu.

Les chapitres suivants sont consacrés à l'étude de dispositifs rayonnants reconfigurables en bande W. Les preuves de concept développées sont basées sur une analyse de la littérature afin d'identifier des solutions compatibles avec l'intégration et le pilotage optique des PCM. La caractérisation fine des prototypes réalisés repose sur la mise en œuvre d'un

Licence CC BY-NC-ND 4.0

protocole expérimental, basé sur les outils de caractérisation en champ proche de la plateforme PLATINOM du laboratoire XLIM.

Plus précisément, le troisième chapitre présente la faisabilité d'une architecture simple de TA reconfigurable en bande W pour la formation en faisceau champ lointain. Finalement, un quatrième chapitre s'intéresse à l'exploitation du dispositif proposé pour la focalisation en champ proche, afin de développer une lentille agile planaire, et à la réalisation expérimentale d'un système d'imagerie en réflexion.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre I. Contexte et état de l’art

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre I. Contexte et état de l'art

I.1. Introduction

L'évolution rapide des systèmes de communication, de détection et d'imagerie impose aujourd'hui des exigences croissantes en termes de débit, de résolution et de contrôle dynamique des caractéristiques de rayonnement d'antennes. Ces besoins conduisent à s'intéresser à des bandes de fréquences de plus en plus élevées, notamment aux bandes sub-térahertz et térahertz.

À ces fréquences, la conception des systèmes antennaires devient particulièrement exigeante, en particulier pour les applications nécessitant un contrôle précis du rayonnement électromagnétique en champ proche comme en champ lointain. Les architectures antennaires planaires à excitation déportée, telles que les RA, les TA et les MS, constituent une approche particulièrement adaptée à ces contraintes. Ces structures permettent un contrôle spatial du front d'onde électromagnétique tout en limitant la complexité des réseaux d'alimentation, dont la mise en œuvre devient particulièrement critique aux fréquences sub-THz en raison des pertes et des contraintes d'intégration. La reconfigurabilité apparaît comme un enjeu central pour ces surfaces rayonnantes, permettant d'adapter dynamiquement les propriétés du rayonnement en fonction des besoins applicatifs aux bandes sub-THz, ce qui constitue le cœur des travaux menés dans cette thèse.

Ce chapitre présente dans un premier temps le contexte des bandes sub-THz, leurs domaines d'application principaux, notamment la détection, l'imagerie, et les communications sans fil à très haut débit. Puis, nous aborderons dans un second temps les architectures antennaires adaptées à ces fréquences. Enfin, les principales stratégies de reconfigurabilité sont discutées, afin de situer le choix technologique retenu.

I.2. Bandes sub-térahertz

La bande sub-THz est généralement comprise entre 100 GHz et 300 GHz, comme illustré à la Figure I.1. Cette région du spectre suscite un intérêt croissant en raison de la disponibilité de larges ressources spectrales, offrant un potentiel important en termes de débits de transmission très élevés. L'exploitation de ces fréquences suscite un intérêt dans plusieurs domaines d'application, notamment les communications sans fil de nouvelle génération [5], [6], [7], [8] ainsi que les systèmes radar et d'imagerie non destructive [9], [10], [11], [12], [13]. On peut noter qu'à court terme, les systèmes radar apparaissent comme les plus susceptibles de bénéficier de l'exploitation de ces bandes. Les radars anticollision commencent ainsi à exploiter des fréquences autour de 140 GHz [14],[15] pour améliorer la résolution spatiale et la discrimination des cibles.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

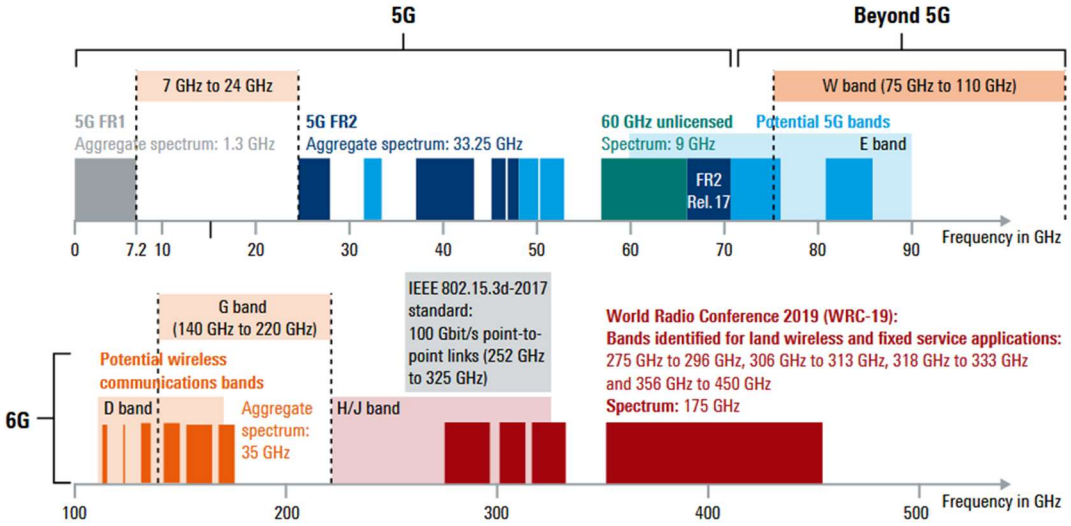


Figure I.1 – Exemple de la répartition du spectre fréquentiel pour les systèmes 5G et 6G [5].

I.2.1. Aperçu d'applications aux fréquences sub-THz

Détection et imagerie

Les fréquences sub-THz offrent un fort potentiel pour les applications de détection et d'imagerie. Leur courte longueur d'onde permet d'atteindre , un bon compromis entre résolution et pénétration pour l'imagerie non destructive, à l'interface entre les domaines micro-ondes et infrarouges ou optiques [16],[17]. Ces propriétés sont exploitées dans de nombreuses applications, notamment les systèmes radar automobiles [18],[19],[20], l'imagerie de sécurité pour la détection d'objets dissimulés [21], [22], le contrôle non destructif et la caractérisation de matériaux [23], [24].

Parmi ces domaines, le secteur de l'industrie automobile constitue un exemple particulièrement représentatif de l'utilisation des technologies radar pour la détection. En effet, les radars opérant dans la bande 76-81 GHz [25], [26] constituent aujourd'hui un élément central des systèmes avancés d'aide à la conduite (ADAS), permettant la détection d'obstacles, l'assistance au freinage d'urgence ou encore l'analyse de scénarios complexes en environnement urbain. Contrairement à d'autres technologies de détection telles que les caméras ou les lidars, les systèmes radar présentent une robustesse accrue vis-à-vis des conditions environnementales, notamment en cas de faible luminosité, de brouillard, ou de forte pluie. Toutefois, afin d'améliorer davantage la résolution en distance, ainsi que la capacité de séparation des cibles rapprochées, les recherches s'orientent vers le développement de radars anticollision fonctionnant autour de 140 GHz. La Figure I.2 présente un exemple de système radar FMCW (Frequency-Modulated Continuous Wave) à 140 GHz [27]. Basé sur un réseau d'antennes phasées 8×8, ce système exploite une bande passante de l'ordre de 9 GHz, lui permettant d'atteindre une résolution en distance d'environ 1.67 cm et ainsi d'améliorer significativement la discrimination des cibles rapprochées caractérisées par une surface équivalente radar (RCS) de 0.002 m^2.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

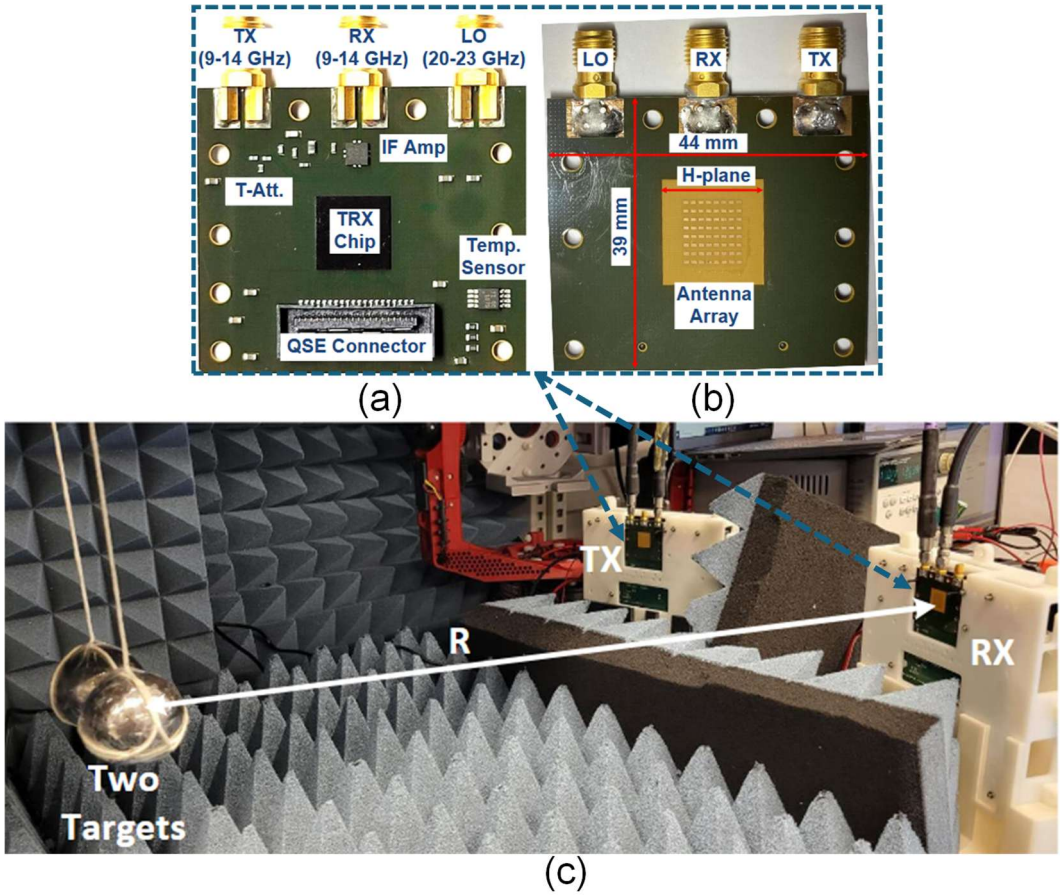


Figure I.2 – Radar à ondes continues modulées en fréquence (Frequency-Modulated Continuous Wave, FMCW) à 140 GHz [27] : (a) Vue supérieure de la carte, (b) vue inférieure de la carte montrant le réseau d'antennes 8x8 du module en transmission et réception, et (c) configuration expérimentale.

Dans le prolongement de ces applications radar, les fréquences sub-THz permettent également le développement de systèmes d'imagerie électromagnétique à haute résolution. Si ces approches permettent, comme les radars conventionnels, de détecter et de localiser des cibles, elles offrent en outre la possibilité de reconstruire des images détaillées des objets scannés [28], apportant ainsi des informations supplémentaires sur leur forme, leur nature et leur structure, essentielles pour des applications telles que la classification, la détection d'objets dissimulés ou l'inspection des matériaux.

Parmi les développements récents dans ce domaine, Muppala *et al*. [29] ont présenté un système radar bistatique intégré en technologie CMOS 65nm, dédié à l'imagerie cohérente dans la bande sub-THz (242 -267 GHz). Dans cette expérience, la cible est déplacée afin de synthétiser une ouverture radar (ISAR). Cela a permis de reconstruire des images à haute résolution (Figure I.3) et de distinguer des détails de l'ordre du millimètre. Ces résultats mettent ainsi en évidence le fort potentiel des fréquences sub-THz pour l'imagerie à haute résolution spatiale, en raison de leur capacité à pénétrer certains matériaux diélectriques tout en permettant la détection d'objets dissimulés.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

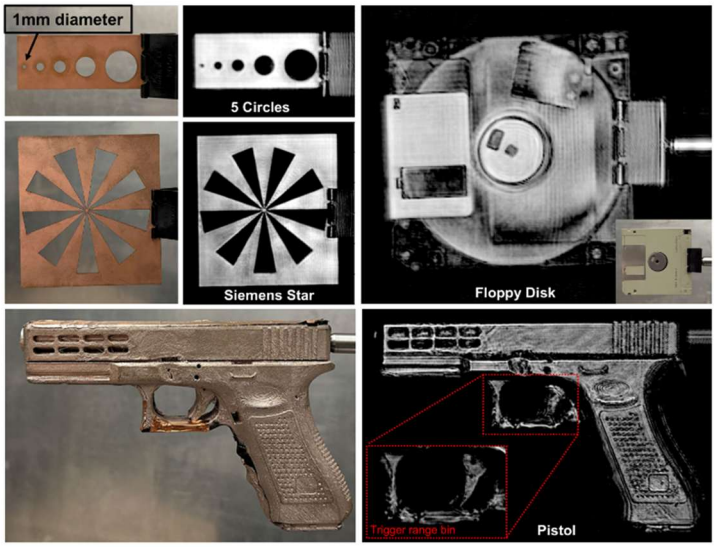


Figure I.3 – Exemple d'imagerie radar THz à haute résolution permettant de distinguer des objets dans la bande 242-267 GHz [29].

Communication sans fil à très haut débit

L'essor des services numériques et des applications fortement consommatrices de données, telles que le streaming vidéo, la réalité augmentée et virtuelle ou encore le cloud gaming, s'accompagne d'exigences croissantes en termes de débit et de latence [30]. Ces besoins motivent le développement des systèmes de communication sans fil de nouvelle génération, notamment la 6G, visant à offrir des performances nettement supérieures aux technologies actuelles. Afin d'y répondre, l'exploitation des bandes de fréquences sub-THz constitue une solution prometteuse. Ce potentiel s'explique par les larges bandes passantes disponibles, nettement supérieures à celles des bandes plus basses, ce qui permet d'atteindre des débits de transmission élevés. En effet, d'un point de vue théorique, la capacité maximale d'un canal de transmission dépend directement de sa largeur de bande et du rapport signal sur bruit, comme établi par le théorème de Shannon [31]. Ainsi, les larges bandes passantes disponibles dans les bandes sub-THz permettent d'envisager des débits de plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines de gigabits par seconde, et jusqu'au térabit par seconde dans certaines configurations [6], [7], [8]. Cependant, l'exploitation de ces fréquences s'accompagne de contraintes physiques importantes. En particulier, les ondes sub-THz subissent une forte atténuation lors de leur propagation en espace libre (Figure I.4) [32]. Cette atténuation limite fortement la portée des communications, restreignant leur utilisation à des applications à courte distance, notamment en environnement intérieur. Par ailleurs, la faible capacité de diffraction de ces ondes impose des conditions de visibilité directe (LoS – Line of Sight), rendant les liaisons sensibles aux obstacles. Afin de compenser ces limitations, l'utilisation de technologies d'antennes à fort gain et à forte directivité s'impose, conduisant généralement à des architectures de communication fortement directives de type point-à-point.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

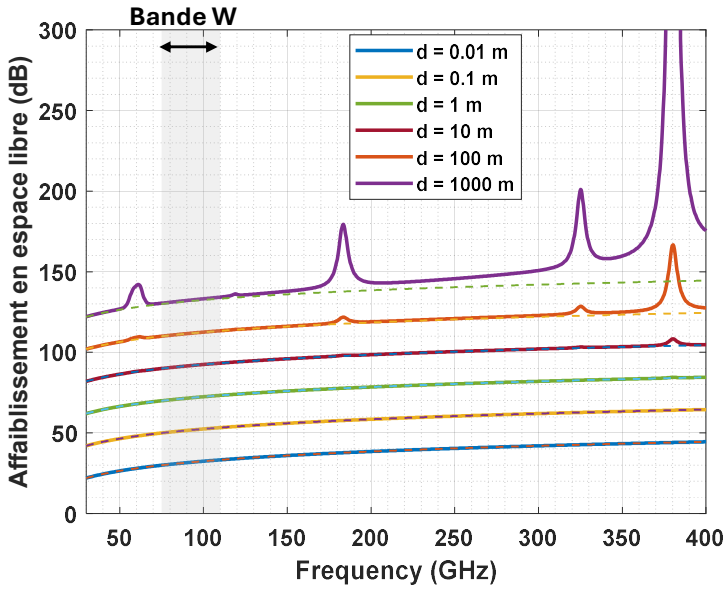


Figure I.4 – Pertes de propagation en fonction de la fréquence de 30 GHz à 400 GHz pour différentes distances de communication. Les courbes pleines représentent le cas incluant l'absorption atmosphérique, et les courbes pointillées le cas sans absorption. Pour les courtes distances, les deux courbes se superposent, ce qui indique un impact négligeable de l'absorption atmosphérique.

Plusieurs démonstrations expérimentales mettent en évidence le potentiel de ces bandes, pour les liaisons de transmission sans fil point-à-point atteignant plusieurs dizaines, voire plusieurs centaines de gigabits/s [33], [34], [35]. Par exemple, Karakuzulu *et al.* [36] ont présenté un émetteur-récepteur à réseau d'antennes phasées opérant sur l'ensemble de la bande D (110-170 GHz), capable d'atteindre un débit de 200 Gbit/s, en s'appuyant sur une modulation de type 32-QAM. Plus récemment, un système fonctionnant autour de 220 GHz a également démontré la transmission sans fil de 84 Gbit/s sur une distance de 1.26 km, basée sur une modulation 16-QAM, permettant notamment la transmission en temps réel de vidéos 8K non compressées [30]. Ces résultats démontrent la capacité de la bande sub-THz à répondre aux exigences des futures générations de communications à très haut débit.

Communication et détection intégrées (*Integrated Sensing and Communication*, ISAC)

Les applications de communication et de détection radar ont traditionnellement été considérées comme deux domaines distincts, répondant à des besoins différents. Dans la continuité des applications présentées précédemment, l'approche ISAC propose de réunir ces deux fonctionnalités (communication et détection) au sein d'un même système. Ceci repose sur le partage des ressources spectrales, des mêmes formes d'onde et du matériel radio afin d'assurer simultanément la transmission de données et la perception de l'environnement [37], [38], [39], [40]. Au-delà d'une simple coexistence, la communication et la détection peuvent se renforcer mutuellement. Les informations issues de la détection peuvent être exploitées pour améliorer l'établissement des liaisons radio, tandis que les signaux de communication peuvent être utilisés pour réaliser des fonctions de localisation, de suivi de cibles, de cartographie ou d'imagerie [37], [38]. L'ISAC est ainsi considéré comme l'une des technologies clés des futurs

Licence CC BY-NC-ND 4.0

réseaux 6G, notamment dans les bandes sub-THz, où la convergence entre communications à très haut débit et perception de l'environnement ouvre la voie à de nouvelles applications telles que les véhicules autonomes, les systèmes industriels intelligents [41], ou encore les réseaux de drones (UAV, *Unmanned Aerial Vehicles*) [42].

La Figure I.5 illustre plusieurs scénarios d'application « ISAC-THz » dans les futurs réseaux 6G basés sur des UAV [42]. Elle met en évidence l'intégration simultanée de fonctions de communication et de détection pour des applications telles que la localisation, la surveillance, la détection de cibles, l'extension de couverture ou encore les communications d'urgence. Cette illustration souligne ainsi le potentiel de l'ISAC à fournir conjointement des services de communication et de détection au sein d'un même système radio.

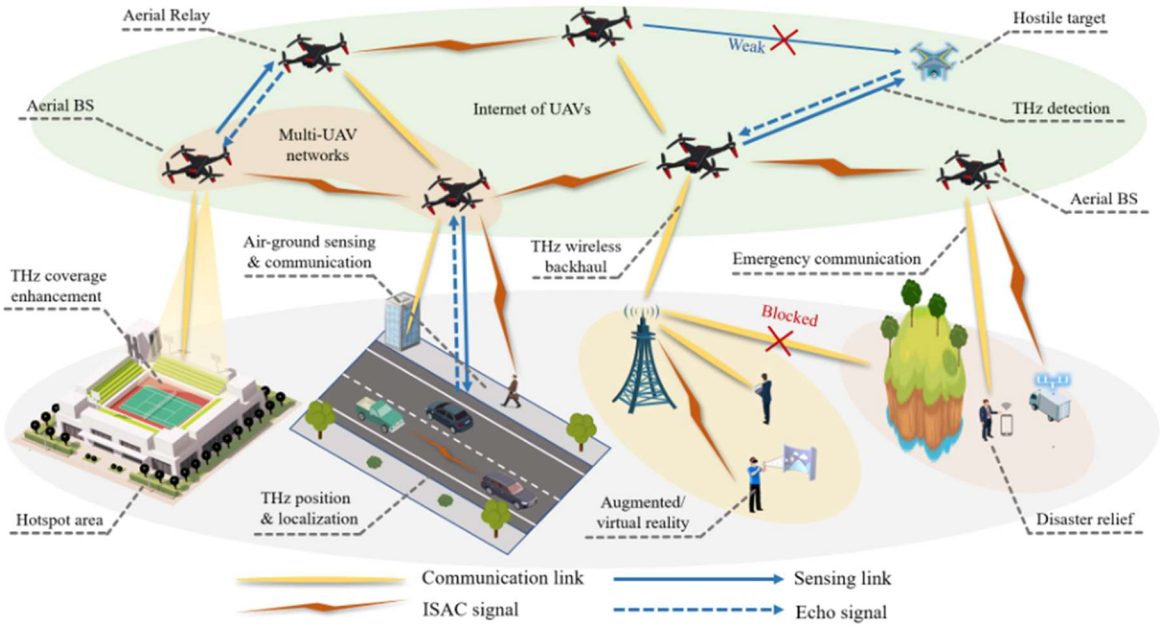


Figure I.5 – Exemples d'applications de communication et de détection intégrées (ISAC-THz) embarquées sur drones dans les futurs réseaux 6G adoptés dans [42].

I.2.2. Analyse comparative des architectures d'antennes en bande sub-THz

Malgré les avancées significatives réalisées ces dernières années dans le domaine des antennes sub-THz, la conception de structures répondant simultanément aux exigences de gain élevé, de reconfigurabilité et d'intégration demeure particulièrement complexe.

Les architectures à fort gain, telles que les lentilles classiques [43], les RA [44] et les TA [45], ainsi que les solutions fortement intégrées de type Antenna-in-Package (AiP) [46] et Antenna-on-Chip (AoC) [47], ont permis des avancées significatives dans la réalisation de systèmes sub-THz performants.

Les lentilles classiques permettent de façonner efficacement le front d'onde électromagnétique, conduisant à des gains élevés et à une bonne efficacité de rayonnement. Toutefois, cette manipulation reste généralement passive, ou offre peu de souplesse en termes de reconfigurabilité [48]. De plus, leur intégration dans des systèmes fortement compacts demeure limitée en raison de leur encombrement.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Les approches **AiP** et **AoC** favorisent quant à elles la miniaturisation et l'intégration dans des structures compactes. Contrairement aux lentilles, ces architectures comprennent des réseaux d'antennes phasées intégrés permettant d'assurer un contrôle analogique ou numérique du balayage de faisceau. Toutefois, cette capacité d'agilité s'accompagne d'une complexité accrue du système, liée notamment à la présence de multiples chaînes RF ou de circuits de commande pour agir sur la phase et l'amplitude du signal au niveau de chaque élément. Cette complexité peut entraîner une augmentation significative des pertes, de la consommation énergétique et du coût du système. Ce problème devient d'autant plus critique lorsque le nombre d'éléments du réseau augmente, rendant difficile la mise à l'échelle vers des architectures de grande dimension. Par ailleurs, à mesure que la fréquence augmente (au-delà de 200 GHz [32]), les architectures AiP sont limitées par les tolérances de fabrication et les pertes d'interconnexion. Les solutions AoC, bien que plus précises grâce à la lithographie, restent quant à elles pénalisées par les pertes liées au substrat et par un gain encore modéré.

Les surfaces rayonnantes planaires de type **RA, TA** et **MS** constituent une solution intéressante pour la manipulation du front d'onde électromagnétique en bande sub-THz et THz. Contrairement aux réseaux d'antennes phasées intégrés dans les solutions AiP et AoC, ces architectures ne nécessitent pas de circuits de distribution RF complexes entre la source d'excitation et la surface rayonnante, ce qui permet de limiter les pertes associées tout en conservant des gains élevés. Elles occupent en contrepartie un volume plus important, lié au déport de la source d'illumination. Elles offrent cependant une alternative attractive pour les applications nécessitant des faisceaux directifs et restent compatibles avec les contraintes d'intégration dans des systèmes sub-THz. Dans le cas des TA, des travaux récents [49], [50] ont montré que leur compacité peut être améliorée en utilisant des antennes de type AiP comme source d'excitation, facilitant leur intégration dans des systèmes compacts. Toutefois, dans cette configuration, l'antenne AiP assure uniquement l'excitation de la surface ; le contrôle du faisceau reste défini par la distribution de phase sur l'ouverture de la surface.

Les premières implémentations de ce concept apparaissent avec les **RA**, introduits pour la première fois par Berry, Malech et Kennedy en 1963 [51]. Ces structures consistent en une surface plane composée d'un grand nombre d'éléments périodiques réfléchissants (cellules élémentaires), illuminés par une antenne source. Chaque cellule élémentaire est conçue pour imposer un déphasage spécifique à l'onde réfléchie, de manière à compenser les différences de trajet entre la source et les différents éléments de la surface, permettant ainsi la formation d'un faisceau dans une direction donnée. Grâce au développement des circuits imprimés à partir des années 1980, il y a eu une évolution significative de ces structures vers des configurations plus compactes, légères et compatibles avec les applications à hautes fréquences. Ce principe a ensuite été étendu aux **TA**, reposant sur un fonctionnement similaire appliqué à l'onde transmise, configuration offrant une flexibilité dans le positionnement de la source d'excitation. Cette approche a été introduite en 1986 par D.T. McGrath dans le cadre des lentilles micro-ondes planes [52], [53].

Plusieurs travaux récents ont étendu ce concept aux fréquences sub-THz, dans le cadre de nouvelles applications émergentes, notamment pour des applications de formation de faisceaux utilisant des RA [54], [55], [56], [57] et des TA [58], [59], [60], [61], ainsi que pour la focalisation [62], [63]. Leurs principes de fonctionnement, illustrant respectivement la réflexion et la transmission contrôlées du front d'onde, ainsi que des exemples de cellules élémentaires et de réalisations expérimentales, sont présentés sur la Figure I.6 et la Figure I.7.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

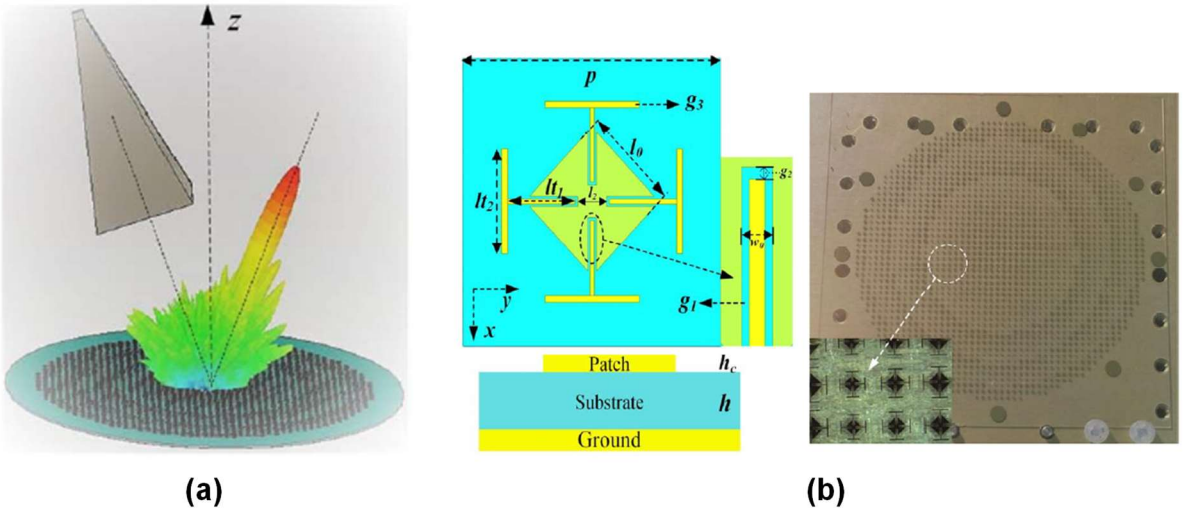


Figure I.6 – Antenne RA en bande G (140-200 GHz) [64] : (a) Principe de fonctionnement illustrant la recombinaison des ondes réfléchies pour former un faisceau dans une direction souhaitée. (b) Exemple de réalisation expérimentale du RA.

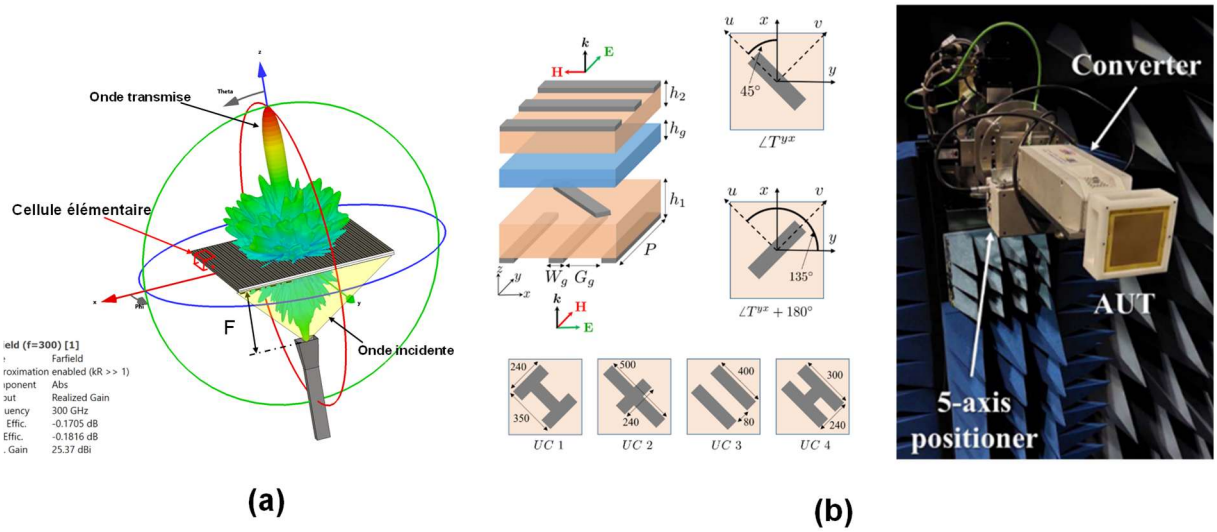


Figure I.7 – Antenne TA à 300 GHz : (a) Principe de fonctionnement d'un TA. (b) Cellule élémentaire et prototype proposé [65].

Au début des années 2010, les métasurfaces (**MS**) ont émergé comme une nouvelle classe de surfaces électromagnétiques. Contrairement aux RA et aux TA, elles reposent sur des inclusions de dimensions sub-longueur d'onde, permettant une distribution beaucoup plus dense des éléments et une description homogénéisée de la surface. Selon leur conception, elles peuvent fonctionner aussi bien en réflexion qu'en transmission, généralisant ainsi les principes des RA et des TA. Ces propriétés des MS permettent un contrôle quasi continu du front d'onde et offrent des capacités étendues pour la mise en forme du champ électromagnétique. Elles permettent par exemple la réalisation de lentilles planes, de dispositifs d'holographie électromagnétique ou de convertisseurs de polarisation [66], [67] (Figure I.8). Elles trouvent également des applications en imagerie computationnelle [68], [69], où la MS participe au codage de l'information nécessaire à la reconstruction numérique de l'image par post-traitement.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

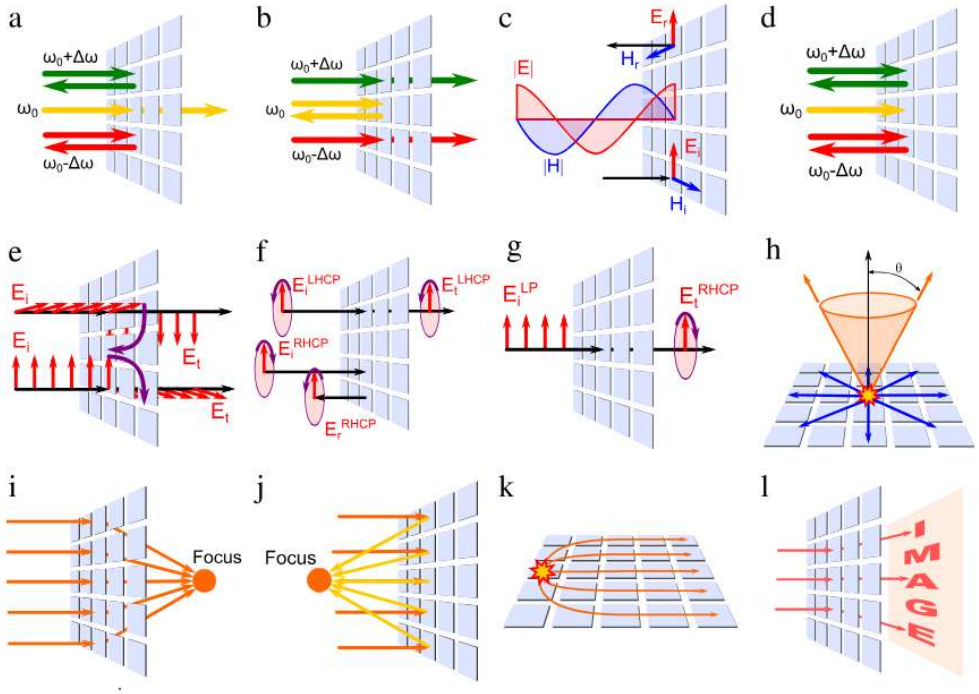


Figure I.8 – Fonctions possibles des surfaces rayonnantes [66] : (a) surface sélective en fréquence passe-bande ; (b) surface sélective en fréquence coupe-bande ; (c) surface à haute impédance ; (d) absorbeur parfait à bande étroite ; (e) convertisseur de polarisation (twist) ; (f) surface sélective pour la polarisation circulaire droite ; (g) convertisseur de polarisation linéaire-circulaire ; (h) antenne à fuite bidimensionnelle ; (i) TA focalisant ; (j) RA focalisant ; (k) lentille de Luneburg planaire ; (l) hologramme.

Bien que les RA et les TA partagent des similarités fonctionnelles avec les MS, ils sont généralement considérés comme des précurseurs discrets de ces dernières, tandis que les MS représentent une évolution vers un contrôle continu et plus fin du champ électromagnétique. Qu'il s'agisse des RA, des TA ou des MS, les performances de ces surfaces rayonnantes reposent fortement sur la conception de leurs cellules élémentaires. Dans la littérature, différentes géométries de cellules ont été proposées, telles que les patchs microstrip [70], [71], [72], les dipôles magnétoélectriques [73], [74], [75], les résonateurs à anneaux fendus (SRR) [76], [77], [78]. Des configurations plus avancées, fondées sur une combinaison de réponses (ou dipôles) électriques et magnétiques, également appelées MS de Huygens (HMS), ont également été proposées [79], [80], [81], [82], [83]. Ces éléments permettent de contrôler simultanément la phase et l'amplitude de l'onde transmise grâce à l'ajustement conjoint des réponses électrique et magnétique. Toutes ces cellules peuvent être réalisées selon différentes architectures, allant de structures monocouches simples à des configurations multicouches empilées, parfois intégrant des vias ou des lignes à retard, ce qui influence directement la bande passante, la plage de phase et les pertes.

D'un point de vue technologique, la fabrication repose majoritairement sur des procédés de circuits imprimés (PCB) ainsi que sur des technologies avancées telles que les LTCC (**L**ow **T**emperature **C**o-fired **C**eramic) ou les procédés de microfabrication.

Bien que les surfaces rayonnantes passives aient démontré des performances élevées pour la mise en forme du front d'onde électromagnétique, leurs caractéristiques de rayonnement sont généralement définies lors de la conception et demeurent fixes après

Licence CC BY-NC-ND 4.0

fabrication. Cette contrainte limite leur utilisation dans des applications nécessitant une adaptation dynamique des propriétés électromagnétiques, telles que le balayage de faisceau en communication sans fil, le suivi de cibles en radar ou encore la focalisation dynamique pour l'imagerie. Afin de répondre à ces besoins, de nombreuses approches de surfaces rayonnantes reconfigurables ont été proposées dans la littérature. Néanmoins, leur mise en œuvre aux fréquences sub-THz et THz demeure particulièrement complexe. Les approches conventionnelles reposant sur l'intégration de composants actifs discrets rencontrent plusieurs limitations liées à l'augmentation des pertes, aux contraintes d'intégration et à la complexité des réseaux de commande et de polarisation. Ces difficultés sont accentuées par la réduction des dimensions des cellules élémentaires aux fréquences élevées, ce qui réduit l'espace disponible pour l'intégration des fonctions de reconfiguration.

Aujourd'hui, la recherche ne se limite plus à l'amélioration des composants actifs conventionnels. Elle s'oriente également vers de nouvelles solutions de reconfiguration compatibles avec ces bandes (sub-THz et THz), notamment à travers l'utilisation de matériaux fonctionnels. Ces solutions permettent d'intégrer l'élément de reconfigurabilité lors de la fabrication de la structure (intégration monolithique), favorisant ainsi une meilleure intégration et une compatibilité avec les contraintes de miniaturisation imposées par les fréquences élevées.

I.3. Reconfiguration des surfaces rayonnantes en bande sub-THz

La reconfigurabilité des structures rayonnantes en bande sub-THz repose sur différentes techniques mises en œuvre au niveau des cellules élémentaires. Ces approches permettent de modifier les caractéristiques de rayonnement de la surface rayonnante, telles que la fréquence de fonctionnement, le diagramme de rayonnement ou encore la polarisation. Dans ce travail, seules les approches couramment utilisées dans ces structures sont considérées. Elles se répartissent en deux catégories principales : la reconfigurabilité à l'aide de composants électroniques actifs localisés et celle reposant sur des matériaux fonctionnels. Ces deux familles sont présentées dans la section suivante.

I.3.1. Reconfiguration à l'aide de composant discrets actifs

Les différentes techniques de reconfiguration basées sur des composants électroniques localisés, tels que les diodes PIN, les diodes varicap et les commutateurs RF-MEMS ont fait l'objet de nombreux travaux. Les diodes PIN et les RF-MEMS permettent une reconfiguration discrète par commutation entre deux états (ON/OFF). Les diodes varactors, quant à elles, permettent une reconfiguration continue grâce à la variation de leur capacité en fonction de la tension de polarisation, offrant ainsi de bonnes performances de contrôle de phase. Toutefois, leur utilisation dans des surfaces rayonnantes fonctionnant aux fréquences millimétriques supérieures et sub-térahertz peut s'accompagner de problèmes d'intégration ou de pertes d'insertion plus importantes qu'en bande millimétriques basses [84], [85], [86],[87], [88].

D'autres dispositifs actifs, tels que les transistors HEMT et les diodes Schottky, ont également été étudiés pour la réalisation de MS reconfigurables en bande sub-THz, afin de répondre aux contraintes d'intégration et de miniaturisation imposées dans la bande sub-THz. Les travaux présentés dans [89], ont démontré la reconfigurabilité du diagramme de rayonnement à 220 GHz. Toutefois, la structure proposée présente des pertes d'insertion

Licence CC BY-NC-ND 4.0

élevées, principalement liées aux limitations des GaN HEMT à ces fréquences, notamment en termes de pertes RF et de problèmes d'adaptation d'impédance. Par ailleurs, des travaux similaires présentés dans [90], ont également démontré la réconfigurabilité d'une MS en transmission reposant sur l'intégration de diodes Schottky au niveau des discontinuités des cellules (Figure I.9), dont la commutation modifie la distribution des courants de surface, permettant d'obtenir deux états de phase distincts. La structure proposée est dédiée à des applications de formation de faisceau à 100 GHz, avec des pertes d'insertion de l'ordre de 2.8 dB.

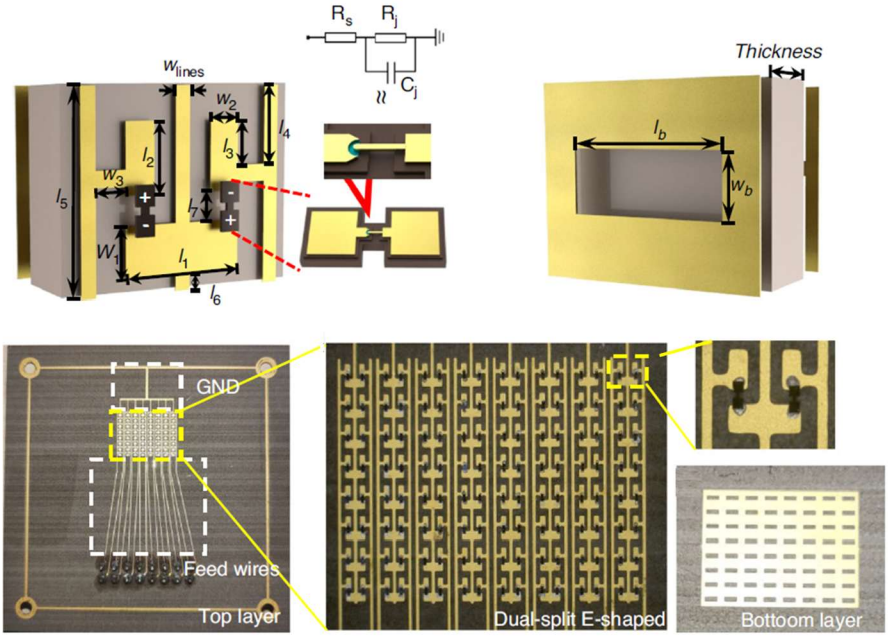


Figure I.9 – MS en transmission reconfigurable à base de diodes Schottky à 100 GHz : géométrie de la cellule élémentaire et réalisation expérimentale [90].

Néanmoins, les approches utilisant des composants discrets (diode PIN, diode varactor ou diode Schottky) restent soumises à des contraintes d'intégration, dans la mesure où ces composants sont ajoutés après fabrication de la surface rayonnante. Par ailleurs, les travaux rapportés en [89], [90] se limitent à un balayage 1D. L'extension des structures proposées pour réaliser un contrôle 2D nécessiterait un adressage individuel des cellules élémentaires, ce qui soulève d'importants défis liés à l'intégration et à l'implantation des réseaux de commande et de polarisation. Ces contraintes peuvent accroître la complexité du système et dégrader les performances EM de la surface.

Dans la continuité des approches précédentes, les technologies CMOS ont récemment suscité un intérêt pour la réalisation de MS (en réflexion ou en transmission) reconfigurables en bande sub-THz [91], [92], [93], [94], [95].

La MS réalisée par Venkatesh et al. [91], [92] en est un exemple (Figure I.10). Cependant, à ces fréquences, les transistors CMOS présentent des limitations intrinsèques, notamment liées à leur fréquence de coupure et à leurs capacités parasites, rendant leur utilisation directe comme éléments de commutation peu efficace [91], [92]. Afin de dépasser ces limitations, les auteurs proposent une approche de co-conception électromagnétique et circuit, dans laquelle la capacité parasite du transistor est exploitée et mise en résonance avec des boucles inductives intégrées au sein d'une cellule sub-longueur d'onde (λ/7). La MS réalisée est une

Licence CC BY-NC-ND 4.0

architecture en tuiles de 2×2, chaque tuile étant constituée d'une matrice de 12×12 méta-éléments actifs, soit un total de 576 éléments. Chaque méta-élément est reconfigurable en 256 états (codage sur 8 bits) grâce à un contrôle combiné de l'amplitude et de la phase. Cette approche permet de réaliser une MS programmable à 300 GHz, permettant un contrôle spatial quasi arbitraire de l'amplitude et de la phase, avec des pertes d'insertion d'environ 5 dB. La séquence de codage reste toutefois limitée à un balayage 1D du faisceau. Grâce à son électronique CMOS intégrée, la MS proposée permet un balayage rapide du faisceau sur une plage de ±30°, ainsi que la génération de projections holographiques reconfigurables, avec des fréquences de commande pouvant atteindre 5 GHz.

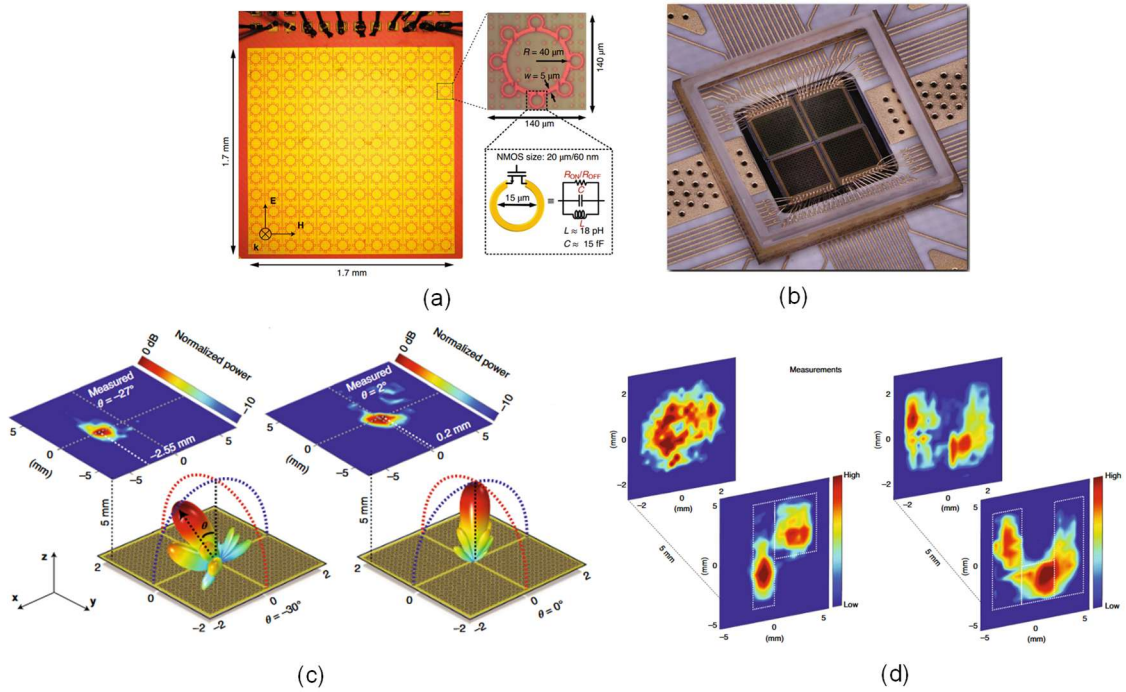


Figure I.10 – MS-THz programmable à base de CMOS à 300 GHz composée de tuiles de 2 × 2 , chacune constituée de 12 × 12 méta-éléments [91], [92] : (a) géométrie de la structure et cellule élémentaire, (b) implémentation sur puce, (c) diagramme de rayonnement, (d) exemple de projections holographiques.

Toutefois, une forte densité de méta-éléments actifs peut augmenter la complexité du routage des lignes de commande, ce qui est susceptible d'accroître les pertes et d'introduire des perturbations électromagnétiques.

I.3.2. Reconfiguration utilisant des matériaux fonctionnels

Les approches basées sur des matériaux fonctionnels en bande sub-THz reposent principalement sur l'intégration de matériaux tels que les cristaux liquides, les matériaux à transition de phase ou encore les matériaux à changement de phase au sein des cellules élémentaires. Ces matériaux permettent un contrôle dynamique des propriétés électromagnétiques, exploité pour la formation de faisceau ou la focalisation du champ. Parmi ces différentes familles de matériaux fonctionnels, les cristaux liquides constituent aujourd'hui l'une des solutions les plus étudiées pour les RA, TA ou MS reconfigurables en bande sub-THz. En revanche, les autres matériaux fonctionnels, dont l'utilisation dans ce contexte est

Licence CC BY-NC-ND 4.0

plus récente, font l'objet d'un intérêt croissant en raison de leur fort potentiel de reconfigurabilité.

I.3.2.1. Les cristaux liquides (LC)

Les cristaux liquides (LC) constituent l'une des solutions actuelles les plus matures pour la reconfigurabilité des surfaces rayonnantes en bande sub-THz. Leur principe repose sur la variation de leur permittivité effective sous l'application d'une tension électrique, permettant un contrôle continu de la phase. Des travaux récents ont démontré leur utilisation dans la réalisation de RA et de MS reconfigurables en bande sub-THz pour des applications de balayage de faisceau [96], [97], [98], [99] ou de focalisation [100].

Les auteurs dans [99] ont démontré expérimentalement une MS reconfigurable à cristaux liquides capable de contrôler dynamiquement le diagramme de rayonnement à 345 GHz (Figure I.11). La cellule élémentaire proposée repose sur une architecture multicouche constituée de deux couches métalliques résonantes et d'une couche métallique réfléchissante, entre lesquelles est insérée une couche de cristaux liquides. Cette dernière est encapsulée entre des couches diélectriques (polyamide et substrat en quartz) assurant l'alignement et la stabilité du LC. La variation de la permittivité du LC sous l'effet de la tension appliquée permet de moduler localement la phase de l'onde réfléchie. La MS est constituée de 32×32 éléments, organisés en sous-réseaux indépendamment contrôlés, permettant un codage numérique de phase sur 2 bits. Cette approche permet de réaliser un balayage 2D du faisceau sur une plage de $\pm 50°$, avec une précision angulaire de 1°. Les résultats expérimentaux mettent également en évidence des pertes de réflexion de l'ordre de 4 dB à 345 GHz. Par ailleurs, le temps de reconfiguration du faisceau est de l'ordre de 2.1s, en raison de la lente réorientation des molécules de cristal liquide sous l'effet du champ électrique. Bien que matures, les LC restent limités par leur temps de réponse relativement élevé, ce qui restreint leur utilisation dans les applications nécessitant une reconfiguration rapide.

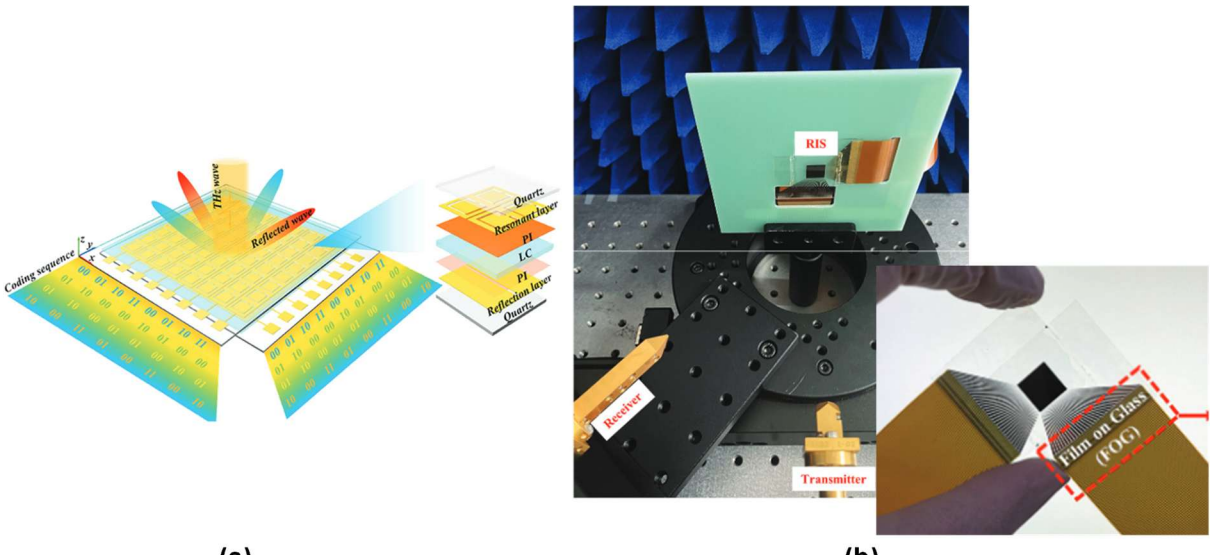


Figure I.11 – RA reconfigurable 2 bits à base de cristaux liquides (LC) à 345 GHz [99] : (a) représentation 2D de la MS et de la cellule élémentaire; (b) prototype expérimental.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

I.3.2.2. Matériaux à transition de phase (Phase Transition Materials, PTM)

Une autre famille de matériaux étudiée pour la reconfiguabilité des surfaces rayonnantes en bandes sub-THz et THz est celle des matériaux à transition de phase (PTM). Ces matériaux présentent généralement une transition réversible et volatile entre deux états (isolant /métallique) et nécessitent donc l'application continue d'un stimulus pour être maintenus dans leur état de transition (état métallique) ; en l'absence de celui-ci, ils retrouvent leur état initial. Parmi eux, le dioxyde de vanadium (VO_2) suscite un intérêt croissant en raison de sa capacité à subir une transition réversible entre un état isolant et un état métallique [101], [102]. À température ambiante, le VO_2 présente un comportement isolant. Lorsqu'il est porté au-delà de sa température critique d'environ 68 °C, il bascule vers un état métallique, entraînant une variation importante de sa conductivité électrique ainsi que de ses propriétés diélectriques et électromagnétiques [101], [103]. Cette transition de phase peut être déclenchée par un apport thermique, obtenu par chauffage électrique ou optique [103], [104], [105]. Grâce à son intégration monolithique et ses propriétés, le VO_2 a conduit à l'exploration de nombreuses surfaces rayonnantes reconfigurables destinées au contrôle dynamique du front d'onde électromagnétique. La majorité des travaux proposés demeurent encore au stade de simulation ou de preuves de concept [106], [107], [108], [109], [110]. Néanmoins, plusieurs démonstrations expérimentales récentes [111], [112], [113], [114], [115], [116] ont néanmoins confirmé le potentiel de cette technologie.

Parmi les démonstrations expérimentales récentes, Yang et *al*. [115] proposent une MS reconfigurable 8 bits en transmission destinée au balayage dynamique de faisceau à 600 GHz (Figure I.12(a)). La structure est constituée de 96 × 96 cellules élémentaires, organisées en sous-réseaux afin de générer les gradients de phase nécessaires au contrôle du front d'onde. Chaque cellule, de période 105 µm, repose sur un résonateur à anneau fendu intégrant des patchs de VO_2. Toutefois, la commande dynamique n'est pas mise en œuvre expérimentalement. En raison des limitations de fabrication, les auteurs réalisent cinq MS, chacune correspondant à une séquence de codage spatiale obtenue par l'implémentation sélective de patchs de VO_2 dans certaines fentes du résonateur à anneau fendu (Figure I.12(b)). Ces MS sont ensuite montées sur une carte de circuit imprimé (PCB) comportant une ouverture centrale afin de permettre la transmission des ondes THz, puis connectées électriquement par « *wire bonding* ». L'application d'un courant continu permet de déclencher, par effet Joule, la transition du VO_2 de son état isolant à son état métallique, modifiant ainsi localement la réponse électromagnétique des cellules. Les cinq séquences de codage permettent de démontrer expérimentalement le balayage 1D du faisceau transmis à 0.6 THz, avec des angles de pointage atteignant environ 50°.

Toutefois, la mise en œuvre d'un contrôle individuel du VO_2 dans cette structure reste limitée par la complexité du routage des lignes de commande et du procédé de fabrication associé. De plus, les effets de couplage thermique entre les cellules adjacentes constituent une contrainte supplémentaire pour le développement futur d'une stratégie d'adressage bidimensionnel (2D) du faisceau [115].

Licence CC BY-NC-ND 4.0

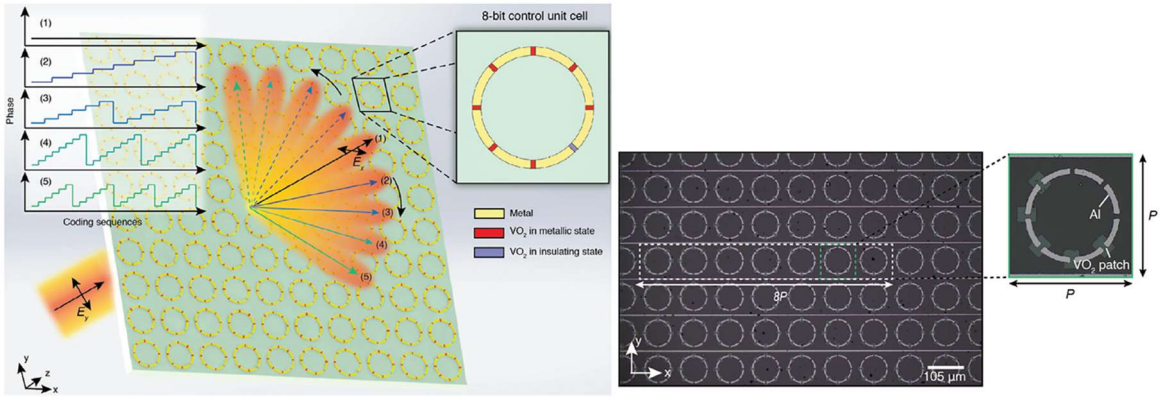


Figure I.12 – MS en transmission reconfigurable électriquement [115] : (a) illustration du principe de balayage de faisceau par séquences de codage d'une MS reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO_2) à 600 GHz ; (b) image optique d'une section de la MS fabriquée avec des patchs métalliques dans leur isolant.

De manière similaire, Chen *et al*. [116] proposent une MS auto-adaptative (*Self-Adaptive Metasurface*, SAM) adressable électriquement pour un fonctionnement à 425 GHz (Figure I.13). La SAM est constituée d'un réseau linéaire de 48 sous-réseaux commandés indépendamment. Chaque sous-réseau est composé de 90 rangées et de 2 colonnes de cellules, intégrant des antennes métalliques couplées par des motifs en VO_2. L'adressage électrique indépendant de chaque sous-réseau permet de programmer la distribution spatiale de la phase de réflexion et de contrôler dynamiquement la direction du faisceau réfléchi. L'architecture intègre une fonction de détection et de modulation au sein du même dispositif. Un sous-réseau est dédié à la détection de l'onde THz incidente, tandis que les autres assurent la modulation de la réflexion sous le contrôle d'un ordinateur et d'une matrice de commutation programmable. Les auteurs démontrent expérimentalement un système de réaction automatique dans lequel la détection d'une onde THz déclenche l'application d'une séquence de codage prédéfinie permettant de dévier le faisceau vers une direction donnée. En l'absence de signal détecté, la MS bascule automatiquement en mode économie d'énergie en désactivant les sous-réseaux de modulation.

La validation expérimentale repose toutefois sur un préchauffage de l'ensemble de la structure à environ 60°C, c'est-à-dire à proximité de la température de transition du VO_2, afin de permettre une commutation rapide vers l'état métallique par application d'un courant électrique. Si cette stratégie facilite la démonstration expérimentale, son déploiement à grande échelle pourrait soulever des questions liées à la gestion thermique et à la consommation énergétique du système dans certaines applications.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

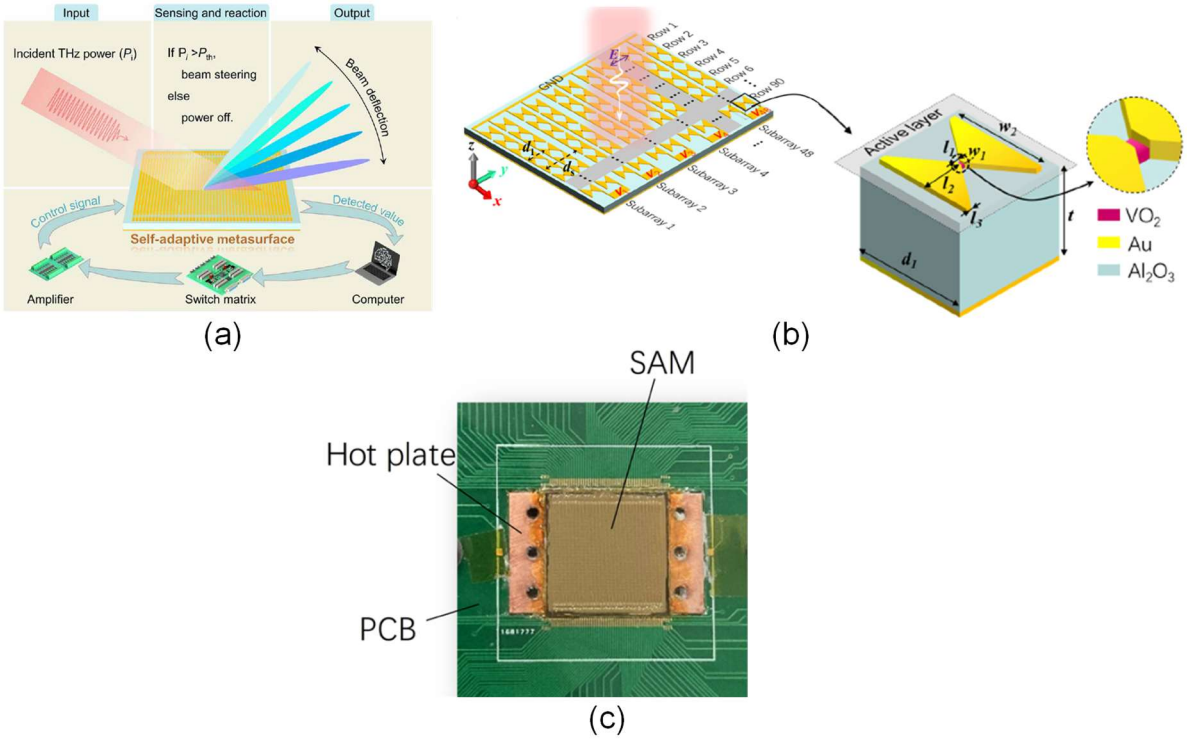


Figure I.13 – MS THz reconfigurable à base de dioxyde de vanadium (VO_2) fonctionnant à 425 GHz [116] : (a) Principe de fonctionnement du système auto-adaptatif ; (b) conception de la MS et géométrie de la UC ; (c) prototype expérimental monté sur PCB.

I.3.2.3. Matériaux à changement de phase (Phase Change Materials, PCM)

Contrairement aux matériaux à transition de phase (PTM), les matériaux à changement de phase (PCM) présentent une transition de phase rapide, réversible et non volatile entre un état amorphe à forte résistivité et un état cristallin à faible résistivité. Une fois l'un des états atteint, celui-ci est conservé même après suppression du stimulus, ce qui leur confère une capacité de mémorisation particulièrement intéressante pour les dispositifs reconfigurables à faible consommation énergétique [117], [118], [119], [120], [121]. Parmi les PCM les plus étudiés pour les applications térahertz figurent notamment le tellurure de germanium (GeTe) et le tellurure de germanium-antimoine (GST) [122], en raison du fort contraste de leurs propriétés électriques et optiques entre leurs phases amorphe et cristalline, les rendant particulièrement adaptés à la réalisation de MS reconfigurables [123], [124], [125], [126], [127], [128]. Les travaux présentés dans la suite illustrent cette évolution au travers de plusieurs démonstrations exploitant le GeTe ou le GST pour réaliser différentes fonctionnalités de contrôle du front d'onde.

Dans le domaine optique proche de l'infrarouge (λ ≈ 1495 nm)), Abdollahramezani *et al.* [126] proposent une MS reconfigurable électriquement exploitant le $Ge_2Sb_2Te_5$ (GST) pour le contrôle dynamique du front d'onde incident (Figure I.14). La MS de dimensions 100 µm x 100 µm est constituée d'un réseau de méta-atomes nanodisques en or (Au) de diamètres variables déposés sur une fine couche d'alumine (Al_2O_3) recouvrant une couche de GST. Celle-ci est intégrée au-dessus d'une couche métallique en or et d'un micro-élément chauffant résistif en tungstène (W), l'ensemble étant déposé sur une couche mince d'isolant électrique de dioxyde d'hafnium (HfO_2). L'application d'impulsions électriques spécifiques provoque une

Licence CC BY-NC-ND 4.0

commutation électrothermique réversible et non volatile du GST entre ses états amorphe et cristallin. Contrairement aux MS adressables cellule par cellule, la reconfiguration est réalisée de manière globale par la transition de phase du GST. Le passage de la couche de GST de l'état amorphe à l'état cristallin modifie ses propriétés optiques, ce qui altère la réponse électromagnétique des nanodisques en or situés au-dessus et par conséquent, la phase de l'onde réfléchie. Les auteurs démontrent ainsi expérimentalement une MS à gradient de phase capable de réfléchir le faisceau lumineux vers un angle de 20° lorsque le GST est à l'état amorphe et vers 0° lorsqu'il est à l'état cristallin.

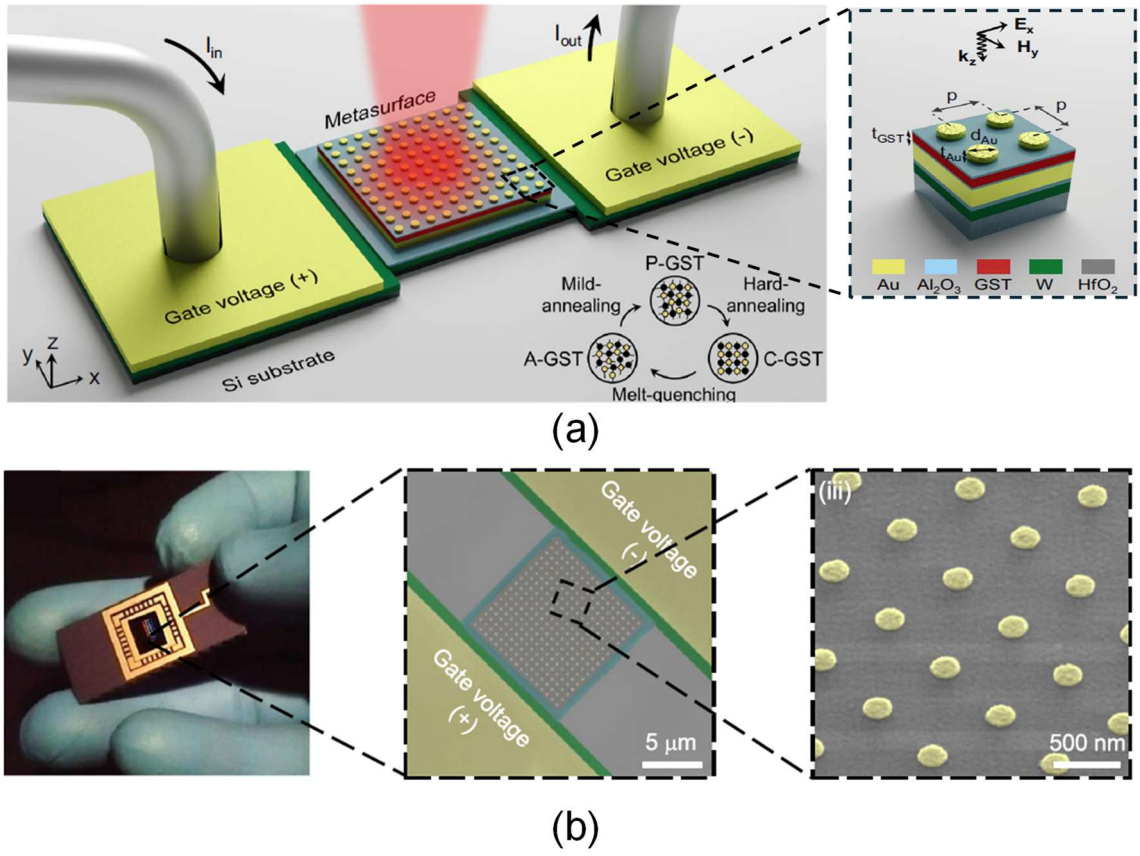


Figure I.14 – MS dans le domaine proche de l'infrarouge (λ ≈ 1495 nm) reconfigurable électriquement basée sur le tellurure de germanium-antimoine (GST) [126]. (a) Schéma illustrant le principe de fonctionnement de la MS. (b) Photographie du dispositif fabriqué, et vue optique agrandie de la zone active.

La reconfiguration électrique individuelle des cellules élémentaires à base de GeTe a fait l'objet d'une étude de faisabilité menée par des chercheurs du CEA-Leti pour un TA 1 bit en bande D (Figure I.15) [127]. La cellule élémentaire proposée repose sur une architecture multicouche de type AFA (Antenna-Filter-Antenna) intégrant des interrupteurs RF à base de GeTe dans les patchs transmetteurs, permettant d'obtenir deux états de phase de transmission (0°/180°). Les auteurs proposent une architecture de commande dans laquelle chaque interrupteur est associé à un élément chauffant en tungstène alimenté par des lignes de polarisation en courant continu, générant le stimulus thermique nécessaire à la transition de phase du GeTe. À partir de cette cellule, un TA de 16×16 éléments est synthétisé afin d'évaluer, par simulation, les performances de ce TA pour le balayage électronique du faisceau. Les résultats de simulation mettent en évidence la faisabilité du concept. Néanmoins,

Licence CC BY-NC-ND 4.0

les auteurs montrent que l'intégration des lignes de polarisation complexifie la structure du TA et peut entraîner une dégradation des performances. La gestion des lignes de commande constitue ainsi un enjeu majeur à ces fréquences.

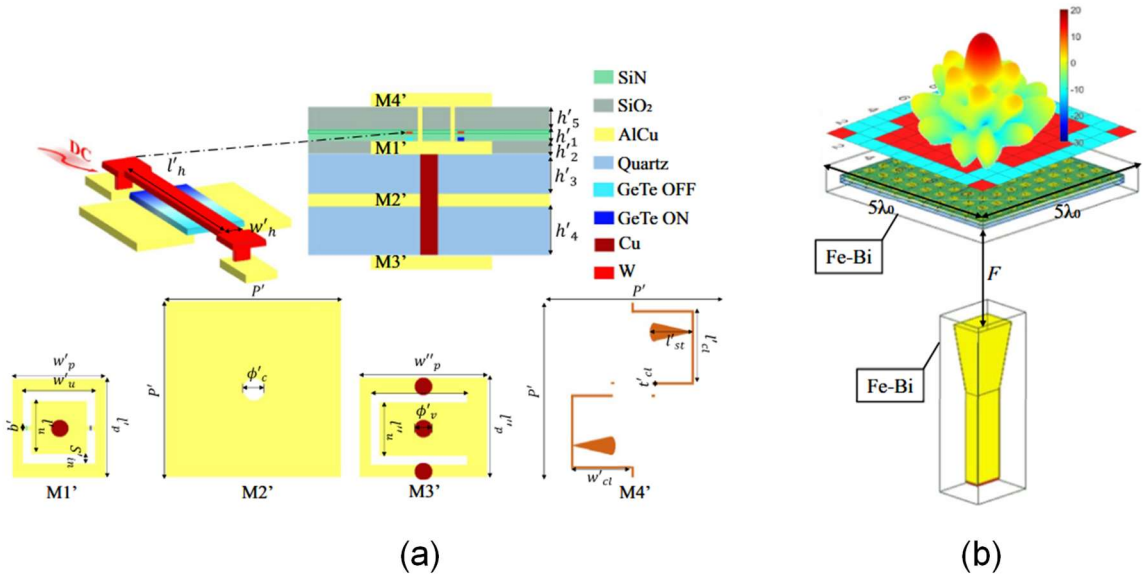


Figure I.15 – TA reconfigurable basé sur le GeTe proposé par le CEA-Leti [127] : (a) architecture de la cellule élémentaire avec son système de commande électrique par élément chauffant ; (b) TA 16 × 16 éléments illustrant la formation du faisceau dans l'axe.

D'autres travaux se sont orientés vers des stratégies de commutation optique des PCM afin de s'affranchir de l'intégration des réseaux de polarisation et des lignes de commande électriques [125], [128]. L'illumination laser offre la possibilité de programmer spatialement (individuellement) chaque motif actif de PCM sur de grandes surfaces, par exemple au moyen d'un système de balayage laser ou d'un masque optique. À titre d'exemple d'activation optique des PCM intégrés dans une MS reconfigurable, une étude réalisée pendant la période de la thèse par des chercheurs du laboratoire XLIM, en collaboration avec la City University of Hong Kong [128], a proposé un RA reconfigurable 1 bit en bande sub-THz (Figure I.16). La reconfigurabilité de la cellule proposée repose sur la transition optique du GeTe à travers un masque de contact entre les états amorphe (faible conductivité) et cristallin (forte conductivité). Cette transition optique ne modifie pas la géométrie physique du patch circulaire, mais modifie sa conductivité effective, donc son impédance de surface. À l'état cristallin, le GeTe devient conducteur et s'ajoute électriquement au patch métallique, ce qui revient à augmenter le rayon électrique équivalent du résonateur. Cette variation entraîne un décalage de la fréquence de résonance et se traduit par une modification du coefficient de réflexion, permettant d'obtenir un déphasage binaire proche de 180°. Différentes distributions de phase sur l'ouverture ont été imposées par cristallisation du GeTe à travers des masques pour synthétiser différents diagrammes de rayonnement. Au-delà de la formation de faisceau, les auteurs démontrent la capacité de détection passive d'objets en exploitant la dispersion fréquentielle du faisceau réfléchi.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

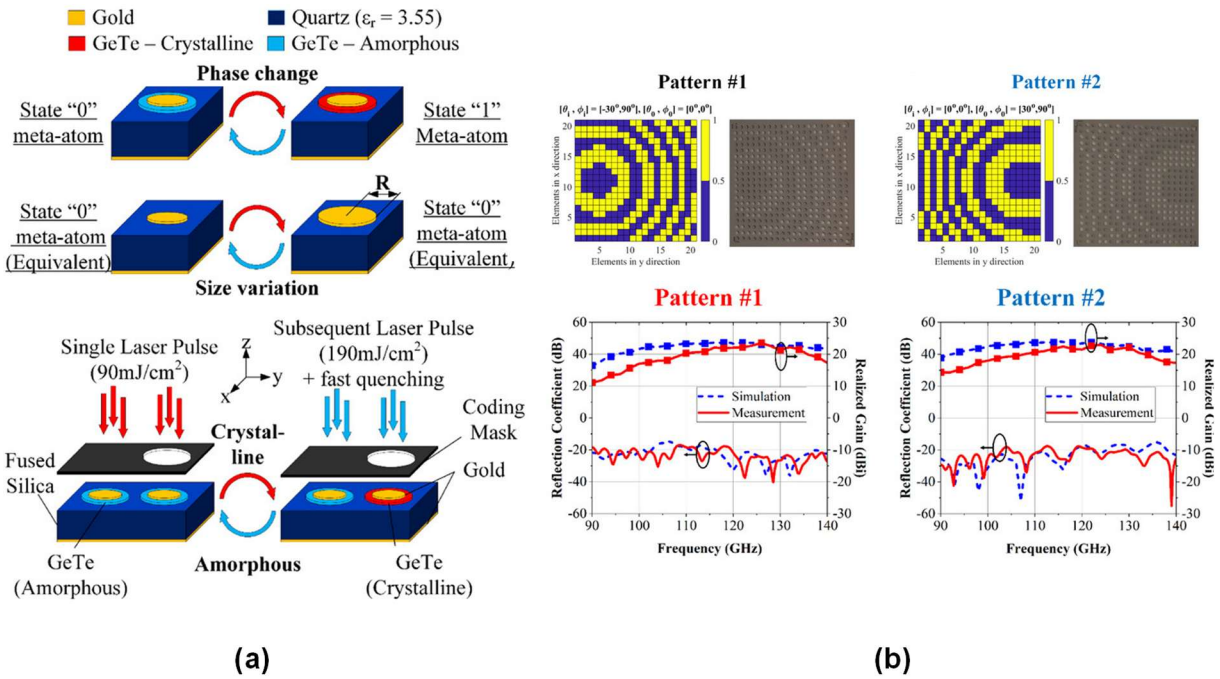


Figure I.16 – MS 1 bit reconfigurable optiquement en bande 90-140 GHz à base de tellurure de germanium GeTe [128] : (a) structure et principe de transition de phase ; (b) Performances de la MS pour deux motifs de codage.

I.3.3. Discussion

Dans les sections précédentes, nous avons présenté les différentes approches de reconfigurabilité en bande sub-THz reposant sur des technologies variées, impliquant soit l'utilisation de composants électroniques actifs, soit l'intégration de matériaux fonctionnels. Chacune de ces solutions présente des avantages et des limitations en termes de performances, de complexité d'intégration et de vitesse de reconfiguration. Les technologies basées sur des composants actifs, telles que les diodes Schottky, les transistors HEMT ou CMOS, permettent généralement une commutation rapide et un contrôle dynamique des propriétés de rayonnement. Cependant, leur mise en œuvre à ces fréquences s'accompagne souvent d'une complexité accrue d'intégration. À l'inverse, les approches reposant sur des matériaux fonctionnels, comme les cristaux liquides, les matériaux à transition de phase ou les matériaux à changement de phase, offrent des alternatives intéressantes à ces fréquences en termes d'intégration, de contrôle des propriétés électromagnétiques et de procédés d'intégration. Néanmoins, malgré leur intérêt, ces matériaux fonctionnels présentent encore plusieurs limites pratiques pour la réalisation des MS reconfigurables de grande dimension. Les cristaux liquides sont relativement bien adaptés aux fréquences sub-THz, mais nécessitent l'application d'un champ électrique pour contrôler leur permittivité, ce qui implique la mise en place des lignes de polarisation dont la complexité augmente avec le nombre de cellules adressables. À cela s'ajoutent leur temps de commutation beaucoup plus lent que celui des autres techniques, ce qui peut limiter certaines applications nécessitant une reconfiguration rapide. Les PTM, en particulier le dioxyde de vanadium (VO_2), constituent une solution intéressante pour les applications sub-THz et THz. Toutefois, les approches de reconfiguration électrique et thermique nécessitent généralement un réseau d'alimentation dont la complexité augmente avec le nombre d'éléments adressables. Par conséquent, l'adressage individuel demeure délicat en raison de la complexité des lignes de polarisation,

Licence CC BY-NC-ND 4.0

tout comme les LC ou les composants actifs (diodes Schottky, transistors HEMT ou CMOS). Par ailleurs, bien que le VO_2 puisse également être activé par voie optique, la mise en œuvre d'une stratégie de reconfiguration optique pour un adressage individuel d'une surface rayonnante (RA, TA ou MS) reste peu adaptée. En effet, son caractère volatile impose le maintien du stimulus optique afin de conserver l'état métallique, ce qui rend difficilement envisageable cette stratégie de reconfiguration. Cette contrainte peut également accroître la consommation énergétique. Les PCM constituent, à cet égard, une alternative particulièrement intéressante aux PTM. Leur caractère non volatil permet de conserver l'état programmé en l'absence de stimulus, rendant envisageables des stratégies de programmation optique individuelle des éléments actifs sur la surface rayonnante. Cette approche peut notamment reposer sur un adressage optique local, par exemple à l'aide d'un système de balayage laser, sans nécessiter l'intégration de lignes de commande et de polarisation denses susceptibles d'introduire des effets parasites et de dégrader les performances de la structure.

Le Tableau I.1 récapitule les différentes techniques de reconfigurabilité des surfaces rayonnantes en bandes sub-THz et THz mentionnées précédemment, ainsi que leurs principaux avantages et inconvénients.

Tableau I.1 – Comparaison des principales technologies de reconfigurabilité des surfaces rayonnantes (RA, TA, MS) en bandes sub-THz

Dispositif	Avantages	Inconvénients
Diode Schottky	- Commutation rapide -Intégration possible aux fréquences sub-THz	- Pertes d'insertion non négligeables - Intégration complexe
Transistors HEMT	- Commutation rapide - Bonnes performances RF	- Intégration complexe - Pertes d'insertion non négligeables
Transistors CMOS	- Programmables - Forte intégration	- Complexité d'intégration - Pertes parasites aux hautes fréquences des transistors
Cristaux liquides (LC°	- Contrôle continu de phase - Faible consommation d'énergie	- Temps de commutation lent - Structure multicouche complexe - Sensibles à la température - Performances fortement dépendantes du design des UC
PTM/ VO_2	- Intégration monolithique - Application large bande (DC-THz)	- Temps de réponse lent (thermique) - Consommation d'énergie relativement élevée - Sensibles à la température - Peu compatibles avec les processus CMOS - Transition volatile à température relativement basse (68°C) - Performances fortement dépendantes du design des UC

Licence CC BY-NC-ND 4.0

PCM/ GST, GeTe	- Non volatile/bistable - Application large bande (DC-THz) - Intégration monolithique - Compatible avec les processus CMOS	- La conception des UC doit prendre en compte les contraintes thermiques environnantes - Performances fortement dépendantes du design des UC - Technologie émergente, TRL assez bas

I.4. Conclusion et objectifs de thèse

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté le contexte des applications en bande sub-THz ainsi que les principales contraintes associées à ces fréquences, notamment les pertes de propagation qui imposent l'utilisation d'antennes à fort gain et à forte directivité. Dans ce cadre, les surfaces rayonnantes planaires, telles que les RA, les TA et les MS, apparaissent comme des solutions pertinentes pour le contrôle du front d'onde à ces fréquences. L'agilité de ces structures reste toutefois un défi d'actualité. En effet, lorsque l'on cherche à réaliser des surfaces de grande dimension offrant un adressage individuel des cellules, la mise en œuvre des moyens de commande devient complexe. Une reconfiguration électrique nécessite l'intégration d'un réseau dense de lignes de polarisation pour piloter individuellement chaque élément, dont le routage devient particulièrement complexe par la miniaturisation de la surface aux fréquences sub-THz et THz. Pour contourner cela, les démonstrateurs rapportés dans la littérature privilégient des stratégies d'adressage simplifiées, par lignes, par colonnes ou par sous-réseaux, réduisant ainsi le degré de liberté de la reconfiguration. Dans ce contexte, de nombreuses perspectives de recherche s'orientent vers l'exploitation de nouveaux matériaux fonctionnels, qui semblent offrir une alternative pertinente. Parmi ces approches, les matériaux à changement de phase suscitent un intérêt croissant en raison de leurs variations significatives de propriétés électromagnétiques. L'optimisation des mécanismes de transition, notamment par voie optique, et la stabilité de ces matériaux ouvrent la voie à des dispositifs térahertz reconfigurables à faible consommation.

Pour ces raisons, les recherches développées dans cette thèse sont consacrées à l'étude de l'intégration de ces matériaux, commandés optiquement, au sein d'une surface rayonnante en transmission fonctionnant en bande W. ***L'objectif est de démontrer une preuve de principe en bande W d'une surface rayonnante programmable dans laquelle l'état des cellules élémentaires peut être modifié localement par illumination laser afin de reconfigurer dynamiquement la distribution de phase sur l'ouverture du réseau. Une telle capacité de reconfiguration permettrait d'adapter une même surface à différents scénarios, tels que la formation de faisceau, la focalisation pour l'imagerie non destructive, ou la détection, répondant ainsi aux besoins croissants des applications émergentes en bande sub-THz***.

Au cours de cette thèse, des travaux récents ont démontré le potentiel des surfaces rayonnantes reconfigurables reposant sur des matériaux à changement de phase commandés optiquement. En particulier, l'étude menée conjointement par le laboratoire XLIM et la City University of Hong Kong [128], présentée dans la section précédente, a démontré la faisabilité d'une MS réfléchissante programmable à base de PCM destinée au contrôle dynamique du front d'onde en bande sub-THz. Ces travaux se sont déroulés en parallèle de ceux présentés

Licence CC BY-NC-ND 4.0

dans ce manuscrit et illustrent l'intérêt croissant de la communauté scientifique pour cette approche.

Ce mode de commande optique influence directement le choix de l'architecture du démonstrateur de principe. En particulier, la nécessité d'illuminer localement les PCM conduit à privilégier une structure garantissant un accès optique direct aux cellules actives. De plus, le design du système dans son ensemble devra intégrer les contraintes de polarisation, d'illumination et de bande passante pour réaliser les fonctions de rayonnement visées (en champ lointain ou en champ proche). Par exemple, l'une des applications principales de ce travail concerne la mise au point de lentilles reconfigurables pour l'imagerie non destructive, nécessitant notamment des cellules non dispersives ainsi qu'une maîtrise de la polarisation du rayonnement.

Parmi les différentes familles de matériaux fonctionnels présentées dans l'état de l'art, les PCM ont été retenus en raison de plusieurs propriétés particulièrement adaptées aux objectifs de cette thèse. On peut noter par exemple leur fonctionnement sur une très large bande fréquentielle, du DC jusqu'aux fréquences THz, ainsi que leur intégration sous forme de couches minces et leur caractère non volatil. Cette dernière propriété est particulièrement intéressante dans le cadre de la stratégie de commande optique retenue dans cette thèse, puisqu'une fois la transition de phase induite, l'état programmé est conservé sans nécessiter d'illumination continue. Parmi les matériaux les plus étudiés (Figure I.17), on retrouve notamment les alliages de $Ge_xSb_xTe_x$ (GST), ainsi que d'autres composés tels que le GeTe ou le Sb_2Te_3 [129].

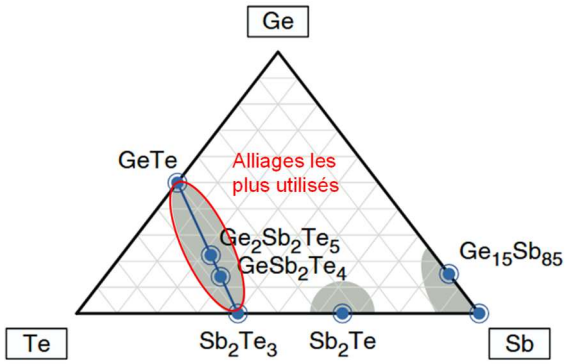


Figure I.17 – Diagramme ternaire Ge-Sb-Te regroupant les principales compositions d'alliages à changement de phase. La ligne pseudo-binaire GeTe-Sb_2Te_3 met en évidence les compositions les plus utilisées. Les zones grisées correspondent aux domaines présentant des propriétés typiques des matériaux à changement de phase [129].

Dans ce travail, le tellurure de germanium (GeTe) a été retenu en raison de ses propriétés particulièrement adaptées à la commutation dans le domaine des hyperfréquences (RF à sub-THz). Ce choix est motivé par les caractéristiques suivantes [130]:

- Un contraste de résistivité élevé entre les états amorphe (OFF) et cristallin (ON) supérieur à 10^6 ;
- Une faible résistance carrée à l'état passant (R_{on} < 1 Ω) ;
- Une faible capacité à l'état bloqué ($C_{off} \approx 10 - 20$ fF) ;

Licence CC BY-NC-ND 4.0

- Un fonctionnement non volatil ;
- Une bonne compatibilité avec les applications à hautes fréquences (millimétrique et THz) ;
- Une bonne compatibilité avec les procédés de fabrication CMOS.

Le chapitre suivant sera ainsi consacré à l'étude de l'activation optique de ces matériaux par irradiation laser. Dans les chapitres suivants, ces matériaux seront intégrés dans des dispositifs de type TA pour ***des opérations de formation de faisceau en champ lointain et de focalisation en champ proche.***

Le choix du design se portera sur une architecture volontairement simple, motivée par la nécessité de disposer, dans un délai court, d'un prototype réalisable au laboratoire. Cette approche facilitera également son intégration sur des bancs de mesure dédiés à la validation expérimentale des concepts de balayage et d'imagerie en champ proche. Finalement, ce premier dispositif constituera une base de développement pertinent, en posant les fondations nécessaires à l'évolution vers des architectures reconfigurables plus complexes et plus performantes.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre II. Propriétés générales et activation optique du changement de phase dans les matériaux PCM

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre II. Propriétés générales et activation optique du changement de phase dans les matériaux PCM

II.1. Introduction

Au cours du chapitre précédent, nous nous sommes intéressés à l'état de l'art des surfaces rayonnantes passives et reconfigurables en bande sub-THz. Les différentes approches ont été présentées et comparées afin de situer le positionnement retenu dans le cadre de cette thèse. Notre objectif étant de développer des surfaces rayonnantes reconfigurables à base de matériaux à changement de phase de type chalcogénures (PCM) en tant qu'éléments actifs de commutation. Le PCM doit pouvoir alterner entre un état amorphe et un état cristallin, définis par des propriétés électriques différentes. Ce changement de phase local sera obtenu en soumettant le matériau à une impulsion laser.

Le contrôle optique par impulsion laser a été retenu comme alternative aux architectures à base de réseaux de polarisation et de circuits de commande électriques. Cette approche nous permettra un adressage spatial localisé du matériau au sein d'un réseau dense, offrant la possibilité de moduler la distribution de phase de l'ouverture du TA avec suffisamment de souplesse. Les propriétés électriques et diélectriques des couches minces ayant déjà été caractérisées dans des travaux de thèse antérieurs au laboratoire XLIM [2], [3], les paramètres nécessaires à la modélisation en simulation des structures rayonnantes à base de PCM sont considérés comme connus et ne constituent pas l'objet principal de ce chapitre.

Nous débuterons ce chapitre par une présentation des propriétés générales des PCM ainsi que les mécanismes de transition réversibles entre les états amorphes et cristallins. Quelques exemples d'applications utilisant les PCM comme éléments de commutation seront présentés. Dans un second temps, nous nous intéresserons à l'activation optique des PCM par irradiation laser impulsionnelle, utilisée pour contrôler les transitions de phase (la cristallisation et l'amorphisation) du matériau. L'étude porte sur l'analyse des conditions d'irradiation permettant d'obtenir des transformations locales maîtrisées et reproductibles. À cette fin, l'influence des principaux paramètres d'irradiation, tels que l'énergie par impulsion, la fréquence de répétition laser, la vitesse d'écriture et la distribution spatiale du faisceau, est étudiée en lien avec la taille, la forme et l'homogénéité des zones transformées.

II.2. Généralités sur les PCM

Les PCM de type chalcogénures peuvent exister sous différentes configurations structurales, correspondant à des arrangements atomiques distincts. Ils ont la particularité de pouvoir passer de manière réversible d'un état à un autre sous l'effet d'une élévation de température, celle-ci pouvant être induite par différents moyens, tels qu'un courant électrique ou une excitation optique [131], [132].

L'intérêt pour ces matériaux à changement de phase remonte au début du XXe siècle, à travers les premières investigations portant sur les propriétés électroniques de certains composés, en particulier les chalcogénures [133]. Néanmoins, ce n'est qu'à partir des années 1960 que ces travaux ont suscité un véritable engouement, notamment grâce aux travaux de S. R. Ovshinsky, qui ont mis en évidence la possibilité d'exploiter la transition de phase

Licence CC BY-NC-ND 4.0

réversible pour la réalisation de dispositifs à mémoire non volatile [134]. Ces recherches ont conduit au développement de technologies de stockage optique réinscriptible, telles que les CD-RW, DVD-RW et Blu-ray. L'évolution des applications pour les mémoires optiques des différentes compositions des matériaux à changement de phase intégrant le germanium (Ge), le tellure (Te) ou l'antimoine (Sb) est illustrée sur la Figure II.1.

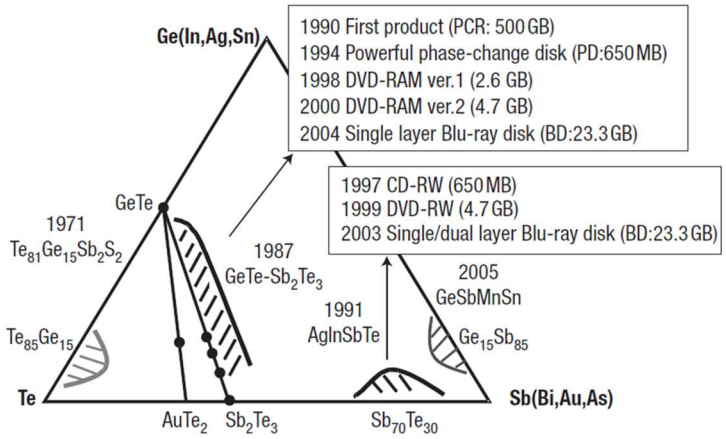


Figure II.1 – Diagramme ternaire des principaux alliages à changement de phase utilisés dans les technologies de stockage optique [131].

II.2.1. Propriétés des PCM

Les PCM se caractérisent par un contraste marqué de leurs propriétés physiques en fonction de leur état. Cette particularité repose sur l'existence de deux configurations stables, généralement associées d'une part à un état amorphe désordonné et, d'autre part, à un état cristallin, structurellement ordonné. Sur le plan électrique, ces deux états présentent des comportements très différents. L'état amorphe est associé à une résistivité élevée, correspondant à un comportement isolant ou semi-conducteur, tandis que l'état cristallin présente une conductivité proche d'un comportement métallique. Le contraste de résistivité entre ces deux états peut atteindre plusieurs ordres de grandeur.

Afin d'illustrer ce comportement, la Figure II.2 présente l'évolution de la résistivité d'un PCM (ici, le GeTe) en fonction de la température. Le matériau, initialement à l'état amorphe, présente une résistivité élevée. Lorsqu'il est chauffé jusqu'à sa température de cristallisation, une transition vers l'état cristallin se produit, caractérisée par une diminution brutale de la résistivité. Après cette transition, le matériau est refroidi jusqu'à température ambiante tout en conservant son état cristallin, de sorte que sa résistivité demeure faible. Ce comportement met en évidence la propriété de bistabilité des PCM.

Les propriétés optiques des PCM varient également de manière significative selon leur état. En particulier, la réflectivité optique est généralement plus faible dans l'état amorphe et plus élevée dans l'état cristallin. Un autre aspect fondamental des PCM est leur capacité à commuter rapidement entre ces deux états sous l'effet de stimuli externes, tout en conservant leur état en l'absence d'excitation. Cette propriété de bistabilité constitue un avantage majeur

Licence CC BY-NC-ND 4.0

pour les applications de mémoire non volatile et pour les dispositifs RF à faible consommation énergétique.

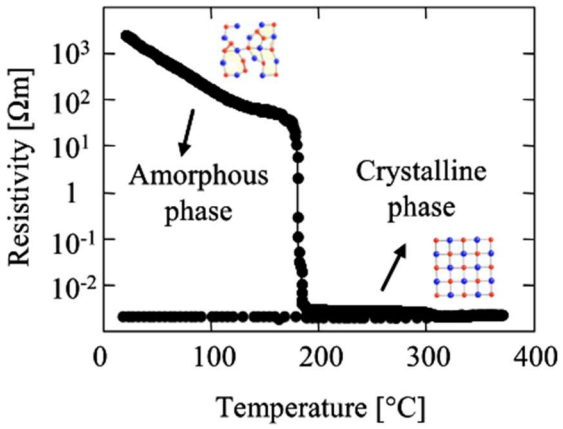


Figure II.2 – Variation de la résistivité d'un PCM en fonction de la température, lors de la transition de l'état amorphe vers l'état cristallin, associée à une diminution brutale de celle-ci [135].

II.2.2. Mécanismes de transition de phase

Le changement de phase dans les PCM étant un phénomène d'origine thermique, les mécanismes physiques de transitions dans les matériaux à changement de phase reposent sur une réorganisation des atomes sous l'effet de cycles thermiques contrôlés. Quelle que soit la méthode d'activation employée (électrique ou optique), celle-ci conduit à une élévation de la température dans le matériau permettant d'induire la transition entre les états amorphe et cristallin. Le principe du changement de phase dans un PCM est présenté en Figure II.3. Le profil thermique représenté à la Figure II.3(a) décrit les impulsions de température (initiées électriquement ou optiquement) associées aux deux opérations de commutation (Figure II.3(b)). L'impulsion la plus courte et avec l'amplitude la plus forte permet de chauffer le matériau initialement à l'état cristallin à une température au-delà de la température de fusion (T_{melt}), sur une surface très localisée. Ce chauffage suivi d'un refroidissement rapide (trempe thermique) permet de garder le matériau dans un état désordonné, amorphe (transition de l'état cristallin vers l'état amorphe - Stage I et II sur la Figure II.3(b)). Depuis cet état amorphe, une impulsion thermique (d'origine électrique ou optique) avec une durée plus longue et une amplitude permettant d'atteindre localement la température de cristallisation du matériau (Stage III) permettra le retour du matériau de l'état amorphe vers l'état cristallin. Les mécanismes physiques associés à ces transitions réversibles sont détaillés dans les sous-sections suivantes.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

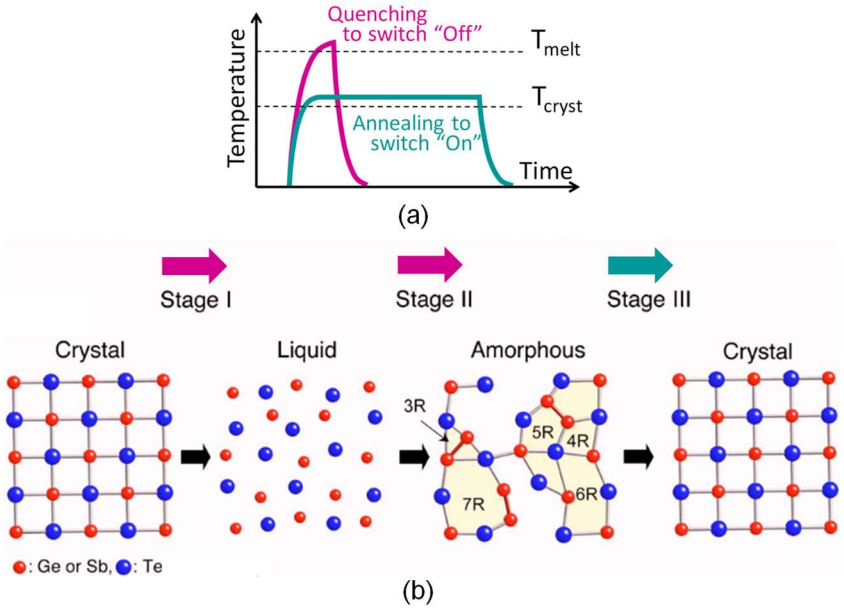


Figure II.3 – Principe du changement de phase dans un PCM illustrant les cycles thermiques de commutation (OFF/ON), les transitions entre les états cristallin et amorphe, ainsi que les structures atomiques associées [136].

II.2.2.1. Amorphisation

L'amorphisation correspond au passage d'un état cristallin (état ON) vers un état amorphe (état OFF) sous l'effet d'un stimulus thermique (d'origine électrique ou optique) approprié. Ce processus est déclenché par une impulsion thermique brève et de forte amplitude, qui élève la température au sein du matériau au-delà de sa température de fusion (T_{melt}). Cette température est généralement de l'ordre de 900 K (~ 630 °C) pour les alliages à base de Ge-Sb-Te [129]. Au-delà de la température de fusion, l'organisation cristalline disparaît et les atomes se retrouvent dans un état désordonné. Pour obtenir une phase amorphe, il est alors nécessaire de refroidir le matériau très rapidement. Si ce refroidissement est suffisamment rapide (de l'ordre de 10^9 $K \cdot s^{-1}$), les atomes ne disposent pas du temps nécessaire pour se réorganiser et restent figés dans une configuration désordonnée, conduisant à un état amorphe de forte résistivité [137]. La réussite de ce processus dépend d'un temps critique de refroidissement (Critical Quenching Time, CQT), en dessous duquel la cristallisation est évitée.

Le diagramme temps-température-transformation présenté en Figure II.4 permet de mieux comprendre les conditions nécessaires à l'amorphisation. Après le chauffage du matériau, le refroidissement doit être suffisamment rapide pour éviter la zone dans laquelle la cristallisation peut se produire. Cette zone est délimitée par les courbes correspondant à 10% et 90% de cristallisation. Si la trajectoire thermique traverse cette région, une réorganisation partielle ou totale peut avoir lieu, compromettant ainsi l'amorphisation.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

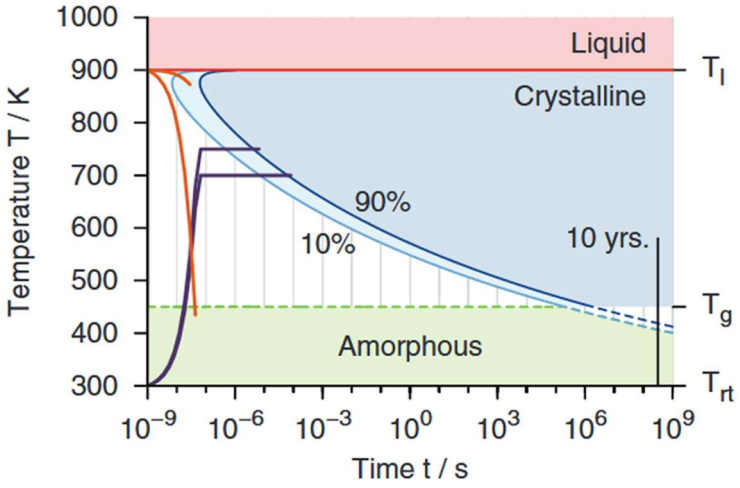


Figure II.4 – Diagramme temps-température-transformation (TTT) montrant les conditions de refroidissement nécessaires à l'amorphisation [129].

Dans le cadre de nos recherches présentées ici, nous avons utilisé la composition PCM de type GeTe 50 : 50 car les recherches précédentes au laboratoire [2],[138] ont montré que cette composition est la plus adaptée pour des applications hyperfréquences- du millimétrique aux ondes THz, présentant la plus basse conductivité à l'état cristallin parmi d'autres types de compositions étudiees (ex. GeTe- 40 :60, $Ge_2Sb_2Te_5$ - GST ou Sb_2Te).

Ainsi, la réalisation des couches minces de GeTe a été effectuée par pulvérisation cathodique magnétron DC à partir d'une cible stœchiométrique [2], [138], sur substrats d'alumine (Al_2O_3) de 100 µm d'épaisseur, en appliquant à la cible des puissances DC entre 40 W et 60 W pour des pressions de travail entre 3 et 7 x 10^{-3} mbar. Avant chaque étape de dépôt, une phase de pulvérisation de la cible de 5 minutes a été réalisée 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 ~ 50 nm/min.

Dans les conditions expérimentales de dépôt utilisées, et pour des épaisseurs de dépôt typiques de 500 nm, les conductivités électriques de chacune des phases de GeTe sont de 0.02 S/m pour les films GeTe amorphes et de 2.5 x 10^5 S/m pour les films de GeTe cristallisés sur une plaque chauffante à 250 °C pendant 10 minutes.

II.2.2.2. Cristallisation

Le processus de cristallisation correspond au passage d'un état amorphe désordonné (état OFF) vers un état cristallin ordonné (état ON). Contrairement à l'amorphisation, ce processus est obtenu par une impulsion thermique plus longue et de faible amplitude, permettant d'élever la température au sein du matériau, au-dessus de la température de cristallisation, T_{cryst}, généralement comprise entre 150 °C et 200 °C pour les alliages à base de Ge-Sb-Te, sans atteindre la température de fusion [137]. Dans ces conditions, les atomes deviennent suffisamment mobiles pour se réorganiser progressivement vers une structure cristalline

Licence CC BY-NC-ND 4.0

stable. La transformation repose sur deux mécanismes complémentaires : la nucléation, correspondant à l'apparition de germes cristallins au sein de la matrice amorphe, et la croissance cristalline, correspondant à l'extension de ces germes jusqu'à former une structure cristalline continue. La cristallisation dépend fortement de la température et du temps d'exposition (durée de l'impulsion) (Figure II.4). Elle se produit lorsque le matériau est maintenu suffisamment longtemps dans la zone comprise entre la température de transition T_g (environ 450 K, soit ~180 °C) et la température de fusion T_{melt}. Dans cette région, la transformation s'amorce puis se développe progressivement, comme l'indiquent les courbes correspondant à 10% et 90% de cristallisation. Le temps nécessaire à la transformation varie fortement avec la température. À proximité de la transition T_g, la cristallisation est lente en raison de la faible mobilité atomique et peut nécessiter des temps relativement longs. À l'inverse, pour des températures intermédiaires comprise entre T_g et T_{melt}, la transformation est fortement accélérée et peut se produire en quelques dizaines de nanosecondes. Ainsi, la cristallisation résulte d'un compromis entre la température atteinte et la durée d'application de l'impulsion thermique.

Parmi les différentes compositions de PCM, le GeTe a été retenu dans ces travaux en raison de ses propriétés électriques particulièrement adaptées aux applications RF. En particulier, il présente une conductivité des plus élevées à l'état cristallin parmi les principales compositions de chalcogénures étudiées, telles que le GST et les alliages Sb_xTe_y, tout en conservant un fort contraste de conductivité entre les états amorphe et cristallin. Ces caractéristiques permettent de réduire les pertes à l'état cristallin tout en assurant une modulation efficace des propriétés EM.

II.2.3. Utilisation des matériaux à changement de phase dans les dispositifs RF reconfigurables

Au-delà de leur utilisation dans les technologies de stockage de données (CD-RW, DVD-RW et Blu-ray), les PCM suscitent depuis quelques années un intérêt croissant pour la réalisation de dispositifs radiofréquences reconfigurables. Grâce au contraste de leurs propriétés électriques entre les états amorphe et cristallin, les PCM ont été intégrés dans diverses fonctions RF telles que les commutateurs (à ports uniques ou multiports) [139], [140], [141], les amplificateurs [142], les capacités reconfigurables [143], ou encore les antennes reconfigurables [144], [145]. Toutefois, l'intégration d'un PCM comme élément de commutation dans un commutateur RF ne peut pas reposer uniquement sur le contraste électrique entre ces états. Les performances d'un commutateur doivent également satisfaire aux exigences des applications hyperfréquences, notamment en termes de pertes d'insertion et d'isolation. Elles sont généralement évaluées à l'aide d'un facteur de mérite (FOM) défini comme le produit entre la résistance à l'état passant R_{on} et la capacité à l'état bloqué C_{off} :

$$FOM = R_{on} \cdot C_{off} \tag{II.1}$$

Ce paramètre est directement lié à la fréquence de coupure du dispositif, donné par :

$$f_{c0} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{on} \cdot C_{off}} \tag{II.2}$$

Ainsi, une faible valeur du produit $R_{on} \cdot C_{off}$ correspond à une fréquence de coupure élevée, traduisant de meilleures performances en insertion et en isolation. La Figure II.5 présente une comparaison de ce facteur de mérite pour différentes technologies de commutateurs RF. Les

Licence CC BY-NC-ND 4.0

dispositifs à base de PCM se distinguent par des valeurs particulièrement faibles du produit $R_{on} \cdot C_{off}$, inférieures à celles des autres technologies conventionnelles.

Switch Technology	R_{ON}*C_{OFF} Product
PCM RF Switch	<10 fs
45nm RF SOI CMOS	80-90 fs
MEMS	40-100 fs
GaAs Diodes	75-200 fs
GaN HEMTs	100-200 fs

Figure II.5 – Comparaison du facteur de mérite $R_{on} \cdot C_{off}$ pour différentes technologies de commutation RF [146].

Parmi les différentes architectures de commutateurs RF à base de PCM rapportées dans la littérature, les travaux pionniers d'El-Hinnawy *et al.* [147] proposent un commutateur de type SPDT (Single Pole Double Throw), présenté à la Figure II.6(a) et (b) . Le dispositif repose sur une architecture série-shunt constituée de quatre commutateurs à base de GeTe. Les interrupteurs placés en série assurent l'acheminement du signal vers la voie sélectionnée, tandis que les interrupteurs connectés à la masse permettent d'isoler la voie non utilisée. Chaque cellule de commutation est constituée d'un motif de GeTe inséré dans le gap d'une ligne RF et commandé par chauffage indirect à l'aide d'une résistance chauffante en alliage NiCrSi. Le chauffage est obtenu par l'application d'impulsions électriques sur cet élément chauffant : une impulsion de 29.2 V pendant 100 ns permet d'amorphiser le matériau, tandis qu'une impulsion de 16.6 V pendant 1.5 µs permet sa recristallisation. La variation de conductivité entre les états amorphe et cristallin modifie alors l'impédance du dispositif et permet la commutation du signal RF.

La réalisation physique du circuit met en évidence l'intégration compacte de ces éléments ainsi que leur commande thermique. Le commutateur élémentaire présente une résistance à l'état passant R_{on} de 0.92 Ω et une capacité à l'état bloqué C_{off} de 16.2 fF, conduisant à une fréquence de coupure de 10.7 THz. Les performances mesurées, présentées en Figure II.6(c) et (d) montrent que le conducteur à base de PCM conserve de faibles pertes d'insertion sur une large bande de fréquence, tout en offrant une isolation élevée à l'état bloqué. Une comparaison avec d'autres technologies de commutation RF, telles que les CMOS, les MEMS ou les dispositifs à base de GaAs ou de GaN, met en évidence un compromis particulièrement favorable au PCM. En effet, contrairement aux technologies CMOS ou HEMT, dont les pertes augmentent avec la fréquence, et aux MEMS qui présentent des limitations en termes de vitesse ou d'intégration, les commutateurs à base de PCM offrent des performances stables, associées à un fonctionnement non volatil. Cette propriété permet de conserver l'état du commutateur sans apport d'énergie continu, réduisant ainsi fortement la consommation énergétique liée au maintien du dispositif à l'état ON.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

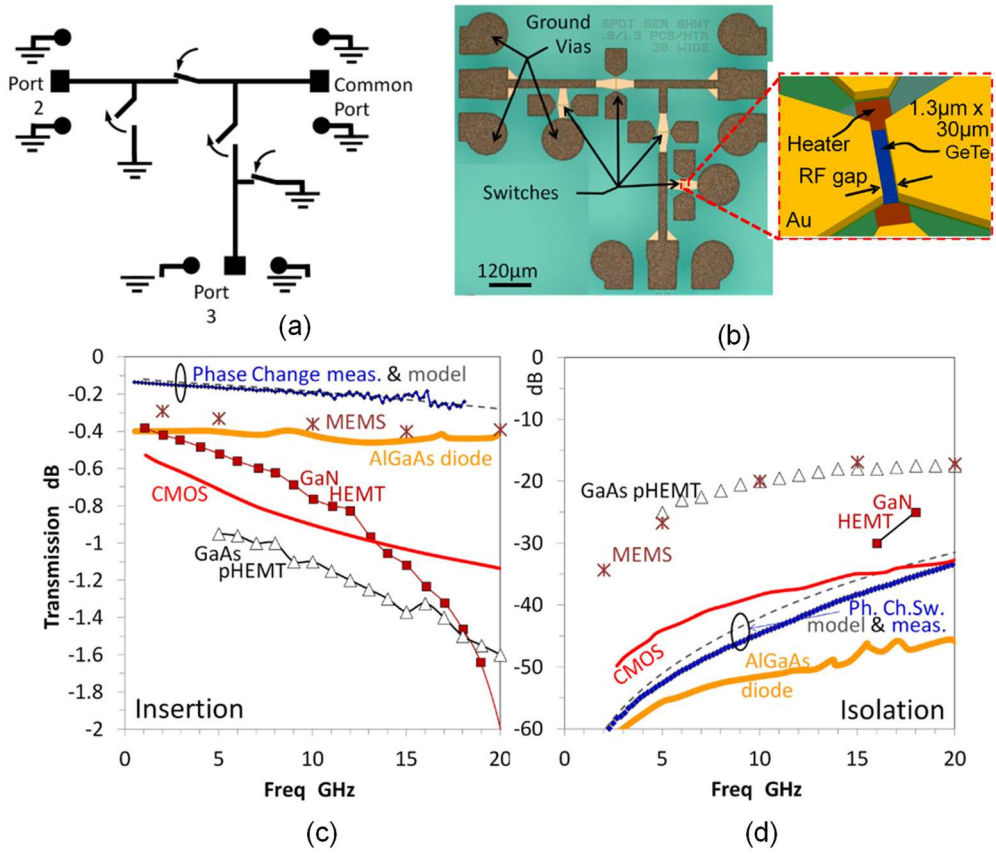


Figure II.6 – Commutateur RF de type SPDT à base de matériaux à changement de phase [147] : schéma de principe et réalisation (en haut), ainsi qu'une comparaison des performances en termes de pertes d'insertion et d'isolation avec différentes technologies de commutateur RF (en bas).

Dans la continuité de ces recherches, El-Hinnawy et *al.* ont proposé un nouveau commutateur PCM plus performant [148]. La Figure II.7(a) présente les deux géométries étudiées, désignées Layout A et Layout B. Les performances mesurées sont présentées à la Figure II.7(b) et (c). Le Layout A présente une résistance à l'état passant R_{on} d'environ 2.3 Ω et une capacité à l'état bloqué C_{off} de 2.7 fF, tandis que le Layout B présente un R_{on} d'environ 0.82 Ω pour un C_{off} de 7.7 fF. Ces valeurs restent relativement stables sur la bande de fréquence étudiée et conduisent à des facteurs de mérite (FoM) respectifs de 6.2 fs et 6.3 fs. Ces résultats correspondent à une fréquence de coupure proche de 25 THz et comptent jusqu'à présent parmi les meilleures performances rapportées pour les commutateurs RF à base de matériaux à changement de phase. Au-delà de leurs performances RF, les auteurs ont également évalué la fiabilité des dispositifs. Les deux architectures présentent des variations limitées de R_{on} et de la tension d'activation après plus de 10^7 cycles de commutation, De plus le Layout A (Figure II.7(d)) a été testé jusqu'à plus de 10^9 cycles ON/OFF sans dégradation de ses caractéristiques électriques, démontrant ainsi le potentiel des PCM pour les applications RF reconfigurables à très forte endurance.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

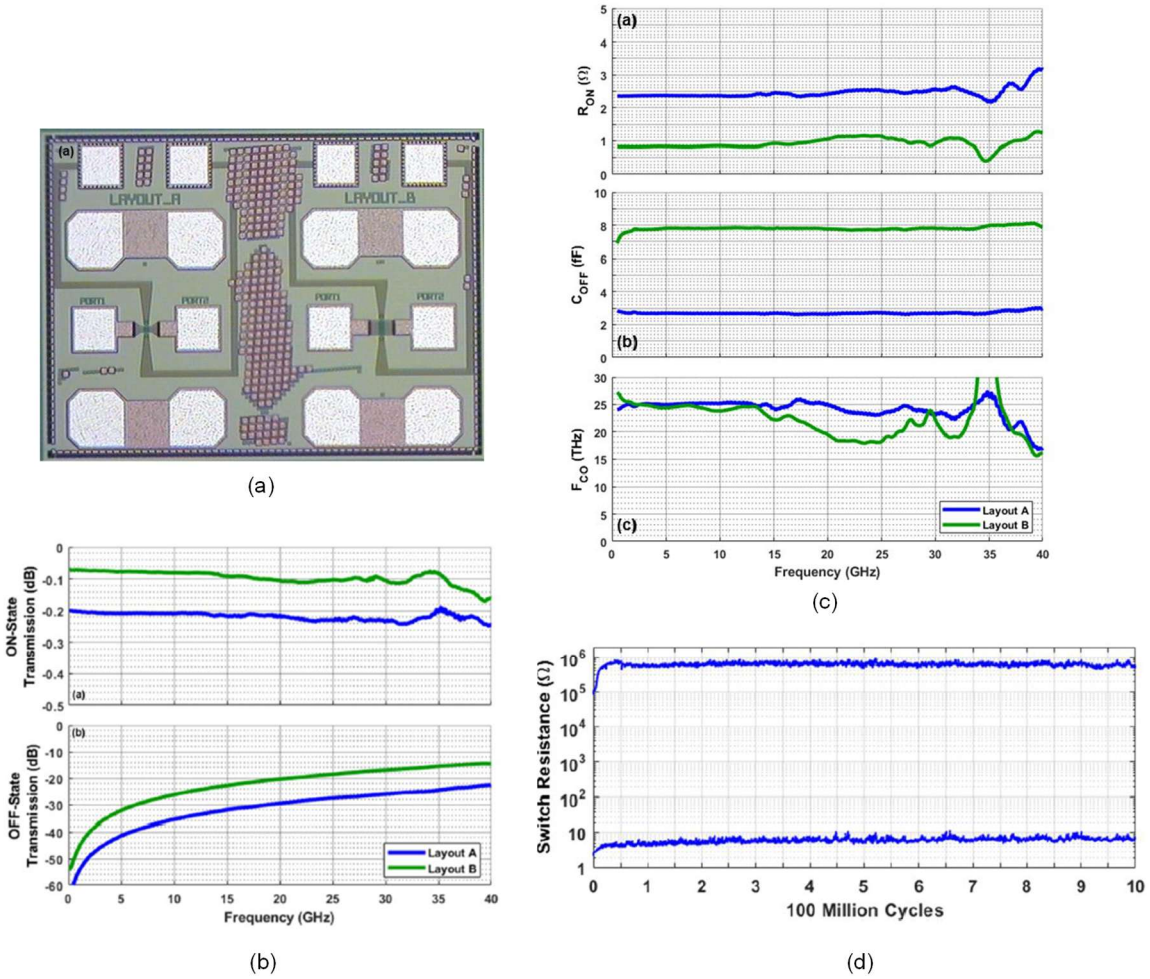


Figure II.7 – (a) Image optique des commutateurs PCM à quatre terminaux (Layout A et B). (b) Performances RF mesurées de 0 à 40 GHz en termes de pertes d'insertion à l'état ON et d'isolation à l'état OFF pour les deux architectures. (c) Résistance à l'état passant R_{on}, capacité à l'état bloqué C_{off} et fréquence de coupure f_{co}. (d) Essai d'endurance du dispositif au cours des cycles de commutation ON/OFF [148].

Plus récemment, la maturation de la technologie PCM a conduit à des démonstrations industrielles intégrant directement les fonctions de commande et de commutation sur une même puce. pSemi et Tower Jazz Semiconductor ont ainsi développé un commutateur SPDT fonctionnant jusqu'à 110 GHz, réalisé dans un procédé qui combine une technologie CMOS avec l'intégration monolithique de commutateurs PCM [149]. La Figure II.8(a) présente l'architecture du dispositif ainsi que sa réalisation expérimentale. Le commutateur est réalisé selon la topologie SPDT de type *series-shunt*. Contrairement aux démonstrateurs précédents nécessitant des générateurs d'impulsions externes, le circuit intègre directement les fonctions de commande CMOS permettant la programmation des PCM (GeTe). Cette intégration constitue une étape importante vers l'utilisation de cette technologie dans des systèmes RF opérationnels. Les performances mesurées sont présentées aux Figure II.8(b) et (c). Les résultats montrent des pertes d'insertion inférieures à 1 dB jusqu'à 67 GHz, associées à une isolation supérieure à 35 dB. Les mesures étendues jusqu'à 110 GHz indiquent des pertes d'insertion inférieures à 2 dB et une isolation supérieure à 20 dB sur l'ensemble de la bande étudiée. Les auteurs obtiennent une résistance à l'état passant d'environ 2 Ω et une résistance

Licence CC BY-NC-ND 4.0

à l'état bloqué de 75 kΩ. Les résultats obtenus mettent en évidence le potentiel des technologies PCM pour la réalisation de circuits RF et millimétriques de nouvelle génération.

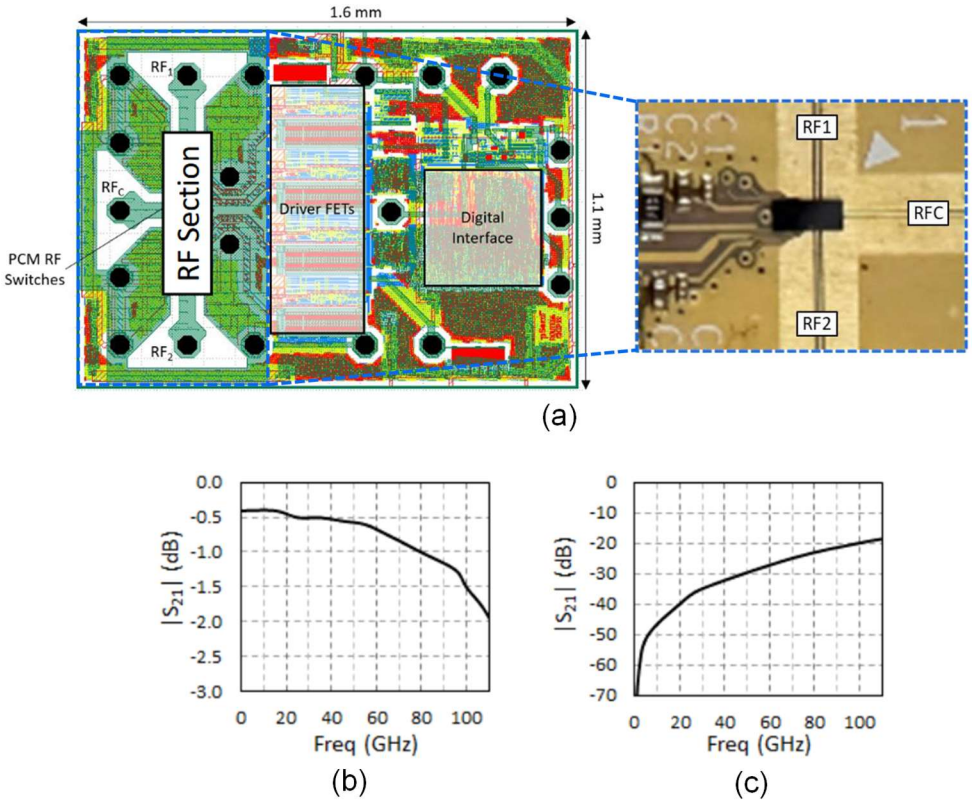


Figure II.8 – Commutateur RF SPDT à base de PCM (GeTe) avec commande CMOS intégrée [149] : (a) architecture du circuit et image optique du composant fabriqué dans section RF ; (b) et (c) pertes d'insertion et isolation mesurées entre 10 MHz et 100 GHz.

Au-delà de la réalisation de circuits RF reconfigurables à base de PCM présentés précédemment, des travaux antérieurs menés au laboratoire XLIM ont également exploré l'utilisation de ces matériaux pour le développement de dispositifs reconfigurables en bande THz [150], [151]. Ces travaux [23], montrent tout d'abord qu'une couche mince de GeTe de 500 nn d'épaisseur de GeTe sur un substrat en saphir présente un fort contraste de transmission entre ses états amorphe et cristallin, avec une transmission passant d'environ 90% à moins de 2% entre 0.2 et 1.2 THz. Ce contraste est ensuite exploité pour réaliser des dispositifs tels que des surfaces à résonance reconfigurables ainsi que des polariseurs THz reconfigurables à base de GeTe. Pour ces derniers (Figure II.9), trois géométries de polariseurs constituées de motifs de GeTe (P1, P2 et P3) sont étudiées en faisant varier la période (espacement entre les motifs) et la largeur des lignes de GeTe. Les mesures montrent une transmission proche de 0 dB pour la polarisation TM, tandis que la polarisation TE est fortement atténuée. Un quatrième polariseur de référence (P4), réalisé avec des bandes d'or en remplacement du GeTe et présentant les mêmes dimensions géométriques que le polariseur P2, est fabriqué. Les mesures montrent une atténuation encore plus importante de la polarisation TE. Cette comparaison met en effet en évidence une atténuation plus importante de la polarisation TE que celle obtenue avec les polariseurs en GeTe, en raison de

Licence CC BY-NC-ND 4.0

la conductivité plus élevée de l'or. L'ensemble de ces démonstrations met ainsi en évidence les bonnes performances du GeTe pour le développement de dispositifs reconfigurables en bande THz.

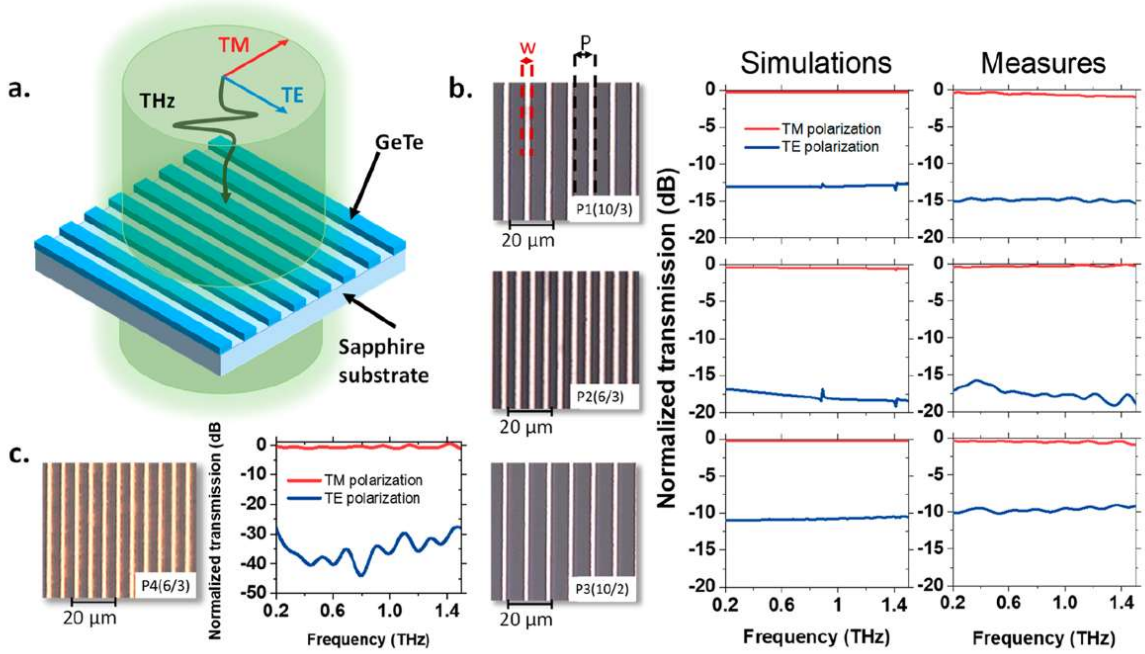


Figure II.9 – Polariseur THz reconfigurable optiquement à base de GeTe [150]. (a) Schéma de principe du polariseur. (b) Images optiques des trois géométries de polariseurs en GeTe (P1 à P3) et transmissions mesurées. (c) Polariseur de référence avec des bandes or et performance mesurée.

L'ensemble de ces travaux met en évidence le fort potentiel des matériaux à changement de phase pour la réalisation de dispositifs reconfigurables sur une large plage fréquentielle, couvrant les domaines micro-ondes, millimétriques et THz. Leur capacité à commuter rapidement entre deux états stables, associée à un contraste marqué de conductivité, à de faibles pertes d'insertion à l'état passant, à une forte isolation à l'état bloqué et à un fonctionnement non volatile, permet de concevoir des dispositifs reconfigurables performants, allant des commutateurs RF aux structures antennaires planaires plus complexes. La plupart des dispositifs reconfigurables à base de PCM rapportés dans la littérature reposent généralement sur une activation électrique du matériau. Cette approche nécessite généralement l'intégration d'éléments chauffants, d'électrodes de polarisation et de couches d'isolation permettant de générer localement l'élévation de la température nécessaire à la transition de phase. Bien que cette technique ait démontré son efficacité dans de nombreuses applications RF reconfigurables, elle engendre une complexification de la conception et de la fabrication des dispositifs, surtout dans des systèmes qui nécessitent des centaines, voire de milliers des commutateurs PCM. De plus, dans le cas de structures rayonnantes, l'intégration des lignes de polarisation peut perturber les performances électromagnétiques et introduire des rayonnements parasites.

Afin de s'affranchir de ces limitations, une approche alternative consiste à activer directement le PCM par irradiation laser. L'apport d'énergie est alors réalisé de manière optique, sans contact électrique avec le dispositif. Dans le cadre de cette thèse, comme dans

Licence CC BY-NC-ND 4.0

les travaux précédemment menés au laboratoire XLIM [2], [3], [1], [152], cette stratégie de commutation optique a été retenue pour la reconfiguration des structures étudiées.

II.3. Paramètres d'irradiation laser pour l'activation du changement de phase dans le matériau GeTe

L'activation optique des matériaux à changement de phase à l'aide d'impulsions laser induit un échauffement local à l'origine des transitions de phase. La maîtrise de ce processus nécessite la prise en compte de plusieurs paramètres clés liés au faisceau laser et aux propriétés du matériau. Les principaux paramètres influençant l'efficacité de l'activation optique sont présentés ci-dessous.

- **La densité d'énergie du laser** est un paramètre déterminant dans le processus d'irradiation du matériau. Elle conditionne directement l'élévation de la température au sein du matériau. Une énergie insuffisante ne permet pas d'atteindre les températures nécessaires à la transition de phase, tandis qu'une énergie trop élevée peut provoquer une dégradation du matériau, voire son ablation. Il est donc essentiel d'identifier une plage optimale d'énergie permettant de contrôler efficacement les transitions de phase.
- **La taille du spot laser** influence directement la résolution spatiale du processus d'écriture. Un spot de petite dimension permet de réaliser des motifs fins et d'atteindre une meilleure précision, ce qui est adapté aux dispositifs nécessitant une forte densité d'intégration (exemple d'application aux fréquences sub-THz et THz). Il est donc essentiel que le système optique soit capable de focaliser le faisceau à des dimensions suffisamment réduites. Toutefois, la réduction de la taille du spot s'accompagne d'une augmentation de la densité d'énergie pour une puissance laser donnée, celle-ci étant inversement proportionnelle à la surface d'irradiation. Il existe ainsi une limite inférieure sur la taille du spot, en dessous de laquelle la densité d'énergie devient trop élevée et peut entraîner une dégradation du matériau.
- **Propriétés optiques du matériau à la longueur d'onde du laser** : l'interaction entre le rayonnement laser et le matériau dépend fortement des propriétés optiques du matériau, en particulier de son **coefficient d'extinction**. En effet, l'absorption du rayonnement laser varie en fonction de la longueur d'onde, ce qui influence la manière de chauffer le PCM. Ainsi, le choix de la longueur d'onde doit donc être adapté afin d'assurer une absorption suffisante sans pour autant concentrer l'énergie uniquement en surface. Un matériau trop transparent (faible coefficient d'extinction) absorbe peu d'énergie, ce qui limite l'élévation de la température. À l'inverse, un matériau trop absorbant conduit à un dépôt d'énergie principalement en surface, réduisant la profondeur de la transformation de phase. Le coefficient d'extinction est également lié à la profondeur de pénétration optique du rayonnement dans le matériau. Ce paramètre permet d'estimer la zone dans laquelle le PCM est significativement chauffé et donc la profondeur à laquelle la transition de phase peut être induite. Par conséquent, pour une longueur d'onde et une énergie donnée, il existe une épaisseur maximale de matériau pouvant être efficacement transformée par irradiation laser.
- **Le profil spatial du faisceau laser** influence la distribution de l'énergie dans le matériau. Les faisceaux de type gaussien, couramment utilisés dans les systèmes laser monomodes, présentent une intensité maximale au centre et décroissante vers

Licence CC BY-NC-ND 4.0

les bords, ce qui engendre une distribution non uniforme de l'énergie. L'utilisation, de profils homogènes de type « flat-top » permet une distribution plus uniforme de l'énergie, améliorant ainsi la régularité des zones cristallisées ou amorphes. Ces profils peuvent être obtenus à l'aide d'éléments optiques spécifiques permettant de remodeler le faisceau laser incident. Le choix du profil dépend donc des exigences en termes de résolution et d'uniformité des zones à cristalliser ou amorphiser.

- **Mécanismes de transition de phase** : les conditions d'irradiation doivent être adaptées au type de transition souhaité. La cristallisation est généralement obtenue en chauffant le matériau au-dessus de sa température de cristallisation pendant un temps suffisant pour permettre la réorganisation structurale. En revanche, l'amorphisation nécessite un chauffage rapide jusqu'à la fusion, suivi d'un refroidissement rapide afin de figer la structure désordonnée. Ce processus dépend fortement de la durée des impulsions laser, ainsi que des propriétés thermiques du substrat, qui jouent un rôle clé dans la dissipation de la chaleur.

II.3.1. Dispositif d'irradiation optique des films de PCM

L'activation optiques du changement de phase des films de PCM – GeTe est réalisée dans notre cas à l'aide d'un dispositif expérimental présenté sur la Figure II.10. Un laser impulsionnel est utilisé, avec des paramètres (puissance /énergie des impulsions) ajustables en fonction des conditions d'irradiation. Le montage expérimental intègre plusieurs éléments optiques permettant de contrôler le faisceau, à savoir une iris, pour ajuster le diamètre du faisceau, ainsi qu'un atténuateur variable et une lame demi-onde permettent de moduler l'énergie incidente. Le système de balayage optique – scanner optique (SCANLAB GmBH) assure le balayage spatial du faisceau laser sur la surface de l'échantillon.

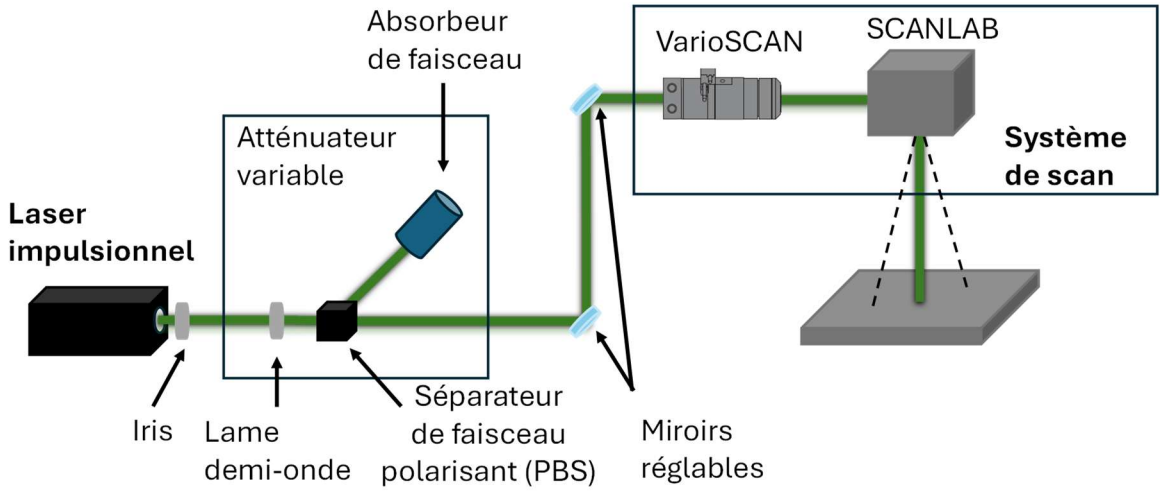


Figure II.10 – Schéma du système d'irradiation laser pour l'activation des couches PCM.

Nous utilisons un laser impulsionnel solide de type Monolith 532_3_HE (Figure II.11), émettant à une longueur d'onde de 532 nm. La fréquence de répétition est ajustable de 1 Hz à 50 kHz. La puissance moyenne peut atteindre 3 W à 6 kHz, avec une énergie maximale par impulsion de l'ordre de 550 µJ et une durée d'impulsion d'environ 9 ns. Le faisceau présente un diamètre nominal d'environ 0.8 mm et une bonne qualité spatiale ($M^2 < 1.3$), indiquant un profil quasi gaussien.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

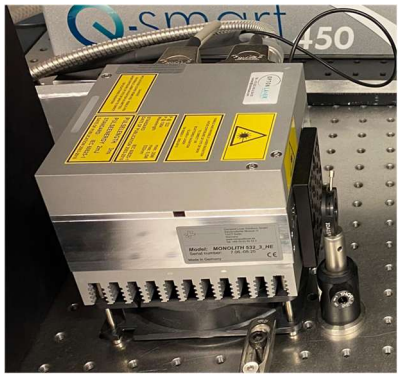
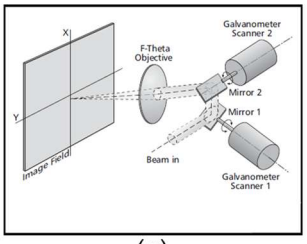
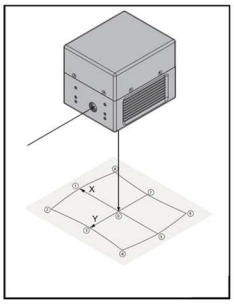


Figure II.11 – Source laser impulsionnelle fonctionnant à une longueur d'onde de 532 nm2.

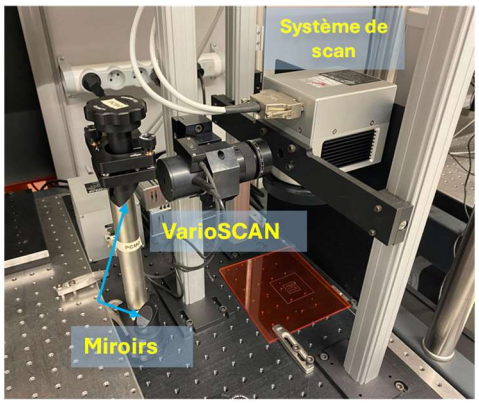
Le scanner optique est équipé de miroirs galvanométriques permettant de contrôler la position du faisceau dans un plan bidimensionnel, ainsi que d'une lentille F-Thêta. Comme illustré sur la Figure II.12(a), le faisceau incident est successivement dévié par deux miroirs galvanométriques, chacun contrôlant un axe de déplacement (X et Y). La combinaison de ces deux déviations permet de positionner précisément le spot laser sur une zone donnée. La lentille F-Thêta du scanner permet non seulement de focaliser le faisceau, mais également de corriger les déformations du faisceau lorsque celui-ci est projeté sur différents points distants d'une surface plane, assurant ainsi une focalisation homogène sur l'ensemble de la zone de balayage, typiquement de l'ordre de 100 × 100 mm^2 (Figure II.12(b)). La lentille F-Theta utilisée possède une focale de 160 cm, mais la position exacte du point focal (et donc sa taille) peut être ajustée à +/- 10 mm dans le plan d'irradiation à l'aide du module VarioSCAN (Figure II.12(c)). L'ensemble du dispositif permet ainsi de déplacer rapidement et avec précision le spot laser, rendant possible la réalisation de motifs ainsi que l'irradiation localisée des films PCM.



(a)



(b)



(c)

Figure II.12 – (a) Principe de déviation du faisceau par miroirs galvanométriques dans le système SCANLAB. (b) Zone de balayage et positionnement du faisceau. (c) Montage expérimental du système de scan associant le module VarioSCAN permettant l'ajustement de la position focale et de la taille du spot laser.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Le scanner optique SCANLAB est piloté via une interface logicielle LaserDesk (Figure II.13) permettant de contrôler l'ensemble des paramètres du processus de marquage ainsi que l'activation contrôlée des impulsions laser. Cette interface offre un espace de travail dédié à la création et à l'édition des formes et des motifs, ainsi qu'un accès aux paramètres du laser, tels que la puissance, la fréquence ou la vitesse de balayage. Elle permet également le contrôle et l'exécution du processus de marquage, assurant ainsi une automatisation complète du processus d'irradiation laser.

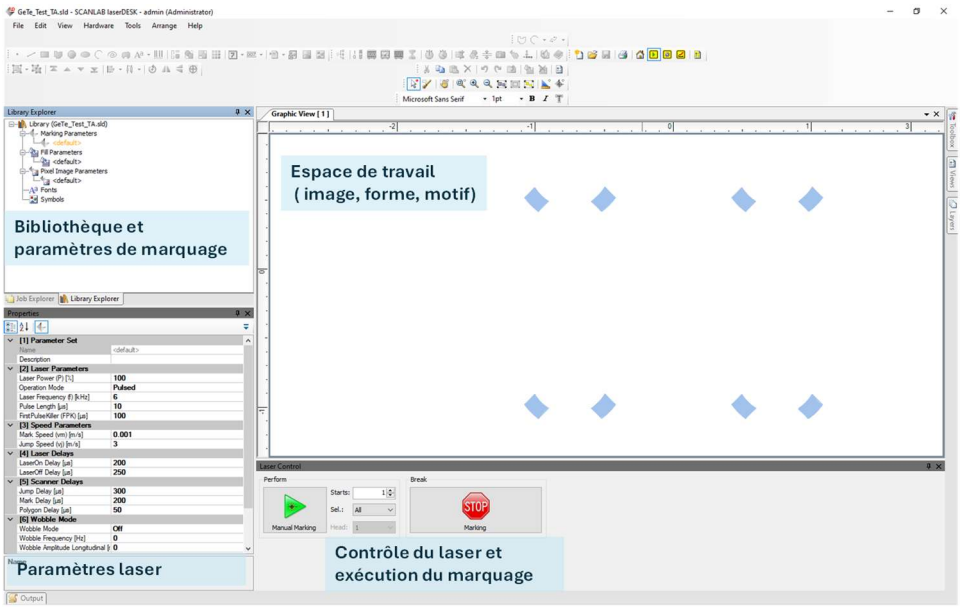


Figure II.13 – Interface logicielle laserDesk pour le pilotage du marquage laser.

II.3.2. Caractérisation des performances du système laser

Le laser a été caractérisé dans son régime de fonctionnement linéaire, correspondant à des fréquences de répétition inférieures ou égales à 6 kHz. Dans ce régime, l'énergie par impulsion peut être considérée comme constante, ce qui permet de la déduire directement à partir de la puissance moyenne mesurée. Au-delà de 6 kHz, le laser entre dans un régime de saturation dans lequel l'augmentation de la fréquence s'accompagne d'une diminution de l'énergie par impulsion. La fréquence de 6 kHz correspond ainsi à la fréquence nominale du laser, pour laquelle celui-ci délivre une puissance stable avec une énergie d'impulsion maximale. Afin de garantir la stabilité du système, la puissance interne du laser est maintenue à 100%, conformément aux recommandations du fabricant indiquant qu'une réduction en dessous de 95% peut entraîner une instabilité significative. Une diminution directe de la puissance de la diode pourrait en effet perturber le régime d'émission. L'énergie délivrée dans ces conditions est trop élevée pour l'étude des seuils de transformation du GeTe et peut conduire à l'endommagement du matériau. Pour cette raison, l'ajustement de la puissance incidente est réalisé à l'aide d'un atténuateur optique variable placé sur le trajet du faisceau. Celui-ci est constitué d'une lame demi-onde et d'un séparateur de faisceau polarisant, permettant de contrôler la puissance transmise par rotation de la polarisation du faisceau. Le faisceau non transmis est dirigé vers un absorbeur afin d'éviter toute réflexion. Un iris est également utilisé pour nettoyer le faisceau.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

La puissance moyenne du laser est mesurée à l'aide d'un détecteur thermique. L'énergie par impulsion est ensuite déduite à partir de la relation suivante :

$$E = \frac{P_{moy}}{f}$$

Le montage expérimental utilisé pour la mesure de la puissance du laser entre l'atténuateur et le système de scan optique est présenté en Figure II.14(a). L'évolution de la puissance moyenne en fonction de l'angle d'ouverture de la lame demi-onde montre une variation périodique (Figure II.14(b)). L'énergie par impulsion, déduite de la puissance moyenne, suit la même tendance (Figure II.14(c)). La puissance maximale mesurée est d'environ 1.8 W à 6 KHz, ce qui correspond à une énergie par impulsion proche de 298.8 µJ.

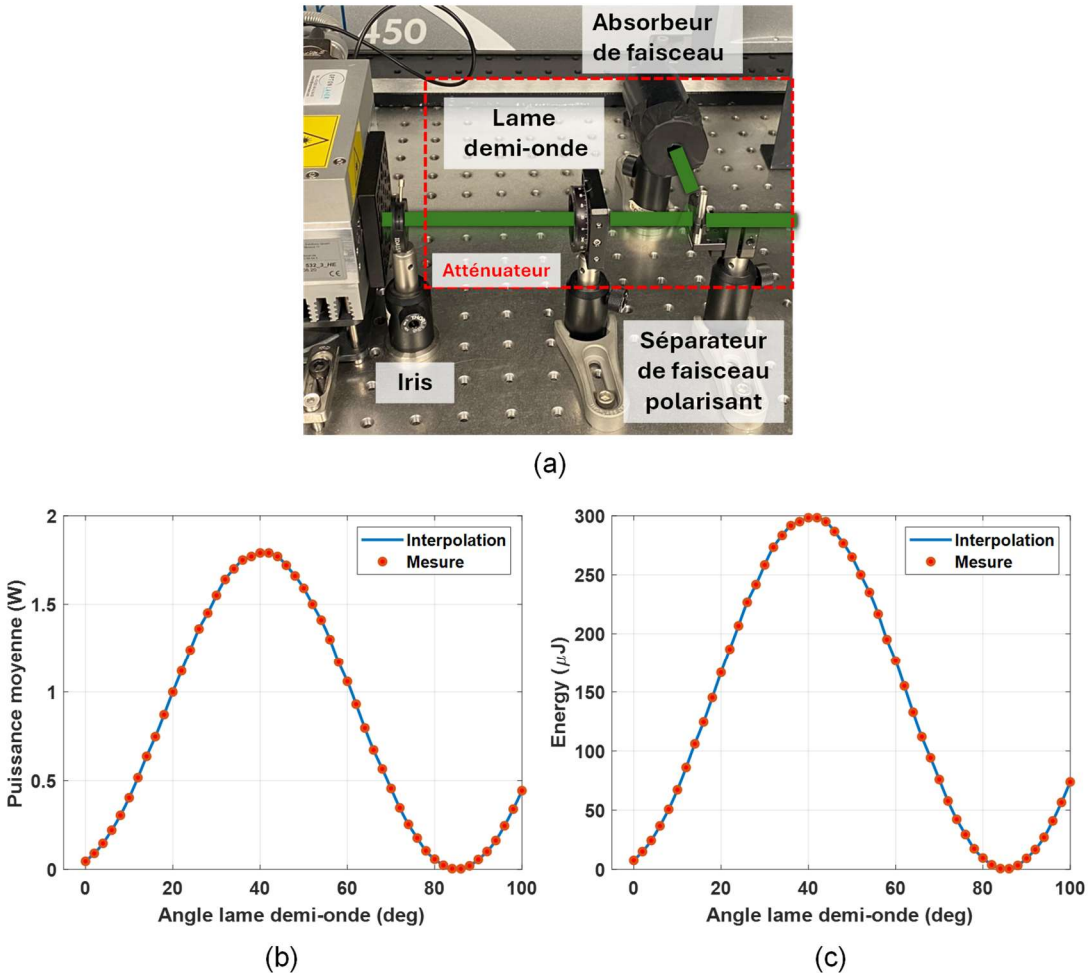


Figure II.14 – (a) Montage expérimental pour la mesure de la puissance laser, comprenant un atténuateur optique variable. (b) Évolution de la puissance moyenne en fonction de l'angle de la lame demi-onde. (c) Énergie par impulsion déduite en fonction de ce même angle.

II.3.3. Cristallisation de couches de GeTe par irradiation laser directe

Les résultats de caractérisation de la puissance laser présentés dans la section précédente ont permis d'établir la relation entre la puissance moyenne, l'énergie par impulsion et le réglage

Licence CC BY-NC-ND 4.0

de l'atténuateur optique. Cependant, malgré l'utilisation de cet atténuateur, les niveaux d'énergie restent encore élevés pour l'étude fine des seuils de cristallisation du GeTe. Afin d'accéder à des niveaux d'énergie d'irradiation plus faibles et mieux adaptés à l'étude, un second atténuateur optique a été introduit dans le montage expérimental.

Dans cette étude, la taille de la zone cristallisée définit la résolution du système et constitue donc un paramètre clé. Les motifs de GeTe dans une cellule élémentaire présentent des dimensions de l'ordre de 102 µm × 140 µm, avec un espacement d'environ 400 µm entre deux motifs adjacents. Il est donc nécessaire d'obtenir une taille de spot adaptée aux spécifications des motifs, suffisamment petite pour éviter l'irradiation des motifs voisins, tout en permettant l'écriture d'un motif de manière contrôlée, avec un nombre limité de passages, afin d'éviter les effets d'accumulation thermique. La réduction de la taille du spot peut être obtenue par la focalisation du faisceau. Cependant, une diminution de la taille du spot entraîne une augmentation de la densité d'énergie déposée, ce qui peut conduire à l'endommagement du matériau. Il existe donc un compromis entre la réduction de la taille du spot, nécessaire pour améliorer la résolution, et la limitation des effets de dégradation du matériau.

Les résultats présentés en Figure II.15 correspondent à une irradiation par impulsions uniques avec une fréquence de répétition de 6 KHz, avec et sans l'utilisation du système VarioSCAN, sur un échantillon constitué d'une couche de GeTe de 500 nm d'épaisseur déposée sur un substrat d'alumine. Une seule impulsion laser d'une énergie de 146 µJ, répétée sur des zones spatialement séparées, a été appliquée à l'échantillon afin d'observer la morphologie et la taille des zones transformées. Les différences entre les deux configurations sont nettement visibles. En l'absence du VarioSCAN (Figure II.15(a)), les zones transformées présentent des formes irrégulières et une variabilité importante d'une zone irradiée à une autre, traduisant une distribution non homogène de l'énergie du faisceau laser. La transformation apparaît plus marquée au centre, alors que sur les bords elle reste partielle. Ceci est dû au fait que la densité d'énergie apportée au matériau n'atteint pas le seuil de cristallisation sur l'ensemble de la surface irradiée.

Afin d'améliorer la répartition spatiale de l'énergie, le système VarioSCAN est utilisé. Celui-ci permet de modifier la position du point focal selon la direction verticale. Le plan d'irradiation correspond à la position nominale du foyer situé à environ 163 mm sous le système de balayage optique. En s'écartant de ce plan, la taille du spot au niveau de l'échantillon est modifiée, ce qui entraîne une variation de la densité d'énergie déposée sur le GeTe. Ainsi, avec l'utilisation du VarioSCAN (Figure II.15(b)) et un meilleur alignement des éléments optiques dans le montage global du système, les zones transformées deviennent plus homogènes.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

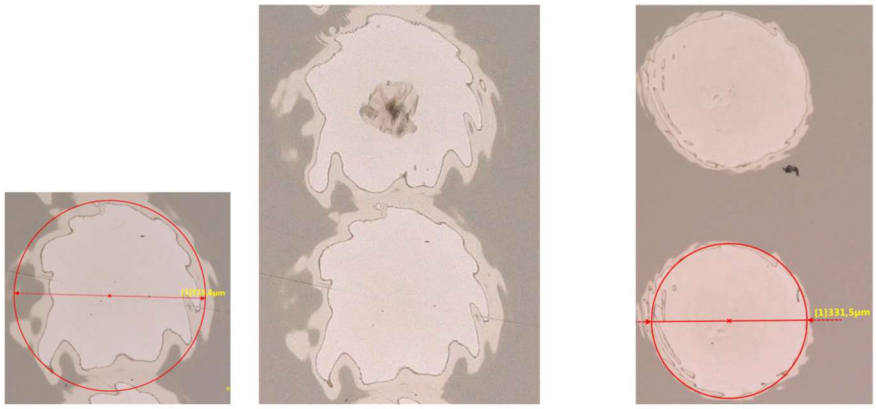


Figure II.15 – Image microscopiques des zones cristallisées obtenues par une impulsion laser unique d'une énergie de 146 µJ sur une couche de GeTe (500 nm) déposée sur l'alumine : (a) sans l'utilisation du VarioSCAN, montrant une distribution d'énergie non homogène, (b) avec l'utilisation du VarioSCAN.

Le Tableau II.1 met en évidence l'influence directe de la position focale du VarioSCAN sur la taille du spot cristallisé. Le diamètre du spot diminue avec l'augmentation de la distance focale Z_{focal}, jusqu'à atteindre une valeur minimale de 78 µm autour de 12 mm, puis augmente de nouveau lorsque l'on s'en éloigne. Cette position correspond au plan focal effectif obtenu, décalé par rapport à la position de référence du système, probablement en raison de légères variations d'alignement après remontage du VarioSCAN.

Tableau II.1 – Influence de la position focale sur le diamètre et la qualité de la zone cristallisée pour une énergie d'impulsion unique de 146 µJ en mode d'irradiation statique.

Position du VarioSCAN Z_{focal} (mm)	Diamètre de la Zone cristallisée	Observations
0	1632 µm	Cristallisation partielle
1	557 µm	Cristallisation partielle
2	559 µm	Cristallisation partielle
3	503 µm	Cristallisation homogène
4	454 µm	Cristallisation homogène
8	192 µm	Cristallisation et début de dégradation
10	150 µm	Ablation du matériau
12	78 µm	Ablation du matériau
14	119 µm	Ablation du matériau

L'écriture de motifs en mode continu est réalisée par balayage du faisceau laser sur l'échantillon, permettant d'irradier successivement les zones adjacentes. La fréquence de répétition est maintenue à 6 kHz, la vitesse d'écriture est fixée à 30 mm/s et la puissance moyenne à P_{moy}= 22.3 mW. Les irradiations sont obtenues pour différentes positions du

Licence CC BY-NC-ND 4.0

VarioSCAN. Pour Z_{focal} =13 mm, la forte densité d'énergie entraîne une ablation du matériau (Figure II.16(a)). En modifiant la distance focale, les lignes restent continues mais présentent encore des signes de dégradation (Figure II.16(b)). Pour Z_{focal} =11 mm, des lignes continues sont obtenues sans ablation, bien que des effets thermiques latéraux apparaissent sous forme de structures ondulées, liées à l'accumulation de chaleur due au fort recouvrement entre impulsions (Figure II.16(c)). Enfin, pour une position du VarioSCAN à 10 mm, l'irradiation d'une surface carrée de 1 mm x 1 mm (Figure II.16(d)) conduit à une transformation globalement plus homogène avec une largeur de ligne d'environ 117 µm, correspondant à la résolution du procédé.

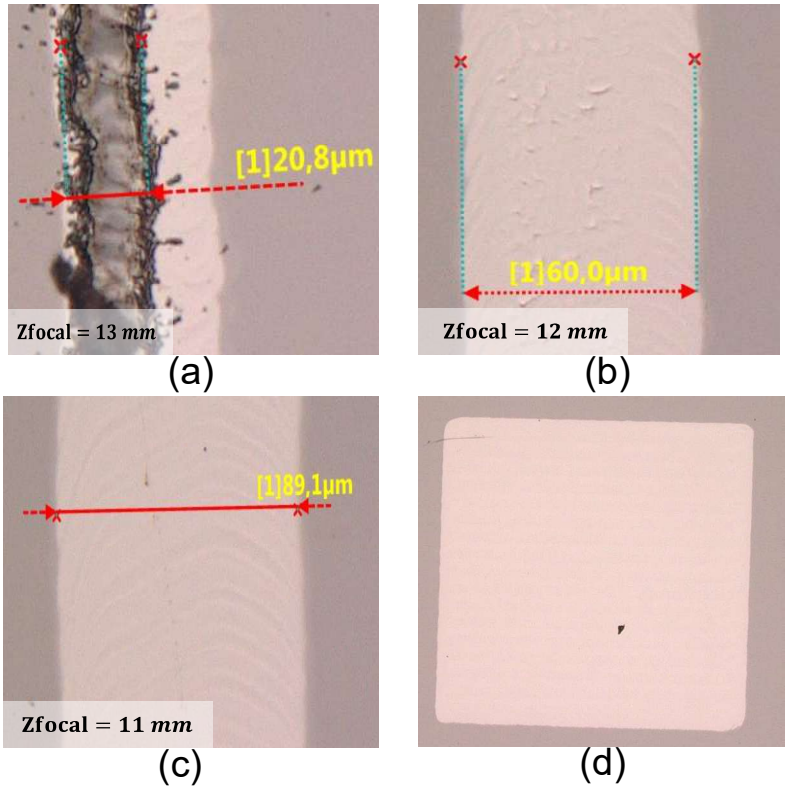


Figure II.16 – Images microscopiques de la cristallisation de motifs continus par balayage d'impulsions laser pour une puissance P_{moy} = 22.3 mW sur une couche de GeTe (500 nm) déposée sur l'alumine : (a) position focale à 13 mm, ablation du matériau ; (b) zfocal = 12 mm, lignes continues avec dégradation partielle ; (c) zfocal= 11 mm, ligne continue avec des effets thermiques latéraux ; (d) zfocal= 10 mm, irradiation d'un carré (1 mm x 1 mm), conduisant à une transformation homogène du matériau vers sa phase cristalline

Les résultats obtenus avec le laser impulsionnel ont permis d'identifier des conditions d'irradiation adaptées à une cristallisation homogène du GeTe. Toutefois, des limitations expérimentales sont apparues, liées à l'instabilité du laser et à la dégradation de son faisceau et des niveaux de puissances de sortie, nécessitant son envoi en réparation. Ceci a empêché la poursuite des expériences utilisant ce système, notamment pour l'étude du processus d'amorphisation des films de GeTe.

Par la suite, un laser fonctionnant à 532 nm et en mode continu (Laser Quantum model Gem 532 nm) a été utilisé en remplacement, dont la caractéristique de la puissance moyenne

Licence CC BY-NC-ND 4.0

en fonction du courant de la diode de pompage est représentée en Figure II.17. Des essais de cristallisation ont été réalisés par écriture directe de résonateurs de type SRR (split-ring resonators) ainsi que des motifs rectangulaires, pour un courant de diode de 70% (~ 200 mW), avec une position du VarioSCAN à 4 mm et une vitesse de balayage de 30 mm/s. Les irradiations des SRR en Figure II.18(a), montrent une bonne définition des motifs ainsi qu'une cristallisation homogène des zones irradiées. La résolution des motifs écrits est de 17 µm. Une surface carrée de 6 mm x 6 mm a également été irradiée et apparaît globalement homogène, sans discontinuités visibles. Une caractérisation électrique par la méthode des quatre pointes, réalisée sur la surface carrée irradiée, donne une résistance de surface d'environ 53 Ω, et une conductivité de l'ordre de 3.75 x 10^4 S/m.

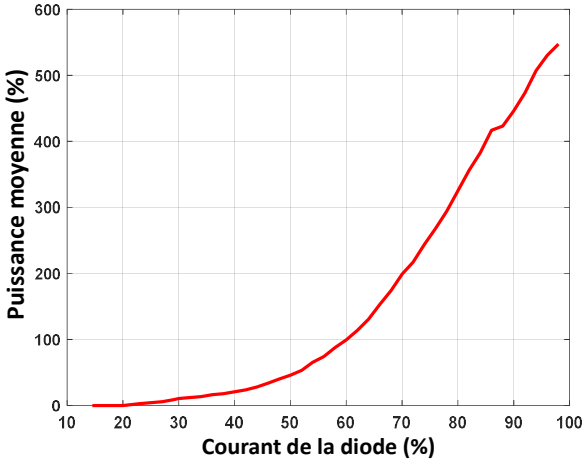


Figure II.17 – Évolution de la puissance moyenne du laser continu en fonction du courant de la diode.

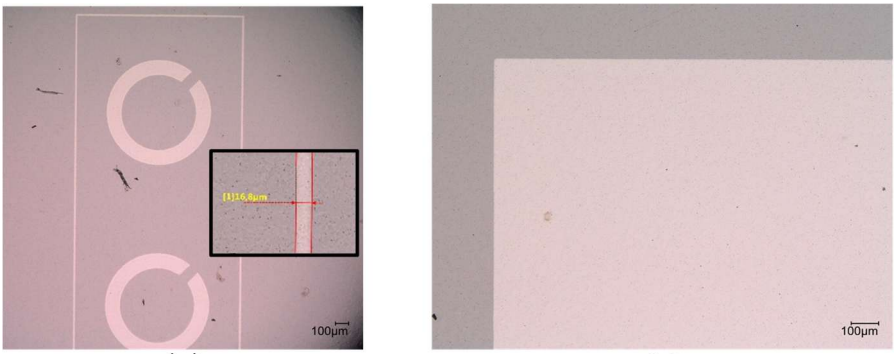


Figure II.18 – Cristallisation de motifs par laser continu avec un courant de diode à 70% (~ 200 mW) : (a) cellules élémentaires (SRR) montrant une bonne définition avec une résolution d'environ 17 µm ; (b) surface carrée irradiée (6 mm x 6 mm).

Malgré ces résultats encourageants, notamment en termes de résolution (17 µm) et de qualité de cristallisation, l'utilisation du laser continu présente une limitation importante : des motifs d'irradiation parasites apparaissent de manière inhérente lors du déplacement du laser après l'exécution d'une tache, pour enchainer sur une seconde, en raison de l'émission continue du faisceau. Plusieurs ajustements des paramètres de balayage, notamment de la

Licence CC BY-NC-ND 4.0

vitesse de saut d'un motif à écrire à un autre, ont été réalisés afin de limiter ce phénomène, sans toutefois permettre de le supprimer complètement et d'obtenir des résultats reproductibles. Ce comportement est particulièrement problématique dans notre application, qui nécessite une activation strictement localisée des motifs de PCM. Toute irradiation parasite peut en effet affecter des zones non ciblées.

Dans ce contexte, une approche alternative basée sur l'irradiation laser du matériau de GeTe à travers un masque de contact a été mise en œuvre afin de poursuivre notre étude.

II.3.4. Cristallisation de couches de GeTe par masque de contact

Le dispositif alternatif utilisé pour la suite des travaux dans ce manuscrit est présenté en Figure II.19. Il repose sur une source laser excimère KrF Lambda Physik's Complex Pro 110, émettant à une longueur d'onde de 248 nm. Ce laser fonctionne avec des impulsions d'une durée de l'ordre de 30 ns et à des fréquences de répétition de 1 à 20 GHz. L'énergie incidente à la surface de l'échantillon peut être ajustée entre 30 et 200 mJ. La densité d'énergie déposée à la surface, appelée aussi fluence laser et exprimée en mJ/cm^2, peut être modifiée par l'utilisation d'une lentille de focalisation de focale f = 50 mm. Le faisceau présente un profil énergétique de type flat-top, assurant une répartition homogène de l'énergie sur toute la surface irradiée. La taille du faisceau laser de forme rectangulaire et de dimensions 15 mm × 15 mm, permet l'irradiation de grandes surfaces, mais également la réalisation de motifs localisés à l'aide de masques de contact.

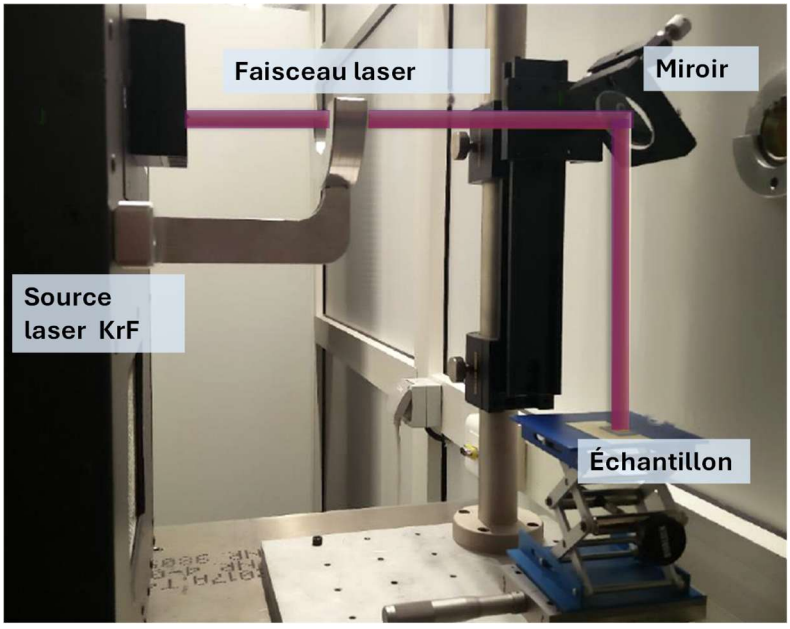


Figure II.19 – Dispositif expérimental d'irradiation laser pour la reconfiguration des commutateurs PCM dans les réseaux transmetteurs.

Des travaux antérieurs menés au laboratoire XLIM [150], [24], [153], [26] ont permis de déterminer les conditions optimales de commutation du GeTe entre ses états amorphe et cristallin sous irradiation laser excimère. La cristallisation peut être obtenue par une impulsion

Licence CC BY-NC-ND 4.0

laser unique de 35 ns avec une fluence comprise entre 85 et 90 mJ/cm^2, permettant d'élever la température du matériau au-dessus de sa température de cristallisation, tandis que l'amorphisation nécessite une impulsion laser de la même durée mais avec une fluence plus élevée (≈ 185 – 190 mJ/cm^2).

La reconfiguration est ainsi réalisée par irradiation locale à l'aide du laser excimère UV, à travers un masque de contact, tel que présenté sur la Figure II.20. Cette étape permet d'irradier certaines zones des cellules, et donc les motifs de GeTe exposés au laser, afin de les amener à cristallisation (GeTe-C) et d'imposer la distribution de phase souhaitée sur l'ouverture du réseau.

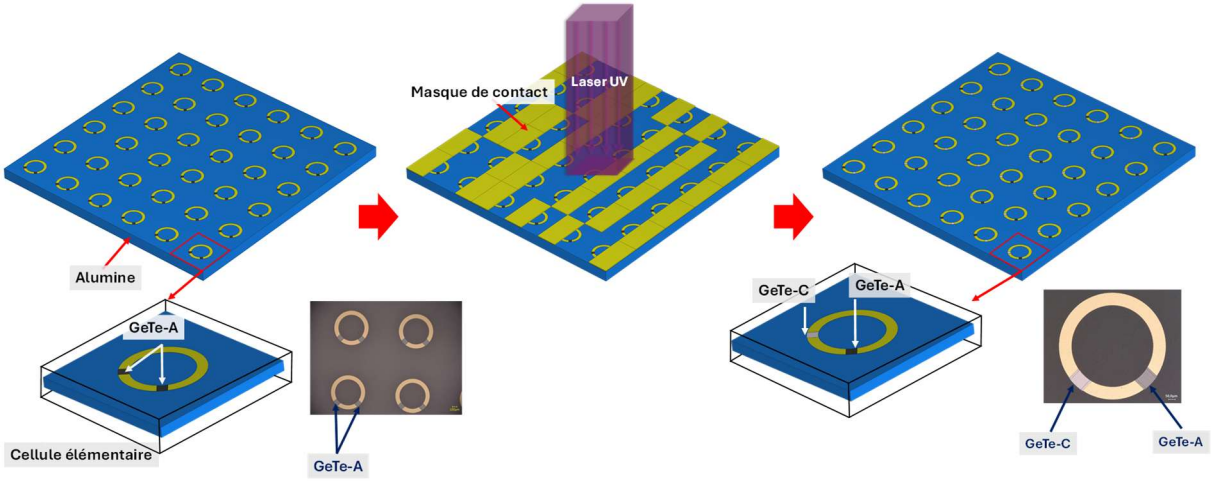


Figure II.20 – Illustration du procédé de reconfiguration optique des structures reconfigurables par irradiation locale du GeTe à travers un masque de contact.

II.4. Fabrication des dispositifs rayonnants

Aux fréquences sub-térahertz et térahertz, les dimensions des structures rayonnantes deviennent particulièrement réduites, imposant des contraintes strictes en termes de précision géométrique et de tolérances de fabrication. De légères variations dimensionnelles peuvent en effet entraîner des écarts significatifs sur le comportement électromagnétique des dispositifs. Dans ce contexte, la réalisation des dispositifs rayonnants faisant l'objet des études présentées dans ce manuscrit nécessite le recours à des techniques de microfabrication offrant un contrôle précis des dimensions et une bonne reproductibilité.

Cette section est consacrée à la fabrication des différents prototypes de surfaces rayonnantes. Trois types de structures ont été développés :

- Des surfaces rayonnantes statiques 1 bit (Figure II.21(a)) à cellules entièrement métalliques (sans intégration de motifs de GeTe). Ces structures, dont le principe sera décrit plus précisément aux chapitre 3, correspondent à deux états de phase de 0° et 180° de la cellule élémentaire et constituent une référence expérimentale permettant de valider le concept du réseau transmetteur et d'établir une base de comparaison avec les structures reconfigurables.
- Des dispositifs reconfigurables (Figure II.21(b)) intégrant des motifs de GeTe au sein des cellules élémentaires

Licence CC BY-NC-ND 4.0

- Des dispositifs 1 bit réalisés sur un substrat d'alumine recouvert d'une couche continue de GeTe (Figure II.21(c)). Dans ce cas, les résonateurs (SRR) sont directement définis par cristallisation optique directe de la couche amorphe du GeTe.

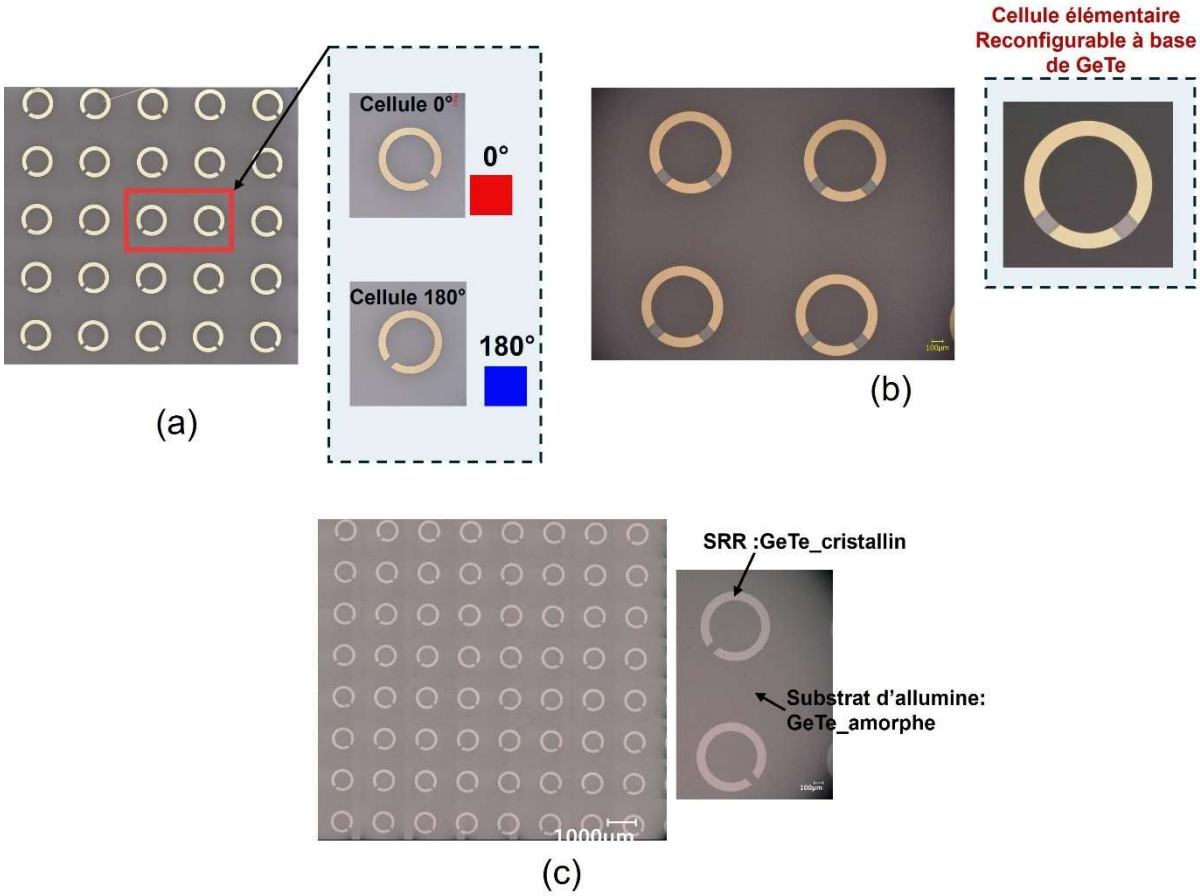


Figure II.21 – Images microscopiques des cellules (SRR) des surfaces rayonnantes fabriquées : (a) SRR entièrement métalliques présentant les états de phase 0° et 180° (statique) ; (b) SRR métalliques intégrant des motifs de GeTe à l'état amorphe (reconfigurables) ; (c) SRR écrits sur une couche de GeTe à l'état amorphe (reconfigurables par écriture laser directe des SRRs).

La fabrication de l'ensemble des dispositifs présentés dans ce travail a été réalisée en salle blanche à l'aide de procédés de photolithographie et de gravure sèche et humide. Les différentes étapes de fabrication sont schématisées sur la Figure II.22.

Les étapes de fabrication consistent dans un premier temps à déposer une couche métallique de titane et d'or (épaisseurs Ti/Au : 50/ 950 nm) sur l'ensemble d'un substrat d'alumine de 100 µm d'épaisseur, par évaporation par faisceau d'électrons (e-beam). Le titane est utilisé comme couche d'adhésion entre l'alumine et l'or, tandis que l'or constitue la couche conductrice destinée à la réalisation des structures métalliques. Après le dépôt métallique, une résine photosensible négative (nLof 2020) est déposée sur toute la surface du substrat métallisé et est ensuite soumise à une exposition UV à travers un masque lithographique. Après exposition, l'étape de développement permet d'éliminer la résine sur les zones non exposées et de mettre localement à nu la couche métallique à structurer, tandis que les zones exposées restent protégées par la résine. La structuration des motifs métalliques est ensuite réalisée par gravure humide : l'or est dissous à l'aide d'une solution iodée (KI+ I_2), le titane quant à lui est éliminé à l'aide d'une solution d'acide fluorhydrique dilué (HF ≈ 5% ou BOE –

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Buffered Oxide Etch). Enfin, la résine restante est enlevée, typiquement dans un bain d'acétone. Le dispositif est ensuite nettoyé dans un bain d'IPA (alcool isopropylique), rincé à l'eau désionisée puis séché dans un flux d'air sec. Les motifs métalliques en Ti/Au définissant la partie métallique des cellules élémentaires de la surfaces rayonnante sont ainsi réalisés sur le substrat.

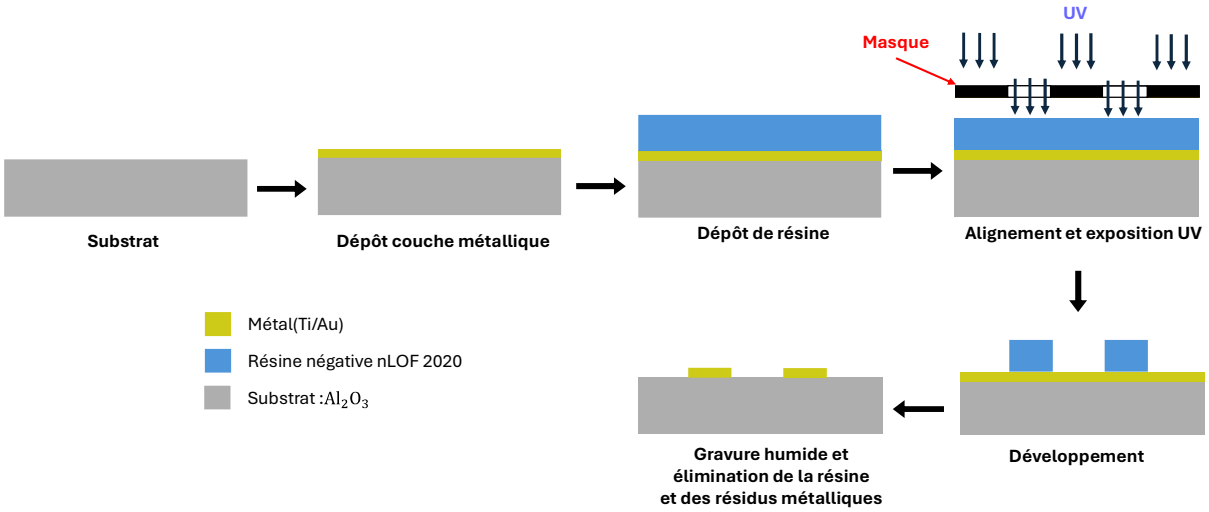


Figure II.22 – Étapes de réalisation de la structure métallique par gravure humide.

La réalisation de dépôts de motifs de GeTe (Figure II.23) est effectuée en reprenant une procédure de photolithographie similaire à celle employée pour la structuration des couches métalliques. Après le dépôt d'une couche de résine négative nLOF 2020, son exposition aux UV à travers un deuxième masque et l'étape de développement de cette résine définissant les zones actives, le GeTe est déposé sur l'ensemble du substrat par pulvérisation magnétron DC à partir d'une cible stœchiométrique Ge:Te. La structuration des motifs de GeTe est ensuite obtenue par le procédé de lift-off dans un bain d'acétone, permettant de ne conserver que le GeTe dans les régions préalablement définies par la résine (le matériau déposé sur la résine est enlevé dans le bain d'acétone lors de la dissolution de la résine). Cette étape conduit à l'intégration localisée du GeTe dans les fentes des SRR afin d'obtenir des cellules élémentaires reconfigurables pour les surfaces rayonnantes.

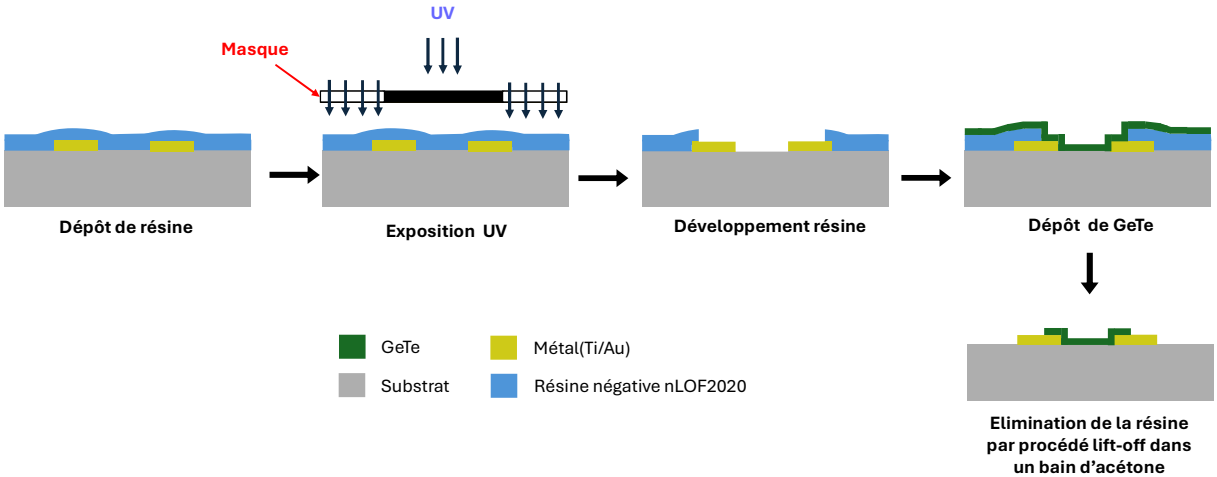


Figure II.23 – Etapes de fabrication et structuration des motifs de GeTe.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

II.5. Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes fondamentaux des matériaux à changement de phase ainsi que les mécanismes physiques de leurs transitions entre les états amorphe et cristallin. Les propriétés électriques de ces matériaux ont été décrites et leur intérêt pour les dispositifs radiofréquences reconfigurables a été mis en évidence à travers les applications de commutation RF.

Nous avons ensuite étudié l'activation optique des matériaux à changement de phase par irradiation laser à partir d'un système de balayage laser. Le dispositif expérimental d'irradiation laser (excimère KrF Lambda Physik's Complex Pro 110) utilisé pour la reconfiguration des dispositifs fabriqués a également été décrit. Les travaux antérieurs réalisés au laboratoire XLIM ont permis d'identifier les conditions optimales de commutation du GeTe sous irradiation laser. Les seuils de fluence nécessaires à la cristallisation et à l'amorphisation du matériau ont ainsi été rappelés et constituent une base essentielle pour la maîtrise de son état structural et électrique.

La solution utilisant le laser excimère UV a été adoptée comme solution de repli pour la validation des prototypes conçus pendant cette thèse, en raison de l'impossibilité ponctuelle d'utiliser le laser compact impulsionnel opérant à 532 nm, combiné avec le scanner optique, système permettant le balayage rapide et programmable du faisceau laser sur la surface des dispositifs. À l'avenir, cette dernière solution, par sa flexibilité, sa vitesse de balayage et sa meilleure intégration, sera celle la plus adapté pour la reconfiguration en quasi-temps réel des dispositifs rayonnants tels que ceux présentés dans la suite de ce manuscrit.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre III. Transmitarray reconfigurable à base de PCM pour la formation de faisceau en bande W

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre III. Transmitarray reconfigurable à base de PCM pour la formation de faisceaux en bande W

III.1. Introduction

Les surfaces rayonnantes de type RA, TA ou MS constituent des solutions efficaces pour la manipulation du front d'onde électromagnétique. Le choix de l'architecture dépend toutefois de la fréquence de fonctionnement et de l'application visée. Au cours du chapitre I, une analyse de l'état de l'art des techniques de reconfigurabilité appliquées à ces structures a été menée. Il en ressort que les approches conventionnelles utilisant des composants électroniques actifs (diodes PIN, varicap, MEMS) présentent des limitations importantes aux fréquences millimétriques et térahertz. En particulier, la miniaturisation des cellules élémentaires rend leur intégration plus complexe, tandis que les pertes de ces composants augmentent avec la fréquence, ce qui dégrade les performances globales des structures.

Dans ce contexte, les matériaux à changement de phase (PCM) sont retenus dans ce travail comme une solution adaptée pour la conception de surfaces reconfigurables en bande sub-THz. Utilisés comme des commutateurs RF activés optiquement, ils vont permettre de modifier localement l'état électromagnétique des cellules élémentaires de la surface rayonnante. Cette approche permet, dans le cadre de cette étude, de s'affranchir de l'intégration d'un circuit de commande localisé, nécessaire au pilotage individuel des cellules de la surface. Elle vise ainsi à simplifier le démonstrateur et à se concentrer sur la validation du concept de reconfigurabilité du faisceau.

L'étude menée constitue donc la première démonstration expérimentale réalisée au laboratoire XLIM des surfaces rayonnantes reconfigurables optiquement en bande W, depuis leur conception jusqu'à leur fabrication et leur caractérisation. Elle vise à valider le principe de la reconfigurabilité optique à l'aide de PCM. Dans cette perspective, le choix s'est porté sur un TA, dont la configuration en transmission facilite sa caractérisation expérimentale avec les moyens de mesure (scanner 2D) disponibles au laboratoire. Un TA monocouche, compact et à faible coût, intégrant des motifs de GeTe directement accessibles par irradiation laser, est retenu afin de privilégier une architecture simple du point de vue de la réalisation technologique au laboratoire. Toutefois, il est bien établi dans la littérature que les TA monocouches présentent des performances limitées, notamment en termes de contrôle de la polarisation, ou d'efficacité de transmission. De plus, une partie de l'énergie est réfléchie par la structure, ce qui réduit intrinsèquement le rendement d'ouverture et, par conséquent, les performances globales du TA. Ces limitations constituent néanmoins un compromis assumé dans le cadre de cette première démonstration, l'objectif étant avant tout de valider le concept avant d'envisager des architectures plus complexes et plus performantes.

Ce chapitre est plus précisément consacré à la conception et à la caractérisation d'un TA reconfigurable optiquement en intégrant des PCM, pour des applications en bande W (90-110 GHz). Pour mener à bien cette étude, le chapitre s'articule autour de deux volets complémentaires.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Le premier est consacré au développement d'une méthodologie de conception et de simulation des TA. Il comprend la conception des éléments constituant le TA, ainsi que le développement d'un modèle hybride de simulation combinant les résultats de simulations électromagnétiques de ces éléments et les équations de la théorie des réseaux d'antennes. Ce modèle permet de prédire rapidement les performances du TA et d'en faciliter l'optimisation, en réduisant le temps de calcul par rapport à une simulation full-wave du TA sous CST Microwave Studio (CST MWS).

Le second volet est consacré à la validation expérimentale des TA statiques et reconfigurables fabriqués. Les résultats de mesure sont ensuite comparés aux simulations afin de valider la démarche de conception proposée.

III.2. Loi de phase sur l'ouverture d'un TA

Pour appréhender les étapes de conception d'un TA, il convient d'abord de comprendre son principe de fonctionnement, ainsi que la manière dont il permet de manipuler le front d'onde électromagnétique.

Un TA est une structure planaire constituée de cellules élémentaires disposées sur une grille régulière d'ouverture $D_x \times D_y$. Ce dispositif est généralement alimenté par une source focale, positionnée à une distance focale F, qui rayonne un front d'onde sphérique vers le réseau. Chaque cellule est conçue pour agir localement (en amplitude et /ou en phase) sur le front d'onde incident. Le fonctionnement repose ainsi sur l'application classique d'une loi de pondération complexe distribuée de manière discrète sur l'ensemble du réseau. Cette loi, qui dépend de la position de chaque cellule par rapport à la source focale est calculée de manière à réaliser une fonction de rayonnement en champ proche ou lointain (focalisation, formation ou balayage de faisceau, …)

Le schéma générique du TA est présenté sur la Figure III.1.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

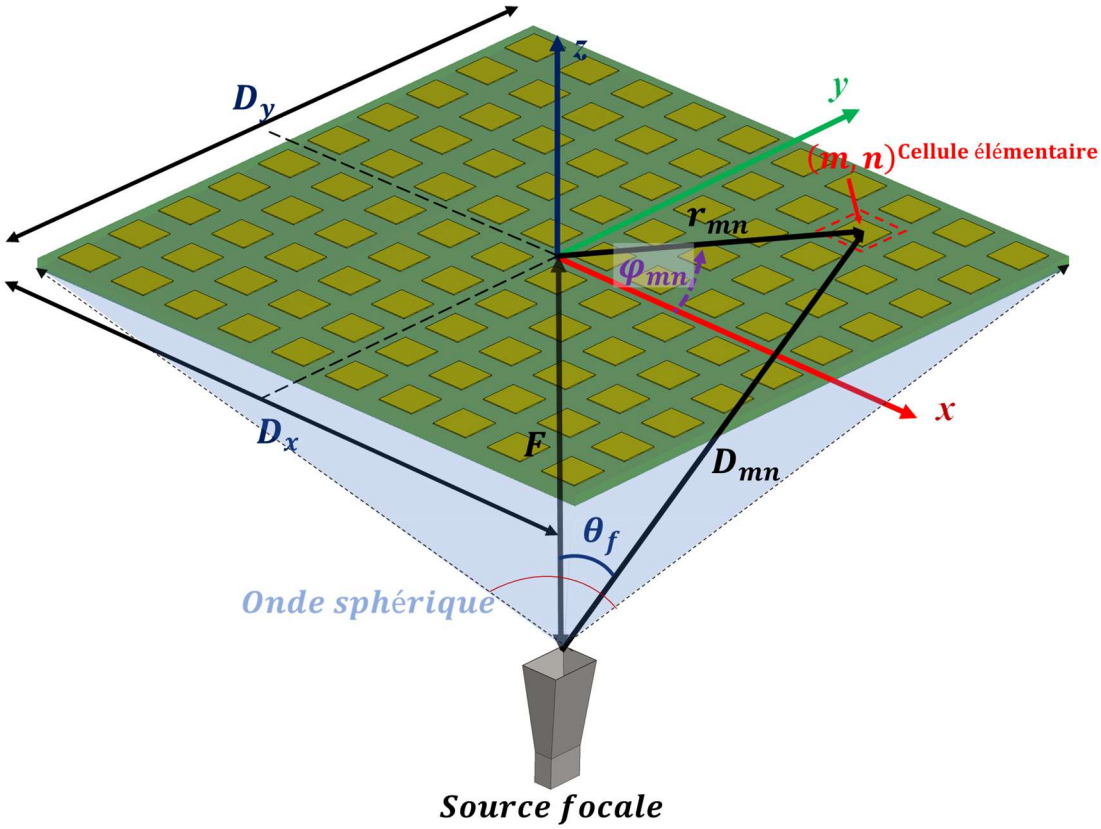


Figure III.1 – Modèle géométrique générique d'un TA éclairé par une source localisée.

Si l'on considère que l'origine du repère est située au centre de l'ouverture du réseau, alors chaque cellule élémentaire du réseau est localisée dans le plan xOy, avec une position définie par ses coordonnées (x_{mn}, y_{mn}), où m et n désignent les indices de la cellule $(m,\ n)$. La distance de chaque cellule par rapport à la source focale (considérée comme ponctuelle) est définie par :

$$D_{mn} = \sqrt{r_{mn}^2 + F^2} \tag{III.1}$$

avec $r_{mn} = \sqrt{x_{mn}^2 + y_{mn}^2}$, la position de chaque élément dans le plan xOy et F, la distance entre la source et le réseau.

L'angle définissant la position de la cellule unitaire par rapport à la source focale est quant à elle défini par :

$$\theta_f = \arctan\left(\frac{r_{mn}}{F}\right) \tag{III.2}$$

Et sa position angulaire par rapport à l'origine du réseau est donnée par l'angle azimutal φ_{mn}:

$$\varphi_{mn} = \arctan\left(\frac{y_{mn}}{x_{mn}}\right) \tag{III.3}$$

Pour démontrer la faisabilité d'un TA reconfigurable en bande W, nous nous intéressons dans un premier temps à la réalisation d'une fonction de balayage de faisceau en champ lointain, en considérant uniquement une pondération en phase des cellules élémentaires.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Cette pondération repose sur une formulation analytique permettant de déterminer avec précision la phase que chaque cellule élémentaire doit introduire pour compenser le front d'onde sphérique et assurer la mise en cohérence dans une direction de pointage donnée. Celle-ci est directement liée à la position de la cellule dans le plan xOy, ainsi qu'à sa distance D_{mn} à la source focale.

La phase requise pour la cellule d'indice (x_{mn}, x_{mn}), notée ψ_{mn}, peut être exprimée comme suit :

$$\psi_{mn} = k_0(-D_{mn} - \sin\theta_0(x_{mn}\cos\varphi_0 + y_{mn}\sin\varphi_0)) \quad \text{(III.4)}$$

Où : $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$ est la constante de propagation dans le vide, D_{mn} est la distance entre la cellule et la source focale et (θ_0, φ_0) désigne la direction du faisceau principal transmis par le dispositif.

Cependant, dans la pratique, les cellules élémentaires ne peuvent fournir qu'un nombre fini d'états de phase discrets [154], [155]. Par conséquent, la distribution de phase continue ψ_{mn} doit être discrétisée, en l'approximant par l'un des états de phase discrets disponibles. Le nombre total de niveaux accessibles est de 2^N, avec N le nombre de bits de quantification.

Dans le cas le plus simple à mettre en œuvre d'une quantification sur 1 bit, deux états de phase discrets sont disponibles. Ces deux états sont définis par la résolution de phase [156] :

$$\Delta\Phi = \frac{\Phi_{\max}}{2^N} \quad \text{(III.5)}$$

où $\Delta\Phi$ est le plus petit écart entre deux états de phase successifs et $\Phi_{\max}$ la plage maximale de phase. Dans le cas idéal $\Phi_{\max} = 360°$, ainsi pour une quantification sur 1 bit, l'écart de phase est de 180°. La phase quantifiée $\psi_{mn}^{quant.}$ est obtenue à partir de la phase continue (Équation III.4) selon la règle suivante :

$$\psi_{mn}^{quant.} = \begin{cases} 0°, & -90° \le \psi_{mn} < 90° \\ 180°, & sinon \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Le choix de 0° et 180° n'est toutefois pas unique. Toute paire d'états séparée de 180° (par exemple 45°/225° ou 90°/270°) est physiquement équivalente. Ce choix garantit une résolution suffisante pour satisfaire l'exigence d'une quantification binaire. Des études expérimentales ont démontré qu'une réduction de cet écart de phase à une valeur inférieure à 180° entraîne une dégradation progressive des performances [157].

Les distributions de phase sur l'ouverture du TA, continue (ψ_{mn}) et quantifiée sur 1 bit $(\psi_{mn}^{quant.})$, permettant de compenser l'onde sphérique pour un pointage du faisceau dans l'axe, sont présentées à la Figure III.2.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

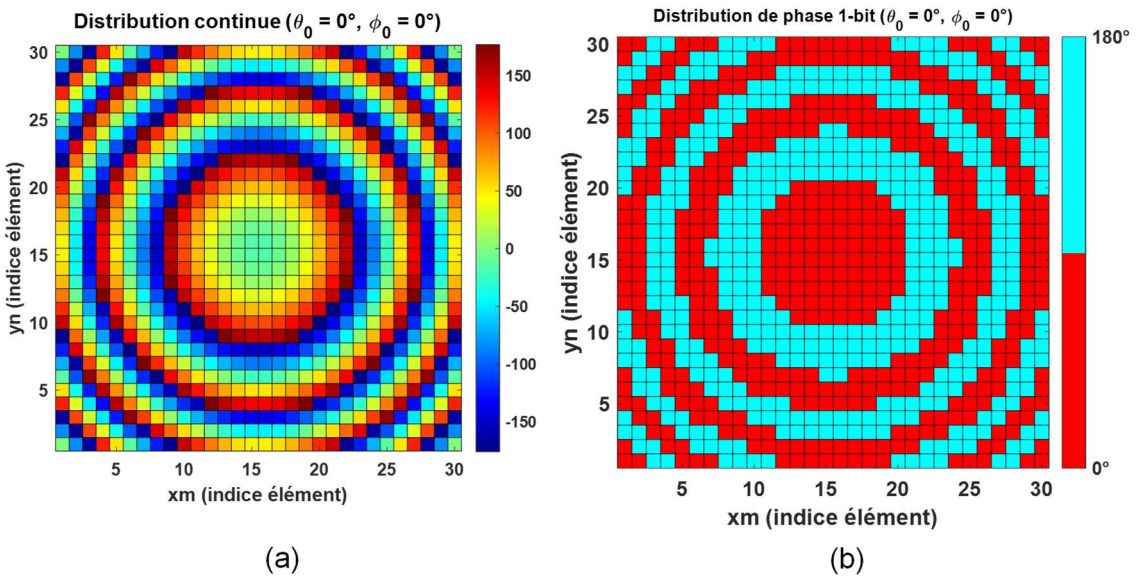


Figure III.2 – Exemple de distribution de phase sur l'ouverture d'un TA de 30 × 30 éléments à 100 GHz, pour un rapport focal *F/D* = 0.73, où *F* est la distance focale et *D* la dimension de l'ouverture. (a) compensation de phase continue, (b) compensation de phase quantifiée sur 1 bit.

Cette discrétisation n'est pas sans conséquence, car elle impacte directement les performances du TA, notamment la directivité, le gain, le niveau des lobes secondaires et l'efficacité d'ouverture [158]. La quantification doit donc être réalisée en tenant compte d'un compromis entre la complexité de fabrication et les performances globales du réseau attendues. Cependant, dans le cadre de ces travaux de thèse, une quantification sur 1 bit est adoptée dans une optique de preuve de principe de la reconfigurabilité du TA, en privilégiant une architecture simplifiée des cellules élémentaires.

III.3. Conception d'un TA pour la formation de faisceaux à 100 GHz

Cette section est consacrée à la modélisation et à l'analyse d'un TA reconfigurable, à base de PCM, fonctionnant à une fréquence centrale de 100 GHz. La cellule sera conçue pour assurer une quantification de phase 1 bit, donc obtenir deux états de phase distincts (0° et 180°) dans la bande de fréquences 90-110 GHz.

La conception du TA dans cette thèse s'appuie sur un modèle analytique hybride, fondé sur la théorie des réseaux d'antennes et intégrant les caractéristiques de rayonnement électromagnétique de la cellule élémentaire et de la source obtenues par simulation sous CST. Ce modèle, implémenté sous MATLAB, permet de prédire rapidement les performances du TA et d'optimiser sa conception, réduisant ainsi le nombre d'itérations de simulations électromagnétiques « full-wave » nécessaires avant la validation finale sous CST. Le développement théorique associé est détaillé en Annexe 1.

Afin de mieux illustrer la démarche suivie pour la mise en place du simulateur hybride, la Figure III.3 décrit les différentes étapes de son processus de fonctionnement.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

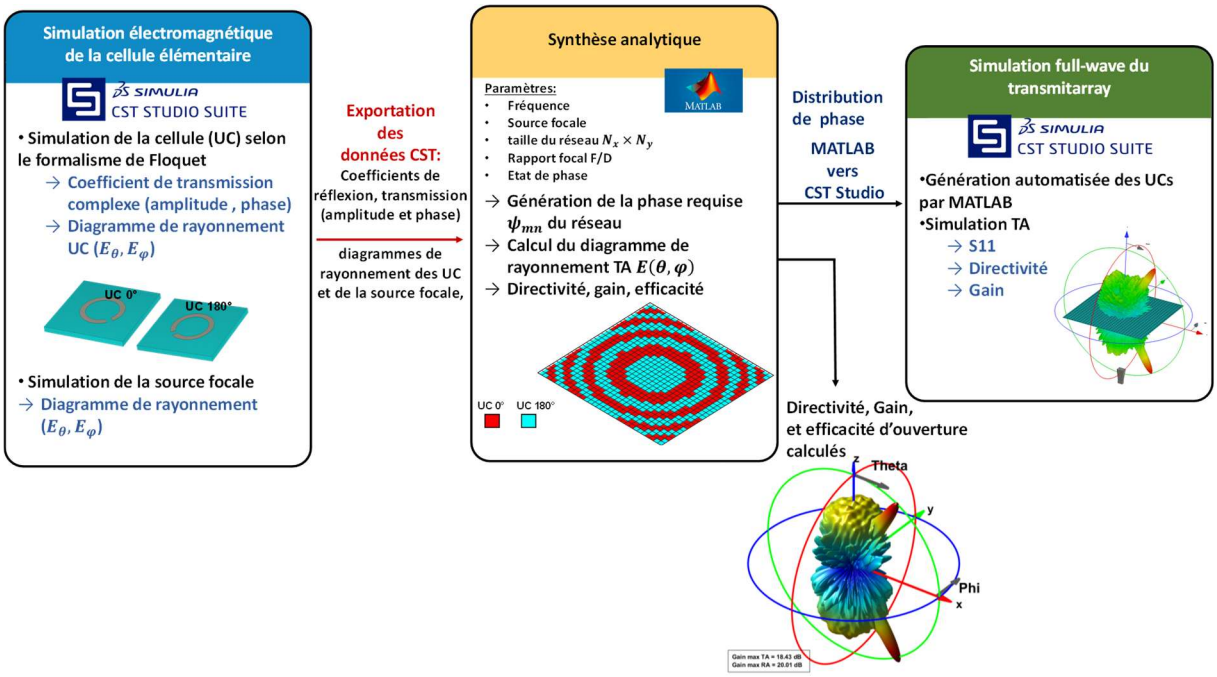


Figure III.3 – Processus de modélisation du simulateur hybride.

Dans la première étape (bloc bleu), la cellule élémentaire est caractérisée sous CST selon le formalisme de Floquet avec des conditions aux limites périodiques [159], [160]. Cette simulation permet d'extraire les coefficients de transmission et de réflexion complexes (amplitude et phase), ainsi que son diagramme de rayonnement 3D. En parallèle, la source d'alimentation (cornet par exemple) est également simulée afin d'obtenir son diagramme de rayonnement. Les caractéristiques de la cellule élémentaire et de la source focale constituent ainsi les données d'entrée électromagnétique dans le modèle analytique.

Dans la deuxième étape (bloc jaune), ces données sont exportées vers MATLAB, où le modèle analytique basé sur la théorie des réseaux est utilisé pour synthétiser le TA. À partir des paramètres de conception et des lois d'illumination (fréquence, position de la source focale, dimensions du réseau, caractéristiques de la cellule élémentaire, etc.), le modèle calcule la distribution de phase sur l'ouverture et estime les performances du TA, notamment le diagramme de rayonnement, la directivité, le gain et l'efficacité d'ouverture.

Enfin (bloc vert), une fois la configuration optimisée, la distribution des cellules (UC0° et UC180°) est automatiquement générée de MATLAB vers CST afin de construire le modèle électromagnétique complet du TA. Une simulation « full wave » est alors réalisée pour valider la cohérence avec le modèle analytique.

La première étape de ce processus, qui consiste à définir une cellule élémentaire répondant à notre besoin, est décrite dans le paragraphe suivant.

III.3.1. Cellule élémentaire reconfigurable optiquement

L'objectif est de valider une preuve de concept d'un TA reconfigurable optiquement. Pour cela, une structure simple monocouche des cellules élémentaires est privilégiée. La cellule

Licence CC BY-NC-ND 4.0

élémentaire reconfigurable optiquement (Figure III.4) proposée dans ce manuscrit est dérivée du concept introduit dans [161], conçu pour une reconfiguration électrique à l'aide de diodes PIN. Cette structure a été réoptimisée afin de la rendre reconfigurable optiquement, en intégrant des matériaux à changement de phase (PCM) en bande W. Elle est constituée d'un résonateur à anneau fendu déposé sur un substrat d'alumine ($\varepsilon_r = 9.8, \tan\delta = 2e^{-5}$) d'épaisseur *h* = 0.1 mm, de rayon R_0 = 0.3 mm et de largeur d'anneau *Wr* = 0.1 mm. Deux motifs de PCM, réalisés en tellurure de germanium (GeTe) d'épaisseur 500 nm sont intégrés au niveau des fentes du résonateur.

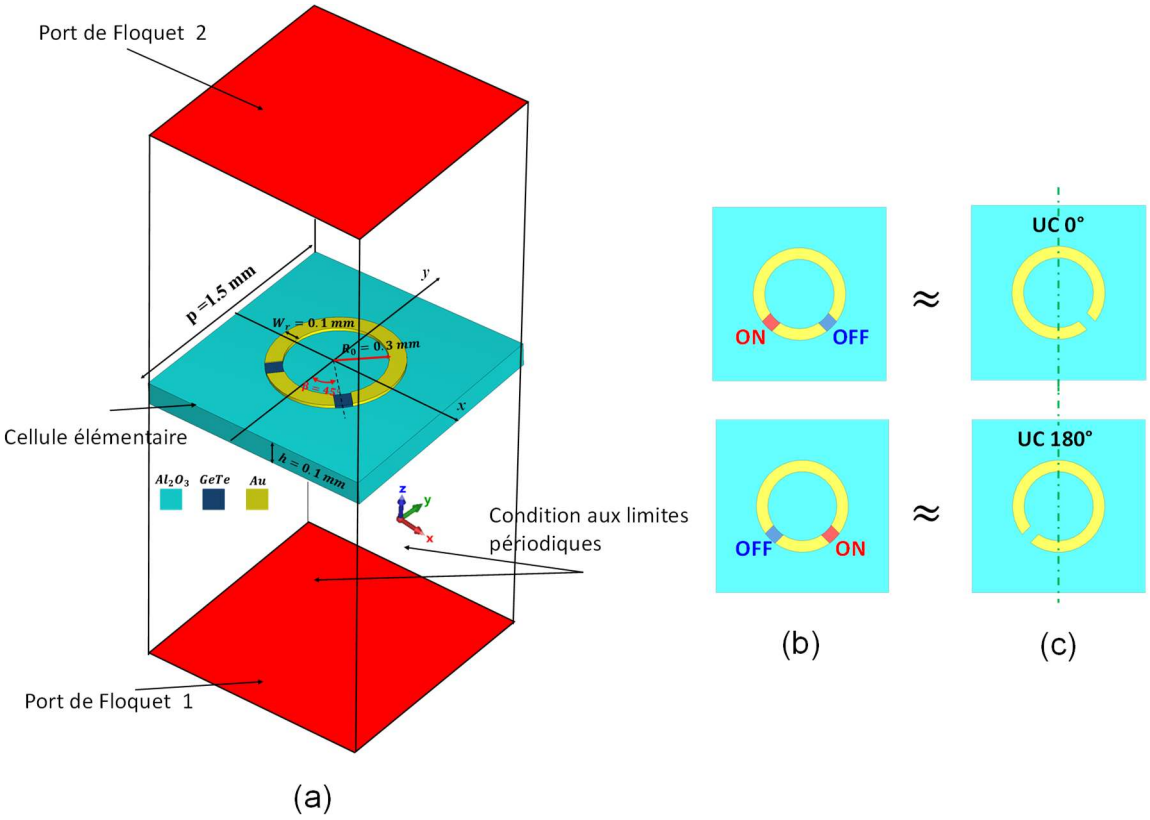


Figure III.4 – Représentation de la cellule élémentaire (résonateur à anneau fendu). a) Vue 3D de la structure en simulation Floquet ; b) Cellules unitaires (UC) dans les états ON/OFF et OFF/ON des motifs de GeTe ; c) Modèle équivalent des cellules unitaires correspondant aux phases 0° et 180°

Les dimensions de la cellule proposée sont calculées pour travailler sur un mode de résonance particulier à la fréquence considérée. Son comportement global (avec les dimensions de la Figure III.4) en transmission et en réflexion est présenté sur la Figure III.5 et sera analysé plus en détail dans les sections suivantes. Nous pouvons dans un premier temps observer un premier mode $(résonance\ en\ \lambda_g/2)$ à 34 GHz et un second mode $(résonance\ en\ \lambda_g)$ autour de 100 GHz. La cellule agit comme un filtre stop bande vis-à-vis de la polarisation d'illumination, et génère une polarisation croisée d'amplitude équivalente dans les bandes de fonctionnement. Les coefficients de réflexion et de transmission croisée mettent en évidence le comportement dual en Transmission/Réflexion, intrinsèque à la structure monocouche. Pour privilégier la bande passante, le choix du mode fondamental n'est pas forcément pertinent pour cette étude. On peut en effet noter que le second mode offre une bande passante de 20 GHz, bien supérieure à celle du mode fondamental, et sera donc retenu par la suite.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

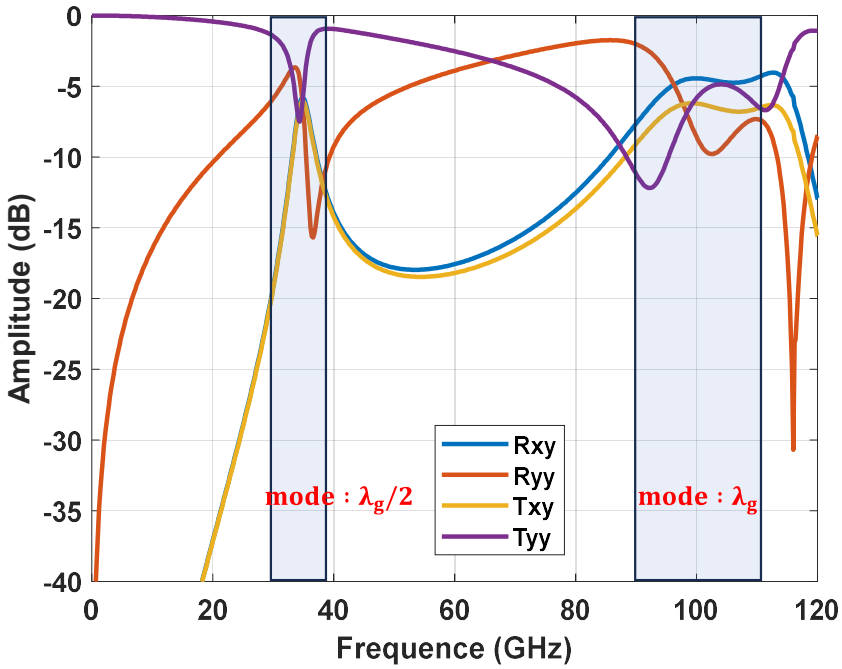


Figure III.5 – Évolution des coefficients de transmission et de réflexion en composantes principale (Tyy, Ryy) et croisée (Tyx, Rxy) de la cellule élémentaire équivalente (sans motif de GeTe), pour une illumination polarisée suivant $\overrightarrow{u_y}$

Le fonctionnement physique de la cellule peut être expliqué à partir des modes pour lesquels le SRR est assimilable à un dipôle résonant électrique demi-onde replié ($\lambda_g/2$) (Figure III.6(a)) ou à un dipôle résonant de longueur électrique λ_g (Figure III.6(b)). Sous illumination d'une onde incidente E_{in}, polarisée suivant $\overrightarrow{u_y}$, un couplage s'établit entre l'onde incidente et les modes de résonance de la cellule. La distribution de la densité surfacique de courants stationnaires associée à ces modes va engendrer un rayonnement avec une polarisation qui dépend de l'orientation de ces courants. Bien que ces deux modes apparaissent à des fréquences différentes, leur fonctionnement repose sur le même mécanisme : la répartition des courants de surface va présenter une orientation privilégiée de $\pm 45°$, ce qui va générer simultanément un rayonnement transmis en polarisation principale et en polarisation croisée. L'orientation de manière symétrie des deux cellules génère deux états de phase ($0/\pi$) distincts sur la polarisation croisée transmise (orthogonale à la polarisation de l'onde d'illumination). C'est cette composante qui sera par la suite exploitée pour réaliser un codage de phase 1 bit sur l'ouverture du TA, les champs associés vont s'additionner de manière cohérente dans la direction de rayonnement souhaité. En revanche, la composante transmise en polarisation principale (parallèle à la polarisation de l'onde d'illumination) ne pourra pas être codé en phase et génèrera un rayonnement incohérent, comme nous le verrons par la suite. Les analyses des coefficients en transmission croisée (T_{xy}) seront donc privilégiées dans le reste du document.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

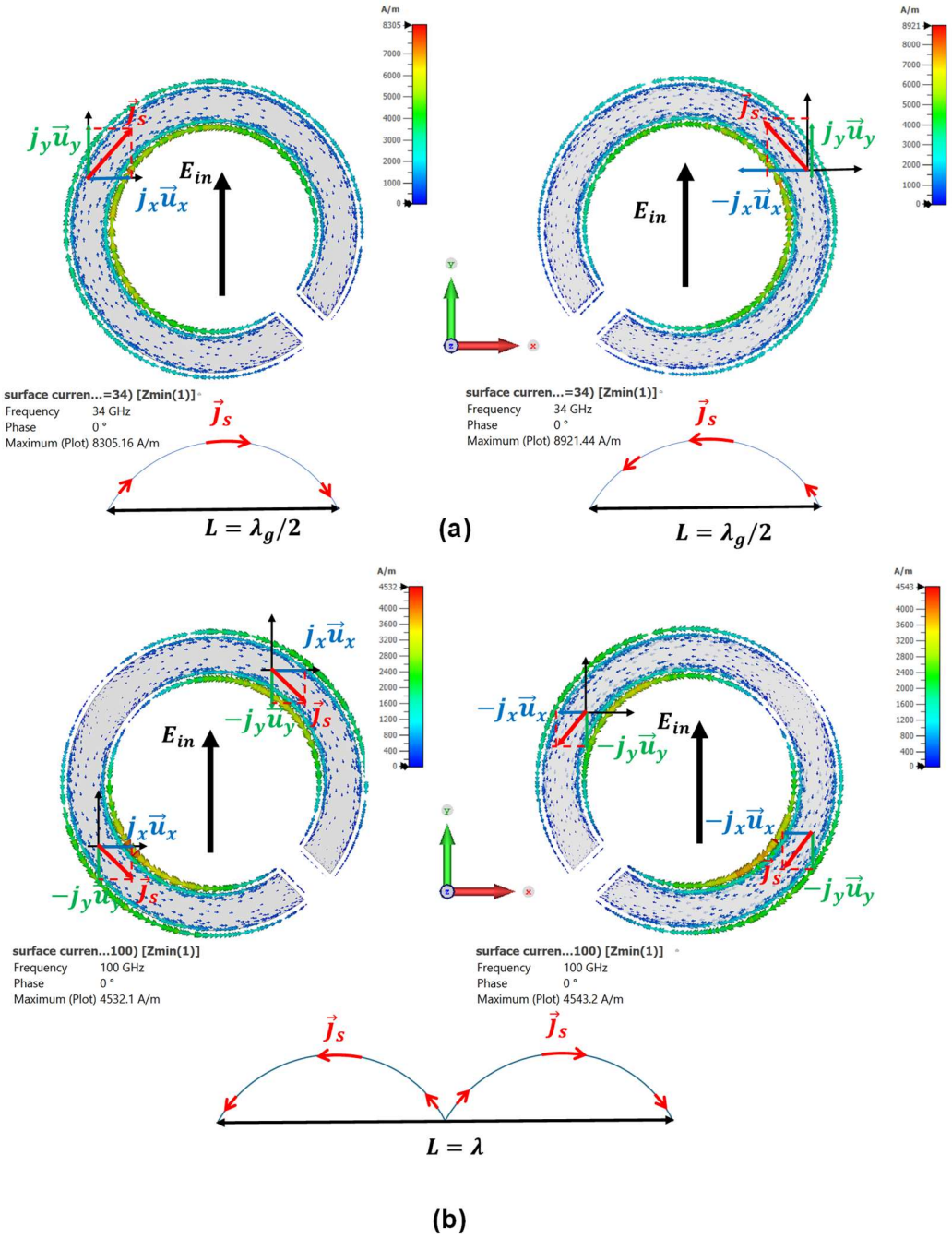


Figure III.6 – Distribution de la densité de courant de surface du SRR simulée, pour les deux états de la cellule UC0 (gauche) et UC180 (droite) : (a) à 34 GHz et (b) à 100 GHz.

III.3.1.1 Réponse fréquentielle des cellules reconfigurables optiquement intégrant des PCM

Dans cette section, nous considérons désormais la version reconfigurable intégrant des motifs de GeTe (Figure III.7). La méthode d'analyse présentée dans la section précédente reste identique. Nous présentons ici directement les résultats fréquentiels associés aux configurations UC0 et UC180 en fonction de l'état du motif de GeTe. Le GeTe est modélisé dans les simulations CST sous forme d'une couche mince, caractérisée par sa conductivité

Licence CC BY-NC-ND 4.0

électrique dépendant de son état. À l'état amorphe (GeTe_A), il présente une faible conductivité (σ = 0.02 S/m), alors qu'à l'état cristallin (GeTe_C), sa conductivité augmente fortement σ = 2.3x10^5 S/m).

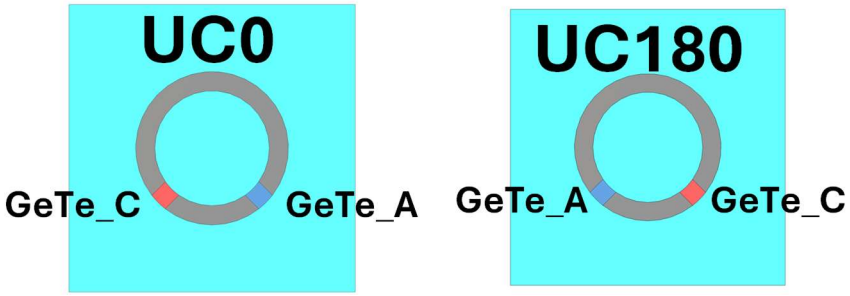


Figure III.7 – Simulation CST des Cellules UC0 et UC180 avec motif de PCM.

Une étude paramétrique de l'épaisseur du GeTe a été menée afin d'évaluer l'impact de ce paramètre sur la perte d'insertion en transmission croisée et de vérifier qu'une épaisseur compatible avec la commutation optique permet de conserver un niveau de transmission acceptable. Les résultats, présentés à la Figure III.8, montrent que l'amplitude de transmission T_{xy} augmente avec l'épaisseur. À 100 GHz, elle passe d'environ -9.5 dB pour 200 nm à -7.1 dB pour 1000 nm.

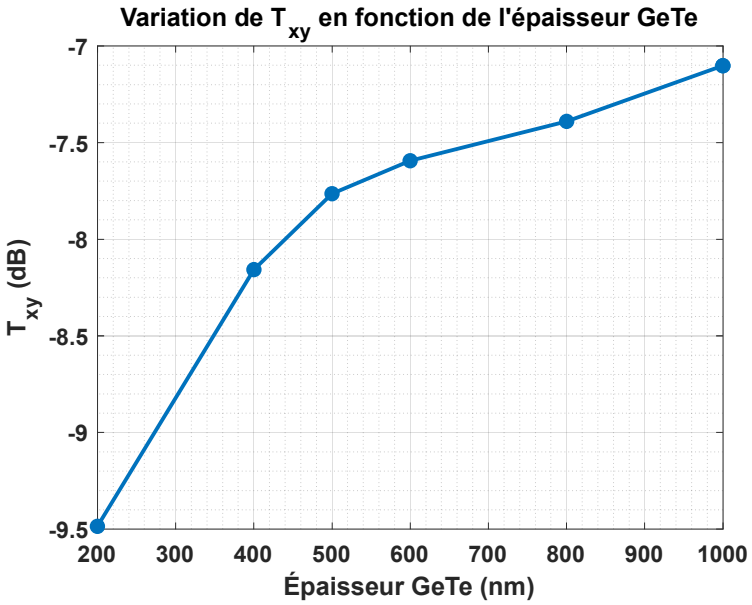


Figure III.8 – Impact de l'épaisseur de la couche de GeTe sur les pertes d'insertion du coefficient de transmission croisée de la cellule à 100 GHz.

Toutefois, le choix de l'épaisseur est contraint par la méthode de reconfiguration. En effet, dans le cas d'une commutation par irradiation laser, des épaisseurs supérieures à 500 nm peuvent entraîner une cristallisation incomplète du GeTe comme démontré dans [150]. Une épaisseur de 500 nm est ainsi retenue comme compromis pour la suite.

Les amplitudes et phases des coefficients en transmission croisée, avec et sans l'intégration des motifs de GeTe, sont présentées à la Figure III.9. L'intégration du GeTe

Licence CC BY-NC-ND 4.0

entraîne une perte d'insertion maximale de 1.8 dB par rapport au cas sans GeTe, observée à 95.5 GHz, due à la conductivité du GeTe (inférieure à celle de l'or). À la fréquence de fonctionnement de 100 GHz, la perte d'insertion est de 1.6 dB. On peut également noter une bande passante relative de l'ordre de 20%. La différence de phase obtenue est de 180° et reste constante sur toute la bande.

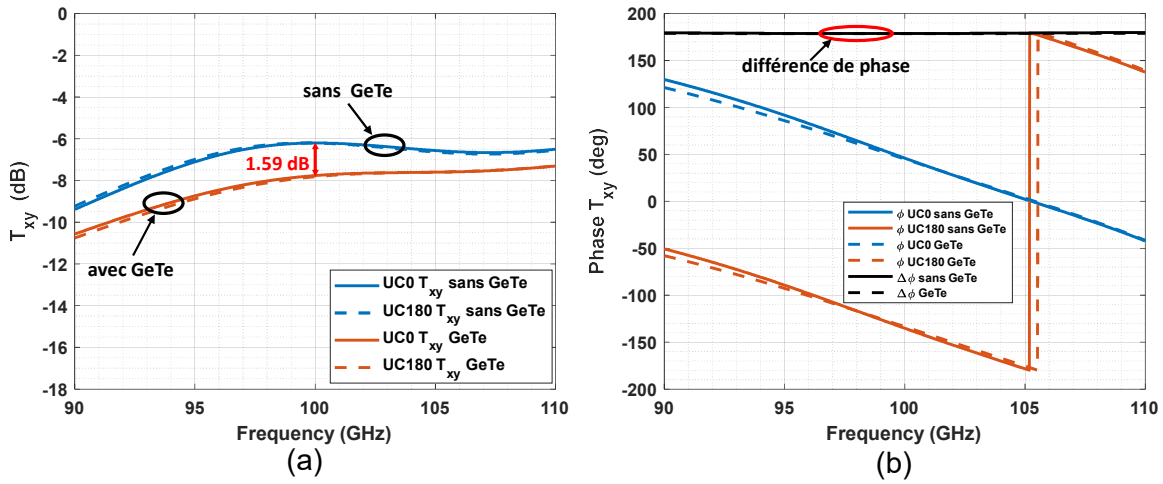


Figure III.9 – a) Amplitude des coefficients de transmission T_{xy} avec et sans intégration des motifs de GeTe des deux cellules (UC0/UC180) ; b) Phases T_{xy} des cellules UC0 et UC180 associées.

III.3.1.2. Bilan de puissance de la cellule

Un bilan de puissance est ensuite réalisé, afin d'évaluer la répartition de la puissance incidente entre les différentes composantes réfléchies, transmises et absorbées par la cellule. Ce bilan est évalué en considérant toutes les contributions de la cellule (composantes copolarisées R_{yy} , T_{yy} et croisées R_{xy}, T_{xy}). Les puissances totales réfléchies et transmises sont définie par :

$$P_R = |R_{yy}|^2 + |R_{xy}|^2 \quad \text{(III. 7)}$$

$$P_T = |T_{yy}|^2 + |T_{xy}|^2 \quad \text{(III. 8)}$$

La conservation de l'énergie est vérifiée par la relation :

$$P_R + P_T + A = 1 \quad \text{(III. 9)}$$

A, désigne la fraction de la puissance incidente absorbée par la cellule.

L'évolution du bilan de puissance en fonction de la fréquence est représentée à la Figure III.10. L'intégration du GeTe entraîne principalement une diminution de la puissance transmise. À 100 GHz, la puissance totale transmise passe de 50% à environ 33.2%, ce qui correspond à une perte de transmission d'environ 1.8 dB par rapport à la cellule sans GeTe. La somme des puissances réfléchies et transmises traduit une conservation d'énergie égale à 1 pour la cellule sans GeTe. En présence du GeTe, cette somme est réduite à 84.2%, soit une perte d'environ 0.75 dB, équivalente à près de 16% de la puissance incidente.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

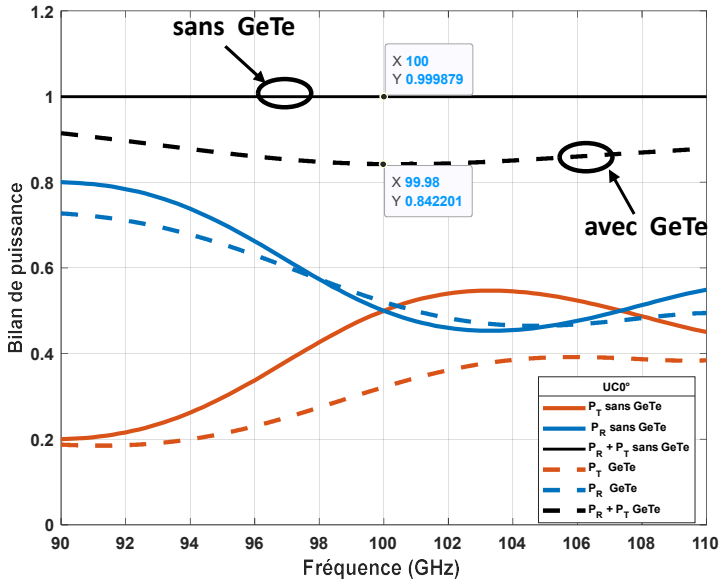


Figure III.10 – Évolution de la puissance totale réfléchie P_R, de la puissance totale transmise P_T et de leur somme P_R+P_T en fonction de la fréquence.

III.3.1.3. Résumé de section

Le fonctionnement de la cellule élémentaire étant désormais établi, il a été montré que le déphasage de 180° entre les deux états logiques est appliqué à la composante croisée du champ transmis. Cette composante, décrite par le coefficient de transmission T_{xy}, constitue ainsi la composante utile pour le codage binaire de phase sur l'ouverture du TA. Elle sera sommée de manière cohérente. Par ailleurs, l'intégration du GeTe sur la cellule entraîne une perte d'insertion d'environ 1.6 dB à la fréquence de conception. Une augmentation de l'épaisseur du GeTe pourrait permettre de réduire cette perte ; elle nécessiterait toutefois des études complémentaires sur les paramètres et processus de cristallisation et d'amorphisation.

La section suivante est consacrée à la mise en réseau de ces deux cellules suivant la distribution de phase synthétisée afin de former le TA. Les caractéristiques de rayonnement de la structure seront validées par simulation électromagnétique « *full-wave* » et comparées aux résultats obtenus à l'aide du code de synthèse développé sous MATLAB.

III.3.2. Simulation du Transmitarray 1 bit

Le réseau étudié est constitué de 30×30 cellules élémentaires, décrites précédemment, soit un total de 900 éléments rayonnants. Les cellules sont disposées périodiquement avec un pas p =1.5 mm, correspondant à $\lambda_0/2$ à la fréquence de travail, pour éviter l'apparition des lobes de réseau. L'optimisation de la source focale pour une illumination minimisant les pertes par débordement n'étant pas l'objectif de ce travail le choix s'est porté sur un cornet 10 dB disponible au laboratoire. Ses caractéristiques et résultats de simulation sont présentés en Annexe 2.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Le rapport focal *F/D*, où *F* représente la distance entre la source d'illumination et le TA et *D* la dimension de l'ouverture, constitue ensuite un paramètre clé dans la conception du réseau. Une fois la taille du réseau fixée par le nombre de cellules et le pas périodique, le choix du rapport *F/D* permet de déterminer la position optimale de la source. La Figure III.11 présente l'évolution des efficacités de spillover η_s, d'illumination η_i et d'ouverture η_a pour une ouverture de 45 mm^2 illuminée par une source de directivité 10 dBi, dont le diagramme de rayonnement est modélisé par une loi en $\cos(\theta)^{4.55}$. Les calculs sont réalisés à partir des expressions définies respectivement aux équations (A.1.9) et (A.1.10), en utilisant les paramètres géométriques du réseau et de la loi d'illumination de la source primaire [162], [163].

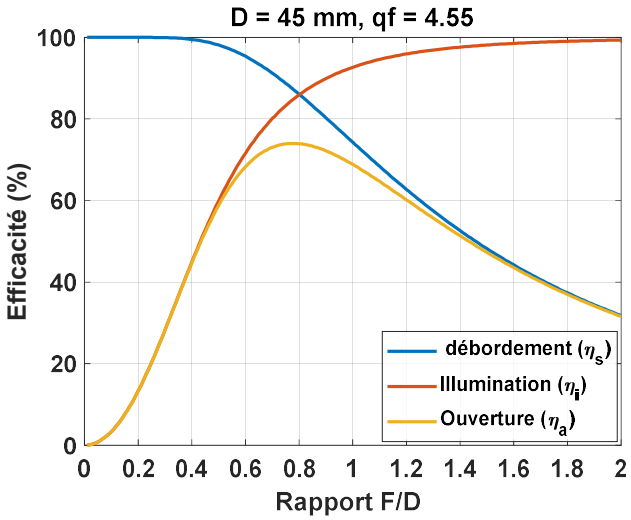


Figure III.11 – Influence du rapport F/D sur les efficacités d'ouverture, d'illumination et de débordement pour un réseau de diamètre d'ouverture D = 45 mm et une source focale de directivité 10 dBi.

Dans cette étude, un rapport F/D = 0.73 a été retenu, correspondant à une efficacité de débordement d'environ η_s = 90%, une efficacité d'illumination de η_i = 82% et une efficacité d'ouverture théorique de η_a = 74%. Il convient toutefois de rappeler que l'efficacité d'ouverture η_a reste théorique et ne prend pas encore en compte les pertes liées aux cellules élémentaires (perte des UC, polarisation, quantification de phase, pertes matériaux, etc.).

Le simulateur hybride prend en compte les diagrammes de rayonnement complets des deux états de phase des cellules UC0°/UC180°, extraits des simulations électromagnétiques, mais également les coefficients de transmission et de réflexion croisées des cellules en fonction de l'angle d'incidence. Afin de caractériser cette dépendance angulaire, des simulations ont été réalisées pour des angles d'incidence (θ_i) compris entre 0° et 45°. L'angle d'incidence maximal au bord du TA est donné par $\theta_{edge} = tan^{-1}(D/2F)$ = 34.4°. La Figure III.12 présente l'évolution de l'amplitude du coefficient de transmission croisée ainsi que la phase en fonction de l'angle d'incidence. Les résultats montrent que l'amplitude du coefficient de transmission reste relativement stable jusqu'à environ 25°, puis diminue progressivement lorsque l'angle augmente. Parallèlement, l'erreur de phase s'accroît entre les UC0 et UC180. Cette dégradation affecte principalement les cellules situées en périphérie du TA, soumises à des angles d'incidence proches de l'angle maximal θ_{edge}, ce qui contribue à une diminution des performances du TA, notamment de la directivité, du gain et de l'efficacité d'ouverture.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Par ailleurs, l'illumination de l'ouverture dans le simulateur hybride est prise en compte à partir du champ incident simulé de la source focale, et extraite sur le plan du réseau (rapport F/D = 0.73). Les distributions d'amplitude et de phase associées à ce champ sont présentées à la Figure III.13.

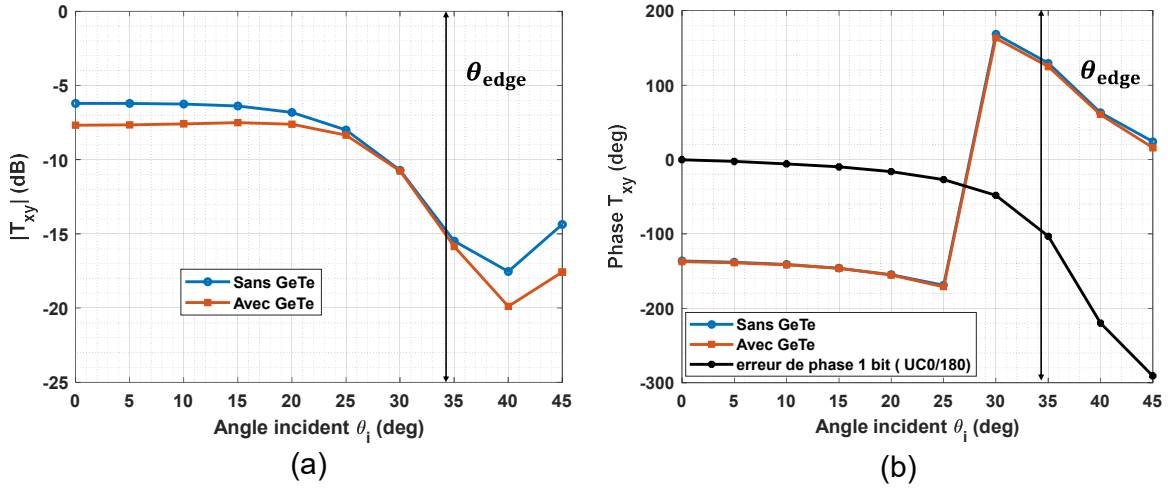


Figure III.12 – Évolution du coefficient de transmission de la cellule UC180° à 100 GHz en fonction de l'angle d'incidence : (a) amplitude $|T_{xy}|$ et (b) phase de T_{xy} et erreur de phase 1 bit.

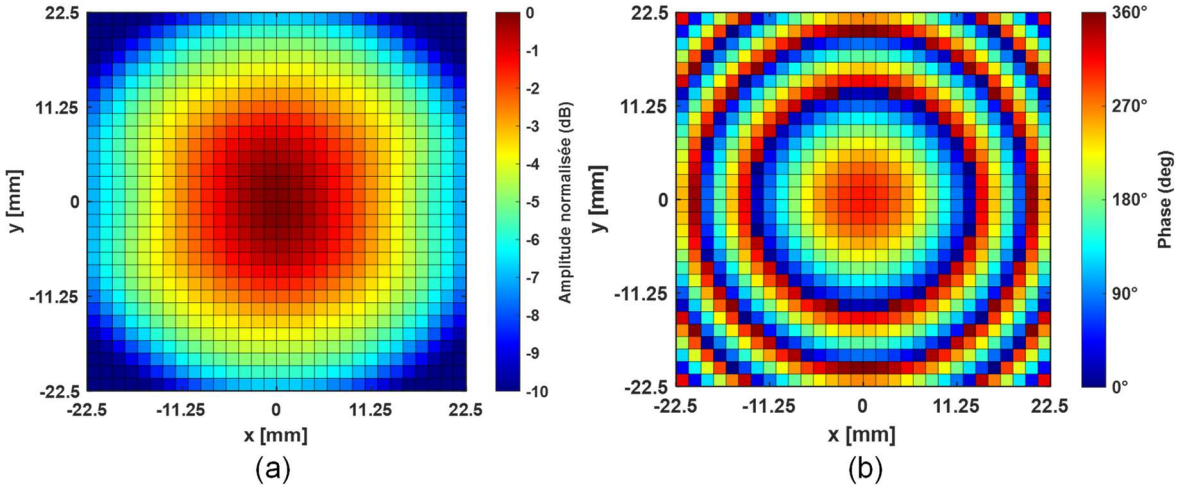


Figure III.13 – Distributions de l'amplitude et de la phase du champ incident simulé généré par le cornet 10 dBi sur l'ouverture du TA : (a) amplitude normalisée et (b) phase incidente.

Les principaux paramètres du TA (Figure III.14) étudié sont les suivants :

- **Cellule unitaire (Figure III.17.a)**
  Substrat : Alumine (Al_2O_3) ($\varepsilon_r = 9.6, \tan\delta = 0.00005$), épaisseur =100 µm
  Gap résonateur = 100 µm
  Épaisseur couche métallique = 1µm
  Épaisseur Motif de GeTe = 500 nm
- **Transmitarray (Figure III.17.b)**

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Fréquence de fonctionnement f_r = 100 GHz,
Ouverture physique $D_x \times D_y$ = 45×45 mm^2
Nombre total de cellules élémentaires = 900
Distance focale F = 32.85 mm

- **Source d'alimentation :**
  Gain = 10 dBi
  Ouverture du cornet = 3.6 mm×2.7 mm
  Polarisation principale E_y

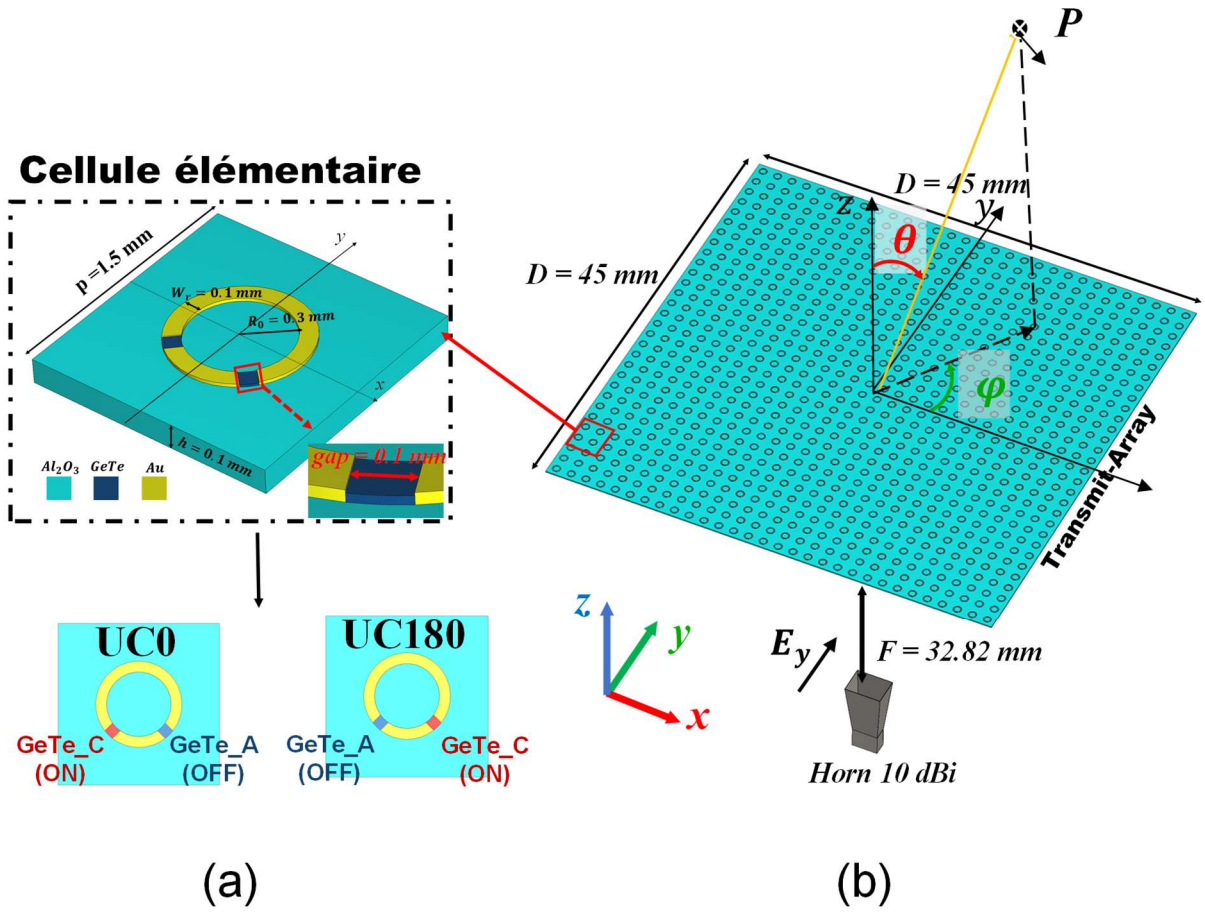


Figure III.14 – Simulation full wave du TA : (a) Cellule élémentaire intégrant des motifs de GeTe (b) Vue 3D du réseau complet avec les différents états de phase UC0 et UC180.

III.3.2.1. Analyse de la polarisation rayonnée

Pour valider l'interprétation faite précédemment sur le fonctionnement des cellules mises en réseau, une première simulation sous MATLAB a été réalisée (sans GeTe) pour un pointage dans l'axe. Pour simplifier, l'analyse est réalisée dans le demi-plan supérieur, dans le plan de coupe φ = 0° (Figure III.15). Comme attendu, la polarisation Eθ (rayonnée par les courants $\overrightarrow{Jx}$) est prédominante et présente un gain supérieur à 20 dBi. La polarisation Eφ, générée par la sommation incohérente de composantes non codées en phase, est plus « diffuse » et présente un niveau de gain inférieur à 8 dB. Ce taux de polarisation croisée de l'ordre de 13.2 dB est acceptable pour notre étude, et de démontrer le principe de reconfigurabilité à base de PCM. Pour minimiser cette composante, des structures

Licence CC BY-NC-ND 4.0

multicouches, intégrant des grilles de polarisation, pourraient être envisagées en perspective de ces travaux.

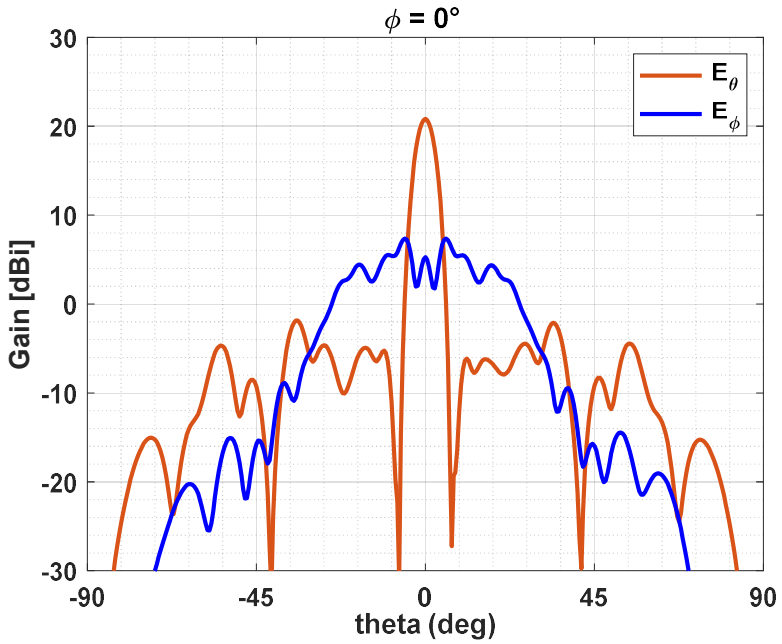


Figure III.15 – Calcul du gain des composantes Eθ et Eφ à partir du simulateur hybride, dans le plan de coupe φ=0°.

III.3.2.2. Capacité de dépointage du TA

Afin d'évaluer la capacité de dépointage de la structure proposée, différents codages de phase sont réalisés, permettant le balayage du faisceau transmis entre -70° et +70° du TA sans GeTe. Les diagrammes de rayonnement des faisceaux transmis (TA) en fonction de l'angle de balayage obtenus dans le plan E par le modèle hybride sont comparés aux résultats de la simulation électromagnétique complète sous CST (Figure III.16). Les résultats obtenus montrent un bon accord sur l'ensemble de la plage de dépointage. Le gain reste relativement stable jusqu'à des angles élevés, avec une dégradation progressive typique. La plage angulaire à -3 dB est d'environ $\pm 60°$ pour le modèle hybride et la simulation CST.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

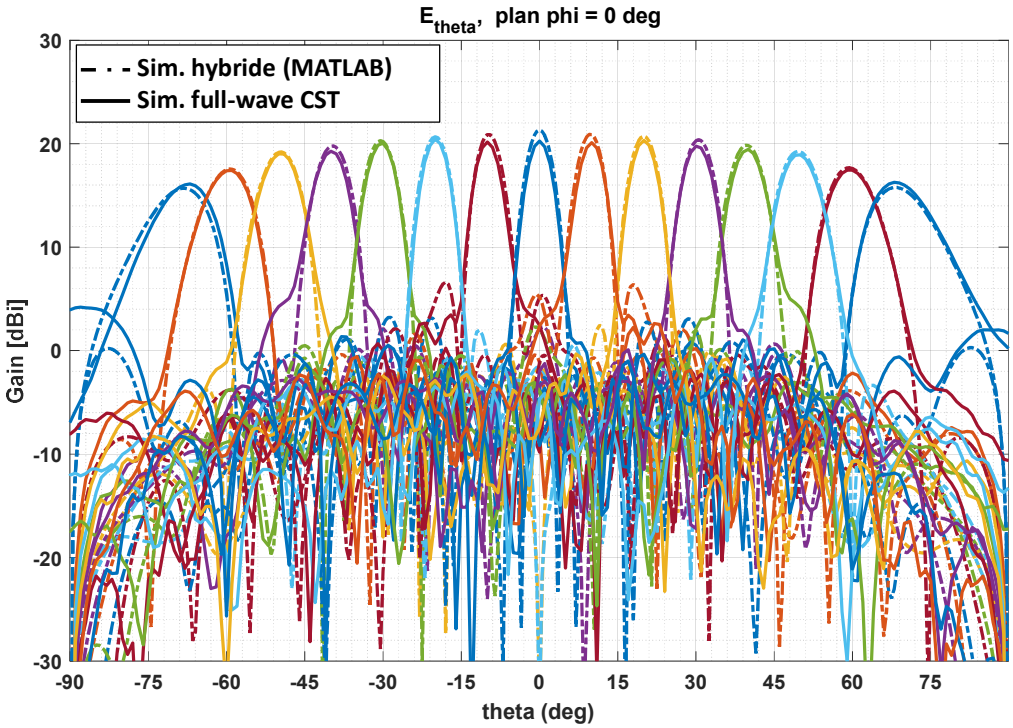


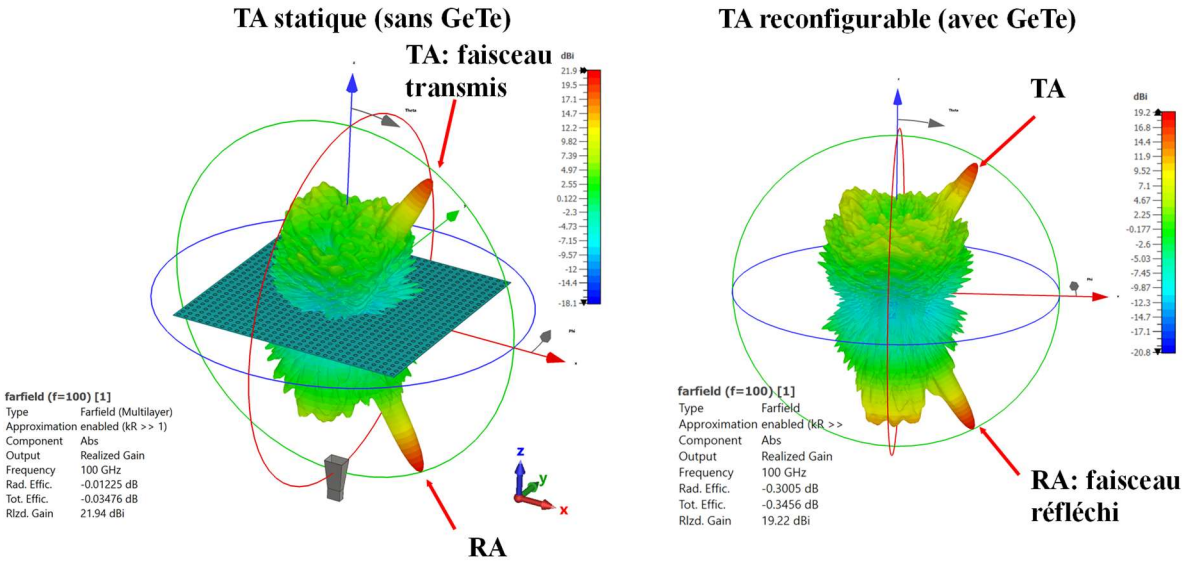
Figure III.16 – Comparaison du gain Etheta dans le plan φ = 0°, obtenu par le simulateur hybride (MATLAB) et par simulation « full-wave » CST, pour différentes directions de dépointage

III.3.2.3. Performances d'un TransmitArray reconfigurable, intégrant des PCM

Pour analyser les performances du TA reconfigurable (intégrant les motifs de GeTe), une comparaison avec le TA statique précédemment présenté est effectuée pour un angle de pointage de 30° ($\theta_0 = 30°$, $\phi_0 = 0°$).

Les diagrammes de rayonnement 3D, en champ total (E_{tot}) des TA statique et reconfigurable à 100 GHz sont présentés à la Figure III.17. Deux régions de rayonnement distinctes sont observées : un faisceau avant, correspondant au rayonnement transmis (TA), et un faisceau arrière (côté source), correspondant au rayonnement réfléchi (RA). La présence de ces deux faisceaux est attendue en raison du comportement bidirectionnel de la cellule à manipuler les composantes de champ à polarisation croisée en transmission mais aussi bien en réflexion. Le TA statique simulé présente une efficacité totale de 99.2%. L'intégration du GeTe dans le TA entraîne une diminution de ces performances, avec une efficacité totale de 92.4%.

Licence CC BY-NC-ND 4.0



(a) (b)

Figure III.17 – Diagramme de rayonnement total E_{tot} à 100 GHz : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable 1 bit simulé sous CST Studio montrant le gain max réalisé.

Dans le cadre de cette thèse, le faisceau réfléchi est considéré comme une perte intrinsèque de la structure. Par conséquent, seule l'analyse du faisceau dans le demi-plan de transmission sera présentée tout au long de ce chapitre.

Les diagrammes de rayonnement de la composante principale E_{theta}, obtenus à l'aide du simulateur hybride, sont comparés à ceux issus des simulations CST dans le plan de coupe ($\varphi = 0°$), à la fréquence de fonctionnement de 100 GHz (Figure III.18). Les résultats montrent un bon accord entre les deux approches, validant la capacité du modèle hybride à reproduire les diagrammes de rayonnement.

Le **TA_{30deg} statique** (Figure III.18(a)) présente un gain maximal de 20 dB obtenu par le simulateur hybride (MATLAB), contre 19.8 dB obtenu par la simulation sous CST. Les lobes secondaires (SLL) associés présentent un niveau inférieur à -19 dB par rapport au pic du lobe principale.

Le **TA_{30deg} reconfigurable** (Figure III.18(b)), quant à lui, présente un gain de 17.9 dB avec le simulateur hybride et 17.3 dB avec la simulation CST. Les SLL sont respectivement de -19.7 dB (sim. hybride) et de -17.8 dB (sim. CST).

Nous pouvons aussi noter une perte de gain de 2.2 dB avec le simulateur hybride et de 2.5 dB en simulation CST du TA reconfigurable par rapport au TA statique. Le gain de polarisation croisée (Ephi) n'est pas représenté ici, mais présente un niveau inférieur à la polarisation principale dans les deux configurations, avec des taux de polarisation croisée de 10.4 dB et 11.3 dB pour le TA statique, et 7.6 dB et 7.7 dB pour le TA reconfigurable, obtenus respectivement avec le simulateur hybride et la simulation CST. Par ailleurs, l'évolution du gain en fonction de la fréquence est présentée à la Figure III.19. Les bandes passantes à -3 dB sont de 11.5 GHz (95.1-106.6 GHz) et 12.4 GHz (95.1-108.5 GHz) correspondant respectivement aux deux configurations (statique/reconfigurable).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

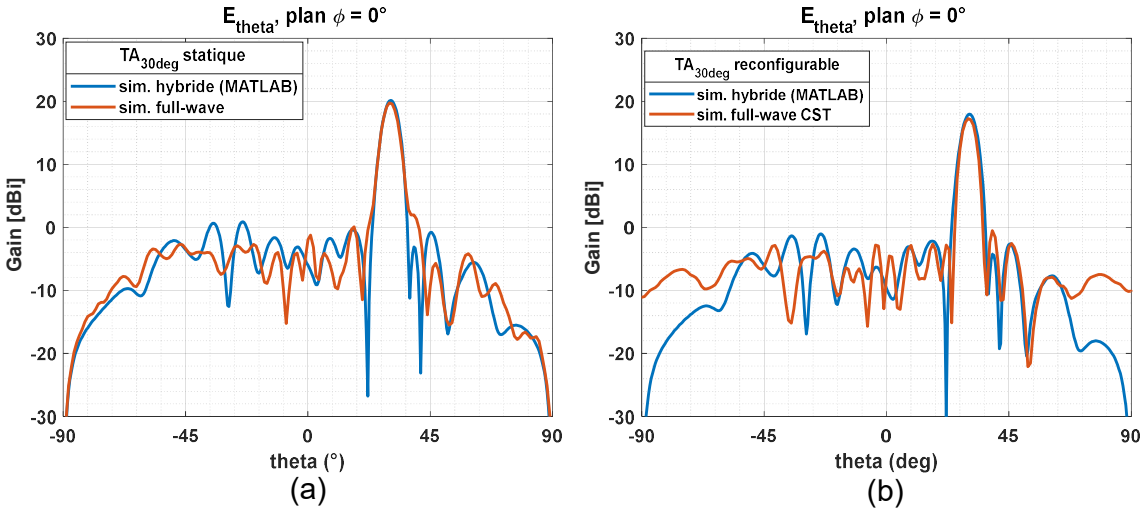


Figure III.18 – Diagrammes de rayonnement de la composante principale E_{theta} du TA dans le plan $\varphi = 0°$ à 100 GHz, obtenus par la simulation hybride (MATLAB) et par la simulation « full-wave » sous CST : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable.

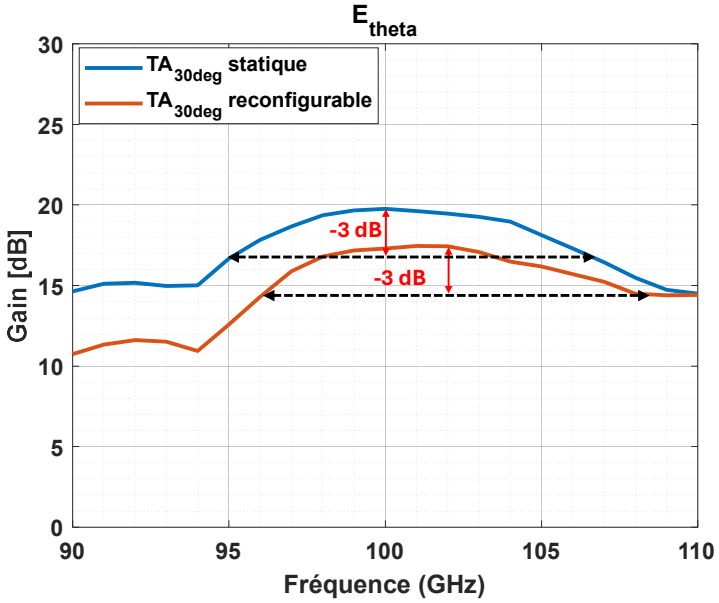


Figure III.19 – Évolution du gain en fonction de la fréquence du TA statique et reconfigurable à 30° simulés sous CST.

Les principales caractéristiques de rayonnement du TA dépointé à 30°, ainsi que les différentes pertes influençant ses performances, sont présentées dans le Tableau III.1. L'efficacité d'ouverture reste relativement faible, atteignant 3.4% pour le TA statique et 2% pour le TA reconfigurable (simulation CST). Ces valeurs d'efficacité sont attendues, au vu de la structure monocouche étudiée. En effet, elles peuvent être estimées à partir de l'efficacité théorique de l'antenne, en tenant compte des différentes contributions des pertes. Ainsi, une efficacité théorique de 74%, correspondant à F/D =0.73 (cf. Figure III.11), est considérée comme point de départ. Les pertes liées à la réflexion vers l'hémisphère arrière (50%), à l'efficacité de transmission de la polarisation croisée (24% pour le TA statique et 17% pour le

Licence CC BY-NC-ND 4.0

TA reconfigurable), à la quantification de phase sur 1 bit (~ 2.6 dB, soit 54% : cf. Annexe 1, (A.1.10)), ainsi que les pertes de pointage ($10log_{10}[\cos(\theta_0)]$) pour un angle de 30° (0.62 dB, soit 87%), sont ensuite prises en compte. Les efficacités d'ouverture estimées sont alors de 4.2% pour le TA statique et 3% pour TA reconfigurable. Cette estimation est en bon accord avec les résultats de simulation (simulateur hybride / simulation CST full-wave)

Tableau III.1 – Synthèse des performances du TA (TA_{30deg}) statique et reconfigurable simulés.

Paramètres	TA_{30deg} statique		TA_{30deg} reconfigurable	
	Sim. hybride	Sim. CST	Sim. hybride	Sim. CST
Fréquence	100 GHz			
Angle de balayage	30°			
Pertes d'apodisation	4.26 dB	-	4.26 dB	-
Pertes d'insertion UC	6.2 dB	6.2 dB	7.8 dB	7.8 dB
Pertes de quantification 1 bit	~2.62 dB		~2.62 dB	
Directivité théorique	34.5 dB			
Directivité E_{theta}	20.1 dB	19.8 dB	19.4 dB	17.64 dB
Efficacité de rayonnement		99.7%		93.3%
Efficacité totale	-	99.2%	-	92.4%
Gain E_{theta}	20.1 dB	19.76 dB	17.9 dB	17.3 dB
Niveau lobes secondaire (SLL)	19.8 dB	19.7 dB	19.7 dB	17.8 dB
Largeur de faisceau à -3 dB	5.4°	5.4°	5.4°	5.3°
Efficacité d'ouverture ($\eta_{ap}TA$)	3.6%	3.4%	2.2%	2%
Bande passante -3 dB	-	11.5 GHz	-	12.5 GHz
Taux de polarisation croisée	10.4 dB	11.3 dB	7.6 dB	7.7 dB

III.4. Caractérisation expérimentale des prototypes fabriqués

Pour valider expérimentalement la conception du TA reconfigurable 1 bit présenté dans la sous-section III.3.2, plusieurs campagnes de mesures ont été réalisées sur différents prototypes fabriqués au cours de cette thèse.

Une première campagne de caractérisation a porté sur des réseaux TA 1 bits constitués uniquement de cellules entièrement métalliques (statiques), sans intégration de matériau de GeTe. Les prototypes étudiés correspondent aux configurations de dépointage dans l'axe ainsi qu'à 30 degrés. Dans un second temps, des campagnes de mesures ont été menées sur un TA 1 bit intégrant des PCM (reconfigurable).

Cette section présente le protocole de mesure mis en œuvre dans le cadre de cette thèse afin de réaliser les premières caractérisations expérimentales de TA en bande W au laboratoire XLIM. Les différentes configurations expérimentales ainsi que les méthodes de traitement des données de mesure sont ensuite décrites avant la présentation et l'analyse des résultats.

III.4.1. Banc de mesure

Le banc de caractérisation (Figure III.20) utilisé est basé sur une plateforme de mesure existante de la plateforme PLATINOM au sein du laboratoire XLIM. Il repose sur un scanner 2D dédié aux mesures en champ proche jusqu'à 330 GHz. Lors de cette thèse, un support mécanique spécifique et modulaire, permettant de s'adapter aux différentes configurations de

Licence CC BY-NC-ND 4.0

mesure, a été conçu et intégré sur la table optique du scanner 2D. Il permet d'assurer le maintien, l'alignement et la stabilité des éléments du banc, notamment le dispositif sous test (TA), la tête millimétrique d'émission (VDI), ainsi que le système d'illumination (antenne cornet par exemple).

Le banc de mesure est constitué d'un analyseur de réseau vectoriel opérant dans la bande 10 MHz-67 GHz, associé à deux têtes millimétriques VDI permettant, par transposition de fréquence, des mesures dans la bande W. L'une des têtes est montée sur le scanner 2D, tandis que la seconde est soutenue par un support dont le positionnement est ajustable sur 3 axes. La mesure des paramètres S en rayonnement est réalisée à l'aide d'une sonde de champ proche, basée sur un guide d'onde WR-10 chanfreiné et opérant en bande W. La sonde est montée sur le scanner 2D, permettant le balayage selon les axes transverses X et Y afin de cartographier le champ dans un plan perpendiculaire à la direction de propagation (Z). Les spécifications détaillées de la sonde sont données en Annexe 2.

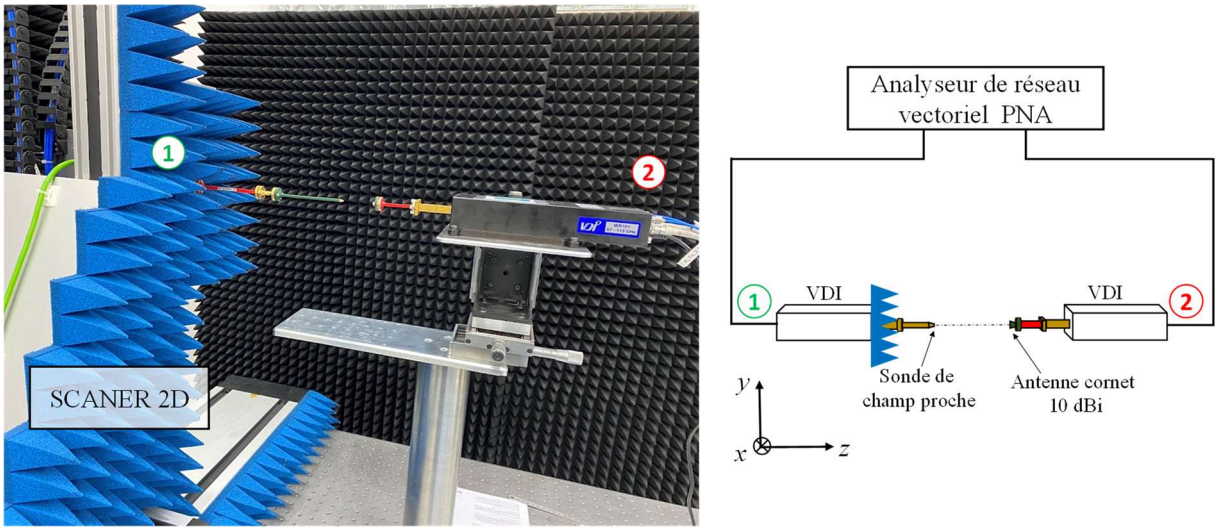


Figure III.20 – Banc de caractérisation de la plateforme PLATINOM du laboratoire XLIM : scanner 2D ultra large bande (2.0 GHz-330 GHz).

III.4.2. Mise en œuvre du banc

La méthodologie expérimentale adoptée pour la caractérisation des TA fabriqués est décrite dans cette sous-section. Elle précise les paramètres d'acquisition, les configurations de polarisation considérées, ainsi que les étapes préalables à la présentation des résultats de scan complet.

Une plaque métallique a été spécifiquement conçue afin d'assurer le maintien mécanique et l'alignement du TA sur le banc de mesure. Elle permet également de réfléchir le champ d'illumination de l'antenne cornet en dehors de l'ouverture du TA, afin de limiter les interférences sur la mesure du champ transmis par le TA.

L'illumination du TA est réalisée à l'aide d'une antenne cornet de gain 10 dB (cf. Annexe 2), placée à une distance focale $f_{TA-horn}$= 32 mm du réseau transmetteur, comme illustré à la Figure III.21. Le champ transmis est ensuite mesuré dans le plan parallèle à l'ouverture du TA,

Licence CC BY-NC-ND 4.0

correspondant au plan (xOy) à l'aide de la sonde positionnée à une distance f_s. Selon la configuration de mesure considérée (Figure III.21(b) et (c)), la sonde permet de mesurer soit la composante de champ copolarisée (*Co-pol.*), soit la composante croisée (*X-pol.*) du champ transmis.

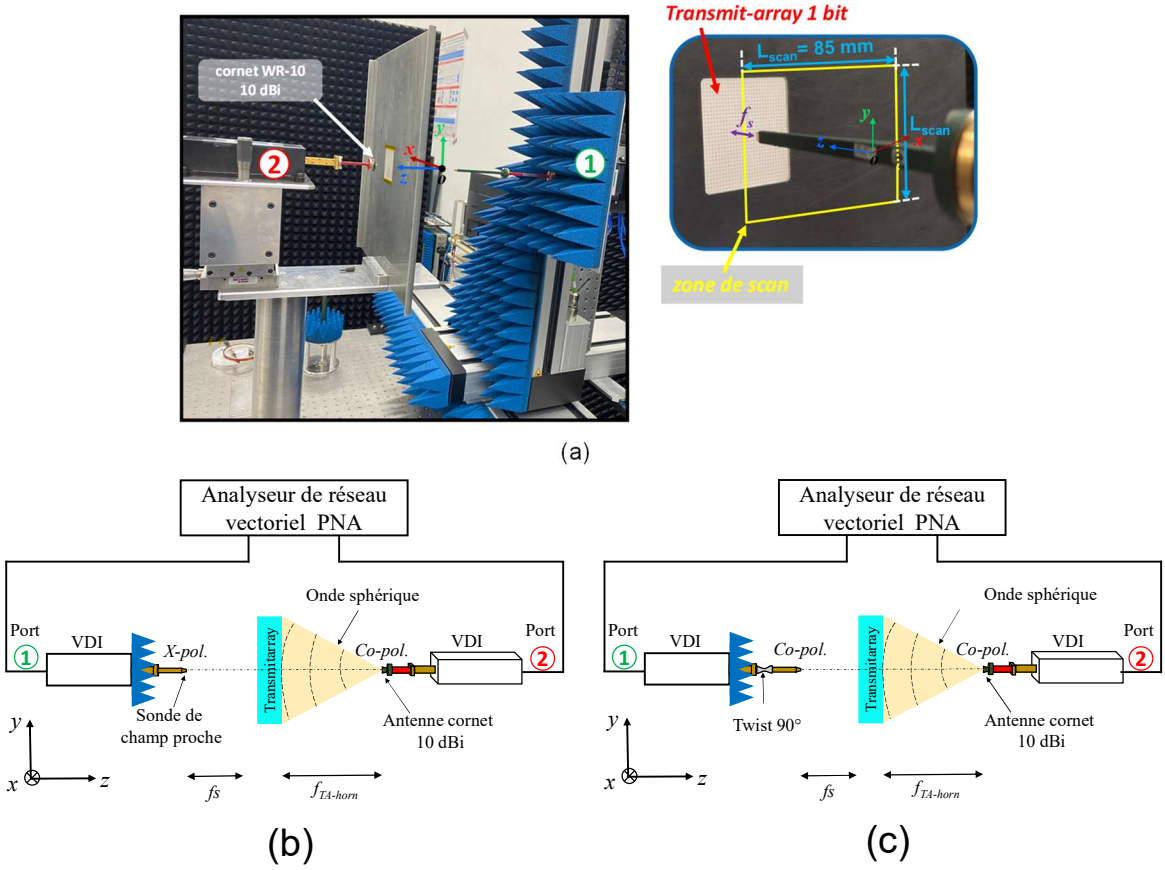


Figure III.21 – Caractérisation expérimentale du TA de 75 à 110 GHz. (a) Photographie du dispositif de mesure en configuration formation de faisceau ; (b) et (c) illustrations schématiques des configurations de mesure des composantes de champ E_x (X-pol.) et E_y (Co-pol.) respectivement.

La zone de balayage plane (surface de scan) doit être suffisamment grande pour accepter toute l'énergie significative de l'antenne sous test. Comme illustré à la Figure III.22, le plan de mesure doit couvrir non seulement l'ouverture du TA, de dimension D, mais également une marge de chaque côté afin de prendre en compte le rayonnement jusqu'à l'angle maximal θ_s [164]. Cette marge est égale à $f_s \cdot tan(\theta_s)$ de chaque côté, où f_s est la distance entre le TA et la sonde. La dimension minimale de la surface de scan est donnée par :

$$L_{scan} = D + 2f_s \cdot tan(\theta_s) \qquad \text{(III. 10)}$$

La distance de mesure est fixée $f_s = 3\lambda_0 \approx 10$ mm afin de positionner le plan de mesure en dehors de la zone de champ proche réactif (Cf. Annexe 3). Si le TA est placé à 10 mm de la sonde lorsqu'ils sont mis en vis-à-vis, avec la largeur du TA (D = 45 mm) et si l'angle θ_s est de 60°, la zone de test devrait être supérieure à 80 mm.

La sonde est déplacée sur cette zone de scan selon une grille régulière avec un pas spatial $\Delta x = \Delta y = 1$ mm. Ce pas est inférieur à la demi-longueur d'onde correspondant à la fréquence maximale de la bande de mesure ($\lambda_{min}/2$), ce qui satisfait le critère d'échantillonnage de

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Shannon-Nyquist. Cette condition garantit ainsi un échantillonnage spatial suffisant pour la transformation champ proche-champ lointain (NF-FF). La mesure du coefficient de transmission fournit ainsi une cartographie complète de l'image du champ proche transmis par le TA, notée $E(x,y)$, contenant l'information spatiale nécessaire à la caractérisation du rayonnement.

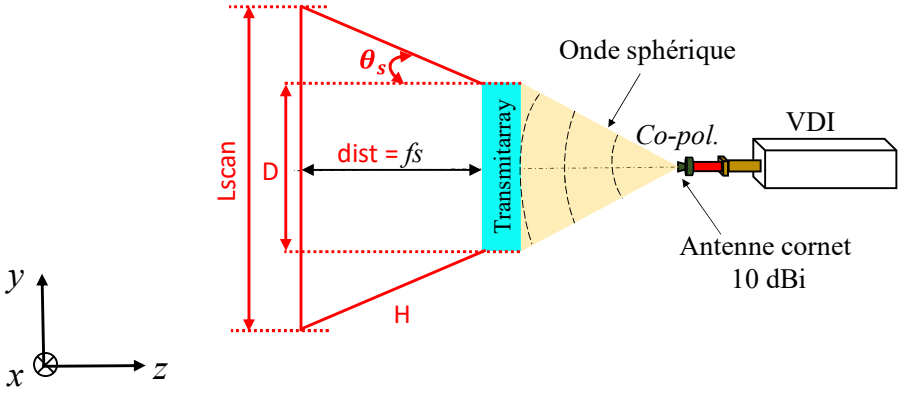


Figure III.22 – Largeur ou hauteur de la zone de test.

Les principaux paramètres de mesure en champ proche des TA sont regroupés dans le Tableau III.2. Les acquisitions de données sont réalisées dans la bande 75-110 GHz (bande passante B_P= 35 GHz). L'échantillonnage fréquentiel est effectué sur 175 points avec un pas de Δf = 200 MHz, ce qui fixe la fenêtre d'observation temporelle à T_{max} = 1/Δf. La distance maximale observable sans ambiguïté temporelle est alors donnée par $D_{max} = c/\Delta$. Cette distance doit être suffisamment grande pour contenir sans repliement les principales contributions associées au trajet direct ainsi qu'aux réflexions de l'environnement proche du banc de mesure. La large bande fréquentielle d'acquisition permet également d'obtenir une résolution temporelle suffisante pour dissocier temporellement le trajet direct des contributions parasites. Les traitements et résultats sont ensuite filtrés sur la bande de fonctionnement du TA (90-110 GHz).

Tableau III.2 – Paramètres principaux pour la caractérisation en champ proche du TA.

Paramètre	Valeur	Description
Bande fréquentielle d'acquisition	75-110 GHz	Bande mesurée par le VNA + extensions VDI
Bande exploitée pour le traitement des résultats	90-110 GHz	Bande de fonctionnement du TA
Nombre de points fréquentiels	175	Échantillonnage fréquentiel
Pas fréquentiel (Δ_f)	200 MHz	Résolution fréquentielle
Distance sonde – TA (f_s)	10 mm	Distance de mesure en champ proche
Surface de scan (L_{scan}×L_{scan})	85×85 mm²	Zone de mesure du champ
Ouverture du TA (D×D)	45×45 mm²	Dimension du TA
Pas spatial (Δx = Δy)	1 mm	Échantillonnage spatial
Angle maximal reconstructible (θ_{max})	±63 degrés	Reconstruction NF-FF théorique
Cornet standard WR10 (27240-10)	10 dB	Antenne d'illumination
Sonde de champ proche WR10 (MI-Wave 260W/387)	6.4 dB	Sonde de mesure

Licence CC BY-NC-ND 4.0

III.4.2.1. Paramètres d'acquisition et plan de référence (calibration numérique)

Les plans de référence sont définis à partir d'une transmission directe réalisée entre les têtes VDI d'émission (Port 2) et de réception (Port 1). Deux plans de référence sont ainsi considérés selon la configuration de polarisation mesurée : une configuration copolarisée (V-V), et une configuration polarisée croisée (V-H), obtenue par l'insertion d'un twist de 90°. Ces deux configurations de plan sont présentées à la Figure III.23. Dans les deux cas, le guide d'onde d'émission conserve une orientation verticale du champ électrique, tandis que la polarisation en réception dépend de l'orientation relative du guide d'onde de réception. Les paramètres S étalons sont donc sauvegardés indépendamment pour les mesures en configurations copolarisée et croisée.

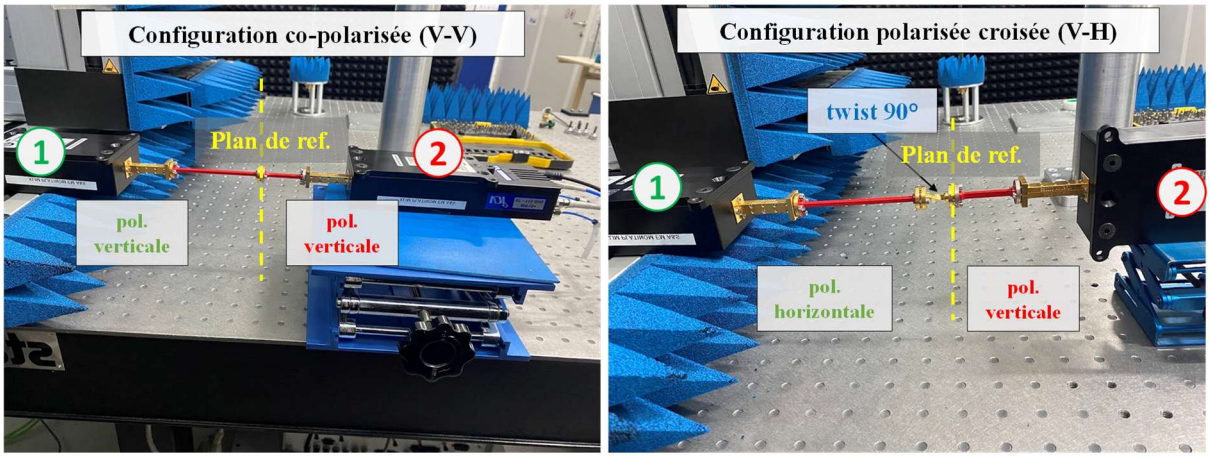


Figure III.23 – Configuration de mesure de référence en transmission : (a) copolarisée (V-V) et (b) polarisée croisée (V-H).

III.4.2.2. Configuration de mesure des polarisations du TA et post-traitement

La Figure III.24 présente les configurations expérimentales des mesures de composantes de polarisation du champ transmis par le TA. La figure précise également les différentes distances entre les éléments du banc de mesure de l'entrée du cornet à la sortie de la sonde de champ proche. La connaissance précise de ces distances permet d'associer chaque événement observé dans la réponse temporelle mesurée (après transformée de Fourier inverse) à un trajet physique de l'onde. Elle est donc indispensable pour identifier la « zone tranquille », correspondant à la réponse du TA, et définir un fenêtrage temporel (time-gating) appliqué aux signaux mesurés. Les acquisitions réalisées fournissent les mesures complexes $S_{12,x}(f,x,y)$ et $S_{12,y}(f,x,y)$, correspondant aux deux composantes de polarisation du champ transmis en champ proche.

Deux configurations de mesure sont considérées. Dans la première configuration, sans twist, la sonde de réception est orientée de manière à mesurer la composante E_x du champ transmis, correspondant à la composante de polarisation contrôlée par le codage du TA, pour une illumination par onde sphérique. Dans la seconde configuration, un twist de 90° est inséré entre le guide d'onde et la sonde afin de mesurer la composante E_y, correspondant à la polarisation orthogonale, non contrôlée par la loi de phase appliquée à l'ouverture du TA et donc non cohérente en champ lointain.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

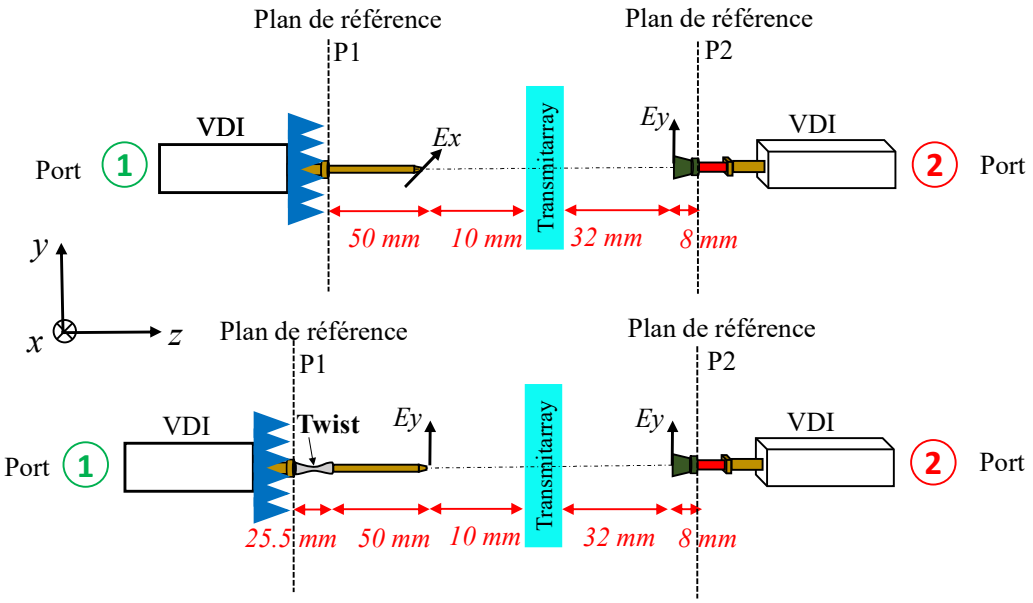


Figure III.24 – Configuration de mesure des polarisations du TA : (a) configuration sans twist pour la mesure de la composante E_x du champ transmis ; (b) configuration avec twist pour la mesure de la composante E_y.

Au final, les traitements appliqués aux données acquises (E_x et E_y) peuvent être synthétisés comme suit :

- Filtrage fréquentiel éventuel ;
- Transformée de Fourier inverse des mesures fréquentielles afin de dissocier temporellement le trajet direct des contributions parasites (notamment les réflexions multiples liées aux éléments du banc : têtes millimétriques, positionneurs, support métallique, …) ;
- Application d'une fenêtre temporelle (time-gating) permettant de conserver uniquement la contribution utile et de supprimer les trajets multiples indésirables ;
- Transformée de Fourier et transformation champ proche-champ lointain (*Near-Field to Far-Field* : *NF-FF*), dont le principe est détaillé en Annexe A.III.2, permettant de reconstruire le diagramme de rayonnement en champ lointain du TA.

III.4.2.3. Mesure du gain du TA

À partir des composantes du champ rayonné en champ lointain $E_\theta(\theta,\varphi)$ et $E_\phi(\theta,\varphi)$, on peut définir le champ total selon la relation suivante :

$$E_{tot}(\theta,\varphi) = \sqrt{|E_\theta(\theta,\varphi)|^2 + |E_\phi(\theta,\varphi)|^2} \quad \text{(III. 11)}$$

Dans notre cas, le champ rayonné est collecté uniquement sur un demi-espace. La transformation NF-FF permet de reconstruire le champ rayonné uniquement dans l'hémisphère avant du dispositif. Par conséquent, pour le calcul de la directivité, la puissance

Licence CC BY-NC-ND 4.0

rayonnée est calculée sur le domaine angulaire reconstruit expérimentalement $[0° \leq \theta \leq \pi/2, 0° \leq \phi \leq 2\pi]$:

$$P_{ray,mes.} = \int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} E_{tot}(\theta,\varphi)\, sin\theta d\theta d\phi \qquad \text{(III. 12)}$$

Dans ce type de mesure, la directivité n'est donc pas estimée correctement si le dispositif sous test possède un rayonnement arrière non négligeable.

Cependant, le gain expérimental du TA est obtenu rigoureusement par la méthode de comparaison de gain (*gain-transfert method*), en utilisant une antenne de référence de gain connu.

La procédure expérimentale utilisée est illustrée à la Figure III.25. Dans une première étape, le champ proche transmis par le TA est mesuré sur une surface de scan 45×45mm^2, afin d'obtenir le champ reconstruit en champ lointain $E^{TA}_{\theta,\varphi}(f,\theta,\phi)$.

Dans une seconde étape, le TA ainsi que le cornet d'illumination (10 dBi) sont retirés du banc de mesure et remplacés par un cornet de gain connu (20 dBi). La forte directivité de cette antenne permet de concentrer l'essentiel du champ rayonné dans la surface de scan disponible identique au TA et de limiter les erreurs de troncature associées à la taille finie de la zone de mesure. Le champ proche rayonné par ce cornet est mesuré sur la même surface de scan, la sonde étant positionnée à une distance de 32 mm du cornet, correspondant à la position précédemment occupée par le TA. Les données sont utilisées pour reconstruire le champ rayonné en champ lointain par le cornet $E^{ref}_{\theta,\varphi}(f,\theta,\phi)$.

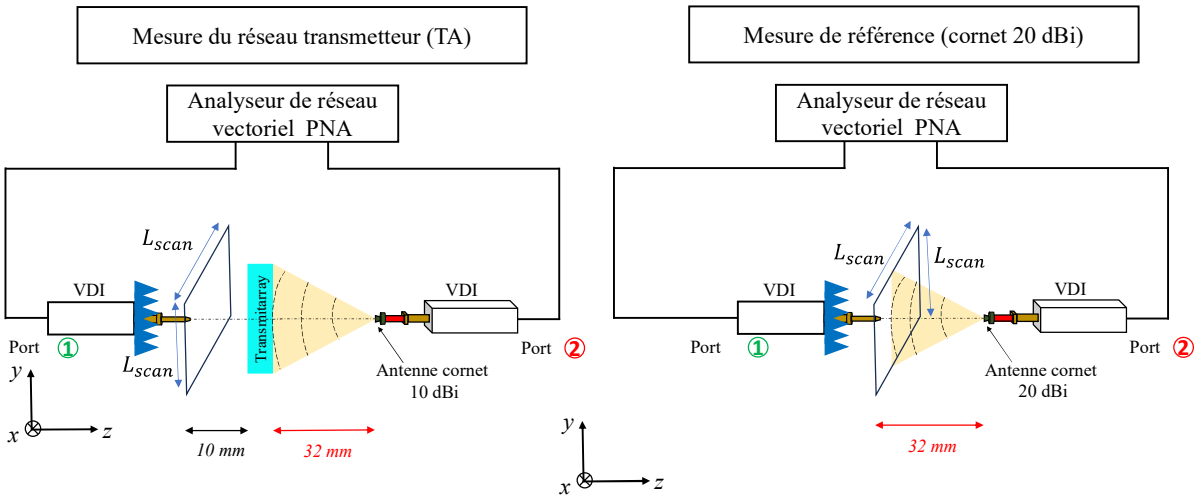


Figure III.25 – Procédure expérimentale utilisée pour l'estimation du gain du TA par la méthode de comparaison de gain (gain-transfer method). (a) Mesure du champ proche transmis par le TA. (b) Mesure de référence réalisée avec un cornet 20 dB.

On note respectivement $E^{TA}_{\theta,\varphi}(f,\theta,\phi)$ et $E^{ref}_{\theta,\varphi}(f,\theta,\phi)$ les champs reconstruits pour le TA et pour l'antenne de référence.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

En champ lointain, la densité de puissance rayonnée $S(freq,\theta,\phi)$ dans une direction donnée est proportionnelle au carré de l'amplitude du champ électrique ($|E(freq,\theta,\phi)|^2$). Le gain du TA est alors estimé par transfert à partir du gain connu de l'antenne de référence :

$$G_{\theta,\varphi}^{TAref}(f,\theta,\phi) = G_{\theta,\varphi}^{ref}(f,\theta,\phi) + 20\log_{10}\left(\frac{\left|E_{\theta,\varphi}^{TA}(f,\theta,\phi)\right|}{\left|E_{\theta,\varphi}^{ref}(f,\theta,\phi)\right|}\right) \quad \text{(III. 13)}$$

III.4.3. Résultats expérimentaux de caractérisation

Les résultats expérimentaux présentés dans cette section concernent plusieurs prototypes, incluant des TA 1 bit avec des cellules entièrement métalliques (**statiques**) (Figure III.26(a)) ainsi que des TA reconfigurables constitués de cellules intégrant du **métal** et du **GeTe** (Figure III.26(b)). Toutes les structures reconfigurables étudiées dans cette thèse sont fabriquées en intégrant des motifs de GeTe déposés dans les cellules dans leur état amorphe initial (GeTe-A). La reconfiguration est ensuite réalisée par irradiation locale à l'aide du laser excimère UV présenté en sous-section II.3.4, à travers un masque de contact (Figure II.20). Cette étape permet d'irradier certaines zones des cellules, donc des motifs de GeTe exposés au laser pour les amener à la cristallisation (GeTe-C) et d'imposer la distribution de phase souhaitée sur l'ouverture du réseau. Les paramètres d'irradiation utilisés pour les étapes de cristallisation et d'amorphisation sont issus des travaux antérieurs menés au laboratoire XLIM [153] : la cristallisation est obtenue pour une fluence comprise entre 85 et 90 mJ/cm^2, tandis que l'amorphisation nécessite une fluence plus élevée (≈ 185 – 190 mJ/cm^2).

Comme déjà mentionné au chapitre II, cette solution a été adoptée comme solution de repli pour la validation des prototypes conçus au cours de cette thèse, devant l'impossibilité ponctuelle d'utiliser le laser compact impulsionnel opérant à 532 nm combiné avec le scanner optique, système permettant le balayage rapide et programmable du faisceau laser sur la surface des dispositifs. Dans le futur, cette dernière solution, de par sa flexibilité, sa vitesse de balayage et sa meilleure intégration, sera celle la plus adaptée pour la reconfiguration en quasi temps réel des dispositifs rayonnants tels que ceux présentés dans ce manuscrit.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

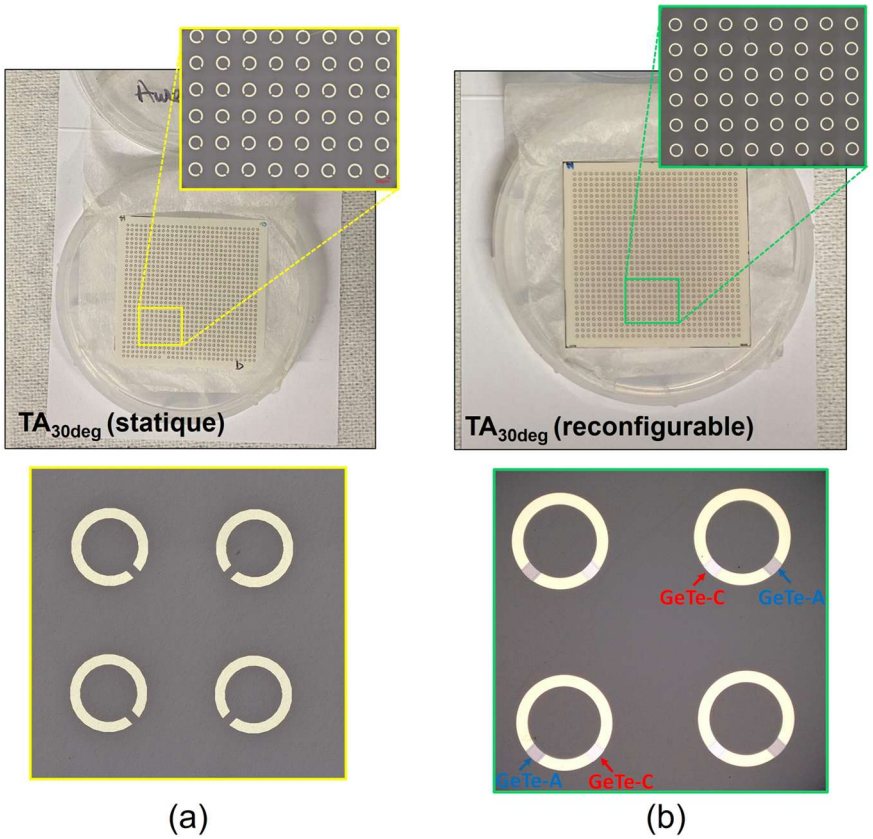


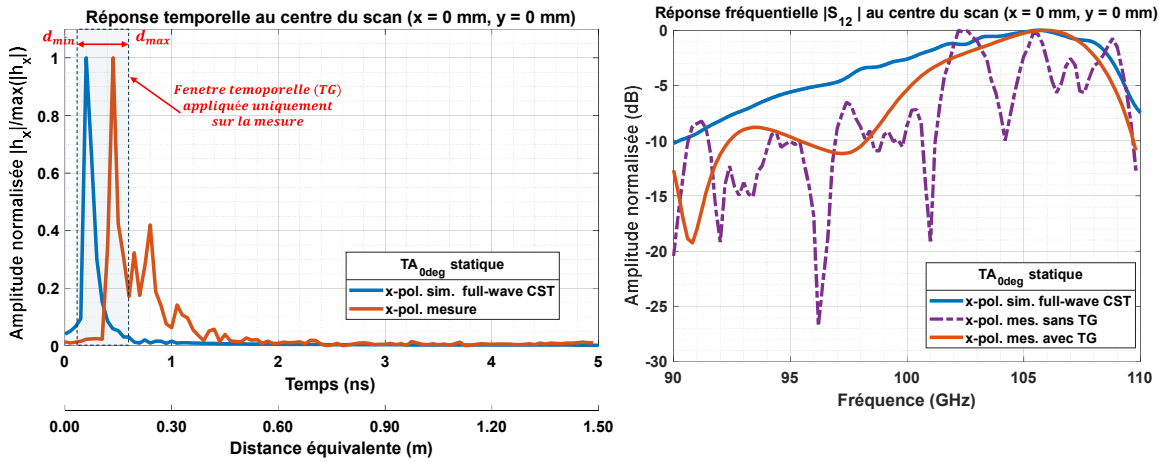
Figure III.26 – Photographie des prototypes fabriqués de TA 1 bit : (a) TA (statique) constitué de cellules entièrement métalliques ; (b) TA reconfigurable à base de cellules métal-GeTe, avec illustration des zones amorphes (GeTe-A) et cristallisées (GeTe-C).

III.4.3.1. Analyse temporelle et filtrage des mesures

La procédure de traitement temporel appliquée aux mesures est illustrée ici sur l'exemple d'un réseau transmetteur 1 bit entièrement métallique dont le pointage est dirigé dans l'axe (TA_{0deg}). Ce traitement sera appliqué de manière identique à l'ensemble des mesures présentées dans la suite du manuscrit.

Les Figure III.27(a) et Figure III.27(b) présentent respectivement les réponses temporelles et fréquentielles au centre du scan, obtenues en simulation CST (à l'aide d'une sonde de champ proche) et en mesure, dans l'axe du TA à la distance fs de 10 mm. Pour faciliter la comparaison entre simulation et mesure, les réponses de la polarisation utile (Ex) sont normalisées indépendamment par leur maximum respectif. La Figure III.27(a) montre que le TA mesuré n'engendre pas de dispersion par rapport à la simulation (même forme et même étalement du pic principal). En revanche, l'étalement observé en mesure après le pic principal provient des multitrajets liés à l'environnement proche. Les réponses fréquentielles correspondantes sont présentées en Figure III.27(b). On peut observer que la réponse mesurée après l'application de la fenêtre temporelle (TG [0.1 m - 0.18 m]) retrouve une évolution cohérente avec la simulation sur la bande fréquentielle. Cependant, les mesures étant réalisées ici en champ proche, il est délicat de conclure ici sur la bande passante du TA. Cette analyse sera effectuée sur le gain dans les sections suivantes.

Licence CC BY-NC-ND 4.0



(a) (b)

Figure III.27 – (a) Réponses temporelles et (b) réponses fréquentielles au centre du scan simulées et mesurées du TA_{0deg} statique sans et avec TG [0.1 m - 0.18 m]. Les composantes principales du TA simulées et mesurées sont normalisées indépendamment par leur maximum respectif afin de comparer uniquement la forme des réponses et leur position temporelle.

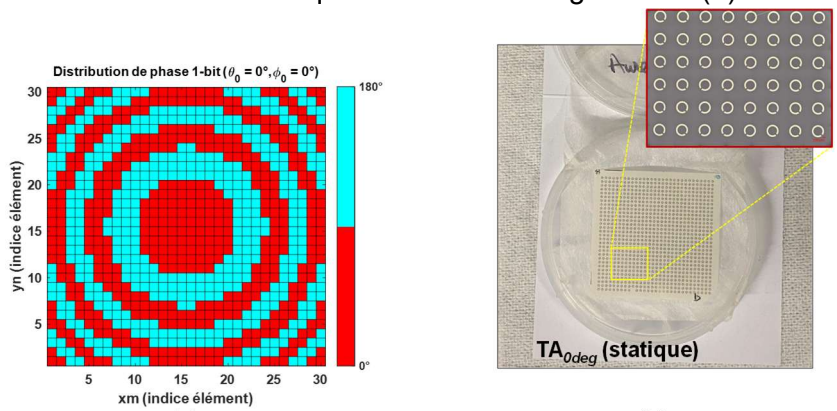
III.4.3.2 Caractéristiques de rayonnement des prototypes TA statique et reconfigurable

Trois prototypes sont présentés pour les validations expérimentales :

- Un TA statique de « référence » (motifs métalliques uniquement), pour deux configurations de pointage : dans l'axe (θ_0 =0°,$\varphi_0 = 0°$), et à 30 ° (θ_0 =30°,$\varphi_0 = 0°$)
- Un TA reconfigurable intégrant du GeTe pour une configuration de pointage : à 30° (θ_0 =30°,$\varphi_0 = 0°$), la configuration dans l'axe ayant été endommagée lors des tests n'est pas présentée

- **Configuration de pointage dans l'axe (TA statique uniquement)**

La distribution de phase 1 bit appliquée sur l'ouverture du TA pour obtenir un rayonnement dans l'axe (TA_{0deg}, θ_0 = 0° Φ_0 = 0 °) est présentée à la Figure III.28(a). C'est cette distribution de phase, imposée sur la structure fabriquée illustrée à la Figure III.28(b).



(a) (b)

Figure III.28 – (a) Distribution de phase appliquée sur l'ouverture du TA statique pour un rayonnement dans l'axe (TA_{0deg}) et (b) photographie du TA fabriqué.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

La Figure III.29 présente les distributions simulées et mesurées des composantes E_x et E_y du champ proche transmis à 100 GHz dans l'axe (TA_{0deg}). Les amplitudes des deux composantes sont normalisées par rapport à la valeur maximale du module du champ total, obtenue respectivement en simulation et en mesure sur la même surface d'acquisition. Les résultats mesurés présentent un bon accord avec la simulation.

Les deux composantes du champ transmis E_x et E_y présentent des niveaux d'amplitude comparables. Ce comportement est cohérent avec l'analyse théorique réalisée au préalable. Les mesures étant réalisées en zone de champ proche, à une certaine distance du TA, les variations d'amplitude sont difficiles à interpréter car elles résultent d'interférences entre les cellules. Cependant, on peut remarquer que les distributions de phase E_x et E_y confirment que seule la composante E_x est affectée par le codage du TA. À l'inverse, la composante E_y conserve une distribution de phase sphérique, puisqu'elle n'est pas contrôlée par ce codage.

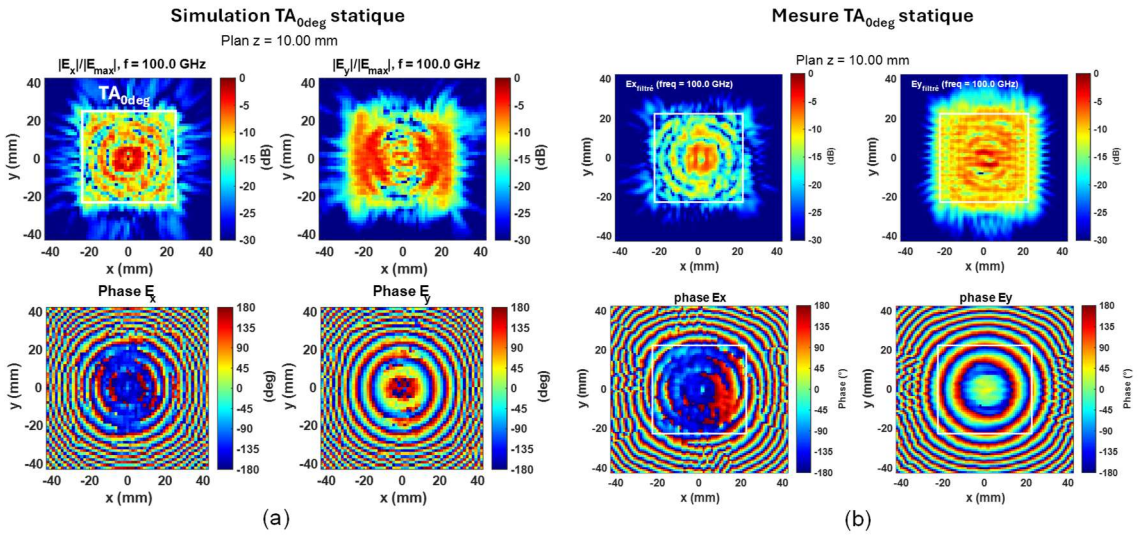


Figure III.29 – TA_{0deg} statique - Composantes de champ E_x et E_y (amplitude et phase) transmise à 100 GHz : (a) simulées sous CST et (b) mesurées avec time gating.

Le rayonnement en gain simulé (simulateur hybride / simulation full-wave CST) et mesuré à 100 GHz est présenté à la Figure III.30. Un bon accord est observé entre les résultats simulés et mesurés, tant sur la direction du faisceau principal, son ouverture angulaire que sur le niveau des lobes secondaires, pour les deux composantes de polarisation (E_{theta} et E_{phi}).

L'évolution fréquentielle du gain (Figure III.31) est évaluée principalement à partir de la simulation complète CST et de la mesure, qui permettent d'obtenir le gain sur l'ensemble de la bande considérée. Le modèle hybride est calculé à la fréquence de conception du TA à 100 GHz. Le gain mesuré à 100 GHz est de 19.4 dBi, soit un écart de 0.9 dB par rapport à la simulation. Bien que les niveaux de gain soient globalement cohérents, l'évolution fréquentielle mesurée diffère légèrement de celle prédite par CST et apparaît moins uniforme. Ces écarts peuvent être attribués aux incertitudes liées au positionnement du dispositif sur le banc de mesure, mais également aux multitrajets (diffractions/réflexions) avec des temps d'arrivée inférieurs à la résolution temporelle de la mesure et donc non fenêtrés.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

L'ensemble des caractéristiques de rayonnement du TA statique dans l'axe est résumé dans le Tableau III.3. La bande passante à -3 dB mesurée est de 17.3% contre 18.2% en simulation. De même, la largeur du faisceau principal à -3 dB reste pratiquement inchangée, avec 4.6° en mesure et 4.5° en simulation. Le niveau de gain en E_{phi} est légèrement plus élevé en mesure, avec un écart d'environ 2.3 dB par rapport à la simulation.

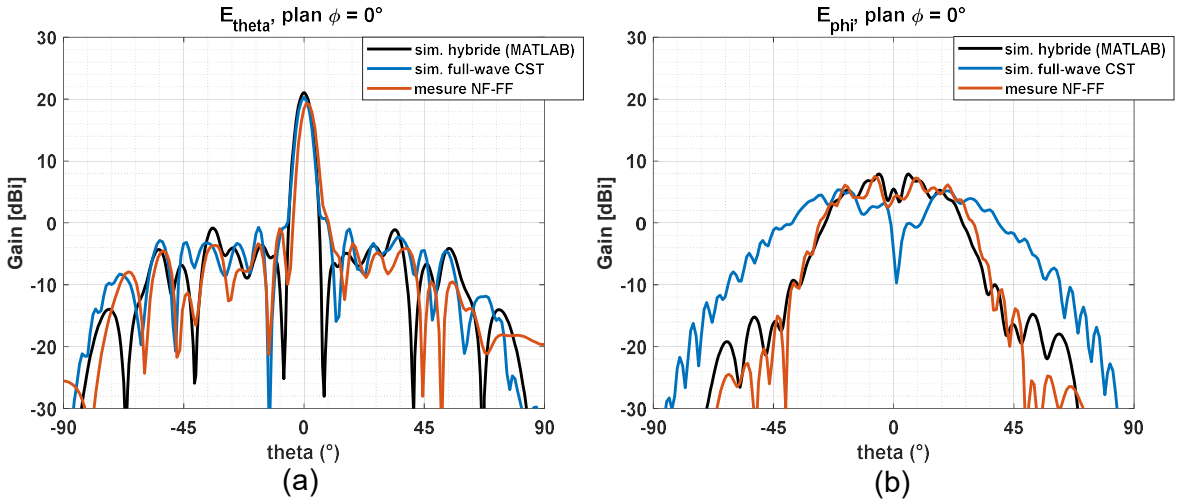


Figure III.30 – Comparaison entre simulation (hybride/ CST) et mesure du rayonnement en gain du TA statique à 100 GHz dans l'axe θ_0= 0°. (a) composante principale |Eθ| et (b) composante |Eϕ| dans les plans xoz (phi = 0°).

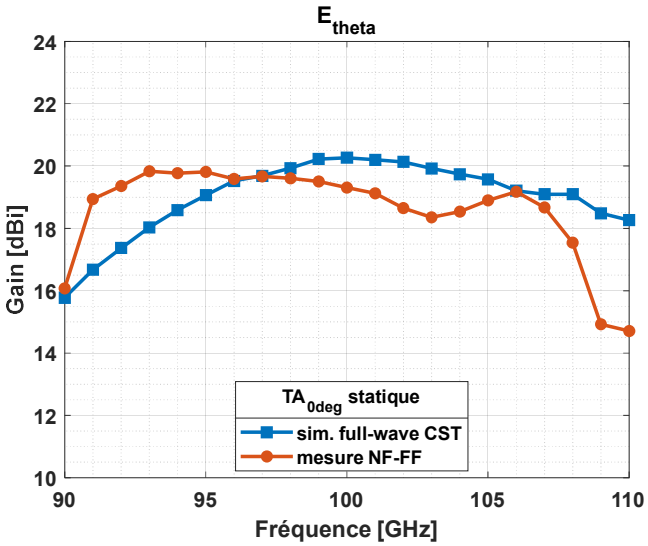


Figure III.31 – Comparaison du gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence du TA statique dans l'axe (TA_{0deg}).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

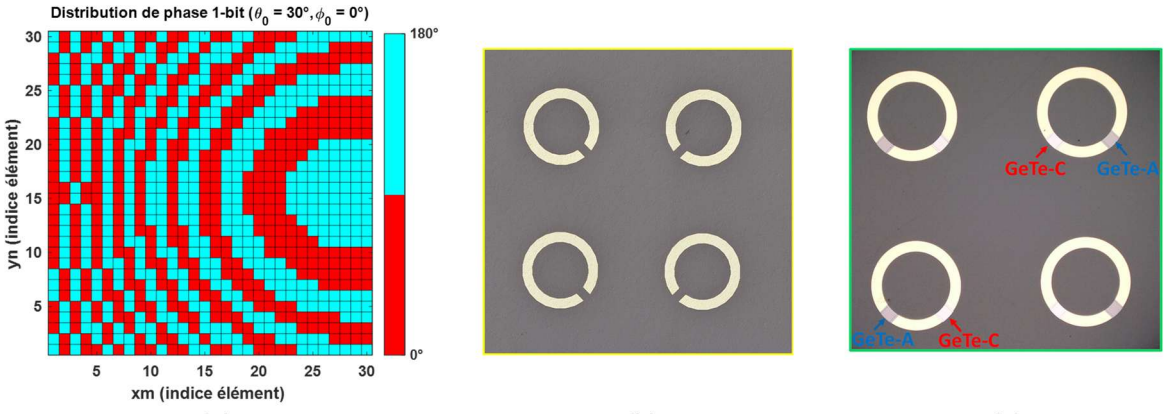
Tableau III.3 – Synthèse des performances du TA_{0deg} statique simulés et mesuré à 100 GHz.

Paramètres	TA_{0deg} statique		
	Sim. hybride	Sim. CST	Mesure
Fréquence	100 GHz		
Pertes d'apodisation	4.26 dB	-	-
Pertes d'insertion UC	6.2 dB	6.2 dB	-
Pertes de quantification 1 bit	2.62 dB	-	-
Directivité théorique	34.5 dB		
Efficacité de rayonnement	-	99.7%	-
Efficacité totale	-	99.6%	-
Directivité	21.1 dB	20.3 dB	-
Gain	21.1 dB	20.3 dBi	19.4
Niveau lobes secondaire (SLL)	22.6 dB	20.9 dB	20.2 dB
Largeur de faisceau à -3 dB	4.6°	4.5°	4.6°
Efficacité d'ouverture ($\eta_{ap}TA$)	4.6%	3.8%	3.1%
Bande passante -3 dB	-	17.3 GHz	18.2 GHz
Taux de polarisation croisée	13.2 dB	14.9 dB	11.4 dB

- **Configuration de pointage à 30° (TA statique et reconfigurable)**

Le TA entièrement métallique (**statique**) et sa version reconfigurable (**métal-GeTe)** sont montrés sur la Figure III.32. Les distributions de champ proche mesurées à 100 GHz sont présentées sur la Figure III.33. Toutes les cartographies d'amplitude sont normalisées par rapport à la valeur maximale du module du champ total du TA statique. Les distributions des champs mesurés montrent que les composantes E_x et E_y restent comparables entre les deux TA (statique et reconfigurable). Les différences d'amplitude correspondent aux pertes du GeTe, identifiées précédemment (de l'ordre de 1,2 dB sur l'intégration du module des cartographies).

Les cartographies de phase montrent que la phase de la composante E_x présente un gradient sur l'ouverture caractéristique de la synthèse du front d'onde permettant d'orienter le faisceau à 30°.



(a) (b) (c)

Figure III.32 – (a) Distribution de phase appliquée sur l'ouverture du TA pour un rayonnement à 30° (TA_{30deg}) ; (b) cellule élémentaire du TA statique ; (c) cellule élémentaire du TA reconfigurable fabriqué.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

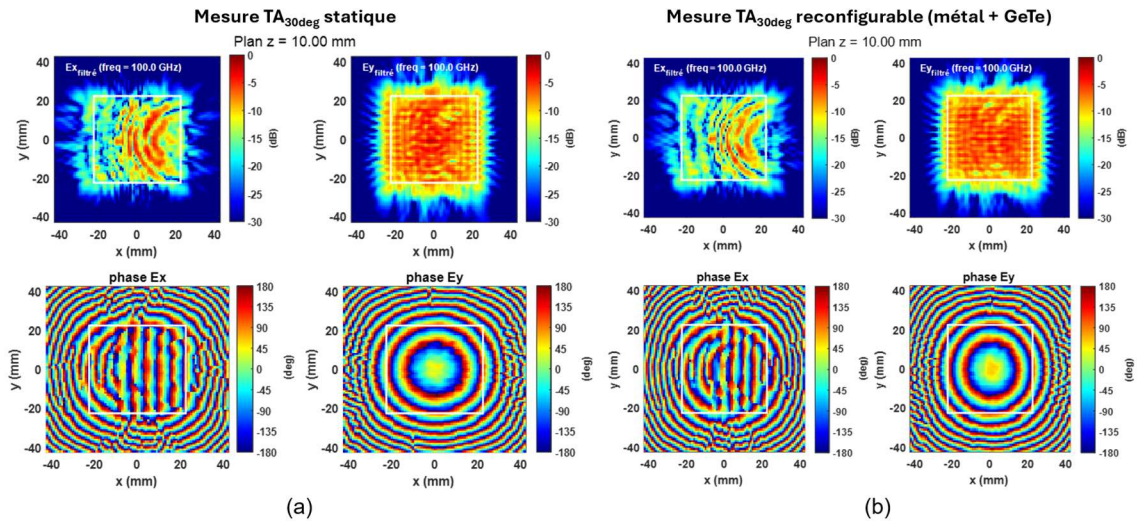


Figure III.33 – *TA*30deg - Composantes du champ E_x et E_y (amplitude et phase) transmises mesurées à 100 GHz : (a) TA statique et (b) TA reconfigurable.

Les diagrammes de rayonnement à 100 GHz sont présentés à la Figure III.34. Dans les deux configurations (statique et reconfigurable), le faisceau principal est correctement orienté dans la direction souhaitée. Un bon accord est observé entre les simulations et les mesures. L'écart entre les résultats de simulation et la mesure est toutefois plus marqué pour le TA reconfigurable, dont le gain mesuré est de 16.1 dBi, contre 17.3 dBi obtenu par simulation CST. À l'inverse, le TA statique présente un excellent accord entre simulation et mesure, avec des valeurs de 19.8 dBi et 19.5 dBi respectivement. Le TA reconfigurable simulé présente 2.5 dB de perte par rapport au TA statique. Cette tendance est également retrouvée avec le simulateur hybride (2.2 dB de pertes), indiquant que cette perte est intrinsèque à la structure reconfigurable. En mesure, l'écart de gain entre les deux TA statique et reconfigurable atteint 3.4 dB (19.5 dB contre 16.1 dB). Cette dégradation s'accompagne en mesure d'un élargissement de la largeur du faisceau.

Les pertes intrinsèques prédites par simulation sont principalement liées à l'intégration des motifs de GeTe, dont la conductivité à l'état cristallin reste inférieure à celle d'un métal parfait, ce qui introduit des pertes supplémentaires dans les cellules reconfigurables. L'étude de la cellule élémentaire a montré que ces pertes pourraient être réduites en augmentant l'épaisseur de la couche de GeTe.

La perte supplémentaire d'environ 1 dB, observée expérimentalement par rapport aux simulations pourrait résulter d'une non-uniformité du processus de cristallisation et des défauts de contact entre les métallisations et les motifs de GeTe. Ces défauts sont susceptibles d'engendrer localement des pertes supplémentaires. Cette hypothèse est cohérente avec les résultats de simulation obtenus sur une structure statique (Figure III.35) en considérant le pire des scénarios, où un pourcentage de motifs de GeTe ne cristallise pas et reste à l'état amorphe, conduisant à des cellules OFF/OFF (SRR vide dans les gaps). Les simulations montrent qu'une augmentation de ces cellules défectueuses de 1% (Figure (36(a)) à 10% (Figure(36(b) entraîne une diminution de gain d'environ 0.9 dB (de 20.2 dBi à 19.3 dBi).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

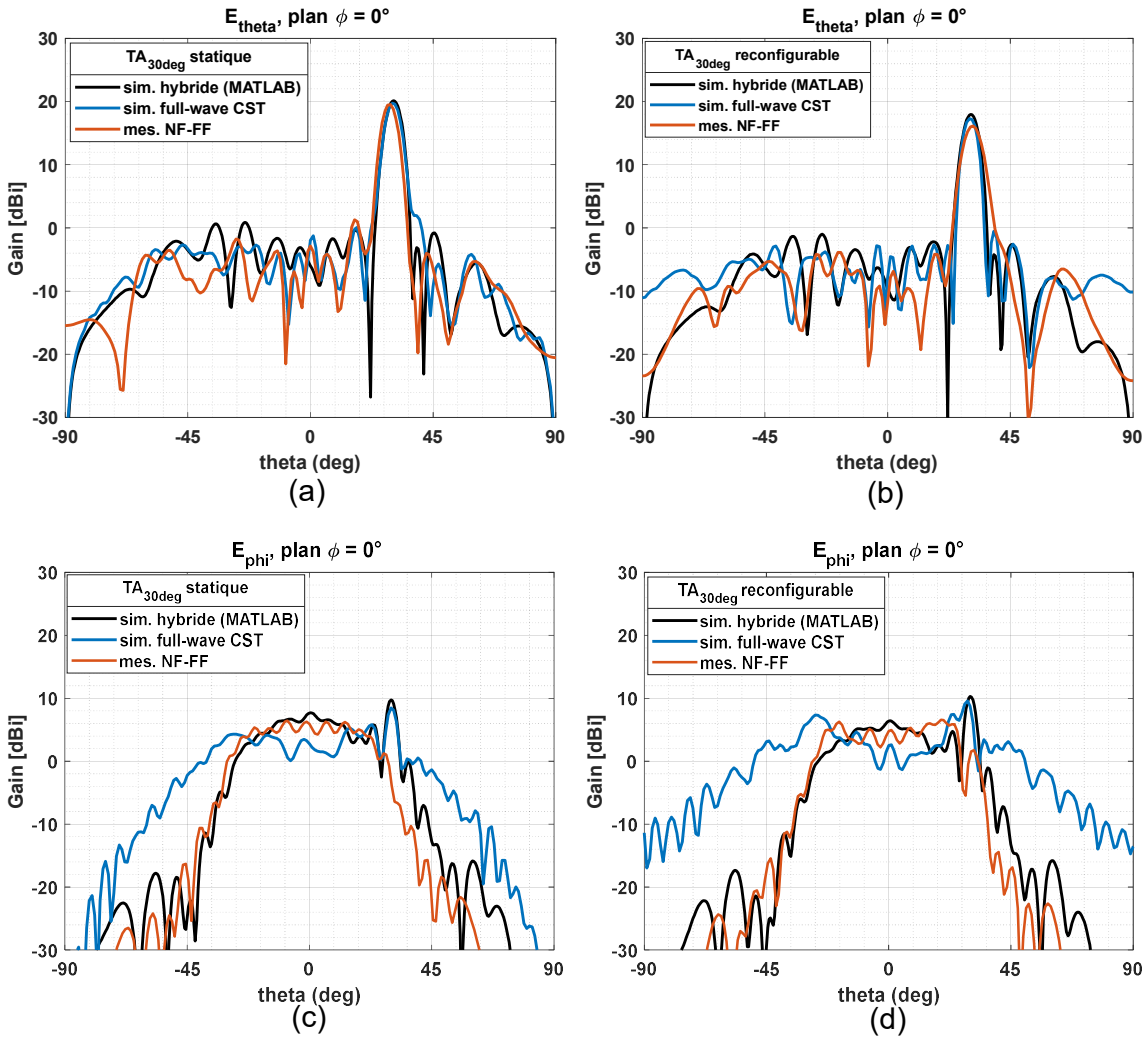
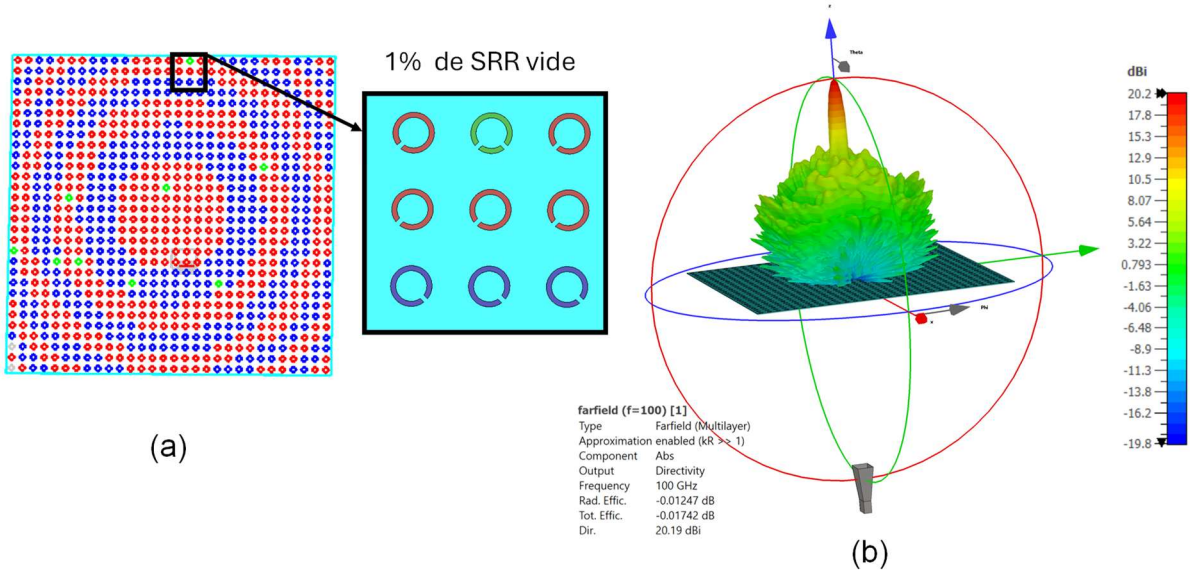


Figure III.34 – Diagrammes de rayonnement du TA statique et reconfigurable à 30° (TA_{30deg}): comparaison entre simulation CST et mesure pour les composantes $|E_\theta|$ (a) dans le plan $\mathrm{phi} = 0°$ et (b) dans le plan $\mathrm{phi} = 90°$.



Licence CC BY-NC-ND 4.0

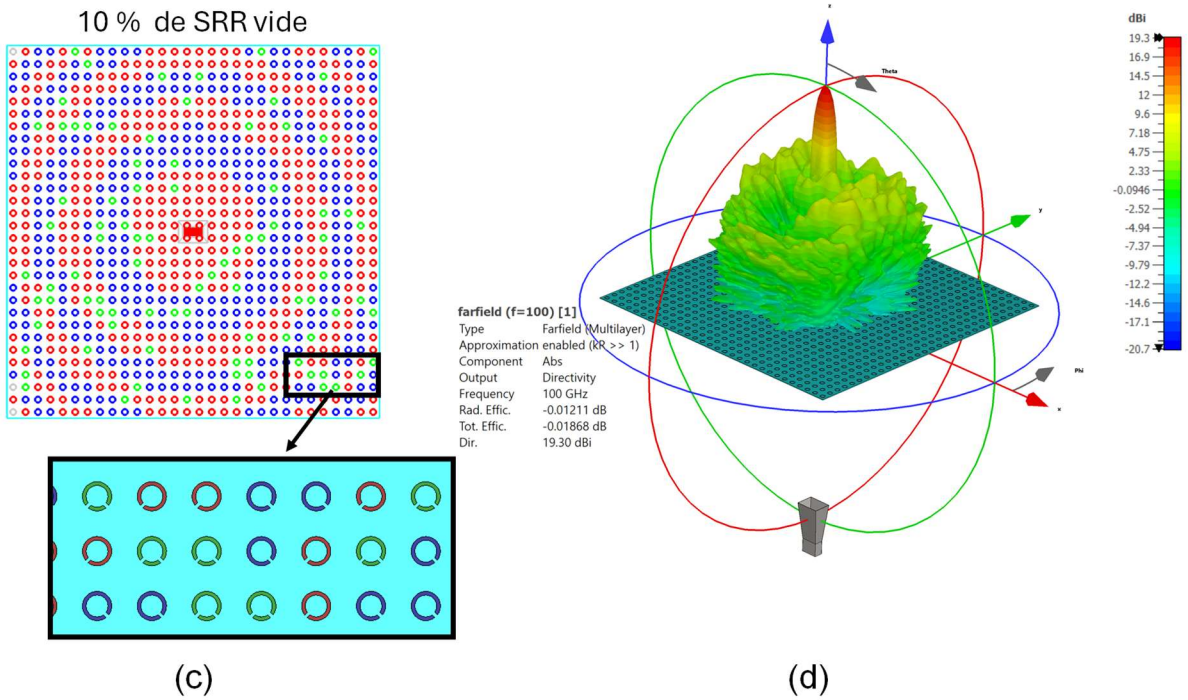


Figure III.35 – Impact de cellules défectueuses (OFF/OFF) simulant l'absence de cristallisation de certains motifs de GeTe sur les performances d'un TA statique à 100 GHz. (a) –(b) 1% de cellules défectueuses ; (c)-(d) 10% de cellules défectueuses.

L'évolution fréquentielle du gain est présentée à la Figure III.36. Le gain maximal mesuré est de 19.8 dBi à 95 GHz, traduisant un léger décalage fréquentiel du maximum de gain par rapport à la simulation. Le TA reconfigurable présente également ce décalage, avec un gain maximal mesuré de 16.6 dBi à 97 GHz. La bande passante à -3 dB mesurée est de 13.7 GHz (90.9 -104.6 GHz) pour le TA statique et de 14.8 GHz (91.8-106.6 GHz) pour le TA reconfigurable. Les principales métriques des TA mesurés à 100 GHz sont synthétisées dans le Tableau III.4. Les efficacités d'ouverture mesurées atteignent respectivement 3.2% et 1.4% pour le TA statique et reconfigurable. Ces valeurs restent très proches des résultats de simulation (3.4% et 2%).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

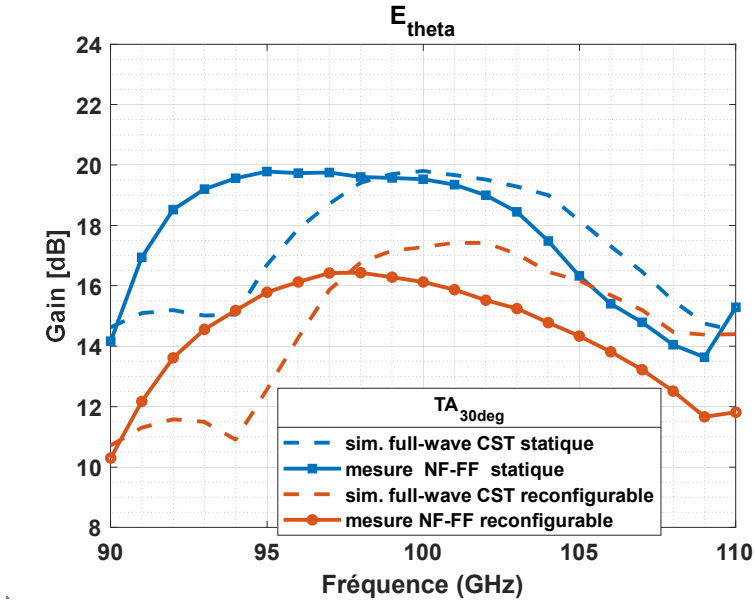


Figure III.36 – Comparaison de l'évolution du gain simulé et mesuré en fonction de la fréquence du TA dans l'axe (TA_{30deg}).

Tableau III.4 – Synthèse des performances du TA_{30deg} statique et reconfigurable à 100 GHz.

Paramètres	TA_{30deg} statique			TA_{30deg} reconfigurable		
	Sim. hybride	Sim. CST	Mesure	Sim. hybride	Sim. CST	Mesure
Fréquence	100 GHz					
Pertes d'apodisation	4.26 dB	-	-	4.26 dB	-	-
Pertes d'insertion UC	6.2 dB	6.2 dB		7.8 dB	7.8 dB	-
Pertes de quantification 1 bit	2.62 dB	-	-	2.6 dB	-	-
Directivité théorique	34.5 dB					
Gain	20.1	19.8	19.5	17.9	17.3	16.1
Niveau des lobes secondaires (SLL)	19.3 dB	19.7 dB	19 dB	16.9 dB	17.8 dB	19.52 dB
Largeur de faisceau à -3 dB	5.5°	5.4°	5.5°	5.5°	5.3°	6.6°
Efficacité d'ouverture ($\eta_{ap}TA$)	3.6%	3.4%	3.2%	2.2%	2%	1.4%
Bande passante -3 dB	-	11.5 GHz	13.7 GHz	-	12.5 GHz	14.8 GHz
Taux de polarisation croisée	10.4 dB	11.3 dB	13.2 dB	7.6 dB	7.7 dB	9.5 dB

III.5. Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à la conception, à la modélisation et l'analyse d'un réseau d'antennes en transmission de type TA, reconfigurable optiquement grâce à l'intégration de matériaux à changement de phase (PCM) de type GeTe, pour des applications dans la bande W (90 GHz-110 GHz).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Dans un premier temps, les principes fondamentaux de fonctionnement d'un TA ont été rappelés, et un outil de simulation analytique capable de prédire rapidement les performances du réseau a été développé. Le choix d'une architecture monocouche constitue un compromis assumé afin de proposer une preuve de concept reposant sur une structure simple. Bien que cette architecture ne permette pas un contrôle optimal de la polarisation et du coefficient de transmission, elle est suffisante pour démontrer expérimentalement la faisabilité du concept proposé dans cette thèse. La cellule élémentaire a d'abord été étudiée sans intégration de motifs de GeTe (cellule idéale, tout en métal), puis avec l'intégration des motifs de GeTe. L'analyse fréquentielle a montré que l'ajout du PCM introduit une perte d'insertion de 1.6 dB. Par ailleurs, un déphasage binaire de 0°/180° a été obtenu sur l'ensemble de la bande étudiée, permettant une quantification de phase 1 bit. Les performances des TA ont été analysées à l'aide du modèle hybride développé, et confirmées par simulation full-wave sous CST.

Dans un second temps, des prototypes statiques ainsi qu'un prototype reconfigurable ont été fabriqués et mesurés au laboratoire XLIM. Ces travaux constituent les premières démonstrations expérimentales réalisées au laboratoire de TA en bande W. Les TA statiques ont été conçus comme des structures de référence permettant de valider l'ensemble de la démarche de conception, de fabrication et d'implémentation des motifs de GeTe sur ce type de cellule ainsi que tout le protocole expérimental. La comparaison avec la structure de référence a ensuite permis d'évaluer les performances du TA_{30deg} reconfigurable. Elles montrent un gain de 16.1 dB, inférieur de 3.4 dB à celui du TA_{30deg} statique de référence, et une efficacité d'ouverture de 1.4%, soit une diminution d'environ 56% par rapport à la structure statique. Ces pertes peuvent être associées à des défauts de conception lors de la fabrication, et devront être investiguées plus en détail par la suite.

Cette comparaison met finalement en évidence plusieurs contributions importantes dans ce travail. Elle démontre tout d'abord la possibilité de reconfigurer expérimentalement la distribution de phase sur l'ouverture du transmitarray par activation optique des motifs de GeTe, permettant ainsi de modifier la direction de propagation du faisceau transmis. Elle met également en évidence les pertes introduites par le matériau, qui pourraient être réduites par une optimisation de son épaisseur, tout en restant compatibles avec la méthode d'activation du GeTe.

Par ailleurs, l'approche proposée repose sur une reconfiguration réalisée directement au niveau des cellules sans nécessiter de circuits de polarisation. Chaque élément peut ainsi être adressé individuellement afin de modifier localement son état. À notre connaissance, peu de travaux ont rapporté une démonstration expérimentale de ce type de contrôle pour la réalisation d'un TA fonctionnant en bande sub-THz à l'aide de PCM activés optiquement. Ces résultats constituent ainsi une première validation du concept de TA reconfigurable optiquement basé sur le GeTe.

Les travaux futurs porteront d'une part sur l'optimisation des structures, afin d'améliorer le contrôle de la polarisation et le rendement d'ouverture, et d'autre part sur l'évolution du procédé de reconfiguration optique. L'utilisation d'un système d'écriture laser directe, reposant sur un laser compact impulsionnel associé à un scanner optique, permettra de remplacer les masques de contact par une écriture programmable des motifs de GeTe.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre IV. Focalisation en champ proche à partir d'un transmitarray à codage de phase 1 bit

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Chapitre IV. Focalisation en champ proche à partir d'un transmitarray à codage de phase 1 bit

IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons conçu et caractérisé un TA reconfigurable à codage de phase 1 bit en intégrant des PCM. Nous avons démontré que ce type de dispositif peut être reconfiguré optiquement afin d'imposer une distribution de phase sur son ouverture et de réaliser la formation dynamique du faisceau en bande sub-THz. Cette validation expérimentale établit à cet effet la capacité de la structure proposée à contrôler le front d'onde par simple reprogrammation des éléments actifs (PCM).

Ce chapitre se propose d'exploiter cette même capacité de contrôle de phase pour une fonctionnalité différente : la focalisation en champ proche. Cette fonctionnalité est motivée par le développement, à long terme d'une lentille reconfigurable pour l'imagerie en champ proche.

En effet, l'imagerie dans le domaine térahertz (THz) suscite un intérêt croissant pour de nombreuses applications, allant du contrôle non destructif à la sécurité, en passant par l'imagerie biomédicale et la caractérisation de matériaux. Cet engouement s'explique par les propriétés spécifiques du rayonnement THz : sa capacité à pénétrer de nombreux matériaux non conducteurs, sa nature non ionisante et sa résolution spatiale intermédiaire entre les domaines des micro-ondes et de l'infrarouge. Pour une structure à inspecter fixe, le principal verrou technologique reste toutefois l'acquisition de l'image elle-même. En effet, contrairement aux domaines optiques et infrarouges, la bande THz souffre d'un manque de systèmes de détection multi-pixels performants et peu coûteux, ce qui a conduit la communauté à développer une grande diversité d'architectures d'imagerie.

L'approche la plus directe consiste à disposer une matrice de détecteurs afin de capturer l'image sans balayage. Les progrès de la microélectronique ont permis de réaliser des caméras THz exploitant par exemple la technologie CMOS pour réaliser des réseaux de détecteurs NMOS associés à des antennes THz sur puce [165]. De nombreuses approches de ce type, exploitant des matrices de transistors, ont permis de réaliser des caméras THz en temps réel, mais qui fournissent une image en intensité uniquement. Pour accéder à l'information de phase, les réseaux de capteurs en régime temporel ouvrent la voie à la tomographie et à la spectroscopie large bande, comme l'illustre la référence [166], qui porte sur un système THz-TDS (Time Domain Spectroscopy) multivoies à base de réseaux d'antennes photoconductrices. Ces matrices offrent l'imagerie en temps réel idéale, mais se heurtent à un double compromis propre à la bande THz. D'une part la sensibilité par pixel limitée impose des sources d'illumination puissantes et, pour les systèmes temporels cohérents, une chaîne laser femtoseconde complexe qui restreint le nombre de voies. D'autre part, le coût et la complexité de fabrication croissent rapidement avec la résolution. C'est précisément ce déficit en détecteurs matriciels performants et abordables qui motive les architectures alternatives.

L'alternative immédiate en s'affranchissant du temps de mesure consiste à utiliser les approches par synthèse d'ouverture. Celles-ci reconstruisent une image à haute résolution en combinant de façon cohérente les signaux acquis par une antenne déplacée sur une trajectoire, à la manière du SAR (Synthetic Aperture Radar) micro-onde. Ces méthodes ont été démontrées avec succès en bande THz, permettant la reconstruction d'images 3D submillimétriques par rétropropagation ainsi que la caractérisation des propriétés optiques des matériaux imagés [167], [168]. Elles se heurtent cependant à la nécessité d'une illumination

Licence CC BY-NC-ND 4.0

globale de la scène par un faisceau divergent, dont le faible rapport signal-à-bruit doit être compensé en post-traitement (sommation cohérente), et surtout à la dépendance à un déplacement mécanique de l'antenne d'acquisition (ou de l'objet) pour synthétiser l'ouverture, ce qui pénalise fortement la cadence d'imagerie. Les systèmes à synthèse d'ouverture combinent d'ailleurs souvent un balayage mécanique vertical et une synthèse d'ouverture horizontale [169].

Pour combiner rapidité d'acquisition avec un nombre réduit de capteurs, de nombreuses approches portent sur la projection de masques de codage spatial, pour échantillonner la scène de façon optimisée et réduire le nombre de mesures nécessaires à la reconstruction de l'image (acquisition comprimée mono-pixel [170], [171]. Des démonstrateurs ont été réalisés sur ce principe via des modulateurs spatiaux (SLM) [172], pouvant être réalisés par des masques reprogrammables en VO_2 pilotés optiquement [173]. Ils permettent d'atteindre des résolutions très inférieures à la longueur d'onde, mais au prix d'un fonctionnement confiné au voisinage immédiat de l'objet. Ce principe repose en effet sur l'encodage des ondes évanescentes, et reste intrinsèquement limité à un fonctionnement en champ très proche du masque rayonnant. Dès lors que l'onde se propage sur une distance significative, les phénomènes d'interférence et de diffraction dégradent l'intégrité spatiale du motif projeté, ce qui contraint fortement la distance de travail et la géométrie du système d'imagerie.

Pour s'affranchir de la modulation de masques en zone de champ réactif, il est possible de générer la diversité d'illumination directement par un milieu diffusant ou dispersif, dont les motifs de rayonnement décorrélés encodent l'information de la scène en fonction de la fréquence [174]. Ce principe a été transposé en bande THz, notamment grâce à des métasurfaces à multiplexage fréquentiel [175], ou à des métasurfaces hybrides tout-optique pour la spectrométrie et l'imagerie mono-pixel computationnelles [176]. Ces méthodes offrent une grande flexibilité et permettent de s'affranchir des matrices de détecteurs coûteuses, mais restent pénalisées par la nécessité d'une illumination globale de la scène à chaque mesure, ainsi que par une qualité de reconstruction fortement dépendante des performances de l'algorithme employé (conditionné par la corrélation résiduelle des modes générés), ce qui peut se traduire par des temps de calcul importants ou une sensibilité accrue au bruit.

L'illumination globale, en particulier, présente l'inconvénient intrinsèque de reconstruire le champ rétrodiffusé par l'ensemble de la structure éclairée, et peut engendrer des artefacts liés aux effets d'interférences et de diffractions sur l'objet à imager. À l'inverse, une illumination locale (point par point), obtenue en focalisant le faisceau à l'aide d'une lentille, sonde chaque zone de l'objet de manière isolée et s'affranchit largement de ces artefacts. Dans ce sens, la réalisation de surfaces rayonnantes reconfigurables, jouant le rôle d'optiques de focalisation agiles semble tout à fait pertinente. Dans le domaine THz, ces dispositifs offrent un profil compact et à faibles pertes, et ont démontré d'excellentes performances de focalisation [177], [178], [179],[180]. Leur limitation majeure est qu'il s'agit généralement de lentilles statiques qui imposent un déplacement mécanique de l'objet à imager. Pour rendre l'optique de focalisation reconfigurable, les matériaux à changement de phase sont particulièrement attractifs à ces fréquences. Des métalentilles reconfigurables à base de PCM ont ainsi été proposées très récemment pour le contrôle dynamique de la focalisation ou la génération de foyers multiples [181], [182], [183], [184], mais sans forcément démontrer les capacités d'imagerie. Dans [185], une métalentille THz large bande exploitant les différents états de cristallisation du GST est réalisée expérimentalement. Le changement d'état du GST permet d'activer la fonction de focalisation, puis de la désactiver après cristallisation, réalisant ainsi une commutation

Licence CC BY-NC-ND 4.0

réversible et non volatile entre un état focalisant et un état non focalisant. Au-delà de cette simple commutation entre l'état focalisant et l'état non focalisant de la métalentille, [186] démontre une reconfiguration de la fonction de focalisation. Grâce à un codage optique binaire (1 bit) des méta-atomes, la distribution de phase est programmée, permettant de modifier la distance focale de la métalentille. Toutefois, la possibilité de reprogrammer la distribution de phase de la métasurface laisse entrevoir, en principe, un contrôle plus général de la focalisation, notamment par le déplacement de la position du spot focal dans le plan transversal (*x,y*), grâce à une programmation adaptée de la métasurface.

Dans cette thèse, nous proposons de contribuer à cet axe de recherche émergent, en mettant en œuvre un TA reconfigurable à base de GeTe afin de réaliser une lentille agile en transmission. En reprogrammant la distribution de phase des cellules, le foyer peut être balayé électroniquement dans le plan image, combinant la compacité et les performances des optiques planaires avec l'agilité d'un balayage sans mouvement mécanique.

IV.2. Principe de fonctionnement d'un transmitarray focalisant en champ proche

La focalisation en champ proche à l'aide d'un TA consiste à façonner la phase du champ transmis de manière à ce que toutes les ondes émises par les différentes cellules élémentaires se recombinent en un point focal à la fréquence considérée. Comme illustré sur la Figure IV.1, le TA est éclairé par une source placée à une distance $P_1\ (x_h, y_h, z_h)$ du plan de la surface. Afin de focaliser l'énergie incidente à un point focal situé en $P_2\ (x_f, y_f, z_f)$, il faut compenser la variation de phase liée à l'illumination et imposer à chaque cellule une phase de transmission appropriée, pour réaliser une sommation cohérente au point de focalisation.

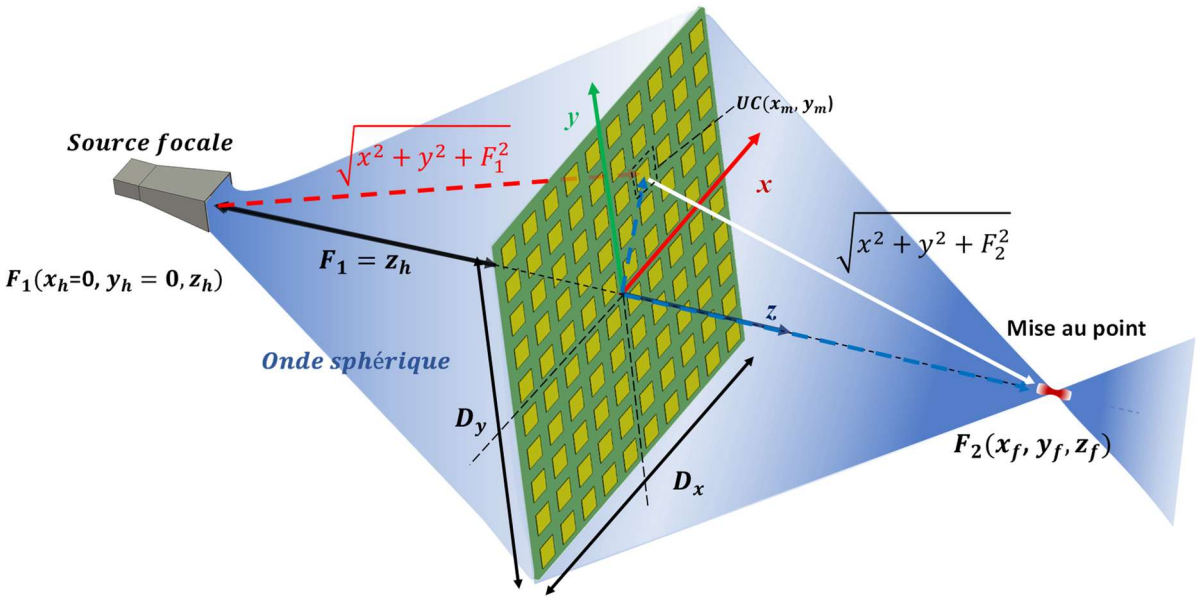


Figure IV.1 – Principe de focalisation des ondes par un TA.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

La loi de phase à appliquer sur la surface doit prendre en compte deux contributions principales.

La première correspond à la différence de phase introduite par la propagation entre la source et chaque point (x, y) du réseau. Cette contribution s'écrit :

$$\psi_{source}(x,y) = k_0\sqrt{\left(x^2 + y^2 + {F_1}^2\right)} \quad \text{(IV. 14)}$$

La seconde contribution correspond à la phase nécessaire pour que l'onde retransmise par chaque cellule converge vers le point focal F_2, situé à une distance de la cellule considérée. Elle s'exprime sous la forme :

$$\psi_{focale}(x,y) = k_0\sqrt{\left(\left(x_f - x\right)^2 + \left(y_f - y\right)^2 + {F_2}^2\right)} \quad \text{(IV.15)}$$

Ou $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ est le nombre d'onde dans l'espace libre.

La phase idéale que doit appliquer chaque cellule située en (x, y) pour assurer la focalisation au point P_2 est donnée par :

$$\psi_{total}(x,y) = k_0\left[\psi_{source} + \psi_{focale}\right] \quad \text{(IV.16)}$$

Cette loi de phase permet ainsi de transformer l'onde sphérique incidente en un front d'onde convergent vers le point F_2. Dans le cas particulier d'une illumination par une onde plane, la différence de phase liée au trajet source-TA devient négligeable, puisque l'onde incidente présente un front d'onde uniforme en phase sur toute l'ouverture. La loi de phase ne dépend alors que de la contribution liée à la focalisation.

Toutefois, la cellule élémentaire conçue dans cette thèse ne peut fournir que deux états de phase distincts. Ceci conduit à une quantification 1 bit de la phase totale $\psi_{total}(x,y)$ selon la loi de quantification définie par l'équation (III.6) au chapitre III.

IV.3. Validation du TA focalisant à 100 GHz

Le TA simulé pour la focalisation est identique à celui présenté au chapitre III, c'est-à-dire que les dimensions géométriques ainsi que la cellule élémentaire restent inchangées. La structure est constituée de 30x30 cellules élémentaires, correspondant à une ouverture de 45 mm × 45 mm.

Comme au chapitre précédent, les simulations sont réalisées dans un premier temps sous MATLAB pour déterminer la distribution de phase sur le réseau en fonction des caractéristiques de focalisation souhaitées. Un modèle simple de propagation est appliqué pour calculer le champ rayonné dans un volume de l'espace en considérant chaque cellule comme une source ponctuelle et en intégrant ses caractéristiques de transmission et de rayonnement obtenues par simulation de Floquet sous CST. Le TA est ensuite généré automatiquement sous CST via MATLAB pour valider le dispositif en simulation « fullwave ».

Sur l'instrument final d'imagerie deux configurations d'illumination peuvent être envisagées :

- **Illumination par une onde plane** : le TA est illuminé par une onde plane incidente polarisée linéairement suivant l'axe y.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

- **Illumination par une onde sphérique** : le TA est illuminé par un cornet polarisé linéairement suivant l'axe y, placé à une distance F_1 = 32.85 mm de l'ouverture, correspondant à un rapport F/D= 0.73).

Les distributions de phase 1 bits appliqués sur l'ouverture pour focaliser dans l'axe au point focal théorique F_2 = 33 mm sont présentés en Figure IV.2 (a) et (b) pour le cas d'une illumination par une onde plane et par une onde sphérique. Les résultats de simulation obtenus à 100 GHz sont présentés à la Figure IV.3. Dans les deux configurations, on observe une concentration du champ électromagnétique en un point focal situé à une distance F_0 de son ouverture (Figure IV.3(a) et Figure IV.3(b)). Les Figure IV.3 (c) à Figure IV.3(f) présentent les composantes de champ E_x et E_y au point focal où la densité de puissance rayonnée est maximale. La focalisation est principalement observée sur la composante E_x, correspondant à la composante de champ mise en cohérence, à laquelle est appliqué le codage de phase, tandis que la composante E_y non codée reste nettement plus faible. Les profils de champ normalisés (Figure IV.3(g) et Figure IV.3(h)) mettent en évidence une différence de comportement. Sous illumination par une antenne cornet, la forme de la tache focale dépend de la loi d'illumination de la source qui agit comme un filtre spatial. La tache focale n'est pas uniforme et la résolution à -3 dB($\Delta_x = 2.9$ mm et $\Delta_y = 2.6$ mm) n'atteint pas celle théorique de 1.9 mm calculée à partir de la formule de Sherman [187]:

$$\Delta_s = 0.886 F_2 \lambda_0 / D \qquad \text{(IV.17)}$$

Avec *D* la taille de l'ouverture et F_2 la distance de focalisation.

Bien entendu, la loi d'illumination pourrait être optimisée en développant une source spécifique à ce contexte, mais il ne s'agit pas ici de l'objectif de cette thèse.

Sous illumination par onde plane, la tache focale devient plus uniforme avec une résolution à – 3 dB de : $\Delta_x = 2.4$ mm et $\Delta_y = 2.3$ mm.

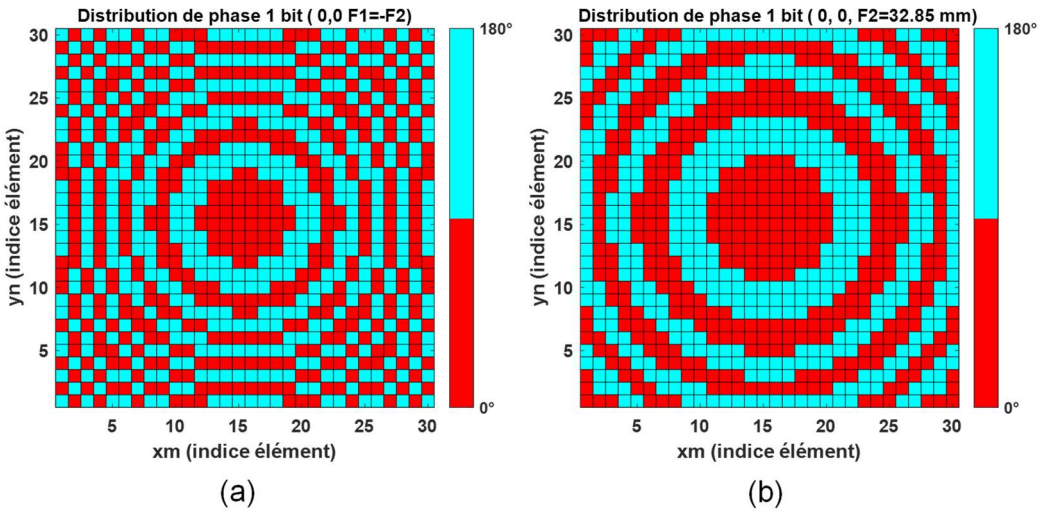
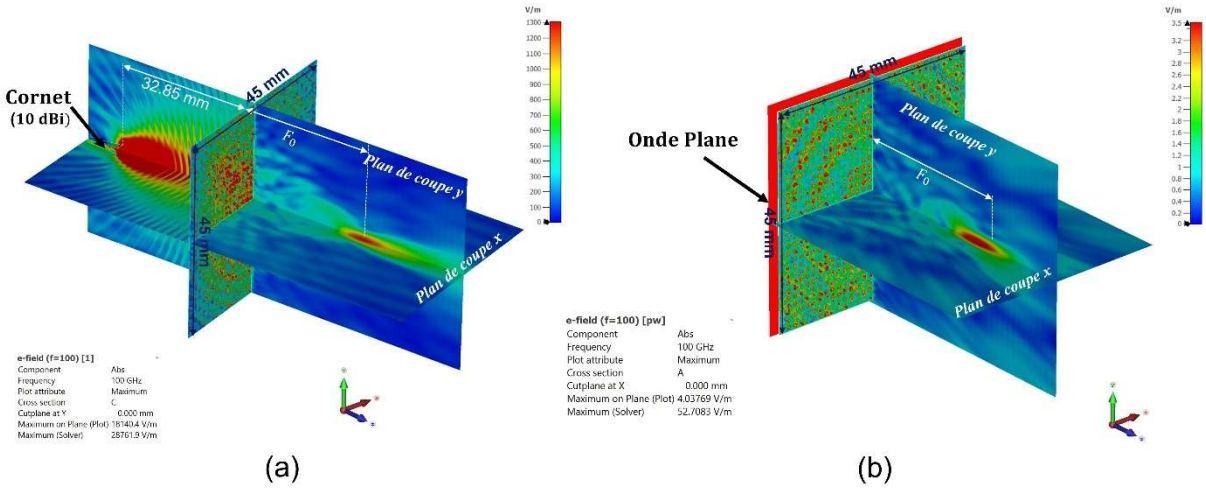
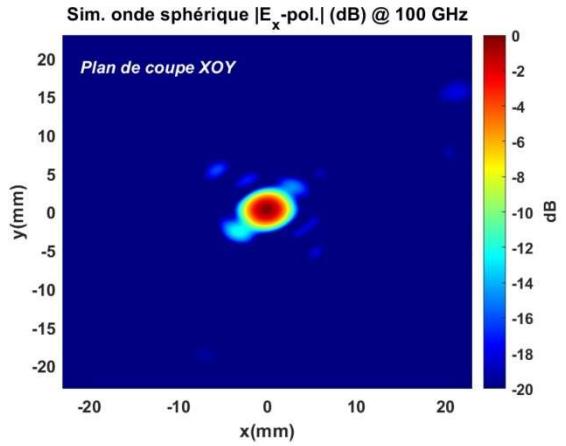


Figure IV.2 – Distributions de phase 1 bit calculées à 100 GHz pour une focalisation dans l'axe (au point focal théorique F_2 = 32.85 mm. (a) Distribution de phase sous illumination par onde plane incidente et (b) sous illumination par onde sphérique, la source étant placée à une distance F_1 = 32.85 mm de l'ouverture.

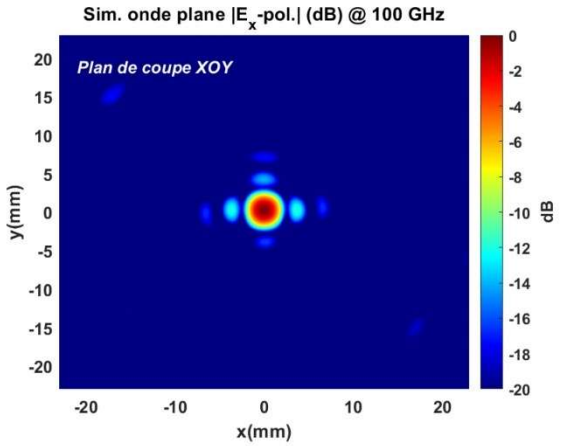
Licence CC BY-NC-ND 4.0



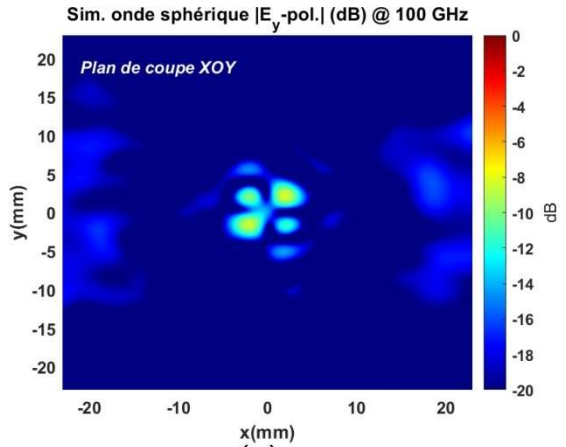
(a) (b)



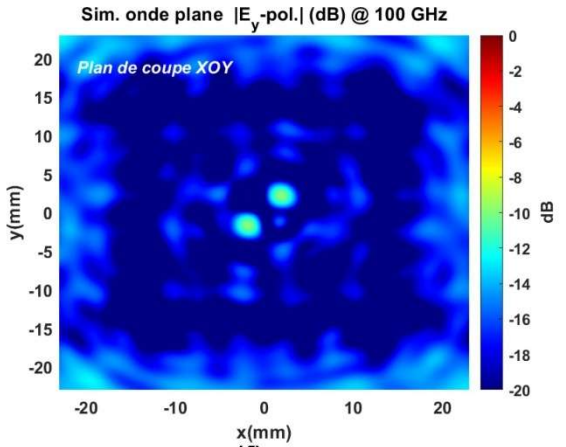
(c)



(d)



(e)



(f)

Licence CC BY-NC-ND 4.0

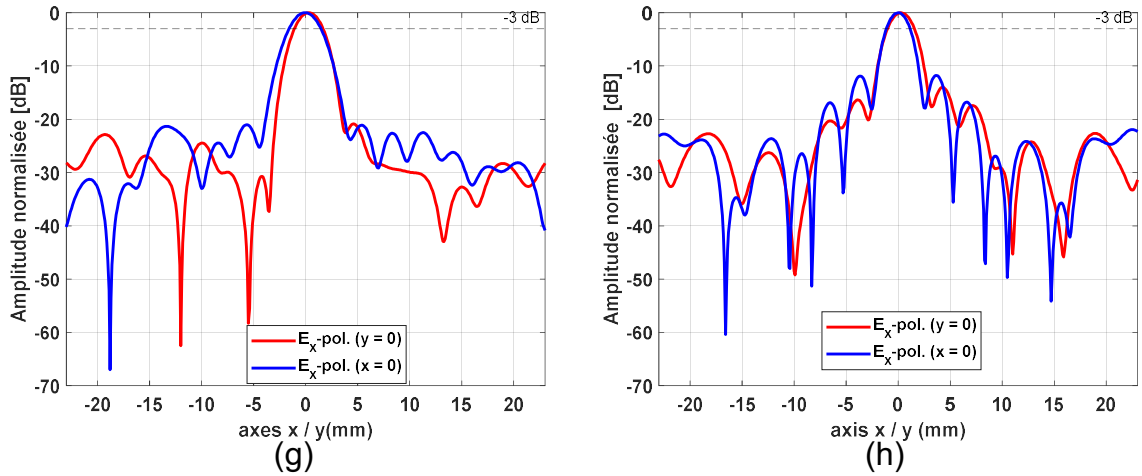


Figure IV.3 – Simulation du TA focalisant à 100 GHz : (a) illumination par un cornet et (b) illumination par une onde plane, illustrant la distribution 3D du module du champ électrique à une distance focale F_0. (c) Distribution du module du champ E_x sous illumination par source sphérique et (d) sous illumination par onde plane dans le plan focal xOy. (e) Distribution du module du champ E_y sous illumination par source sphérique et (f) sous illumination par onde plane dans le plan focal xOy. (g) Profil normalisé de E_x suivant x $(y = 0)$ sous illumination par onde sphérique et (h) profil normalisé de E_x suivant y $(x = 0)$.

Comme pour la formation de faisceau (Chapitre III), le TA monocouche génère simultanément un faisceau transmis et un faisceau réfléchi. De la même manière, en focalisation, il présente un foyer en transmission et en réflexion. Le foyer en réflexion n'est pas visible sur la Figure IV.3(a), car il est masqué par le champ direct, rayonné par le cornet. Cette caractéristique est importante à considérer pour un dispositif d'imagerie en réflexion, afin d'éviter d'éblouir la signature du dispositif à imager par la focalisation parasite en réflexion. Le positionnement de la source doit donc être considéré avec précaution en fonction de l'étalement de la tache focale en réflexion. À l'inverse, comme nous le verrons par la suite, une illumination par onde plane (utilisation d'une « lentille de collimation ») est moins contrainte par ce phénomène. Elle offre également une meilleure résolution spatiale et facilite la mise en œuvre expérimentale en termes d'alignement source / TA. Cette technique d'illumination sera donc privilégiée par la suite.

En plus de la capacité de focalisation (résolution), la **profondeur de focalisation** (*Depth of Focus, DoF)* et l'**efficacité de focalisation** constituent des métriques importantes d'une lentille. La profondeur de focalisation correspond à l'intervalle axial dans lequel l'intensité du champ reste supérieure à la moitié de sa valeur maximale (– 3 dB). Elle traduit simplement la tolérance du système aux variations de la position de la cible le long de son axe de propagation (suivant ***z***). Elle est définie par [188]:

$$DoF = \left\{ z, |E(0,0,z|^2 \geq 0.5 \left| E(0,0,z_f \right|^2 \right\} \quad \text{(IV.18)}$$

L'efficacité de focalisation intrinsèque (ne tenant pas compte des pertes par débordement) peut être définie comme étant le rapport entre la puissance intégrée dans la région focale et la puissance incidente sur l'ouverture du TA [189] :

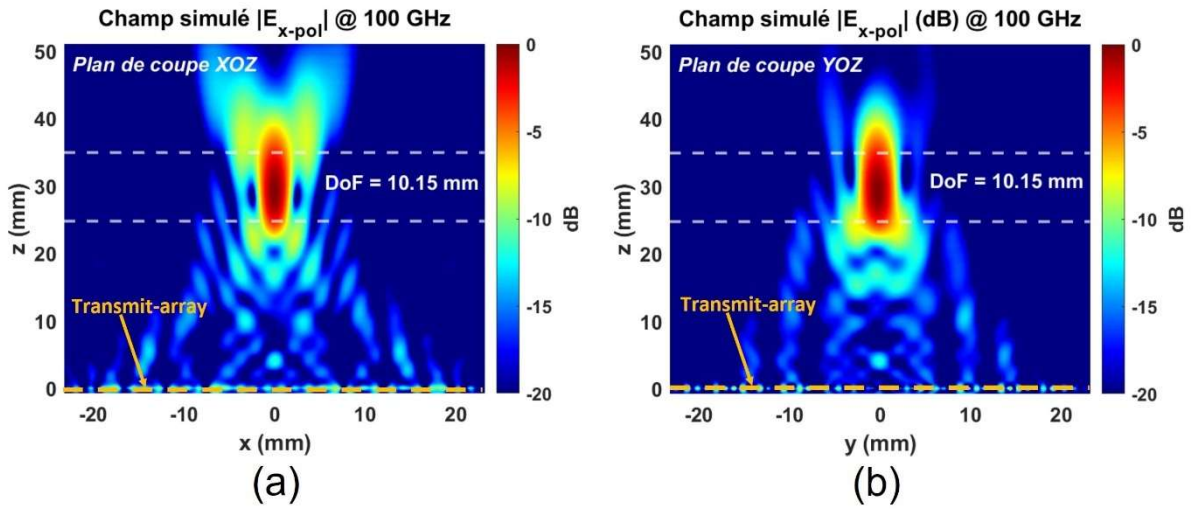
Licence CC BY-NC-ND 4.0

$$\eta_f = \frac{\iint_{S_{3FWHM}} \left|E_x(x,y,z_f)\right|^2 dx \cdot dy}{\iint_{S_{TA}} |E_{inc}(x,y)|^2 dx \cdot dy} \quad \text{(IV.19)}$$

où $E_x(x,y,z_f)$ désigne le champ électrique au plan focal situé à la distance z_f, $E_{inc}(x,y)$ le champ électrique incident sur le TA, S_{TA} la surface du TA et S_{3F} la région elliptique centrée sur le foyer, de demi-axes $a = 3\Delta_x/2$ et $b = 3\Delta_y/2$. La *FWHM* (*Full Width at Half Maximum*) désigne la largeur à mi-hauteur du spot focal.

Dans le cas d'une illumination par une onde plane, la propagation du champ le long de l'axe z, est illustrée par les cartographies des plans XOZ et YOZ (Figure IV.4(a) et (b)), qui mettent en évidence une zone focalisée bien définie autour d'un point focal maximal. La profondeur de focalisation déterminée est de l'ordre de 10 mm dans les deux plans. Le calcul du champ sous MATLAB (Figure IV.4(c), présente une bonne cohérence avec les résultats de simulation électromagnétique. Le maximum du champ rayonné est atteint à 29.2 mm en simulation électromagnétique, et à 31 mm pour le calcul MATLAB (Figure IV.4(d)). Ces deux valeurs restent légèrement inférieures à la distance focale théorique F_2 = 33 mm appliquée lors de la distribution de phase de sorte que toutes les contributions des différentes cellules s'additionnent en phase en ce foyer théorique. Ce décalage observé, appelé «***focus shift»***, est bien connu dans la littérature des antennes focalisantes en champ proche [190], [191]. Bien que les contributions des différentes cellules soient en phase au foyer théorique, le maximum de la densité de puissance est généralement observé entre l'ouverture du réseau et ce foyer théorique, en raison du facteur d'étalement du champ $1/R_{mn}$. Physiquement, ce facteur pondère différemment les contributions des cellules de l'ouverture selon leur distance au point d'observation, ce qui modifie la répartition de l'énergie le long de l'axe de propagation. D'après les auteurs dans [190], le décalage du foyer peut être réduit en diminuant le paramètre normalisé $\gamma = F_2/D_F = \lambda_0 F_2/2D^2$ qui est le rapport entre la distance focale (F_2) et la distance de Fraunhofer (D_F). Plus la valeur de γ est faible, plus le décalage du foyer est faible.

L'estimation MATLAB demeure plus proche de cette distance, puisqu'elle repose sur un modèle simplifié de propagation et ne tient pas compte des effets électromagnétiques complexes tels que le couplage inter-éléments.



Licence CC BY-NC-ND 4.0

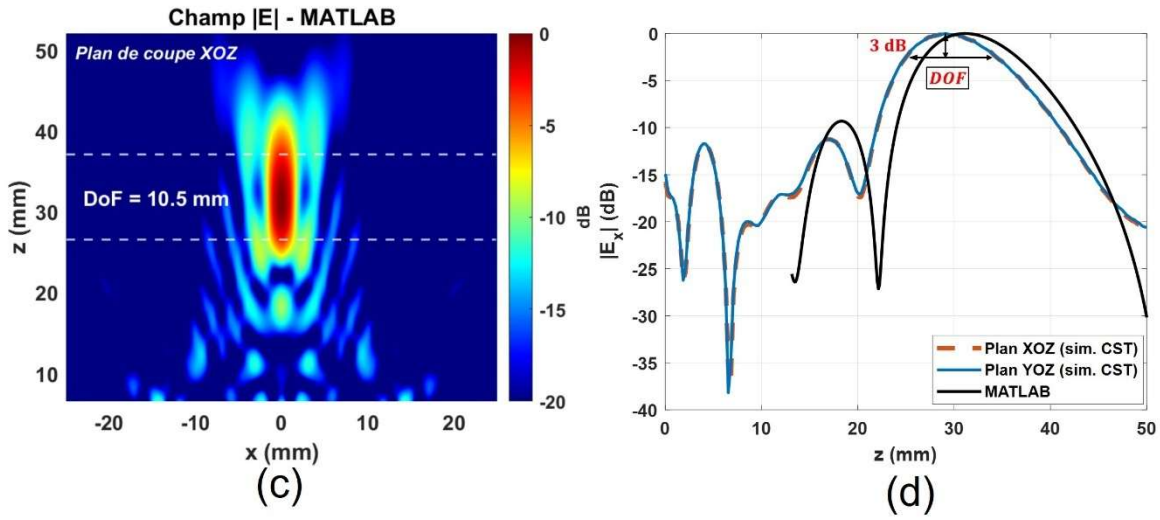


Figure IV.4 – Comparaison entre la simulation électromagnétique complète (CST) et l'outil d'analyse sous MATLAB de la focalisation du TA à 100 GHz. (a) et (b) Distribution du champ $|E_x|$ le long de l'axe de propagation z du TA dans les plans xOz et yOz. (c) Distribution du champ le long de l'axe de propagation obtenue par l'outil d'analyse (MATLAB). (d) Comparaison CST et MATLAB du profil du champ suivant cet axe de propagation.

Les performances de focalisation obtenues dans l'axe à 100 GHz pour une illumination par une onde plane sont résumées dans le Tableau IV.1, qui regroupe l'ensemble des métriques extraites de l'analyse précédente.

Tableau IV.1 – Métriques de focalisation à partir d'une illumination par onde plane à 100 GHz

Illumination onde plane	Code MATLAB	Simulation CST
Taille du spot $\Delta_s^{x/y}$ @ -3 dB (mm)	2.3 / 2.3	2.5 /2.3
DoF (mm)	10.5	10.2
η_f (%)	-	4.70

Cette première étape de validation par simulation de la structure dans l'axe est le cas le plus pertinent pour évaluer les performances de focalisation à travers les principales métriques, telles que la taille du spot, la profondeur de focalisation et l'efficacité intrinsèque de focalisation. La principale limitation de cette structure réside dans son efficacité de focalisation, qui est d'environ 4.7%. Cette valeur s'explique notamment par le caractère bidirectionnel du TA, pour lequel la puissance incidente est simultanément répartie entre les fonctions de transmission et de réflexion, ainsi que par l'efficacité de conversion en polarisation croisée et les pertes d'insertion de la cellule élémentaire. Par ailleurs, l'intégration est réalisée autour du foyer uniquement en transmission ; de ce fait, la quantité d'énergie considérée reste faible. Par ailleurs, la quantification de phase 1 bit contribue également à réduire l'efficacité de focalisation en diminuant la concentration de l'énergie au point focal, comme cela a été montré dans [188].

Bien que relativement faible, l'efficacité de focalisation obtenue reste comparable à celles rapportées pour plusieurs métasurfaces monocouches, généralement comprises entre 1% et 8% [192], [193], [194]. Dans certains de ces travaux, malgré une couverture de phase de 2π

Licence CC BY-NC-ND 4.0

réalisée à partir de huit géométries de cellules, les faibles efficacités de focalisation sont principalement attribuées à la faible efficacité de transmission des cellules élémentaires, incluant notamment la conversion de polarisation, ainsi qu'aux pertes intrinsèques des structures monocouches. Les auteurs dans [192] montrent toutefois qu'une densification du réseau permettrait théoriquement de passer de 1% à environ 10%. Une amélioration est toutefois rapportée dans [189] avec une MS reconfigurable à base de PCM. Dans cette structure, l'amélioration de l'efficacité consiste à augmenter le nombre d'éléments participant à la réalisation du profil de phase. Le passage de l'état OFF à l'état ON du VO_2 permet de passer de neuf à seize cellules participant au profil de phase. L'efficacité passe alors de 12% à 30%.

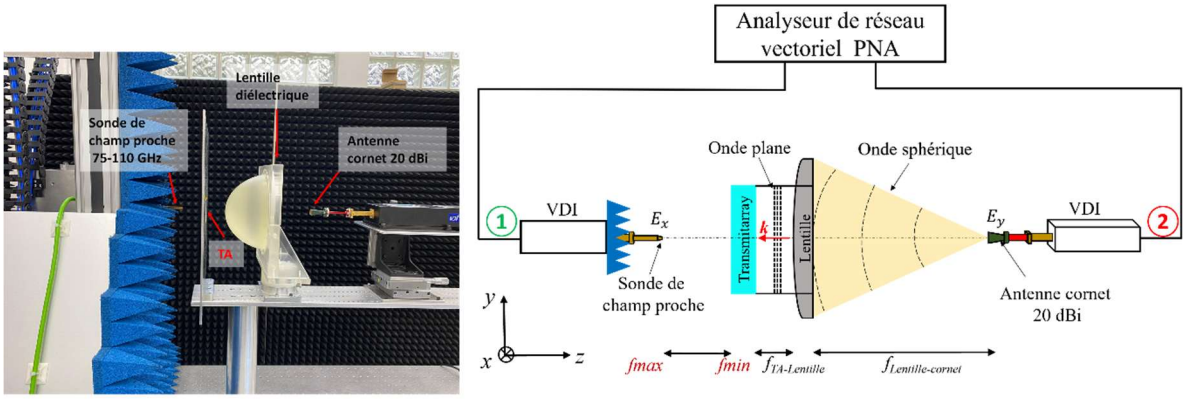
Pour ces structures, de manière générale, les principales pistes d'amélioration reposent sur l'emploi de structures multicouches afin d'augmenter l'efficacité de transmission des cellules, ainsi que sur une optimisation de l'utilisation de l'ouverture de la métalentille.

IV.4. Caractérisation de la focalisation en champ proche

Cette section est consacrée à la caractérisation expérimentale des TA 1 bit focalisants, qu'ils soient entièrement métalliques (statiques) ou qu'il intègrent des cellules métal-GeTe ou entièrement en GeTe pour être reconfigurables. Nous présenterons également une première étude de faisabilité d'une structure uniquement en GeTe, entièrement reconfigurable par écriture laser des motifs de résonateurs à anneau fendu (SRR) sur une couche mince de GeTe.

IV.4.1. Banc de mesure

La configuration expérimentale de focalisation en champ proche (Figure IV.5) reprend le même banc de mesure que celui utilisé pour la formation de faisceau. La différence principale réside dans l'illumination du TA par une onde plane, désormais assurée par l'association d'un cornet 20 dBi (*Flann Microwave*, modèle 27240-20), positionné au foyer d'une lentille diélectrique afin de générer un faisceau collimaté.



(a) (b)

Figure IV.5 – Banc de caractérisation expérimentale du réseau transmetteur de 75 à 110 GHz. (a) Photographie du dispositif en configuration focalisation en champ proche, et (b) schéma fonctionnel de l'ensemble du système de caractérisation.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

IV.4.2. Lentille diélectrique de collimation

La lentille diélectrique utilisée a été initialement développée et caractérisée dans une thèse dédiée aux dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques [195]. Dans le cadre de cette thèse, elle est réutilisée comme élément d'illumination afin de générer, à partir d'un cornet d'excitation de gain 20 dBi, une onde quasi plane destinée à l'illumination du TA. Cette lentille diélectrique est réalisée en Rexolite ($\varepsilon_r \approx 2.53$) et présente une distance focale d'environ 117 mm.

Une caractérisation préalable du champ en sortie de la lentille diélectrique a été réalisée afin d'identifier la zone de collimation en sortie de la lentille. Cette étape permet de positionner le TA dans des conditions d'illumination uniformes. Le champ transmis a été mesuré en réalisant des scans 2D en sortie de la lentille dans le plan x,y $\in [-100, 100]$ à différentes distances de la lentille (Figure IV.6). Une distance de 45 mm a été retenue pour analyser l'illumination incidente sur le TA. Les données mesurées dans ce plan ont été interpolées sur l'ouverture du TA afin d'étudier la distribution d'amplitude et de phase de l'onde incidente à la fréquence de fonctionnement du TA (Figure IV.7). Les distributions d'amplitude et de phase obtenues montrent que le front d'onde incident n'est pas parfaitement uniforme sur l'ensemble de l'ouverture. La variation d'amplitude entre le centre et le bord de l'ouverture reste inférieure à 2.1 dB avec une variation maximale de phase limitée à 15.6°. Une étude de sensibilité a été menée à l'aide du code MATLAB dédié à la focalisation du TA afin d'évaluer l'influence de cette non-uniformité. Les performances obtenues pour la variation maximale de phase de 15.6° sont comparées au cas d'une illumination par une onde plane idéale. La taille du spot reste inchangée, la *DoF* diminue légèrement de 10.5 à 10.25, soit une réduction d'environ 2.4%. La perte du niveau d'intensité maximale au point focal est également très faible, avec 0.1 dB.

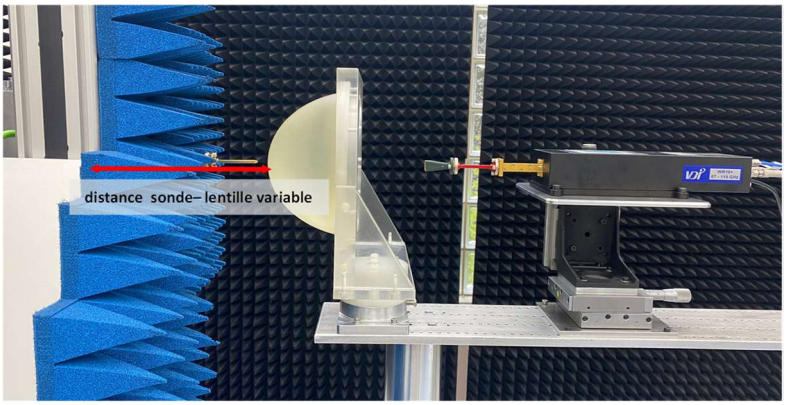


Figure IV.6 – Photographie expérimentale du banc de caractérisation de la lentille diélectrique.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

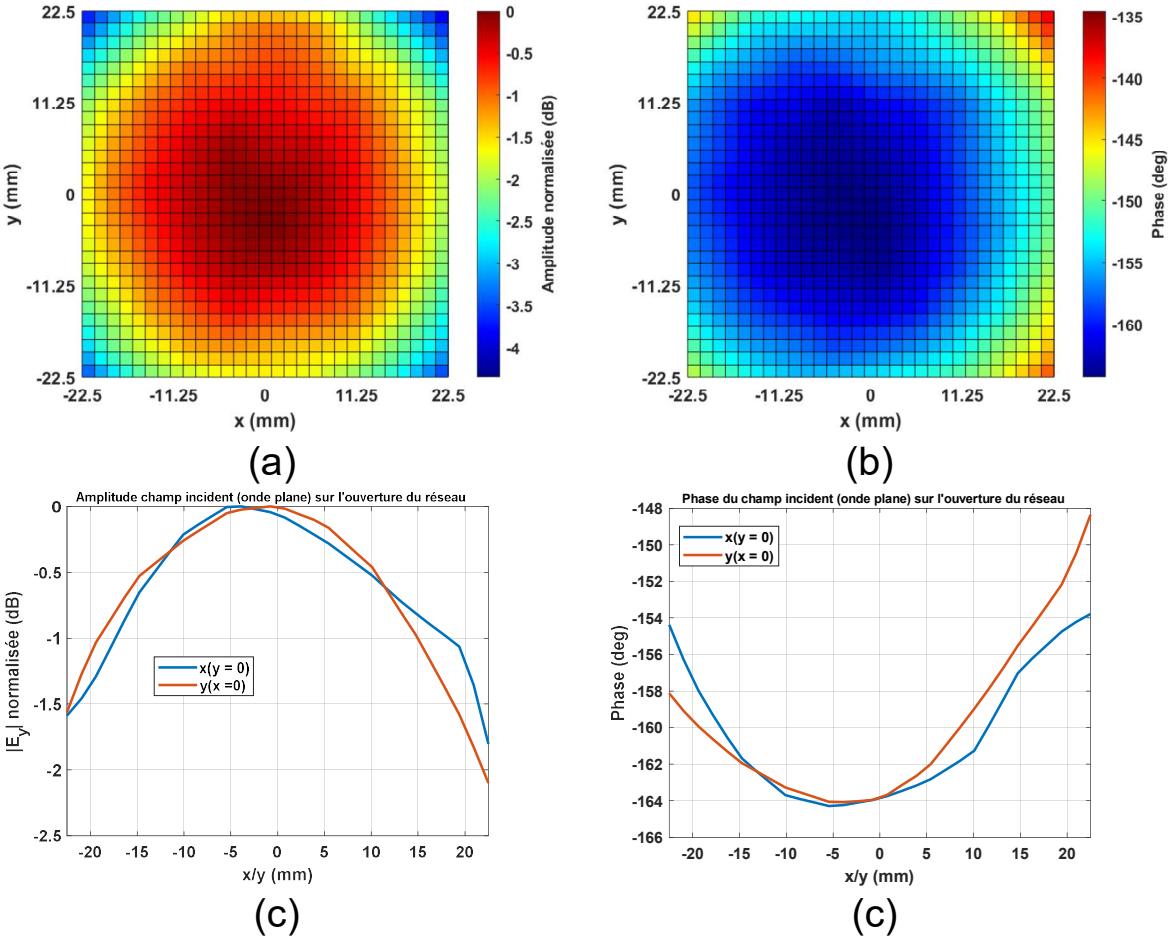


Figure IV.7 – Distribution du champ incident mesuré à 100 GHz (lentille diélectrique) sur l'ouverture du TA : (a) amplitude normalisée, (b) phase, (c) et (d) profils d'amplitude et de phase suivant x et y.

Ainsi, bien que le champ généré par la lentille ne soit pas parfaitement uniforme en amplitude et en phase sur l'ouverture du TA, ces non-uniformités mesurées n'entraînent pas de dégradation significative sur les métriques de focalisation. L'illumination obtenue est donc jugée suffisante pour la suite de ce travail.

La condition d'illumination étant établie, la suite de l'étude expérimentale portera sur l'évaluation des métriques de focalisation des TA statiques et reconfigurables. Différentes configurations de focalisation, dans l'axe et hors axe, seront considérées. Les TA statiques serviront uniquement de référence pour évaluer les performances de focalisation des TA reconfigurables.

IV.4.3. TA focalisant statique dans l'axe

Pour mettre en œuvre le banc de mesure, et valider le principe de focalisation, le premier dispositif focalisant étudié est un **TA_{0deg} statique (sans GeTe)**, initialement développé pour la formation de faisceau et présenté au chapitre III. Ce TA est conçu pour orienter le faisceau dans l'axe ($\theta_0 = 0°, \varphi_0 = 0°$). Bien qu'il ait été conçu pour compenser une onde sphérique, il

Licence CC BY-NC-ND 4.0

est également capable, lorsqu'il est illuminé par une onde plane, de focaliser l'énergie à la focale (rapport F/D=0.73).

Le banc expérimental utilisé pour les mesures des TA focalisants a été présenté à la Figure IV.5. Le schéma fonctionnel de la Figure IV.8 reprend cette configuration en y illustrant les distances physiques entre le cornet, la lentille diélectrique, le TA et la sonde de champ proche. Ces distances permettent d'estimer le trajet direct de l'onde entre les deux plans de référence, afin d'identifier la contribution du TA dans la réponse temporelle et de définir une fenêtre temporelle.

L'acquisition des données est réalisée dans le plan de propagation, pour $z \in [\,20, 60]$ mm avec un balayage tous les 5 mm, afin de réduire le temps de mesure. Compte tenu de la faible taille attendue du spot focal, la zone de balayage a été limitée à $x, y \in [\,-10, 10]$ mm, avec un pas de 1 mm.

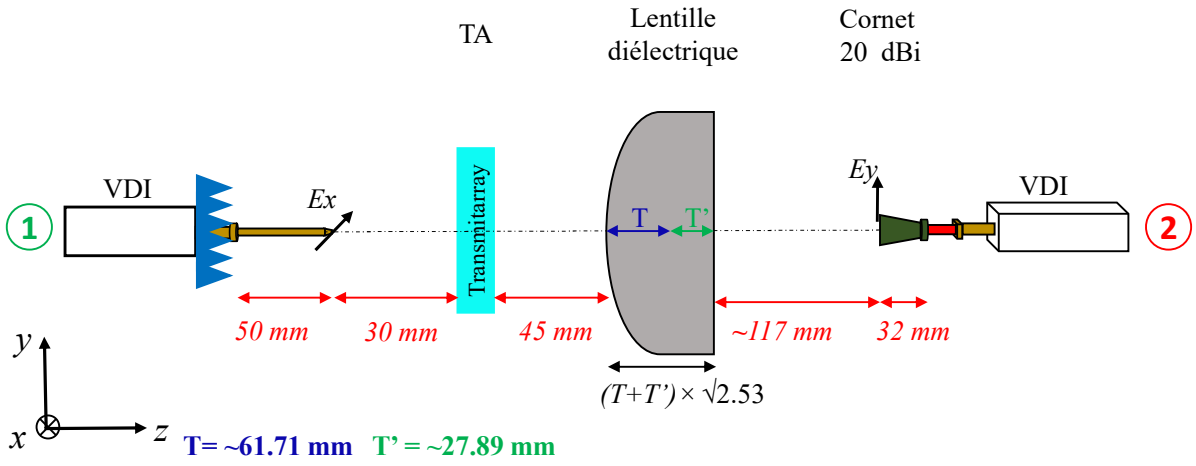


Figure IV.8 – Schéma fonctionnel de caractérisation illustrant le positionnement de chaque élément afin de définir la distance équivalente associée au trajet direct de l'onde

La réponse temporelle mesurée dans l'axe du TA présente un pic principal qui arrive à un instant t = 1.46 ns (Figure IV.9(a)), correspondant à une distance équivalente estimée d = 0.44 m du trajet direct entre les deux plans de référence. Cette distance est proche de la distance géométrique estimée à partir du schéma de la Figure IV.8 (d ≈ 0.42 m). Le coefficient de transmission du TA après l'application du time gating est présenté à la Figure (Figure IV.9(b)). Sur la bande de fréquences mesurée, la bande passante relative de transmission est supérieure à 17 % autour de la fréquence de fonctionnement de 100 GHz.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

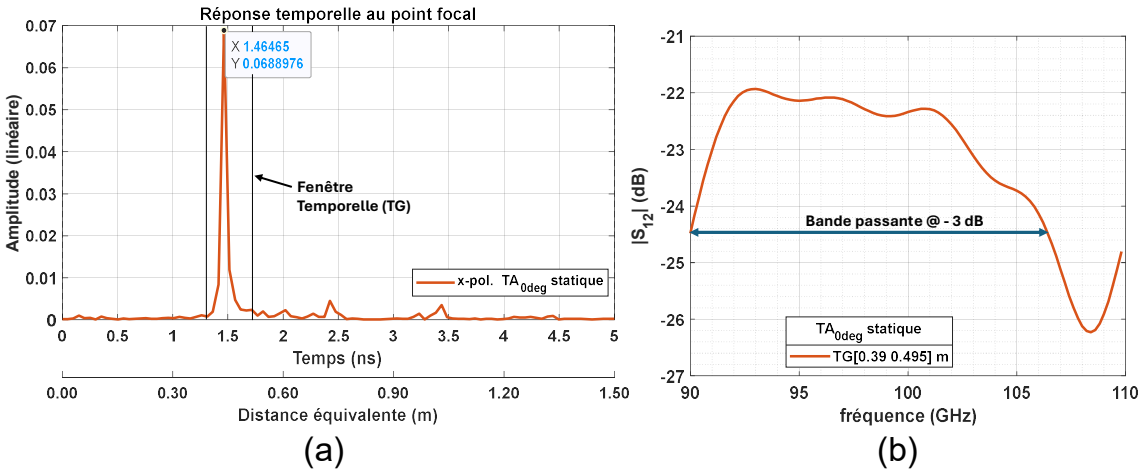


Figure IV.9 – (a) Réponse temporelle mesurée au point focal du TA statique (sans GeTe). (b) Réponse fréquentielle après l'application d'un fenêtrage temporel (time gating).

L'évolution de l'amplitude normalisée du champ transmis $|E_x|$ à 100 GHz le long de l'axe de propagation du TA_{0deg} statique en simulation et en mesure est présentée à la Figure IV.10(a) et (b). On peut observer que la simulation et la mesure présentent un bon accord. Le maximum du champ obtenu en simulation dans l'axe de propagation est situé à z = 32.5 mm, ce qui n'est pas le cas en mesure (z = 30 mm). Cet écart reste cohérent avec les incertitudes expérimentales de positionnement et le phénomène du « ***focus shift*** » [190], [191] décrit précédemment. La DoF autour du maximum est de l'ordre de 12 mm (Figure IV.10 (c)). La faible variation de la DoF observée entre les résultats est cohérente avec la littérature, qui montre que la DoF dépend principalement de la géométrie de l'ouverture, de la distance focale et de l'impact de la quantification [187].

Afin de caractériser la forme et la taille du foyer dans le plan focal, les Figure IV.11(a) et (b) présentent les distributions du champ $|E_x|$ simulées et mesurées, qui montrent également une bonne concordance. La taille du spot à – 3 dB est $\Delta_s^{x/y}$= 2.5 mm / 2.4 mm en simulation et $\Delta_s^{x/y}$= 2.5 mm / 2.8 en mesure (Figure IV.11(c) et (d). Les profils de coupe suivant les plans x et y montrent une bonne concordance sur le lobe principal. Les niveaux de lobes secondaires mesurés sont légèrement plus faibles que ceux obtenus en simulation. Ils atteignent environ -12 dB (simulation) et -14 dB (mesure) suivant l'axe x, et restent inférieurs à -16 dB (simulation) et -20 dB (mesure) suivant l'axe y.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

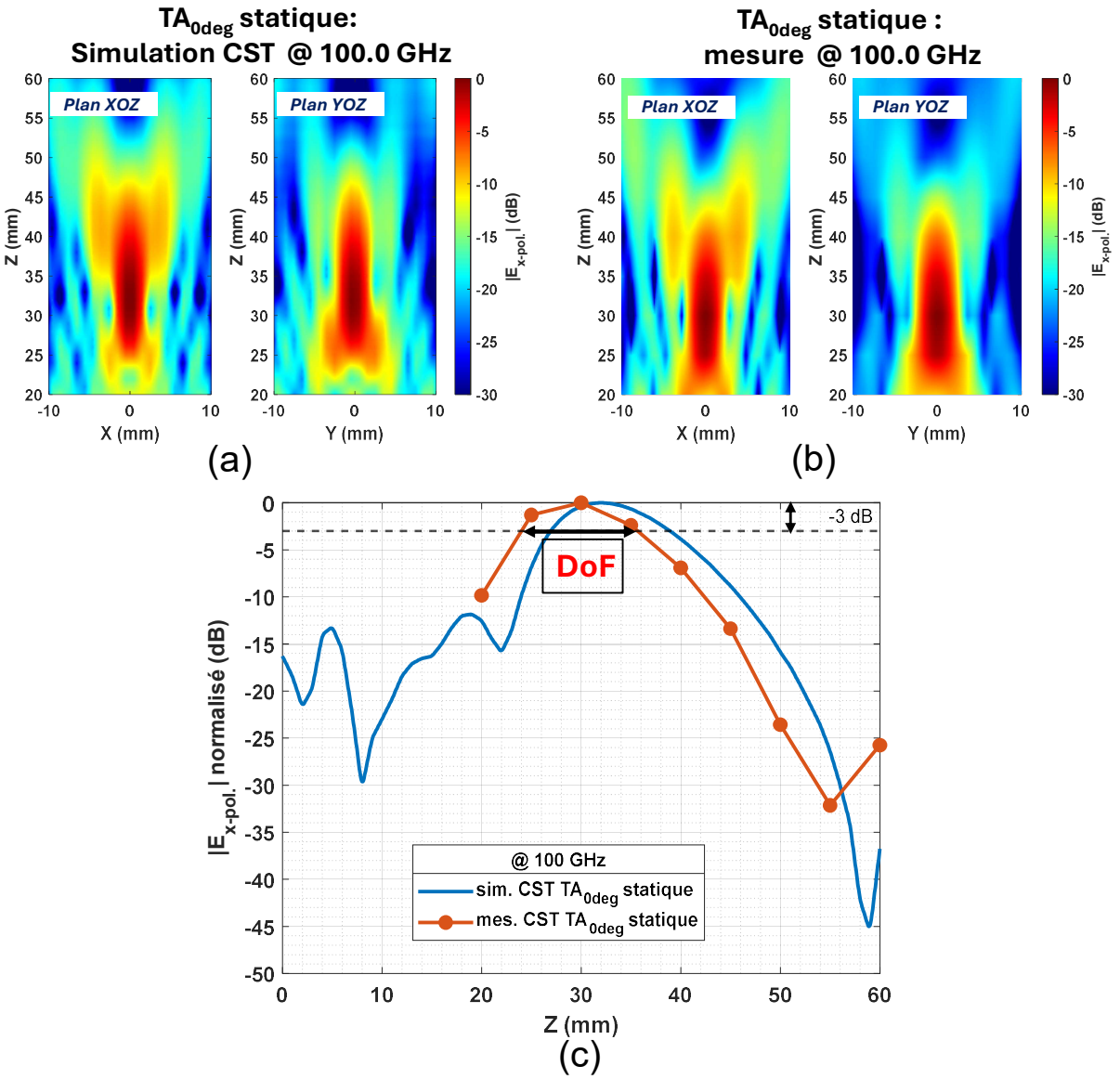


Figure IV.10 – Distribution de champ le long de l'axe de propagation du TA_{0deg} statique à 100 GHz : (a) simulée et (b) mesurée dans les plans XOZ et YOZ ; (c) profils 1D du champ suivant cet axe de propagation.

Les performances fréquentielles mesurées sont présentées sur la Figure IV.12. La bande passante à -3 dB est de 17 GHz (90-106.8 GHz). À 100 GHz, l'efficacité de focalisation est d'environ 3.7%, contre 4.7 % obtenus précédemment en simulation. Comme discuté précédemment, cette faible efficacité de focalisation résulte de plusieurs limitations intrinsèques à la structure, auxquelles s'ajoute la quantification de phase 1 bit. L'écart observé entre la mesure et la simulation reste toutefois faible. La légère diminution observée expérimentalement peut être associée à l'étalement de la tache focale observé en mesure.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

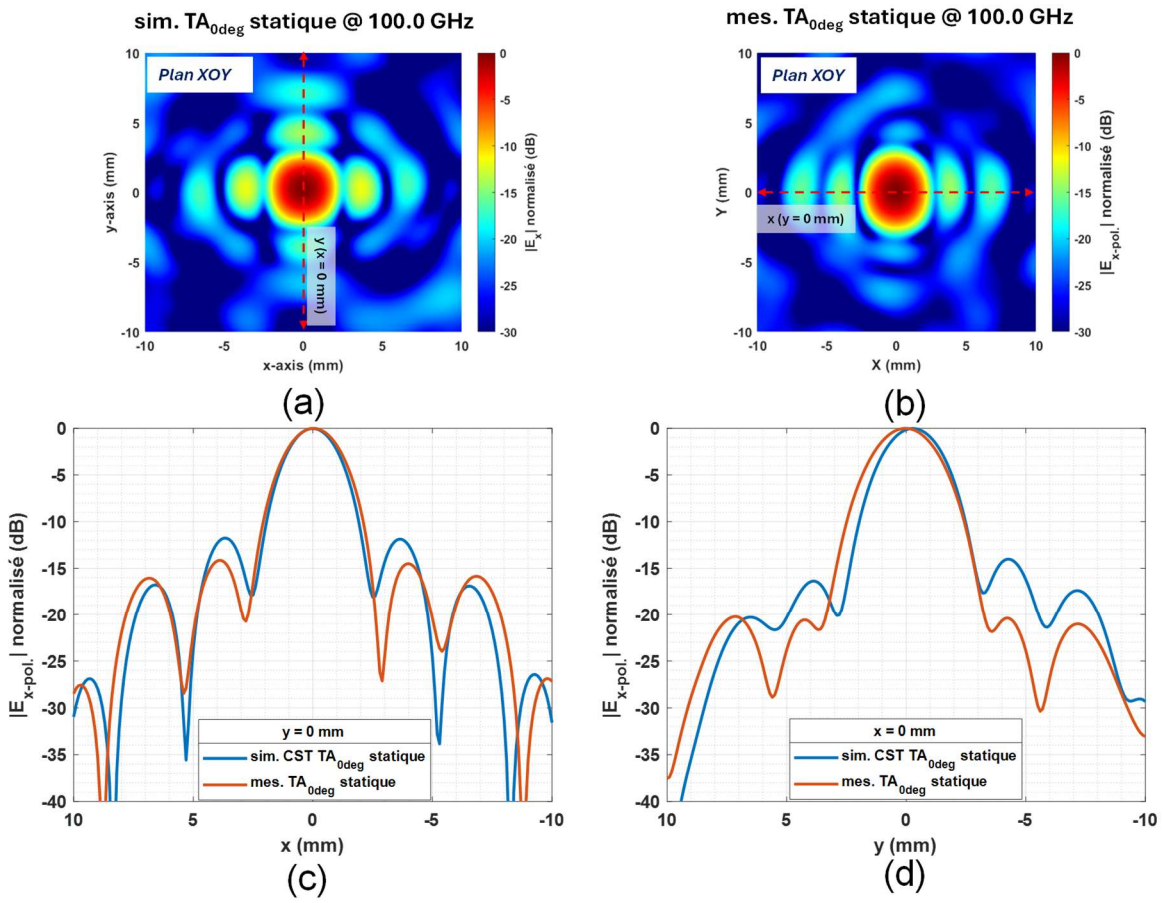


Figure IV.11 – Distribution normalisée du champ $|E_x|$ du TA_{0deg} statique simulée et mesurée à 100 GHz. (a) au plan focal simulée à z = 32.5 mm ; (b) mesurée à z = 30 mm ; (c) et (d) profils d'amplitude du champ selon les plans de coupe x= 0 mm et y = 0 mm.

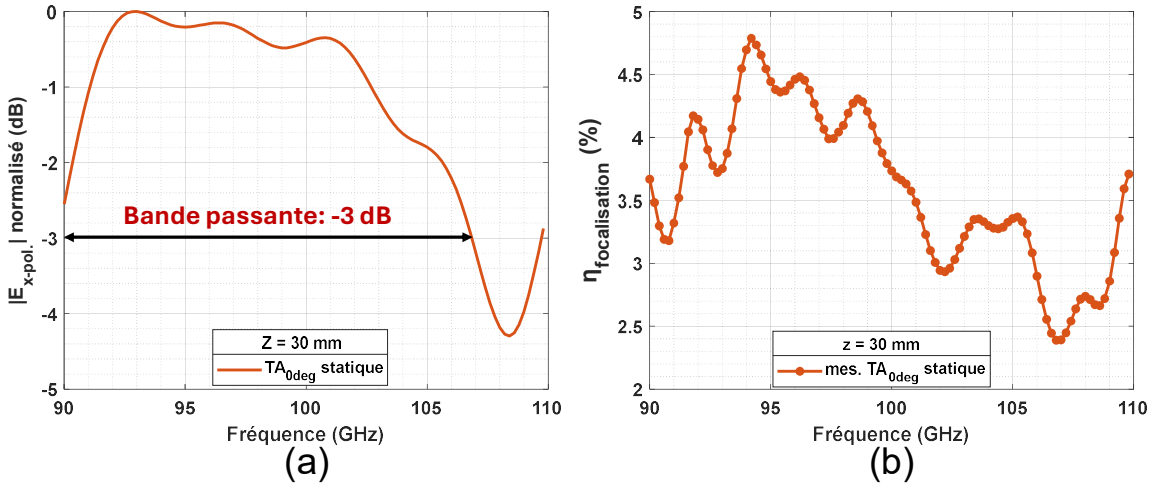


Figure IV.12 – (a) Évolution du champ maximal mesuré dans le plan de propagation z = 30 mm en fonction de la fréquence ; (b) efficacité de focalisation associée.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Les caractéristiques de focalisation à 100 GHz obtenues pour le TA_{0deg} statique dans l'axe ($\theta_0 = 0°, \varphi_0 = 0°$), sous excitation par une onde plane, sont résumées dans le Tableau IV.2.

Tableau IV.2 – Caractéristiques de focalisation des résultats de simulation et de mesure du TA_{0deg} statique à 100 GHz.

Illumination onde plane	Simulation CST TA_{0deg} statique	Mesure TA_{0deg} statique
$\Delta_s^{x/y}$ (mm) @ -3 dB	2.5 / 2.4	2.5 / 2.8
DoF (mm)	11.9	11.7
$\eta_{focalisation}$ (%)	4.7	3.7
Bande passante (GHz) @ -3 dB	–	16.8

IV.4.4. TA focalisant reconfigurable

Le TA ayant démontré la capacité à focaliser dans l'axe, cette section étudie des configurations de focalisation hors axe. L'objectif est d'évaluer la capacité de la structure reconfigurable à déplacer son point focal de manière contrôlée vers différentes positions dans un plan. Cette fonctionnalité constitue une première étape de validation vers le développement, à long terme, d'un système d'imagerie en champ proche sub-THz par balayage du point focal. Bien que les performances actuelles restent limitées, notamment en termes d'efficacité de focalisation comme nous l'avons montré précédemment.

Dans cette section, l'étude sera réalisée pour une focalisation hors axe, en comparant les performances de trois prototypes :

- ***un TA statique entièrement métallique (Figure IV.13(a)),***
- ***un TA reconfigurable intégrant des cellules hybrides (métal-GeTe) (Figure IV.13(b)), et***
- ***un TA reconfigurable obtenu par écriture des résonateurs à anneau fendu (Figure IV.13(c)) sur un substrat d'alumine revêtu d'une couche mince de 500 nm de GeTe (TA full-GeTe).***

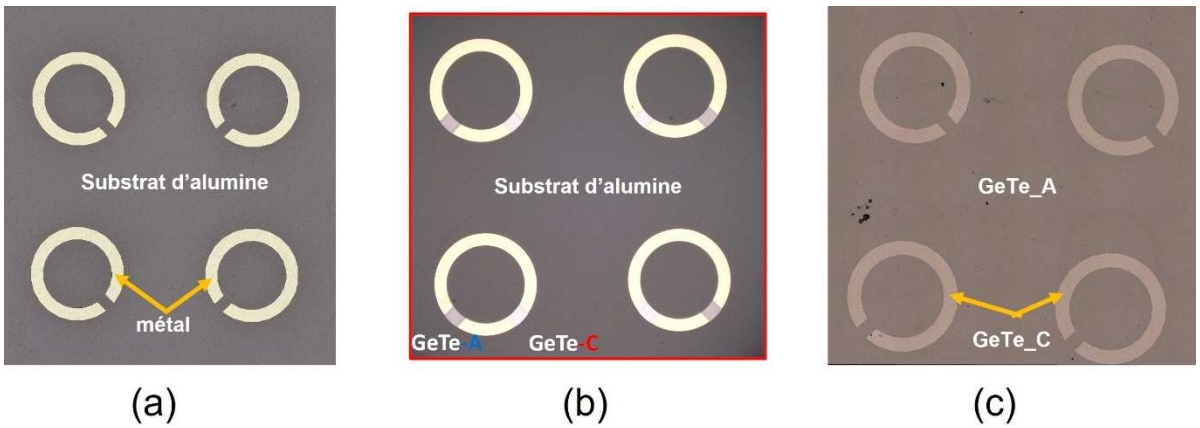


Figure IV.13 – Images microscopies des cellules des TA étudiés dans cette section : (a) cellule entièrement métallique, (b) cellule hybride (métal-GeTe) et (c) cellule entièrement en GeTe (full-GeTe)

Licence CC BY-NC-ND 4.0

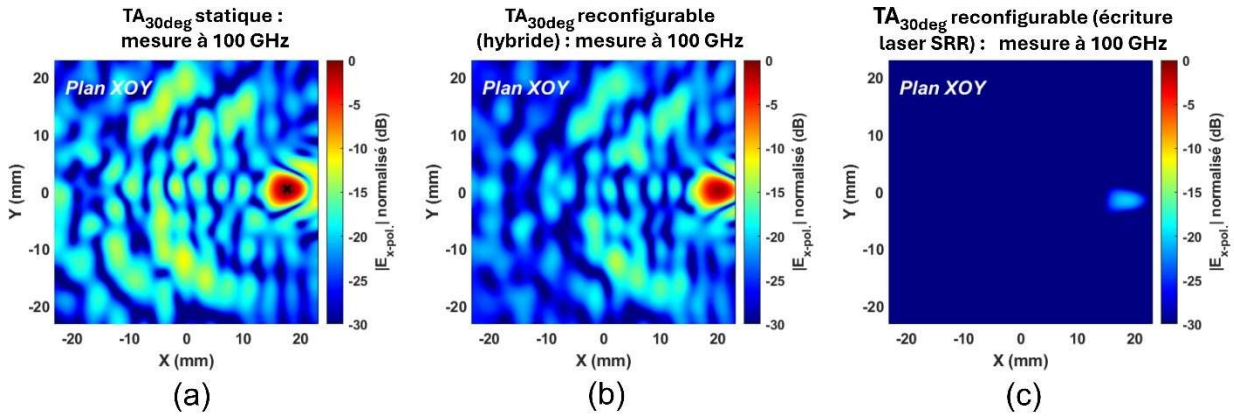
Comme précédemment, le TA_{30deg} est étudié sous illumination par une onde plane, avec un point focal défini à $x_f = F_2 tan(\theta_0) \approx 18.9$ mm et $y_f = 0$ mm, pour une distance focale théorique de $F_2 = 32.85$ mm. Trois configurations sont considérées :

Le TA_{30deg} statique est utilisé comme référence expérimentale. Les résultats présentés dans cette section IV.4.4 sont donc normalisés par rapport à cette référence afin d'évaluer l'influence de l'intégration du GeTe sur les performances de focalisation.

Dans cette configuration, l'acquisition des données a été réalisée dans le plan de propagation pour $z \in [20, 60]$ mm, avec un pas de 5 mm. Le balayage a été effectué sur une zone de $x, y \in [-23, 23]$ mm, avec un pas de 1 mm, couvrant la région d'intérêt autour du point focal attendu.

Les distributions de champ $|E_x|$ mesurées (Figure IV.14(a), (b) et (c)) montrent que les trois configurations, TA_{30deg} statique, reconfigurable hybride et full-GeTe, génèrent à 100 GHz un foyer hors axe correctement localisé. Les profils de coupe suivant les axes x et y (Figure IV.14(d) et (e)) présentent des maxima en mesure localisés au voisinage de cette position en bon accord avec la simulation, avec des tailles de spot très proches des valeurs simulées ($\Delta_s^{x/y} =$ 4 / 2.8 mm), soit 3.7 / 2.9 mm pour le TA_{30deg} statique, 3.8 / 2.9 mm pour le TA_{30deg} reconfigurable hybride et 5 / 2.51 mm pour le TA_{30deg} full-GeTe. Les niveaux des lobes secondaires restent en dessous de – 12 dB. L'écart d'amplitude maximale du champ entre les structures statique et reconfigurable hybride à cette fréquence de fonctionnement n'est que de 0.8 dB. En revanche, le niveau du champ focalisé du TA full-GeTe reste fortement atténué, d'environ -20 dB par rapport au TA statique de référence. Cette forte atténuation du champ s'explique par les pertes au niveau des cellules résonnantes. Dans cette configuration, les courants stationnaires sont directement portés par les anneaux en GeTe, dont la conductivité est plus faible que celle de l'or (4.56×10^7 S/m). Les pertes qui en résultent réduisent le rayonnement de la cellule et, par conséquent, le niveau du champ focalisé. À l'inverse, dans la structure hybride (metal-GeTe), le GeTe est utilisé localement dans les gaps du SRR pour ouvrir le résonateur, dont la partie conductrice reste métallique.

La profondeur de focalisation (Figure IV.15(a)) reste très proche de la simulation (*DoF* = 12 mm), avec 12.2 mm pour le TA_{30deg} statique et 12.5 mm pour le TA_{30deg} reconfigurable. Les bandes passantes (Figure IV.15(b)) sont respectivement de 17.4 GHz (90-107.4 GHz) et 13 GHz (93.9-106.9 GHz). Les efficacités de focalisation mesurées sont de 2.2% (TA_{30deg} statique) et 1.8% (TA_{30deg} reconfigurable), à comparer à une efficacité simulée de 2.8% pour le TA_{30deg} statique.



Licence CC BY-NC-ND 4.0

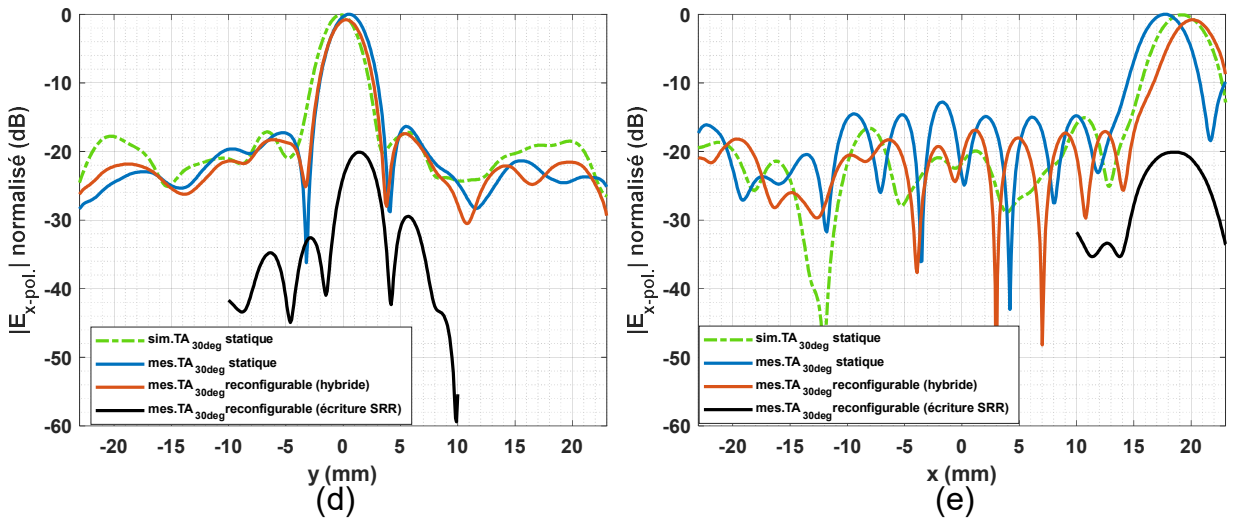


Figure IV.14 – Distribution normalisée (par rapport au TA statique de référence) du champ du TA_{30deg} mesuré à 100 GHz : (a) et (b) distributions du champ focalisé mesurées à z = 30 mm des TA_{30deg} statique et reconfigurable hybride ; (c) distribution du champ focalisé mesurée à z = 30 mm du TA_{30deg} reconfigurable (full-GeTe) obtenu par écriture laser des SRR ; (d) et (e) comparaisons des profils d'amplitude du champ selon les plans de coupe y= 0 mm et x = 18 mm à z = 32.5 mm en simulation et à z = 30 mm en mesure.

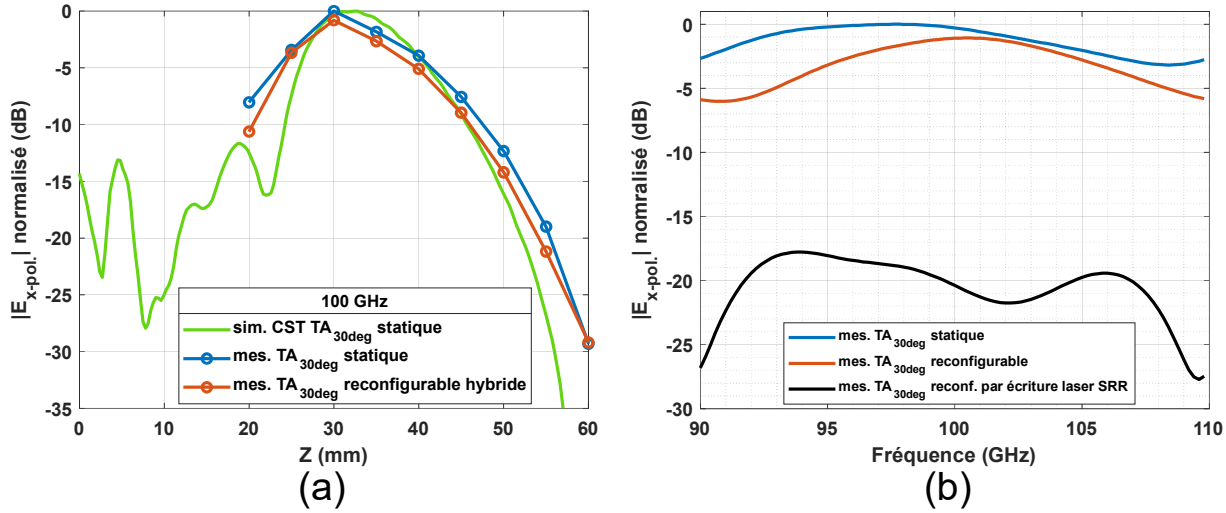


Figure IV.15 – (a) Évolution du profil du champ mesuré à 100 GHz suivant l'axe de propagation ; (b) champ maximal mesuré à z = 30 mm en fonction de la fréquence. Les valeurs sont normalisées par rapport à celles du TA statique de référence.

IV.4.5. Discussion de section

La comparaison des configurations met en évidence l'influence de l'intégration du GeTe sur les performances de focalisation. Le TA hybride conserve des caractéristiques de focalisation proches du TA statique de référence, malgré une légère dégradation des performances en amplitude et en efficacité. Le TA full-GeTe permet également de réaliser la focalisation à la position souhaitée, mais au prix d'une atténuation beaucoup plus importante du champ

Licence CC BY-NC-ND 4.0

focalisé, liée aux pertes des résonateurs directement réalisés en GeTe. Les principales métriques obtenues pour les structures sont synthétisées dans le Tableau IV.3.

Tableau IV.3 – Métriques de focalisation en simulation à z = 32.5 mm et en mesure à z = 30 mm du TA_{30deg}.

Illumination onde plane	Simulation CST TA_{30deg} statique	Mesure TA_{30deg} statique	Mesure TA_{30deg} métal+ GeTe	Mesure TA_{30deg} full-GeTe
$\Delta_s^{x/y}$ (mm) @ -3 dB	4 / 3.8	3.7 / 2.9	3.8 / 2.9	
DoF (mm)	12	12 .2	12.5	
$\eta_{focalisation}$ (%)	2.8	2.2	1.8	
Bande passante (GHz) @ -3 dB	–	17.4	13	9

IV.4.6. TA multifocale reconfigurable

Au-delà du déplacement d'un point focal unique, il est possible d'appliquer une distribution de phase plus complexe afin de générer simultanément plusieurs points focaux, pouvant être exploités dans certains scénarios d'application en imagerie. Cette approche est illustrée ici à travers un exemple de TA reconfigurable (métal-GeTe) conçu pour une illumination par une onde plane afin de produire deux foyers respectivement en (x_{f1} = 0, y_{f1} = 0, z_{f1} = 0,32) mm et (x_{f2} = 10, y_{f2} = 10, z_{f2} = 0,52). La distribution de phase associée est présentée à la Figure IV.16.

Les mesures sont réalisées dans les mêmes conditions que précédemment. Seule la plage de balayage dans l'axe de propagation est étendue à $z \in [20, 60]$ mm, afin de couvrir les deux plans focaux. Les deux plans focaux où le champ transmis $|E_x|$ atteint successivement son maximum à 100 GHz sont observés expérimentalement à z_1 = 30 mm et z_2 =50 mm, et prédits par le calcul sous MATLAB à z_1 =31 mm et z_2 = 52 mm, comme l'illustre la Figure IV.17(a). Les profondeurs de focalisation prédites sous MATLAB sont de 10.4 mm et 13 mm, contre 10.3 mm et 14.6 mm en mesure. L'évolution de l'amplitude maximale du champ transmis $|E_x|$ en fonction de la fréquence, dans les deux plans z = 30 mm et z = 50 mm, est présentée à la Figure IV.17(b). Les bandes passantes correspondantes sont respectivement de 12.3 GHz (96-108.3 GHz) et 10.8 GHz (96.7-107.5 GHz). Par ailleurs, les cartographies de champ présentées aux Figure IV.17(c) et (d) dans les deux plans focaux présentent deux spots focaux distincts, centrés respectivement autour de (0,0) mm et (9.10,10.10) mm, montrant que le champ est concentré autour des deux positions imposées par la distribution de phase. Les profils du champ transmis suivant les axes x et y, présentés aux Figure IV.17(e) et (f), sont comparés aux profils calculés sous MATLAB. Les tailles de spot calculées sont de $\Delta_s^{x/y}$= 2.3/2.3 mm à z = 31 mm et de $\Delta_s^{x/y}$= 3.4/3.4 mm pour z = 52 mm. Ces résultats sont très proches des valeurs expérimentales, respectivement de $\Delta_s^{x/y}$= 2.52/2.58 mm pour z = 30 mm et $\Delta_s^{x/y}$= 3.39/3.44 mm pour z = 50 mm suivant ces axes. On observe également la présence de lobes secondaires relativement élevés autour du foyer. Pour des distances z éloignées du TA, on observe que la taille du spot est légèrement plus grande. Cela s'explique par la plus grande distance focale, qui réduit l'ouverture numérique effective du TA. En effet, pour une ouverture de diamètre D, l'ouverture numérique est définie par *NA* =$\sin\left(\mathrm{atan}(D/2z)\right)$. Ainsi,

Licence CC BY-NC-ND 4.0

l'augmentation de la distance focale de conception de $z_1 = F_{2\text{-théorique}} = 32.85$ mm à $z_2 = 52.85$ mm conduit à une diminution de la *NA*, de 0.565 à 0.391, ce qui se traduit par un élargissement du spot focal, conformément aux résultats rapportés dans [193], [196].

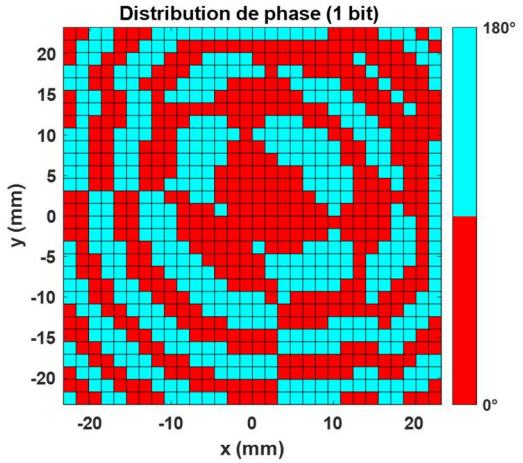
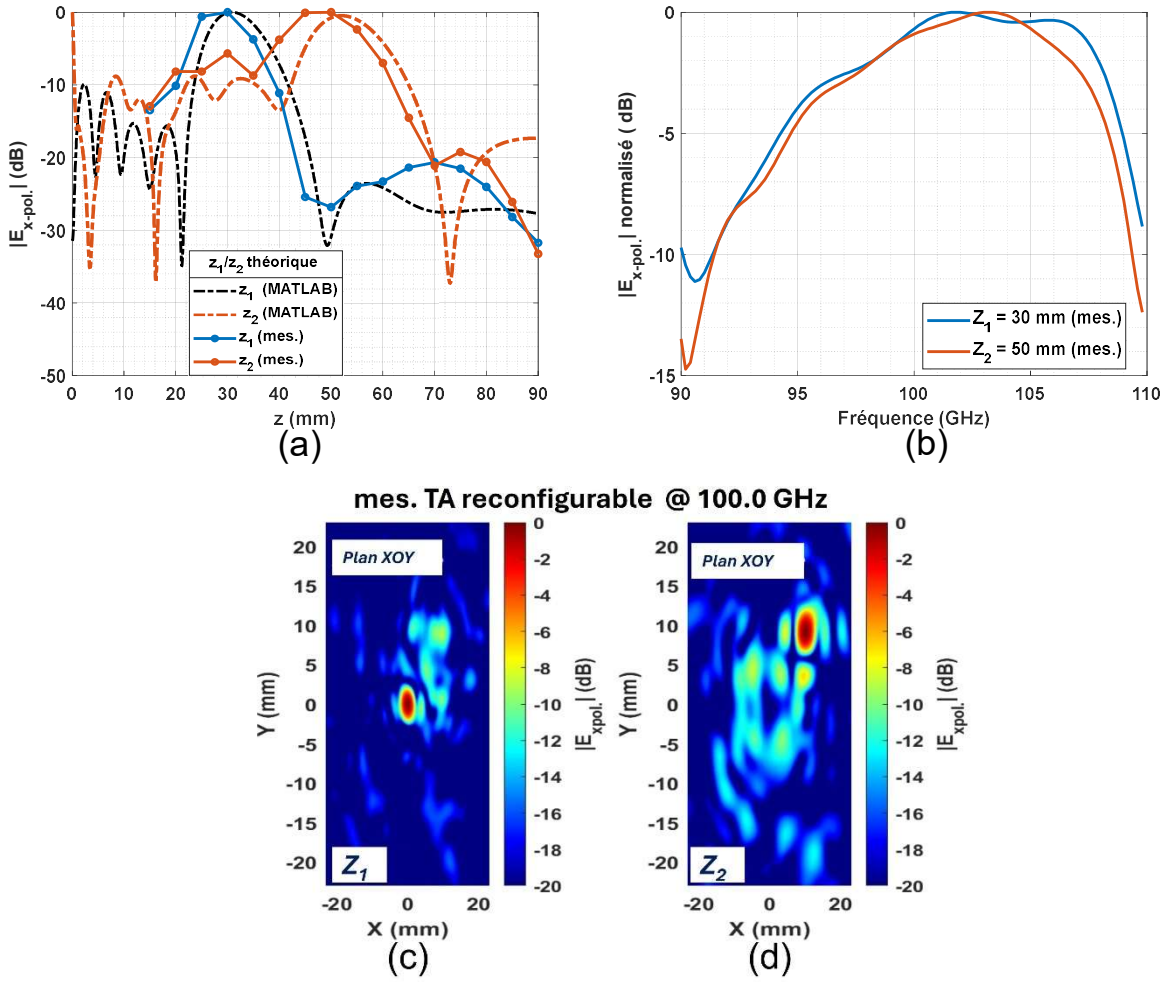


Figure IV.16 – Distribution de phase 1 bit appliquée sur l'ouverture du TA reconfigurable pour générer deux points focaux situés en (x_{f1} = 0, y_{f1} = 0, z_{f1} = 0,32) mm et (x_{f2} = 10, y_{f2} = 10, z_{f2} = 0,52) sous illumination par onde plane.



Licence CC BY-NC-ND 4.0

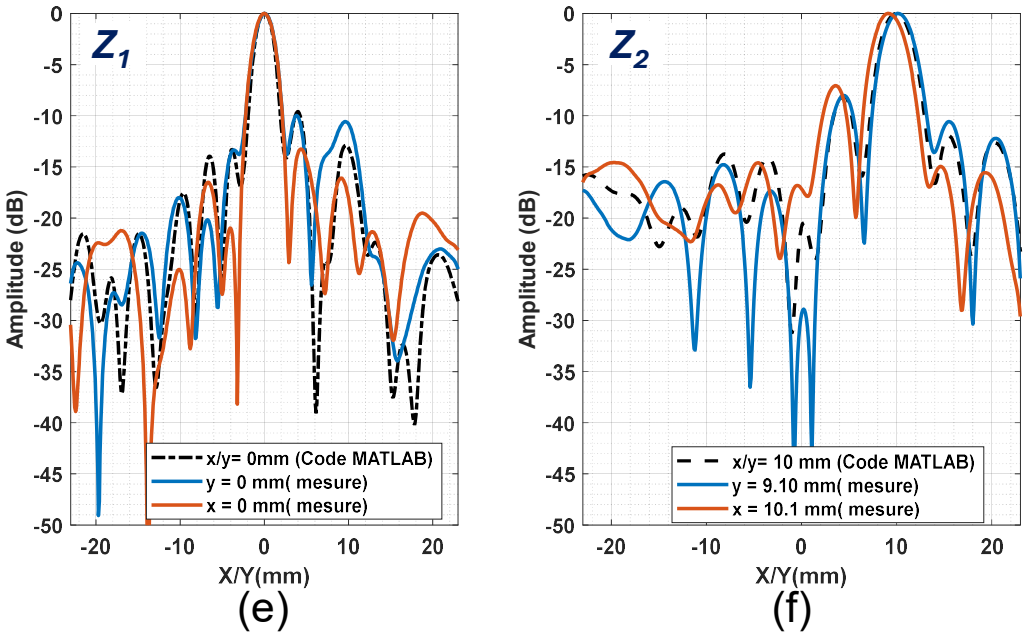


Figure IV.17 – (a) Évolution du profil du champ obtenu par le code MATLAB et par la mesure à 100 GHz suivant l'axe de propagation ;(b) champ maximal mesuré du TA reconfigurable à z_1 = 30 mm et z_2 = 50 mm en fonction de la fréquence ; (c) et (d) distributions spatiales du champ du TA reconfigurable mesurées à z_1 et z_2 suivant xOy ; (e) et (f) profils du champ 1D suivant les axes x et y.

IV.5. Application à l'imagerie en bande sub-THz par focalisation en champ proche

Comme évoqué précédemment, l'un des objectifs d'application est d'étudier la faisabilité d'un TA focalisant en tant que lentille agile destinée à l'imagerie en réflexion et à la caractérisation non destructive en bande sub-THz. À terme, la reconfiguration spatiale du TA devra permettre de déplacer dynamiquement le point focal sans mouvement mécanique de la cible, pour la réalisation d'un système d'imagerie sub-THz reconfigurable.

Avant d'exploiter les possibilités offertes par la reconfiguration en temps réel, nous proposons dans un premier temps de valider le fonctionnement du système dans une configuration de référence maîtrisée. Il s'agit ici d'une première étape de faisabilité expérimentale, basée sur l'utilisation du TA0deg statique focalisant dans l'axe, dont les propriétés de focalisation ont été caractérisées en section IV.4.3. Cette étude vise à évaluer la qualité d'imagerie et la sensibilité du système pour l'imagerie d'une cible mobile placée au voisinage du plan focal du TA.

IV.5.1. Imagerie en champ proche par réflexion

Le principe d'imagerie à l'aide du TA focalisant est illustré à travers un exemple de scénario de cible à détecter (Figure IV.18). Les cibles à caractériser sont maintenues mécaniquement par une sonde de champ proche, utilisée ici comme un support mobile, puis déplacées dans le plan focal du TA à z = 30 mm suivant les directions transverses x et y. Le balayage est réalisé sur une grille régulière de dimensions L_{scan}× L_{scan}, avec un pas de

Licence CC BY-NC-ND 4.0

déplacement de Δx = Δy = 1mm. À chaque déplacement de la cible, le coefficient de réflexion complexe $S_{11}(f,x,y)$ est mesuré par le VNA dans une configuration monostatique, l'antenne cornet étant utilisée successivement pour l'émission et la réception. Les mesures acquises sont ensuite traitées pour la reconstruction des cartographies d'amplitude $|S_{11}|$ et de phase $\angle S_{11}$ qui constituent les images de la cible.

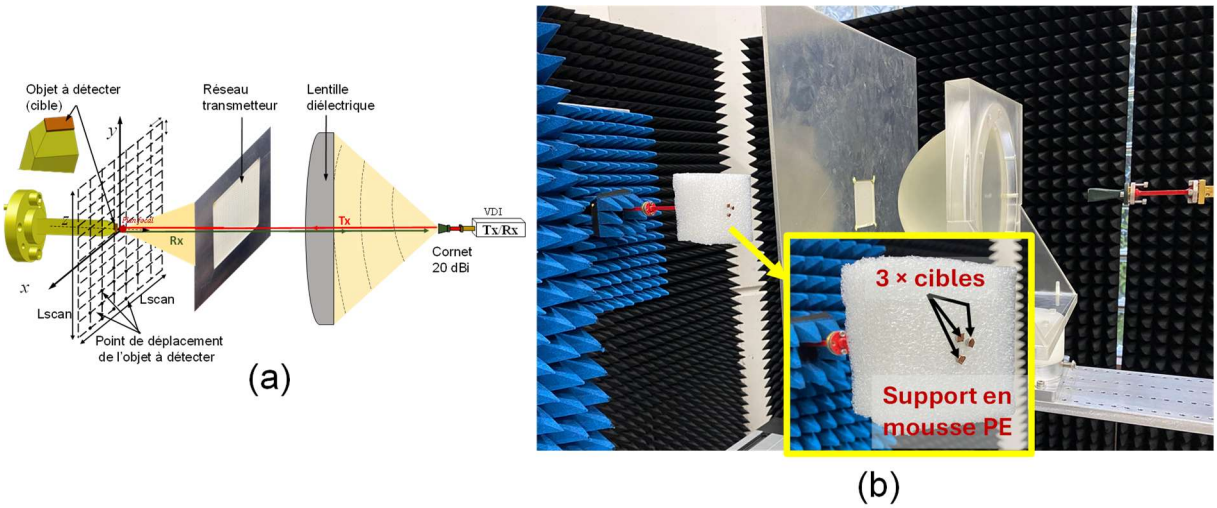


Figure IV.18 – (a) Schéma de principe de détection en champ proche en réflexion par un TA focalisant ; (b) Banc de caractérisation avec le scanner 2D de la plateforme d'instrumentation d'XLIM.

L'ensemble des mesures présentées est traité suivant une procédure commune afin d'extraire la contribution de la cible mesurée. En effet, les réponses des cibles peuvent être de plus faible amplitude que les réflexions générées par les différents éléments du banc de mesure. Un traitement préalable est appliqué afin de mettre en évidence la contribution propre de la cible, facilitant son identification dans le domaine temporel. Ce traitement repose sur les étapes suivantes :

- **Mesure de référence à vide (environnement)** : une première mesure du $S_{11,\text{Vide}}(f)$ est réalisée en l'absence de cible afin de caractériser la réponse de l'environnement et des différents éléments du banc.
- **Mesure avec la cible** : une seconde mesure $S_{11,\text{mes. cible}}(f,x,y)$ est réalisée en balayant la cible dans le plan focal du TA. Cette mesure contient à la fois la réponse de la cible et les contributions du banc de mesure.
- **Soustraction :** la mesure de référence à vide est soustraite de la mesure avec la cible afin d'isoler la contribution de la cible des contributions de l'environnement.

$$S_{11,\text{cible isolée}}(f,x,y) = S_{11,\text{mes. cible}}(f,x,y) - S_{11,\text{Vide}}(f) \quad \text{(IV.20)}$$

- **Passage dans le domaine temporel :** Les données de mesure soustraites de l'environnement sont ensuite transformées dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse

$$h(t,x,y) = TF^{-1}\left(S_{11,\text{cible isolée}}(f,x,y)\right) \quad \text{(IV.21)}$$

où $h(t,x,y)$ représente la réponse temporelle complexe du système.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

- **Time gating :** un fenêtrage temporel est appliqué autour de la contribution associée à la cible afin d'éliminer les réflexions résiduelles provenant de contributions qui ne sont pas communes aux deux acquisitions.
- **Passage dans le domaine fréquentiel :** le signal après *time gating* est ramené dans le domaine fréquentiel par transformée de Fourier (TF) afin d'obtenir la réponse fréquentielle de la cible (amplitude et phase).

IV.5.2. Caractérisation

Une première expérience d'imagerie est réalisée avec une cible constituée de trois vis métalliques de diamètre 4.5 mm, fixées sur un support en mousse de polyéthylène (PE) de faible permittivité. Les distances entre la vis centrale (1) et les deux vis latérales (2 et 3) sont d'environ 9.5 mm sur la Figure IV.19(a). Sur la Figure IV.19(b), les positions des vis latérales sont modifiées, de sorte qu'elles se trouvent respectivement à 9.5 mm et 15 mm de la vis centrale.

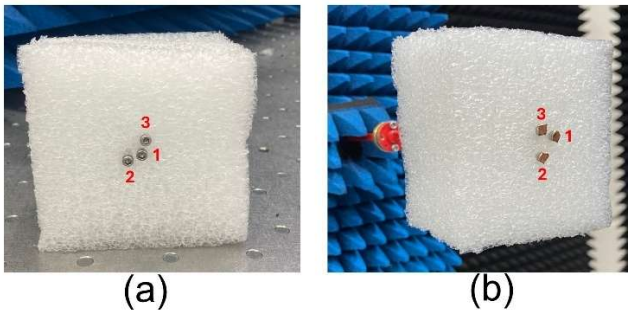


Figure IV.19 – Cible métallique constituée de trois vis de diamètre 4.5 mm : (a) configuration 1 et (b) configuration 2.

Les enveloppes des réponses temporelles de la mesure de l'environnement, de la mesure avec la cible ainsi que du signal obtenu après soustraction sont présentées à la Figure IV. 20. Les pics de plus forte amplitude correspondent aux réflexions de la lentille diélectrique et du TA. Celui correspondant à la réflexion de la cible apparaît avec une plus faible amplitude à un instant t = 2.5 ns (soit une distance équivalente de 337.5 mm en espace libre). La soustraction de la mesure met en évidence la réponse de la cible, facilitant son identification dans le domaine temporel (zoom : Figure IV.21(a)). Cette réponse est également tracée dans le domaine spatial afin d'observer la localisation de la cible (Figure IV.21(b)). Cette représentation confirme que le système est capable de discriminer spatialement plusieurs cibles proches de faibles dimensions (ordre de grandeur de la résolution du système), avec une sensibilité suffisante en réflexion. Quelques pics parasites subsistent néanmoins après soustraction, traduisant des contributions qui ne sont pas communes aux deux acquisitions et qui sont éliminées par le filtrage temporel appliqué avant la reconstruction des cartographies d'imagerie dans le domaine fréquentiel.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

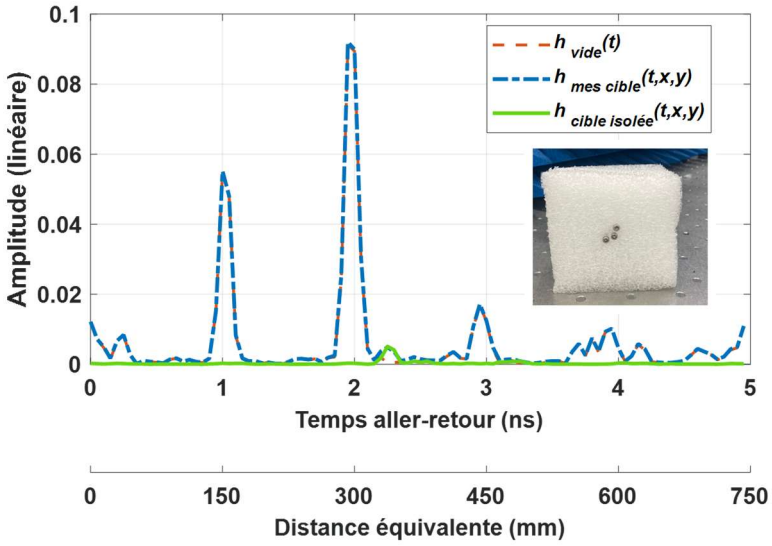


Figure IV. 20 – Enveloppe des réponses temporelles en réflexion mesurées de l'environnement, de la cible et du signal différentiel après soustraction (amplitudes réelles)

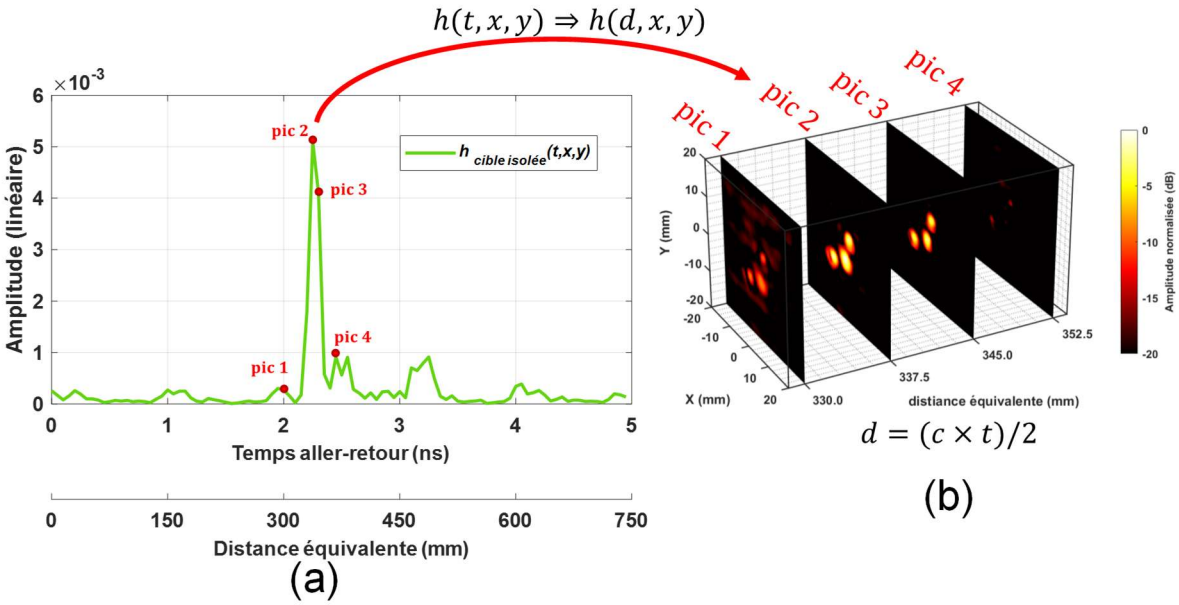


Figure IV.21 – (a) Enveloppe temporelle $|h(t,x,y)|$ de la cible obtenue après soustraction de la mesure de référence ; (b) Représentation spatiale de cette réponse en distance équivalente $|h(d,x,y)|$.

Les résultats expérimentaux dans le domaine fréquentiel des cibles sont présentés sur la bande étudiée (Figure IV.22). À 100 GHz, les cartographies d'amplitude permettent d'identifier les trois vis dans les deux configurations. Pour la première cible ((Figure IV.22(a)), l'écart entre le niveau maximal associé aux réflecteurs et le niveau de fond est d'environ 20 dB, permettant une identification nette des trois réflecteurs. Pour la seconde cible ((Figure IV.22(b)), cet écart est d'environ 15 dB.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

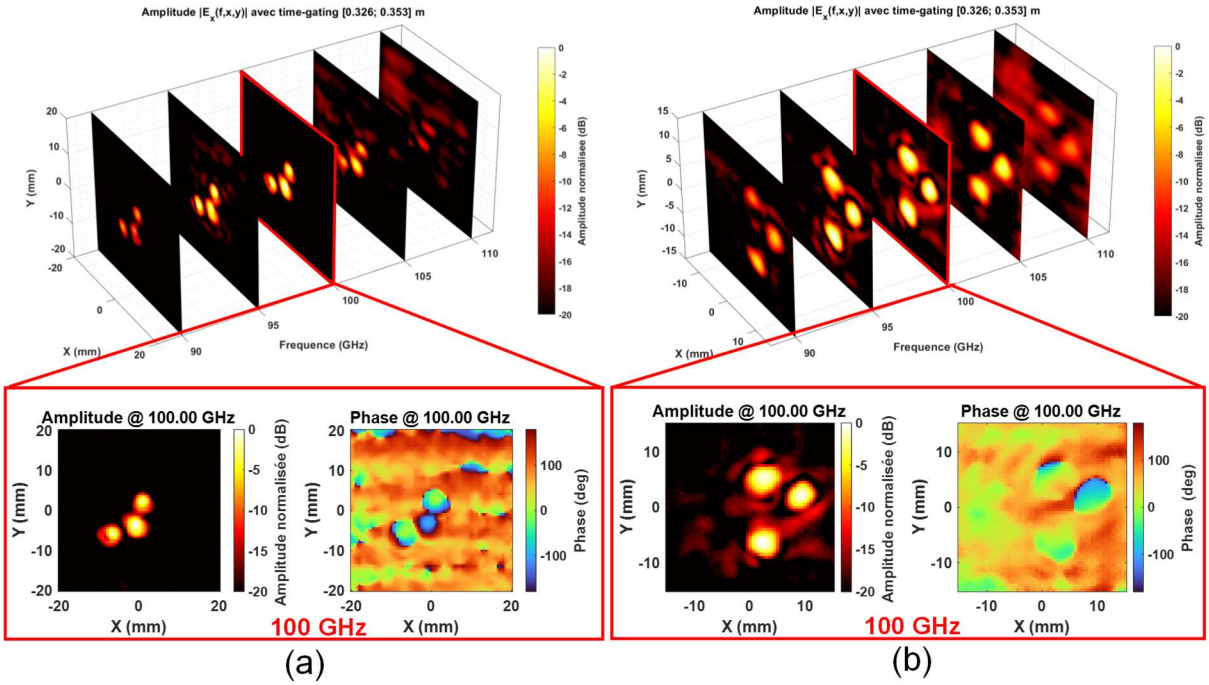


Figure IV.22 – Imagerie expérimentale en champ proche dans le domaine fréquentiel avec le TA focalisant : (a) image reconstruite des cibles métalliques dans la configuration 1 et (b) image reconstruite des cibles métalliques dans la configuration 2.

Une seconde expérience est réalisée sur une cible moins ponctuelle, afin d'évaluer la possibilité d'imager des structures « continues ». La cible est constituée d'un support en céramique recouvert d'un film de cuivre, dans lequel une géométrie spécifique est réalisée, comme illustré à la Figure IV.23(a). Les résultats expérimentaux montrent que la forme générale de la cible est correctement reconstruite sur l'ensemble de la bande fréquentielle (Figure IV.23(b)). À 100 GHz, les cartographies d'amplitude et de phase sont présentées à la Figure IV.23(c). Les différences d'amplitudes traduisent un léger désalignement de la cible qui n'est pas parfaitement parallèle au plan imagé. Ceci est également visible sur les écarts de phase entre les parties hautes et basses de la cible.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

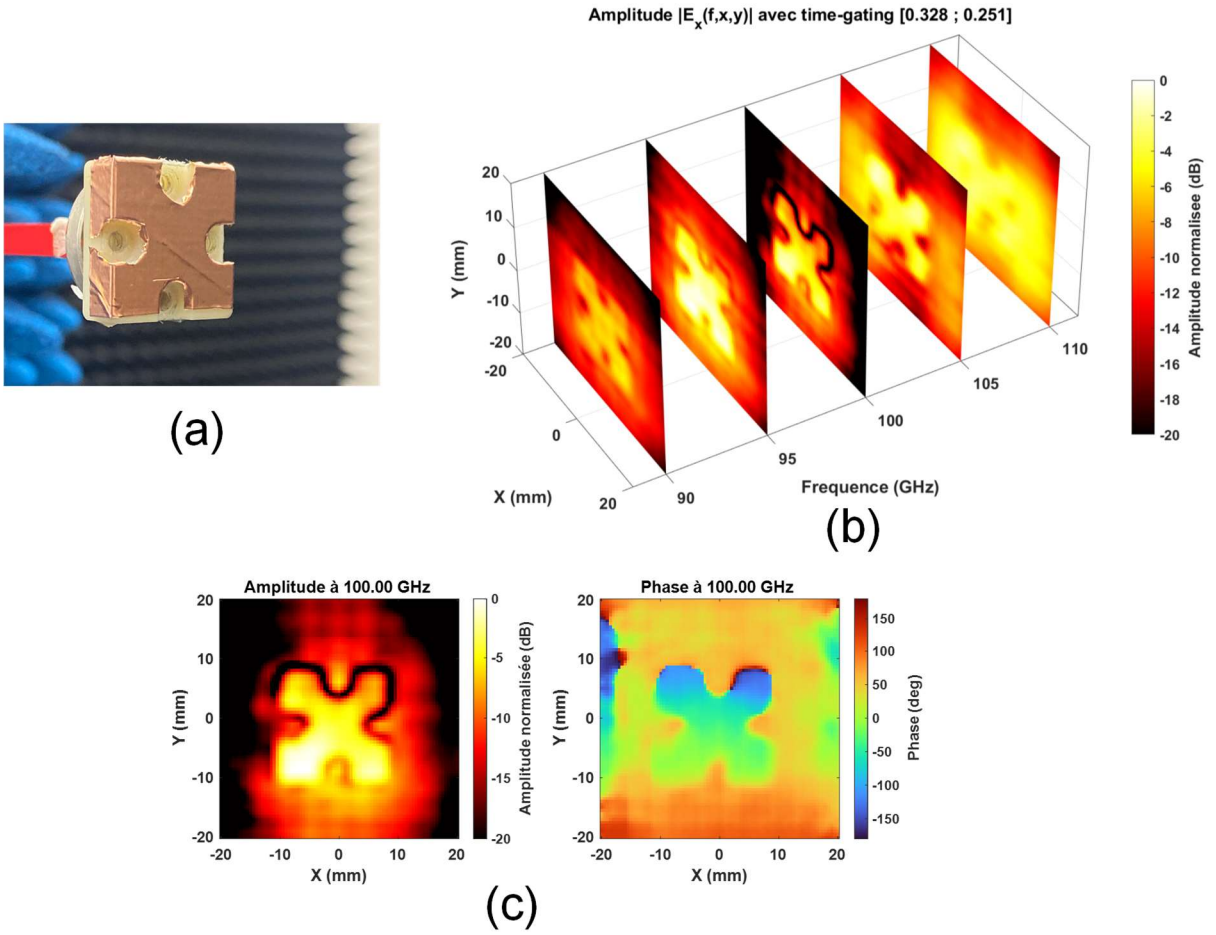


Figure IV.23 – Expérimentation d'imagerie en champ proche d'une cible de dimension supérieure au spot focal du TA focalisant : (a) cible en céramique recouverte de papier cuivre ; (b) images reconstruites dans le domaine fréquentiel ; (c) amplitude et phase reconstruites à la fréquence de conception du TA (100 GHz).

IV.5.3. Discussion de section

Cette section a présenté les premières caractérisations d'imagerie réalisées avec le TA statique focalisant dans l'axe. Des essais ont été menés sur des cibles métalliques ponctuelles et sur une cible continue afin d'évaluer les performances du système. Les résultats obtenus montrent que le système est capable de localiser correctement les réflecteurs et de reconstruire la géométrie générale d'une cible métallique. Ces premiers résultats sont encourageants et permettent d'envisager la mise en œuvre d'un futur banc d'imagerie automatisé sur la base d'un TA reconfigurable agissant comme une lentille agile. Il s'agit ici d'une première expérience de faisabilité, mais des études plus approfondies devront être menées à court terme pour quantifier précisément la sensibilité, la dynamique et la résolution du système.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

III.6. Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été consacré à l'utilisation d'un TA 1 bit focalisant pour des applications d'imagerie en champ proche dans la bande sub-THz. Dans un premier temps, les bases théoriques du fonctionnement d'un TA focalisant ont été établies, ainsi que les principales métriques utilisées pour caractériser ses performances de focalisation. Un modèle analytique a été développé afin de prédire la distribution 3D du champ électromagnétique et d'évaluer les principales caractéristiques de focalisation, telles que la position du foyer, la taille du spot et la profondeur de focalisation. Les résultats issus de ce modèle ont montré une bonne concordance avec les résultats de simulation.

Une seconde partie du chapitre a été consacrée à la validation expérimentale des performances de focalisation de lentilles reconfigurables à base de PCM, grâce à la mise en œuvre d'un banc de test. Les mesures réalisées sur les différentes structures étudiées présentent un bon accord avec les simulations, permettant de retrouver expérimentalement la position du foyer, la taille du spot ainsi que la profondeur de focalisation. La comparaison entre la structure statique hors axe (à 30 degrés) et sa version reconfigurable (métal-GeTe) montre que l'intégration des PCM préserve les principales métriques de focalisation, avec des pertes de l'ordre de 1 dB. La faisabilité d'une focalisation avec un dispositif entièrement conçu en GeTe a également été démontrée, mais nécessitera encore des travaux pour optimiser l'efficacité.

Enfin, une dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'utilisation d'une structure de TA focalisant pour des applications d'imagerie en champ proche. Les résultats d'imagerie en réflexion ont permis de mettre en évidence la capacité du système à localiser et à discriminer différents objets, à partir des cartographies d'amplitude et de phase obtenues.

L'ensemble de ces résultats expérimentaux valide ainsi l'approche proposée et confirme le potentiel des TA développés pour des applications d'imagerie en réflexion en bande sub-térahertz et térahertz. Les TA étudiés dans cette thèse ont volontairement été simplifiés afin de valider le concept et de démontrer, dans un premier temps, la faisabilité de l'approche ainsi que la possibilité de reconfigurer le front d'onde par le contrôle de phase des motifs de PCM. Même si ces dispositifs devront être optimisés en termes d'efficacité, les résultats obtenus constituent néanmoins une base pour le développement futur de TA reconfigurables à base de PCM, dédiés à l'imagerie et à la caractérisation non destructive.

Dans cette perspective, l'objectif à court terme est d'associer le TA développé à un système d'irradiation laser permettant de reconfigurer en temps réel les motifs de PCM. La reconfiguration dynamique du TA offrirait ainsi la possibilité de réaliser le balayage de la scène à imager sans déplacement mécanique de la cible.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Conclusion générale & perspectives

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce manuscrit portent sur le développement de surfaces rayonnantes reconfigurables destinées aux futures applications sub-térahertz. À ces fréquences, les solutions conventionnelles de reconfigurabilité reposant sur l'intégration de composants électroniques actifs deviennent de plus en plus contraignantes en raison des pertes qu'elles introduisent, de la complexité des réseaux de commande et des difficultés d'intégration liées à la miniaturisation des cellules élémentaires. Les PCM constituent l'une des voies actuellement explorées pour répondre à ces défis. Leur caractère non volatile, leurs propriétés électromagnétiques exploitables sur une large gamme de fréquences, du continu (DC) jusqu'aux bandes térahertz, ainsi que leur compatibilité avec les procédés de microfabrication et les technologies d'intégration, en font des candidats intéressants pour la conception de dispositifs reconfigurables.

Cette thèse constitue la première étude de faisabilité menée au laboratoire XLIM sur le développement de surfaces rayonnantes à base de PCM aux fréquences sub-THz. Au-delà de la réalisation d'un premier démonstrateur expérimental, ce travail a permis d'établir les méthodologies de conception, de reconfiguration optique et de caractérisation expérimentale nécessaires au développement de ce type de dispositifs. Les différentes contributions présentées constituent ainsi une première étape dans la mise en place d'une plateforme technologique dédiée à cette thématique de recherche.

Une première contribution a porté sur les techniques de reconfiguration des PCM appliquées aux surfaces rayonnantes constituées de cellules reconfigurables. Après avoir rappelé les propriétés générales des PCM et les mécanismes physiques à l'origine de la transition entre les états de phase amorphe et cristallin, une méthode d'activation optique reposant sur l'irradiation laser impulsionnelle a été étudiée en vue du contrôle local du changement de phase du GeTe des cellules reconfigurables. Une étude des paramètres d'irradiation a été réalisée afin d'obtenir une procédure de cristallisation compatible avec les dimensions des motifs de GeTe, en utilisant un système de balayage laser dédié à la reconfiguration locale de ces motifs. En raison de l'indisponibilité du système laser au cours de la phase expérimentale, la validation des prototypes reconfigurables a toutefois été réalisée à l'aide d'une méthode alternative par irradiation au travers d'un masque de contact.

La seconde contribution de cette thèse a été consacrée au développement de surfaces reconfigurables destinées à la formation de faisceaux. Une analyse bibliographique approfondie des différentes architectures de surfaces rayonnantes proposées dans la littérature a conduit au choix d'une architecture monocouche. Ce choix privilégie une réalisation technologique simple, tout en garantissant un accès direct des motifs de GeTe à l'irradiation laser. Les limitations intrinsèques de ce type d'architecture, notamment en termes d'efficacité de transmission, d'efficacité d'ouverture et de contrôle de la polarisation, ont été identifiées dès cette phase d'étude et ont fait l'objet d'un compromis pleinement assumé. L'objectif poursuivi n'était pas de développer une structure optimisée au regard des meilleures performances rapportées dans la littérature, mais de disposer d'un premier démonstrateur expérimental permettant de valider le principe de reconfigurabilité optique sur des structures de type **Transmitarray** tout en restant compatible avec les moyens de fabrication, d'activation laser et de caractérisation disponible au laboratoire XLIM.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Une méthodologie complète a été développée en associant les simulations électromagnétiques des cellules élémentaires à un modèle hybride basé sur la théorie des réseaux d'antennes. Cette approche a permis une optimisation rapide des surfaces rayonnantes en réduisant considérablement les temps de calcul par rapport aux simulations électromagnétiques complètes de la structure étudiée. La fabrication des démonstrateurs, leur reconfiguration optique puis leur caractérisation expérimentale ont permis à ce niveau de démontrer qu'une modification de l'état de cristallisation des motifs de GeTe permet d'imposer différentes distributions de phase sur l'ouverture de la surface rayonnante et de reconfigurer ainsi le diagramme de rayonnement. Ces résultats constituent la première démonstration expérimentale au laboratoire d'un TA optiquement reconfigurable fonctionnant dans cette bande de fréquences.

La capacité à reprogrammer la distribution de phase avec les PCM ayant été démontrée, les travaux se sont orientés vers le fort potentiel des surfaces rayonnantes pour les systèmes d'imagerie sub-THz, dont les perspectives d'application à court terme apparaissent plus concrètes que celles des télécommunications dans l'immédiat. Le déficit actuel en détecteurs matriciels THz performants conduit encore de nombreux systèmes d'imagerie à recourir à des architectures nécessitant une illumination globale de la scène ou un balayage mécanique, limitant leur cadence d'acquisition. Les surfaces rayonnantes focalisantes offrent une alternative compacte permettant de concentrer localement l'énergie électromagnétique et ouvrent la voie au développement de lentilles agiles pour l'imagerie en champ proche. La méthodologie de conception des surfaces focalisantes a ainsi été étudiée puis validée expérimentalement sur plusieurs démonstrateurs (TA focalisants statiques et reconfigurables). Cette étude a été complétée par une première démonstration d'imagerie en réflexion utilisant un TA focalisant statique, mettant en évidence la capacité du dispositif à localiser et à discriminer différentes cibles métalliques. Ces résultats constituent une première étape vers le développement de lentilles reconfigurables capables de déplacer électroniquement le foyer par reprogrammation de la distribution de phase sans déplacement mécanique de l'objet.

Les résultats présentés dans cette thèse démontrent la faisabilité du concept proposé en bande sub-THz. Ils valident la possibilité de contrôler dynamiquement le front d'onde par activation optique des PCM, aussi bien pour la formation de faisceaux en champ lointain que pour la focalisation en champ proche. Les premières démonstrations d'imagerie réalisées dans ce travail confirment l'intérêt de cette approche et renforcent la pertinence des surfaces rayonnantes reconfigurables comme solution pour les futurs systèmes d'imagerie sub-THz et THz. Ces travaux fournissent désormais les outils et le retour d'expérience nécessaires pour poursuivre le développement de surfaces reconfigurables à base de PCM vers des architectures plus performantes et des fonctionnalités plus avancées.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Perspectives

La poursuite de ces travaux s'organise autour de plusieurs perspectives destinées à renforcer les performances et les fonctionnalités des surfaces rayonnantes reconfigurables développées au cours de cette thèse.

La première perspective envisagée consistera à rendre ces surfaces rayonnantes reconfigurables en temps réel par activation optique des PCM. Cette évolution reposera sur l'utilisation d'un système d'irradiation optique rapide capable d'adresser individuellement les motifs de GeTe répartis sur l'ouverture de la surface. La reprogrammation locale des états de cristallisation et d'amorphisation permettra ainsi de modifier la distribution de phase de manière quasi instantanée et, par conséquent, d'adapter les caractéristiques de rayonnement de la surface aux besoins de l'application.

Une illustration de ce principe, en cours de développement au laboratoire, est proposée à la Figure P.1, où un faisceau laser est piloté afin d'écrire les motifs des cellules SRR sur une couche mince de GeTe.

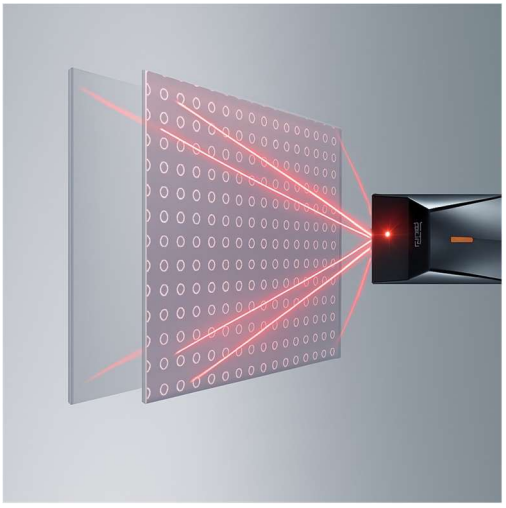


Figure P.1 – Principe de reconfiguration dynamique d'une surface rayonnante à base d'une couche mince de GeTe permettant d'écrire des motifs de SRR par balayage optique.

Une seconde perspective de ces travaux concerne l'amélioration des performances électromagnétiques des surfaces rayonnantes reconfigurables développées. Plusieurs axes d'évolution pourront être explorés afin d'augmenter l'efficacité globale des dispositifs tout en conservant le principe de reconfiguration optique des PCM.

- **Amélioration des performances des cellules**. Une première piste d'amélioration concernera l'optimisation de la réponse des cellules. Plusieurs approches pourront être explorées, notamment l'intégration de grilles de polarisation et le développement d'architectures multicouches compatibles avec l'activation optique des PCM. Par ailleurs, la réduction de la période des cellules à une valeur inférieure à lambda/2 et l'augmentation du nombre d'états de phase (2 bits ou plus), permettront une synthèse plus précise de la distribution de phase sur l'ouverture de

Licence CC BY-NC-ND 4.0

la surface, améliorant ainsi les performances de formation de faisceaux, de focalisation, ainsi que l'efficacité d'ouverture.

- **Optimisation de l'intégration des PCM**. Les résultats de simulation obtenus au cours de la thèse ont également montré que l'épaisseur des couches de GeTe influence directement les pertes d'insertion de la surface rayonnante. Bien que des travaux aient déjà permis d'établir des paramètres d'activation optique pour des couches de GeTe de plusieurs centaines de nanomètres d'épaisseur, une investigation plus approfondie des mécanismes de cristallisation et d'amorphisation reste nécessaire afin d'étendre ces résultats à des couches plus épaisses. La maîtrise de l'activation optique de ces couches permettrait d'exploiter des épaisseurs plus importantes, réduisant ainsi les pertes d'insertion introduites par le GeTe et améliorant les performances globales des structures.

Certaines des perspectives présentées précédemment font déjà l'objet de premières études. Dans la continuité de cette thèse, une première optimisation de la cellule élémentaire a été réalisée sur la structure statique (sans intégration de GeTe). Les premiers travaux portent notamment sur l'intégration d'une grille de polarisation à l'arrière de la structure et sur une réduction de la période de 0.5λ à environ 0.22λ (Figure P.2). Les deux cellules UC0 et UC180 sont ensuite utilisées pour la conception d'un TA 1 bit de 70×70 cellules, soit une ouverture de 45mm×45mm (Figure P.3).

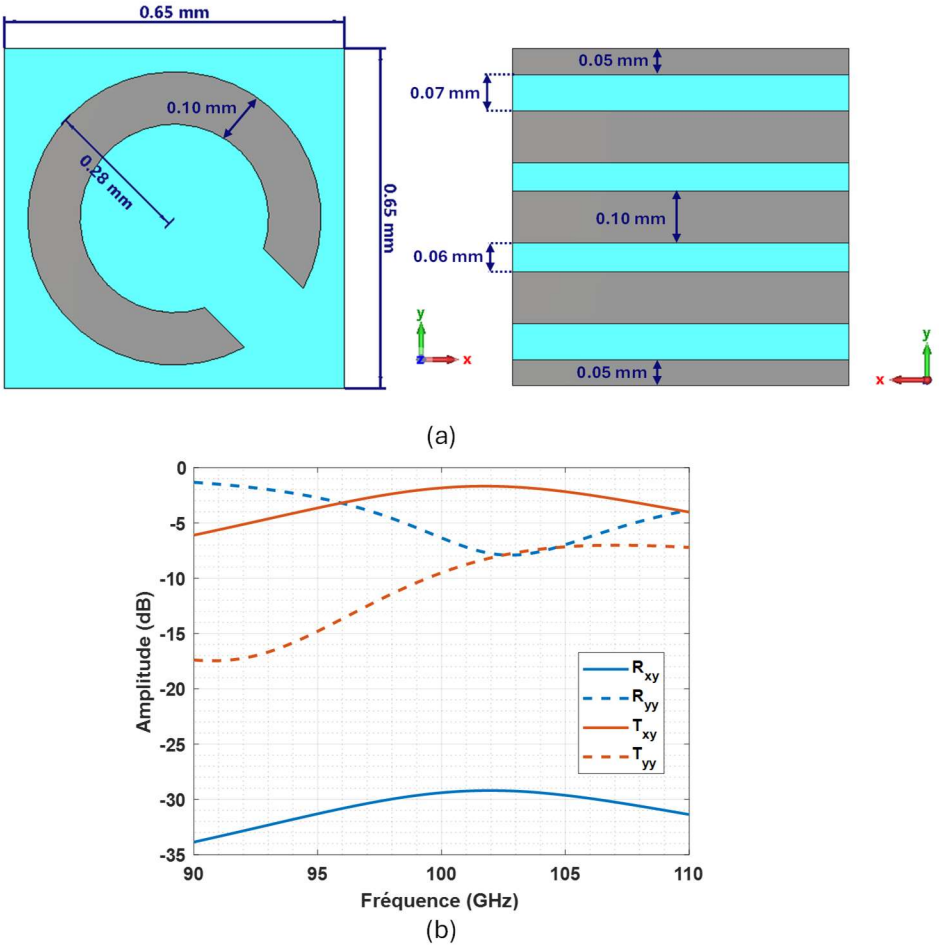


Figure P.2 – Cellule élémentaire (UC0) proposée intégrant une grille de polarisation afin de supprimer le comportement bidirectionnel de la cellule causé par la composante Rxy : (a) géométrie et dimensions de la cellule ;(b) coefficients de réflexion et de transmission simulés.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

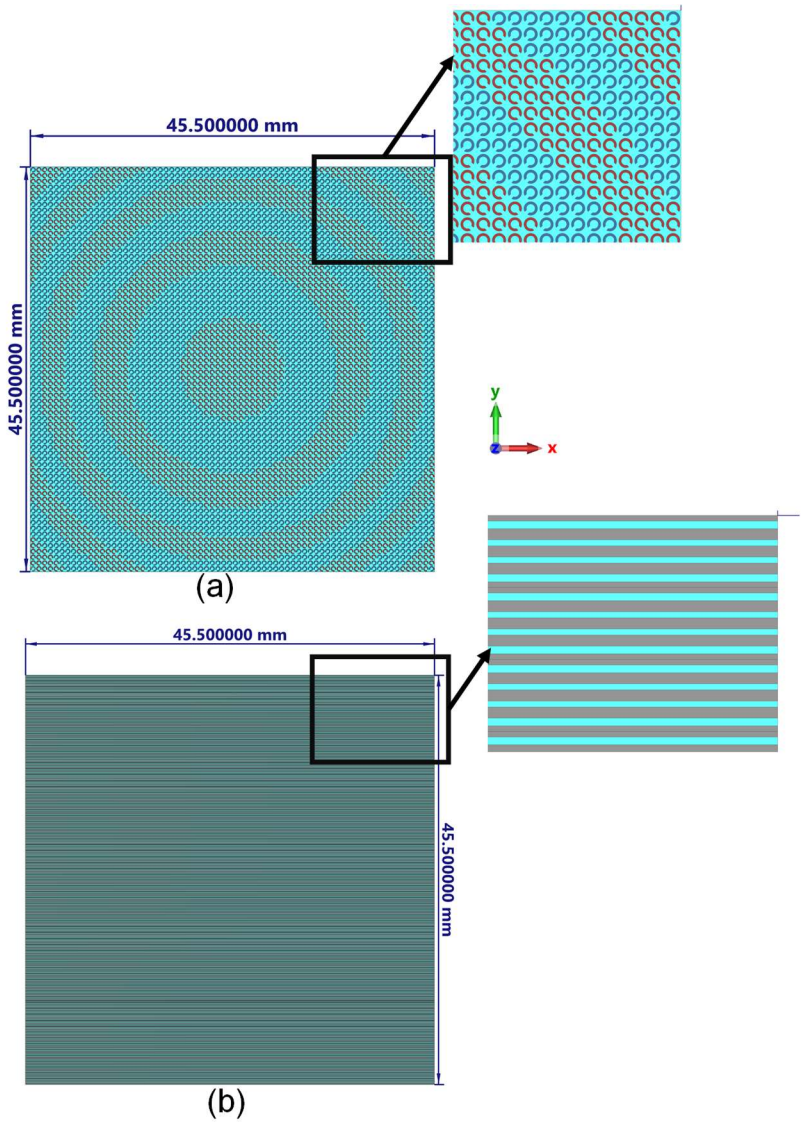


Figure P.3 – Nouvelle architecture du TA_{0deg} 1 bit constitué de 70×70 cellules élémentaire intégrant une grille de polarisation : (a) face avant ; (b) face arrière

Les premiers résultats de simulation (Figure P.4) montrent une amélioration des performances de rayonnement. L'ajout de la grille de polarisation arrière permet de supprimer une partie du rayonnement arrière tandis que la densification du réseau améliore l'échantillonnage spatial de la distribution de phase. Pour une ouverture identique à celle étudiée dans cette thèse et pour une même configuration de rayonnement dans l'axe, le gain réalisé passe de 20.3 dBi à 25.4 dBi à 100 GHz. Cette amélioration se traduit par une augmentation de l'efficacité d'ouverture de 3.8% à environ 12%.

Malgré cette amélioration, l'efficacité d'ouverture demeure encore limitée. Une autre piste d'amélioration consistera à optimiser davantage le contrôle de la polarisation. En effet, bien que la grille de polarisation intégrée à l'arrière de la structure améliore l'efficacité de transmission, une partie de la composante copolarisée reste transmise. L'intégration d'une seconde grille de polarisation à l'avant de la structure, ne laissant passer que la composante

Licence CC BY-NC-ND 4.0

de champ utile, pourrait permettre d'améliorer la pureté de polarisation et d'augmenter davantage l'efficacité d'ouverture.

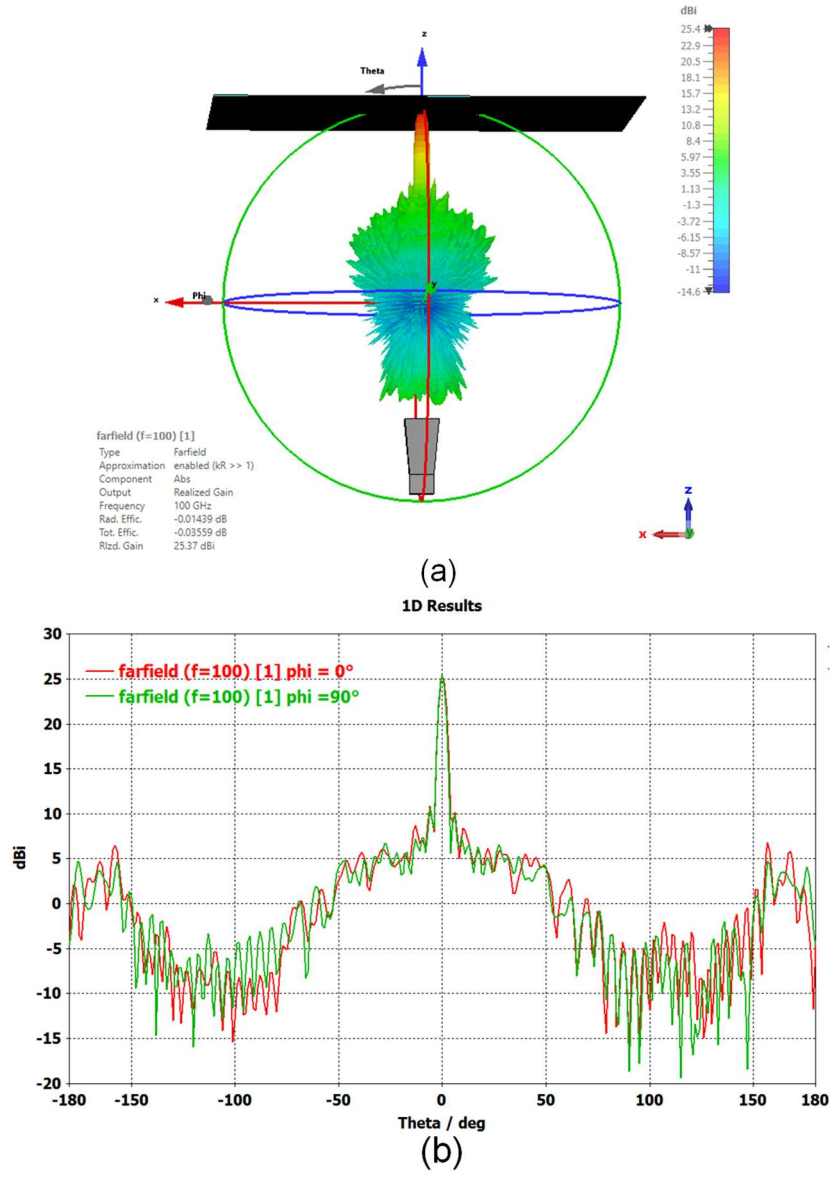


Figure P.4 – Simulation du TA_{0deg} 1 bit de 70x70 éléments intégrant une grille de polarisation arrière : (a) diagramme de rayonnement 3D ; (b) diagrammes de rayonnement dans les plans E et H.

Les résultats présentés ici concernent la formation de faisceau. Les optimisations proposées visent toutefois à améliorer les performances intrinsèques des cellules élémentaires. Elles pourront ainsi être directement transposées aux surfaces focalisantes, pour lesquelles une meilleure efficacité de transmission devrait conduire à une augmentation de l'énergie concentrée au foyer.

Ces premiers travaux préliminaires confirment que des améliorations des performances de la structure proposée restent envisageables. Ils ouvrent ainsi de nouvelles perspectives pour le développement de futures structures reconfigurables offrant de meilleures performances, tout en restant compatibles avec l'activation optique locale des motifs de PCM. À plus long terme, ces développements s'inscrivent dans la mise en place, au laboratoire XLIM, d'une plateforme complète dédiée aux systèmes d'imagerie sub-THz reconfigurables.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Annexes

Annexe 1. Diagramme de rayonnement et rendement d'ouverture 147

Annexe 2. Antenne cornet et Sonde de champ proche 150

Annexe 3. Transformation champ proche – champ lointain.....152

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Annexe 1. Diagramme de rayonnement et rendement d'ouverture

Calcul du diagramme

Le diagramme de rayonnement d'un reflectarray ou d'un TA peut être calculé à l'aide de la théorie des réseaux d'antennes [197], [198]. Cette approche permet de modéliser le diagramme de rayonnement en considérant le réseau comme un ensemble de sources ponctuelles.

En considérant un réseau de sources planaire composé de $M \times N$ éléments, chacun positionné en (x_{mn}, x_{mn}) dans le plan xOy, et en se référant à la Figure III.1, le diagramme de rayonnement peut être exprimé comme suit [197], [198]:

$$E(\theta,\varphi) = \frac{1}{M \times N}\left[\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} D_{\mathrm{uc}}(\theta,\phi)\frac{D_s(\theta_s,\phi_s)}{|D_{mn}|}\cdot e^{-jk(|D_{mn}|-\vec{r}_{mn}\cdot\hat{u})}\cdot|T_{mn}|e^{j\psi_{mn}}\right] \quad \text{(A.1.1)}$$

Le terme $\vec{r}_{mn}\cdot\hat{u}$ représente le produit scalaire entre le vecteur de position de l'élément (m,n), noté $\vec{r}_{mn}$, et le vecteur unitaire de direction d'observation $\hat{u}$. Il s'exprime alors comme suit :

$$\vec{r}_{mn}\cdot\hat{u} = x_{mn}\sin\theta\cos\varphi + y_{mn}\sin\theta\sin\varphi \quad \text{(A.1.2)}$$

$D_{\mathrm{uc}}(\theta,\phi)$ et $D_s(\theta_s,\phi_s)$ désignent respectivement le diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire et de la source, obtenus par simulation électromagnétique sous CST MicroWave Studio. Dans une approche simplifiée, ces diagrammes peuvent être approchés par une loi en cosinus sans dépendance azimutale, de la forme $\cos^{qe}(\theta_{UC}(m,n))$ et $\cos^{qf}\left(\theta_f(m,n)\right)$.

Les angles $\theta_s(m,n)$ et $\phi_s(m,n)$ correspondent respectivement aux angles d'élévation et d'azimut sous lesquels la source d'alimentation éclaire la (m,n)-ème cellule par rapport au centre de phase de la source dans son repère sphérique.

$|\mathrm{T}_{mn}|$ représente l'amplitude du coefficient de transmission du mode fondamental dans le formalisme de Floquet, obtenue à partir de simulation électromagnétique de la cellule élémentaire sous illumination par une onde plane. Ce coefficient dépend de l'angle d'incidence θ_s de l'onde sur la cellule, l'angle d'azimut est fixé à ϕ_s=0° dans notre étude.

ψ_{mn} est la phase introduite par la cellule d'indice (m,n), calculée dans la section III.1.

À partir de l'équation (A.1.1), on peut définir la directivité du TA selon l'équation suivante [199] :

$$D(\theta,\varphi) = \frac{|E(\theta,\varphi)|^2}{\frac{1}{4\pi}\int_0^{2\pi}\int_0^{\pi}|E(\theta,\varphi)|^2\sin\theta\,d\theta\,d\varphi} \quad \text{(A.1.3)}$$

Le gain du TA est ensuite défini à partir de la directivité en tenant compte des pertes du système :

$$G(\theta,\varphi) = \eta_{tot}\times D(\theta,\varphi) \quad \text{(A.1.4)}$$

Le rendement η_{tot} global de l'antenne est donné par :

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{in}} \quad \text{(A.1.5)}$$

Licence CC BY-NC-ND 4.0

où P_{in} correspond à la puissance injectée à la source focale, et P_{ray} la puissance rayonnée transmise en espace libre par le TA.

Calcul du rendement d'ouverture

Outre le diagramme de rayonnement, le gain et la directivité, le rendement d'ouverture constitue un facteur essentiel pour évaluer les performances d'un TA, car il indique dans quelle mesure la surface du réseau est utilisée de façon optimale. Ce rendement noté η_{ap}, se définit comme le rapport entre le gain maximal du TA ($G_{\max,\mathrm{TA}}$) et la directivité maximale théorique ($D_{\max,\mathrm{Th}}$) de l'ouverture rayonnante, définie à partir de la surface du réseau (A_p) et de la fréquence de fonctionnement, dans le cas d'une distribution uniforme en amplitude et en phase. La directivité théorique ainsi que le rendement d'ouverture peuvent être calculés comme suit [197], [198]:

$$D_{\max,\mathrm{Th}} = \frac{4\pi A_p}{\lambda_0^2} \tag{A.1.6}$$

$$\eta_{ap(\%)} = \frac{G_{\max,\mathrm{TA}}}{D_{\max,\mathrm{Th}}} \times 100 \tag{A.1.7}$$

Le rendement d'ouverture η_{ap} peut se décomposer en plusieurs contributions. Les deux facteurs principaux sont le rendement de débordement η_{spill} et le rendement d'illumination η_{ill} [200]. Les autres contributions notées η_0, regroupent les différentes pertes du système, notamment les pertes de la source d'alimentation, les pertes des cellules élémentaires, les pertes de polarisation ainsi que les pertes de désadaptation.

$$\eta_{ap(\%)} = \eta_{spill} \times \eta_{ill} \times \eta_0 \tag{A.1.8}$$

Le rendement de débordement η_{spill} est défini comme le rapport entre la puissance interceptée par l'ouverture du TA et la puissance totale rayonnée par la source. Il s'écrit :

$$\eta_{spill} = \frac{\int_{\sigma} \vec{P} \times d\vec{s}}{\int_{\Sigma} \vec{P} \times d\vec{s}} \tag{A.1.9}$$

où $\vec{P}$ est le vecteur de Poynting, σ représente la surface de l'ouverture du TA et Σ la surface totale entourant la source.

De même, le rendement d'illumination η_{ill} caractérise les pertes dues à la non-uniformité de la distribution d'amplitude et de phase sur l'ouverture du TA. Il peut être décomposé en deux contributions principales :

$$\eta_{ill} = \eta_{taper} \times \eta_{phase} \tag{A.1.10}$$

où η_{taper} est le rendement d'apodisation lié à la distribution d'amplitude sur l'ouverture et η_{phase} est le rendement de quantification lié aux erreurs de phase sur l'ouverture. Ils sont définis comme suit :

$$\eta_{taper} = \frac{D_{idéal}}{D_{\max,\mathrm{Th}}} \times 100 \tag{A.1.11}$$

Licence CC BY-NC-ND 4.0

$$\eta_{taper} = \frac{D_{idéal}}{D_{\max,\mathrm{Th}}} \times 100 \quad \text{(A.1.12)}$$

avec $D_{\mathrm{idéal}}$ la directivité du réseau en compensation de phase idéale (distribution continue) et D_{TA} la directivité avec une compensation de phase discrète.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Annexe 2. Antenne cornet et Sonde de champ proche

Source primaire d'excitation du TA

La source focale utilisée est un cornet standard de la société Flann Microwave (modèle 27240-10), présentant un gain nominal de 10 dBi, avec une ouverture $A_W \times A_H$. Permettant d'assurer une illumination suffisamment large sur l'ouverture du TA garantissant une couverture de l'ensemble de l'ouverture. Un cornet plus directif produirait un faisceau plus étroit, conduisant à une illumination non uniforme du réseau. Ses caractéristiques sont présentées dans le Tableau A.1. Les diagrammes de rayonnement simulés sous CST Microwave Studio sont présentés en Figure A.1. Le gain maximal simulé à 100 GHz est de 10.5 dBi dans les plans E et H. L'ouverture angulaire simulée à -3 dB vaut 53° dans le plan E, 56° dans le plan H et 65.5°.

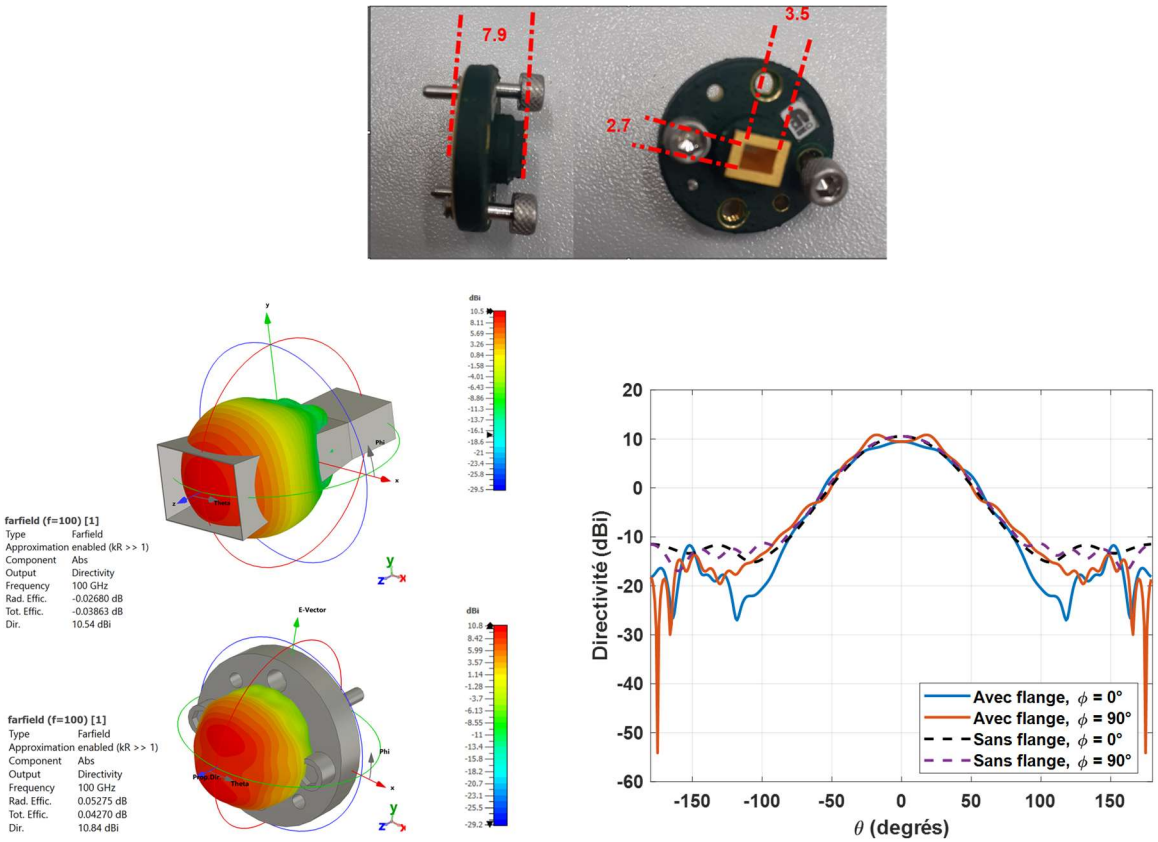


Figure A.1 – Source primaire : cornet standard 10 dB. Modèle 3D du cornet simulé sous CST Microwave Studio.

Tableau A.1– Caractéristiques techniques du cornet standard WR10 (modèle 27240-10) utilisé comme source primaire.

				Largeur de faisceau à mi-puissance 3 dB [°]		Ouverture [mm]
Guide	Fréquence [GHz]	Gain [dBi]	Plan E	Plan H	A_W	A_H
WR10	73.8-112	10	52	52	3.6	2.7

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Sonde de champ proche

La Figure A.2 présente le dessin mécanique de la sonde WR-10 utilisée lors des mesures. Cette sonde, fabriquée par MI-WaveMillimeter Products Inc., fonctionne dans la bande W (75-110 GHz) et est équipée d'une bride UG-387.

https://www.miwv.com/w-band-waveguide-probe-antennas-75ghz-110ghz/

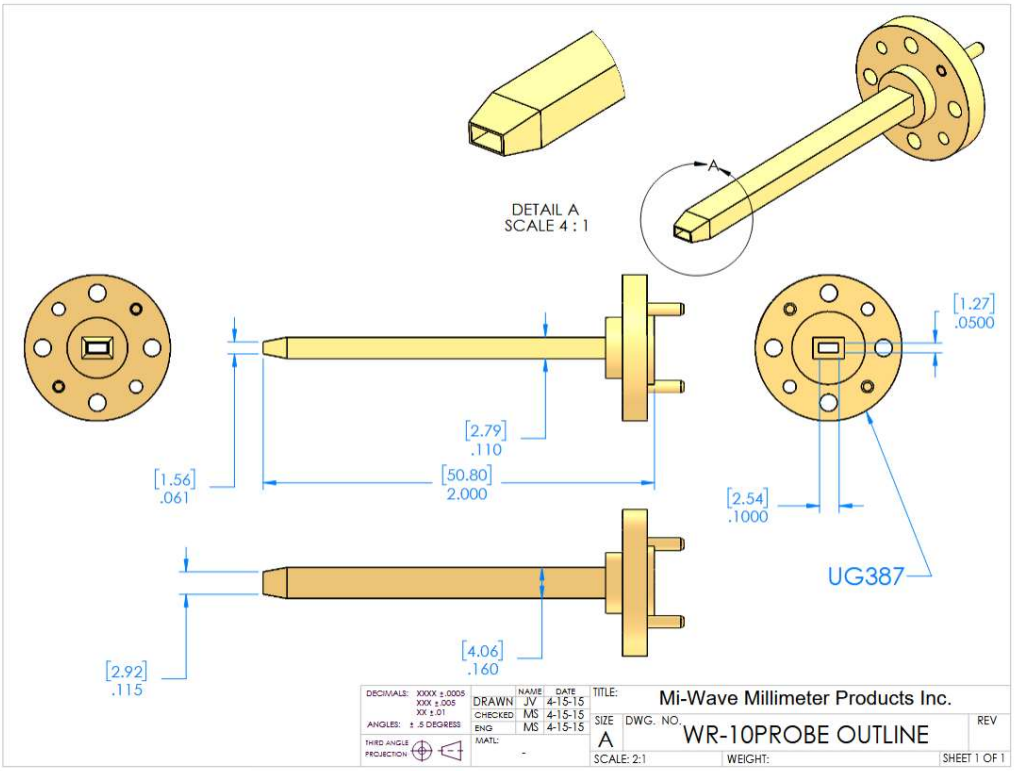


Figure A.2 – Sonde guide d'ondes WR-10(Mi-Wave Millimeter Products Inc., 260W/387).

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Annexe 3. Transformation champ proche – champ lointain

Autour d'une antenne, trois régions de rayonnement peuvent être distinguées (Figure A.3) :

La région la plus proche de l'antenne est appelée **champ proche réactif** (*Reactive Near-Field Region*). Dans cette zone, les champs électriques et magnétiques sont fortement couplés et une partie importante de l'énergie est stockée sous forme réactive. Les amplitudes et les phases des champs varient fortement avec de la distance à l'antenne. Cette région s'étend généralement jusqu'à une distance de l'ordre d'une longueur d'onde λ_0, voire $3\lambda_0$.

Au-delà de cette première région se trouve le **champ proche rayonnant** (Radiating Near-Field Region), également appelé région de Fresnel. Dans cette zone, l'énergie rayonnée devient prédominante mais la distribution spatiale du champ reste dépendante de la distance d'observation. C'est dans cette région que la caractérisation de l'antenne est réalisée.

Enfin, à plus grande distance de l'antenne, on atteint le **champ lointain** (Far-Field Region ou région de Fraunhofer). Dans cette région, les fronts d'onde peuvent être assimilés à des ondes planes et la distribution angulaire du rayonnement devient indépendante de la distance d'observation. Les amplitudes des champs électriques et magnétiques décroissent alors en 1/ r , où r représente la distance à l'antenne. La frontière entre les régions de Fresnel et de Fraunhofer est généralement définie par la distance de Fraunhofer :

$$R_{FF} = \frac{2D^2}{\lambda_0} \tag{A.3.1}$$

où *D* est la plus grande dimension de l'antenne et λ_0 la longueur d'onde dans l'espace libre.

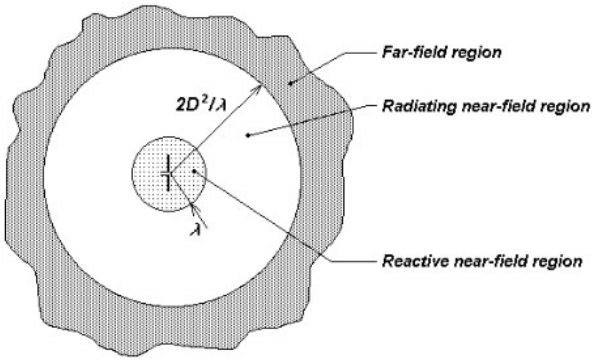


Figure A.3 – Différentes régions de rayonnement d'une antenne

Le principe de la mesure en champ proche consiste à acquérir l'amplitude et la phase du champ EM rayonné sur une surface de mesure située proximité du dispositif sous tets. Dans le cas d'un balayage planaire, une sonde se déplace suivant les directions x et y afin d'échantillonner le champ complexe :

$$E(x,y) = |E(x,y)|e^{j\phi(x,y)} \tag{A.3.2}$$

La surface de mesure doit être suffisamment étendue pour intercepter la majorité de l'énergie rayonnée par l'antenne. Pour une antenne (Figure A.4) de dimension maximale *D*

Licence CC BY-NC-ND 4.0

placé à une distance *d* du plan de balayage et pour un angle maximal d'observation θ_{max}, la taille minimale de la zone de mesure peut être estimé par :

$$L_{scan} = D + 2dtan(\theta_{max}) \quad \text{(A.3.3)}$$

Cette condition garantit que les contributions rayonnées dans les directions d'intérêt sont correctement prises en compte lors de la reconstruction du champ lointain.

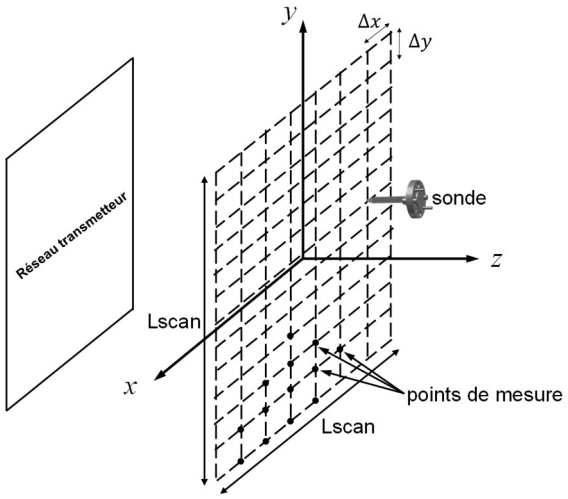


Figure A.4 – Principe du balayage planaire en champ proche et échantillonnage spatial de la surface de mesure

Les mesures étant réalisées en un nombre fini de points, le champ proche est échantillonné sur une grille régulière de pas Δx et Δy. Ce pas doit être inférieur ou égal à λ/2 afin de satisfaire le critère de Nyquist.

Le champ lointain peut alors être exprimé sous forme :

$$E(x, y, z) = j\frac{e^{-jkr}}{r}k_z A(k_x, k_y) \quad \text{(A.3.4)}$$

où r est la distance entre la surface de balayage et le point d'observation, k_z est la composante longitudinale du vecteur d'onde et $A(k_x, k_y)$ représente le spectre d'ondes planes. Ce spectre est obtenu à partir du champ électrique mesuré sur le plan de balayage :

$$A(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} E(x, y, 0)e^{-jk_x x}e^{-jk_y y}dxdy \quad \text{(A.3.5)}$$

où $E\ (x, y, 0)$ correspond à la distribution du champ électrique sur la surface de mesure.

Les composantes du vecteur d'onde sont reliées aux angles d'observation θ et ϕ par :

$$\begin{aligned} k_x &= ksin\,\theta cos\phi \\ k_y &= ksin\,\theta sin\phi \\ k_z &= kcos\theta \end{aligned} \quad \text{(A.3.6)}$$

En pratique, le champ est mesuré en un nombre de points fini de points sur une grille rectangulaire. L'intégrale précédente est donc remplacée par une somme discrète :

Licence CC BY-NC-ND 4.0

$$A(k_x, k_y) = \frac{1}{mn}\sum_{i=1}^{n}\sum_{k=1}^{m} E_{i,k}(x, y, 0)e^{-jk_x x_i}e^{-jk_y y_k} \quad \text{(A.3.7)}$$

où $E_{i,k}$ représente l'échantillon complexe du champ mesuré à la position (x_i, y_k)

Le champ lointain s'écrit alors :

$$E(\theta, \phi, r) = j\frac{e^{-jk_0 r}}{r} k_z A(k_x, k_y) \quad \text{(A.3.8)}$$

avec $k_z = k_0 cos\theta$

Pour l'analyse du rayonnement dans le système de coordonnées sphériques, le champ lointain est généralement décomposé selon les composantes E_θ et E_ϕ.

La composante E_θ est donnée par :

$$E_\theta(\theta, \phi, r) = j\frac{e^{-jk_0 r}}{r} k_0 cos\theta(cos\phi A_x + sin\phi A_y) \quad \text{(A.3.9)}$$

et la composante E_ϕ par :

$$E_\phi(\theta, \phi, r) = j\frac{e^{-jk_0 r}}{r} k_0 cos\theta(-sin\phi A_x + cos\phi A_y) \quad \text{(A.3.10)}$$

Où A_x et A_y représente les composantes du spectre d'ondes plane suivant les direction x et y.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Références bibliographiques

[1] M. Pinaud, G. Humbert, S. Engelbrecht, L. Merlat, B. M. Fischer, et A. Crunteanu, « Terahertz Devices Using the Optical Activation of GeTe Phase Change Materials: Toward Fully Reconfigurable Functionalities », *ACS Photonics*, vol. 8, nº 11, p. 3272-3281, nov. 2021, doi: 10.1021/acsphotonics.1c01086.

[2] J. R. Leon Valdes, « Antennes agiles reconfigurables optiquement dans le domaine millimétrique avec l'intégration de matériaux à changement de phase », Theses, Université de Limoges, 2020. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://theses.hal.science/tel-03129887

[3] R. Carrizales Juarez, « Radiation pattern reconfigurable antennas based on Phase Change Materials (PCM) integration », Theses, Université de Limoges, 2024. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://theses.hal.science/tel-04542599

[4] A. Mennai, « Conception et réalisation de commutateurs RF à base de matériaux à transition de phase (PTM) et à changement de phase (PCM) », These de doctorat, Limoges, 2016. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://theses.fr/2016LIMO0035

[5] « Fundamentals of THz technology for 6G - Rohde & Schwarz - November 2022 - 6G », telecomHall Forum. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://www.telecomhall.net/t/fundamentals-of-thz-technology-for-6g-rohde-schwarz-november-2022/20568

[6] T. S. Rappaport *et al.*, « Wireless Communications and Applications Above 100 GHz: Opportunities and Challenges for 6G and Beyond », *IEEE Access*, vol. 7, p. 78729-78757, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2921522.

[7] I. F. Akyildiz, J. M. Jornet, et C. Han, « Terahertz band: Next frontier for wireless communications », *Phys. Commun.*, vol. 12, p. 16-32, sept. 2014, doi: 10.1016/j.phycom.2014.01.006.

[8] C. Han, A. Bicen, et I. Akyildiz, « Multi-Wideband Waveform Design for Distance-adaptive Wireless Communications in the Terahertz Band », *IEEE Trans. Signal Process.*, p. 1-1, 2015, doi: 10.1109/TSP.2015.2498133.

[9] A. B. Vattulainen, S. Rahman, et D. A. Robertson, « G-Band FMCW Doppler Radar for Close-Range Environmental Sensing », *IEEE Trans. Radar Syst.*, vol. 2, p. 355-371, 2024, doi: 10.1109/TRS.2024.3378123.

[10] A. Mostajeran *et al.*, « A High-Resolution 220-GHz Ultra-Wideband Fully Integrated ISAR Imaging System », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 67, nº 1, p. 429-442, janv. 2019, doi: 10.1109/TMTT.2018.2874666.

[11] S.-T. Han, « Application of a Compact Sub-Terahertz Gyrotron for Nondestructive Inspections », *IEEE Trans. Plasma Sci.*, vol. 48, nº 9, p. 3238-3245, sept. 2020, doi: 10.1109/TPS.2020.3011806.

[12] Y. Shang, H. Yu, C. Yang, Y. Liang, et W. M. Lim, « A 239–281GHz Sub-THz imager with 100MHz resolution by CMOS direct-conversion receiver with on-chip circular-polarized SIW antenna », in *Proceedings of the IEEE 2014 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA: IEEE, sept. 2014, p. 1-4. doi: 10.1109/CICC.2014.6945986.

[13] D.-C. Seo, J.-S. Jang, I.-B. Kwon, et D.-J. Yoon, « Compact CW-sub THz imaging system for non-destructive testing », in *35th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, Rome, Italy: IEEE, sept. 2010, p. 1-2. doi: 10.1109/ICIMW.2010.5612400.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[14] A. Filippi, V. Martinez, et M. Vlot, « Spectrum for Automotive Radar in the 140 GHz Band in Europe », in *2022 19th European Radar Conference (EuRAD)*, Milan, Italy: IEEE, sept. 2022, p. 1-4. doi: 10.23919/EuRAD54643.2022.9924643.

[15] B. Sene, D. Reiter, H. Knapp, H. Li, T. Braun, et N. Pohl, « An Automotive *D* -Band FMCW Radar Sensor Based on a SiGe-Transceiver MMIC », *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 32, nº 3, p. 194-197, mars 2022, doi: 10.1109/LMWC.2021.3121656.

[16] P. H. Siegel, « Terahertz technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, nº 3, p. 910-928, mars 2002, doi: 10.1109/22.989974.

[17] M. Tonouchi, « Cutting-edge terahertz technology », *Nat. Photonics*, vol. 1, nº 2, p. 97-105, févr. 2007, doi: 10.1038/nphoton.2007.3.

[18] J. Yoo *et al.*, « A 140-GHz FMCW Radar Transceiver With Dual-Lens Packaging for Improved Beam Alignment in 65-nm CMOS Technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 72, nº 11, p. 6426-6442, nov. 2024, doi: 10.1109/TMTT.2024.3396668.

[19] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, et C. Waldschmidt, « Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, nº 3, p. 845-860, mars 2012, doi: 10.1109/TMTT.2011.2178427.

[20] W. Menzel et A. Moebius, « Antenna Concepts for Millimeter-Wave Automotive Radar Sensors », *Proc. IEEE*, vol. 100, nº 7, p. 2372-2379, juill. 2012, doi: 10.1109/JPROC.2012.2184729.

[21] S. Demirci, H. Cetinkaya, M. Tekbas, E. Yigit, C. Ozdemir, et A. Vertiy, « Back-projection algorithm for ISAR imaging of near-field concealed objects », in *2011 XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, Istanbul: IEEE, août 2011, p. 1-4. doi: 10.1109/URSIGASS.2011.6050450.

[22] M. Haegelen, G. Briese, H. Essen, et A. Tessmann, « Millimetre Wave Near Field SAR Scanner for Concealed Weapon Detection », in *7th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, juin 2008, p. 1-4. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/5757182/authors

[23] W. Nsengiyumva *et al.*, « Sensing and Nondestructive Testing Applications of Terahertz Spectroscopy and Imaging Systems: State-of-the-Art and State-of-the-Practice », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 72, p. 1-83, 2023, doi: 10.1109/TIM.2023.3318676.

[24] M. Greco, E. Giovenale, F. Leccese, A. Doria, E. De Francesco, et G. Piero Gallerano, « A THz Imaging Scanner to Detect Structural and Fire Damage on Glass Fiber Composite », in *2022 IEEE 9th International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace)*, Pisa, Italy: IEEE, juin 2022, p. 384-389. doi: 10.1109/MetroAeroSpace54187.2022.9856003.

[25] W. Menzel et A. Moebius, « Antenna Concepts for Millimeter-Wave Automotive Radar Sensors », *Proc. IEEE*, vol. 100, nº 7, p. 2372-2379, juill. 2012, doi: 10.1109/JPROC.2012.2184729.

[26] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, et C. Waldschmidt, « Millimeter-Wave Technology for Automotive Radar Sensors in the 77 GHz Frequency Band », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, nº 3, p. 845-860, mars 2012, doi: 10.1109/TMTT.2011.2178427.

[27] A. Ahmed, L. Li, M. Jung, et G. M. Rebeiz, « A 140 GHz FMCW Ultra Wideband High Dynamic Range RADAR Utilizing 8x8 Phased Arrays », in *2024 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2024*, Washington, DC, USA: IEEE, juin 2024, p. 489-492. doi: 10.1109/IMS40175.2024.10600241.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[28] B. Walther, A. Froehly, R. Herschel, M. Van Delden, P. Wallrath, et T. Musch, « A Fully Polarimetric Radar System for Non-Destructive Testing of Fiber Glass Layers », *IEEE Trans. Radar Syst.*, vol. 1, p. 264-278, 2023, doi: 10.1109/TRS.2023.3296204.

[29] A. V. Muppala *et al.*, « A 242-267 GHz Bistatic Superheterodyne Radar System for Precision Terahertz Sensing and Imaging in 65-nm CMOS », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 73, nº 8, p. 4999-5011, août 2025, doi: 10.1109/TMTT.2025.3548036.

[30] K. Liu *et al.*, « High-speed 0.22 THz communication system with 84 Gbps for real-time uncompressed 8K video transmission of live events », *Nat. Commun.*, vol. 15, nº 1, p. 8037, sept. 2024, doi: 10.1038/s41467-024-52370-x.

[31] C. E. Shannon, « A mathematical theory of communication », *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, nº 3, p. 379-423, 1948, doi: 10.1002/j.1538-7305.1948.tb01338.x.

[32] J. C. F. Zandboer, G. Federico, U. Johannsen, et A. Bart Smolders, « A Review on Antenna Technology Developments for Sub-THz Wireless Communication: Application, Challenges and Opportunities », *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 6, nº 3, p. 645-663, juin 2025, doi: 10.1109/OJAP.2025.3546122.

[33] P. Rodriguez-Vazquez, J. Grzyb, B. Heinemann, et U. R. Pfeiffer, « A QPSK 110-Gb/s Polarization-Diversity MIMO Wireless Link With a 220–255 GHz Tunable LO in a SiGe HBT Technology », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 68, nº 9, p. 3834-3851, sept. 2020, doi: 10.1109/TMTT.2020.2986196.

[34] S. Lee *et al.*, « An 80-Gb/s 300-GHz-Band Single-Chip CMOS Transceiver », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 54, nº 12, p. 3577-3588, déc. 2019, doi: 10.1109/JSSC.2019.2944855.

[35] J. Gruber *et al.*, « Sub-THz communication systems: pushing the capabilities of silicon », *Commun. Eng.*, vol. 4, nº 1, p. 213, déc. 2025, doi: 10.1038/s44172-025-00545-9.

[36] A. Karakuzulu, W. A. Ahmad, D. Kissinger, et A. Malignaggi, « A Four-Channel Bidirectional *D* -Band Phased-Array Transceiver for 200 Gb/s 6G Wireless Communications in a 130-nm BiCMOS Technology », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 58, nº 5, p. 1310-1322, mai 2023, doi: 10.1109/JSSC.2022.3232948.

[37] U. Demirhan et A. Alkhateeb, « Integrated Sensing and Communication for 6G: Ten Key Machine Learning Roles », *IEEE Commun. Mag.*, vol. 61, nº 5, p. 113-119, mai 2023, doi: 10.1109/MCOM.006.2200480.

[38] T. Gan, S. Dang, X. Li, et Z. Zhang, « Integrated Sensing and Communications for 6G: Prospects and Challenges of Using THz Radios », in *2024 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Dubai, United Arab Emirates: IEEE, avr. 2024, p. 1-6. doi: 10.1109/WCNC57260.2024.10570679.

[39] F. Liu *et al.*, « Integrated Sensing and Communications: Toward Dual-Functional Wireless Networks for 6G and Beyond », *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 40, nº 6, p. 1728-1767, juin 2022, doi: 10.1109/JSAC.2022.3156632.

[40] Z. Wei *et al.*, « Integrated Sensing and Communication Signals Toward 5G-A and 6G: A Survey », *IEEE Internet Things J.*, vol. 10, nº 13, p. 11068-11092, juill. 2023, doi: 10.1109/JIOT.2023.3235618.

[41] G. Wang *et al.*, « Terahertz integrated sensing and mobile communications empowered by a 220-GHz-band portable device », *Nat. Commun.*, vol. 16, nº 1, p. 11719, nov. 2025, doi: 10.1038/s41467-025-66921-3.

[42] R. Zhang, W. Wu, X. Chen, Z. Gao, et Y. Cai, « Terahertz Integrated Sensing and Communication-Empowered UAVS in 6G: A Transceiver Design Perspective », *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 21, nº 1, p. 71-80, mars 2026, doi: 10.1109/MVT.2025.3531088.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[43] S. Nishi, K. Tamesue, T. Sato, S. H. Myint, T. Sato, et T. Kawanishi, « Design and Evaluation of a Lens Horn Antenna in the 300 GHz Band », in *2024 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, Sendai, Japan: IEEE, avr. 2024, p. 289-292. doi: 10.1109/iWAT57102.2024.10535865.

[44] X. Yang, B. Feng, et X. Ding, « A Single-layer Reflectarray Antenna for Sub-THz Applications », in *2022 IEEE 5th International Conference on Electronic Information and Communication Technology (ICEICT)*, Hefei, China: IEEE, août 2022, p. 844-845. doi: 10.1109/ICEICT55736.2022.9908964.

[45] W. Saleh, Y. Letestu, R. Sauleau, et E. M. Cruz, « Design and Measurements of a High-Performance Wideband Transmitarray Antenna for D-Band Communications », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 20, nº 9, p. 1765-1769, sept. 2021, doi: 10.1109/LAWP.2021.3096743.

[46] T. Galler, T. Frey, C. Waldschmidt, et T. Chaloun, « High-Gain Millimeter-Wave Holographic Antenna in Package Using Glass Technology », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, nº 12, p. 2067-2071, déc. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3022520.

[47] A. Karakuzulu, W. A. Ahmad, D. Kissinger, et A. Malignaggi, « A Four-Channel Bidirectional *D* -Band Phased-Array Transceiver for 200 Gb/s 6G Wireless Communications in a 130-nm BiCMOS Technology », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 58, nº 5, p. 1310-1322, mai 2023, doi: 10.1109/JSSC.2022.3232948.

[48] P. Castillo-Tapia, S. Yang, A. Palomares-Caballero, J.-P. Guillet, N. J. G. Fonseca, et O. Quevedo-Teruel, « SubTHz Fully-Metallic Geodesic Luneburg Lens Antenna », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 15, nº 3, p. 514-518, mai 2025, doi: 10.1109/TTHZ.2025.3548452.

[49] M. Frank, F. Lurz, R. Weigel, et A. Koelpin, « Low-profile and low-cost transmitarray antenna at 122 GHz based on unit-cells with 1-bit phase resolution », *Electron. Lett.*, vol. 56, nº 24, p. 1293-1295, nov. 2020, doi: 10.1049/el.2020.2088.

[50] F. F. Manzillo, A. Clemente, B. Blampey, G. Pares, A. Siligaris, et J. Luis González-Jiménez, « Transmitarray Antenna with Integrated Frequency Multiplier for High-speed D-band Communications in Low-cost PCB Technology », in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mars 2019, p. 1-4. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/8739286

[51] D. Berry, R. Malech, et W. Kennedy, « The reflectarray antenna », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 11, nº 6, p. 645-651, nov. 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138112.

[52] D. T. McGrath, « Planar Three-Dimensional Constrained Lenses », *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. 34, p. 46-50, janvier 1986. doi: 10.1109/TAP.1986.1143726.

[53] J. R. Reis, M. Vala, et R. F. S. Caldeirinha, « Review Paper on Transmitarray Antennas », *IEEE Access*, vol. 7, p. 94171-94188, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2924293.

[54] X. He, W. Yang, S. Liao, Y. Li, Q. Xue, et W. Che, « 140-GHz High-Efficiency Low-Profile Reflectarray Antenna Using Heterogeneous Design Strategy », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 72, nº 1, p. 932-937, janv. 2024, doi: 10.1109/TAP.2023.3319112.

[55] Z. Wang *et al.*, « W-Band Broadband Circularly Polarized Reflectarray Antenna », *Electronics*, vol. 12, nº 18, p. 3849, sept. 2023, doi: 10.3390/electronics12183849.

[56] E.-C. Choi et S. Nam, « W-Band Low Phase Sensitivity Reflectarray Antennas With Wideband Characteristics Considering the Effect of Angle of Incidence », *IEEE Access*, vol. 8, p. 111064-111073, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2996707.

[57] Z. Wang *et al.*, « W-Band Single-Layer Broadband Reflectarray Antenna », *IEEE Access*, vol. 11, p. 66309-66317, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3290098.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[58] Z.-W. Miao *et al.*, « 140 GHz High-Gain LTCC-Integrated Transmit-Array Antenna Using a Wideband SIW Aperture-Coupling Phase Delay Structure », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, nº 1, p. 182-190, janv. 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2776345.

[59] O. Koutsos, F. F. Manzillo, A. Clemente, et R. Sauleau, « Analysis, Rigorous Design, and Characterization of a Three-Layer Anisotropic Transmitarray at 300 GHz », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, nº 7, p. 5437-5446, juill. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3145506.

[60] B. Ouardi, R. Sauleau, et A. Clemente, « Multifunctional Dual-Band Metasurface-Based Transmit- and Reflect-Arrays at Sub-THz », in *2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mars 2025, p. 01-04. doi: 10.23919/EuCAP63536.2025.10999744.

[61] K. Medrar *et al.*, « *H* -Band Substrate-Integrated Discrete-Lens Antenna for High Data Rate Communication Systems », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, nº 7, p. 3677-3688, juill. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3044382.

[62] M. Defives, R. Sauleau, O. Koutsos, M. Caillet, et A. Clemente, « Design and Characterization of a Transmitarray for Near-Field Focusing at Sub-THz », in *2025 19th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Stockholm, Sweden: IEEE, mars 2025, p. 1-5. doi: 10.23919/EuCAP63536.2025.10999806.

[63] K. K. K. Ho, G.-B. Wu, B.-J. Chen, K. F. Chan, et C. H. Chan, « Spot Focusing Coma Correction by Linearly Polarized Dual-Transmitarray Antenna in the Terahertz Region », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 13, nº 5, p. 493-502, sept. 2023, doi: 10.1109/TTHZ.2023.3297074.

[64] Z.-W. Miao, Z.-C. Hao, et Q. Yuan, « Design and Implementation of a G-Band Silicon-Based Single-Layer Reflectarray Antenna », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, p. 2191-2194, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2704622.

[65] O. Koutsos, F. F. Manzillo, M. Caillet, R. Sauleau, et A. Clemente, « Experimental Demonstration of a 43-dBi Gain Transmitarray in PCB Technology for Backhauling in the 300-GHz Band », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 13, nº 5, p. 485-492, sept. 2023, doi: 10.1109/TTHZ.2023.3286658.

[66] S. B. Glybovski, S. A. Tretyakov, P. A. Belov, Y. S. Kivshar, et C. R. Simovski, « Metasurfaces: From microwaves to visible », *Phys. Rep.*, vol. 634, p. 1-72, mai 2016, doi: 10.1016/j.physrep.2016.04.004.

[67] S. Zahra *et al.*, « Electromagnetic Metasurfaces and Reconfigurable Metasurfaces: A Review », *Front. Phys.*, vol. 8, p. 593411, janv. 2021, doi: 10.3389/fphy.2020.593411.

[68] A. Li, M. Zhao, D. P. Lynch, S. Zhu, M. A. B. Abbasi, et O. Yurduseven, « Frequency-Diverse Reflection Metasurface Antenna Design for Computational Microwave Imaging », *IEEE Open J. Antennas Propag.*, vol. 5, nº 5, p. 1240-1248, oct. 2024, doi: 10.1109/OJAP.2024.3377368.

[69] P. Zheng *et al.*, « Metasurface-based key for computational imaging encryption », *Sci. Adv.*, vol. 7, nº 21, p. eabg0363, mai 2021, doi: 10.1126/sciadv.abg0363.

[70] Y.-N. Phua, E.-H. Lim, et B.-K. Chung, « Design of a single-layer broadband reflectarray using circular microstrip patch loaded with two unequal slots », *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 124, p. 153341, sept. 2020, doi: 10.1016/j.aeue.2020.153341.

[71] Z. Qi, X. Li, J. Chu, J. Xiao, et H. Zhu, « High-gain cavity backed patch antenna arrays at 140 GHz based on LTCC technology », *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 11, nº 08, p. 829-834, oct. 2019, doi: 10.1017/S175907871900031X.

[72] U. Umaisaroh, A. Firdausi, F. Angesti, et M. Alaydrus, « Microstrip Transmitarray Antenna with Three Layered 5x5 Crosslet and Square Slot Patches at 38 GHz », in *2022*

Licence CC BY-NC-ND 4.0

International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications (ICRAMET), Bandung, Indonesia: IEEE, déc. 2022, p. 219-222. doi: 10.1109/ICRAMET56917.2022.9991194.

[73] F. Wu, J. Wang, Y. Zhang, W. Hong, et K.-M. Luk, « A Broadband Circularly Polarized Reflectarray With Magneto-Electric Dipole Elements », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, nº 10, p. 7005-7010, oct. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3070653.

[74] K.-M. Luk et B. Xiang, « Transmitarray and Reflectarray Antennas Based on a Magnetoelectric Dipole Antenna », *Electromagn. Sci.*, vol. 1, nº 1, p. 1-14, mars 2023, doi: 10.23919/emsci.2022.0009.

[75] F. Wu, J. Wang, R. Lu, X. Xia, W. Hong, et K.-M. Luk, « Wideband and Low Cross-Polarization Transmitarray Using 1 Bit Magnetoelectric Dipole Elements », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, nº 5, p. 2605-2614, mai 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3026904.

[76] X. Zhang, F. Yang, S. Xu, A. Aziz, et M. Li, « Hybrid Polarization-Phase Tuning Methodology for Reflectarray Antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, nº 9, p. 5534-5545, sept. 2021, doi: 10.1109/TAP.2021.3060023.

[77] J. Mayer, J. Kowalewski, M. Vieweger, J. Eisenbeis, T. Mahler, et T. Zwick, « Reflectarray with split ring resonators at 83.5 GHz », in *2017 European Radar Conference (EURAD)*, oct. 2017, p. 429-432. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249239.

[78] T. Fan et W. Zhang, « Dual-Beam Power Allocation Transmitarray Antenna Based on Independently Regulated Copolarized Amplitude/Phase Metasurface », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 24, nº 12, p. 4850-4854, déc. 2025, doi: 10.1109/LAWP.2025.3613764.

[79] X. He, W. Yang, Q. Xue, et W. Che, « W-Band Ultrathin Hybrid Huygens Metasurface Transmit-Reflectarray With Independent Regulation of Transmit-Reflected Wave », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 24, nº 7, p. 1600-1604, juill. 2025, doi: 10.1109/LAWP.2025.3543188.

[80] C. Bian, D. Zhou, Y. Zhang, D. Lv, H. Deng, et D. Zhang, « A Multipolarization Folded Transmitarray Antenna Based on Huygens' Metasurface », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 22, nº 12, p. 2783-2787, déc. 2023, doi: 10.1109/LAWP.2023.3296965.

[81] H. Kagami, D. Kitayama, A. Pander, H. Matsunaga, et H. Takahashi, « Huygens metasurface based on glide-symmetric ELC resonator for highly efficient wavefront formation in sub-terahertz bands », *Opt. Express*, vol. 33, nº 18, p. 38220, sept. 2025, doi: 10.1364/OE.567673.

[82] L. Cai, J. Deng, J. Shi, Z. H. Jiang, et W. Hong, « An optically transparent, broadband, and highly efficient dual-mode Huygens' transmit-array antenna based on a single-layer low-loss dielectric substrate », *Mater. Des.*, vol. 253, p. 113982, mai 2025, doi: 10.1016/j.matdes.2025.113982.

[83] I. Derafshi et N. Komjani, « A New High Aperture Efficiency Transmitarray Antenna Based on Huygens Metasurfaces », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 70, nº 7, p. 5458-5467, juill. 2022, doi: 10.1109/TAP.2022.3161480.

[84] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, T. Kuki, et O. Hashimoto, « 60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, nº 7, p. 2524-2531, juill. 2011, doi: 10.1109/TAP.2011.2152338.

[85] H. Kamoda, T. Iwasaki, J. Tsumochi, et T. Kuki, « 60-GHz electrically reconfigurable reflectarray using p-i-n diode », in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Boston, MA, USA: IEEE, juin 2009, p. 1177-1180. doi: 10.1109/MWSYM.2009.5165912.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[86] A. Clementel, L. Dussoptl, B. Reigl, R. Sauleau, P. Potier, et P. Pouliguen, « Reconfigurable unit-cells for beam-scanning transmitarrays in X band », 2013.

[87] Chih-Chieh Cheng, B. Lakshminarayanan, et A. Abbaspour-Tamijani, « A Programmable Lens-Array Antenna With Monolithically Integrated MEMS Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, nº 8, p. 1874-1884, août 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2025422.

[88] S. Montori, C. Fritzsch, L. Marcaccioli, R. Vincenti Gatti, R. Jakoby, et R. Sorrentino, « Design and measurements of a 1-bit reconfigurable elementary cell for large electronic steerable reflectarrays », in *The 40th European Microwave Conference*, Paris, France: IEEE, sept. 2010, p. 918-921. doi: 10.23919/EUMC.2010.5616715.

[89] X. Pan, F. Yang, F. Liu, C. Jiang, et S. Xu, « A 220 GHz Reconfigurable Reflectarray Antenna Using GaN HEMT Device », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 15, nº 4, p. 704-714, juill. 2025, doi: 10.1109/TTHZ.2025.3563715.

[90] D. Shen *et al.*, « Sub-terahertz transmissive reconfigurable intelligent surface for integrated beam steering and self-OOK-modulation », *Light Sci. Appl.*, vol. 14, nº 1, p. 13, janv. 2025, doi: 10.1038/s41377-024-01690-0.

[91] S. Venkatesh, X. Lu, H. Saeidi, et K. Sengupta, « A high-speed programmable and scalable terahertz holographic metasurface based on tiled CMOS chips », *Nat. Electron.*, vol. 3, nº 12, p. 785-793, déc. 2020, doi: 10.1038/s41928-020-00497-2.

[92] S. Venkatesh, X. Lu, H. Saeidi, et K. Sengupta, « A Programmable Terahertz Metasurface With Circuit-Coupled Meta-Elements in Silicon Chips: Creating Low-Cost, Large-Scale, Reconfigurable Terahertz Metasurfaces », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 64, nº 4, p. 110-122, août 2022, doi: 10.1109/MAP.2022.3176588.

[93] Y. Wu, Y. Ren, F. Yang, S. Xu, et M. Li, « A CMOS-Based Terahertz Reconfigurable Reflectarray with Amplitude Control: Design and Validation », *Appl. Sci.*, vol. 15, nº 12, p. 6638, juin 2025, doi: 10.3390/app15126638.

[94] X. Chen, N. M. Monroe, G. C. Dogiamis, R. A. Stingel, P. Myers, et R. Han, « A 265-GHz CMOS Reflectarray With 98×98 Elements for 1°-Wide Beam Forming and High-Angular-Resolution Radar Imaging », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 59, nº 11, p. 3655-3669, nov. 2024, doi: 10.1109/JSSC.2024.3393021.

[95] Y. Liu *et al.*, « Active Tunable THz Metamaterial Array Implemented in CMOS Technology ».

[96] S.-Y. Sun *et al.*, « Electronically Tunable Liquid-Crystal-Based F-Band Phase Shifter », *IEEE Access*, vol. 8, p. 151065-151071, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3017165.

[97] R. Dickie *et al.*, « Electrical characterisation of liquid crystals at millimetre wavelengths using frequency selective surfaces », *Electron. Lett.*, vol. 48, nº 11, p. 611-612, mai 2012, doi: 10.1049/el.2012.1061.

[98] L. Xu *et al.*, « Liquid-Crystal-Based Reconfigurable Intelligent Surface for Sub-Terahertz Wireless Communications », *IEEE Internet Things J.*, vol. 12, nº 18, p. 37471-37481, sept. 2025, doi: 10.1109/JIOT.2025.3583923.

[99] L. Xu *et al.*, « Reconfigurable Intelligent Surface Using Liquid-Crystals for Precise and Wide-Angle Terahertz Beam Steering », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 73, nº 10, p. 7765-7774, oct. 2025, doi: 10.1109/TAP.2025.3583124.

[100] D. Kitayama, H. Kagami, A. Pander, Y. Hama, et H. Takahashi, « Transmissive metasurface with 3.5-μm-thick liquid crystals for subterahertz-wave dynamic beamforming », *Commun. Eng.*, vol. 5, nº 1, p. 56, mars 2026, doi: 10.1038/s44172-026-00635-2.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[101] A. Crunteanu *et al.*, « Electric field-assisted metal insulator transition in vanadium dioxide (VO_2) thin films: optical switching behavior and anomalous far-infrared emissivity variation », présenté à SPIE OPTO, F. H. Teherani, D. C. Look, et D. J. Rogers, Éd., San Francisco, California, United States, mars 2015, p. 93640J. doi: 10.1117/12.2076260.

[102] E. E. Chain, « Optical properties of vanadium dioxide and vanadium pentoxide thin films », *Appl. Opt.*, vol. 30, nº 19, p. 2782, juill. 1991, doi: 10.1364/AO.30.002782.

[103] A. Sarangan, G. Ariyawansa, I. Vitebskiy, et I. Anisimov, « Optical switching performance of thermally oxidized vanadium dioxide with an integrated thin film heater », *Opt. Mater. Express*, vol. 11, nº 7, p. 2348, juill. 2021, doi: 10.1364/OME.430751.

[104] V. Théry *et al.*, « Structural and electrical properties of large area epitaxial VO2 films grown by electron beam evaporation », *J. Appl. Phys.*, vol. 121, nº 5, p. 055303, févr. 2017, doi: 10.1063/1.4975117.

[105] E.-N. Sirjita *et al.*, « Electrically Activated W-Doped VO_2 Films for Reliable, Large-Area, Broadband THz Wave Modulators », *ACS Appl. Mater. Interfaces*, vol. 17, nº 16, p. 24564-24577, avr. 2025, doi: 10.1021/acsami.5c00777.

[106] J. Zhao, R. Zhang, S. Cao, M. Zhuang, et Z. Song, « Broadband terahertz holography using isotropic VO2 metasurfaces », *Sci. Rep.*, vol. 15, nº 1, p. 702, janv. 2025, doi: 10.1038/s41598-024-85028-1.

[107] K. Kumar, B. Vidal, et C. Garcia-Meca, « Metasurface based on phase change materials for electrically reconfigurable THz beam steering in copolarized transmission mode », *Sci. Rep.*, vol. 15, nº 1, p. 40666, nov. 2025, doi: 10.1038/s41598-025-11713-4.

[108] D. Yang *et al.*, « Programmable VO2 metasurface for terahertz wave beam steering », *iScience*, vol. 25, nº 8, p. 104824, août 2022, doi: 10.1016/j.isci.2022.104824.

[109] R. Li *et al.*, « Reconfigurable EIT Metasurface with Low Excited Conductivity of VO2 », *Photonics*, vol. 11, nº 11, p. 1003, oct. 2024, doi: 10.3390/photonics11111003.

[110] J. Shabanpour, S. Beyraghi, et A. Cheldavi, « Ultrafast reprogrammable multifunctional vanadium-dioxide-assisted metasurface for dynamic THz wavefront engineering », *Sci. Rep.*, vol. 10, nº 1, p. 8950, juin 2020, doi: 10.1038/s41598-020-65533-9.

[111] H. Wong, K. X. Wang, L. Huitema, et A. Crunteanu, « Active meta polarizer for terahertz frequencies », *Sci. Rep.*, vol. 10, nº 1, p. 15382, sept. 2020, doi: 10.1038/s41598-020-71990-z.

[112] X. Liu *et al.*, « Invited Article: An active terahertz polarization converter employing vanadium dioxide and a metal wire grating in total internal reflection geometry », *APL Photonics*, vol. 3, nº 5, p. 051604, mai 2018, doi: 10.1063/1.5010940.

[113] S. Ma *et al.*, « Electrically controlled real-time terahertz “microladder” integrated with VO2 patches for broadband holographic encryption », *Adv. Photonics*, vol. 7, nº 06, sept. 2025, doi: 10.1117/1.AP.7.6.066003.

[114] M. R. M. Hashemi, S.-H. Yang, T. Wang, N. Sepúlveda, et M. Jarrahi, « Electronically-Controlled Beam-Steering through Vanadium Dioxide Metasurfaces », *Sci. Rep.*, vol. 6, nº 1, p. 35439, oct. 2016, doi: 10.1038/srep35439.

[115] F. Yang *et al.*, « Reconfigurable Wide-Angle Beam-Steering Terahertz Metasurfaces Based on Vanadium Dioxide », *Adv. Opt. Mater.*, vol. 12, nº 9, p. 2302047, mars 2024, doi: 10.1002/adom.202302047.

[116] B. Chen *et al.*, « Electrically addressable integrated intelligent terahertz metasurface », *Sci. Adv.*, vol. 8, nº 41, p. eadd1296, oct. 2022, doi: 10.1126/sciadv.add1296.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[117] R. Ramer et K. Y. Chan, « Developing PCM-Based Microwave and Millimetre-Wave Switching Networks by Optimised Building Blocks », *Electronics*, vol. 11, nº 22, nov. 2022, doi: 10.3390/electronics11223683.

[118] H. WONG, Q.-Y. GUO, A. CRUNTEANU, et L. HUITEMA, « A MMW Reconfigurable Antenna with Switched Beams using Functional Materials », in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, mars 2019, p. 1-3. Consulté le: 20 août 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://ieeexplore.ieee.org/document/8739464

[119] 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)*, mars 2020, p. 1-4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135811.

[120] G. W. Burr *et al.*, « Recent Progress in Phase-Change Memory Technology », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 6, nº 2, p. 146-162, juin 2016, doi: 10.1109/JETCAS.2016.2547718.

[121] 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*, juin 2018, p. 839-842. doi: 10.1109/MWSYM.2018.8439247.

[122] K. Singh *et al.*, « A review on GeTe thin film-based phase-change materials », *Appl. Nanosci.*, vol. 13, nº 1, p. 95-110, janv. 2023, doi: 10.1007/s13204-021-01911-7.

[123] R. Matos et N. Pala, « A Review of Phase-Change Materials and Their Potential for Reconfigurable Intelligent Surfaces », *Micromachines*, vol. 14, nº 6, p. 1259, juin 2023, doi: 10.3390/mi14061259.

[124] Y. Zhang *et al.*, « Electrically reconfigurable non-volatile metasurface using low-loss optical phase-change material », *Nat. Nanotechnol.*, vol. 16, nº 6, p. 661-666, juin 2021, doi: 10.1038/s41565-021-00881-9.

[125] K. Liu *et al.*, « Nonvolatile Reconfigurable Electromagnetically Induced Transparency with Terahertz Chalcogenide Metasurfaces », *Laser Photonics Rev.*, vol. 16, nº 4, p. 2100393, avr. 2022, doi: 10.1002/lpor.202100393.

[126] S. Abdollahramezani *et al.*, « Electrically driven reprogrammable phase-change metasurface reaching 80% efficiency », *Nat. Commun.*, vol. 13, nº 1, p. 1696, mars 2022, doi: 10.1038/s41467-022-29374-6.

[127] S. Gharbieh, A. Clemente, J. Milbrandt, et B. Reig, « Phase Change Material Based Reconfigurable Transmitarray: a Feasibility Study », in *2022 16th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Madrid, Spain: IEEE, mars 2022, p. 1-4. doi: 10.23919/EuCAP53622.2022.9769642.

[128] Y. To, J. Du, C. Decroze, L. Huitema, A. Crunteanu, et H. Wong, « Phase Change Material-Driven Tunable Metasurface for Adaptive Terahertz Sensing and Communication in 6G Perceptive Networks », *Adv. Funct. Mater.*, vol. 36, nº 12, p. e15085, févr. 2026, doi: 10.1002/adfm.202515085.

[129] D. Lencer, M. Salinga, et M. Wuttig, « Design Rules for Phase-Change Materials in Data Storage Applications », *Adv. Mater.*, vol. 23, nº 18, p. 2030-2058, mai 2011, doi: 10.1002/adma.201004255.

[130] G. Hummel *et al.*, « Germanium Telluride Chalcogenide Switches for RF Applications », SAND2021-11755, 1821550, 699647, sept. 2021. doi: 10.2172/1821550.

[131] M. Wuttig et N. Yamada, « Phase-change materials for rewriteable data storage », *Nat. Mater.*, vol. 6, nº 11, p. 824-832, nov. 2007, doi: 10.1038/nmat2009.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[132] S. Raoux, « Phase Change Materials », *Annu. Rev. Mater. Res.*, vol. 39, nº 1, p. 25-48, août 2009, doi: 10.1146/annurev-matsci-082908-145405.

[133] 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* », *Lond. Edinb. Dublin Philos. Mag. J. Sci.*, vol. 33, nº 195, p. 225-247, mars 1917, doi: 10.1080/14786440308635634.

[134] S. R. Ovshinsky, « Reversible Electrical Switching Phenomena in Disordered Structures », *Phys. Rev. Lett.*, vol. 21, nº 20, p. 1450-1453, nov. 1968, doi: 10.1103/PhysRevLett.21.1450.

[135] G. Navarro, « Reliability analysis of embedded Phase-Change Memories based on innovative materials », Univeristé de Grenoble, Grenoble, France, 2013.

[136] S. Kohara *et al.*, « Structural basis for the fast phase change of Ge2Sb2Te5: Ring statistics analogy between the crystal and amorphous states », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 89, nº 20, p. 201910, nov. 2006, doi: 10.1063/1.2387870.

[137] M. Wuttig et N. Yamada, « Phase-change materials for rewriteable data storage », *Nat. Mater.*, vol. 6, nº 11, p. 824-832, nov. 2007, doi: 10.1038/nmat2009.

[138] R. Carrizales-Juarez, L. Huitema, D. Passerieux, P. Daquin, et A. Crunteanu, « Dielectric Properties of Phase Change Thin Films at Millimeter Waves », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 71, nº 9, p. 3852-3864, sept. 2023, doi: 10.1109/TMTT.2023.3252722.

[139] N. El-Hinnawy, G. Slovin, K. Moen, C. Masse, et D. Howard, « A Tale of Two Phases: An Overview of Phase-Change Material RF Switch Technology: Sub-20-fs R_{ON} *C_{OFF} RF Switch Technology for the Mm-Wave and 5G/6G Revolutions », *IEEE Microw. Mag.*, vol. 25, nº 8, p. 57-76, août 2024, doi: 10.1109/MMM.2024.3403288.

[140] T. Singh et R. R. Mansour, « Experimental Investigation of Performance, Reliability, and Cycle Endurance of Nonvolatile DC–67 GHz Phase-Change RF Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 69, nº 11, p. 4697-4710, nov. 2021, doi: 10.1109/TMTT.2021.3105413.

[141] A. Hariri, A. Crunteanu, C. Guines, C. Hallepee, D. Passerieux, et P. Blondy, « Double-Port Double-Throw (DPDT) Switch Matrix Based on Phase Change Material (PCM) », in *2018 48th European Microwave Conference (EuMC)*, Madrid: IEEE, sept. 2018, p. 479-482. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541405.

[142] R. Singh, G. Slovin, M. Xu, T. E. Schlesinger, J. A. Bain, et J. Paramesh, « A Reconfigurable Dual-Frequency Narrowband CMOS LNA Using Phase-Change RF Switches », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, nº 11, p. 4689-4702, nov. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2742481.

[143] 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, nº 5, p. 568-571, mai 2016, doi: 10.1109/LED.2016.2539542.

[144] Y. S. To et H. Wong, « Terahertz Dual-polarized Phase-change Material-based Metasurface with Independently Controllable Dual Beam », in *2025 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, Antibes Juan-les-Pins, France: IEEE, nov. 2025, p. 1-4. doi: 10.1109/CAMA65664.2025.11335214.

[145] C. Shuai, Y. Zheng, Q. Chen, Y. Ma, et Y. Fu, « Wideband Polarization-Reconfigurable Monopole Antenna Using Electrical- and Thermal-Switchable Chips Based on Phase Change Material Germanium Telluride », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 23, nº 9, p. 2812-2816, sept. 2024, doi: 10.1109/LAWP.2024.3409026.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[146] E.-H. Dr. Nabil, « The (R)Evolution in RF Switch Technology », Tower Semiconductor. [En ligne]. Disponible sur: https://towersemi.com/2020/10/23/the-revolution-in-rf-switch-technology/

[147] N. El-Hinnawy *et al.*, « Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 105, nº 1, p. 013501, juill. 2014, doi: 10.1063/1.4885388.

[148] N. El-Hinnawy, G. Slovin, J. Rose, et D. Howard, « A 25 THz_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 *2020 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Los Angeles, CA, USA: IEEE, août 2020, p. 45-48. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223973.

[149] J. Dykstra *et al.*, « A Low-Loss, Wideband, 0-110 GHz SPDT Using PCM RF Switches with Integrated CMOS Drivers », in *2025 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS 2025*, San Francisco, CA, USA: IEEE, juin 2025, p. 678-681. doi: 10.1109/IMS40360.2025.11103804.

[150] M. Pinaud, G. Humbert, S. Engelbrecht, L. Merlat, B. M. Fischer, et A. Crunteanu, « Terahertz Devices Using the Optical Activation of GeTe Phase Change Materials: Toward Fully Reconfigurable Functionalities », *ACS Photonics*, vol. 8, nº 11, p. 3272-3281, nov. 2021, doi: 10.1021/acsphotonics.1c01086.

[151] Q. Lin, H. Wong, L. Huitema, et A. Crunteanu, « Coding Metasurfaces with Reconfiguration Capabilities Based on Optical Activation of Phase-Change Materials for Terahertz Beam Manipulations », *Adv. Opt. Mater.*, vol. 10, nº 1, p. 2101699, janv. 2022, doi: 10.1002/adom.202101699.

[152] 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.

[153] 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: IEEE, sept. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247379.

[154] H. Yang *et al.*, « A 1-Bit 10x10 Reconfigurable Reflectarray Antenna: Design, Optimization, and Experiment », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, nº 6, p. 2246-2254, juin 2016, doi: 10.1109/TAP.2016.2550178.

[155] X. Tian et L. Song, « A 2 Bit Reconfigurable Beam-steering Antenna Array Using Phase Compensation », *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 126, p. 63-75, 2022, doi: 10.2528/PIERC22081504.

[156] S. Gharsalli *et al.*, « Comprehensive Phase Shifter Review: State of the Art and Future Trends », *Prog. Electromagn. Res. B*, vol. 116, p. 33-47, 2026, doi: 10.2528/PIERB25082704.

[157] L. Cao, H. Yin, L. Tan, et X. Pei, « RIS With Insufficient Phase Shifting Capability: Modeling, Beamforming, and Experimental Validations », *IEEE Trans. Commun.*, vol. 72, nº 9, p. 5911-5923, sept. 2024, doi: 10.1109/TCOMM.2024.3392784.

[158] O. Kiris, « An Investigation of Phase Quantization Effects on Transmitarray Performance for Different Apertures », in *2024 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and INC/USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/INC-USNC-URSI)*, Firenze, Italy: IEEE, juill. 2024, p. 1871-1872. doi: 10.1109/AP-S/INC-USNC-URSI52054.2024.10686728.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[159] A. B. Numan et M. S. Sharawi, « Extraction of Material Parameters for Metamaterials Using a Full-Wave Simulator [Education Column] », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 55, nº 5, p. 202-211, oct. 2013, doi: 10.1109/MAP.2013.6735515.

[160] « Getting Started with HFSS: Floquet Ports ».

[161] M. Wang, S. Xu, F. Yang, et M. Li, « A 1-Bit Bidirectional Reconfigurable Transmit-Reflect-Array Using a Single-Layer Slot Element With PIN Diodes », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, nº 9, p. 6205-6210, sept. 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2925925.

[162] A. Yu, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, J. Huang, et Y. Rahmat-Samii, « Aperture efficiency analysis of reflectarray antennas », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, nº 2, p. 364-372, févr. 2010, doi: 10.1002/mop.24949.

[163] N. Virushabadoss, F. Abbas, et R. M. Henderson, « Optimization of Aperture Efficiency of Reflectarray Antennas », in *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, Denver, CO, USA: IEEE, juill. 2022, p. 1300-1301. doi: 10.1109/AP-S/USNC-URSI47032.2022.9886432.

[164] M. H. Francis, A. C. Newell, K. R. Grimm, J. Hoffman, et H. E. Schrank, « Planar Near-Field Measurements of Low-Sidelobe Antennas », *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol.*, vol. 99, nº 2, p. 143, mars 1994, doi: 10.6028/jres.099.013.

[165] R. Al Hadi *et al.*, « A 1 k-Pixel Video Camera for 0.7–1.1 Terahertz Imaging Applications in 65-nm CMOS », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, nº 12, p. 2999-3012, déc. 2012, doi: 10.1109/JSSC.2012.2217851.

[166] A. Brahm *et al.*, « Multichannel terahertz time-domain spectroscopy system at 1030 nm excitation wavelength », *Opt. Express*, vol. 22, nº 11, p. 12982, juin 2014, doi: 10.1364/OE.22.012982.

[167] D. Damyanov *et al.*, « High Resolution Lensless Terahertz Imaging and Ranging », *IEEE Access*, vol. 7, p. 147704-147712, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2934582.

[168] M. A. Assou, G. Humbert, A. Crunteanu, et C. Decroze, « Synthetic Photoconductive Antenna Array for Terahertz 3-D Imaging and Spectroscopy », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 13, nº 5, p. 440-447, sept. 2023, doi: 10.1109/TTHZ.2023.3281771.

[169] Q. Yang, H. Wang, X. Chen, et X. Peng, « Review of millimeter-wave and terahertz near-field synthetic aperture radar imaging technology », *InfoScience*, vol. 3, nº 2, p. e70008, juin 2026, doi: 10.1002/inc2.70008.

[170] *Hadamard Transform Optics*. Elsevier, 1979. doi: 10.1016/B978-0-12-330050-8.X5001-X.

[171] W. L. Chan, K. Charan, D. Takhar, K. F. Kelly, R. G. Baraniuk, et D. M. Mittleman, « A single-pixel terahertz imaging system based on compressed sensing », *Appl. Phys. Lett.*, vol. 93, nº 12, p. 121105, sept. 2008, doi: 10.1063/1.2989126.

[172] C. M. Watts *et al.*, « Terahertz compressive imaging with metamaterial spatial light modulators », *Nat. Photonics*, vol. 8, nº 8, p. 605-609, août 2014, doi: 10.1038/nphoton.2014.139.

[173] S.-C. Chen *et al.*, « Terahertz wave near-field compressive imaging with a spatial resolution of over λ/100 », *Opt. Lett.*, vol. 44, nº 1, p. 21, janv. 2019, doi: 10.1364/OL.44.000021.

[174] J. Hunt *et al.*, « Metamaterial Apertures for Computational Imaging », *Science*, vol. 339, nº 6117, p. 310-313, janv. 2013, doi: 10.1126/science.1230054.

[175] S. Guan, J. Cheng, Z. Tan, F. Fan, Y. Ji, et S. Chang, « Terahertz single pixel imaging with frequency-multiplexed metasurface modulation », *Opt. Lasers Eng.*, vol. 169, p. 107694, oct. 2023, doi: 10.1016/j.optlaseng.2023.107694.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[176] Z. Liao, Z. Xue, J. Fan, G. Xu, H. Xing, et L. Cong, « All-optical hybrid metasurfaces for ultrafast computational spectrometer and single-pixel imaging », *Nat. Commun.*, vol. 17, nº 1, p. 888, déc. 2025, doi: 10.1038/s41467-025-67605-8.

[177] Q. Wang *et al.*, « A Broadband Metasurface-Based Terahertz Flat-Lens Array », *Adv. Opt. Mater.*, vol. 3, nº 6, p. 779-785, juin 2015, doi: 10.1002/adom.201400557.

[178] H. Feng *et al.*, « Spin decoupling-based broadband terahertz encoded metalens with multi-focal points », *Opt. Express*, vol. 33, nº 18, p. 37474, sept. 2025, doi: 10.1364/OE.573062.

[179] B. Lu, Y. Fu, T. Zhang, Z. Jin, X. Zang, et Y. Zhu, « Terahertz metalens for generating multi-polarized focal points and images with uniform intensity distributions », *Opt. Lett.*, vol. 49, nº 9, p. 2241, mai 2024, doi: 10.1364/OL.519605.

[180] C. Qi, X. He, B. Ren, et A. M. H. Wong, « Broadband Terahertz Metalenses Based on Printed Circuit Board Fabrication », *Adv. Opt. Mater.*, vol. 12, nº 11, p. 2302459, avr. 2024, doi: 10.1002/adom.202302459.

[181] P. Zhang *et al.*, « Terahertz Wave Tunable Metalens Based on Phase Change Material Coded Metasurface », *J. Light. Technol.*, vol. 41, nº 23, p. 7162-7168, déc. 2023, doi: 10.1109/JLT.2023.3262509.

[182] R. Nie, C. He, R. Zhang, et Z. Song, « Vanadium dioxide-based terahertz metasurfaces for manipulating wavefronts with switchable polarization », *Opt. Laser Technol.*, vol. 159, p. 109010, avr. 2023, doi: 10.1016/j.optlastec.2022.109010.

[183] R. Kargar, K. Rouhi, et A. Abdolali, « Reprogrammable multifocal THz metalens based on metal–insulator transition of VO2-assisted digital metasurface », *Opt. Commun.*, vol. 462, p. 125331, mai 2020, doi: 10.1016/j.optcom.2020.125331.

[184] U. U. Rahman Qureshi, S. Guizani, F. Faraz, Z. U. Rehman, et H. Hamam, « Multifunctional THz chiral metasurfaces for optical dichroism and wavefront shaping », *Infrared Phys. Technol.*, vol. 154, p. 106394, mars 2026, doi: 10.1016/j.infrared.2026.106394.

[185] S. Zhang *et al.*, « Nonvolatile reconfigurable terahertz wave modulator », *PhotoniX*, vol. 3, nº 1, p. 7, mars 2022, doi: 10.1186/s43074-022-00053-5.

[186] G. Guo *et al.*, « Optically Programmable GST Metasurface for Coded Terahertz Wavefront Control », *Adv. Mater.*, vol. 38, nº 40, p. e73683, juill. 2026, doi: 10.1002/adma.73683.

[187] J. Sherman, « Properties of focused apertures in the fresnel region », *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 10, nº 4, p. 399-408, juill. 1962, doi: 10.1109/TAP.1962.1137900.

[188] M. Defives, R. Sauleau, M. Arrebola, et A. Clemente, « Near-field Focusing with Transmitarrays: Impact of Phase Quantization », in *2023 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, Venice, Italy: IEEE, oct. 2023, p. 545-550. doi: 10.1109/ICEAA57318.2023.10297664.

[189] W. Kou *et al.*, « Terahertz Switchable Focusing Planar Lens With a Nanoscale Vanadium Dioxide Integrated Metasurface », *IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol.*, vol. 12, nº 1, p. 13-22, janv. 2022, doi: 10.1109/TTHZ.2021.3105576.

[190] R. Hansen, « Focal region characteristics of focused array antennas », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 33, nº 12, p. 1328-1337, déc. 1985, doi: 10.1109/TAP.1985.1143539.

[191] A. Buffi, P. Nepa, et G. Manara, « Design Criteria for Near-Field-Focused Planar Arrays », *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 54, nº 1, p. 40-50, févr. 2012, doi: 10.1109/MAP.2012.6202511.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

[192] F. Aieta *et al.*, « Aberration-Free Ultrathin Flat Lenses and Axicons at Telecom Wavelengths Based on Plasmonic Metasurfaces », *Nano Lett.*, vol. 12, nº 9, p. 4932-4936, sept. 2012, doi: 10.1021/nl302516v.

[193] X. Yu, Y. Shen, G. Dai, L. Zou, T. Zhang, et X. Deng, « Phase-Controlled Planar Metalenses for High-Resolution Terahertz Focusing », *Photonics*, vol. 8, nº 5, p. 143, avr. 2021, doi: 10.3390/photonics8050143.

[194] D. Tang *et al.*, « Ultrabroadband superoscillatory lens composed by plasmonic metasurfaces for subdiffraction light focusing », *Laser Photonics Rev.*, vol. 9, nº 6, p. 713-719, nov. 2015, doi: 10.1002/lpor.201500182.

[195] C. Chatenet, « Etude de dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées : Application à la réalisation de systèmes de télécommunication haut débit », These de doctorat, Limoges, 1999. Consulté le: 1 juillet 2026. [En ligne]. Disponible sur: https://theses.fr/1999LIMO0013

[196] Y.-Q. Liu *et al.*, « High numerical aperture and large focusing efficiency metalens based on multilayer transmitarray elements », *Opt. Lasers Eng.*, vol. 147, p. 106734, déc. 2021, doi: 10.1016/j.optlaseng.2021.106734.

[197] P. Nayeri, F. Yang, et A. Z. Elsherbeni, *Reflectarray Antennas: Theory, Designs, and Applications*, 1re éd. Wiley, 2018. doi: 10.1002/9781118846728.

[198] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, et P. Nayeri, *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*, vol. 6. in Synthesis Lectures on Antennas, vol. 6. Morgan & Claypool Publishers, 2017. doi: 10.2200/S00795ED1V01Y201704ANT003.

[199] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design$nElektronische Ressource*, 3. ed. Hoboken, N.J: Wiley-Interscience, 2005.

[200] B. Devireddy, A. Yu, F. Yang, et A. Z. Elsherbeni, « Gain and Bandwidth Limitations of Reflectarrays », *ACES J.*, vol. 26, nº 2, p. 170-178, févr. 2011.

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Liste des travaux

Conférences nationales :

- **W. R. Mbatchi**, C. Decroze, G. Humbert, A. Crunteanu « Étude et conception des métasurfaces reconfigurables en transmission intégrant des matériaux à changement de phase (PCM) », *10ème Conférence plénière du GDR Ondes*, Marseilles, dec. 2023.

- **W. R. Mbatchi**, C. Decroze, G. Humbert, A. Crunteanu « Réseau d'antenne en transmission à focalisation dynamique en bande W intégrant des matériaux à changement de phase », *24èmes Journées Nationales Microondes (JNM*), Lille, mai 2026.

Conférences internationals:

- **W. R. Mbatchi**, C. Decroze, G. Humbert, et A. Crunteanu, « A 1-Bit Single Layer Transmitarray for Radiation Pattern Reconfiguration at 100 GHz Using Optical Control of Phase Change Materials », in *2024 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, Da Nang, Vietnam, oct. 2024, p. 1-5. doi: 10.1109/CAMA62287.2024.10986045.

- **W. R. Mbatchi**, C. Decroze, G. Humbert, et A. Crunteanu, « Reconfigurable Sub-THz Focusing Transmit-Array Integrating Phase-Change Materials », in *2025 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications (CAMA)*, Antibes Juan-les-Pins, France, nov. 2025, p. 1-3. doi: 10.1109/CAMA65664.2025.11335228.

- A. Crunteanu, **W. R. Mbatchi**, E.-N. Sirjita, C. Decroze, G. Humbert, A. Boulle, J.C. Orlianges, "Reconfigurable Millimetre-Waves and Terahertz Devices Using Phase Change Materials", *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications* (IMWS-AMP 2026), July 22-24, 2026, Cairns, Australia.

- A. Crunteanu, **W. R. Mbatchi**, G. Humbert, C. Decroze, A. Boulle, "Phase change materials for reconfigurable terahertz (meta) devices: integration and challenges", *10th International Conference on Advanced Materials, ROCAM 2024*, 15-18 July 2024, Bucharest, Roumanie.

Revue en cours de soumission :

- **W. R. Mbatchi**, C. Decroze, G. Humbert, Y. Marie-Joseph et A. Crunteanu, « Reconfigurable flat lens integrating PCM for near-field imaging » 2026

Licence CC BY-NC-ND 4.0

Surfaces rayonnantes reconfigurables intégrant des matériaux à changement de phase contrôlés optiquement

Les bandes sub-térahertz offrent des perspectives prometteuses pour les futures communications 6G, les systèmes radar et d'imagerie à haute résolution. Ces applications motivent le développement de surfaces rayonnantes performantes, mais également agiles, capables d'adapter leur rayonnement à l'application visée. Cette agilité reste toutefois limitée par les pertes des composants électroniques actifs et les difficultés liées à leur intégration dans des cellules élémentaires à ces fréquences. Pour surmonter ces difficultés, la communauté scientifique s'oriente vers de nouvelles solutions utilisant des matériaux fonctionnels, qui facilitent l'intégration du mécanisme de reconfiguration à l'échelle de l'élément rayonnant au cours du processus de fabrication. Dans ce manuscrit, nous proposons de développer des surfaces rayonnantes reconfigurables par activation optique de matériaux à changement de phase (PCM). Le principe repose sur le fort contraste des propriétés électriques du tellurure de germanium (GeTe) entre ses états amorphe et cristallin, ainsi que sur leur caractère non volatil, pour modifier localement la réponse électromagnétique d'un élémentaires rayonnant. Cette approche est appliquée à la conception, à la fabrication et à la caractérisation d'un réseau transmetteur (transmitarray) reconfigurable à codage de phase 1 bit fonctionnant autour de 100 GHz. Nous démontrons expérimentalement la reconfiguration optique de leur distribution de phase pour la formation de faisceaux en champ lointain et la focalisation en champ proche. Ces résultats ouvrent la voie à un imageur utilisant un transmitarray reconfigurable comme lentille agile.

Mots-clés : Sub-térahertz ; réseau transmetteur reconfigurable ; matériaux à changement de phase (PCM) ; reconfiguration optique ; codage de phase 1 bit ; formation de faisceaux ; focalisation en champ proche ; imagerie à haute résolution.

Reconfigurable Radiating Surfaces Incorporating Optically Controlled Phase-Change Materials

Sub-terahertz bands offer promising opportunities for future 6G communications, radar systems, and high-resolution imaging. These applications drive the development of high-performance, agile radiating surfaces capable of adapting their radiation characteristics to the intended application. However, this agility remains limited by losses in active electronic components and by the difficulty of integrating them into unit cells at these frequencies. To overcome these limitations, the scientific community is exploring new solutions based on functional materials, which enable the reconfiguration mechanism to be integrated at the radiating-element level during fabrication. In this manuscript, we propose the development of radiating surfaces reconfigured through the optical activation of phase-change materials (PCMs). The approach exploits the strong contrast in the electrical properties of germanium telluride (GeTe) between its amorphous and crystalline states, together with their nonvolatile nature, to locally modify the electromagnetic response of a radiating element. This approach is applied to the design, fabrication, and characterization of a reconfigurable transmitarray with 1-bit phase coding operating around 100 GHz. We experimentally demonstrate optical reconfiguration of its phase distribution for far-field beamforming and near-field focusing. These results pave the way for an imaging system using a reconfigurable transmitarray as an agile lens.

Keywords: Sub-terahertz; reconfigurable transmitarray; phase-change materials (PCMs); optical reconfiguration; 1-bit phase coding; beamforming; near-field focusing; high-resolution imaging.