



HAL
open science

Étude et conception d'antennes réseaux transmetteurs millimétriques à reconfiguration par voie optique

Romain Cane

► **To cite this version:**

Romain Cane. Étude et conception d'antennes réseaux transmetteurs millimétriques à reconfiguration par voie optique. Electronique. Université de Rennes, 2022. Français. NNT : 2022REN1S071 . tel-03969803

HAL Id: tel-03969803

<https://theses.hal.science/tel-03969803>

Submitted on 2 Feb 2023

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1

ÉCOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : *Électronique*

Par

« Romain CANE »

**« Étude et conception d'antennes réseaux transmetteurs
millimétriques à reconfiguration par voie optique »**

Thèse présentée et soutenue à Rennes, le 1er décembre 2022

Unité de recherche : « IETR, UMR CNRS 6164 & Institut FOTON, UMR CNRS 6082 »

Rapporteurs avant soutenance :

Antonio CLEMENTE Chercheur, CEA Leti, Grenoble
Anne-Laure BILLABERT Maître de conférences, ESICOM, CNAM, Marne-la-Vallée

Composition du Jury :

Président :	Olivier LLOPIS	Directeur de recherche au CNRS, LAAS, Toulouse
Examineurs :	Antonio CLEMENTE	Chercheur, CEA Leti, Grenoble
	Anne-Laure BILLABERT	Maître de conférences, ESICOM, CNAM, Marne-la-Vallée
	Jean-Yves DAUVIGNAC	Professeur, LEAT, Université Côte d'Azur
Dir. de thèse :	Ronan SAULEAU	Professeur, IETR, Rennes
Co-dir. de thèse :	Mehdi ALOUINI	Professeur, Institut Foton, Rennes

À ma famille,

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier particulièrement mes directeurs de thèse, M. Ronan Sauleau, professeur à l'Université de Rennes 1 et directeur de l'IETR, et M. Mehdi Alouini, professeur à l'Université de Rennes 1 et directeur de l'Institut Foton. Votre patience et vos encouragements à mon égard ainsi que la liberté de travail que vous m'avez octroyée m'ont permis d'évoluer grandement en tant que scientifique. Vos compétences dans les domaines des antennes micro-ondes et de l'optique hyperfréquence ont été cruciales dans le développement du projet sur lequel nous avons travaillé ces trois années.

J'adresse toute ma reconnaissance à M. Antonio Clemente, chercheur au CEA Leti ainsi que Mme Anne-Laure Billabert, maître de conférences au CNAM qui ont accepté de rapporter mon travail de thèse. Merci également à M. Jean-Yves Dauvignac, professeur à l'université Côte d'Azur et M. Olivier Llopis, directeur de recherche au CNRS, d'avoir accepté de faire parti de mon jury.

Je remercie M. Laurent Le Coq, expert en mesure d'antennes à l'IETR, ainsi que les techniciens du département prototypage mécanique et électromécanique de l'IETR, notamment M. Christophe Guitton avec qui j'ai eu le plaisir de travailler à de nombreuses reprises. Je tiens aussi à remercier Mme Noëlle Le Ber pour son soutien indéfectible lors des diverses démarches administratives et sa bonne humeur quotidienne.

Je souhaite remercier particulièrement le plateau technique de l'équipe Foton-DOP composé de Steve Bouhier, Ludovic Frein et Cyril Hamel pour leurs conseils et dépannages en tous genre.

Je remercie chaleureusement Goulc'hen Loas pour nos discussions quotidiennes enflammées, nos interludes musicaux et pour son implication dans tous les projets que j'ai pu mener.

Une petite pensée à Thomas Potelon et Kien Pham avec qui j'ai partagé un

bureau pendant ces trois années ainsi que Marie Guillonie, compagne d'escalade, et Gaëlle Brevalle, cosplayeuse à ses heures perdues. Je souhaite également mentionner Jérôme Taillieu pour son aide précieuse lors de mon travail de rédaction.

Je remercie sincèrement toute l'équipe de Foton-DOP pour sa bonne humeur générale, ses discussions légères et sa capacité à égayer mes journées.

Enfin, je remercie mille fois ma famille, sans qui ce manuscrit n'aurait jamais vu le jour.

Sommaire

Introduction	1
1 État de l'art	3
1.1 Présentation succincte d'un réseau transmetteur	4
1.2 État de l'art des réseaux transmetteurs	5
1.2.1 Réseaux transmetteurs passifs	5
1.2.2 Réseaux transmetteurs actifs	10
1.2.3 Discussion	18
1.3 État de l'art des antennes à commande optique	20
1.3.1 Solutions antennaires à commande optique	21
1.3.2 Commutateurs à reconfiguration optique.....	35
1.3.3 Discussion	37
1.4 Conclusion.....	39
2 Théorie du semi-conducteur soumis à un éclairage lumineux	41
2.1 Généralités sur les semi-conducteurs	41
2.1.1 Bandes d'énergie	41
2.1.2 Notions de trous, de génération et de recombinaison	42
2.1.3 Porteurs de charge	43
2.1.4 Mouvement des porteurs de charge.....	44
2.1.5 Équations de continuité.....	46
2.1.6 Mécanisme de recombinaison	46
2.1.7 Mécanisme de génération	48
2.2 Permittivité et conductivité d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique à haute fréquence	49
2.2.1 Permittivité relative.....	49
2.2.2 Conductivité effective.....	50
2.3 Semi-conducteur soumis à un éclairage laser en condition de faible injection	51

2.3.1	Hypothèses de travail	51
2.3.2	Équation d'évolution d'un semi-conducteur soumis à un éclairage laser	52
2.3.3	Équation ambipolaire	54
2.4	Semi-conducteur soumis à un éclairage laser en condition de forte injection	55
2.4.1	Hypothèses de travail	56
2.4.2	Équation d'évolution d'un semi-conducteur soumis à un éclairage laser	56
2.5	Simulations d'un bloc de germanium illuminé en condition de forte injection	59
2.6	Conclusion.....	71
3	Cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X	73
3.1	Présentation de la cellule élémentaire	74
3.2	Simulation de la cellule élémentaire en bande X	76
3.2.1	Méthodes de simulation	78
3.2.2	Étude fréquentielle de la cellule élémentaire	79
3.2.3	Diagrammes de rayonnement de la cellule élémentaire.....	85
3.2.4	Dimensions critiques et facteurs d'impact.....	88
3.3	Impact de la conductivité des semi-conducteurs sur les pertes d'insertion.	88
3.4	Configurations d'éclairage du bloc semi-conducteur	92
3.5	Caractérisation de la cellule élémentaire	96
3.5.1	Montage de la cellule élémentaire	96
3.5.2	Banc de mesure	103
3.5.3	Mesure de la cellule élémentaire.....	104
3.5.4	Reproductibilité des mesures	106
3.6	Étude expérimentale de l'éclairage des blocs semi-conducteurs	107
3.6.1	Impact de la puissance optique.....	107
3.6.2	Impact du positionnement des fibres optiques.....	109
3.6.3	Illumination de la cellule élémentaire par le dessous	114
3.7	Conclusion.....	115
4	Réseau transmetteur reconfigurable optiquement en bande X	117
4.1	Théorie des réseaux transmetteurs	117
4.1.1	Bilan de puissance	118
4.1.2	Puissance rayonnée par la source primaire et puissance totale incidente	119

4.1.3	Puissance collectée par le réseau	120
4.1.4	Comportement du réseau	121
4.1.5	Gain et directivité du réseau	121
4.2	Dimensionnement du réseau transmetteur reconfigurable optiquement	122
4.2.1	Rappels et terminologie	123
4.2.2	Choix de la source focale	124
4.2.3	Taille du réseau transmetteur	124
4.2.4	Distance focale optimale	126
4.3	Caractérisation théorique du réseau transmetteur	129
4.4	Architecture de la commande optique	133
4.4.1	Impact du faisceau de fibres optiques sur les performances du réseau transmetteur	134
4.4.2	Architecture de contrôle	135
4.5	Conclusion.....	141
5	Réseaux transmetteurs reconfigurables optiquement en bande Ka	143
5.1	Principe d'entrelacement des réseaux	144
5.2	Présentation des cellules élémentaires	145
5.3	Simulation des cellules élémentaires en bande Ka	149
5.3.1	Étude fréquentielle des cellules élémentaires en bande Ka.....	149
5.3.2	Diagrammes de rayonnement des cellules élémentaires en bande Ka	151
5.4	Réseau transmetteur double-polarisation à 28,9 GHz	155
5.4.1	Dimensionnement du réseau transmetteur	155
5.4.2	Rayonnement électromagnétique du réseau transmetteur double-polarisation.....	156
5.4.3	Étude d'un réseau de plus grande dimension.....	164
5.5	Réseau transmetteur double-bande, double-polarisation	167
5.5.1	Dimensionnement du réseau transmetteur	167
5.5.2	Simulations de rayonnement du réseau transmetteur double-bande	169
5.5.3	Étude d'un réseau de plus grande dimension.....	176
5.6	Conclusion.....	179
	Conclusion	181
	Annexes	187
	Annexe A	187
	Annexe B	191

Annexe C	193
Annexe D	195
Bibliographie	199

INTRODUCTION

De nombreuses applications nécessitent l'utilisation d'antennes reconfigurables capables de dépointer un signal de gain important dans diverses directions. Parmi celles-ci, nous pouvons citer les applications spatiales, les radars civils ou militaires, les systèmes d'imagerie et certains types de communications à courte portée et haut-débit. Pour répondre à ces besoins, les réseaux transmetteurs, aussi appelés réseaux de lentilles discrètes, sont d'excellents candidats. Ceux-ci sont constitués d'une ou plusieurs sources focales éclairant un réseau planaire constitué de cellules élémentaires. Le contrôle indépendant de la phase en transmission de chaque cellule élémentaire permet de collimater le faisceau d'antenne dans la direction souhaitée (figure 1). À cette fin, une grande diversité de cellules élémentaires reconfigurables a été introduite au fil des années, implémentant diverses technologies basées, par exemple, sur des commutateurs RF-MEMS, des dispositifs à base de semi-conducteurs ou des techniques microfluidiques.

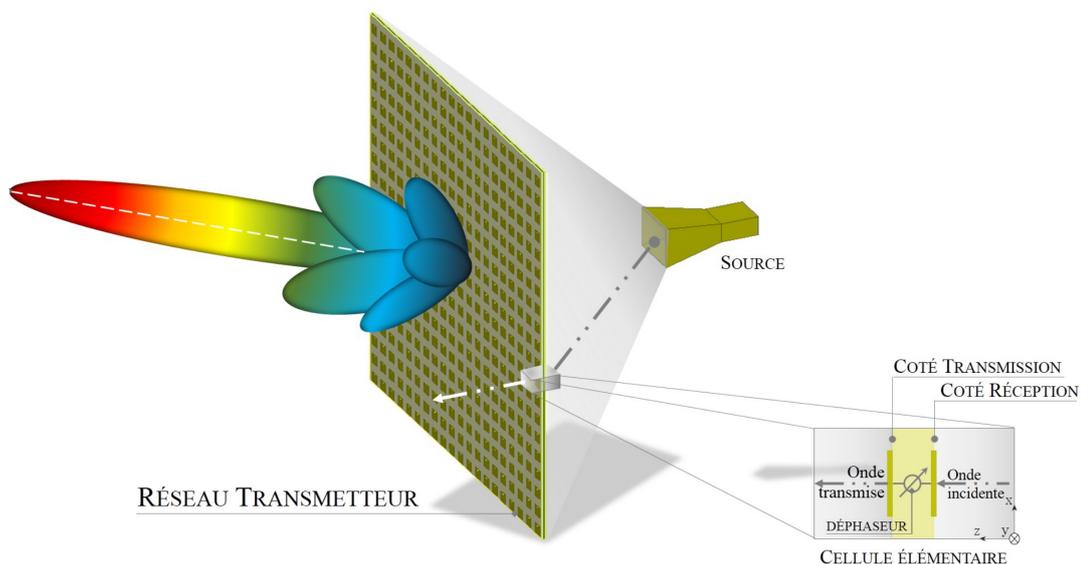


FIGURE 1 – Principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur [1].

Chaque cellule élémentaire composant un réseau transmetteur reconfigurable est commandée indépendamment afin de contrôler la distribution de phase sur l'ouverture rayonnante. Par conséquent, un réseau dense de lignes de polarisation doit être

acheminé sans dégrader les performances RF de l'antenne ou interférer avec le signal émis, en particulier pour les grands réseaux d'émission. Cette problématique s'accroît à de plus hautes fréquences puisque la taille du réseau transmetteur diminue proportionnellement à la longueur d'onde et il devient de plus en plus difficile d'intégrer les lignes de polarisation. Ainsi, l'exploration d'architectures d'antennes reconfigurables exemptes de lignes de polarisation, n'interférant pas avec le signal RF, est d'un grand intérêt. Dans ce contexte, les antennes à commande optique sont appréciées, où un certain nombre d'applications ont été démontrées au fil des ans. En particulier, diverses configurations d'antennes utilisant des semi-conducteurs tels que le silicium, le GaAs, le GaNAsb ont été proposées dans la littérature ouverte.

Les objectifs de cette thèse consistent à étudier et développer une ou plusieurs cellules élémentaires à différentes fréquences de travail. La commande optique des cellules est constituée de deux blocs semi-conducteurs homogènes et intrinsèques illuminés à l'aide d'une source laser. Dans un premier temps, nous présenterons l'état de l'art portant sur les réseaux transmetteurs avant de nous intéresser à la technologie des antennes à commande optique (chapitre 1). Nous développerons ensuite le modèle théorique permettant de représenter un semi-conducteur intrinsèque soumis à un éclairage lumineux (chapitre 2). Cette étape, nécessaire à l'utilisation de logiciels de simulation électronique, est effectuée en amont du développement des cellules élémentaires. Nous étudierons alors une cellule à contrôle optique en bande X et la caractériserons (chapitre 3) avant de nous intéresser à la conception du réseau transmetteur associé (chapitre 4). Enfin, nous clôturerons ce manuscrit par l'étude et le développement de plusieurs cellules élémentaires en bande Ka que nous intégrerons dans deux réseaux transmetteurs bi-polarisation simple-bande et bi-polarisation bi-bande (chapitre 5).

ÉTAT DE L'ART

La photonique micro-onde est un domaine interdisciplinaire qui se situe à l'intersection du domaine des micro-ondes et du domaine de l'optique. Celle-ci réunit ingénierie des radio-fréquences et opto-électronique. Elle attire un intérêt croissant des deux communautés scientifiques et du secteur commercial depuis une cinquantaine d'années. Ce domaine est basé sur l'étude de dispositifs photoniques fonctionnant aux fréquences micro-ondes et de leurs applications dans différents systèmes optiques et micro-ondes [2, 3]. Ce domaine a introduit avec succès une variété de techniques utilisées dans l'ingénierie des micro-ondes, avec comme exemple, l'introduction de liaisons photoniques micro-ondes permettant de réduire la taille, le poids et le coût des systèmes de transmission auparavant électriques, et possédant une immunité aux interférences électromagnétiques, de très faibles pertes et un débit de données élevé.

Historiquement, le domaine de la photonique micro-onde évolue parallèlement à celui des communications optiques. Ses pierres angulaires sont le développement des premiers lasers semi-conducteurs, les modulateurs électro-optiques adaptés à une modulation GHz, le développement de la fibre optique (monomode et multimode) en silice à faibles pertes et le développement de détecteurs performants comme les photo-diodes [3]. A partir de ces trois technologies majeures, un grand nombre d'applications ont vu le jour. Celles-ci peuvent être réparties parmi quatre groupes. Le premier est composé des applications de génération de signaux micro-ondes tels que les radars, les communications sans-fil et les systèmes d'instrumentation modernes. Ces applications exigent une source micro-onde à faible bruit de phase et accordable en fréquence [4, 5]. Le deuxième groupe est constitué des applications de traitement de signaux micro-ondes. Deux exemples y appartenant sont les filtres photoniques [6, 7] et les convertisseurs analogiques-numériques [8, 9]. Le troisième groupe englobe le transport et la distribution des signaux radio à l'aide de fibres optiques. Les systèmes radio-sur-fibre en sont des représentants [10, 11]. Finalement, le quatrième et dernier groupe est composé des applications de formation et dépointage de faisceau dont font partie les antennes réseaux [12, 13].

Ce chapitre a pour but de montrer que l'introduction d'une commande optique à base de matériaux semi-conducteurs est une solution intéressante dans le contexte

des réseaux transmetteurs. Celui-ci sera séparé en trois parties distinctes. Dans un premier temps, nous présenterons succinctement le fonctionnement général d'un réseau transmetteur et détaillerons le principe de dépointage de faisceau. Nous étudierons ensuite des réseaux transmetteurs passifs ou reconfigurables par voie électrique et discuterons de leurs performances. Enfin, nous nous intéresserons à différentes technologies d'antennes à commande optique, où nous présenterons les différents photo-commutateurs rencontrés.

1.1 Présentation succincte d'un réseau transmetteur

Un réseau transmetteur, ou antenne réseau transmetteur, est une structure de déphasage capable de focaliser le rayonnement électromagnétique d'une antenne source afin de produire un faisceau de gain élevé [14]. Les réseaux transmetteurs combinent les avantages des réseaux d'antennes phasés et des antennes à lentilles. Ils se composent d'une source focale qui illumine un réseau planaire d'éléments rayonnants souvent appelés cellules élémentaires [15]. Chaque cellule élémentaire est généralement composée de deux antennes : une antenne en émission et une antenne en réception. Les éléments rayonnants de chaque cellule élémentaire sont couplés ou connectés par un circuit intermédiaire qui est conçu afin de compenser le chemin de l'onde entre la source focale et la cellule élémentaire. Une loi de phase est calculée afin de générer une onde plane en sortie du réseau transmetteur. Le dépointage et/ou la formation de faisceau est obtenu en modifiant cette loi de phase sur l'ouverture du réseau [16]. Dans le cas de réseaux reconfigurables, celle-ci est contrôlée à l'aide de commutateurs comme des diodes PIN, des MEMS-RF, des déphaseurs RF, etc.

Il convient de préciser que les réseaux transmetteurs peuvent être utilisés à la fois en émission et en réception. La plupart des réseaux proposés au cours des dernières années sont basés sur une technologie planaire PCB (Printed Circuit Board) permettant de réduire les coûts de fabrication [17-21]. De façon générale, les cellules élémentaires développées pour les réseaux transmetteurs sont plus complexes et nécessitent un plus grand nombre de couches que leurs homologues développées pour les réseaux réflecteurs. En revanche, leur structure permet d'augmenter les degrés de liberté, ce qui facilite l'introduction de commandes avancées telles que le contrôle de la polarisation. De plus, l'architecture des réseaux transmetteurs permet de positionner la source émettrice en opposition à la surface de rayonnement, conduisant à la possibilité d'un éclairage multi-sources et à la réduction de la distance focale. Tout cela ouvre la voie à l'intégration de ces antennes sur différents véhicules à grande

vitesse tels que les trains et avions.

1.2 État de l'art des réseaux transmetteurs

Au cours de cette partie, nous allons résumer le développement récent des réseaux transmetteurs actifs et passifs. Les principales caractéristiques des cellules élémentaires et des réseaux transmetteurs de la littérature sont rapportées. Le but de cette section est d'introduire un certain nombre d'architectures de réseaux transmetteurs et de montrer les différentes technologies utilisées sans en faire une liste exhaustive.

1.2.1 Réseaux transmetteurs passifs

Nous allons maintenant présenter des exemples de réseaux transmetteurs passifs, où nous discuterons sommairement des caractéristiques des cellules élémentaires et de leurs performances de rayonnement. Notre objectif premier est de présenter différentes technologies de réseaux transmetteurs, à savoir des réseaux à polarisation linéaire, à polarisation circulaire, à double polarisation, à double bande ou à élargissement de largeur de bande.

C. Ryan et al. proposent une antenne réseau transmetteur basée sur des cellules élémentaires en bande Ka. Ces dernières présentent une structure d'anneaux carrés imbriqués et fonctionnent en polarisation linéaire [22, 23]. L'introduction d'une telle structure, composée de quatre couches identiques séparées par trois entrefers d'air, a pour objectif d'augmenter la bande passante du réseau transmetteur. La structure en anneau double des cellules élémentaires ainsi que l'empilement du réseau transmetteur sont illustrés figure 1.1a et figure 1.1b. Les auteurs proposent de nombreuses variantes de cellules élémentaires. Leur combinaison sur plusieurs couches permet d'obtenir une plage de déphasage couvrant 360°. L'empilement de quatre couches est un compromis permettant d'atteindre un équilibre entre la complexité des cellules réalisées et les déphasages accessibles. Le réseau transmetteur réalisé dans [22, 23] présente une plage de déphasage couvrant 270°. Le gain maximal mesuré à 30 GHz est de 28,59 dBi et le réseau présente une largeur de bande à -1 dB de 7,5 %. Les diagrammes de rayonnement mesurés sont présentés figure 1.1c.

A. Clemente et al. présentent une cellule élémentaire en bande X qui possède la particularité de fonctionner en polarisation linéaire ou circulaire [24]. Les cellules

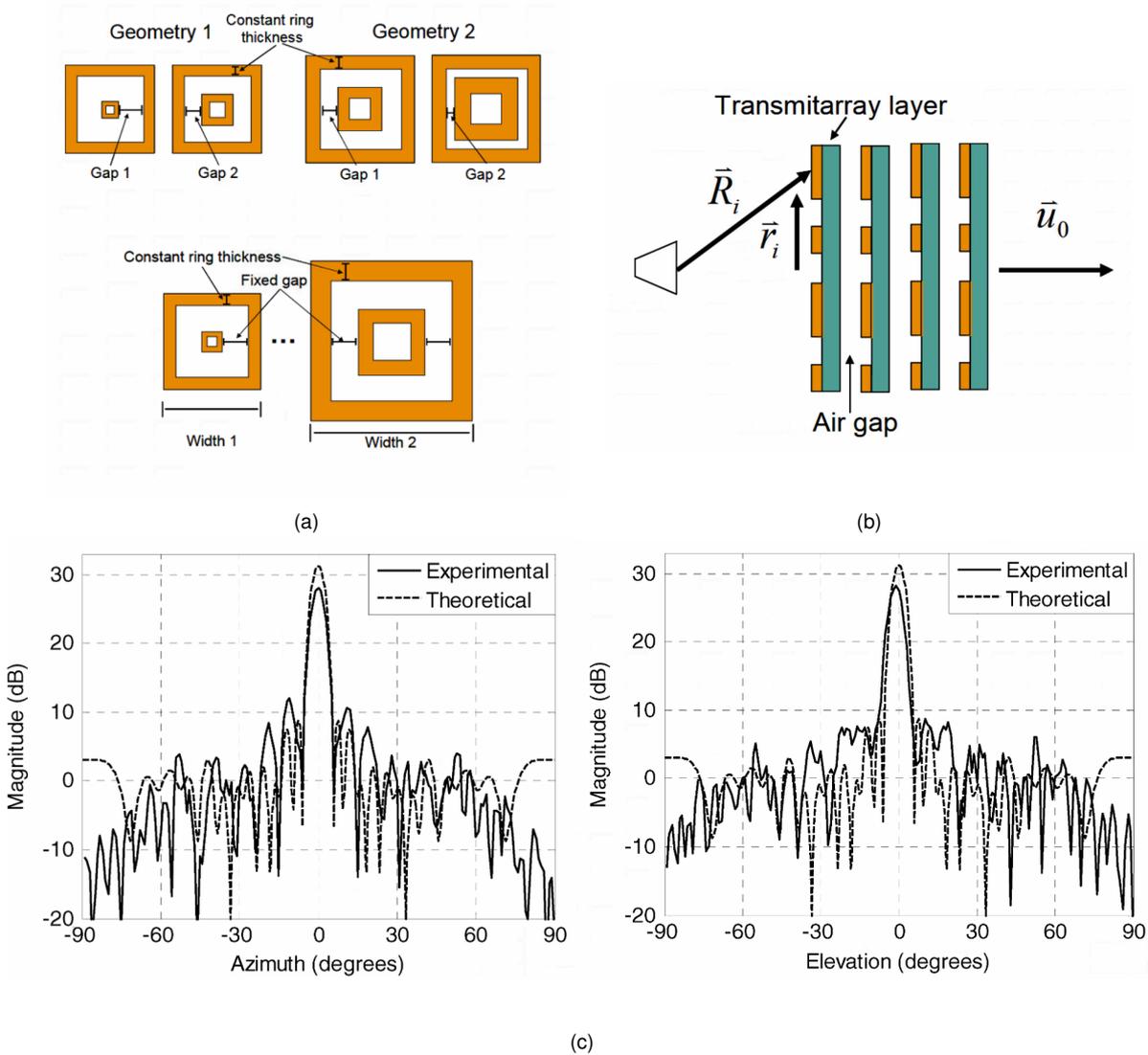


FIGURE 1.1 – (a) Schéma des cellules élémentaires à structure de double anneau. (b) Schéma de principe du réseau transmetteur. (c) Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur mesurés à 30 GHz [22, 23].

élémentaires sont composées de deux patchs rectangulaires imprimés sur deux substrats séparés par un plan de masse. Les antennes patch sont interconnectées à l'aide d'un via métallisé. Les cellules élémentaires présentent 4 états de phase, obtenus par rotation du patch supérieur. Une telle configuration présente l'avantage d'induire une même réponse en fréquence pour chacune des cellules. La structure des cellules élémentaires est présentée figure 1.2a. Ces dernières affichent des pertes d'insertion de 0,23 dB à 9,8 GHz et une largeur de bande à -1 dB de 10,4 %. Deux réseaux transmetteur de 20×20 cellules élémentaires ont été conçus et mesurés en bande X [24]. Le réseau constitué des cellules à 2-bit de phase montre un gain maximal de 24,3 dBi et dispose d'une capacité de dépointage mécanique de 30° . Le tableau

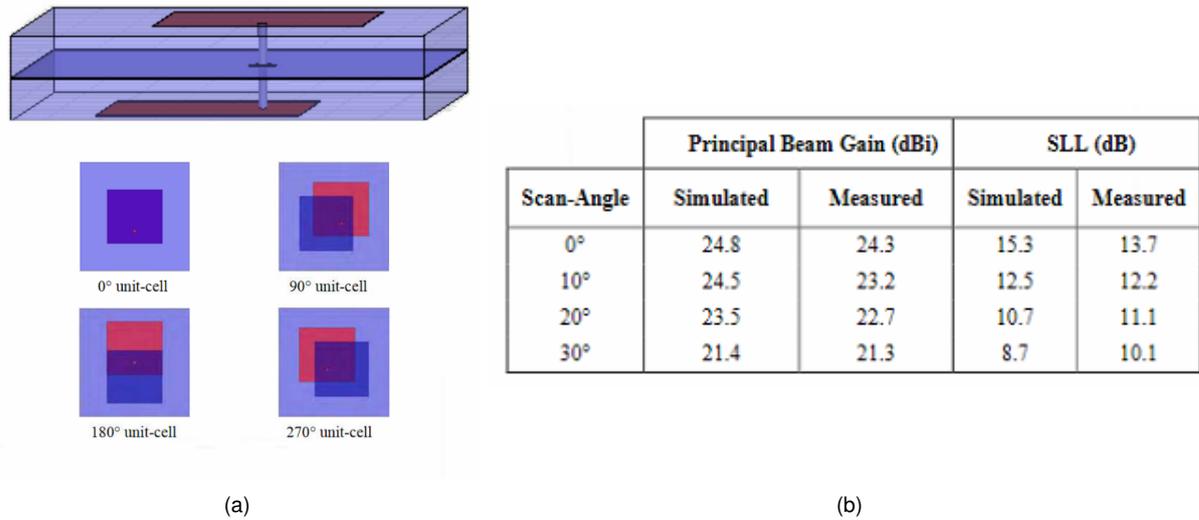


FIGURE 1.2 – (a) Esquisse 3D et vue de dessus des cellules élémentaires pour ses 4 états de phases. (b) Mesures du réseau transmetteur à 2-bit de phase [24].

représenté figure 1.2b recense les mesures du réseau transmetteur réalisé.

Un réseau transmetteur à double polarisation linéaire fonctionnant à 30 GHz a été développé par E. Plaza et al. [25]. Les cellules élémentaires sont basées sur un empilement de 4 patches et d'une fente de couplage en croix. La stratification des cellules élémentaires est illustrée plus en détail figure 1.3a. La phase en transmission de chaque cellule est contrôlée en agissant sur les paramètres s_x et s_y . L'objectif principal étant l'indépendance du dépointage selon la polarisation, les paramètres s_x et s_y sont quasi-indépendants, de sorte que lorsque l'un d'eux est modifié, seule la phase en transmission pour la polarisation associée varie. Les cellules élémentaires présentées sont capables de réaliser un déphasage sur une plage de 360°. Ainsi, à leur conception, chaque cellule élémentaire doit être pensée pour chacune des polarisations. Un réseau transmetteur de 18×18 cellules élémentaires à été réalisé pour deux faisceaux de polarisation orthogonales pointant dans des directions différentes (20° selon l'axe X et 20° selon l'axe Y). Les résultats rapportés montrent clairement l'intérêt d'un tel réseau. Ceux-ci sont présentés figure 1.3c pour chaque polarisation.

Un autre réseau transmetteur, basé sur une technologie de double polarisation, est introduit par X. Zhong et al. [26] à 6 GHz. Les cellules élémentaires fonctionnent en polarisation linéaire ou circulaire et sont constituées de 3 couches de substrats empilées, séparées par un entrefer d'air. Les cellules élémentaires sont basées sur des patches en forme d'anneaux rectangulaires, permettant un contrôle simultané de la phase pour deux polarisation orthogonales. Celles-ci sont illustrées figure 1.4a. Chaque cellule élémentaire produit une plage de déphasage de 360° au prix de fortes

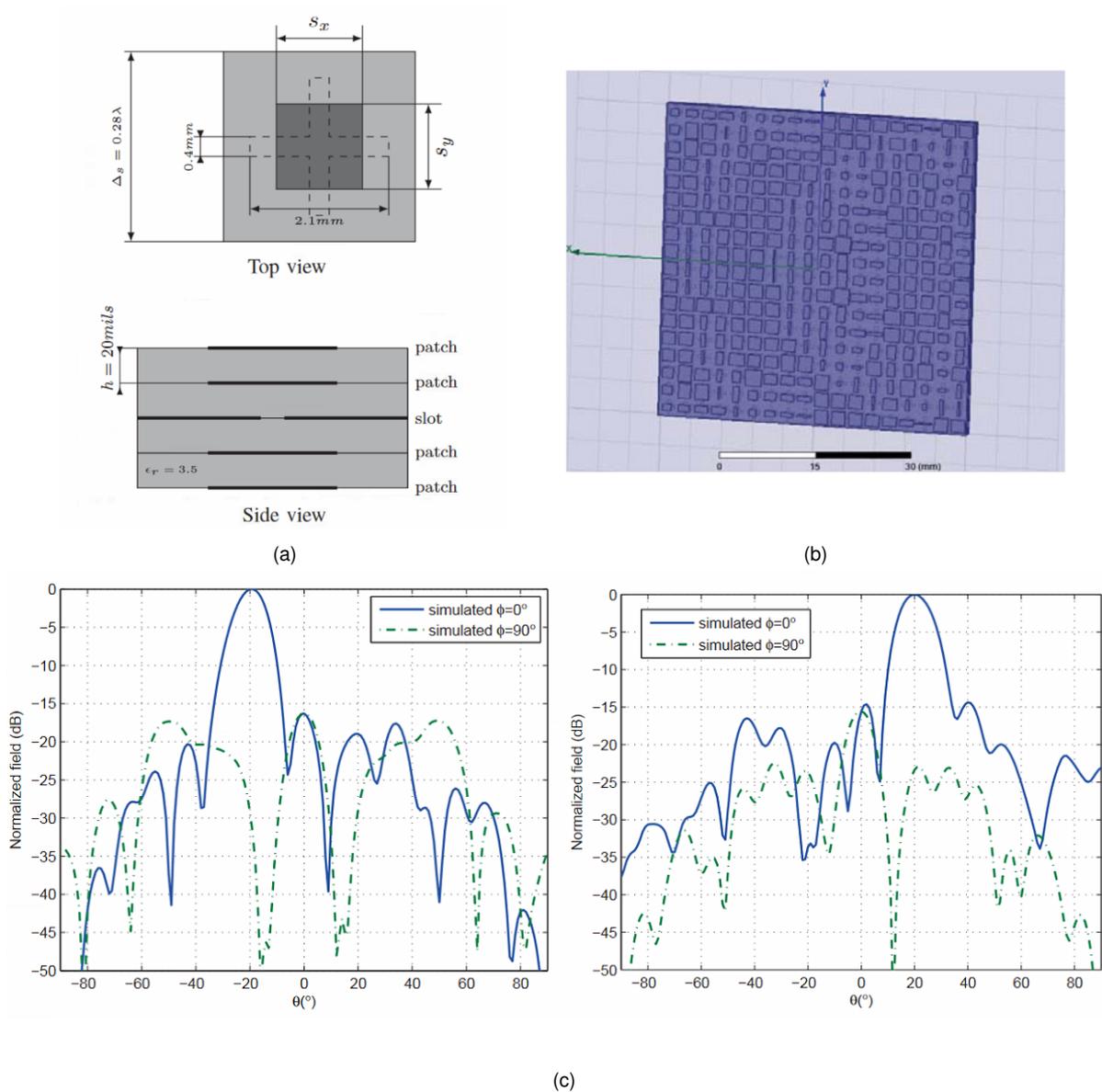


FIGURE 1.3 – (a) Représentation des cellules élémentaires à double polarisation. (b) Schéma de principe du réseau transmetteur. (c) Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur simulés à 30 GHz pour des faisceaux polarisés linéairement selon l'axe X (gauche) et selon l'axe Y (droite) [25].

perdes pour certaines valeurs de phases. En se limitant aux cellules présentant jusqu'à 1 dB de pertes d'insertion, la plage de déphasage disponible est de 290°. Un prototype de réseau transmetteur constitué de 9×9 éléments a été construit et mesuré pour plusieurs polarisations (figure 1.4b). Le gain maximum atteint est de 20,1 dBi à 6 GHz et la largeur de bande à -1 dB est de 8,3 %.

Un réseau transmetteur à double bande en polarisation linéaire a été développé par K. Pham et al. [27]. Celui-ci est constitué de cellules élémentaires qui s'interpénètrent, permettant d'entrelacer deux sous-réseaux indépendants dans un

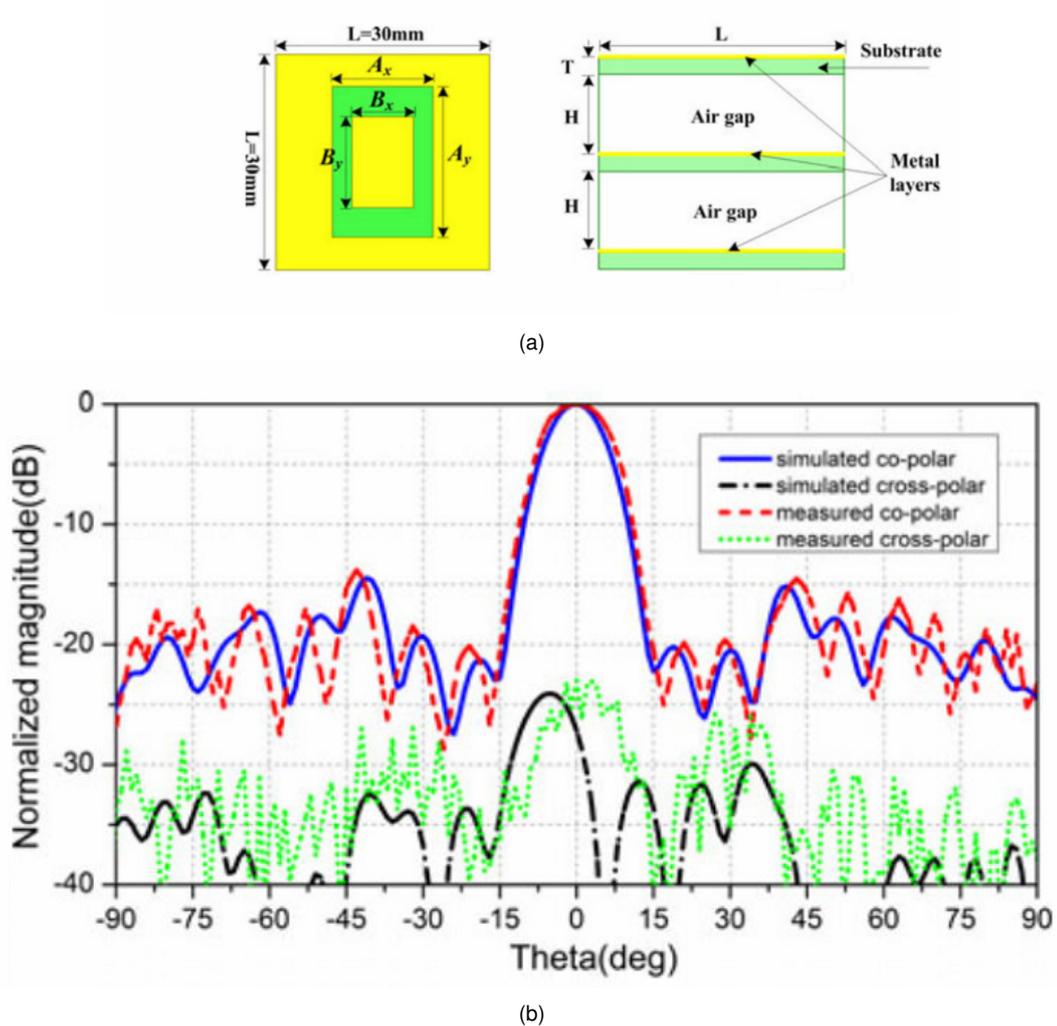


FIGURE 1.4 – (a) Représentation des cellules élémentaires en anneaux carrés. (b) Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur mesurés à 6 GHz pour un signal polarisé linéairement [26].

réseau plus complexe. Les fréquences centrales ciblées down-link et up-link sont respectivement 19,5 GHz et 29 GHz. Les cellules élémentaires sont constituées de patchs rectangulaires collés sur deux couches de substrats séparées par un plan de masse. Les patchs sont interconnectés à l'aide de vias métallisés. Les cellules élémentaires introduites proposent une distinction de phase 1-bit et la variation de phase est obtenue en effectuant une rotation de 180° du patch supérieur. La stratification des cellules élémentaires est représentée figure 1.5a. Plusieurs prototypes de 31×31 éléments en down-link, croisés avec 30×30 éléments en up-link (figure 1.5b) ont été réalisés et mesurés. Les gains maximum atteints sont de 25,9 dBi à 19,5 GHz en down-link et 29 dBi à 29 GHz en up-link pour le prototype dont les faisceaux pointent dans l'axe à chaque fréquence. D'autres prototypes ont montré la possibilité de dépointer le faisceau jusqu'à 30° pour les deux fréquences.

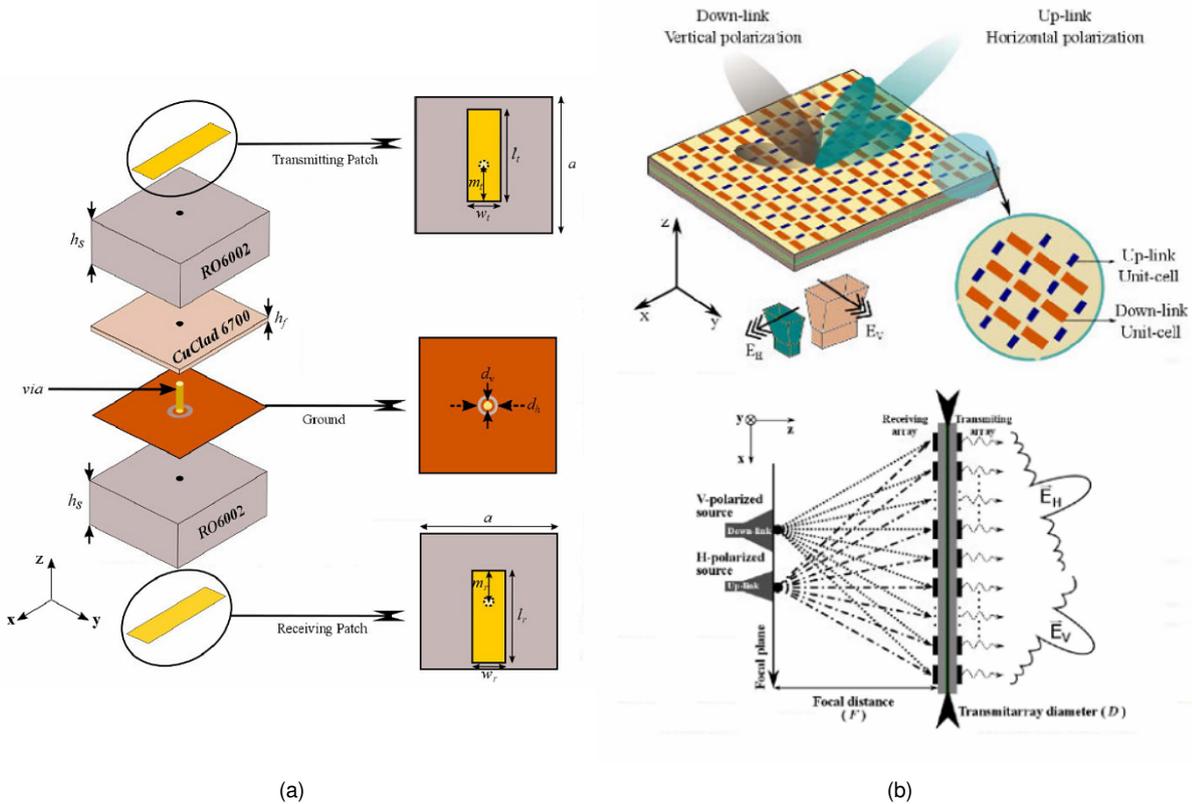


FIGURE 1.5 – (a) Représentation des cellules élémentaires. (b) Représentation du réseau transmetteur double bande [27].

C. Tian et al. ont développé un réseau transmetteur à élargissement de bande fonctionnant en polarisation linéaire à 12,4 GHz [28]. Celui-ci est basé sur une structure multi-résonante constituée de 3 couches séparées d'un entrefer d'air. La première et troisième couche sont identiques. La configuration d'empilement appliquée est choisie de telle sorte que les résonances se rapprochent afin de générer une large bande de fonctionnement. Les cellules élémentaires pour chacune des couches sont représentées figure 1.6a et le réseau transmetteur est illustré figure 1.6b. Un réseau transmetteur constitué de 233 éléments a été mesuré et présente un gain maximal de 25,8 dBi à 12,4 GHz. La largeur de bande associée à -1 dB atteint 16,8 %.

1.2.2 Réseaux transmetteurs actifs

Après ce bref exposé de différentes technologies de réseau transmetteurs passifs, nous nous intéressons maintenant à quelques réseaux transmetteurs reconfigurables par commande électrique. Contrairement aux précédents exemples, où nous nous sommes intéressés à la polarisation, à une intégration double-bande ou à l'élargissement de bande, nous allons maintenant nous concentrer sur les technologies

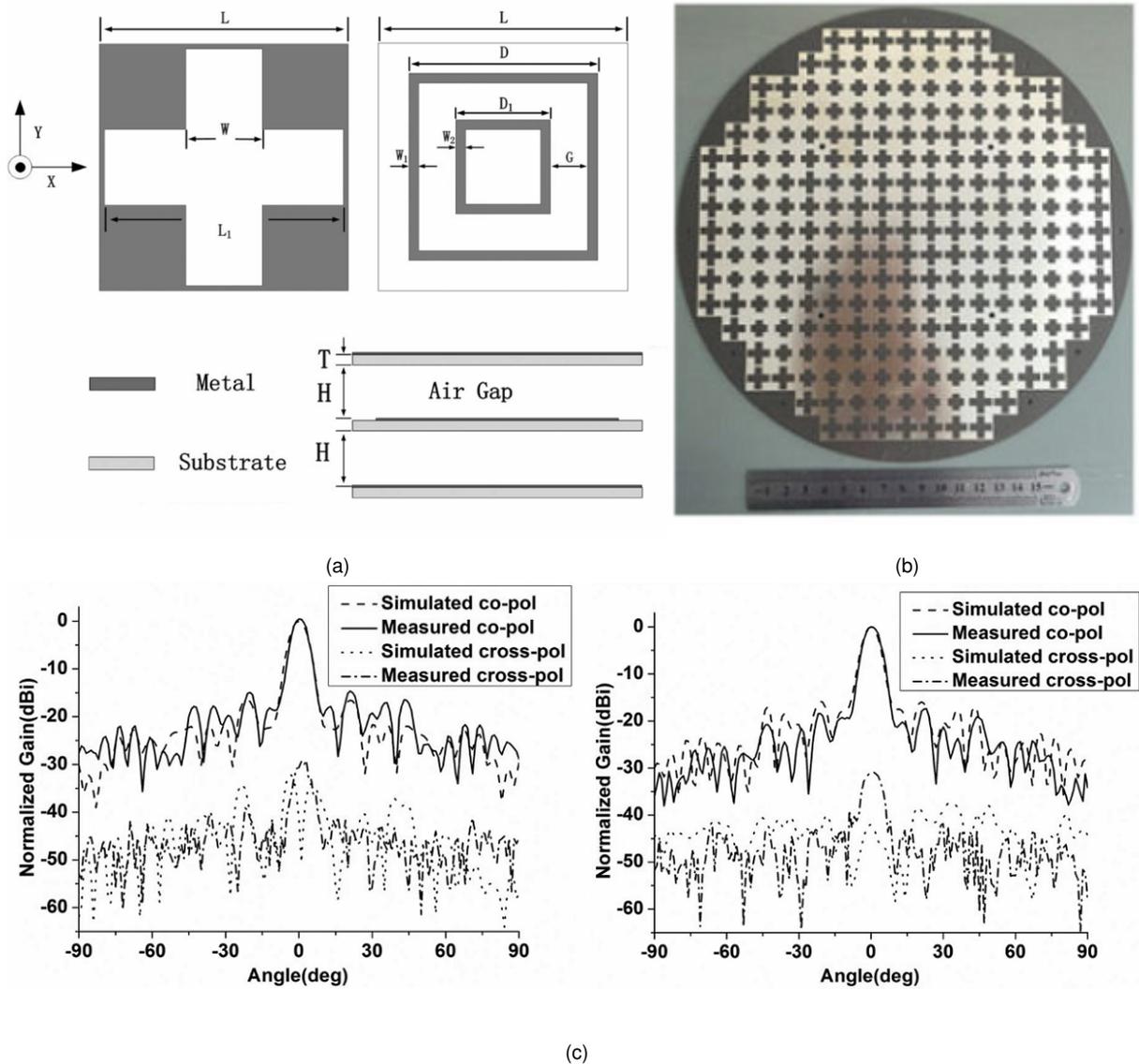


FIGURE 1.6 – (a) Représentation des cellules élémentaires associées à chaque couche et représentation de l'empilement. (b) Photographie de la première couche du réseau transmetteur. (c) Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur mesurés à 12,4 GHz dans les plans XoZ (gauche) et YoZ (droite) [28].

permettant de reconfigurer une antenne réseau transmetteur en temps réel.

En 1983, le brevet de D. Schaubert et al. [29, 30] décrit l'idée d'une antenne reconfigurable. A l'aide de diodes contrôlées par un réseau électrique, la fréquence, la polarisation et la directivité de cette antenne peuvent être modifiées à la volée. Cette approche va très vite devenir une caractéristique indispensable des réseaux d'antennes actuels.

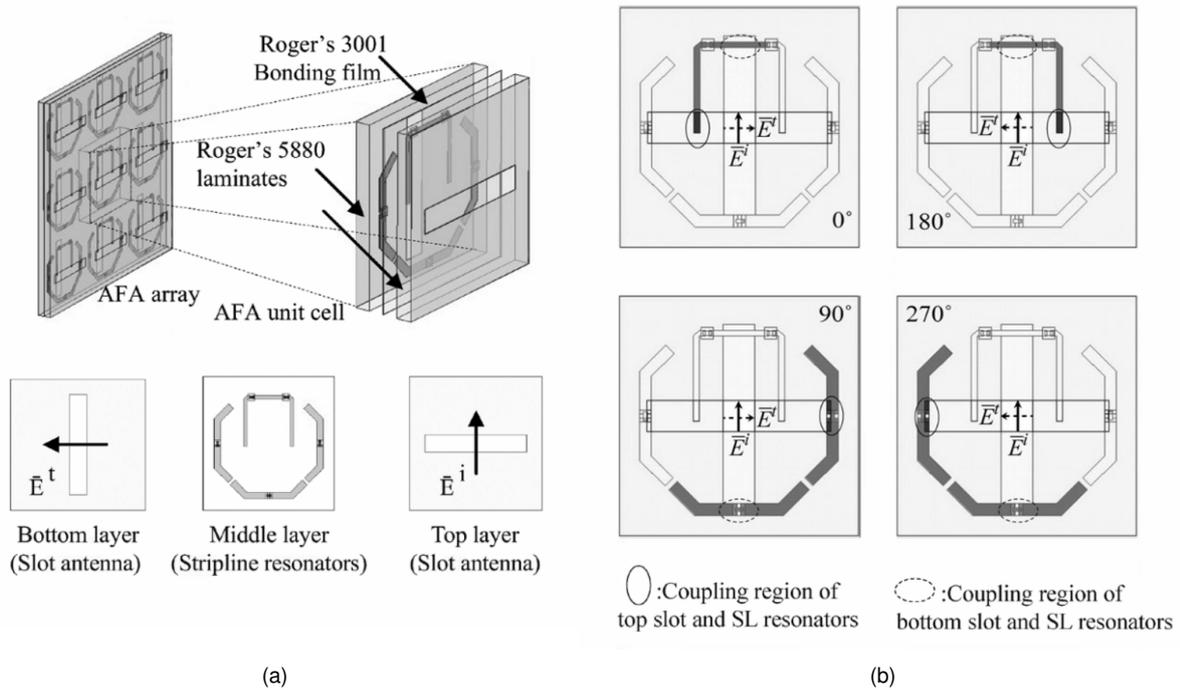


FIGURE 1.7 – (a) Stratification des cellules élémentaires et architecture du réseau. (b) Représentation des quatre configurations possibles des cellules élémentaires [31].

Une lentille réseau reconfigurable basée sur des cellules élémentaires AFA (Antenna-Filter-Antenna) a été réalisée par C.-C. Cheng et al. [31, 32]. Les cellules élémentaires se composent de deux antennes à fente, tournées de 90° l'une par rapport à l'autre et couplées par un résonateur strip-line. La phase des cellules est contrôlée à l'aide de 4 commutateurs MEMS intégrés à la couche intermédiaire. Quatre configurations de fonctionnement sont prévues, proposant des cellules à quantification de phase 2-bit. La structure détaillée est représentée figure 1.7. Les pertes d'insertion, mesurées pour des cellules passives (sans MEMS), sont comprises entre 1,4 et 1,6 dB.

La géométrie des cellules élémentaire a été légèrement modifiée par les auteurs [32] afin de pouvoir intégrer les commutateurs MEMS. Les pertes d'insertion mesurées des cellules élémentaires reconfigurables atteignent 4,9 dB et 4,3 dB pour les états de phase 0° et 180° respectivement et valent 8,2 dB et 8,9 dB pour les états de phase 90° et 270°. Le dysfonctionnement des commutateurs MEMS est la cause des pertes

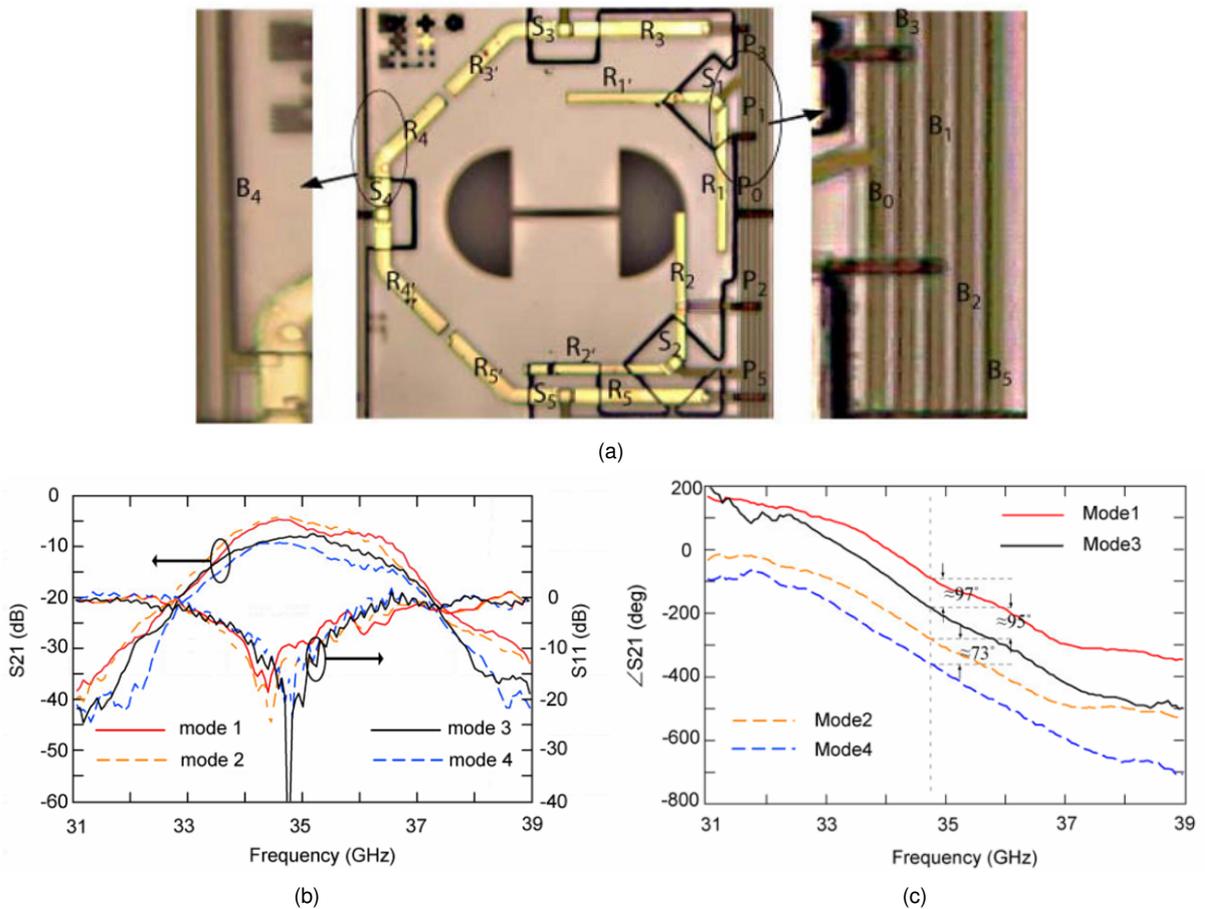


FIGURE 1.8 – (a) Modifications apportées à la structure des cellules élémentaires. (b) Mesure des paramètres S_{11} et S_{21} des cellules élémentaires reconfigurables. (c) Mesure de la phase en transmission des cellules élémentaires reconfigurables [32].

conséquentes (erreurs de fabrication sur les lignes de polarisation et apparition de court-circuits). Les mesures de la cellule élémentaire dans différentes configurations sont présentées figure 1.8. Ces cellules élémentaires sont ensuite utilisées dans un réseau constitué de 22×22 éléments, opérant à 34,8 GHz [33]. Au total, 2420 commutateurs MEMS sont intégrés. Un gain maximal de 9,2 dBi a été mesuré et un dépointage allant jusqu'à 40° a été démontré. Les mesures de dépointage du réseau transmetteur sont représentées figure 1.9.

Un autre design, proposé par M. Sazegar et al., intègre un matériau ferroélectrique (titanate de baryum strontium) dans une antenne sélective en fréquence (FSS, Frequency Selective Surface) [34]. La permittivité relative du titanate de baryum strontium peut être modifiée en appliquant un champ électrostatique externe à travers le matériau. La FSS de ce réseau se compose de trois couches métalliques séparées par deux substrats diélectriques. La stratification de ce réseau est représentée figure 1.10a. Ce réseau, constitué de 40×40 cellules élémentaires, est optimisé pour

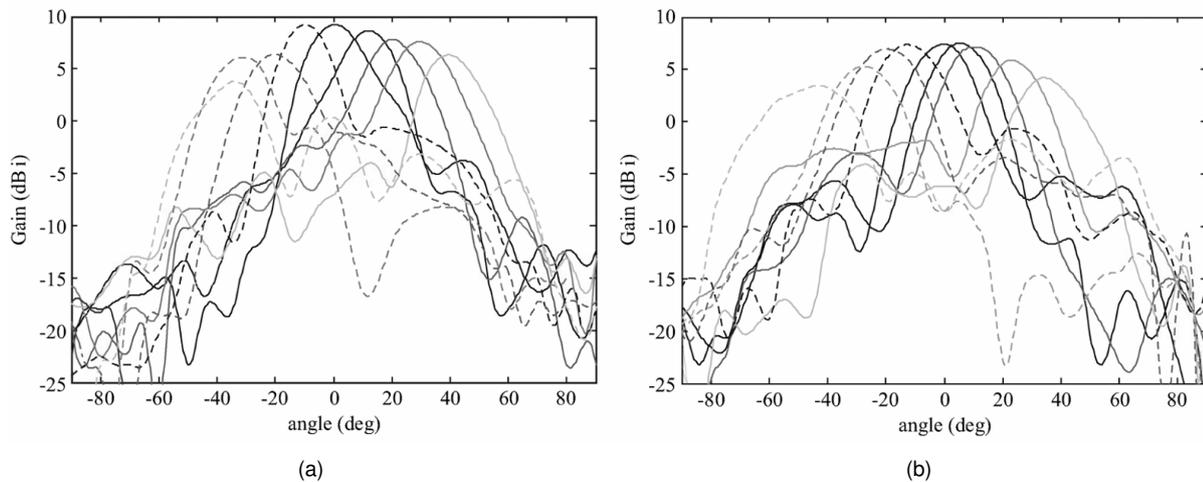


FIGURE 1.9 – Diagrammes de rayonnement de la lentille réseau reconfigurable mesurés à 34,8 GHz dans le plan E (a) et le plan H (b) [33].

fonctionner à 12 GHz. Le prototype du réseau transmetteur, avec ses lignes de polarisation, est présenté figure 1.10b. Chaque ligne de polarisation peut être contrôlée individuellement avec un courant DC compris entre 0 et 120 V. Les pertes d'insertion à 12 GHz dépendent de la tension et valent au maximum 4,7 dB. La figure 1.10c représente les mesures du FSS pour des tensions de 0 et 120 V. Les auteurs trouvent un bon accord entre les résultats mesurés et simulés. Les cellules présentent une différence de phase maximale de 121° à 12 GHz et une caractéristique presque plate sur une large bande. Cependant, la largeur de bande obtenue est limitée en amplitude puisque la fréquence centrale de fonctionnement se situe près de la fréquence de coupure du filtre passe-bande.

Nous poursuivons cette présentation avec un réseau transmetteur muni de diodes varactor réalisé par J. Lau et al. [35, 36]. La cellule élémentaire dispose d'une structure multi-couche complexe composée d'un empilement de plusieurs antennes patches, de lignes de transmission, d'un circuit micro-ruban actif et d'un plan de masse. La géométrie de la cellule élémentaire est détaillée figure 1.11a. Le circuit actif est un circuit présentant un pontage en T où deux diodes varactor sont intégrées. Les options de reconfigurabilité offrent une quantification de phase 2-bit. La cellule élémentaire présente entre 2,1 dB et 4,3 dB de pertes d'insertion à 4,87 GHz. Ses paramètres de répartition sont présentés figure 1.11c. Un réseau de 6×6 éléments a été réalisé. Le gain maximal mesuré dans l'axe est de 16 dBi à 4,7 GHz. Un dépointage allant jusqu'à 50° a été observé dans les deux plans principaux E et H. Le tableau récapitulatif des mesures effectuées est présenté figure 1.11e.

Des travaux menés en France entre le CEA Leti et l'IETR ont permis de réaliser

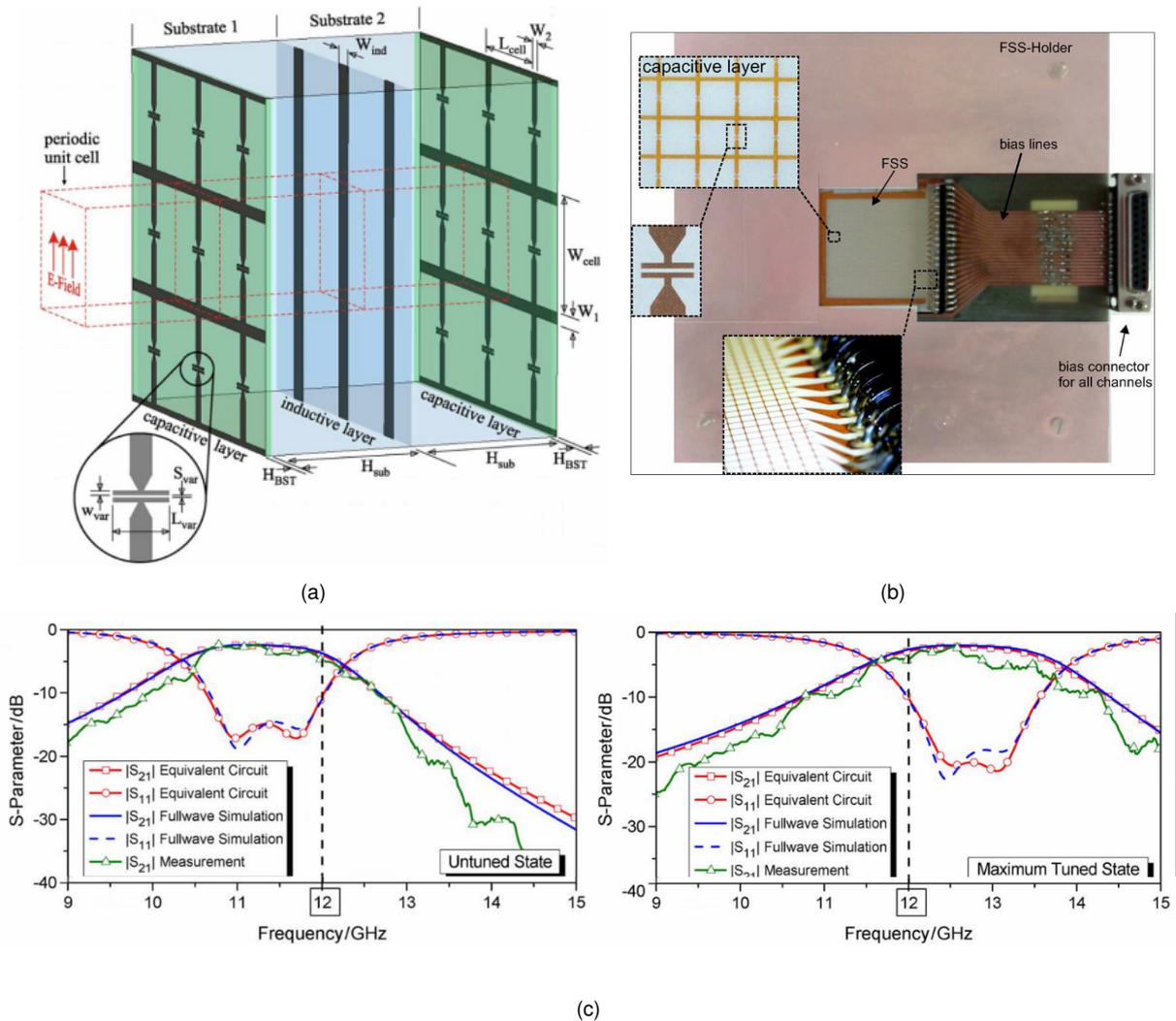
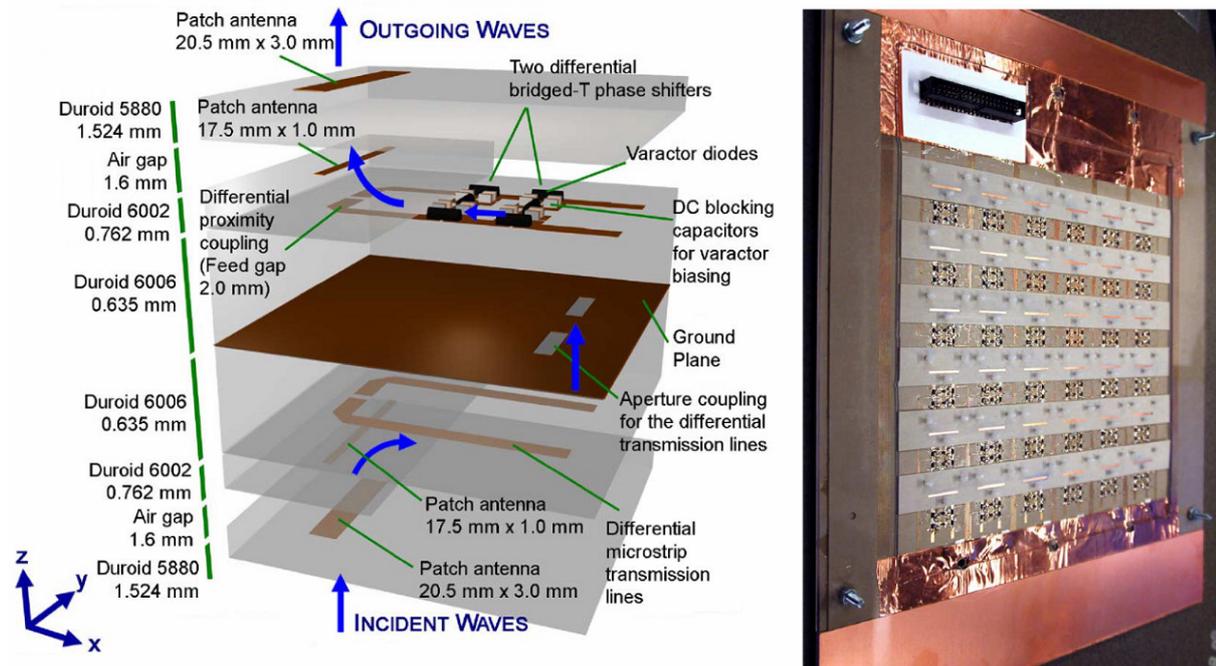


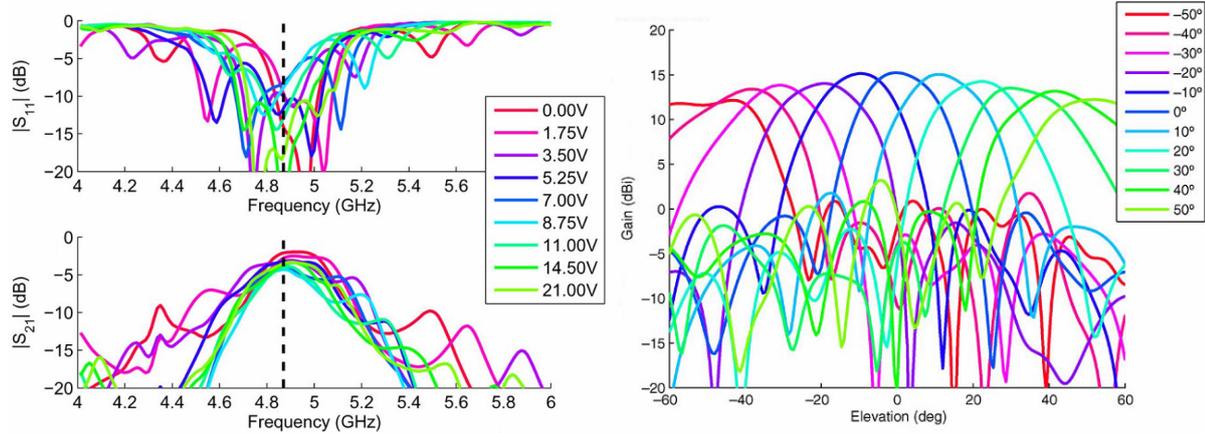
FIGURE 1.10 – (a) Stratification de l'antenne sélective en fréquence. (b) Photographie du prototype FSS implémenté dans un support. (c) Résultats de simulation et de mesure du FSS accordable pour une tension de 0 V (gauche) et 120 V (droite) [34].

un réseau transmetteur reconfigurable en bande X [37-40]. La cellule multicouche associée se compose de deux substrats séparés par un plan de masse. De chaque côté de la cellule élémentaire est imprimée une antenne patch micro-ruban rectangulaire en forme de "U" ou une antenne patch micro-ruban de même dimension en forme de "O". Ces antennes sont interconnectées à l'aide d'un via traversant métallisé situé au centre de la cellule. Deux diodes PIN sont implémentées sur l'antenne patch en "O", codant la phase sur 1-bit. Deux vias additionnels sont utilisés afin de polariser les diodes. La géométrie et la stratification de la cellule élémentaire sont illustrées figure 1.12. La conception de la cellule prévoit de polariser les diodes PIN en inverse. Ainsi, quelle que soit la polarisation des diodes PIN, le patch en "O" peut être vu comme une fente en U et le choix de la polarisation des diodes PIN



(a)

(b)



(c)

(d)

θ_0 (Deg)	E-plane			H-plane		
	4.7 GHz (dBi)	5.0 GHz (dBi)	5.2 GHz (dBi)	4.7 GHz (dBi)	5.0 GHz (dBi)	5.2 GHz (dBi)
-50	13.2	12.2	10.9	12.9	11.2	11.1
-40	14.2	13.5	12.3	13.5	13.2	12.1
-30	14.6	14.0	13.0	13.9	14.2	13.5
-20	15.3	14.5	13.5	13.7	13.2	12.0
-10	16.0	15.2	13.7	16.0	15.0	13.3
0	16.0	15.0	13.9	16.1	15.0	13.9
10	15.9	15.1	13.7	15.5	15.0	13.8
20	15.2	14.5	13.5	14.5	13.9	12.7
30	14.6	13.9	13.0	14.2	13.9	11.8
40	14.4	13.4	12.3	13.4	12.6	10.8
50	13.3	12.3	11.3	12.5	10.9	9.8

(e)

FIGURE 1.11 – (a) Stratification d'une cellule élémentaire. (b) Vue interne du réseau transmetteur. (c) Paramètres de diffraction de la cellule élémentaire mesurés. (d) Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur mesurés à 4,7 GHz pour différents angles de dépointage dans le plan E. (e) Tableau récapitulatif des mesures du réseau transmetteur [35, 36].

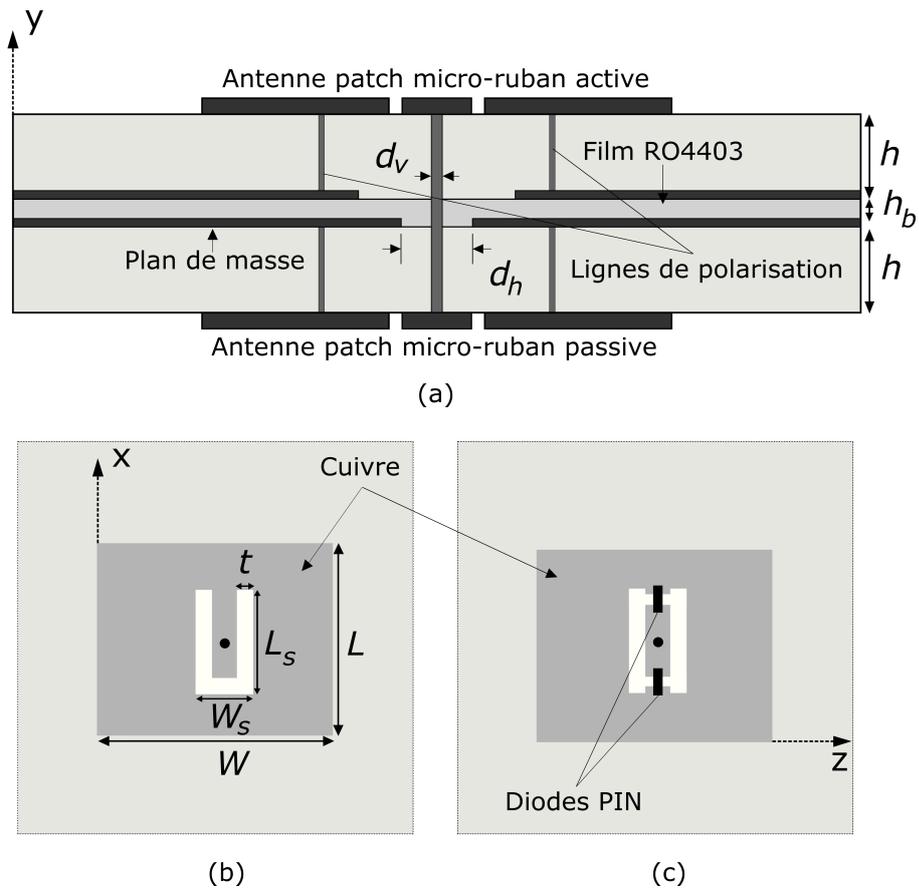


FIGURE 1.12 – Géométrie de la cellule élémentaire reconfigurable électriquement [37-40]. (a) Vue en coupe. (b) Antenne patch micro-ruban passive en U. (c) Antenne patch micro-ruban active en O avec diodes PIN intégrées.

détermine l'orientation de cette fente. Le choix d'une compensation de phase 1-bit permet de réduire la complexité du réseau de polarisation, simplifie la logique de dépointage, minimise les pertes d'insertion et réduit le coût du réseau transmetteur. Notre travail de thèse s'inspire de cette approche, avec pour objectif de substituer la commande électrique de la cellule élémentaire par une commande optique. Les paramètres de diffraction mesurés et simulés de la cellule élémentaire pour l'état 0° sont représentés figure 1.13. Les pertes d'insertion mesurées sont de 2,1 dB à 9,6 GHz pour une bande passante à -3 dB de 14,9 %. Les résultats obtenus pour un déphasage de 180° sont similaires. La différence de phase entre les deux états de la cellule élémentaire est bornée entre 180° et 195° sur la plage de fréquence 8,5 GHz - 11,5 GHz. Un réseau transmetteur reconfigurable constitué de 400 cellules élémentaires a été réalisé. Une photographie de ce prototype est présentée figure 1.14. Le gain maximal mesuré est de 22,7 dBi et la bande passante à -3 dB est de 1,58 GHz à 9,8 GHz (15,8 %). Ce réseau transmetteur admet un dépointage de 70° dans le plan H et de 40° dans le plan E.

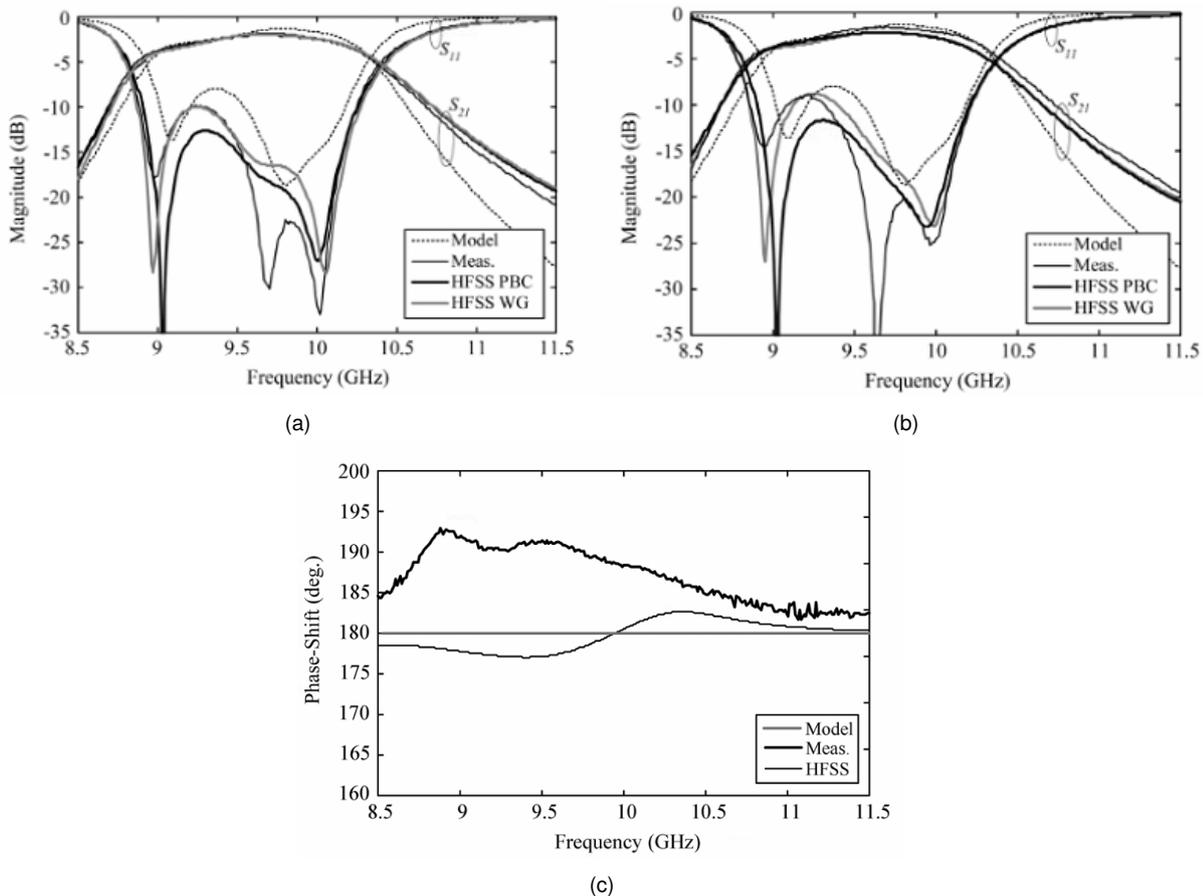


FIGURE 1.13 – Paramètres de diffraction de la cellule élémentaire mesurés dans ses deux états de phase. (a) Etat 0°. (b) Etat 180°. (c) Différence de phase entre les deux états [37].

1.2.3 Discussion

De façon générale, les réseaux transmetteurs passifs [22-28, 41-53] présentent peu de pertes, de bonnes performances et une architecture simple en comparaison des réseaux transmetteurs reconfigurables par voie électrique [31-40, 54-65]. La vitesse de reconfiguration de ces derniers, plus rapide que celle des réseaux mécaniques, est aussi un point important à souligner. Ces réseaux présentent néanmoins des inconvénients comme l'apparition d'effets non linéaires dus à certains composants électriques, l'apparition d'interférences entre les circuits de polarisation et les ondes RF et des pertes souvent importantes. Ces circuits de polarisation peuvent fortement perturber les performances de l'antenne et ajoutent une complexité supplémentaire lors du développement de la structure des cellules élémentaires. Notamment, à haute fréquence, les réseaux transmetteurs sont extrêmement compacts. En conséquence, la conception du réseau se complexifie et l'intégration de circuits de polarisation perturbe fortement le rayonnement de l'antenne. Le réseau transmetteur réalisé par

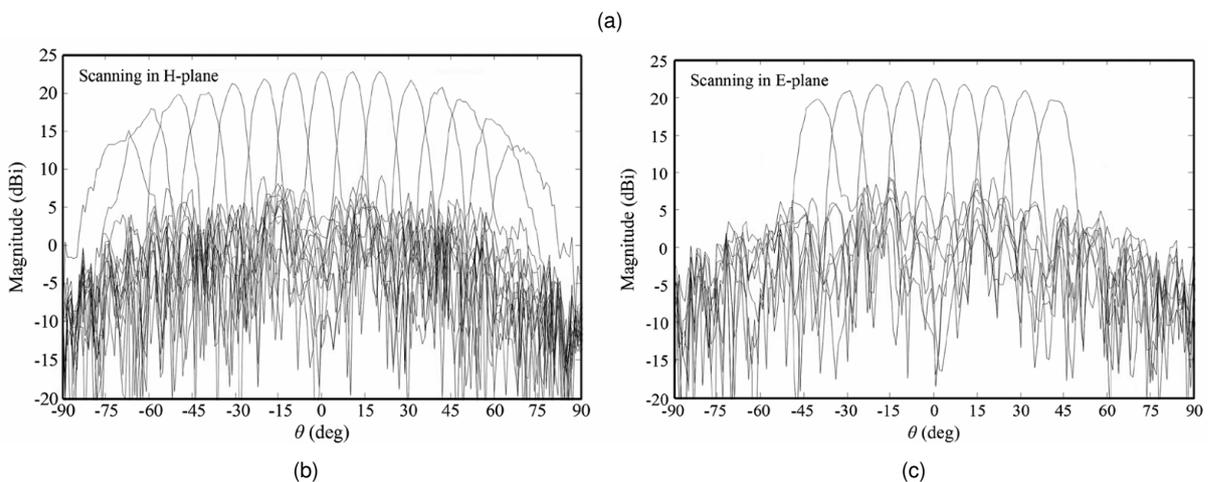
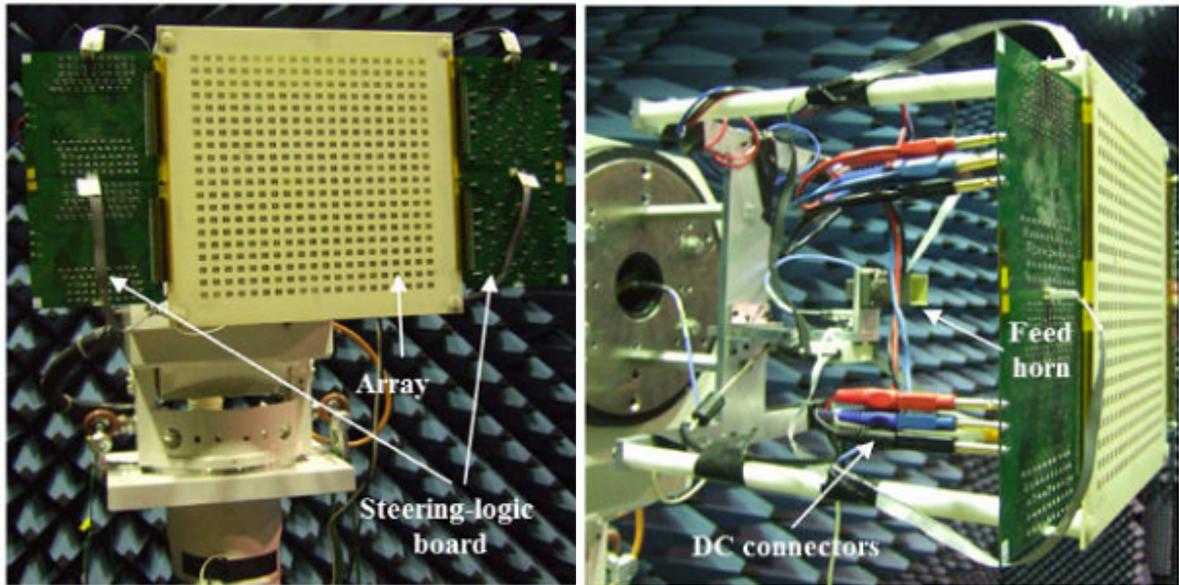


FIGURE 1.14 – (a) Photographie du réseau transmetteur. (b) Diagrammes de rayonnement mesurés à 9,8 GHz pour différentes valeurs de dépointage dans le plan H. (c) Diagrammes de rayonnement mesurés à 9,8 GHz pour différentes valeurs de dépointage dans le plan E [38].

A. Clemente et al. [37, 38] en est un exemple. Ce dernier présente de bonnes performances en bande X car les lignes de polarisation ne perturbent pas encore le rayonnement mais cela n'est plus vrai en bande V, où les défis d'intégration et de routage des circuits de polarisation deviennent difficilement surmontables.

Malgré la complexité de mise en place d'une commande optique, celle-ci présente l'avantage d'utiliser des matériaux diélectriques qui n'interfèrent pas avec les ondes RF et dont l'intégration ne va que peu perturber le rayonnement de l'antenne. La section qui suit dresse un état de l'art des antennes reconfigurables à commande optique.

1.3 État de l'art des antennes à commande optique

En 1986, A. Daryoush et al. [66] ont proposé une antenne reconfigurable par voie optique. La commutation est effectuée à l'aide d'une diode PIN sensible à la lumière, illuminée par une diode laser. L'éclairage de la diode PIN modifie la densité d'électrons et de trous dans le semi-conducteur qui la compose, ce qui affecte sa réactance. En fabricant une antenne sensible à ces changements, il devient possible de s'affranchir des différentes lignes de polarisation nécessaires lors de l'utilisation d'une diode PIN classique, et ainsi, reconfigurer l'antenne optiquement.

Dans son brevet de 1988 [67], R. Dempsey introduit le principe d'antenne "Synaptic" où des dispositifs photosensibles sont intégrés. Ces derniers sont utilisés comme photo-commutateurs, permettant de contrôler la longueur de plusieurs segments conducteurs. Cependant, à cette époque, la technologie nécessaire à la fabrication de tels dispositifs photosensibles n'est pas encore mature. Un an plus tard, en 1989, R. Dempsey et al. [68] développent cette antenne, où les cellules photoconductrices intégrées sont appelées photistors. Lorsque celles-ci ne sont pas illuminées (= dans l'obscurité), le circuit équivalent les représentant correspond à une résistance de $10\text{ k}\Omega$ mise en parallèle à un condensateur de $0,05\text{ pF}$. Sans illumination, le photistor fonctionne donc comme un circuit ouvert. Au contraire, lors d'une illumination directe, la valeur de la résistance du circuit équivalent chute à $1\ \Omega$. Le photistor se comporte alors comme un court-circuit.

Avec le développement des technologies associées aux commutateurs opto-électroniques, les systèmes d'antennes reconfigurables se sont multipliés. Le photistor mentionné précédemment est désormais remplacé par un matériau semi-conducteur en silicium. De tels dispositifs sont utilisés par California Microwave pour réaliser des systèmes d'antennes multi-bande numériques reconfigurables [69]. Depuis, plusieurs technologies ont été développées afin d'améliorer les photo-commutateurs [70]. Par exemple, l'association d'un transistor FET (transistor à effet de champ) et d'une cellule photovoltaïque a été démontrée dans [71]. Lorsque la cellule photovoltaïque est éclairée, la tension générée aux bornes du FET est suffisante pour changer son état. L'association d'une diode PIN et d'une cellule photovoltaïque a été réalisée dans [72]. De la même manière, la diode PIN change d'état lorsque la cellule photovoltaïque est éclairée. Le travail dans [73] présente un condensateur variable contrôlé optiquement. Il s'agit ici de l'association d'une diode varactor et d'une cellule photovoltaïque.

1.3.1 Solutions antennaires à commande optique

Une antenne pour les applications WiFi à 2,45 GHz a été réalisée aux Etats-Unis par D. Patron et al. [74, 75]. Celle-ci peut générer un rayonnement omnidirectionnel ou sectoriel à l'aide de commutateurs optiques. Au cours du développement de cette antenne, deux photo-commutateurs ont été étudiés. La première approche consiste à utiliser une photodiode PIN intégrée éclairée à l'aide d'une fibre optique tandis que la seconde approche consiste à utiliser une diode PIN combinée à un photo-transistor. Notons dès maintenant que la deuxième approche, que nous allons présenter, a donné de meilleurs résultats. La structure de l'antenne associée est présentée figure 1.15a. Chaque diode PIN est polarisée par le photo-transistor qui lui est associé.

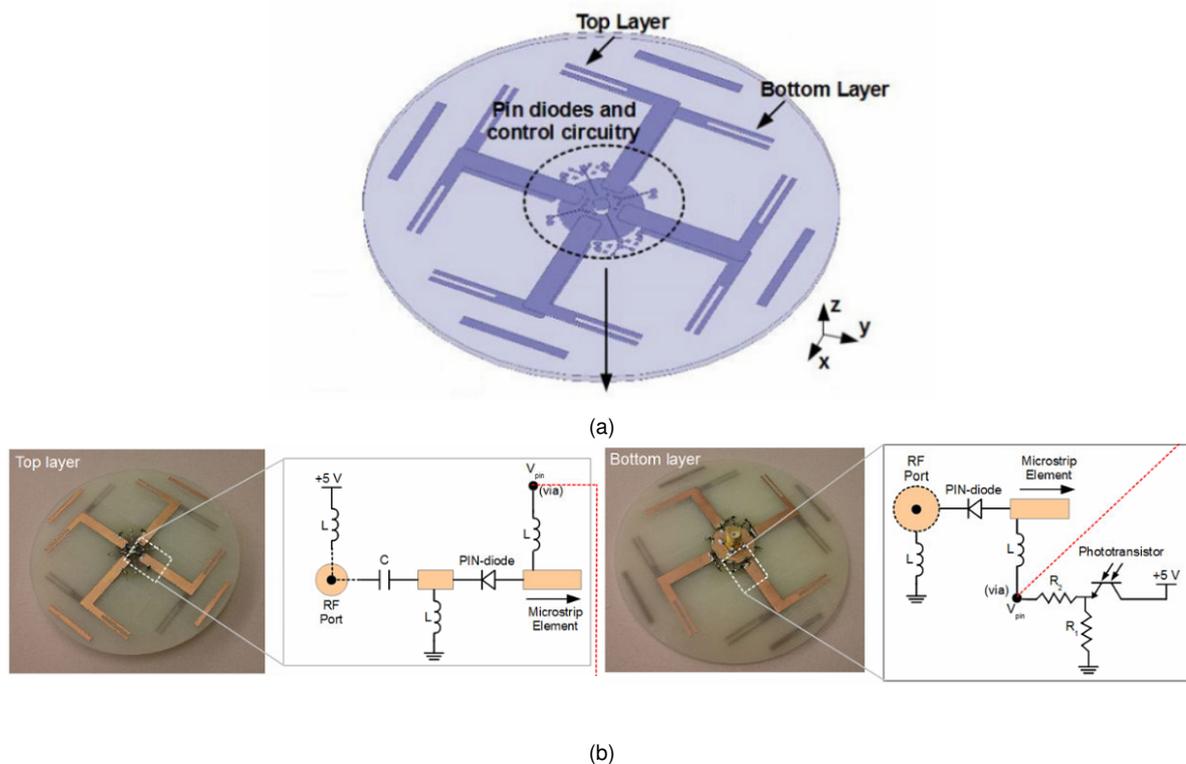


FIGURE 1.15 – (a) Configuration 3D de l'antenne planaire reconfigurable [74]. (b) Prototype de l'antenne planaire reconfigurable et logique du commutateur pour une paire d'éléments pour la partie supérieure (gauche) et inférieure (droite) [75].

Lorsque celui-ci est illuminé avec un laser à 850 nm, un courant est généré, changeant l'état de la diode PIN. Lorsque les quatre diodes PIN sont passantes (état éclairé), chaque paire d'éléments est connectée au port central. La distribution uniforme du courant génère alors un rayonnement omnidirectionnel. Inversement, lorsqu'une seule paire d'éléments est illuminée, seule cette paire est connectée au port central, ce qui entraîne une asymétrie de la distribution de courant. Le rayonnement n'est plus

omnidirectionnel mais focalisé dans une certaine direction. La symétrie circulaire de l'antenne permet d'obtenir quatre configurations de rayonnement avec un dépointage radial de 0°, 90°, 180° et 270°. La logique de commutation d'une paire d'éléments est présentée figure 1.15b. Les paramètres de diffraction ont été mesurés pour les deux modes de fonctionnement de l'antenne et sont illustrés figure 1.16a. Ces mesures montrent une bonne adaptation d'impédance sur la plage de fréquence 2,41 GHz - 2,48 GHz (bande WiFi) dans toutes les configurations. La puissance optique utilisée pour chaque paire d'éléments est de 20 mW. Les diagrammes de rayonnement dans les modes omnidirectionnel et sectoriel sont présentés figure 1.16b. Les gains maximum obtenus sont de 2 dBi et 3,6 dBi pour le mode omnidirectionnel et sectoriel respectivement.

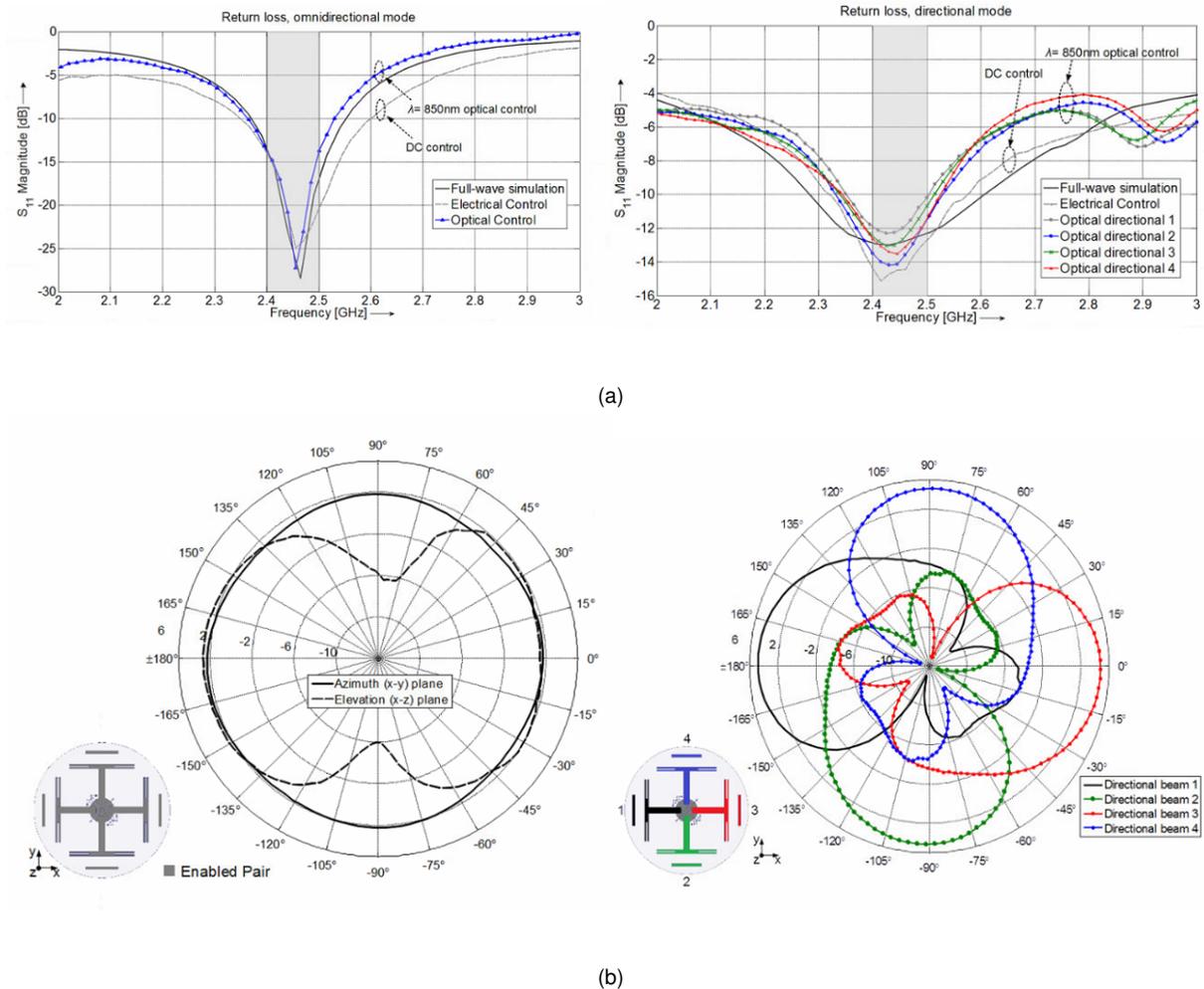


FIGURE 1.16 – (a) Paramètres de diffraction mesurés du mode omnidirectionnel (gauche) et des modes sectoriels (droite). (b) Diagrammes de rayonnement mesurés à 2,45 GHz pour le mode omnidirectionnel (gauche) et les quatre modes sectoriels (droite) [75].

La littérature rapporte aussi la réalisation d'antennes reconfigurables optiquement

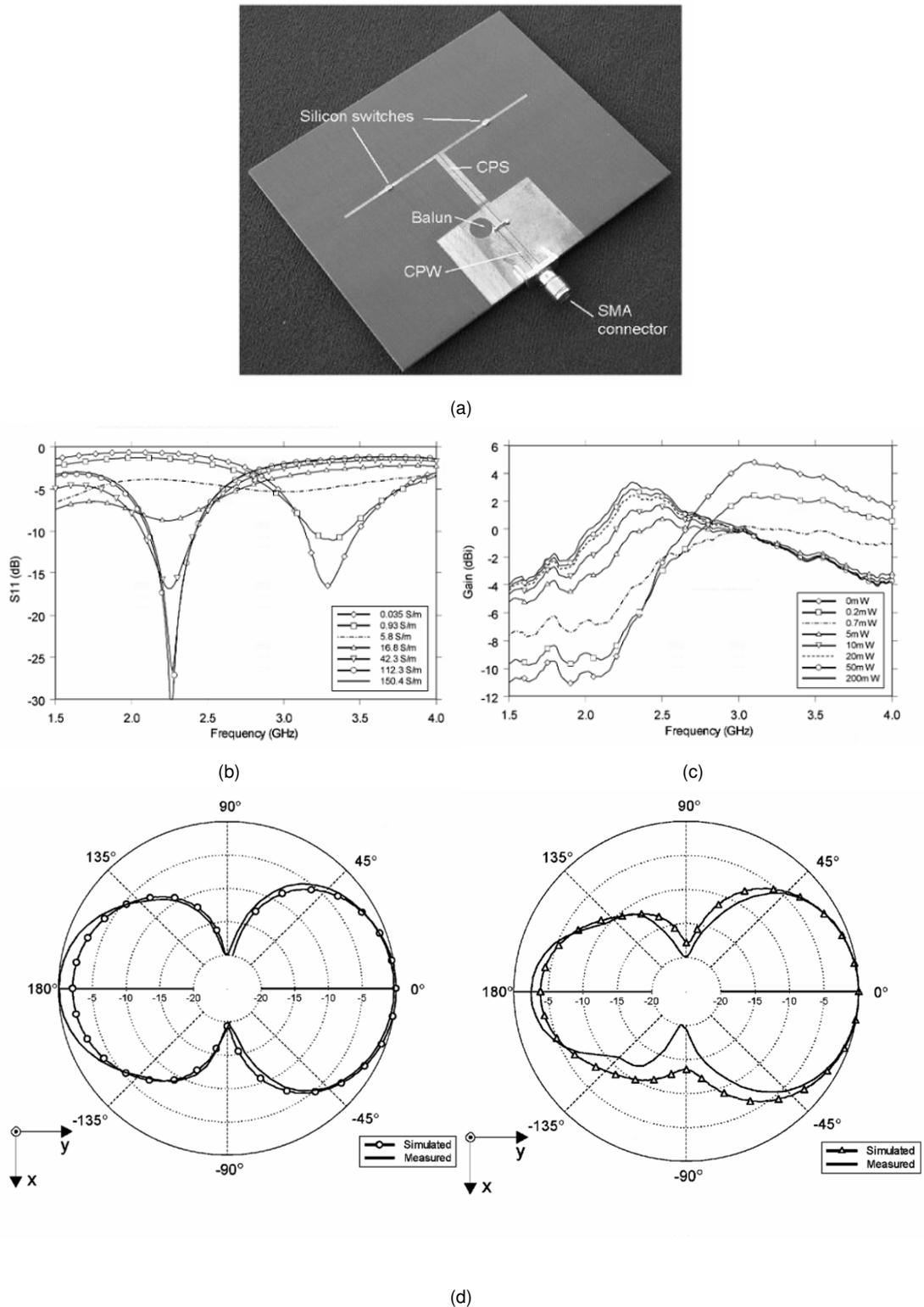


FIGURE 1.17 – (a) Prototype de l'antenne dipôle avec des commutateurs en silicium. (b) Paramètres S_{11} mesurés pour différentes conductivités de la puce en silicium. (c) Diagrammes de gain mesurés pour différentes puissances optiques. (d) Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurés dans le plan E lorsque les deux photo-commutateurs sont dans l'état OFF (gauche) et dans l'état ON (droite) à 2,26 GHz et 3,15 GHz respectivement [76].

à base de silicium [76]. Les puces de silicium utilisées ont une faible conductivité au repos. Une fois soumises à un éclairage laser à 980 nm, leur concentration en électrons et trous augmente, ce qui conduit à une augmentation de leur conductivité. Les puces en silicium utilisées imitent alors la commutation d'une diode PIN. La structure complète de l'antenne est présentée figure 1.17a. Lorsqu'un photo-commutateur est éclairé (état ON), la longueur du bras du dipôle associé augmente, ce qui conduit au décalage de la fréquence de résonance de l'antenne. Les paramètres S_{11} ainsi que le gain de l'antenne en fonction de la fréquence sont présentés respectivement dans la figure 1.17b et la figure 1.17c. Lorsque les deux commutateurs passent de l'état OFF à l'état ON (pour une illumination de 200 mW), la fréquence de résonance de l'antenne passe de 2,26 GHz à 3,15 GHz. Dans ces deux configurations, le gain maximum vaut respectivement 2,9 dBi et 4 dBi. Les diagrammes de rayonnement mesurés sont illustrés figure 1.17d. Nous pouvons remarquer la bonne corrélation entre les mesures et simulations. L'antenne peut aussi fonctionner à une fréquence fixe de 2,7 GHz lorsqu'un seul des deux photo-commutateur est dans l'état ON. Dans ce cas, l'antenne présente un gain de 3,1 dBi et le faisceau est dépointé de -7° ou 12° selon le photo-commutateur activé (ON/OFF ou OFF/ON).

Un filtre basé sur une technologie silicium à haute résistivité est proposé par le même auteur [77]. Ce filtre est commutable optiquement et permet la transition depuis un filtre coupe-bande vers un filtre passe-bande dans la bande GSM1800. Sa structure est présentée figure 1.18a. Le filtre coupe-bande est généré grâce à l'ajout de deux pistes parallèles à une ligne de transmission. Ces résonateurs quart-d'onde sont ensuite connectés par de fines lignes de cuivre à un interrupteur activable optiquement [76, 78]. L'augmentation de la conductivité relie les stubs à la terre, faisant ainsi passer le filtre coupe-bande à un filtre passe-bande. Les paramètres S de ce filtre ont été mesurés pour différentes puissances d'illumination et sont présentés figure 1.18c.

Une antenne reconfigurable optiquement dédiée à la radio cognitive est proposée par Y. Tawk et al. dans l'article [79]. Cet article traite de deux antennes différentes : une antenne de détection UWB et une antenne reconfigurable. Nous ne discuterons ici que de l'antenne reconfigurable. Celle-ci intègre deux commutateurs optiques à base de silicium dopé n, éclairés à l'aide d'une diode laser intégrée au système. L'antenne est constituée d'une fente elliptique contenant un bras triangulaire. Les deux structures sont connectées ensemble par un commutateur optique. Un patch hexagonal est attaché en bout du monopole modifié par un second photo-commutateur. La structure de l'antenne est présentée figure 1.19. La diode laser intégrée à l'antenne émet une puissance de 90 mW à 785 nm. Les coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne sont présentés figure 1.20a. Dans cet exemple, les photo-commutateurs

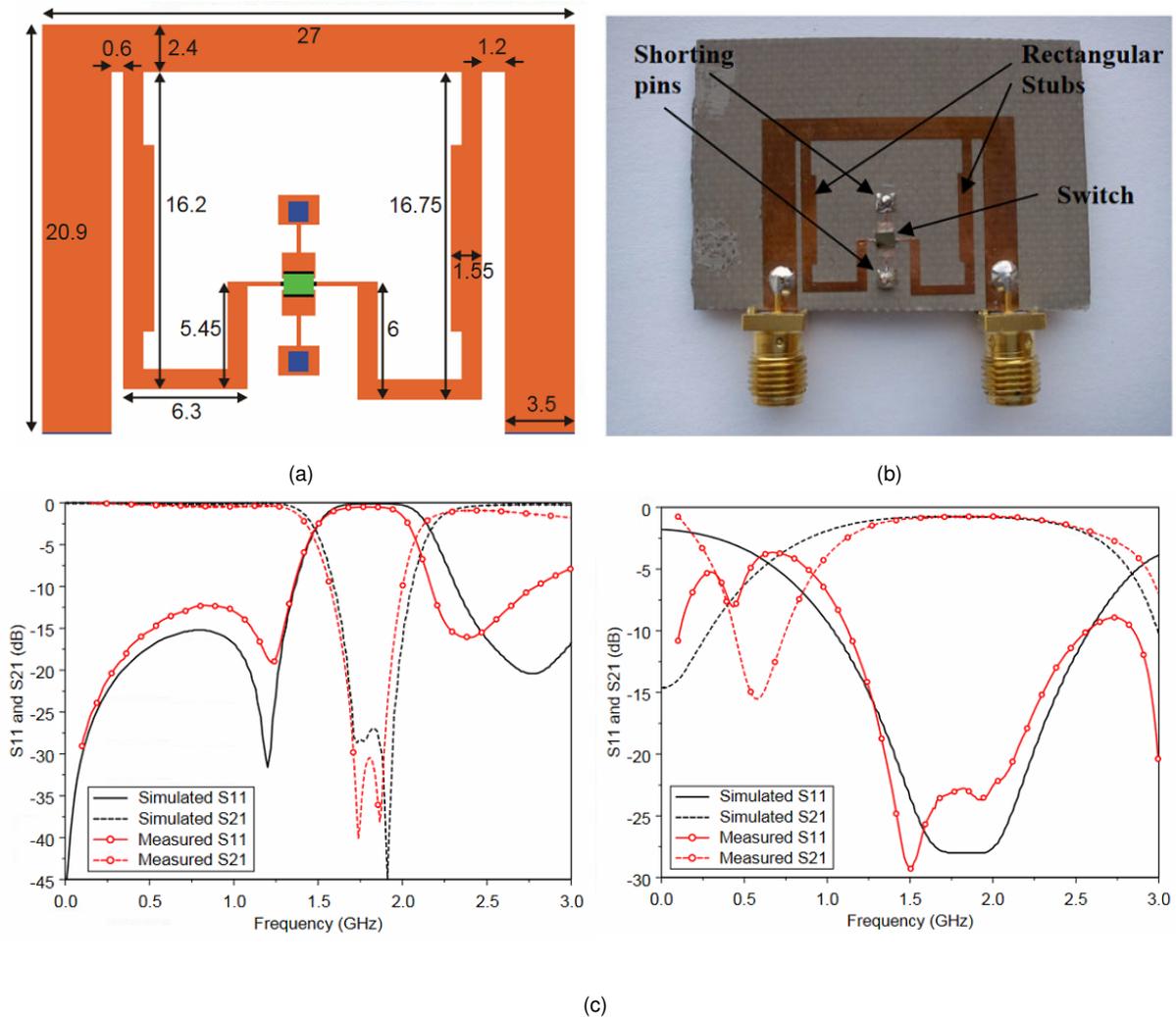


FIGURE 1.18 – (a) Structure du filtre reconfigurable. (b) Photographie du prototype. (c) Paramètres de diffraction mesurés pour un filtre dans l'état coupe-bande (gauche) et passe-bande (droite) [77].

sont activés avec une puissance optique de 50 mW. La bande passante de l'antenne change selon les photo-commutateurs activés. Lorsque les deux commutateurs optiques sont dans un état OFF, l'antenne présente une bande de fonctionnement comprise entre 4,15 GHz et 5,1 GHz. Lorsque un seul commutateur est dans l'état ON, l'antenne fonctionne alors entre 3,2 GHz et 4,3 GHz ou entre 4,8 GHz et 5,7 GHz selon le commutateur activé. L'antenne n'est pas conçue pour fonctionner avec les deux commutateurs optiques activés en même temps. Les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont été mesurés dans ses trois modes de fonctionnement et sont présentés figure 1.20b.

A. Andy et al. proposent une antenne contrôlée optiquement en bande S dont l'approche est différente des antennes présentées jusqu'à présent [80]. De façon générale, la plupart des déphaseurs à commande optique sont basés sur l'effet

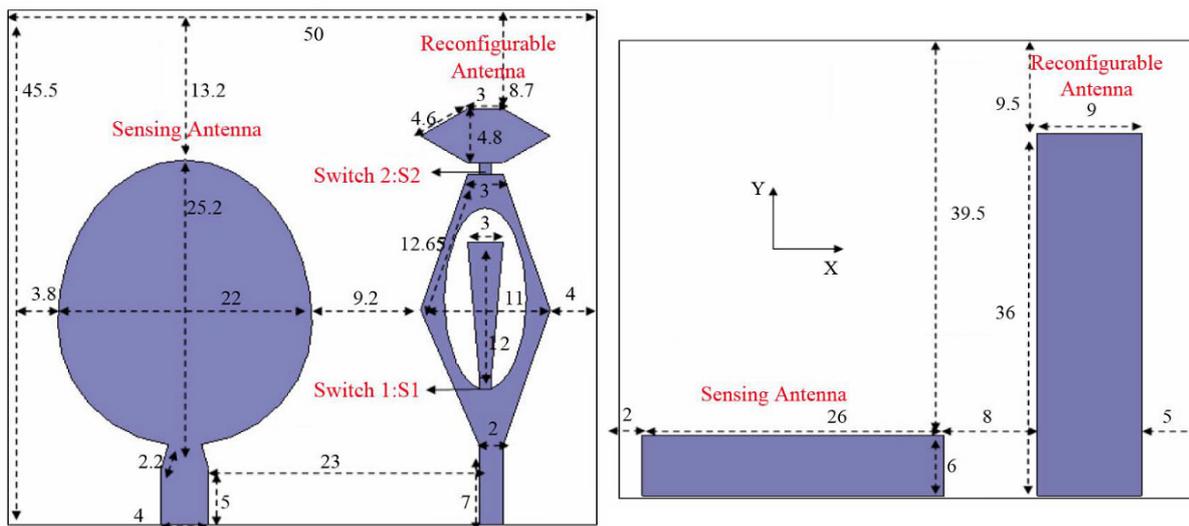
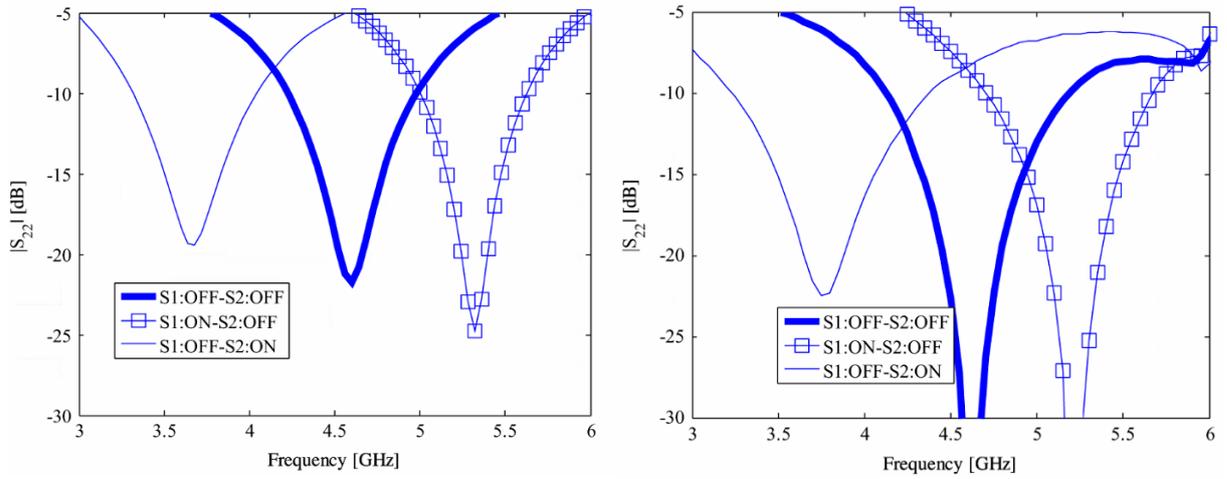


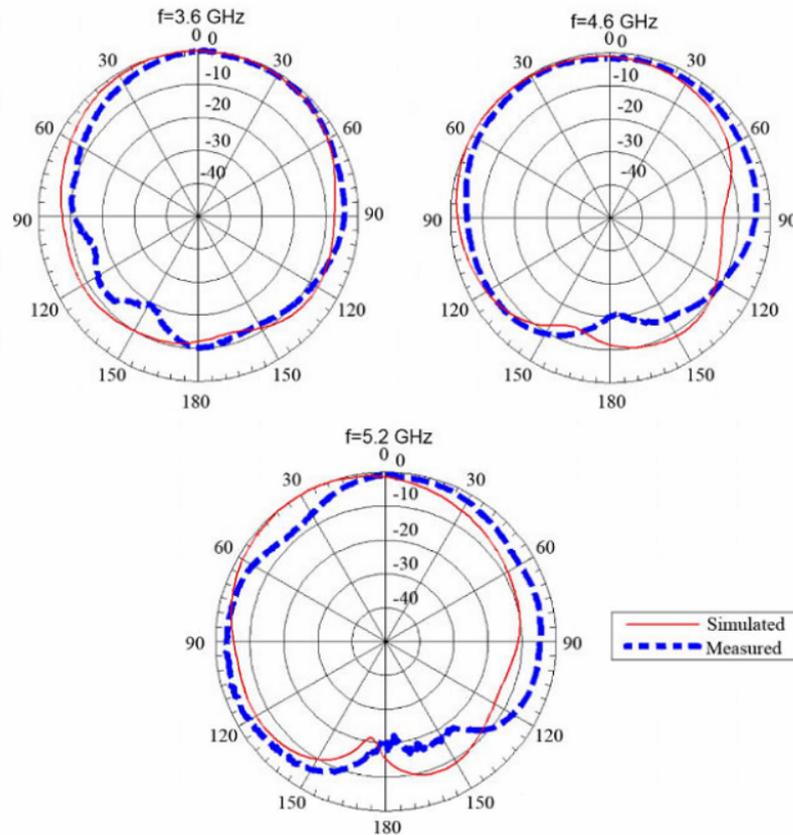
FIGURE 1.19 – Structure de l'antenne en vue de dessus (gauche) et vue de dessous (droite) [79].

photoconducteur du silicium inorganique. La lumière est utilisée pour moduler la conductivité du silicium en générant des paires électron-trou qui à leur tour modifient les caractéristiques de propagation de l'onde dans le milieu. Cependant, A. Andy et al. ont fait le choix d'utiliser un semi-conducteur organique (P3HT, poly(3-hexylthiophene)) dans leur architecture. Le substrat de l'antenne est composé d'une couche de verre, optiquement transparent, et d'une couche de P3HT. La masse de l'antenne est modélisée à l'aide d'oxyde d'indium et d'étain (ITO). La stratification de l'antenne est illustrée figure 1.21a. L'antenne est constituée de deux patchs reliés entre eux à l'aide d'un via métallique. Sa forme générale est présentée figure 1.21b. L'antenne reconfigurable présente trois états de fonctionnement. Lorsque cette-ci n'est pas éclairée, elle émet un signal RF dans l'axe. Lorsqu'un des patchs, gauche ou droite, est éclairé, l'antenne présente un dépointage de faisceau de 5° dans cette même direction. La distribution de courant dans l'antenne est représentée figure 1.21b dans le cas où un seul patch est éclairé. Les diagrammes de rayonnement dans ses trois états de fonctionnement sont représentés figure 1.22.

L. De La Cruz et al. ont développé une antenne dipôle reconfigurable optiquement fonctionnant en bande Ka [81] dont le commutateur optique est basé sur un matériau composite germanium-telluride (GeTe). Le GeTe ainsi que d'autres matériaux à changement de phase (PCM) ont été étudiés pendant longtemps en raison de leurs propriétés optiques et électriques uniques. Lorsqu'une impulsion de chaleur appropriée est appliquée, ces matériaux peuvent subir une transition réversible entre un état amorphe (haute résistivité, faible réflectivité) et un état cristallin (faible



(a)



(b)

FIGURE 1.20 – (a) Paramètres S_{22} de l'antenne simulés (gauche) et mesurés (droite) dans ses trois états de fonctionnement. (b) Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurés dans les trois modes de fonctionnement à leur fréquence respective [79].

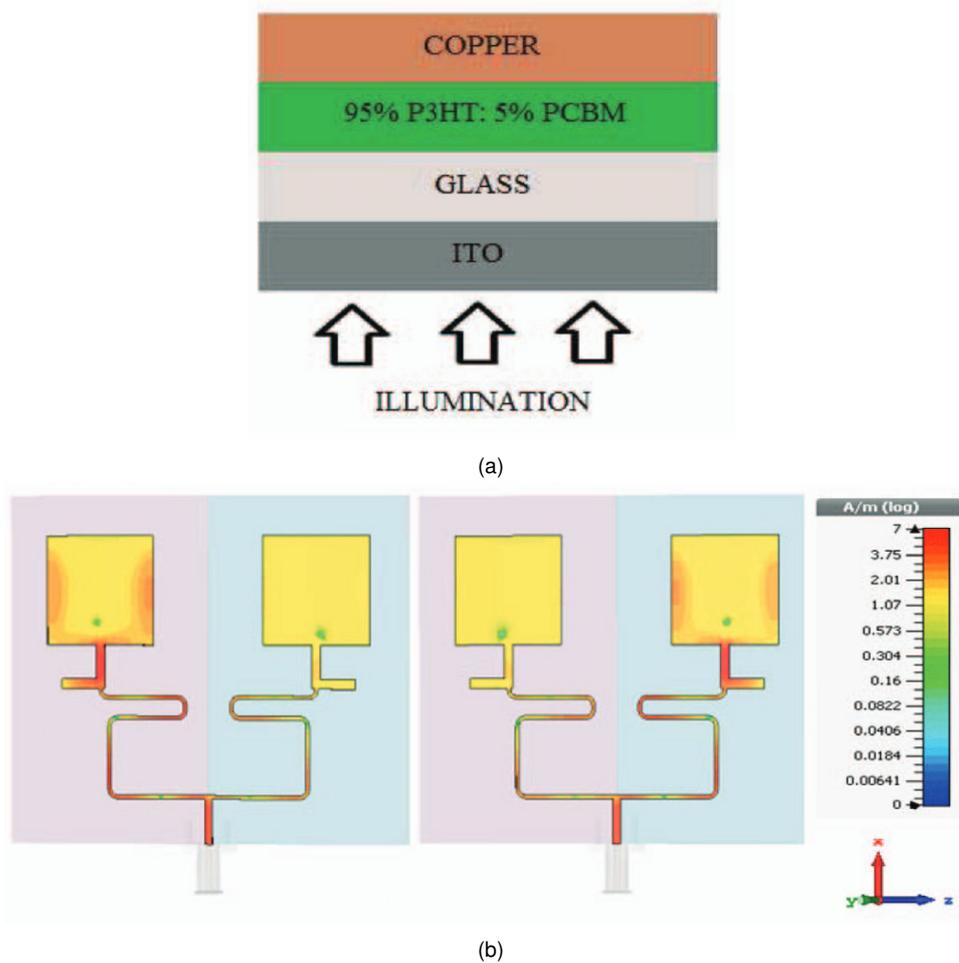


FIGURE 1.21 – (a) Stratification de l'antenne à base de P3HT. (b) Structure de l'antenne et distribution de courant selon l'illumination du patch (respectivement, gauche et droite) [80].

résistivité, haute réflectivité). Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour élever le matériau à la température souhaitée en fonction de l'application. Pour les antennes reconfigurables, un laser à puissance variable et des optiques de focalisation sont appropriés. Une antenne dipôle à 25 GHz a été construite, mesurée et comparée à une antenne dipôle en or. Les diagrammes de rayonnement sont présentés figure 1.23. Les résultats obtenus sont très proches pour les deux antennes, ce qui ouvre la voie à l'utilisation de GeTe dans les antennes reconfigurables. Il faut tout de même noter qu'une telle méthode de reconfiguration est lente puisque le GeTe doit suivre des courbes d'élévation en température et de refroidissement spécifiques pour passer d'un état à un autre.

Une antenne reconfigurable optiquement à base de semi-conducteur organique a été développée par V. Sathi et al. [82] pour des applications de décalage en fréquence. L'antenne étudiée est une antenne patch rectangulaire constituée de P3HT déposé

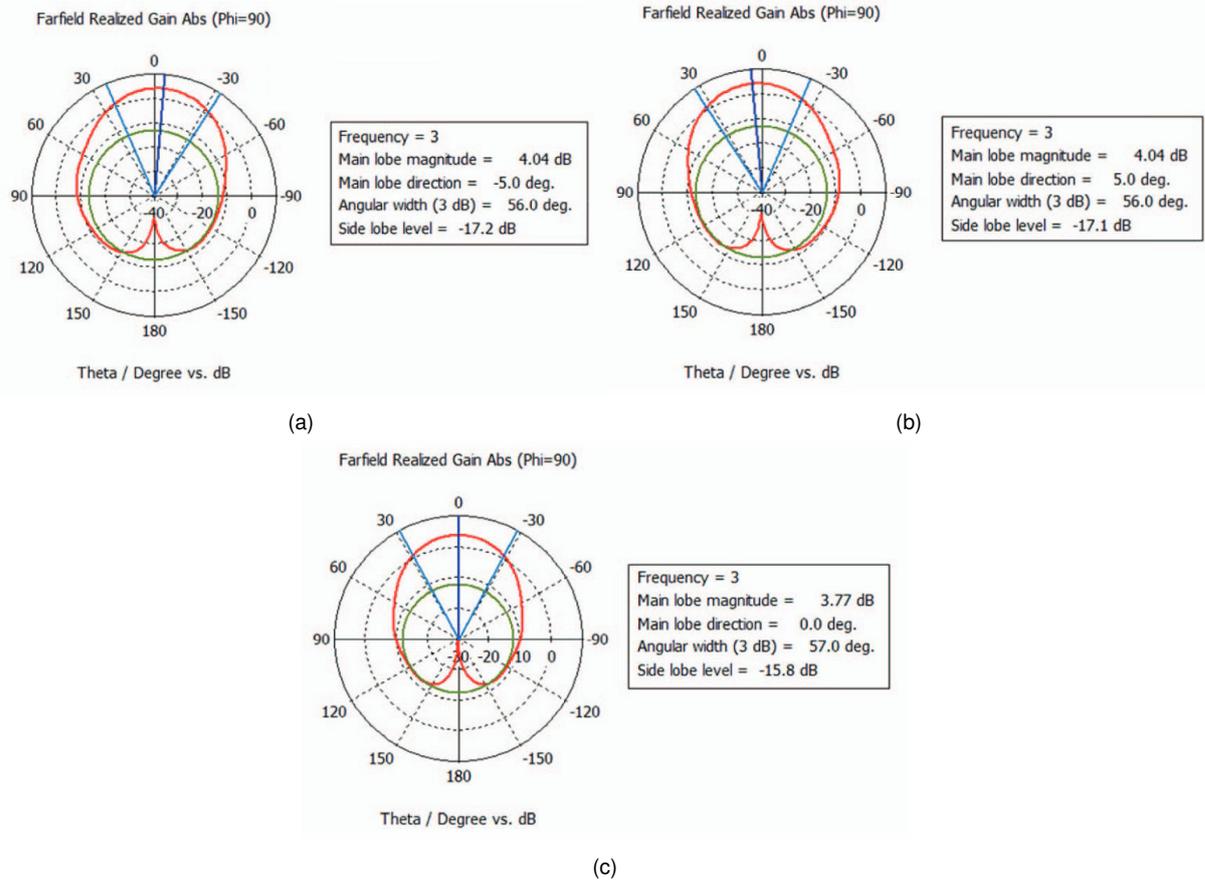


FIGURE 1.22 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne à 3 GHz lorsque : (a) Le patch gauche est éclairé. (b) Le patch droit est éclairé. (c) Aucun patch n'est éclairé [80].

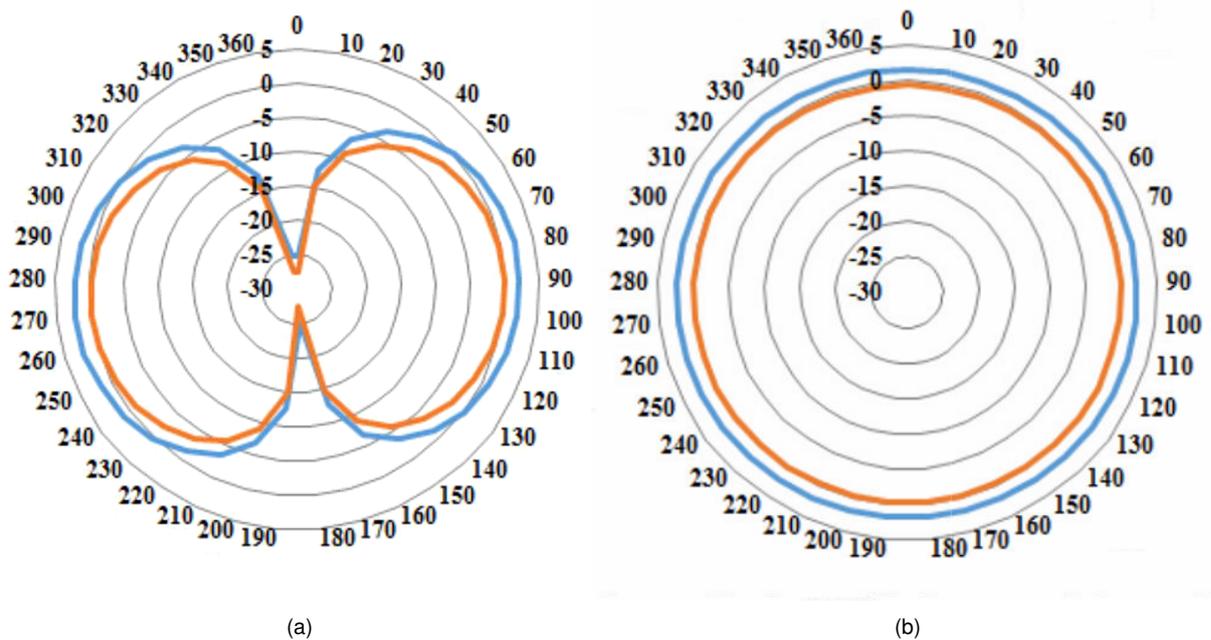


FIGURE 1.23 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne en GeTe (orange) et de l'antenne en or (bleu) à 25 GHz : (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H [81].

sur un substrat muni d'une masse métallique. Un câble coaxial est relié à l'antenne patch à travers les différents matériaux. La structure de l'antenne est présentée figure 1.25a. La conductivité du P3HT est fixée à 10^3 S/m en courant continu et ne dépend pas de l'éclairement. En revanche, l'illumination du P3HT modifie la fréquence de résonance de l'antenne. La fréquence de résonance de l'antenne en fonction de la puissance d'illumination est représentée figure 1.25b. Cette antenne a été mesurée à une fréquence de 1,85 GHz (sans illumination) et à une fréquence de 2,8 GHz (illumination de $5,5$ W/cm² ou plus). Les diagrammes de rayonnement de l'antenne pour ces deux fréquences de travail sont présentés figure 1.25c.

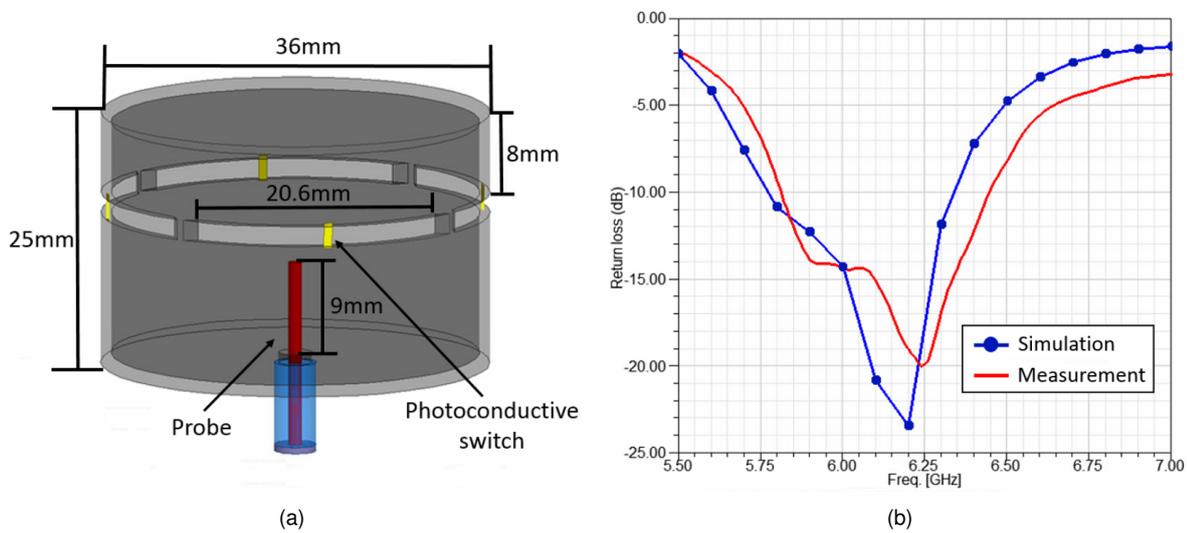


FIGURE 1.24 – (a) Structure de l'antenne reconfigurable à 5,8 GHz. (b) Paramètres de réflexion mesurés [83].

Une antenne reconfigurable optiquement pour des applications de réseaux sans fils a été développée par I. da Costa et al. [83]. Cette antenne offre la possibilité de changer son mode d'émission, permettant de choisir entre une couverture omnidirectionnelle ou une couverture sectorielle. La structure de l'antenne est illustrée figure 1.24a. Cette dernière est basée sur une géométrie guide d'onde circulaire à fente. Des photo-commutateurs en silicium sont intégrés afin de contrôler la direction du rayonnement. Les semi-conducteurs sont éclairés à l'aide d'une fibre optique collée devant chacun d'entre eux. Une telle structure permet 5 configurations différentes. Lorsqu'aucun des semi-conducteurs n'est éclairé, l'antenne émet de façon omnidirectionnelle. Afin de profiter d'une émission sectorielle d'un quart d'espace, trois semi-conducteurs sur les quatre doivent être éclairés. Le semi-conducteur non éclairé est celui intégré dans la direction de rayonnement souhaité. Les paramètres de réflexion de l'antenne sont présentés figure 1.24b. L'antenne présente une bande

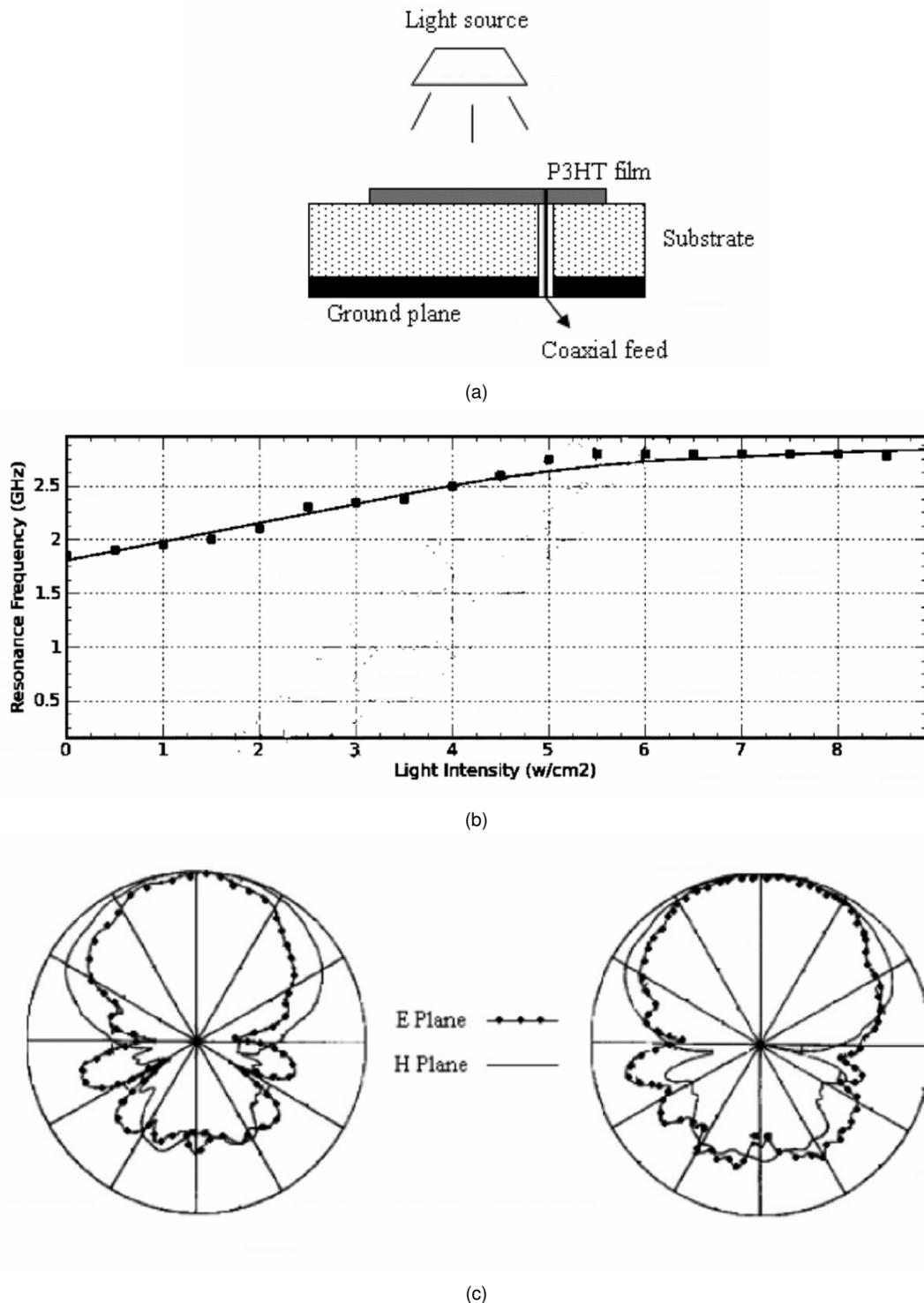


FIGURE 1.25 – (a) Stratification de la cellule élémentaire. (b) Mesure de la fréquence de résonance de l'antenne selon l'illumination du P3HT. (c) Diagrammes de rayonnement de l'antenne patch mesurés à 1,85 GHz (gauche) et à 2,8 GHz (droite) [82].

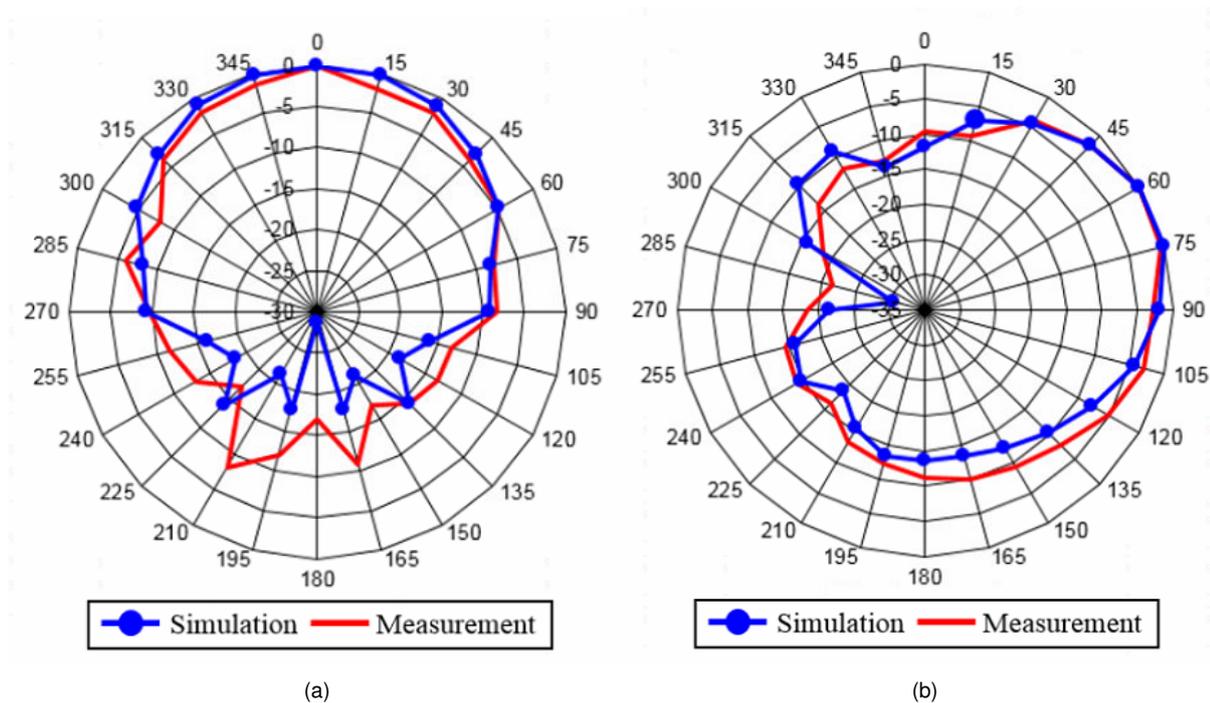


FIGURE 1.26 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurés à 5,8 GHz dans une configuration sectorielle : (a) En élévation ($\Phi = 0^\circ$). (b) En azimut ($\theta = 90^\circ$) [83].

passante de 5,8 à 6,4 GHz pour un gain maximum variant de 4,91 dBi en régime omnidirectionnel à 7,97 dBi en régime sectoriel. Les diagrammes de rayonnement sont représentés figure 1.26. En mode d'émission sectoriel, le faisceau présente une largeur de 50° en élévation et 106° en azimut.

La prochaine antenne discutée est un réseau réflecteur reconfigurable à base de silicium développé par P. Alizadeh fonctionnant en bande Ka [84]. Dans ce design particulier, le silicium est utilisé afin de contrôler le coefficient de réflexion des cellules élémentaires. Cela signifie que l'amplitude des ondes réfléchies sur chacune des cellules peut être contrôlée. La structure de la cellule élémentaire est présentée figure 1.27a. Le silicium est monté au milieu d'un substrat de FR-4 et est activé à l'aide de LED infrarouges. Un circuit de polarisation pour les LEDs reste nécessaire et est intégré dans la couche inférieure du substrat. Les paramètres de réflexion mesurés de la cellule sont présentés figure 1.27b. La variation de la réflectivité dépend fortement de la conductivité du semi-conducteur. Un réseau réflecteur de 7×7 éléments a été conçu à 38 GHz. Le diagramme de rayonnement simulé est présenté figure 1.27c. Une variation de 2,6 dBi ainsi qu'une variation des lobes secondaires est observée entre les deux états des cellules élémentaires.

Cette nouvelle antenne développée par A. Yadav et al. est une antenne monopole reconfigurable optiquement qui peut couvrir les bandes WLAN, LTE, WiMAX et

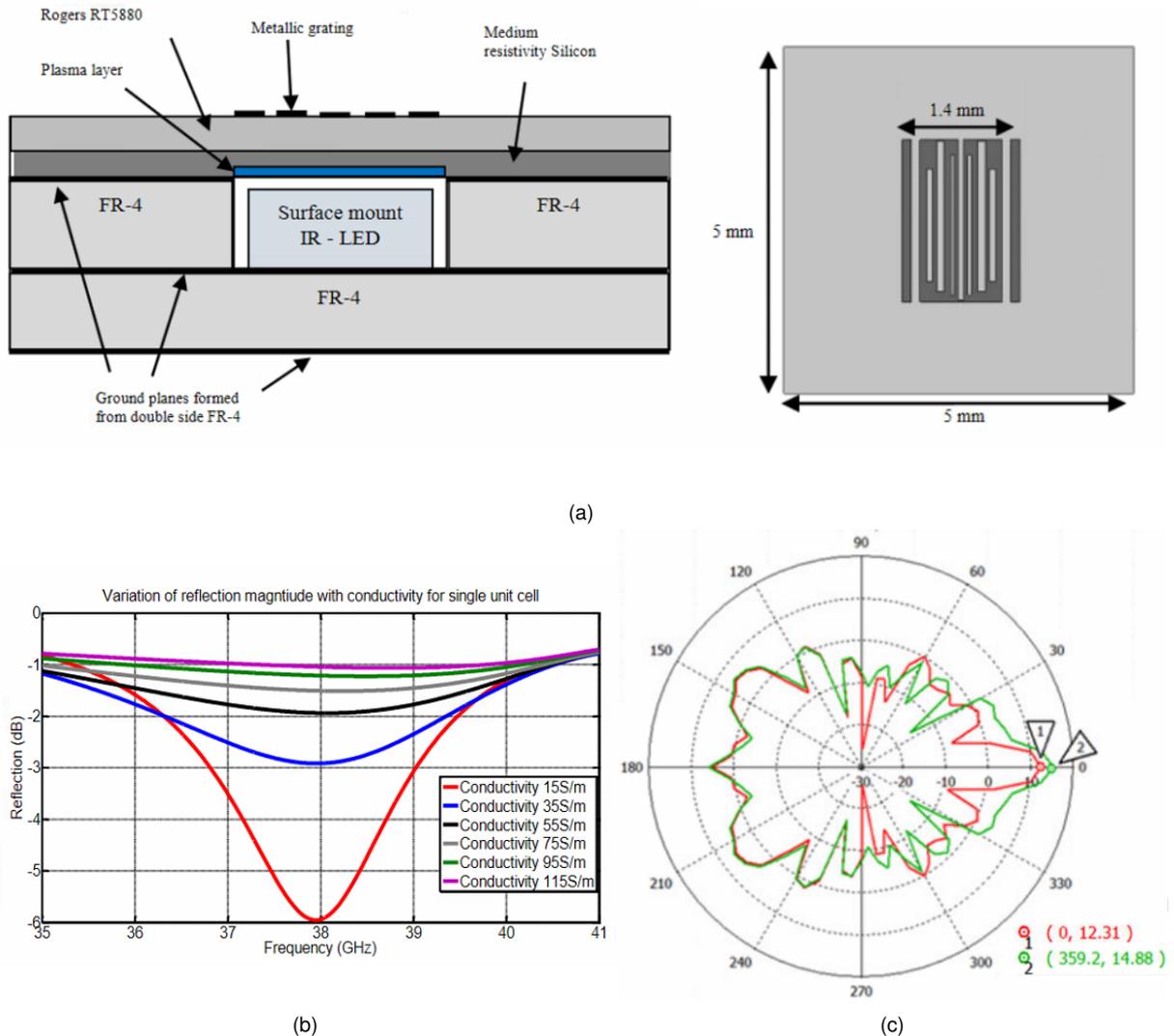
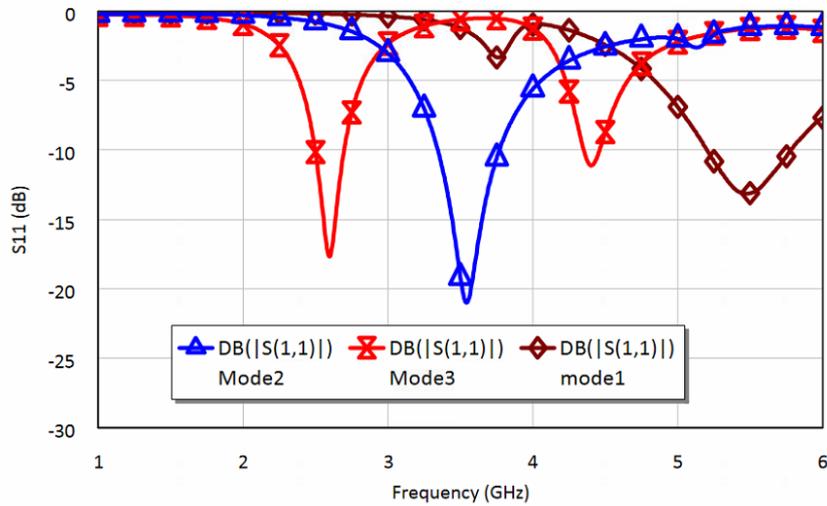
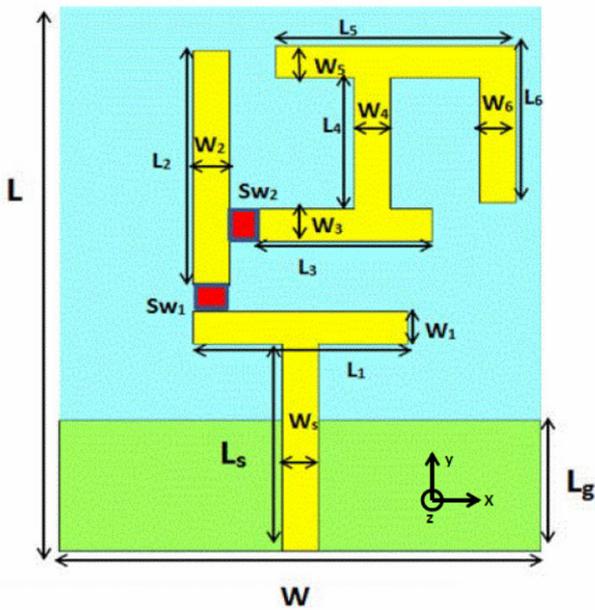


FIGURE 1.27 – (a) Stratification et structure de la cellule élémentaire. (b) Coefficients de réflexion de la cellule élémentaire mesurés en fonction de la conductivité du semi-conducteur. (c) Diagrammes de rayonnement du réseau réflecteur simulés à 38 GHz [84].

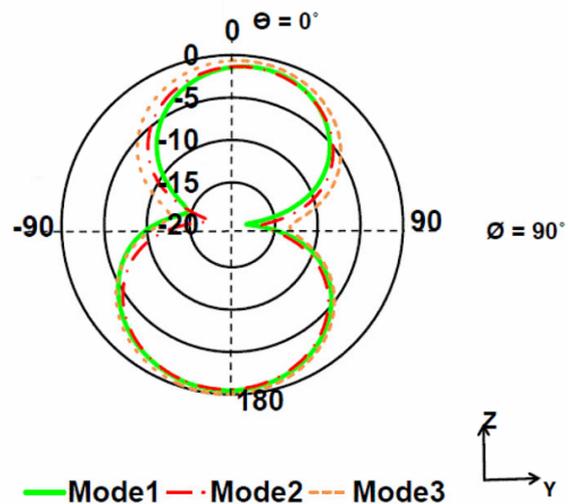
HiperLAN [85]. Cette antenne monopole est alimentée par une ligne de transmission micro-onde. Deux photo-commutateurs en silicium sont intégrés à l'antenne. Sa géométrie est illustrée figure 1.28b. La façon d'illuminer les semi-conducteurs lors de l'utilisation de l'antenne n'est pas spécifiée. L'illumination d'un photo-commutateur en silicium augmente sa conductivité, ce qui a pour effet de changer la forme effective de l'antenne. Celle-ci est pensée afin de fonctionner selon 3 combinaisons différentes, permettant de sélectionner la fréquence de travail. Les bandes de fréquences couvertes sont de 2,4 à 2,6 GHz (mode 3), de 3,3 à 3,6 GHz (mode 2) et de 5 à 6 GHz (mode 1) selon la configuration choisie. Les paramètres de réflexion simulés sont présentés figure 1.28a. Les gains maximaux de l'antenne dans chacun des modes



(a)



(b)



(c)

FIGURE 1.28 – (a) Coefficients de réflexion de l'antenne simulés selon les différents modes de fonctionnement. (b) Structure de l'antenne monopôle reconfigurable. (c) Diagrammes de rayonnement de l'antenne simulés pour chaque mode de fonctionnement à 5,2 GHz, 3,4 GHz et 2,48 GHz respectivement [85].

de fonctionnement valent respectivement 1,32 dBi, 1,61 dBi et 1,75 dBi. La figure 1.28c représente le diagramme de rayonnement de l'antenne dans chacune de ses configurations. Nous pouvons noter que la forme de faisceau est similaire quel que soit le mode de fonctionnement choisi.

Les antennes reconfigurables intégrant des photo-commutateurs silicium ont reçu une attention particulière. Des travaux ont été réalisés au Brésil par C. Arismar et al. afin de développer une antenne reconfigurable dédiée à la radio cognitive et adaptive

dans la bande ISM [86]. Plus précisément, cette antenne fonctionne aux fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz. Cette antenne patch à fente en forme de E est fabriquée sur un substrat de verre, comme représenté en figure 1.29a. Elle est séparée du plan de masse par un entrefer d'air permettant de générer une grande bande passante. La figure 1.29b présente une vue de dessous de l'antenne comprenant le photo-commutateur et la diode laser à 808 nm. Les coefficients de réflexion ont été mesurés dans les deux états de fonctionnement de l'antenne et sont présentés figure 1.29c. Nous pouvons en tirer les bandes passantes aux deux fréquences de travail. Celles-ci valent 8,3 % et 8,7 % aux fréquences 2,4 GHz et 5,8 GHz respectivement. Les diagrammes de rayonnement simulés dans les deux états de l'antenne sont reportés figure 1.29d. Les gains maximaux aux deux fréquences de travail sont respectivement de 3,29 dBi et 5,3 dBi.

1.3.2 Commutateurs à reconfiguration optique

Jusqu'à présent, nous avons étudié des antennes reconfigurables optiquement utilisant divers procédés de reconfiguration. Il est aussi intéressant de se pencher sur quelques commutateurs optiques exotiques intégrables dans ce genre d'antennes. La majorité des antennes utilisent des photo-commutateurs à base de silicium. C'est pourquoi nous allons essayer de présenter des technologies sous-représentées dans le domaine des antennes à contrôle optique.

K. Tan et al. présentent un commutateur pour les application micro-ondes à base de GaNAsSb [87]. Cette structure multicouche est représentée figure 1.30a. Elle est constituée d'un empilement d'un substrat de Si GaAs, de GaAs et de GaNAsSb. Des électrodes métalliques sont ajoutées sur le dessus de cette structure. Lors des diverses caractérisations, ce photo-commutateur est éclairé à l'aide d'un laser émettant une puissance de 80 mW à 1550 nm. Les ratios ON/OFF du photo-commutateur sont mesurés en fonction de la fréquence et de l'espacement entre les électrodes métalliques. Les mesures sont reportées figure 1.30b. Ces résultats montrent qu'un ratio de 9 dB est obtenu pour un fonctionnement à environ 2 GHz. Sur la plage de fréquence 2-10 GHz, le ratio ON/OFF du commutateur diminue rapidement jusqu'à atteindre 1 ou 2 dB. Les pertes d'insertion sont mesurées dans les mêmes conditions et sont représentés figure 1.30c. Nous pouvons observer que les pertes d'insertion décroissent avec l'augmentation de la fréquence.

Un autre photo-commutateur basé sur du GaAs à basse température a été développé en France par C. Tripon-Canseliet et al. pour des applications d'échantillonnage optique de signaux micro-ondes [88]. La configuration du photo-

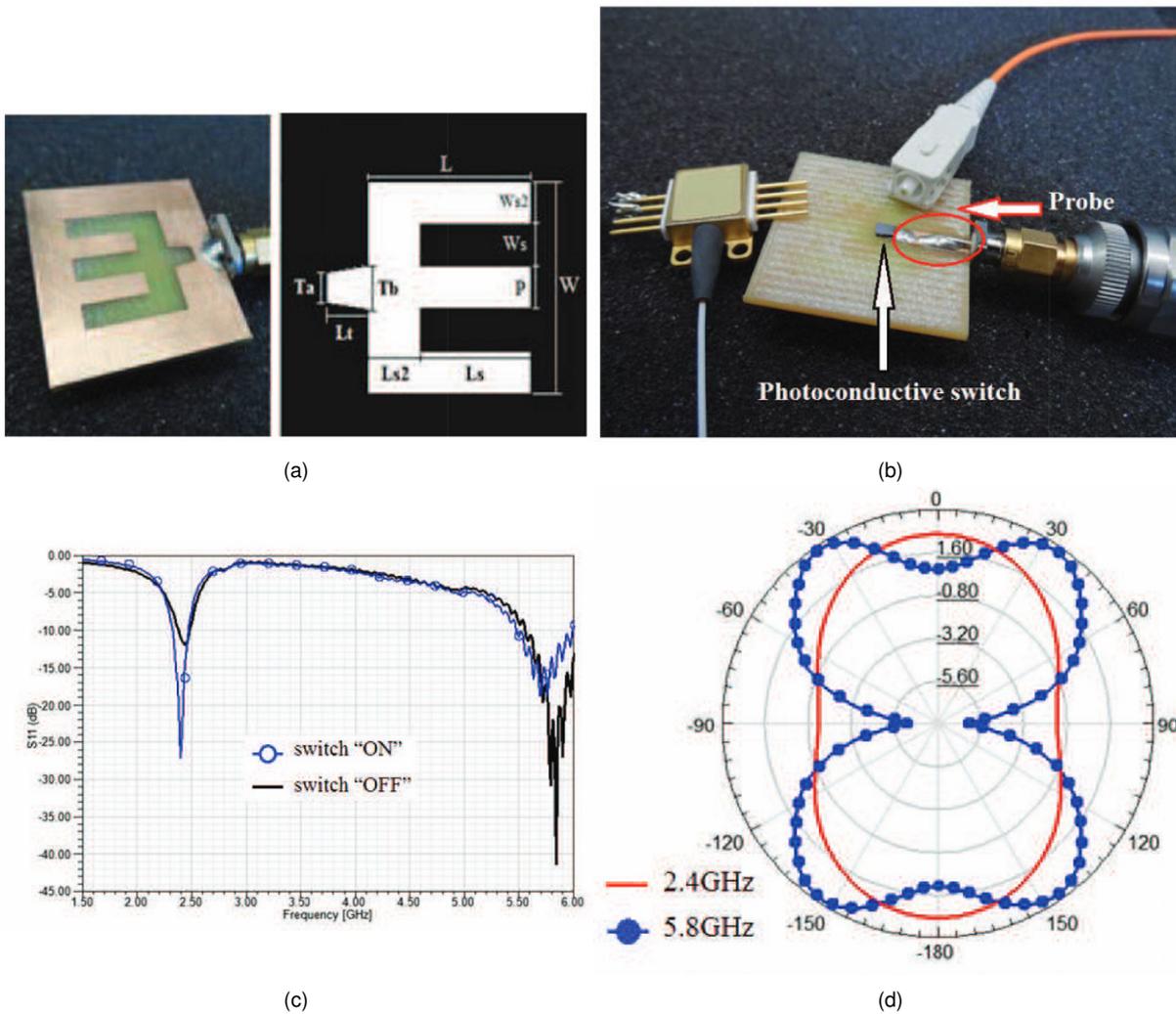


FIGURE 1.29 – (a) Structure de l'antenne patch. (b) Photographie de l'antenne patch. (c) Coefficients de réflexion de l'antenne mesurés dans ses deux états de fonctionnement. (d) Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurés dans ses deux états de fonctionnement à leur fréquence respective [86].

commutateur est basée sur une ligne de transmission coplanaire interrompue en son centre et collée sur un substrat de GaAs. Le photo-commutateur est illustré figure 1.31a. Lorsque l'entrefer au centre de la ligne coplanaire est illuminé à 800 nm, le photo-commutateur change d'état. Au cours de ces travaux, l'impact de la taille de faisceau a été étudié, comme présenté figure 1.31b. Les paramètres de transmission ont été mesurés pour différentes conductivités. Ceux-ci sont présentés figure 1.31c. Un ratio ON/OFF de 13 dB est obtenu à 20 GHz pour une illumination optique de 100 mW.

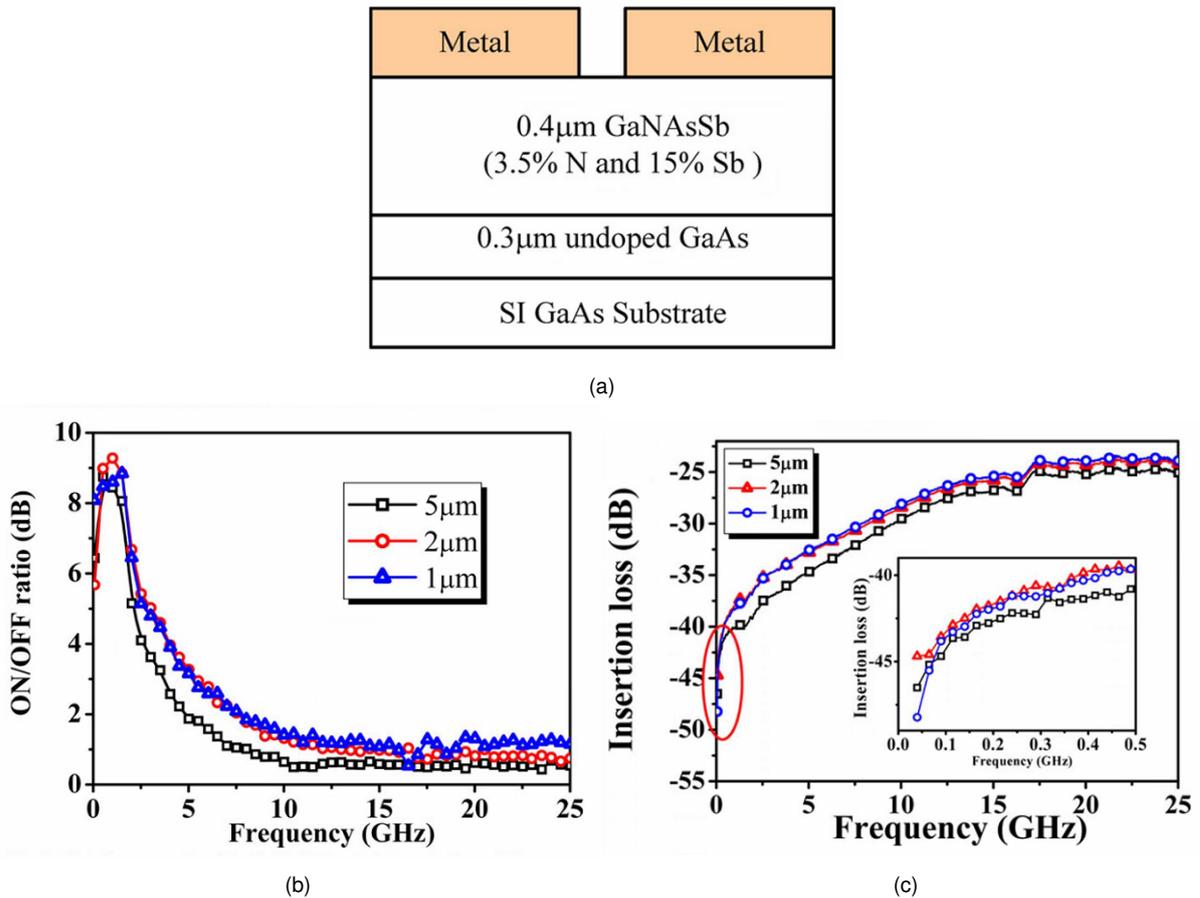
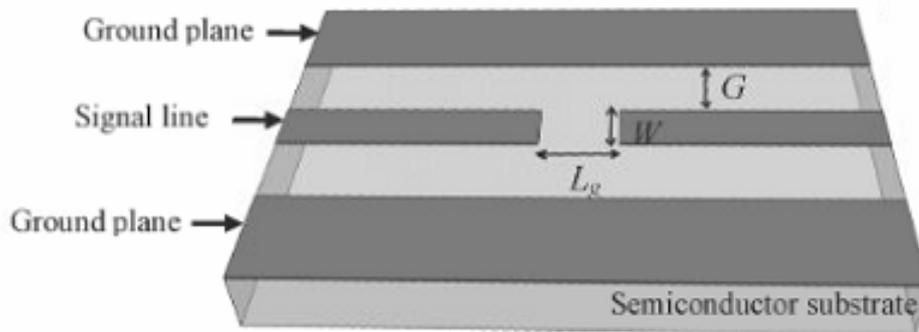


FIGURE 1.30 – (a) Structure du photo-commutateur à base de GaNASSb. (b) Ratios ON/OFF du photo-commutateur mesurés pour diverses valeurs d'espacement entre les électrodes. (c) Pertes d'insertion mesurées pour diverses valeurs d'espacement entre les électrodes [87].

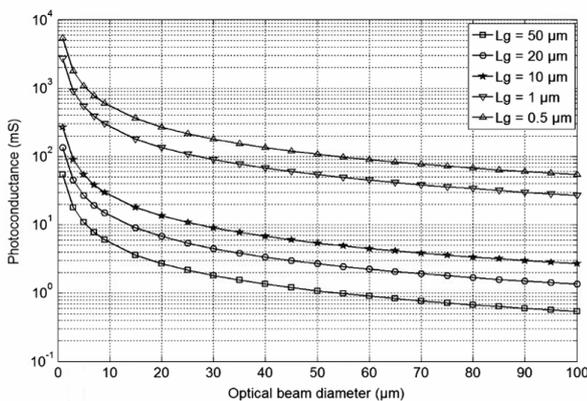
1.3.3 Discussion

Les différentes antennes que nous venons de présenter donnent un aperçu plutôt général du positionnement de la recherche vis-à-vis des antennes reconfigurables optiquement. Le point majeur que nous pouvons en tirer est la forte domination des technologies à base de silicium dans les antennes à reconfiguration optique. Dans de très rares cas, certains matériaux tels que le GaAs, le GaNAsSb, le GeTe ou d'autre plus exotiques tels que le P3HT sont utilisés mais la tendance est clairement à l'utilisation du silicium intrinsèque ou très légèrement dopé selon les applications. Bien évidemment, de telles restrictions ne sont observées que pour les antennes reconfigurables optiquement.

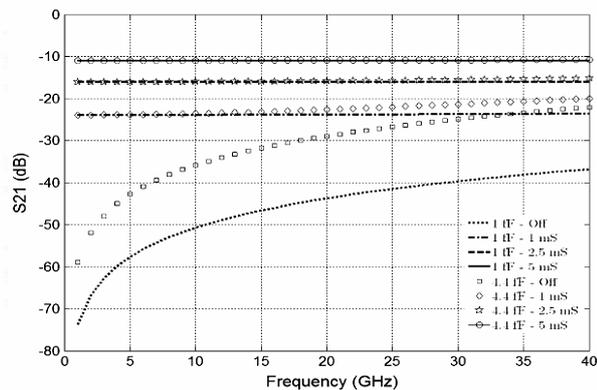
Dans le cas des antennes à reconfiguration électrique, les lignes de polarisation assurent la bonne performance des commutateurs utilisés. Ceux-ci sont souvent composés de nombreux matériaux semi-conducteurs et atteignent des degrés de



(a)



(b)



(c)

FIGURE 1.31 – (a) Structure du photo-commutateur à base de GaAs. (b) Mesures de la photo-conductance du semi-conducteur illuminé selon le diamètre du faisceau pour différentes valeurs L_g . (c) Coefficients de transmission du photo-commutateur mesurés selon la conductivité du matériau semi-conducteur [88].

complexités inégalés par les commutateurs optiques, généralement conçus pour simplifier la structure au maximum. De manière générale, la reconfiguration optique est un procédé qui fait ses preuves mais qui engendre une structure dont les pertes d'insertion sont importantes. De nombreux commutateurs optiques ne fonctionnent qu'à certaines fréquences précises, ce qui complexifie d'autant plus leur utilisation. En revanche, la reconfiguration optique brille par sa structure simple, sa compacité et son intégration facile, sans ligne de polarisation.

Les commutateurs optiques sont très largement utilisés dans les applications telles que la génération et la détection de signaux THz/sub-THz, les systèmes d'échantillonnage rapide, les commutateurs micro-ondes, etc. Le choix des semi-conducteurs se fait en général en fonction de l'application visée. Les photo-commutateurs cités dans cette section ne sont consacrés qu'aux applications micro-ondes. Dans le cas de génération ou détection de signaux THz/sub-THz ou de systèmes d'échantillonnage [89-91], une réponse ultra-rapide est souvent désirée. Les

matériaux semi-conducteurs ayant des mobilités d'électrons et de trous élevées et des temps de vie très courts sont choisis pour ces applications. En revanche, dans les applications de commutation micro-onde pour des antennes reconfigurables, et plus particulièrement dans notre contexte, le semi-conducteur choisi doit être un bon isolant au repos et présenter une conduction correcte lorsqu'il est illuminé. Les ratios ON/OFF présentés dans [87] (de l'ordre de 8 à 10 dB) sont intéressants mais les pertes d'insertion sont trop élevées pour notre application, ce qui nous fait écarter ce genre de matériaux. Généralement, les bons candidats dans notre contexte sont les semi-conducteurs dont la mobilité des électrons et des trous est élevée, dont le temps de vie des porteurs est long et dont les densités initiales de porteurs sont faibles. Théoriquement, une partie des matériaux semi-conducteurs intrinsèques répondent à ces conditions.

De plus, nous choisissons de nous imposer la contrainte forte de travailler à $1,5 \mu\text{m}$ de sorte que le développement d'une antenne réseau constituée de plusieurs centaines de cellules soit viable en terme de faisabilité et coût de fabrication. Notre but final est de travailler au delà d'une preuve de faisabilité et cette contrainte est nécessaire pour un développement à grande échelle.

1.4 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons étudié succinctement le principe de fonctionnement d'un réseau transmetteur. Nous avons discuté des nombreuses technologies qui s'y rapportent et étudié en détail un certain nombre d'antennes reconfigurables optiquement, permettant de poser le contexte dans lequel nos travaux se sont déroulés. La large proportion d'antennes reconfigurables à base de photo-commutateurs en silicium ouvre la voie à l'utilisation des semi-conducteurs dans le domaine des antennes. Dans le chapitre suivant, nous étudions la réponse de semi-conducteurs intrinsèques soumis à un éclairage lumineux. Nous aborderons aussi les questions relatives au choix du semi-conducteur utilisé dans le contrôle optique de l'antenne que nous souhaitons développer.

THÉORIE DU SEMI-CONDUCTEUR SOUMIS À UN ÉCLAIREMENT LUMINEUX

Au cours du chapitre précédent, nous nous sommes penchés sur l'état de l'art des antennes réseau transmetteur passives ou reconfigurables par voie électrique avant de nous intéresser aux antennes reconfigurables optiquement. L'étude réalisée a permis de mettre en lumière diverses utilisations de matériaux semi-conducteurs dans des antennes reconfigurables. Notre objectif étant de réaliser un photo-commutateur libre de lignes de polarisation, nous souhaitons développer un dispositif composé uniquement d'un bloc semi-conducteur, dont le fonctionnement serait semblable à une diode PIN. Dans l'idée, le photo-commutateur doit pouvoir alterner entre un état bloquant et un état passant, défini par la conductivité du semi-conducteur qui le compose. Cette conductivité est modifiée en éclairant le matériau semi-conducteur à l'aide d'un laser à une longueur d'onde adaptée.

Pour cette raison, nous dédions ce chapitre au développement de la théorie des semi-conducteurs soumis à un éclairage laser en régime de faible et de forte injection. La théorie ainsi développée permettra de calculer deux paramètres importants d'un bloc semi-conducteur illuminé (conductivité et permittivité relative moyenne) afin de pouvoir représenter le dit semi-conducteur dans un logiciel de simulation électromagnétique.

2.1 Généralités sur les semi-conducteurs

2.1.1 Bandes d'énergie

Dans un atome isolé, les électrons occupent des orbitales atomiques qui, chacune, possèdent un niveau d'énergie discret. Lorsque deux atomes ou plus se rapprochent pour former une molécule, leurs orbitales atomiques se chevauchent [92]. Le principe d'exclusion de Pauli dicte que deux électrons ne peuvent avoir le même état quantique dans une molécule. Ainsi, lorsque deux atomes identiques se combinent pour former une molécule diatomique, chaque orbitale atomique se sépare pour former deux

orbitales moléculaires d'énergie différente, permettant aux électrons des anciennes orbitales atomiques d'occuper la nouvelle structure sans qu'aucun n'ait le même état quantique. La même chose se produit si un grand nombre N d'atomes identiques se réunissent pour former un solide, tel qu'un réseau cristallin, où chaque orbitale atomique se divise en N orbitales moléculaires discrètes. Dans un solide à l'échelle macroscopique, le nombre d'atomes est très élevé. Ainsi, le nombre d'orbitales atomiques de la structure est important et ces orbitales sont très proches en énergie. L'énergie des niveaux adjacents est suffisamment proche pour que ces niveaux d'énergie soient considérés comme un continuum (= une bande d'énergie). Les bandes d'énergie interdite sont les plages restantes qui ne sont couvertes par aucune bande d'énergie.

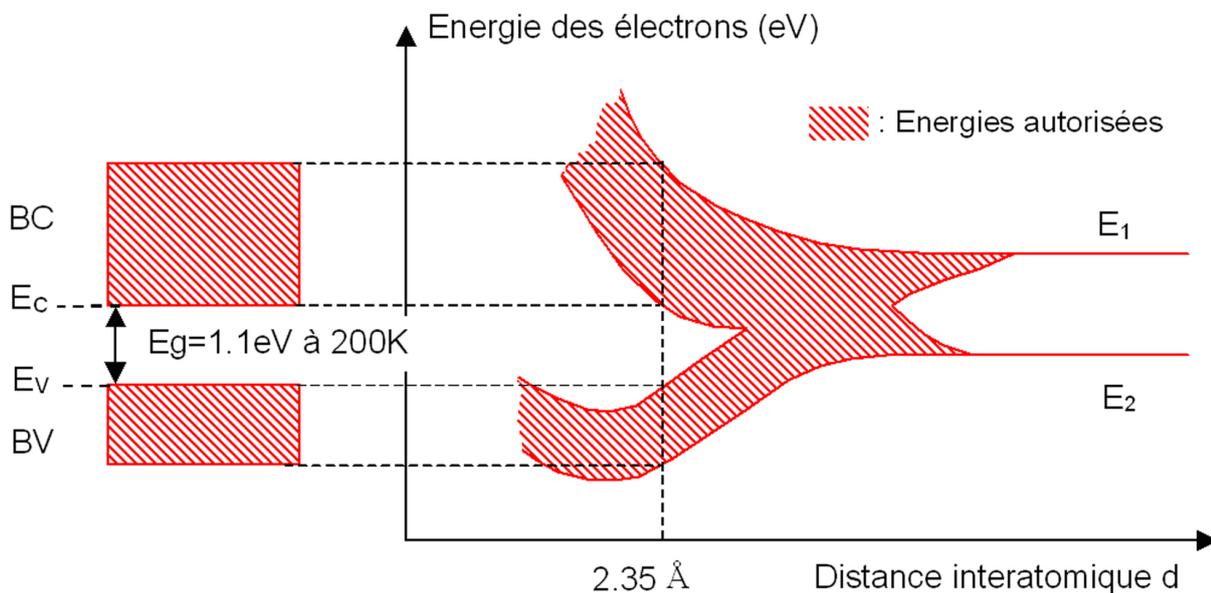


FIGURE 2.1 – Bandes d'énergie des électrons d'atomes de Si arrangés en maille cristalline de type diamant [93].

La figure 2.1 présente la formation des bandes d'énergie dans un cristal de silicium en fonction de la distance inter-atomique. Nous pouvons observer que pour une certaine distance inter-atomique, les bandes de conduction et de valence s'interpénètrent.

2.1.2 Notions de trous, de génération et de recombinaison

Une bande de valence remplie (ou presque remplie) est une caractéristique des isolants et des semi-conducteurs. En physique du solide, un trou est l'absence d'électron à une position où un électron pourrait exister. Le concept de trou est

essentiellement une façon d'analyser le mouvement d'un grand nombre d'électrons en traitant cette absence d'électron comme une quasi-particule. Dans un semi-conducteur, les trous peuvent se déplacer à travers le réseau comme le peuvent les électrons. Si un électron est excité à un état d'énergie supérieur, il laisse un trou dans son ancien état.

Dans un semi-conducteur, la création ou disparition d'un porteur de charge correspond à la transition d'un électron ou d'un trou entre deux bandes d'énergie ou entre une bande d'énergie et un niveau d'énergie intermédiaire généré par une impureté. On parle de génération de paire électron-trou lorsqu'un électron quitte la bande de valence pour rejoindre la bande de conduction. Lorsqu'un électron effectue la transition inverse, on parle de recombinaison de paire électron-trou. Les transitions d'un électron ou d'un trou depuis un niveau d'énergie intermédiaire vers une bande d'énergie sont responsable, temporairement, de la génération ou recombinaison que d'un seul porteur.

L'énergie nécessaire à un porteur de charge pour réaliser une transition peut être fournie à l'aide de photons ou de particules énergétiques [94-96]. La longueur d'onde maximale λ d'un photon susceptible de contribuer à la création de porteurs de charge est définie par

$$\lambda \leq \frac{hc}{E_G}, \quad (2.1)$$

où h est la constante de Planck, c est la célérité de la lumière dans le vide et E_G est la largeur de la bande interdite du semi-conducteur considéré.

2.1.3 Porteurs de charge

Notons respectivement $n(M, t)$ et $p(M, t)$ les concentrations des électrons et des trous dans le semi-conducteur à un point M , à l'instant t . Celles-ci peuvent se décomposer comme la somme de la concentration du porteur considéré à l'équilibre thermodynamique et d'un terme de variation dépendant d'une perturbation appliquée au semi-conducteur. Nous pouvons l'écrire sous la forme,

$$\begin{cases} n(M, t) = n_0(M) + \delta_n(M, t) \\ p(M, t) = p_0(M) + \delta_p(M, t) \end{cases}, \quad (2.2)$$

où n_0 et p_0 sont respectivement les concentrations en électrons et en trous à l'équilibre thermodynamique et où δ_n et δ_p sont les termes de variation des concentrations des porteurs de charge. Au cours de notre étude, les semi-conducteurs sont homogènes,

ce qui entraîne que n_0 et p_0 ne dépendent pas du point étudié.

Nous pouvons définir la concentration intrinsèque n_i telle que $n_i^2 = n_0 \cdot p_0$. Si le semi-conducteur est intrinsèque (= non dopé), nous observons alors l'égalité

$$n_i = n_0 = p_0. \quad (2.3)$$

2.1.4 Mouvement des porteurs de charge

Tout mouvement de porteurs libres dans un semi-conducteur conduit à un courant. Ce mouvement peut être provoqué par un champ électrique extérieur (tension aux bornes du semi-conducteur) ou par un phénomène de diffusion des porteurs, où les porteurs de charge se déplacent depuis les zones de forte densité vers des zones de densité plus faible. Le courant total dans un semi-conducteur est égal à la somme de ces deux mécanismes.

Courant de dérive

Le mouvement de dérive d'un porteur de charge dans un semi-conducteur soumis à un champ électrique est décrit par un courant de dérive. Celui-ci est défini comme

$$\begin{cases} \vec{j}_n = qn\mu_n\vec{E} \\ \vec{j}_p = qp\mu_p\vec{E} \end{cases}, \quad (2.4)$$

où q est la charge de l'électron, μ_n et μ_p sont respectivement les mobilités des électrons et des trous et \vec{E} est le champ électrique appliqué aux bornes du semi-conducteur.

La conductivité statique du semi-conducteur peut être exprimée comme

$$\sigma_s = q(n\mu_n + p\mu_p). \quad (2.5)$$

En introduisant σ_0 la conductivité du semi-conducteur à l'équilibre thermodynamique et $\Delta\sigma$ la variation de la conductivité du semi-conducteur dû à une perturbation, nous pouvons écrire

$$\begin{cases} \sigma_s = \sigma_0 + \Delta\sigma \\ \sigma_0 = q(n_0\mu_n + p_0\mu_p) \\ \Delta\sigma = q(\delta_n\mu_n + \delta_p\mu_p) \end{cases} \quad (2.6)$$

Courant de diffusion

Le mouvement de diffusion des porteurs de charge est animé par l'énergie thermique. A $T = 0$, la diffusion est nulle. Pour $T \neq 0$, le courant de diffusion pour les électrons et les trous est défini comme

$$\begin{cases} \vec{j}_n = qD_n \text{grad}(n) \\ \vec{j}_p = -qD_p \text{grad}(p) \end{cases}, \quad (2.7)$$

où D_n et D_p sont respectivement les constantes de diffusion des électrons et des trous. Les phénomènes de dérive et de diffusion sont liés puisque les mêmes particules et de mécanismes identiques sont impliqués. Cela conduit à la relation entre la mobilité des porteurs de charge et leur constante de diffusion, appelée relation d'Einstein :

$$\begin{cases} D_n = \frac{kT}{q} \mu_n \\ D_p = \frac{kT}{q} \mu_p \end{cases}, \quad (2.8)$$

où k est la constante de Boltzmann et T la température.

Le courant total est obtenu en sommant les différents courants de dérive et de diffusion, soit

$$\begin{cases} \vec{j}_n = qn\mu_n\vec{E} + qD_n \text{grad}(n) \\ \vec{j}_p = qp\mu_p\vec{E} - qD_p \text{grad}(p) \end{cases}. \quad (2.9)$$

Courant de déplacement

En régime variable, lorsqu'un semi-conducteur est soumis à un champ électromagnétique oscillant, il apparaît un courant de déplacement que l'on peut approximer sous la forme

$$\vec{j}_{dep} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = i\omega\epsilon_0\epsilon_r\vec{E}, \quad (2.10)$$

où \vec{D} est le vecteur déplacement électrique, ϵ_0 est la permittivité du vide, ϵ_r est la permittivité relative du semi-conducteur et ω est la pulsation du champ électromagnétique.

Un calcul d'ordre de grandeur montre que ce courant n'a une amplitude appréciable que pour des fréquences de l'ordre du GHz, ce qui signifie que ce dernier peut devenir important lors de l'intégration de semi-conducteurs dans des dispositifs fonctionnant en bande X ou en bande Ka.

2.1.5 Équations de continuité

L'équation de continuité régit l'évolution des concentrations des porteurs de charge dans le semi-conducteur. Celle-ci est valable en tout point du semi-conducteur et s'écrit pour les électrons et les trous

$$\begin{cases} \frac{dn(t)}{dt} = \frac{d\delta_n(t)}{dt} = G_n - R_n + \frac{1}{q} \operatorname{div}(\vec{j}_n) \\ \frac{dp(t)}{dt} = \frac{d\delta_p(t)}{dt} = G_p - R_p - \frac{1}{q} \operatorname{div}(\vec{j}_p) \end{cases}, \quad (2.11)$$

où G_n et G_p sont respectivement les taux de génération d'électrons et de trous et R_n et R_p sont respectivement les taux de recombinaison des électrons et des trous.

En régime stationnaire, l'équation de continuité se simplifie sous la forme

$$\begin{cases} G_n - R_n + \frac{1}{q} \operatorname{div}(\vec{j}_n) = 0 \\ G_p - R_p - \frac{1}{q} \operatorname{div}(\vec{j}_p) = 0 \end{cases}. \quad (2.12)$$

Ces équations couplées doivent être résolues pour les électrons et les trous. Une fois les concentrations des porteurs de charge connues, il est possible de calculer la variation de la conductivité du matériau semi-conducteur lorsque ce dernier est soumis à une contrainte extérieure.

2.1.6 Mécanisme de recombinaison

Le processus de recombinaison des électrons et des trous dans un semi-conducteur est un processus dans lequel des porteurs de charge s'annihilent. La différence d'énergie entre l'état initial et final de l'électron est libérée sous la forme d'un photon lors d'une recombinaison radiative, d'un phonon lors d'une recombinaison non radiative ou transmise à une autre particule sous forme d'énergie cinétique dans le cadre de recombinaison Auger.

Recombinaison bande à bande

La recombinaison bande à bande apparaît lorsqu'un électron se déplace depuis la bande de conduction vers un état libre (associé à un trou) de la bande de valence. Celle-ci dépend de la densité d'électrons et de trous présents. Puisque les deux porteurs de charge sont nécessaires dans le processus de recombinaison bande à

bande, celui-ci est proportionnel au produit des densités.

$$R_{BB} = B_r np, \quad (2.13)$$

où B_r est la constante de recombinaison bimoléculaire.

Recombinaison indirecte

Dans un semi-conducteur, toute rupture de périodicité provoquée par des défauts (interstitiel, substitutionnel, défaut d'empilement, dislocation, impuretés, ...) provoque l'apparition de niveaux d'énergie qui peuvent être situés dans la bande d'énergie interdite. Ces défauts peuvent assister la recombinaison entre les porteurs en agissant comme un centre de recombinaison intermédiaire. Il s'agit d'un procédé en deux étapes. La théorie de ce mécanisme de recombinaison a été établie à l'aide du modèle de Shockley-Read-Hall (SRH). Le taux de recombinaison SRH peut être approximé par

$$R_{SRH} = \frac{C_n C_p N_r (np - n_i^2)}{C_p (n + n_i) + C_n (p + n_i)}, \quad (2.14)$$

où N_r est la concentration des centres de recombinaison et C_n et C_p sont respectivement les coefficients de capture des électrons et des trous.

Recombinaison Auger

La recombinaison Auger est un processus non radiatif dans lequel l'énergie excédentaire de la recombinaison électron-trou est transférée à des électrons ou des trous qui sont ensuite excités à des états d'énergie plus élevés dans la même bande d'énergie. Ce mécanisme peut être vu comme deux électrons entrant en collision au voisinage d'un trou, ce qui conduit à un événement de recombinaison non radiatif. Ce phénomène est proportionnel au cube de la densité des porteurs, ce qui signifie qu'il joue un rôle particulièrement important à haute densité de porteurs. Ce phénomène étant complexe, il lui est donné une description phénoménologique qui se traduit par les coefficients Auger A_n et A_p tels que

$$R_{Auger} = n(np - n_i^2)A_n + p(np - n_i^2)A_p, \quad (2.15)$$

On observe généralement des coefficients Auger de l'ordre de $10^{-31} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1}$.

2.1.7 Mécanisme de génération

Génération thermique

Dans un semi-conducteur où la température est non nulle, l'énergie thermique est naturellement responsable de la génération de paires électron-trou. La génération thermique conduit à la concentration intrinsèque n_i des porteurs de charge dans le semi-conducteur. Le phénomène de génération thermique est naturellement contrebalancé par le phénomène de recombinaison.

Notons G_0 le taux de génération thermique des électrons et des trous. Dans un semi-conducteur au repos et à l'équilibre thermodynamique, le taux de génération thermique et de recombinaison des porteurs de charge s'équilibrent. Sachant que dans ces conditions, le phénomène de recombinaison majoritaire est le phénomène de recombinaison bande à bande car la densité de porteurs est faible, l'équation de continuité s'écrit $R_{BB} - G_0 = 0$, ce qui entraîne que

$$G_0 = B_r n_0 p_0. \quad (2.16)$$

Génération par énergie lumineuse

Comme abordé section 2.1.2, une paire électron-trou peut être générée en excitant un semi-conducteur à une longueur d'onde appropriée. L'énergie des photons incidents est transmise aux électrons de la bande de valence qui, excités à un plus haut niveau d'énergie, passent en bande de conduction. L'absorption d'une onde lumineuse incidente dans le semi-conducteur suit la loi de Beer-Lambert.

Dans le semi-conducteur, le flux de photon en un point M s'écrit

$$\Phi(M(x, y, z)) = \Phi_0(x, y) \exp(-\alpha z), \quad (2.17)$$

où $\Phi(x, y, z)$ représente le flux de photon à une profondeur z dans le semi-conducteur pour le point considéré, où Φ_0 est le flux de photon à la surface du semi-conducteur pour le point M et où $\alpha(\lambda)$ est le coefficient d'absorption du matériau à la longueur d'onde considérée.

Le taux de génération de porteurs dû à un éclairage lumineux G_L s'écrit en fonction du flux de photon et du coefficient d'absorption du matériau. Celui-ci s'écrit sous la forme

$$G_L(M) = \alpha \Phi(M). \quad (2.18)$$

2.2 Permittivité et conductivité d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique à haute fréquence

Section 2.1.4, nous avons explicité la conductivité d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique en régime stationnaire en fonction de la concentration des porteurs de charge et de leur mobilité. En revanche, nos futures conditions de travail impliquent l'intégration de divers semi-conducteurs dans des antennes fonctionnant à haute fréquence (bande X ou bande Ka), où le courant de déplacement n'est plus négligeable. Pour cette raison, il est nécessaire d'étudier l'évolution de la constante diélectrique d'un semi-conducteur et de sa conductivité en fonction de la fréquence et de la concentration des porteurs de charge.

2.2.1 Permittivité relative

L'étude théorique détaillée de l'évolution de la constante diélectrique d'un matériau semi-conducteur soumis à un champ électromagnétique peut être retrouvée dans les documents [97-99]. Il vient que la constante diélectrique relative ϵ_r d'un semi-conducteur soumis à un champ électromagnétique peut s'écrire sous la forme

$$\epsilon_r = \epsilon_L + \sum_{k=n,p} \left[\frac{kq^2}{m_k^* \cdot \epsilon_0 (-\omega^2 + j\omega/\tau)} \right], \quad (2.19)$$

où ϵ_0 est la permittivité du vide, ϵ_L est la constante diélectrique de nœud dans le cristal, ω est la pulsation du champ électromagnétique, τ est le temps de collision moyen des électrons et des trous dans le semi-conducteur et m_n^* et m_p^* sont les masses effectives des électrons et des trous.

En introduisant la fréquence plasma ω_p telle que

$$\omega_p^2 = \sum_{k=n,p} \frac{kq^2}{m_k^* \cdot \epsilon_0}, \quad (2.20)$$

nous pouvons ré-écrire l'équation 2.19 sous une forme plus usuelle

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon_L - \frac{\omega_p^2 \tau^2}{1 + \omega^2 \tau^2} - j \frac{\omega_p}{\omega} \frac{\omega_p \tau}{(1 + \omega^2 \tau^2)}. \quad (2.21)$$

En identifiant les parties réelles et imaginaires de la permittivité relative, nous avons directement

$$\begin{cases} \epsilon' = \epsilon_L - \frac{\omega_p^2 \tau^2}{1 + \omega^2 \tau^2} = \epsilon_L - \sum_{k=n,p} \left[\frac{k q^2 \tau^2}{m_k^* \epsilon_0 (1 + \omega^2 \tau^2)} \right] \\ \epsilon'' = \frac{\omega_p}{\omega} \frac{\omega_p \tau}{(1 + \omega^2 \tau^2)} = \sum_{k=n,p} \left[\frac{k q^2 \tau}{m_k^* \epsilon_0 \omega (1 + \omega^2 \tau^2)} \right] \end{cases} \quad (2.22)$$

Ces paramètres peuvent aussi être exprimés en fonction de la mobilité des porteurs de charge en se souvenant que $\mu_{n,p} = \frac{q\tau}{m_{n,p}^*}$. Nous avons alors

$$\begin{cases} \epsilon' = \epsilon_L - \frac{q^2}{\epsilon_0} \sum_{k=n,p} \left[\frac{k m_k^* \mu_k^2}{(q^2 + m_k^{*2} \mu_k^2 \omega^2)} \right] \\ \epsilon'' = \frac{q^3}{\epsilon_0 \omega} \sum_{k=n,p} \left[\frac{k \mu_k}{(q^2 + m_k^{*2} \mu_k^2 \omega^2)} \right] \end{cases} \quad (2.23)$$

2.2.2 Conductivité effective

Lorsque les courants de dérive et de déplacement sont pris en compte dans l'équation de Maxwell-Ampère, nous obtenons directement l'égalité suivante [76] :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \sigma_s \vec{E} + j\omega \epsilon_0 \epsilon_r \vec{E} = (\sigma_s + \omega \epsilon_0 \epsilon'') \vec{E} + j\omega \epsilon_0 \epsilon' \vec{E} \quad (2.24)$$

De cette équation, nous pouvons alors extraire la conductivité totale du semi-conducteur σ . Celle-ci peut s'exprimer sous la forme

$$\sigma = \sigma_s + \sigma_a, \quad (2.25)$$

où σ_s représente la conductivité statique du semi-conducteur et où σ_a est la conductivité dynamique. Ces deux termes sont définis comme

$$\begin{cases} \sigma_a = \omega \epsilon_0 \epsilon'' \\ \sigma_s = \sigma_0 + \Delta\sigma \\ \sigma_0 = q(n_0 \mu_n + p_0 \mu_p) \\ \Delta\sigma = q(\delta_n \mu_n + \delta_p \mu_p) \end{cases}, \quad (2.26)$$

où σ_0 est définie comme la conductivité intrinsèque du semi-conducteur à la température T et où $\Delta\sigma$ est la variation de la conductivité due à l'excitation du semi-conducteur.

2.3 Semi-conducteur soumis à un éclairage laser en condition de faible injection

Jusqu'à présent, nous nous sommes intéressés aux principaux phénomènes physiques se déroulant dans un semi-conducteur. Nous souhaitons maintenant étudier la répartition des porteurs de charge dans un semi-conducteur éclairé en condition de faible injection dans le cadre du régime stationnaire. Considérons un bloc semi-conducteur rectangulaire de dimension $L \times l \times d$ dont l'illumination est réalisée selon l'axe (Oz) comme représenté sur la figure 2.2.

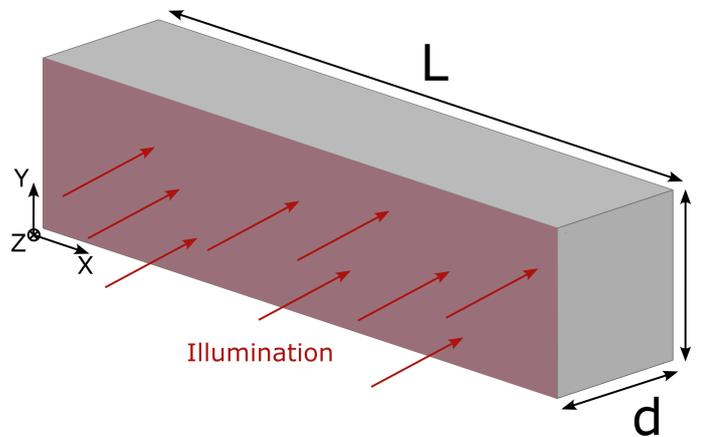


FIGURE 2.2 – Représentation du semi-conducteur soumis à un éclairage laser.

2.3.1 Hypothèses de travail

Cette étude est réalisée dans le cadre du régime stationnaire, en condition de faible injection de porteurs libres ($\delta_n, \delta_p \ll (n_0, p_0)$). Les semi-conducteurs considérés sont intrinsèques ou faiblement dopés. Nous supposons qu'ils possèdent peu d'impuretés et que le taux de recombinaison Shockley-Read-Hall est négligeable. Travaillant en régime de faible injection, le taux de recombinaison Auger est négligeable devant le mécanisme de recombinaison bande à bande. Nous supposons que le semi-conducteur n'est pas dégénéré, que la répartition de la température est uniforme et que celle-ci n'évolue pas au cours du temps.

Dans le futur, le semi-conducteur sera soumis à un champ électromagnétique \vec{E} oscillant à des fréquences millimétriques. Sur une échelle de temps grande devant la période temporelle du champ \vec{E} , ce dernier n'a pas d'impact sur la génération, recombinaison ou diffusion des porteurs de charge. Ainsi, il n'est pas nécessaire de

l'intégrer dans les équations lors du calcul des concentrations des électrons et des trous dans le semi-conducteur lors d'une étude en régime stationnaire.

2.3.2 Équation d'évolution d'un semi-conducteur soumis à un éclairage laser

Le taux de génération total dans le semi-conducteur s'exprime comme la somme du taux de génération thermique (équation 2.16) et du taux de génération par énergie lumineuse (équation 2.18). Ces deux phénomènes de génération sont responsables de la création simultanée d'un électron et d'un trou, d'où

$$G_n = G_p = G_0 + G_L(z) = B_r n_0 p_0 + \alpha \Phi(M(x, y, z)). \quad (2.27)$$

Au cours de cette étude, le taux de recombinaison Shockley-Read-Hall et le taux de recombinaison Auger sont négligés. Cela entraîne que la différence entre le taux de génération et de recombinaison pour les électrons et les trous s'exprime sous la forme

$$\begin{aligned} G_n - R_n = G_p - R_p &= \alpha \Phi(x, y, z) + B_r n_0 p_0 - B_r n p \\ &= \alpha \Phi(x, y, z) - B_r (n_0 \delta_p + p_0 \delta_n + \delta_n \delta_p) \end{aligned} \quad (2.28)$$

En régime de faible injection, $(\delta_n, \delta_p) \ll (n_0, p_0)$. Ainsi,

$$G_n - R_n = G_p - R_p \approx \alpha \Phi(x, y, z) - B_r (n_0 \delta_p + p_0 \delta_n) \quad (2.29)$$

En réintroduisant ces termes dans l'équation de continuité en régime continu (équation 2.12), nous obtenons l'équation différentielle couplée régissant les concentrations des électrons et des trous dans le semi-conducteur

$$\begin{cases} \alpha \Phi(x, y, z) - B_r (n_0 \delta_p + p_0 \delta_n) + D_n \nabla^2 \delta_n = 0 \\ \alpha \Phi(x, y, z) - B_r (n_0 \delta_p + p_0 \delta_n) + D_p \nabla^2 \delta_p = 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

Les conditions aux limites sont exprimées à l'aide des vitesses de recombinaison surfaciques des électrons et des trous au niveau de chacune des faces du semi-

conducteur. Celles-ci sont exprimées sous la forme

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial z}(z=0) = -\frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial z}(z=d) = \frac{s_1}{D_{n,p}} \delta_{n,p}(z=0) \\ \frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial x}(x=L/2) = -\frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial x}(x=-L/2) = \frac{s_2}{D_{n,p}} \delta_{n,p}(x=L/2) \\ \frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial y}(y=l/2) = -\frac{\partial \delta_{n,p}}{\partial y}(y=-l/2) = \frac{s_3}{D_{n,p}} \delta_{n,p}(y=l/2) \end{array} \right. \quad (2.31)$$

où s_1 , s_2 et s_3 sont les vitesses de recombinaison en surface des électrons et des trous au niveau des faces considérées.

Semi-conducteur éclairé uniformément

Supposons un semi-conducteur illuminé uniformément à l'aide d'un laser continu à la longueur d'onde λ . La puissance totale incidente est notée P_i . Le taux de génération de porteurs de charge dû à l'éclairage lumineux s'écrit

$$G_L(z) = \alpha \Phi_0 \exp(-\alpha z) = \alpha \frac{(1-R)\lambda\eta}{hcS} P_i \exp(-\alpha z), \quad (2.32)$$

où R est le coefficient de réflexion de Fresnel à l'interface air/semi-conducteur, $\eta(\lambda)$ est l'efficacité quantique du matériau à la longueur d'onde considérée et S est la surface éclairée. De cette façon, l'équation d'évolution des porteurs de charge dans le semi-conducteur (équation 2.30) devient

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha \Phi_0 \exp(-\alpha z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_n \nabla^2 \delta n = 0 \\ \alpha \Phi_0 \exp(-\alpha z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_p \nabla^2 \delta p = 0 \end{array} \right. \quad (2.33)$$

Cette équation peut être résolue de deux façon différentes. La première méthode revient à simplifier la structure en considérant un semi-conducteur infini selon sa longueur et sa hauteur, permettant de résoudre cette équation couplée uniquement selon l'axe (Oz). La seconde méthode revient à considérer l'expression complète et utiliser un logiciel de calcul afin de résoudre numériquement cette équation.

Semi-conducteur éclairé par un faisceau gaussien

Supposons un semi-conducteur illuminé à la longueur d'onde λ sous faisceau gaussien et supposons que l'élargissement de ce faisceau dû à sa propagation est négligeable sur l'épaisseur d'absorption. De ce fait, nous définissons le diamètre du

faisceau gaussien w comme une constante, indépendant de la distance z . Notons P_i la puissance totale incidente. Le taux de génération des porteurs de charge dû à l'éclairage lumineux s'écrit

$$\begin{aligned} G_L(x, y, z) &= \alpha\Phi(x, y) \exp(-\alpha z) \\ &= \alpha\Phi_0 \exp\left[-2\left(\frac{r}{w}\right)^2\right] \exp(-\alpha z), \end{aligned} \quad (2.34)$$

où r est défini comme $r^2 = x^2 + y^2$ et où $\Phi(x, y)$ est le flux de photon à la surface du semi-conducteur au point considéré. La constante Φ_0 est exprimé comme

$$\Phi_0 = \frac{2}{\pi w^2} \frac{(1-R)\lambda\eta}{hc} P_i. \quad (2.35)$$

En introduisant ce terme de génération par énergie lumineuse dans l'équation 2.30, nous obtenons l'équation différentielle couplée suivante

$$\begin{cases} \alpha\Phi_0 \exp\left[-2\left(\frac{r}{w}\right)^2\right] \exp(-\alpha z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_n\nabla^2\delta_n = 0 \\ \alpha\Phi_0 \exp\left[-2\left(\frac{r}{w}\right)^2\right] \exp(-\alpha z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_p\nabla^2\delta_p = 0 \end{cases}. \quad (2.36)$$

Celle-ci peut être résolue en utilisant les conditions aux limites présentées précédemment (équation 2.31). Il est conseillé de résoudre cette équation en coordonnées cartésiennes afin de simplifier la représentation de la structure et l'utilisation des conditions aux limites.

2.3.3 Équation ambipolaire

Lors de la résolution des équations de continuité dans un semi-conducteur, et uniquement dans des conditions de faible injection, il est possible de s'intéresser au mouvement ambipolaire des porteurs de charge. Cela revient à étudier le mouvement d'une particule imaginaire représentant le mouvement moyen des électrons et des trous dans le semi-conducteur. L'équation de continuité d'un semi-conducteur soumis à éclairage lumineux, en régime stationnaire et en condition de faible injection s'écrit sous la forme générique

$$\begin{cases} G_L(x, y, z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_n\nabla^2\delta_n = 0 \\ G_L(x, y, z) - B_r(n_0\delta_p + p_0\delta_n) + D_p\nabla^2\delta_p = 0 \end{cases}. \quad (2.37)$$

En multipliant la première et seconde ligne par $n_0 D_p$ et $p_0 D_n$ respectivement avant de les sommer, on obtient naturellement l'équation

$$G_L(x, y, z) - B_r(n_0 \delta_p + p_0 \delta_n) + \frac{D_n D_p}{n_0 D_p + p_0 D_n} \nabla^2 (n_0 \delta_p + p_0 \delta_n) = 0 \quad (2.38)$$

En posant

$$\left\{ \begin{array}{l} D_a = \frac{D_n D_p (n_0 + p_0)}{n_0 D_p + p_0 D_n} \\ \text{et} \\ \delta_a = \frac{n_0 \delta_p + p_0 \delta_n}{n_0 + p_0} \end{array} \right. , \quad (2.39)$$

respectivement la diffusion ambipolaire et la variation de la concentration de la particule imaginaire mentionnée, nous obtenons l'équation ambipolaire suivante

$$G_L(x, y, z) - B_r(n_0 + p_0) \delta_a + D_a \nabla^2 \delta_a = 0 \quad (2.40)$$

Résoudre uniquement cette équation présente plusieurs avantages. Premièrement, celle-ci est une équation linéaire du deuxième ordre non couplée, ce qui simplifie sa résolution. Lorsque le semi-conducteur est dopé p ou n, nous pouvons observer que le terme de diffusion ambipolaire tend vers le terme de diffusion du porteur minoritaire. Cela signifie que dans le cadre d'un semi-conducteur dopé, résoudre cette expression revient à résoudre directement l'équation de diffusion des porteurs minoritaires. Deuxièmement, cette méthode permet d'approximer les concentrations en électrons et en trous pour un semi-conducteur intrinsèque puisque dans ces conditions, on observe généralement $\delta_a \approx \delta_n \approx \delta_p$. Cependant, plus la différence entre les coefficients de diffusion (ou des mobilités) des électrons et des trous est forte, plus la répartition des électrons et des trous dans le semi-conducteur diffère, ce qui entraîne une imprécision sur la répartition des porteurs de charge.

2.4 Semi-conducteur soumis à un éclairage laser en condition de forte injection

Dans les chapitres qui suivent, nous souhaitons imiter le fonctionnement de diodes PIN à l'aide de blocs semi-conducteurs. Pour cette raison, il nous est nécessaire de pouvoir augmenter de façon importante la conductivité des semi-conducteurs en les illuminant. L'étude en régime de faible injection que nous avons menée jusqu'à présent

ne permet pas une variation importante de la conductivité du semi-conducteur puisque $\Delta\sigma \ll \sigma_s$. Afin de pouvoir observer une hausse importante de la conductivité d'un semi-conducteur éclairé, il est alors nécessaire de travailler en régime de forte injection, où $(\delta_n, \delta_p) \gg (n_0, p_0)$.

Le bloc semi-conducteur considéré est identique à celui défini lors de l'étude en régime de faible injection (figure 2.2, page 51).

2.4.1 Hypothèses de travail

Pour l'étude du semi-conducteur en régime de forte injection, les hypothèses considérées sont les suivantes :

- Le semi-conducteur est étudié en régime stationnaire,
- Le semi-conducteur considéré est intrinsèque ou faiblement dopé,
- Le taux de recombinaison Shockley-Hall-Read est considéré négligeable devant les autres phénomènes de recombinaison,
- Le semi-conducteur n'est pas dégénéré,
- La température du semi-conducteur est uniforme et n'évolue pas au cours du temps malgré la puissance optique délivrée,
- Le coefficient d'absorption α est indépendant de la concentration des porteurs libres,
- Les mobilités des électrons et des trous, μ_n et μ_p , sont indépendantes de la concentration des porteurs libres,
- Le champ \vec{E} oscillant est ignoré lors du calcul en régime stationnaire.

2.4.2 Équation d'évolution d'un semi-conducteur soumis à un éclairage laser

En reprenant les développements précédents, tout en sachant que le taux de génération est identique en régime de faible ou forte injection, nous avons

$$G_n = G_p = G_0 + G_L(z) = B_r n_0 p_0 + \alpha \Phi(M(x, y, z)). \quad (2.41)$$

Le phénomène de recombinaison Shockley-Hall-Read est négligé mais le terme de recombinaison Auger ne l'est plus. La différence entre les taux de génération et de recombinaison pour les électrons et les trous s'exprime sous la forme

$$G_{n,p} - R_{n,p} = \alpha \Phi(x, y, z) + B_r n_0 p_0 - B_r np - (A_n n + A_p p)(np - n_i^2) \quad (2.42)$$

En régime de forte injection, $(\delta_n, \delta_p) \gg (n_0, p_0)$, ce qui entraîne que

$$G_{n,p} - R_{n,p} \approx \alpha\Phi(x, y, z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p \quad (2.43)$$

En réintroduisant ces termes dans l'équation de continuité en régime continu (équation 2.12), nous obtenons l'équation différentielle couplée suivante

$$\begin{cases} \alpha\Phi(x, y, z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_n\nabla^2\delta_n = 0 \\ \alpha\Phi(x, y, z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_p\nabla^2\delta_p = 0 \end{cases} \quad (2.44)$$

Nous pouvons tout de suite remarquer que cette dernière n'est plus linéaire en régime de forte injection. Le taux de recombinaison bande à bande est proportionnel au carré des concentrations de porteurs libres tandis que le taux de recombinaison Auger est proportionnel au cube des concentrations des porteurs.

Les conditions aux limites nécessaires à la résolution de cette équation restent inchangées et sont exprimées à l'aide des vitesses de recombinaison surfaciques

$$\begin{cases} \frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial z}(z=0) = -\frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial z}(z=d) = \frac{s_1}{D_{n,p}}\delta_{n,p}(z=0) \\ \frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial x}(x=L/2) = -\frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial x}(x=-L/2) = \frac{s_2}{D_{n,p}}\delta_{n,p}(x=L/2) \\ \frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial y}(y=l/2) = -\frac{\partial\delta_{n,p}}{\partial y}(y=-l/2) = \frac{s_3}{D_{n,p}}\delta_{n,p}(y=l/2) \end{cases} \quad (2.45)$$

Équations de continuité pour deux cas particuliers

Le terme de génération par énergie lumineuse ne dépend pas du régime de fonctionnement du semi-conducteur. Ainsi, les termes de photo-génération sont identiques à ceux développés dans la section 2.3. Dans le cadre d'un éclairage uniforme du semi-conducteur, l'équation de continuité devient

$$\begin{cases} \alpha\Phi_0 \exp(-\alpha z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_n\nabla^2\delta_n = 0 \\ \alpha\Phi_0 \exp(-\alpha z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_p\nabla^2\delta_p = 0 \end{cases} \quad (2.46)$$

De même, lors d'un éclairage du semi-conducteur à l'aide d'un faisceau quasi-gaussien, l'équation de continuité s'écrit

$$\begin{cases} \alpha\Phi_0 \exp\left[-2\left(\frac{x^2+y^2}{w^2}\right)\right] \exp(-\alpha z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_n\nabla^2\delta_n = 0 \\ \alpha\Phi_0 \exp\left[-2\left(\frac{x^2+y^2}{w^2}\right)\right] \exp(-\alpha z) - (B_r + A_n\delta_n + A_p\delta_p)\delta_n\delta_p + D_p\nabla^2\delta_p = 0 \end{cases} \quad (2.47)$$

Discussion autour du coefficient d'absorption et des mobilités des porteurs libres

Les équations présentées ne reflètent qu'une partie des phénomènes complexes apparaissant dans un semi-conducteur sous hypothèse d'injection forte. En effet, il est possible d'observer une dépendance du coefficient d'absorption α en fonction du dopage du semi-conducteur [100]. Il est donc possible qu'une densité de porteurs libres importante dans le semi-conducteur ait aussi un impact. C'est un phénomène qui a peu été étudié dans la littérature.

De même, il a été démontré que les mobilités des porteurs de charge dépendent fortement du dopage des semi-conducteurs et que des effets peuvent être observés dès que le dopage est supérieur aux concentrations intrinsèques d'environ deux ordres de grandeur [101]. Les mobilités des électrons et des trous dépendent aussi des concentrations en porteurs libres mais cet effet est observé pour des concentrations de porteurs très importantes. Par exemple pour le germanium, dont la concentration intrinsèque est de l'ordre de 10^{13} cm^{-3} , les mobilités des porteurs de charges commencent à dépendre de la concentration des porteurs libres lorsqu'elle atteint 10^{19} cm^{-3} [102].

Dans notre étude, nous nous intéressons à des semi-conducteurs pas ou peu dopés, il est donc raisonnable de supposer que le coefficient d'absorption α ou les mobilités μ_n et μ_p ne dépendent pas du dopage. De même, malgré une forte excitation, nos travaux nous limitent à des densités de porteurs suffisamment faibles pour que les mobilités ne soient pas impactées. Pour ces raisons, ces différents coefficients sont considérés constants dans les équations présentées jusqu'à maintenant.

2.5 Simulations d'un bloc de germanium illuminé en condition de forte injection

Au cours de nos travaux, nous nous intéressons particulièrement à l'introduction d'éléments en germanium lors du développement de différentes antennes (ce choix est expliqué en détail au cours du chapitre 3). Cette section a pour but de présenter les simulations numériques permettant de déterminer le profil des concentrations en porteurs de charges dans un bloc de germanium illuminé à 1550 nm. Nous considérons que le bloc semi-conducteur de dimension, $2 \times 0,5 \times 0,38 \text{ mm}^3$, est illuminé uniformément avec une puissance P_0 . Au cours de cette étude, nous en profiterons pour discuter de l'effet de certains paramètres tels que le temps de vie des porteurs ou la longueur de diffusion sur le profil plasma calculé.

Coefficients Auger dans le germanium

Dans le germanium, S. Dominici et al. [103] ont démontré que les coefficients Auger dépendent, dans une certaine mesure, de la concentration des porteurs libres. Ces derniers peuvent être approximés sous la forme

$$\begin{cases} A_n = \frac{10^c n^{\alpha \log(n)+b-1}}{np - n_i^2} \\ A_p = \frac{10^c p^{\alpha \log(p)+b-1}}{np - n_i^2} \end{cases}, \quad (2.48)$$

où a , b et c sont des constantes dépendantes des contraintes appliquées sur le semi-conducteur et dépendent du type de porteur. En reprenant les notations introduites dans l'article de Dominici et al., nous pouvons ré-écrire le taux de recombinaison Auger sous la forme

$$R_{Auger} = 10^{c_n} n^{\alpha_n \log(n)+b_n} + 10^{c_p} p^{\alpha_p \log(p)+b_p}. \quad (2.49)$$

Il est à noter que la dépendance du coefficient Auger à la concentration de porteurs libres n'est que peu prononcée lorsque l'on s'intéresse à du germanium non contraint. Pour cette raison, nous avons calculé les coefficients Auger A_n et A_p pour une densité de porteurs libres de l'ordre de 10^{16} cm^{-3} et considérons que ces derniers sont constants. Par la suite, nous utilisons

$$\begin{cases} A_n = 1,3 \times 10^{-34} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1} \\ A_p = 9,1 \times 10^{-33} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1} \end{cases}. \quad (2.50)$$

Rappelons les hypothèses réalisées jusqu'à présent. L'étude du semi-conducteur est réalisée en régime stationnaire. Ce dernier est considéré intrinsèque, non dégénéré et sa température est uniforme, fixée à $T = 300$ K. Le coefficient d'absorption et les mobilités des porteurs de charge ne dépendent pas de la concentration en porteurs libres. Enfin, nous négligeons le phénomène de recombinaison Shockley-Hall-Read. Dans ces conditions, le phénomène de recombinaison dans le semi-conducteur résulte du phénomène de recombinaison bande à bande et du phénomène de recombinaison Auger. Si l'on décide de les comparer, tout en sachant que la constante de recombinaison bimoléculaire du germanium B_r vaut $6,4 \times 10^{-14} \text{ cm}^{-3} \cdot \text{s}^{-1}$, ces deux phénomènes sont égaux pour une concentration de porteurs de charge d'environ $7 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$. Ainsi, tant que la concentration de porteurs est inférieure à 10^{18} cm^{-3} , le phénomène de recombinaison bande à bande est majoritaire. De la même manière, si la concentration de porteurs dépasse 10^{19} cm^{-3} , le phénomène de recombinaison Auger devient prédominant. Dans la fenêtre restante, les deux phénomènes sont du même ordre de grandeur et doivent être considérés conjointement.

Résolution de l'équation de continuité

Dans cette section, notre objectif principal est de calculer un ordre de grandeur de la conductivité du semi-conducteur pour une puissance d'illumination donnée. Le modèle utilisé ne prend pas en compte un certain nombre de phénomènes tels que l'effet des centres de recombinaison intermédiaires, les écarts de température dans le semi-conducteur... De plus, un certain nombre de paramètres intrinsèques au matériau sont mal connus, ce qui peut jouer sur la précision du calcul. Afin de résoudre l'équation de continuité plus aisément, nous avons la possibilité d'effectuer des hypothèses supplémentaires. Premièrement, dans le germanium, les mobilités des trous et des électrons sont relativement proches. Cela signifie que leur dérive dans le semi-conducteur sera quasi-identique et l'on peut leur attribuer un coefficient de mobilité ambipolaire comme lors de la résolution de l'équation de continuité ambipolaire en condition de faible injection. Cette approximation peut être considérée vraie tant que la longueur de diffusion moyenne des porteurs dans le semi-conducteur est grande devant la profondeur de ce dernier. Dans ce cas, nous observerons $\delta_n = \delta_p$ dans tout le semi-conducteur.

L'illumination du semi-conducteur étant uniforme, nous choisissons de résoudre l'équation différentielle en 1D, selon l'axe d'illumination du semi-conducteur. Ainsi,

l'équation de continuité 2.46 peut être simplifiée sous la forme

$$\alpha\Phi_0 \exp(-\alpha z) - (B_r + \delta_n(A_n + A_p))\delta_n^2 + D_a \frac{\partial^2 \delta_n}{\partial z^2} = 0. \quad (2.51)$$

Posons τ , le temps de vie des porteurs, défini comme

$$\tau = \frac{1}{B_r \delta_n + (A_n + A_p)\delta_n^2}. \quad (2.52)$$

L'équation différentielle à résoudre peut alors être ré-écrite sous la forme

$$\alpha\Phi_0 \exp(-\alpha z) - \frac{\delta_n}{\tau} + D_a \frac{\partial^2 \delta_n}{\partial z^2} = 0. \quad (2.53)$$

Si le temps de vie des porteurs τ est constant, par exemple en condition de faible injection, il existe une solution analytique à l'équation différentielle 2.53 qui s'écrit sous la forme

$$\delta_n(z) = \frac{\alpha(1-R)\tau\lambda\eta P_0}{hcS(\alpha^2 L_a^2 - 1)} \left[C_1 \cosh\left(\frac{z}{L_a}\right) - C_2 \sinh\left(\frac{z}{L_a}\right) - \exp(-\alpha z) \right], \quad (2.54)$$

où

$$\begin{cases} C_1 = \frac{(\alpha L_a^2 + s_1\tau) \left[\frac{s_1\tau}{L_a} \sinh\left(\frac{d}{L_a}\right) + \cosh\left(\frac{d}{L_a}\right) \right] - (\alpha L_a^2 - s_1\tau) \exp(-\alpha d)}{\left(L_a + \frac{s_1^2\tau^2}{L_a} \right) \sinh\left(\frac{d}{L_a}\right) + 2\tau s_1 \cosh\left(\frac{d}{L_a}\right)} \\ C_2 = \frac{(\alpha L_a^2 + s_1\tau) \left[\frac{s_1\tau}{L_a} \cosh\left(\frac{d}{L_a}\right) + \sinh\left(\frac{d}{L_a}\right) \right] + \frac{s_1\tau}{L_a} (\alpha L_a^2 - s_1\tau) \exp(-\alpha d)}{\left(L_a + \frac{s_1^2\tau^2}{L_a} \right) \sinh\left(\frac{d}{L_a}\right) + 2\tau s_1 \cosh\left(\frac{d}{L_a}\right)} \\ L_a = \sqrt{\frac{\tau\mu_a kT}{q}} \end{cases} \quad (2.55)$$

Le coefficient L_a représente la longueur de diffusion ambipolaire des porteurs dans le semi-conducteur. Nous pourrions remarquer qu'elle dépend du temps de recombinaison des porteurs.

Lors de la résolution de l'équation différentielle 2.53 en régime de forte injection, τ dépend de la concentration des porteurs de charge en tout point du semi-conducteur et l'équation ne peut être considérée linéaire. Comme la résolution numérique classique de cette équation différentielle nécessite la connaissance de conditions de continuité auxquelles nous n'avons pas accès, nous avons opté pour une méthode de résolution originale. Afin de contourner le problème lié à la non-linéarité de l'équation, nous adoptons la méthodologie de résolution suivante. Nous considérons dans un premier

temps que le temps de vie des porteurs τ est constant dans le semi-conducteur et nous le calculons en prenant en compte la concentration maximale des porteurs de charge dans le semi-conducteur δ_{max} . Nous choisissons de poser le temps de vie des porteurs de charge τ tel que

$$\tau = \frac{1}{B_r \delta_{max} + (A_n + A_p) \delta_{max}^2}. \quad (2.56)$$

La résolution de l'équation différentielle suit le processus suivant :

- Étape 1 : Nous choisissons une valeur δ_{max} arbitrairement très petite.
- Étape 2 : Nous calculons les valeurs de τ et L_a à partir de δ_{max} .
- Étape 3 : Nous calculons le profil des concentrations de porteurs dans le semi-conducteur à l'aide de l'équation 2.54.
- Étape 4 : Nous retrouvons le maximum calculé de la concentration de porteurs δ_M .
- Étape 5 : Nous comparons les valeurs de δ_{max} et δ_M . Tant que $\frac{|\delta_{max} - \delta_M|}{\delta_{max}} > 10^{-2}$, nous posons $\delta_{max} = \delta_M$ et recommençons le processus à l'étape 2.

Une fois la boucle terminée, la valeur δ_{max} choisie correspond effectivement à la concentration maximale des porteurs dans le semi-conducteur. De cette manière, l'équation différentielle non linéaire n'est pas "parfaitement" résolue mais le temps de recombinaison des porteurs dépend effectivement de la concentration maximale observée dans le semi-conducteur. Après convergence, cette méthode de calcul donne une bonne approximation des profils de concentration.

Profils des concentrations de porteurs libres et conductivité d'un semi-conducteur éclairé

Le jeu de paramètres utilisés afin de représenter un bloc de germanium soumis à un éclairage lumineux dans des conditions de forte injection sont récapitulés dans le tableau 2.1. Le profil des densités des porteurs de charge calculé à l'aide la méthode précédemment décrite pour une puissance d'illumination de 200 mW est représenté figure 2.3.

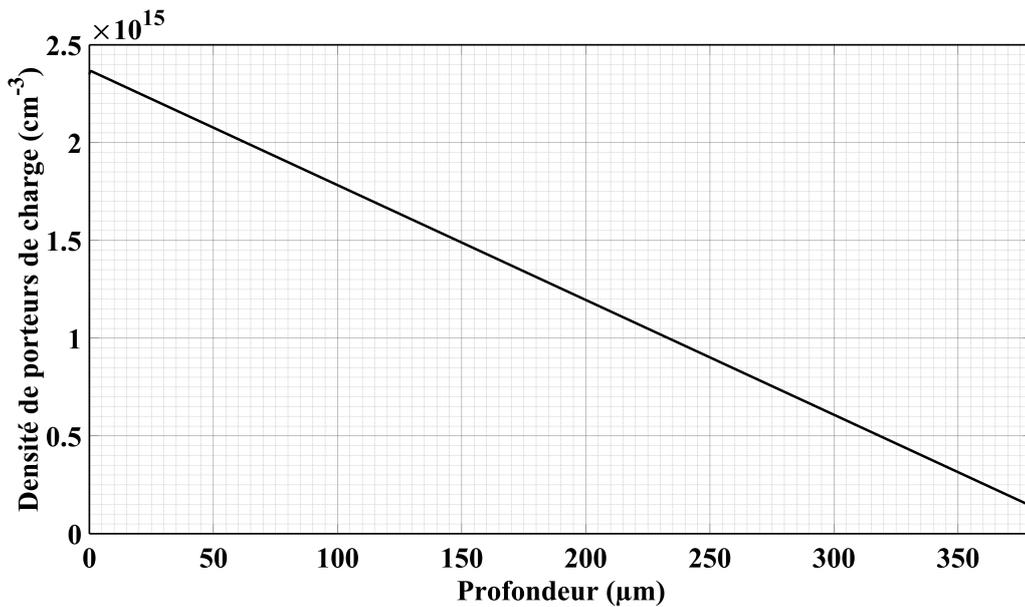


FIGURE 2.3 – Profil de la concentration des porteurs de charge en fonction de la profondeur d'un bloc semi-conducteur en germanium intrinsèque illuminé uniformément avec une puissance $P_0 = 200$ mW à 1550 nm.

Plusieurs points sont à noter. Premièrement, nous observons clairement que la répartition des porteurs n'est pas homogène dans le semi-conducteur. Les concentrations diminuent selon la profondeur du semi-conducteur, décroissance attendue de par le phénomène de diffusion. Deuxièmement, nous pouvons observer que cette décroissance n'est pas exponentielle et peut être considérée linéaire avec la profondeur. Cela signifie que la longueur de diffusion des porteurs est grande devant la profondeur du semi-conducteur. En effet, le calcul montre que la longueur de diffusion moyenne des porteurs de charge à la concentration observée est de l'ordre du millimètre.

Nous avons souhaité observer la forme des profils plasma dans le semi-conducteur pour des concentrations en porteurs de charge différentes. Nous avons réalisé des simulations pour des intensités optiques allant de 2 à 2000 $\text{W}\cdot\text{mm}^{-2}$ afin que les concentrations dans le semi-conducteur atteignent des valeurs allant de 10^{16} à 10^{19} cm^{-3} . Rappelons que cette étude est réalisée afin d'observer l'évolution des profils plasmas selon la concentration des porteurs, c'est à dire, observer l'impact du temps de vie des porteurs de charge ainsi que leur longueur de diffusion caractéristique. Il est probable que pour de très fortes puissances optiques, le modèle utilisé ne soit plus valable. Néanmoins, notre but n'est pas de représenter parfaitement comment réagit le semi-conducteur face à de très fortes intensités lumineuses mais uniquement d'étudier la tendance des profils pour des concentrations de porteurs libres intenses.

Dimensions du bloc semi-conducteur	
Longueur du matériau L	2 mm
Hauteur du matériau l	0,5 mm
Épaisseur du matériau d	0,38 mm
Paramètres relatifs à l'éclairage	
Longueur d'onde λ	1550 nm
Puissance optique P_0	23 dBm (= 200 mW)
Coefficient de réflexion à l'interface air-germanium R	0,3624
Paramètres intrinsèques au germanium	
Constante diélectrique relative ϵ_L	16,2
Efficacité quantique η (à 1550 nm)	0,7
Coefficient d'absorption α (à 1550 nm)	$5 \cdot 10^4 \text{ cm}^{-1}$
Mobilité des électrons μ_n	$3900 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
Mobilité des trous μ_p	$1900 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$
Constante de recombinaison bimoléculaire B_r	$6,4 \cdot 10^{-14} \text{ cm}^{-3} \cdot \text{s}^{-1}$
Coefficient Auger A_n	$1,3 \cdot 10^{-34} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1}$
Coefficient Auger A_p	$9,1 \cdot 10^{-33} \text{ cm}^6 \cdot \text{s}^{-1}$
Masse d'un électron libre m_0	$9,1 \cdot 10^{-31} \text{ kg}$
Masse effective des électrons m_e^*	$0,12 \cdot m_0$
Masse effective des trous m_p^*	$0,21 \cdot m_0$
Vitesse de recombinaison (Oz) s_1	$2,7 \cdot 10^4 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$

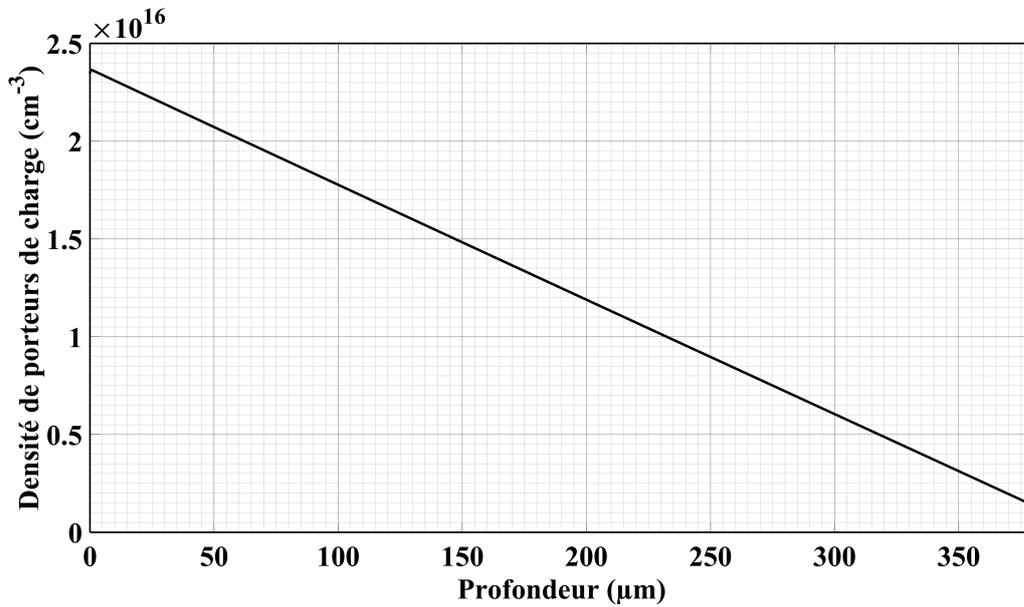
TABLE 2.1 – Paramètres liés à l'étude du profil des concentrations en porteurs de charge dans un bloc de germanium illuminé à 1550 nm avec un profil d'éclairage uniforme [103-105].

Les différents profils plasmas sont représentés figure 2.4 et figure 2.5.

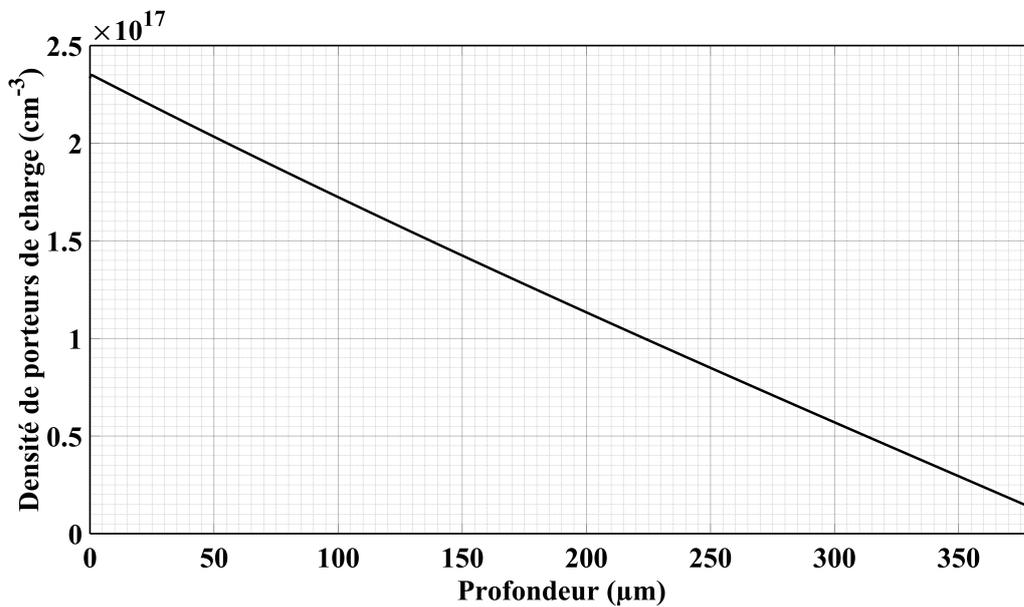
Nous pouvons observer que dans un bloc de germanium illuminé dont la concentration des porteur de charge est de l'ordre de 10^{16} cm^{-3} , la décroissance de la concentration en fonction de la distance semble toujours linéaire. La longueur de diffusion est de l'ordre du millimètre, ce qui explique cette tendance. Pour une concentration 10 fois plus élevée, nous commençons à observer une très légère inflexion du profil plasma. Ce changement est directement lié à la longueur de diffusion caractéristique des électrons et des trous. Pour une telle concentration, la longueur de diffusion caractéristique est de l'ordre de $650 \text{ }\mu\text{m}$. Pour une concentration de 10^{18} cm^{-3} , l'inflexion de la courbe représentant le profil plasma dans le semi-conducteur est beaucoup plus marquée. Il devient possible de retrouver la longueur caractéristique des porteurs de charge directement sur les courbes. La longueur de diffusion calculée est de l'ordre de $190 \text{ }\mu\text{m}$. Nous pouvons clairement voir que peu de porteurs sont observés à la distance $z = d$ (environ 100 fois moins que sur la face illuminée). Enfin, pour une concentration en porteurs de charge de l'ordre de 10^{19} cm^{-3} , nous reconnaissons une décroissance de la concentration selon une loi exponentielle. La longueur de diffusion des électrons et des trous est très courte, de l'ordre de $45 \text{ }\mu\text{m}$. De cette manière, nous pouvons estimer qu'aucun porteur de charge additionnel n'est présent à une distance $z = d$. Cela signifie aussi que plus l'illumination sur le semi-conducteur est importante, moins les porteurs de charge diffusent dans le semi-conducteur. La couche plasma devient de plus en plus fine. Ainsi, le semi-conducteur se retrouve avec une couche plasma très conductrice et une couche dénudée de porteurs. La conduction du courant ne se fait plus qu'en surface. Ce phénomène ressemble fortement aux phénomènes de conduction dans les conducteurs parfaits.

Modélisation des semi-conducteurs dans le logiciel Ansys HFSS

Initialement, l'étude du profil plasma dans un semi-conducteur éclairé est réalisée afin de pouvoir calculer sa conductivité. En reprenant les équations présentées section 2.2, nous pouvons directement représenter la conductivité du semi-conducteur selon la profondeur (figure 2.6). La résolution numérique est réalisée pour un profil plasma dans lequel passe un champ électrique oscillant à 10 GHz. Le calcul de la répartition des porteurs de charge peut être réalisé sans prendre en compte le champ électrique oscillant. En effet, en moyennant sur sa période temporelle, celui-ci n'impacte pas la diffusion des porteurs de charge photo-générés. Ces derniers peuvent être vus comme oscillant autour d'une position moyenne, qui, elle, ne dépend que du gradient des concentrations des porteurs de charge. Nous pouvons noter que la tendance de

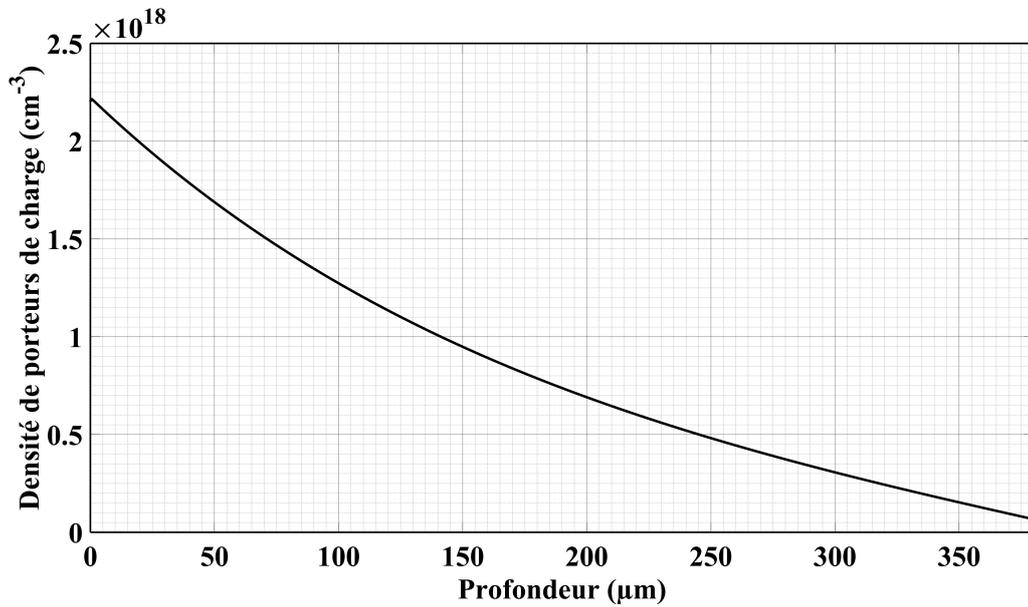


(a)

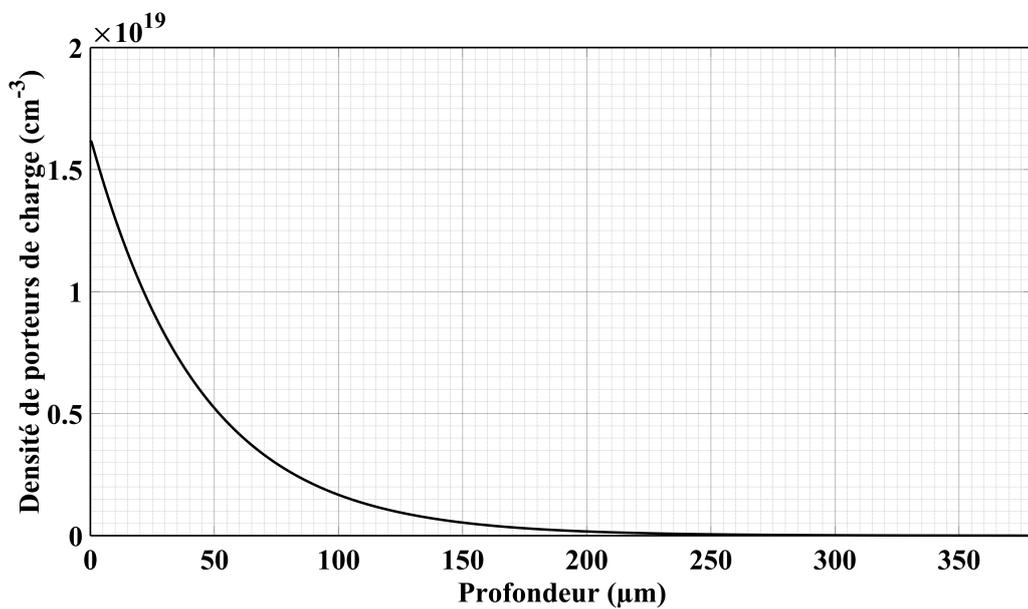


(b)

FIGURE 2.4 – Profils de la concentration des porteurs de charge en fonction de la profondeur d'un bloc semi-conducteur en germanium intrinsèque pour une intensité d'illumination de $2 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-2}$ (a) et $20 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-2}$ (b) calculés avec le modèle développé précédemment.



(a)



(b)

FIGURE 2.5 – Profils de la concentration des porteurs de charge en fonction de la profondeur d'un bloc semi-conducteur en germanium intrinsèque pour une intensité d'illumination de $200 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-2}$ (a) et $2000 \text{ W}\cdot\text{mm}^{-2}$ (b) calculés avec le modèle développé précédemment.

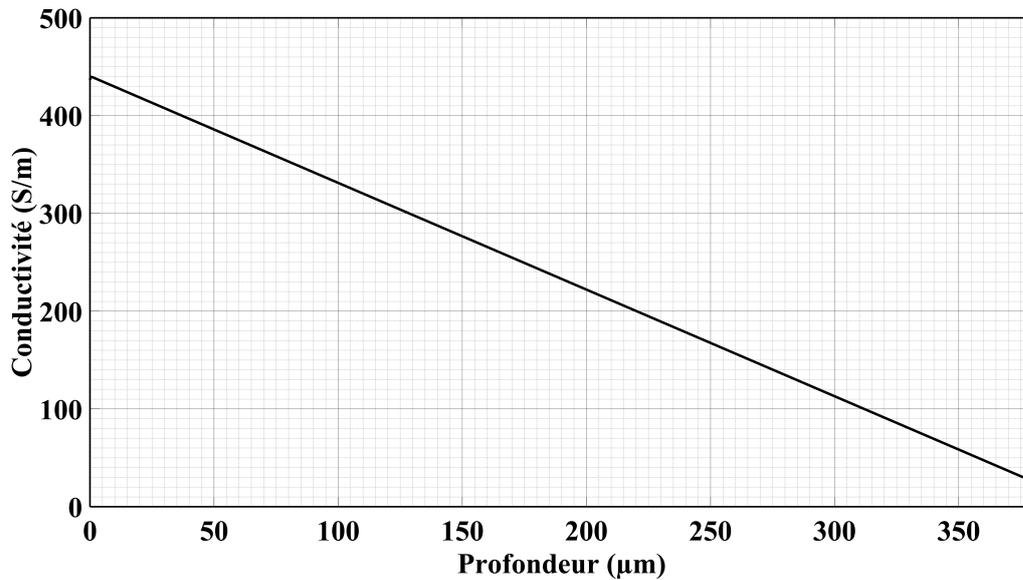


FIGURE 2.6 – Conductivité à 10 GHz de la couche plasma en fonction de la profondeur dans un bloc semi-conducteur en germanium intrinsèque illuminé uniformément avec une puissance $P_0 = 200$ mW à 1550 nm.

la conductivité est identique à celle observée pour la concentrations des porteurs libres. Nous nous trouvons dans un cas de figure où la conductivité semble décroître linéairement avec la profondeur du semi-conducteur.

Dans le logiciel de simulation électromagnétique Ansys HFSS [106] que nous souhaitons utiliser, un semi-conducteur est représenté par sa conductivité et sa permittivité relative. Malheureusement, dans ce logiciel, il n'est pas possible de représenter un profil inhomogène comme celui que nous observons figure 2.6. Afin de contourner cette difficulté, nous allons, dans un premier temps, discrétiser le profil plasma afin de constituer un profil équivalent, où chaque "tranche" ainsi créée présente une concentration en électrons et en trous constante. Une fois ce profil équivalent constitué, nous associons à chaque "tranche" ainsi réalisée sa conductivité et sa permittivité relative.

Notre souhaitons alors étudier le niveau de discrétisation nécessaire afin de représenter correctement le semi-conducteur illuminé dans Ansys HFSS. Au cours de cette étude, le profil plasma est divisé en 1, 2, 4 et 6 tranches, réalisées selon la profondeur du semi-conducteur. Dans notre cas, la décroissance de la conductivité étant linéaire avec la profondeur, chaque tranche présente une épaisseur identique. La figure 2.7 représente le semi-conducteur illuminé modélisé pour différentes découpes dans le logiciel Ansys HFSS. Le semi-conducteur est positionné sur une ligne micro-ruban 50Ω , au dessus d'un gap de 1,1 mm. Ce dernier est modélisé pour une

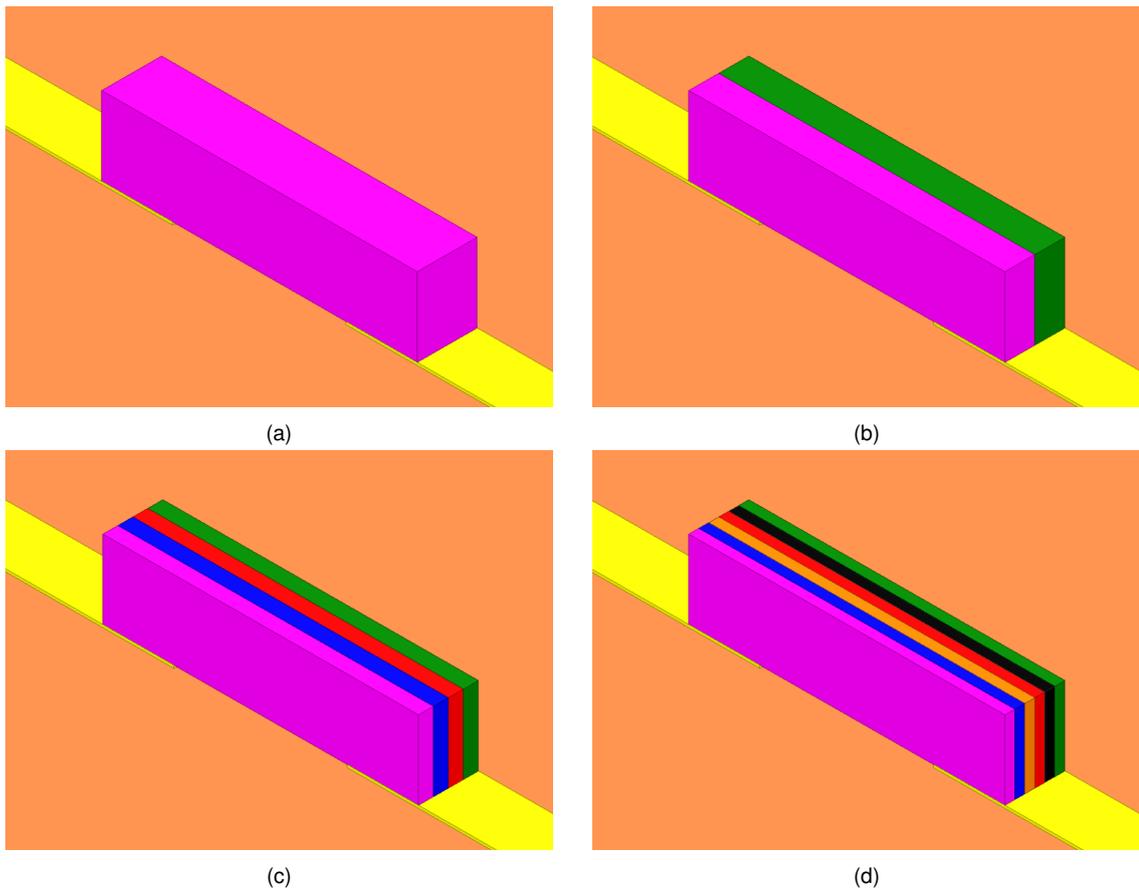


FIGURE 2.7 – Représentation d'un semi-conducteur illuminé dans le logiciel Ansys HFSS pour un profil de conductivité constitué de (a) 1 tranche. (b) 2 tranches. (c) 4 tranches. (d) 6 tranches. L'illumination est réalisée sur la face violette.

Numéro de la tranche	Conductivité (S/m)	Permittivité relative ϵ_r
Discrétisation 1 tranche		
Tranche 1	230 S/m	12,88
Discrétisation 2 tranches		
Tranche 1	336 S/m	11,39
Tranche 2	129 S/m	14,35
Discrétisation 4 tranches		
Tranche 1	388 S/m	10,65
Tranche 2	285 S/m	12,13
Tranche 3	181 S/m	13,61
Tranche 4	77 S/m	15,09
Discrétisation 6 tranches		
Tranche 1	406 S/m	10,40
Tranche 2	337 S/m	11,39
Tranche 3	268 S/m	12,38
Tranche 4	198 S/m	13,37
Tranche 5	129 S/m	14,35
Tranche 6	60 S/m	15,34

TABLE 2.2 – Conductivité et permittivité relative de chacune des tranches d'un semi-conducteur illuminé à 1550 nm avec une puissance de 200 mW pour chaque une discrétisation du profil plasma en 1, 2, 4 et 6 tranches.

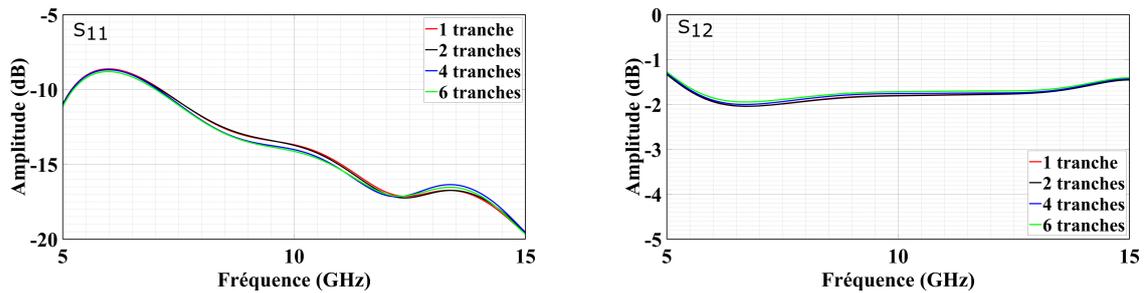


FIGURE 2.8 – Paramètres S d'un bloc de germanium illuminé uniformément à 1550 nm avec une puissance de 200 mW pour différents modèles de représentation dans HFSS.

illumination uniforme de 200 mW à 1550 nm. L'illumination est réalisée selon la face violette, qui sera toujours nommée "Tranche 1". La conductivité et permittivité relative de chaque tranche, pour chaque configuration, est répertorié dans la table 2.2.

Nous pouvons dès à présent observer que les paramètres S du bloc de germanium dans ses 4 représentations différentes (1 tranche, 2 tranches, 4 tranches et 6 tranches) sont très proches les unes des autres. Ces résultats montrent qu'il est inutile de discrétiser le profil plasma dans le semi-conducteur lors d'une illumination de 200 mW afin de le représenter dans Ansys HFSS. Une représentation simple, où la concentration des porteurs est moyennée sur tout le semi-conducteur (= 1 tranche), est suffisante pour représenter le semi-conducteur éclairé avec une précision suffisante.

2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons introduit les principaux phénomènes physiques apparaissant dans un semi-conducteur et nous avons développé un modèle théorique permettant de calculer le profil des concentrations de porteurs libres d'un matériau semi-conducteur soumis à un éclairage lumineux dans des conditions de faible et forte injection. Des simulations ont été réalisées dans le cadre d'un éclairage homogène pour un bloc de germanium à 1550 nm en régime de forte injection. Nous avons étudié la conductivité moyenne d'un semi-conducteur éclairé ainsi que sa constante diélectrique relative pour un fonctionnement à 10 GHz. Le profil des porteurs de charge a été substitué avec succès et son intégration dans le logiciel Ansys HFSS a été étudiée. En résumé, les résultats présentés nous permettent de simuler un semi-conducteur soumis à éclairage lumineux dans le logiciel Ansys HFSS.

Dans le chapitre suivant, nous réutiliserons le modèle d'un semi-conducteur soumis à un éclairage lumineux afin de concevoir une cellule élémentaire reconfigurable

optiquement en bande X.

CELLULE ÉLÉMENTAIRE RECONFIGURABLE OPTIQUEMENT EN BANDE X

Dans le chapitre précédent, nous avons étudié la réponse d'un bloc semi-conducteur soumis à un éclairage laser important. Les différents modèles développés qui permettent de le représenter dans le logiciel Ansys HFSS ont été validés. Dans ce chapitre, deux blocs semi-conducteurs en germanium intrinsèque sont réintroduits afin de développer un prototype de cellule élémentaire reconfigurable optiquement à deux états de phase en bande X.

La cellule élémentaire développée est fortement inspirée de la cellule élémentaire reconfigurable électriquement [37] présentée section 1.2.2, page 10. Notre but est de substituer les diodes PIN de cette cellule par des éléments semi-conducteurs commutables optiquement. Cela permet de s'affranchir des lignes de polarisations de la cellule élémentaire et simplifier sa conception et sa stratification. La cellule originelle présente un contrôle de phase 1-bit obtenu grâce au contrôle de l'état des diodes PIN. Il est possible de répliquer partiellement ces états électriques en illuminant à la longueur d'onde appropriée les différents matériaux semi-conducteurs introduits, rendant possible le contrôle de la cellule élémentaire par voie optique.

Le principe de fonctionnement d'une cellule élémentaire ainsi que d'un réseau transmetteur ont déjà été présentés brièvement section 1.1, page 4. Dans ce chapitre, nous nous efforcerons de décrire avec le plus de détails la cellule élémentaire contrôlée optiquement. Celle-ci sera présentée section 3.1. Nous simulerons ensuite la cellule élémentaire sous différentes configurations (section 3.2). L'éclairage des semi-conducteurs étant un élément crucial pour le bon fonctionnement de la cellule élémentaire que nous développons, celui-ci sera étudié en détail. Il sera principalement discuté des pertes dues à la conductivité des semi-conducteurs (section 3.3) et des solutions d'éclairage efficaces, impactant faiblement le rayonnement micro-onde de la cellule élémentaire (section 3.4). Enfin, les sections 3.5 et 3.6 se focalisent sur la caractérisation expérimentale de la cellule élémentaire. Plus particulièrement, les choix

d'illumination et l'impact du montage sont étudiés en détail.

3.1 Présentation de la cellule élémentaire

Avant de présenter la cellule élémentaire à contrôle optique, il est nécessaire de rappeler que celle-ci est inspirée d'une cellule à contrôle électrique développée par A. Clemente et al. [37-40]. Cette dernière a déjà été présentée en détail section 1.2.2, page 15. Sans s'appesantir sur le dimensionnement de cette cellule, nous rappelons brièvement sa structure, figure 3.1.

La cellule élémentaire reconfigurable optiquement présente deux différences majeures avec la cellule élémentaire reconfigurable électriquement dont elle a été inspirée. Tout d'abord, les anciennes diodes PIN sont substituées par deux blocs semi-conducteur, identiques dans la mesure du possible (matériau, dimensions et état de surface). En conséquence, les lignes de polarisation et vias associés sont éliminés lors de la conception, ce qui permet de grandement faciliter le dimensionnement et simplifie la stratification de la cellule élémentaire. Deuxièmement, les interférences dues aux lignes de polarisations, qui peuvent devenir importantes pour de très grands réseaux (écranage de l'onde incidente sur les bords) ou à de plus hautes fréquences (augmentation des interférences dues au diamètre des lignes de polarisation), disparaissent. La cellule élémentaire développée est, comme sa contrepartie à contrôle électrique, une cellule mono-bande, mono-polarisation.

La géométrie et la stratification de la cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X est représentée figure 3.2. Cette cellule multicouche se compose de deux substrats RT/Duroid™ 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ à 10 GHz ; $\tan\delta = 0,0009$; $h = 0,78$ mm ; 15×15 mm²) séparés par une masse métallique de 18 μm d'épaisseur et assemblés à l'aide d'un film de colle Taconic FR27 ($\epsilon_r = 2,73$; $\tan\delta = 0,0014$; $h_b = 0,086$ mm). De chaque côté de la cellule élémentaire est imprimée une antenne patch micro-ruban rectangulaire ($11,2 \times 9,1$ mm²) en forme de "U" ou une antenne patch micro-ruban de même dimension en forme de "O". Ces deux antennes sont interconnectées à l'aide d'un via traversant métallisé ($d_v = 380$ μm) situé au centre de la cellule. L'antenne patch en "U" ($L_s = 4,95$ mm ; $W_s = 2,22$ mm ; $t = 0,77$ mm) est un élément passif tandis que l'antenne patch en "O" ($L_s = 4,95$ mm ; $W_s = 2,22$ mm ; $t = 0,77$ mm ; $g = 0,22$ mm ; $p = 0,28$ mm) est une antenne patch active.

Pour permettre la reconfigurabilité en temps réel, deux semi-conducteurs en germanium intrinsèque ($2 \times 0,5 \times 0,38$ mm³) sont intégrés sur le patch actif à la place des diodes PIN (figure 3.2c) et une fibre optique monomode SMF-28 (diamètre du

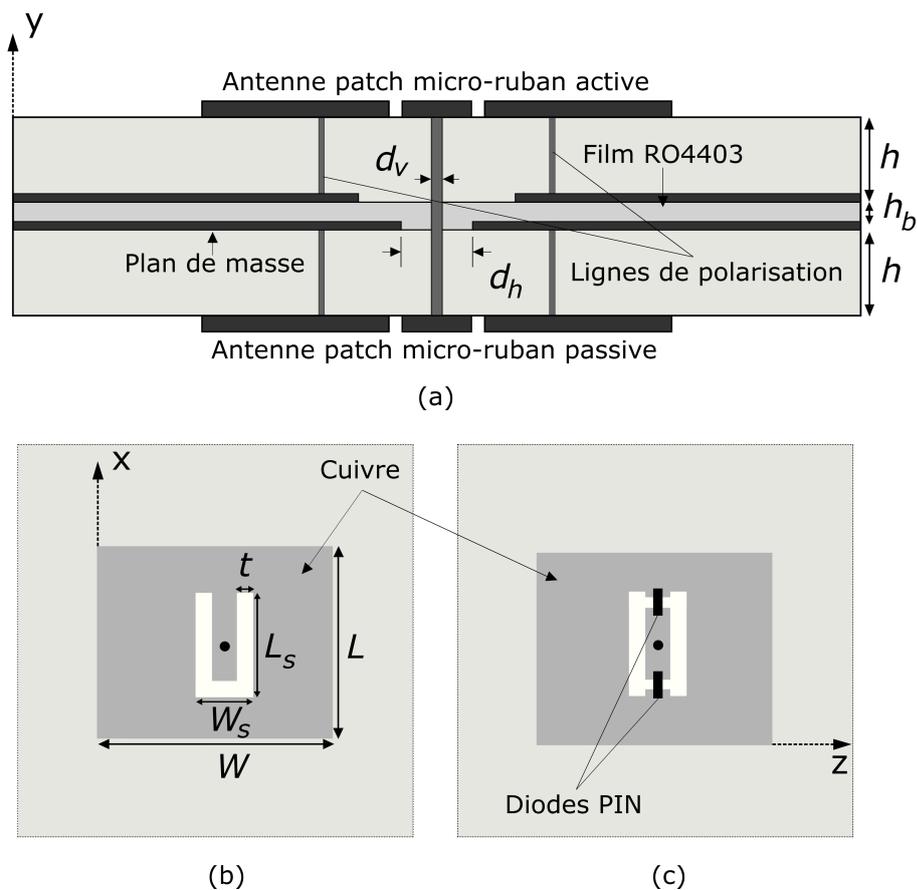


FIGURE 3.1 – Géométrie de la cellule élémentaire reconfigurable électriquement [37-40]. (a) Vue en coupe. (b) Antenne patch micro-ruban passive. (c) Antenne patch micro-ruban active en forme de O avec diodes PIN intégrées.

coeur $d_c = 8,2 \mu\text{m}$; diamètre de la gaine $d_g = 125,0 \pm 0,7 \mu\text{m}$; ouverture numérique $\text{NA} = 0,14$; indice de réfraction de groupe $n_{eff} = 1,4682$ à 1550 nm) est alignée devant chaque semi-conducteur, permettant de l'éclairer à demande. Les fibres optiques sont fixées directement sur le patch actif grâce à de la colle UV.

Les états de phase 0° ou 180° de la cellule élémentaire sont obtenus en illuminant un seul des deux semi-conducteurs via sa fibre optique. Lorsqu'un semi-conducteur est illuminé, sa conductivité augmente et une des extrémités de la fente en "O" devient alors conductrice ; le patch en "O" peut être alors vu comme une fente en U et le choix du semi-conducteur éclairé détermine l'orientation de cette fente. Deux configurations sont possibles pour cette cellule et ne nécessitent l'activation que d'un seul des deux semi-conducteurs. L'analogie avec des diodes PIN branchées en inverse est claire : le semi-conducteur illuminé se comporte comme une diode PIN passante et le semi-conducteur non éclairé se comporte comme une diode PIN bloquée. Lorsque la fente en "U" de l'antenne patch active est dans le même sens que l'antenne patch passive, le déphasage est de 0° . Lorsque la fente en "U" est retournée de 180° par rapport

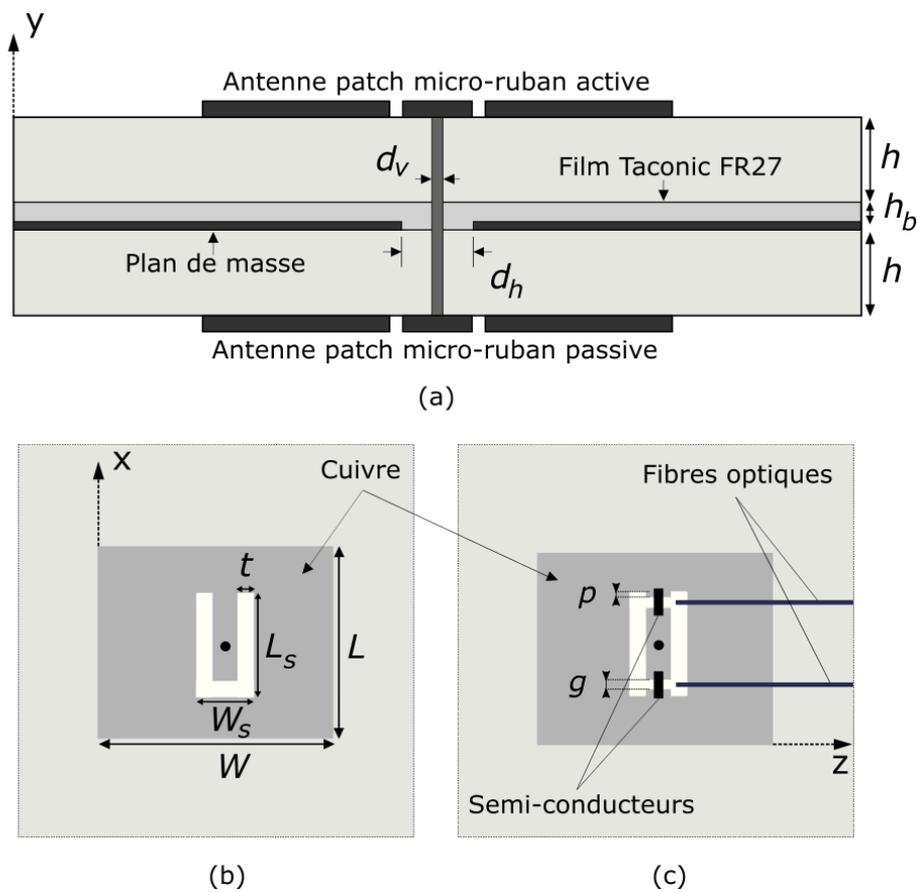


FIGURE 3.2 – Géométrie de la cellule élémentaire reconfigurable optiquement. (a) Vue en coupe. (b) Antenne patch micro-ruban passive. (c) Antenne patch micro-ruban active en forme de O avec semi-conducteurs intégrés.

à l'antenne patch passive, le courant change de sens, ce qui induit un déphasage de 180° . On retrouve une quantification de phase 1-bit. La configuration où aucun des deux semi-conducteurs n'est illuminé ou celle où les deux semi-conducteurs sont éclairés en même temps ne sont pas prévues lors du développement de la cellule et ne correspondent à aucun état particulier. Les dimensions de la cellule sont optimisées pour adapter l'impédance et prennent en compte les contraintes de fabrication ; celles-ci sont récapitulées dans la table 3.1.

3.2 Simulation de la cellule élémentaire en bande X

Avec un choix de commande laser, les fibres optiques sont indispensables à l'acheminement du signal. Il est d'ailleurs à prévoir le rôle prépondérant de l'éclairage des semi-conducteurs dans le bon fonctionnement de la cellule élémentaire. Cependant, lors du dimensionnement de la cellule élémentaire, nous considérons

Paramètre	Valeur
Taille de la cellule	$a \times a = 15 \times 15 \text{ mm}^2$
Taille des patches	$L \times W = 11,2 \times 9,1 \text{ mm}^2$
Dimensions des fentes	$L_s = 4,95 \text{ mm}$; $W_s = 2,22 \text{ mm}$; $t = 770 \text{ }\mu\text{m}$; $g = 220 \text{ }\mu\text{m}$; $p = 280 \text{ }\mu\text{m}$
Via de connexion	$d_v = 380 \text{ }\mu\text{m}$
Ouverture du plan de masse	$d_h = 1 \text{ mm}$
Substrat	RT/Duroid™ 5880 ($\epsilon_r = 2,2$ à 10 GHz ; $\tan\delta = 0,0009$; $h = 780 \text{ }\mu\text{m}$)
Colle	FR27 Taconic ($\epsilon_r = 2,73$; $\tan\delta = 0,0014$; $h_b = 86 \text{ }\mu\text{m}$)
Semi-conducteurs	Germanium non dopé ($2 \times 0,5 \times 0,38 \text{ mm}^3$)
Fibre optique	SMF-28 ; $d_c = 8,2 \text{ }\mu\text{m}$; $d_g = 125,0 \pm 0,7 \text{ }\mu\text{m}$; NA = 0,14 ; $n_{eff} = 1,4682$ à 1550 nm

TABLE 3.1 – Dimensions principales de la cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X.

que l'illumination des semi-conducteurs est idéalement réalisée. Autrement dit, les semi-conducteurs seront représentés dans le logiciels Ansys HFSS comme des blocs homogènes dont la conductivité et la permittivité sont parfaitement contrôlées. Pour toutes les simulations concernant la cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X, nous considérons que le semi-conducteur éclairé (état ON) est illuminé à 1550 nm avec une puissance optique de 23 dBm, sauf mention contraire. Le diamètre du spot lumineux sur le semi-conducteur (de dimension $2 \times 0,5 \times 0,38 \text{ mm}^3$) est fixé à 500 μm et est défini en $1/e^2$. Cela correspond à une conductivité $\sigma = 230 \text{ S/m}$ et une permittivité relative $\epsilon_r = 12,9$. Le semi-conducteur non-éclairé (état OFF) a une conductivité $\sigma_0 = 0,63 \text{ S/m}$ et une permittivité relative $\epsilon_r = 16,19$. Pour toutes les figures de ce manuscrit, le semi-conducteur représenté en rouge est dans l'état ON ($\sigma = 230 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 12,9$) tandis que le semi-conducteur représenté en noir est dans l'état OFF ($\sigma_0 = 0,63 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 16,19$).

Les fibres optiques sont représentées dans les diverses simulations puisque celles-ci peuvent avoir un impact sur le rayonnement électromagnétique de la cellule. Au cours de nos travaux, nous utilisons des fibres monomodes SMF-28 de Corning® que nous représentons sous la forme d'un cylindre de rayon $r = 125 \text{ }\mu\text{m}$ (coeur, gaine et revêtement) et de permittivité relative moyenne $\epsilon_r = 2,25$. En revanche, les dépôts de colle UV, nécessaires au collage des fibres optiques sur la cellule, ainsi que les deux points de laque d'argent, utilisés pour fixer chaque semi-conducteur, ne sont pas intégrés au modèle. Dans la pratique, nous déposons une petite goutte de colle UV au niveau de chaque fibre optique avant de l'étaler pour augmenter sa surface de contact avec la fibre optique. Pour cette raison, les dimensions des points de colle sont

difficiles à estimer et sont sujets à des variations. De façon générale, leur épaisseur est supérieure à celle de la fibre optique.

3.2.1 Méthodes de simulation

Le prototypage d'un réseau transmetteur est basé sur quatre étapes élémentaires que sont l'étude et la conception des cellules élémentaires, la simulation du réseau transmetteur, le développement de son architecture et sa mesure expérimentale. Les deux premières étapes sont très importantes afin de vérifier que le réseau transmetteur conçu est virtuellement fonctionnel avant l'étape de fabrication. Cette première étape est discutée au sein de ce chapitre tandis que l'étude du réseau transmetteur est traitée chapitre 4.

L'étude de la cellule élémentaire a pour objectif de trouver une structure optimale tout en jouant avec deux contraintes. Tout d'abord, il est nécessaire d'utiliser les substrats accessibles du commerce, ce qui impose certaines épaisseurs et certains matériaux. Ensuite, il faut concevoir une cellule élémentaire réalisable, donc soumise aux limites de fabrication. Dans l'absolu, il faut prendre en compte les marges d'erreurs à la conception pour chacune des cellules. Les performances de la cellule élémentaire sont caractérisées par sa capacité à déphaser l'onde incidente. Plus précisément dans notre cas, ce sont les sauts de phase que la cellule permet de réaliser qui nous intéressent. Il est recherché, dans la mesure du possible, une cellule élémentaire proposant de faibles pertes d'insertion et une réflexion proche de 0.

La réponse de la cellule élémentaire est optimisée à l'aide de simulations numériques dans lesquelles la structure étudiée est enchâssée dans un réseau périodique. Les logiciels de simulation en trois dimensions sont particulièrement intéressants dans ce contexte. Nous avons à notre disposition le logiciel Ansys HFSS 2017 R1 [106] qui nous donne accès à différentes méthodes de simulations. Lors de la conception de la cellule élémentaire, nous avons utilisé trois méthodes de simulation complémentaires. Des simulations en configuration de ports de Floquet permettent d'extraire les paramètres S de la cellule élémentaire alors qu'une configuration en guide d'onde permet de simuler la cellule élémentaire dans une structure plus complète, nécessaire à sa mesure une fois celle-ci fabriquée. La configuration en ports de Floquet est représentée figure 3.3, page 79, tandis que la configuration en guide d'onde est présentée figure 3.8, page 85. Enfin, l'utilisation d'un port d'excitation localisé ne mettant en jeu qu'une demi-cellule nous donne accès aux diagrammes de rayonnement de la cellule élémentaire. Cette configuration est représentée figure 3.9, page 86.

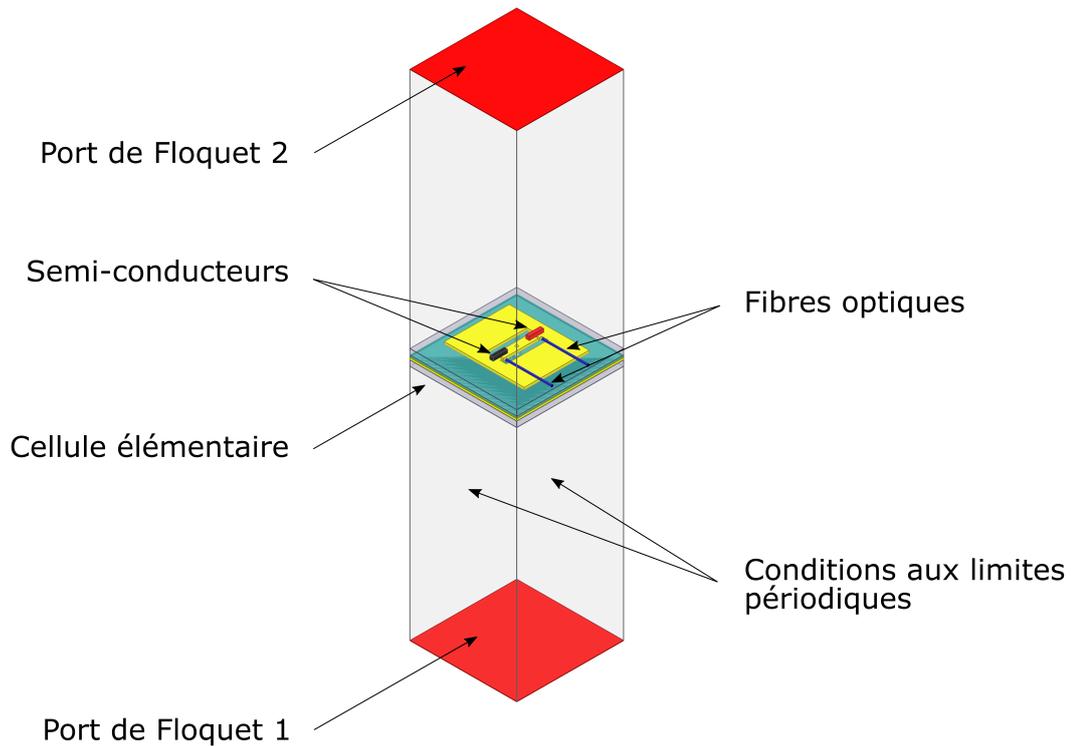


FIGURE 3.3 – Vue schématique de la configuration en port de Floquet utilisée lors du calcul des paramètres de diffraction.

3.2.2 Étude fréquentielle de la cellule élémentaire

Dans un premier temps, nous nous concentrons sur le jeu de paramètres S de la cellule élémentaire. Ceux-ci peuvent être simulés de deux façons différentes. La première méthode consiste à représenter la cellule élémentaire dans un environnement aux conditions aux limites périodiques avec une excitation en port de Floquet (figure 3.3). L'avantage de cette méthode est le faible temps de calcul et sa simplicité de mise en place. Cette méthode permet aussi de prendre en compte le couplage mutuel avec les cellules environnantes. Cependant, une fois à l'étape de prototypage de la cellule élémentaire, il n'est pas possible d'effectuer une mesure dans les mêmes conditions afin de la comparer aux simulations en port de Floquet. La seconde méthode que l'on met alors en place est une caractérisation de la cellule élémentaire en guide d'onde (figure 3.8). Cette méthode demande un temps de calcul supérieur mais a l'avantage de représenter une structure physique qui donne accès aux paramètres de diffraction de la cellule élémentaire par la mesure. Cette configuration en guide d'onde nécessite, en plus de ressources informatiques supplémentaires, le dimensionnement de deux adaptateurs qui vont permettre l'adaptation de l'onde électromagnétique aux dimensions de la cellule élémentaire. Il

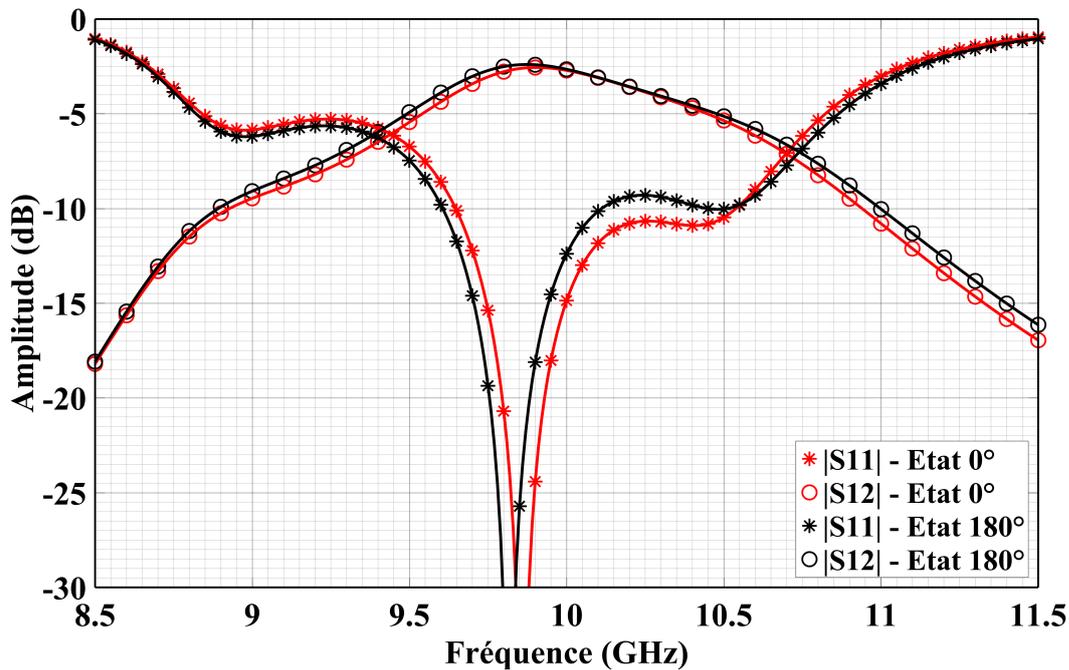


FIGURE 3.4 – Coefficients de réflexion et de transmission de la cellule élémentaire simulée à l'aide de conditions aux limites périodiques et de ports de Floquet.

est à noter que les paramètres S calculés à l'aide des deux configurations présentées ne seront pas exactement identiques. La configuration en guide d'onde ne prend pas en compte le couplage mutuel des cellules, par exemple. La configuration en port de Floquet est alors très intéressante à utiliser lors du dimensionnement de la cellule élémentaire et pour vérifier son bon fonctionnement tandis que la configuration en guide d'onde nous servira lors de la phase de prototypage.

Étude de la cellule élémentaire en configuration de ports de Floquet

Les simulations en configuration de ports de Floquet sous incidence normale permettent d'accéder aux coefficients de diffraction de la cellule élémentaire pour ses deux états de phase 0° et 180° . La cellule élémentaire se voit contrainte par des conditions périodiques appliquées sur les quatre faces latérales du domaine de calcul ainsi que deux ports de Floquet sur les deux faces du domaine de calcul parallèles aux patches. L'amplitude et la phase des coefficients S_{11} et S_{12} sont représentés figure 3.4 et figure 3.5.

Le coefficient de réflexion S_{11} est inférieur à -20 dB sur la bande de fréquence 9,79 - 9,93 GHz pour l'état de phase 0° et sur la bande 9,75 - 9,88 GHz pour l'état de phase 180° . La cellule élémentaire présente des pertes élevées avec des pertes

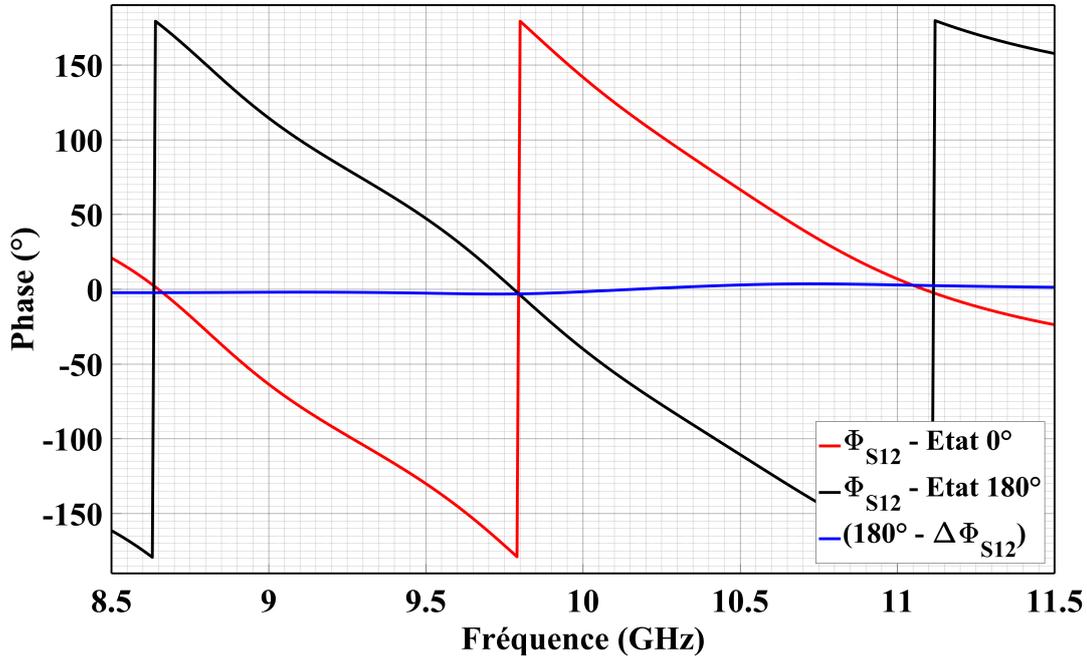


FIGURE 3.5 – Phase du coefficient de transmission (S_{12}) de la cellule élémentaire simulée à l'aide de conditions aux limites périodiques et de ports de Floquet.

d'insertion de 2,55 dB à 9,9 GHz dans l'état de phase 0° et sa largeur de bande à -3 dB est de 1,04 GHz (10,4 % à 10 GHz). Le différence de phase entre les deux états est bornée autour de $180^\circ \pm 5^\circ$ dans la bande 8,5 - 11,5 GHz, comme détaillé figure 3.5.

Les pertes d'insertion de la cellule élémentaire sont une combinaison des pertes métalliques dues aux métallisations du PCB, des pertes diélectriques, des pertes liées à la conductivité des semi-conducteurs et des pertes dues à la désadaptation de la cellule élémentaire. Des simulations supplémentaires nous ont permis d'estimer que les pertes dues aux métallisations s'élèvent à 0,17 dB et que les pertes diélectriques contribuent à 0,16 dB des pertes totales. Les pertes liées à la conductivité des semi-conducteurs sont estimées à 1,89 dB. Nous pouvons quantifier l'effet de chaque semi-conducteur plus précisément. Dû à sa conductivité de 0,63 S/m, le semi-conducteur OFF participe pour 0,19 dB des pertes tandis que le semi-conducteur ON (230 S/m) est responsable de 1,70 dB de pertes. Nous pouvons tout de suite observer que la majorité des pertes dans la cellule élémentaire sont dues à la faible conductivité du semi-conducteur éclairé. L'impact de la conductivité des semi-conducteurs ON et OFF sur les pertes de la cellule élémentaire est étudié plus en détail section 3.3.

Malgré la faible conductivité du semi-conducteur éclairé et les pertes conséquentes qu'il engendre, il apparaît que les diodes PIN ont été substituées avec succès. Les

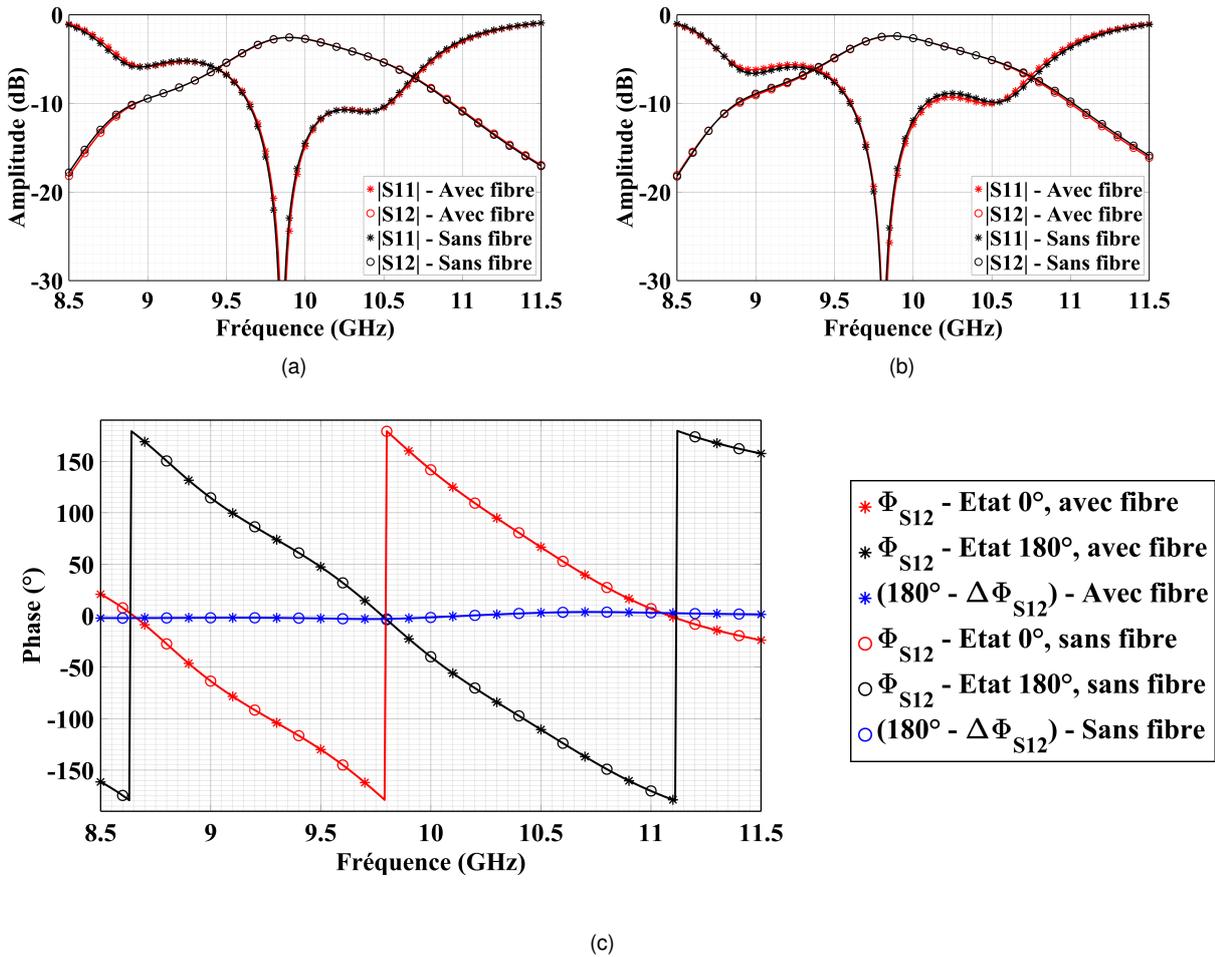


FIGURE 3.6 – Comparaison des paramètres S d'une cellule élémentaire modélisée avec et sans fibres. (a) Comparaison de l'amplitude dans l'état 0° . (b) Comparaison de l'amplitude dans l'état 180° . (c) Comparaison de la phase en transmission.

semi-conducteurs ainsi disposés permettent un changement d'état contrôlé et offrent une stabilité de phase entre les deux états de la cellule élémentaire sur une grande partie de la bande de fréquence qui nous intéresse.

L'impact des fibres optiques sur le rayonnement de la cellule élémentaire a également été étudié. La figure 3.6 compare les paramètres de diffraction simulés de la cellule élémentaire en présence et absence de fibres optiques. Il est à noter que leur impact est minime à l'échelle d'une cellule et que les simulations en port de Floquet peuvent être effectuées sans intégrer les fibres optiques au modèle. Bien que les fibres optiques soient presque transparentes au rayonnement électromagnétique, leur effet doit être pris en compte lors de la réalisation de réseaux de grande taille dû à leur densification en bordure de réseau. Cet effet est étudié chapitre 4.

Enfin, nous avons souhaité comparer les performances de la cellule reconfigurable optiquement en bande X avec la cellule reconfigurable électriquement développée par

	Cellule reconfigurable électriquement	Cellule reconfigurable optiquement
Fréquence de résonance	9,75 GHz	9,9 GHz
Pertes d'insertion	1,88 dB	2,55 dB
Largeur de bande à -3 dB	1,47 GHz	1,04 GHz
Différence de phase	$180^\circ \pm 5^\circ$	$180^\circ \pm 5^\circ$
Consommation des éléments actifs	Diode passante : 10 mA ; Diode bloquante 1,22 V	Semi-conducteur illuminé : 200 mW à 1550 nm

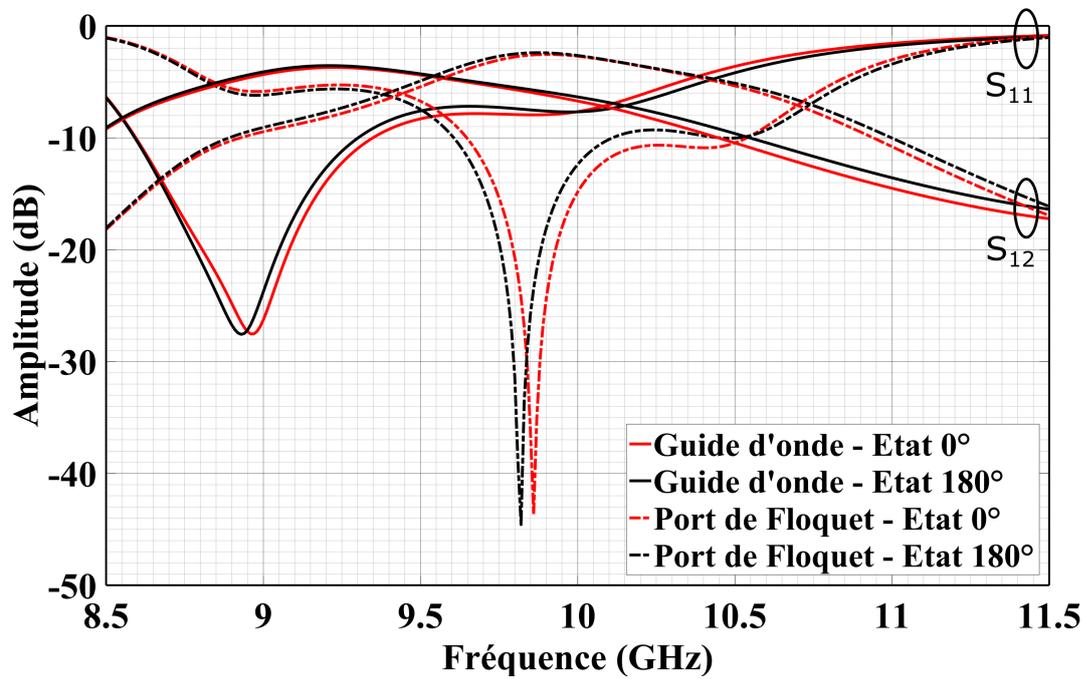
TABLE 3.2 – Tableau récapitulatif des performances de la cellule reconfigurable électriquement proposée par A. Clemente [37] et de la cellule à reconfiguration optique étudiée.

A. Clemente et al. Nous nous sommes appuyés sur l'article [37] et avons uniquement considéré les résultats de simulations où la diode passante est polarisée avec un courant $i_{bias} = 10$ mA et où la diode bloquante est polarisée avec une tension $V_{bias} = 1,22$ V. La cellule élémentaire reconfigurable électriquement présente des pertes d'insertion de l'ordre de 1,88 dB à 9,75 GHz et sa largeur de bande à -3 dB est estimée à 1,47 GHz (14,7 % à 10 GHz). Les résultats de simulation liés à la différence de phase entre les deux états de la cellule élémentaire ne sont pas explicitement décrits mais nous pouvons observer sur les figures de l'article que la différence de phase est bornée dans l'intervalle $180^\circ \pm 5^\circ$ sur toute la bande de fréquence de fonctionnement de la cellule élémentaire. Dans son ensemble, nous pouvons constater que la cellule élémentaire reconfigurable électriquement présente moins de pertes d'insertion, une largeur de bande plus importante et une consommation énergétique plus faible que celle à reconfiguration optique. Les résultats des deux cellules élémentaires sont comparés et récapitulés dans le tableau 3.2.

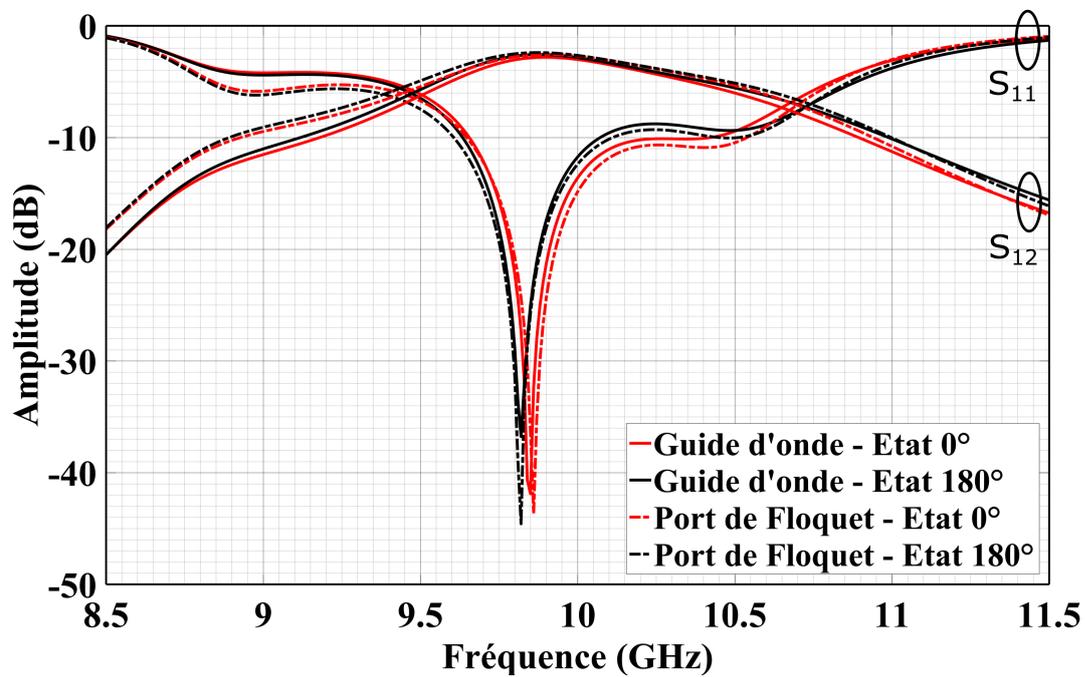
Étude de la cellule élémentaire en configuration guide d'onde

Afin d'anticiper la phase d'expérimentation, il est nécessaire de simuler la cellule élémentaire dans un environnement permettant de la mesurer. La configuration dite en guide d'onde est constituée de deux guides d'onde WR-90 dont la plage de fréquence s'étend de 8,2 à 12,5 GHz, de deux adaptateurs guide-d'onde/cellule-élémentaire et de la cellule élémentaire, agrémentée de deux rangs de vias traversants métallisés qui garantissent la continuité du guidage de l'onde électromagnétique. Les dimensions de la structure complète ainsi que les détails structurels des adaptateurs sont détaillés annexe A. Le banc de mesure est représenté figure 3.8 et un schéma en vue éclatée est disponible dans la même annexe.

La forme d'onde en sortie des guides d'onde ($22,86 \times 10,16$ mm²) ne correspond



(a)



(b)

FIGURE 3.7 – Comparaison de l'amplitude des paramètres de diffraction de la cellule élémentaire simulés en configuration de guide d'onde et en configuration de ports de Floquet. (a) Sans adaptateurs. (b) Avec adaptateurs.

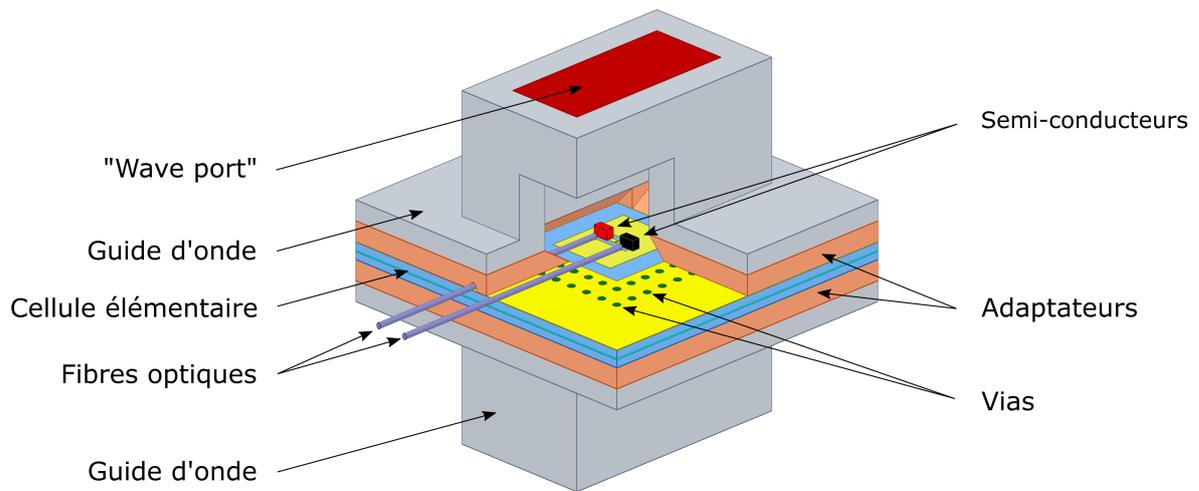


FIGURE 3.8 – Représentation schématique de la cellule élémentaire en configuration guide d'onde.

pas à la forme de la cellule élémentaire ($15 \times 15 \text{ mm}^2$). Sans adaptateur, l'onde électromagnétique passe d'un guide d'onde rectangulaire à un guide d'onde carré de façon abrupte, ce qui génère une désadaptation, des pertes et des réflexions multiples. Les paramètres S de la cellule élémentaire sans adaptateur sont représentés figure 3.7a. Une fois les adaptateurs ajoutés au système, la désadaptation est faible, ce qui entraîne que les paramètres de diffraction de la cellule élémentaire simulés en configuration guide d'onde apparaissent très proches des paramètres simulés en ports de Floquet. Ces derniers sont représentés figure 3.7b.

3.2.3 Diagrammes de rayonnement de la cellule élémentaire

Lors de la simulation des diagrammes de rayonnement de la cellule élémentaire, des conditions aux limites périodiques sont appliquées aux quatre faces latérales du domaine de calcul, identiques à celles mises en place lors de l'étude fréquentielle en port de Floquet. La face parallèle la plus proche du patch actif se voit appliquer une condition aux limites de rayonnement. Enfin, un port localisé d'excitation entre le plan de masse et le via métallique central est inséré, comme représenté figure 3.9.

L'impact des fibres optiques sur le diagramme de rayonnement du patch actif est étudié puisque celles-ci sont partie intégrante du modèle; c'est pourquoi des simulations ont été effectuées avec et sans fibre, dans l'état 0° . Les diagrammes de rayonnement en polarisation principale du patch actif simulés dans les plans E et H sont représentés figure 3.10. Nous pouvons de nouveau constater que les fibres optiques sont quasiment transparentes aux champs électromagnétiques mis en jeu et

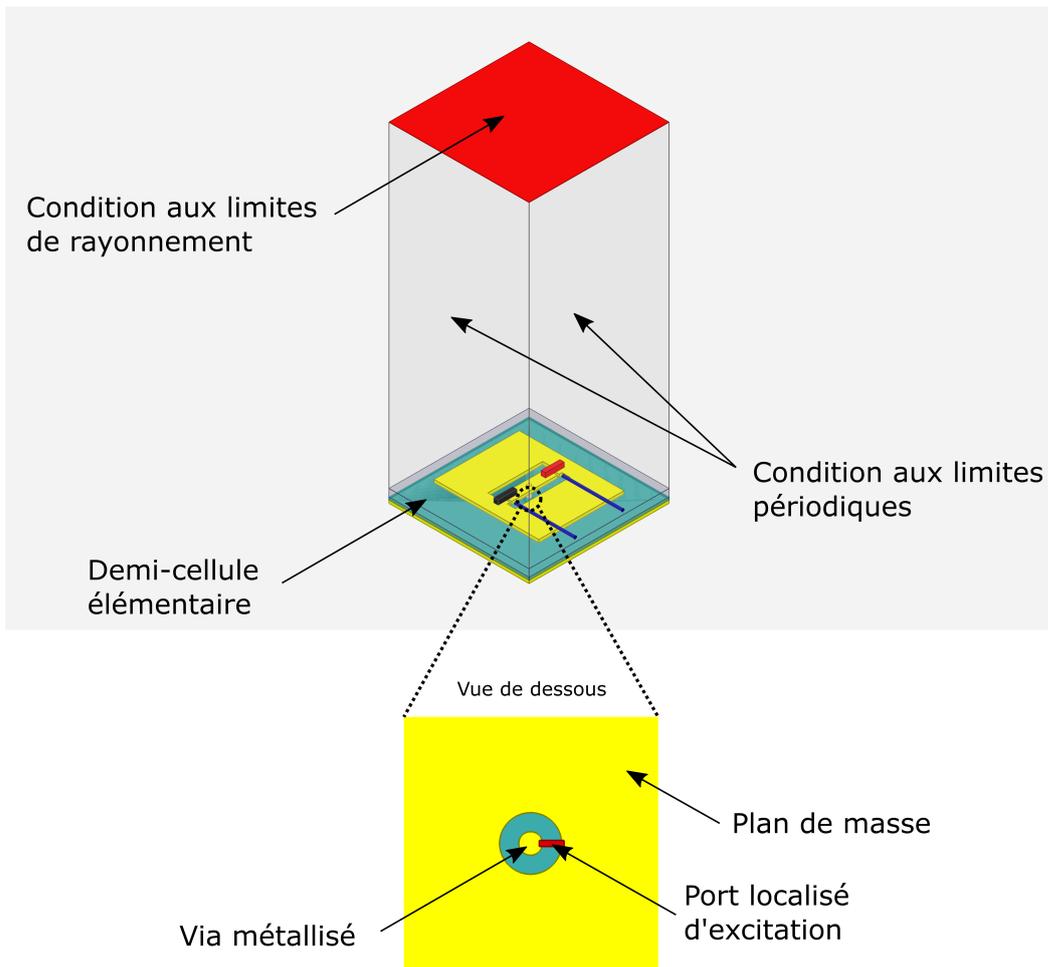


FIGURE 3.9 – Vue schématique de la configuration en port d'excitation localisée utilisée lors du calcul du diagramme de rayonnement de la cellule élémentaire.

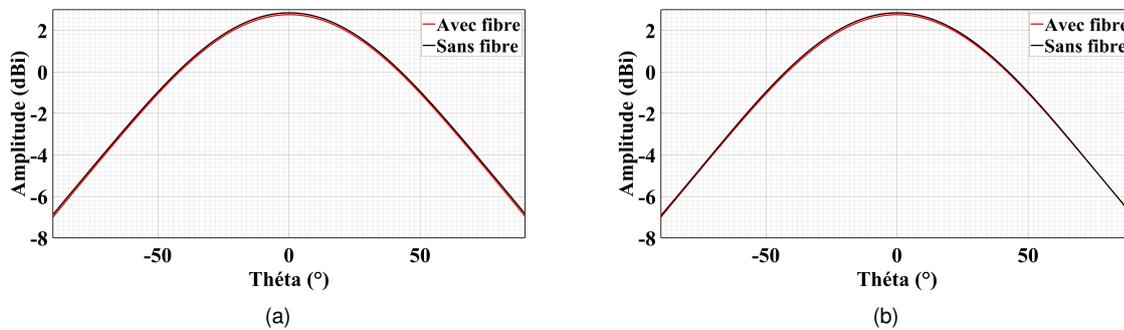


FIGURE 3.10 – Diagrammes de rayonnement en polarisation principale du patch actif simulés avec et sans fibre optique à 9,8 GHz dans le plan E (a) et le plan H (b).

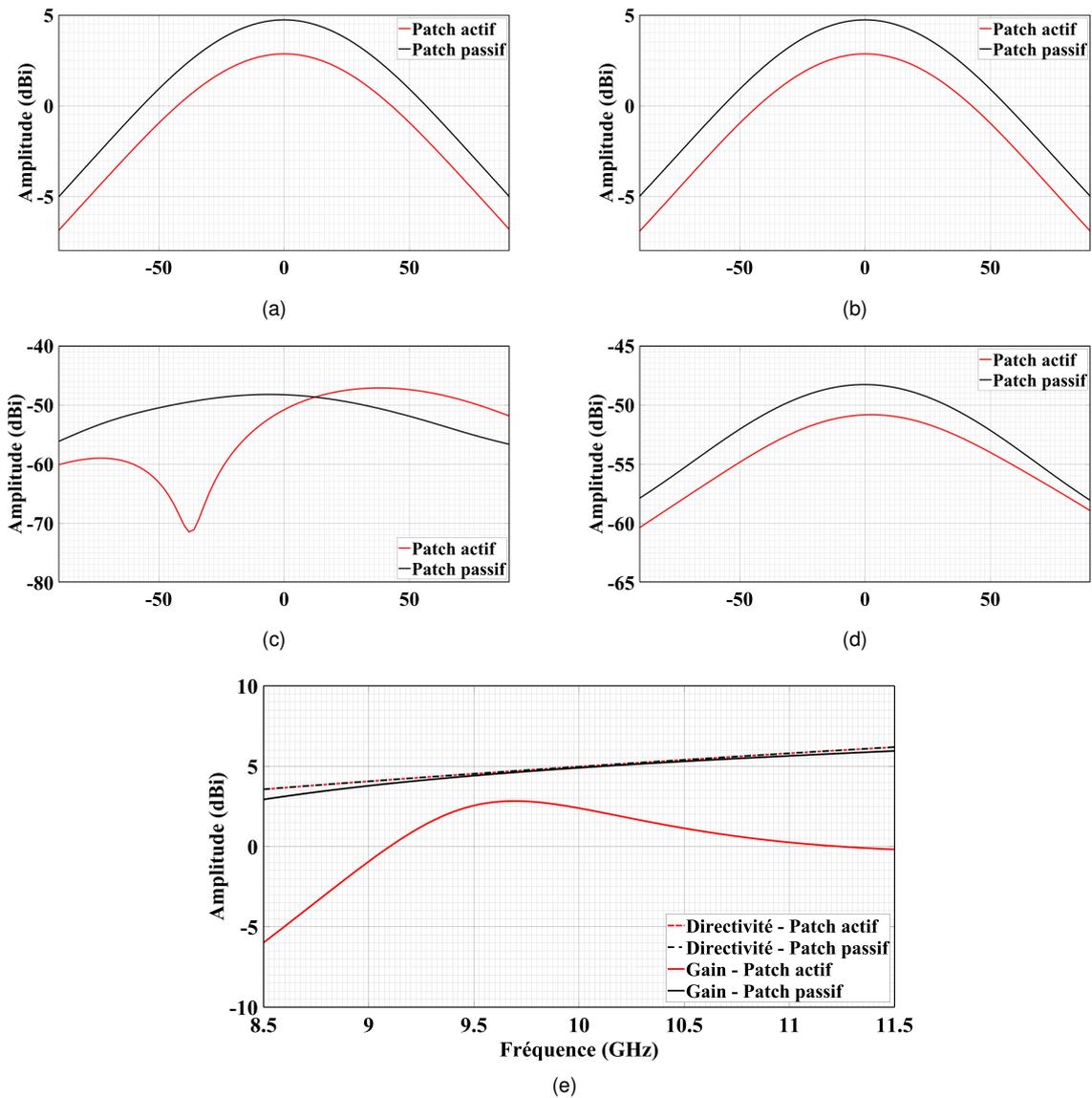


FIGURE 3.11 – Diagrammes de rayonnement du patch actif et passif en polarisation principale et croisée à 9,8 GHz dans les deux plans de référence. (a) Co-polarisation, plan E. (b) Co-polarisation, plan H. (c) Cross-polarisation, plan E. (d) Cross-polarisation, plan H. (e) Directivité et gain maximal du patch actif et passif en fonction de la fréquence.

n'interfèrent que faiblement au rayonnement électromagnétique.

Des simulations complémentaires ont été effectuées pour étudier les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et croisée des patchs actifs et passifs. L'ouverture de faisceau pour le patch actif à -3 dB est de 55° dans les plans E et H et les composantes croisées sont inférieures à -45 dBi. La figure 3.11e détaille aussi leur directivité et gain théoriques maximaux à 9,8 GHz. Ils valent respectivement 4,80 dBi et 2,76 dBi pour le patch actif et 4,80 dBi et 4,72 dBi pour le patch passif. Nous pouvons noter le faible gain du patch actif dû aux fortes pertes générées par l'implémentation des semi-conducteurs.

3.2.4 Dimensions critiques et facteurs d'impact

Diverses études paramétriques ont été effectuées sur la cellule élémentaire afin de définir les paramètres "à risque" lors de sa fabrication. Toutes les simulations sont effectuées en configuration de port de Floquet. L'étude est réalisée pour une cellule élémentaire dans l'état 0°. L'évolution des paramètres S pour une cellule dans l'état 180° est équivalente à celle présentée ici. Pour un souci de clarté, il a été choisi de représenter l'évolution des paramètres S_{11} et S_{12} pour une variation de dimension d'un paramètre choisi de 50 μm autour de sa valeur nominale. En effet, lors de la fabrication de la cellule élémentaire, le constructeur assure une précision inférieure à 30 μm . Les résultats obtenus sont présentés figure 3.12.

Nous pouvons noter que les éléments les plus à même de modifier le comportement de la cellule élémentaire sont la longueur du patch actif L et la largeur de l'extrusion t des patchs (se référer à la figure 3.2). Ces deux paramètres entraînent une variation de la fréquence de résonance plus importante que les autres paramètres (respectivement, 0,06 GHz et 0,03 GHz pour une variation de $\pm 50 \mu\text{m}$). Nous pouvons aussi nous apercevoir que le paramètre t est celui qui entraîne la désadaptation de la cellule la plus rapide. Malgré tout, l'impact de chacun des 8 paramètres principaux de la cellule élémentaire reste minime et la cellule conserve une bonne adaptation, même pour une erreur de 50 μm sur un paramètre.

3.3 Impact de la conductivité des semi-conducteurs sur les pertes d'insertion

Au cours de la section précédente, nous avons pu observer que la majorité des pertes de la cellule élémentaire sont liées à l'introduction des semi-conducteurs.

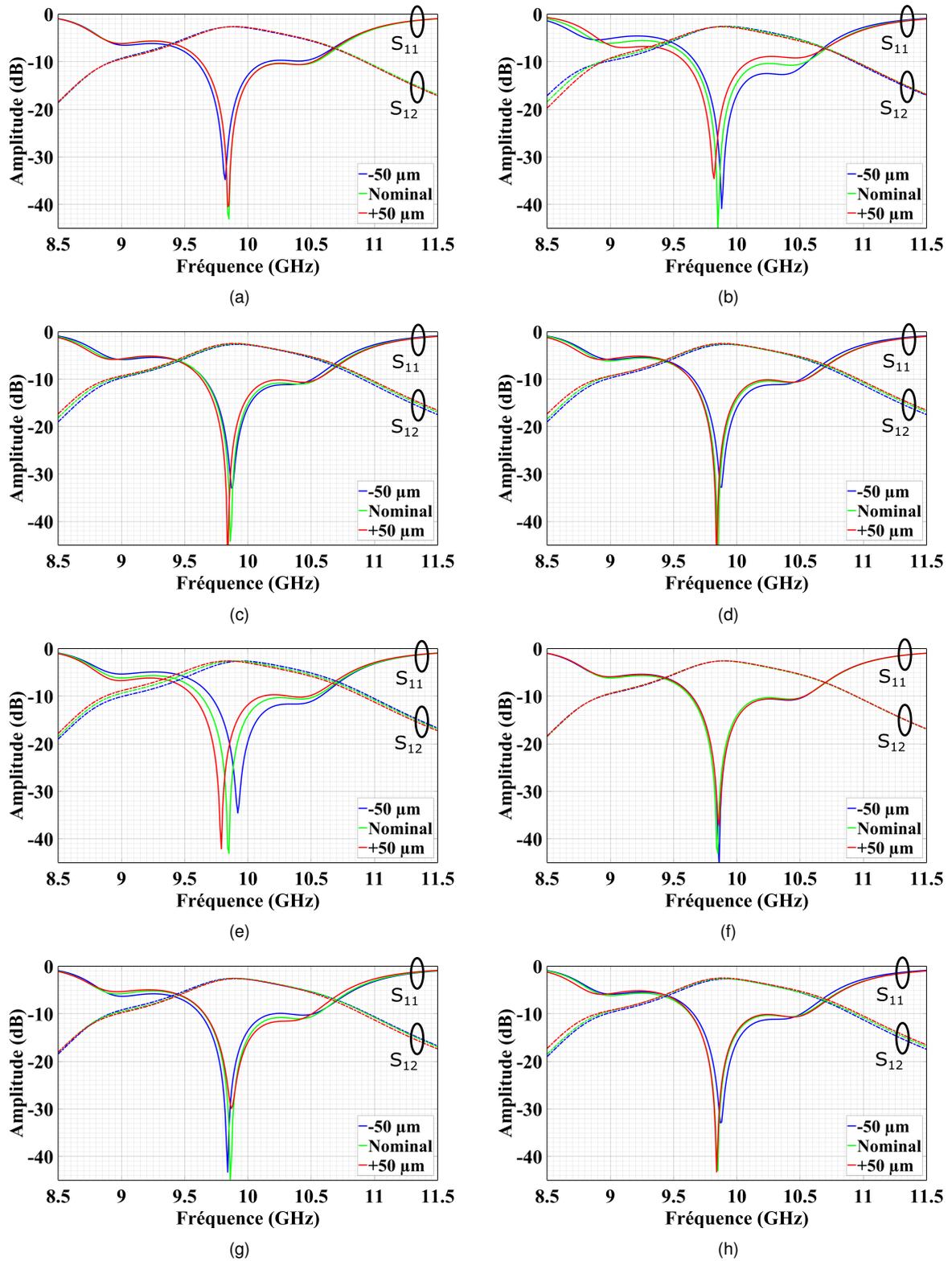


FIGURE 3.12 – Étude paramétrique de la cellule élémentaire à l'état 0° pour les paramètres : (a) a . (b) t . (c) d_v . (d) d_h . (e) L . (f) W . (g) L_s . (h) W_s .

Plus précisément, celles-ci sont liées à leur conductivité. Le semi-conducteur dans l'état OFF (équivalent à une diode PIN bloquante) et le semi-conducteur dans l'état ON (équivalent à une diode PIN passante) ne sont pas parfaitement isolants ou conducteurs, respectivement. De ce fait, le semi-conducteur OFF ($\sigma = 0,63 \text{ S/m}$) induit 0,19 dB de pertes additionnelles tandis que le semi-conducteur ON ($\sigma = 230 \text{ S/m}$) est responsable de 1,70 dB de pertes additionnelles. Pour cette raison, nous souhaitons nous intéresser à l'évolution des pertes de la cellule élémentaire en fonction de la conductivité des semi-conducteurs. Nous en profiterons pour expliciter les raisons qui nous ont poussés à utiliser du germanium.

Rappelons que la conductivité totale σ d'un semi-conducteur soumis à une perturbation peut s'écrire sous la forme $\sigma = \sigma_d + \Delta\sigma$, où σ_d est la conductivité intrinsèque du matériau à la température et fréquence de travail et où $\Delta\sigma$ est la variation de la conductivité du semi-conducteur due à l'éclairement lumineux.

Pour le semi-conducteur OFF, $\Delta\sigma = 0$ puisque ce dernier n'est pas illuminé. Ainsi, $\sigma_{OFF} = \sigma_d$. Pour le semi-conducteur ON, $\Delta\sigma \gg \sigma_d$ donc $\sigma_{ON} \approx \Delta\sigma$. Les équations décrites section 2.2 montrent clairement que la conductivité du semi-conducteur OFF est alors intrinsèquement liée au matériau utilisé et que la conductivité du semi-conducteur ON est due principalement à la densité des porteurs de charge photo-générés, δ_n et δ_p , ainsi qu'à la mobilité des porteurs de charge, μ_n et μ_p .

Afin d'étudier l'effet des paramètres σ_d et $\Delta\sigma$ sur les pertes d'insertion, nous avons réalisé de nombreuses simulations pour lesquelles :

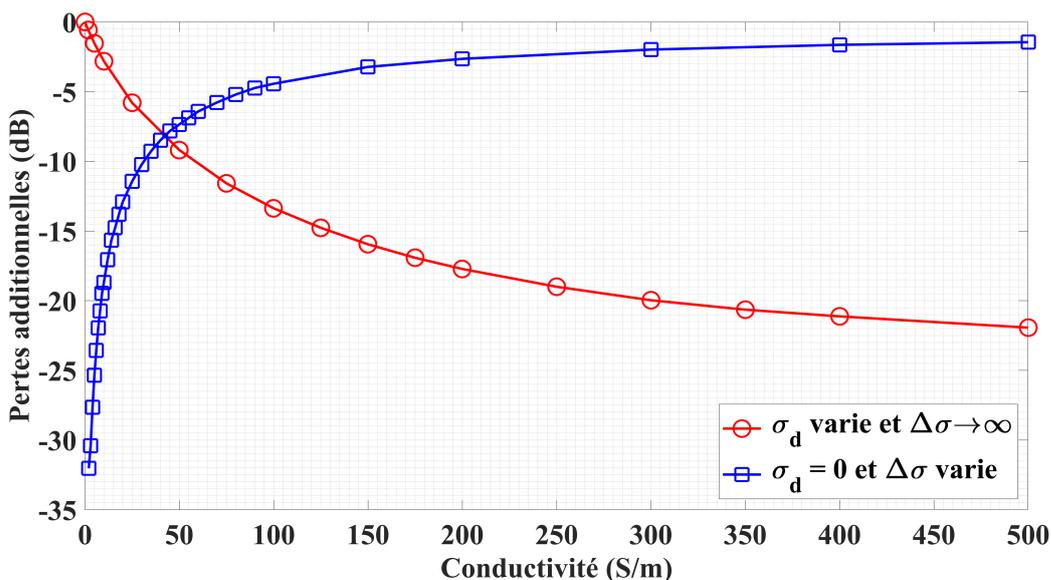


FIGURE 3.13 – Évolution des pertes additionnelles dues aux semi-conducteurs en fonction de leur conductivité.

- la conductivité intrinsèque σ_d varie et la conductivité photo-générée $\Delta\sigma \rightarrow \infty$.
- la conductivité intrinsèque σ_d vaut 0 S/m et $\Delta\sigma$ varie.

Ces simulations sont confrontées au cas idéal où $\sigma_d = 0$ S/m et $\Delta\sigma \rightarrow \infty$, représentant la référence "0 dB". Les résultats des simulations sont représentées figure 3.13.

Dans un premier temps, observons les effets de la conductivité intrinsèque sur les pertes de la cellule élémentaire (= effet de la conductivité du semi-conducteur OFF). Pour une conductivité σ_d inférieure à 1,75 S/m, la cellule élémentaire présente environ 0,6 dB de pertes additionnelles si l'on compare les pertes à celles d'une cellule "parfaite". Les pertes additionnelles s'élèvent rapidement à 1,5 dB pour une conductivité intrinsèque de 5 S/m et celles-ci ne font qu'augmenter pour des valeurs plus grandes. Ces pertes importantes nous poussent à choisir des semi-conducteurs dont la conductivité est faible, si possible, le plus proche de zéro.

Inversement, une conductivité photo-générée $\Delta\sigma$ faible (= effet de la conductivité du semi-conducteur ON) conduit à de très fortes pertes dans la cellule élémentaire. Pour une conductivité moyenne de l'ordre de 200 à 300 S/m, la cellule élémentaire présente des pertes additionnelles allant de 2,1 à 1,4 dB. Ces fortes pertes nous poussent alors à nous intéresser à des semi-conducteurs pouvant atteindre de hautes conductivité lorsque illuminés. Il s'agit des semi-conducteurs dont les mobilité des porteurs de charge sont élevées.

Ces deux résultats montrent que le semi-conducteur choisi doit posséder une conductivité intrinsèque faible et une mobilité de porteurs de charge sont élevée. Pour cette raison, nous devons impérativement écarter les semi-conducteurs dopés et ne pouvons travailler qu'avec des semi-conducteurs intrinsèques. Le tableau 3.3 présente les caractéristiques physiques des semi-conducteurs les plus courants. Certains semi-

	ϵ_r	μ_n (cm ² /V.s)	μ_p (cm ² /V.s)	E_g (eV)	O.G. de la conductivité (S/m)
Si	11,7	1 400	450	1,12	10 ⁻⁴
Ge	16,2	3 900	1 900	0,661	1
InSb	16,8	77 000	850	0,17	10 ³
InAs	15,15	40 000	500	0,354	10
InP	12,5	5 400	200	1,344	10 ⁻⁷
GaAs	12,9	8 500	400	1,424	10 ⁻⁸
GaSb	15,7	3 000	1 000	0,726	10 ⁻³

TABLE 3.3 – Constante diélectrique, mobilité des électrons et des trous et ordre de grandeur (O.G.) de la conductivité intrinsèque calculée à 300K de certains semi-conducteurs à DC [104].

conducteurs indexés présentent une mobilité des électrons élevée (InSb, InAs) mais souffrent d'une faible mobilité des trous, ce qui conduit à une mauvaise mobilité ambipolaire. Le semi-conducteur le plus attractif pour sa mobilité ambipolaire est le germanium mais sa conductivité intrinsèque est plus élevée que certains autres semi-conducteurs comme le silicium, qui pourrait aussi convenir. Cependant, à la vue de la figure 3.13, les pertes dues à la conductivité intrinsèque du germanium restent acceptables dans le cadre de son utilisation. L'argument de la longueur d'onde d'illumination qui est primordiale vient appuyer le choix du germanium, qui peut être illuminé à $1,55 \mu\text{m}$ (énergie de gap $E_g = 0,67 \text{ eV}$).

3.4 Configurations d'éclairage du bloc semi-conducteur

Nous cherchons maintenant à complexifier la représentation de la cellule élémentaire en introduisant diverses méthodes d'illumination. Quelle que soit la méthode choisie, l'acheminement du signal laser est effectué à l'aide de fibres optiques monomode SMF-28. Les semi-conducteurs sont des pavés de dimension $2 \times 0,5 \times 0,38 \text{ mm}^3$ qui peuvent être éclairés sur n'importe quelle face. Afin de faciliter la discussion, les faces des semi-conducteurs ont été nommées (figure 3.14) : extrémités, faces latérales, face supérieure et face inférieure.

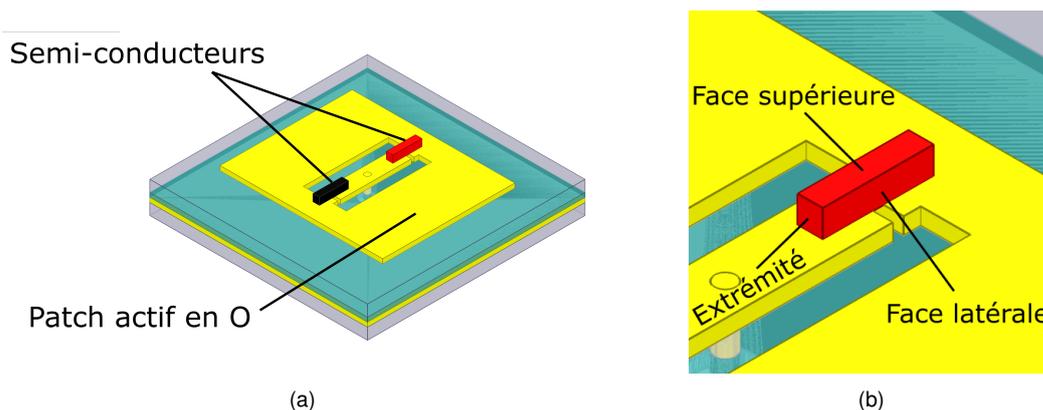


FIGURE 3.14 – (a) Représentation de la cellule élémentaire. (b) Détail des faces du semi-conducteur.

Éclairage par une extrémité

Afin d'optimiser la conductivité du semi-conducteur éclairé, il est contre-productif de l'illuminer par l'une de ses extrémités : la longueur du semi-conducteur est supérieure

à la longueur de diffusion des électrons et des trous. La diffusion des porteurs de charge par une extrémité provoque une répartition fortement inhomogène du plasma photo-généré. Ceci implique une diminution importante de la conductivité du photo-commutateur dans sa globalité. De plus, les extrémités ne peuvent être polies. Une face non polie possède de nombreux éléments diffractant la lumière ou entraînant des réflexions additionnelles, ce qui équivaut à une perte de puissance, donc à des pertes supplémentaires. Cette configuration d'éclairage étant peu intéressante, celle-ci ne sera plus discutée par la suite.

Éclairage par une face latérale

Il s'agit de la solution d'illumination illustrée sur les figures depuis le début de ce chapitre. Les matériaux semi-conducteurs sont illuminés par une fibre optique posée à même la cellule élémentaire. C'est une solution qui semble simple à mettre en place : elle ne nécessite qu'une fibre optique clivée droit qui peut être fixée directement sur la cellule élémentaire à l'aide de colle UV. La fibre peut être maintenue et placée avec précision facilement puisque la cellule élémentaire fait office de support. Dans ce cas de figure, la face éclairée est polie. Illuminer une face latérale du semi-conducteur selon la normale est le plus intéressant puisque cela permet de réduire au maximum les réflexions dues à l'interface air/germanium.

Éclairage par la face supérieure

Éclairer le semi-conducteur par sa face supérieure est tout à fait réalisable, que ce soit par éclairage direct (la fibre optique est perpendiculaire à la cellule élémentaire) ou par réflexion totale à l'aide d'une fibre clivée à 45° (la fibre est à l'horizontale, au-dessus du semi-conducteur). Parmi ces deux propositions, l'éclairage vertical semble plus facile à mettre en œuvre et les pertes optiques associées sont plus faibles. Cependant, aux vues de nos applications, l'utilisation de supports permettant l'alignement et le maintien des fibres optiques au-dessus d'un réseau peuvent fortement perturber ses performances. Lors d'un éclairage par réflexion totale, ce problème est éliminé mais les pertes optiques sont accrues. Pour éviter des pertes par réfraction, la fibre optique doit être clivée à $43,6^\circ$ au minimum. Il est même souhaitable que celle-ci soit clivée à 45° pour limiter au maximum la réflexion à l'interface air/germanium. Ces deux configurations d'éclairage sont plus délicates à mettre en place qu'un éclairage par une des faces latérales et présentent des inconvénients majeurs. C'est pourquoi aucune de ces deux configurations n'est

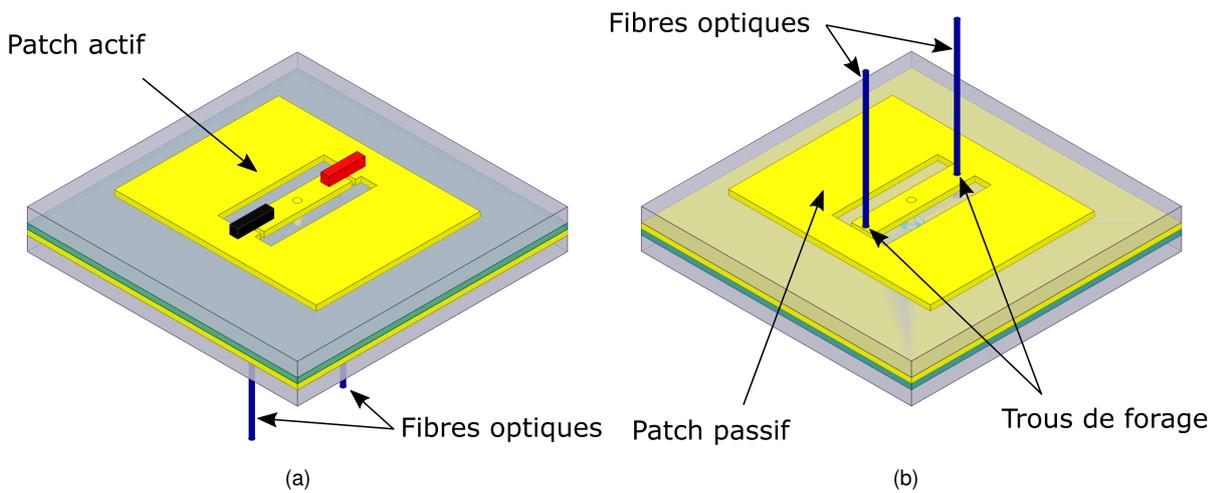


FIGURE 3.15 – Vue schématique de la cellule élémentaire éclairée par le dessous (éclairage par la face inférieure). (a) Vue du patch actif. (b) Vue du patch passif.

retenue.

Éclairage par la face inférieure

Enfin, éclairer le semi-conducteur par sa face inférieure (celle en contact avec la cellule élémentaire) peut sembler complexe ou tout simplement inintéressant mais cette configuration dévoile un avantage certain : elle peut permettre d'automatiser l'alignement des fibres optiques et de limiter fortement les erreurs de positionnement. Cette configuration permet également de générer les paires électrons-trous au plus proche des électrodes, ce qui favorise une bonne conduction entre celles-ci.

Dans ce cas de figure, l'idée est d'éclairer le semi-conducteur à travers la cellule élémentaire. Pour ce faire, il est nécessaire de percer la cellule afin de pouvoir acheminer une fibre optique jusqu'au semi-conducteur. Cette configuration est représentée figure 3.15. En supposant que forer à travers la cellule élémentaire soit réalisable sans détériorer ses performances, il devient possible de maintenir les fibres optiques dans la cellule, moyennant une goutte de colle UV déposée directement dans les cavités permettant leur insertion. Cette méthode permet de s'affranchir des erreurs de positionnement de la fibre optique puisque les trous peuvent être effectués très précisément lors de la fabrication de la cellule élémentaire. En revanche, ceux-ci ne peuvent être métallisés.

L'impact des trous permettant d'accueillir les fibres optiques a été simulé en configuration de port de Floquet (figure 3.16). Il est important de noter que la cellule est forée de part en part. Le patch passif est percé dû au positionnement des semi-conducteurs (figure 3.15b) et le patch actif peut être tronqué, selon le diamètre du trou.

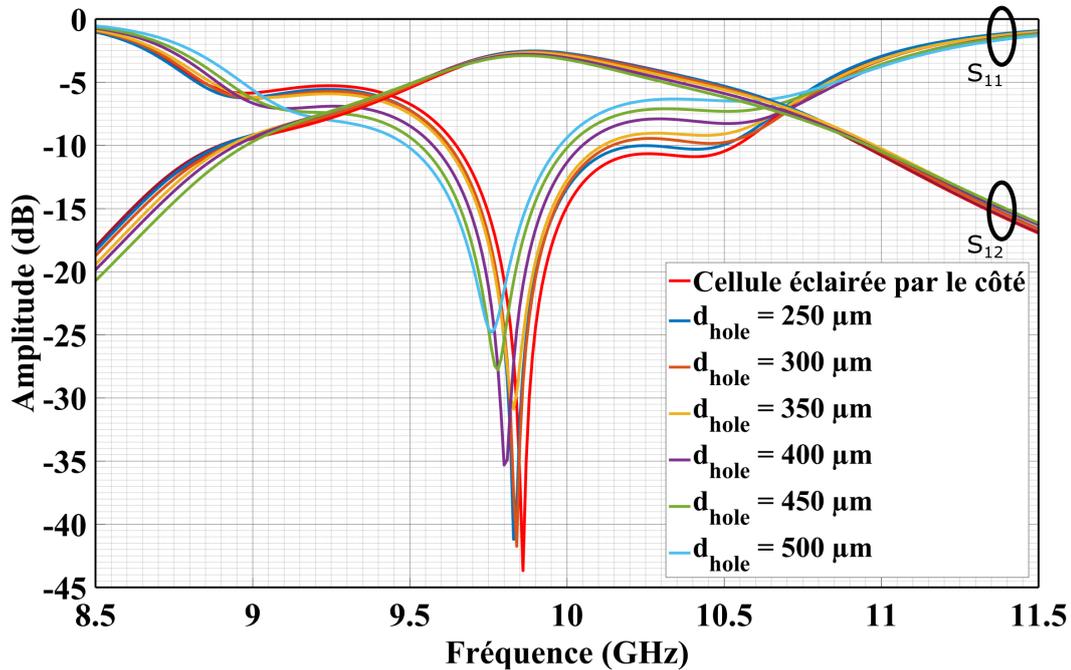


FIGURE 3.16 – Paramètres S de la cellule élémentaire simulés en fonction du diamètre des trous nécessaire à un éclairage par le dessous.

Lorsque le diamètre de forage dépasse $250 \mu\text{m}$, le patch actif commence à être touché (le gap g devient plus petit que le diamètre du trou d_{hole}). Nous pouvons observer que tant que le patch actif n'est pas trop modifié (jusqu'à $d_{\text{hole}} = 350 \mu\text{m}$ de diamètre), les paramètres de diffraction de la cellule élémentaire ne sont quasiment pas impactés. Avec un trou de $300 \mu\text{m}$ de diamètre, nous avons suffisamment de place pour insérer une fibre de $250 \mu\text{m}$ de diamètre (cœur, gaine et couche protectrice). Si nécessaire, il est même possible de dénuder la fibre et retirer sa couche protectrice afin de réduire les dimensions du trou. Au delà de $350 \mu\text{m}$ de diamètre, nous observons une variation de la fréquence de résonance et une désadaptation de la cellule.

Configuration d'éclairage retenue

Comme discuté précédemment, les configurations d'éclairage par les extrémités ou par la face supérieure ont été rejetées. Les configurations d'éclairage par les faces latérales ou par la face inférieure sont toutes les deux très intéressantes. Dû à sa facilité d'utilisation avec des guides d'onde et l'absence de trous de guidage supplémentaires, la configuration d'éclairage par les faces latérales est retenue pour la caractérisation de la cellule élémentaire en configuration guide d'onde. Toutefois, la configuration d'éclairage par la face inférieure sera investiguée par la suite afin

de déterminer sa possible introduction dans un réseau. Il est important de noter que la fixation et l'intégration des fibres optiques et des semi-conducteurs dans une configuration d'éclairage par le dessous sont plus délicats puisque l'extrémité des fibres doit rester propre tout au long de son insertion et qu'il est nécessaire de maîtriser l'application de la laque d'argent sur le semi-conducteur afin que celle-ci ne déborde pas sur la face éclairée.

3.5 Caractérisation de la cellule élémentaire

3.5.1 Montage de la cellule élémentaire

Découpe des blocs semi-conducteurs

Depuis le début du chapitre, nous travaillons avec des blocs de germanium non dopé. Les semi-conducteurs sont achetés sous la forme de wafers polis de 3 pouces de diamètre dans lesquels des pavés de $2 \times 0,5 \times 0,38 \text{ mm}^3$ sont découpés. Ces wafers de germanium ont une orientation cristalline (100) et une épaisseur de $380 \text{ }\mu\text{m}$. La découpe est réalisée au sein du laboratoire et celle-ci est décrite dans les paragraphes qui suivent.

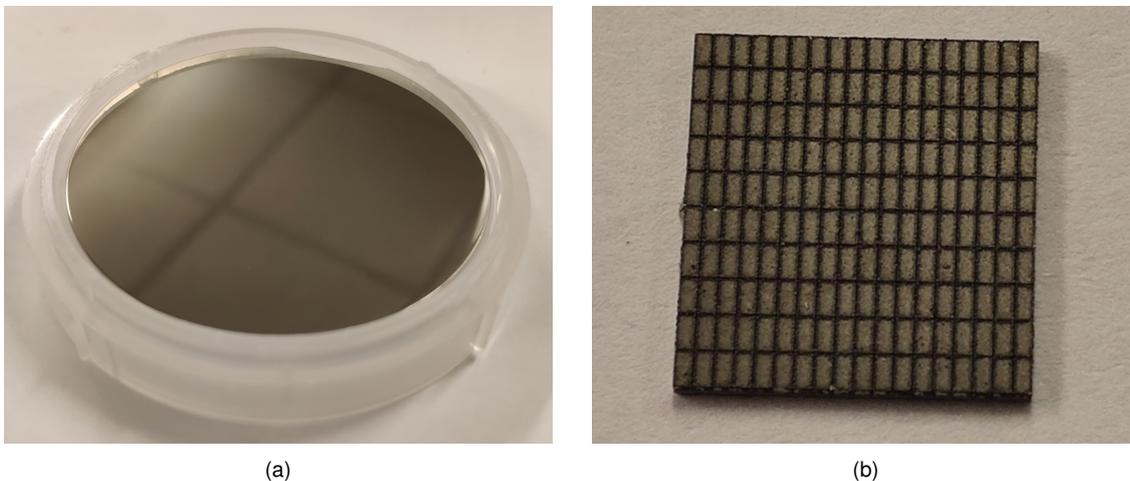


FIGURE 3.17 – Photographie : (a) d'un wafer de germanium. (b) d'une portion de wafer une fois l'empreinte laser réalisée.

Le germanium étant un semi-conducteur dur, celui-ci doit être abaissé à une épaisseur de $100 \text{ }\mu\text{m}$ avant d'être clivé à l'aide d'une pointe en diamant. Sachant que le bloc semi-conducteur final doit être environ 4 fois plus épais, il n'est pas possible de le cliver de cette façon. Afin de palier ce problème, nous avons mis en place une nouvelle procédure de découpe du semi-conducteur. Celle-ci est réalisée

entièrement au sein du laboratoire. Dans un premier temps, nous effectuons une empreinte rectangulaire alignée sur les axes cristallographiques à l'aide d'un laser de découpe industriel (figure 3.17b). Ce premier procédé permet de retirer environ 150 μm d'épaisseur autour de chaque bloc à extraire. Une fois le wafer pré-découpé, celui-ci est clivé. Malheureusement, il n'est pas possible d'effectuer une sur-incision à l'aide d'une pointe diamantée avant le clivage. En fin de procédé, nous récupérons des pavés de germanium dont l'épaisseur est fixe mais dont la hauteur et largeur varient de plus ou moins 50 μm . Parmi le lot de blocs semi-conducteur, un tri est effectué sous microscope afin de ne retenir que les blocs de germanium dont les dimensions sont les plus proches de celles recherchées. Un tri par état de surface est ensuite réalisé.

Plusieurs points doivent être relevés. Premièrement, l'empreinte du semi-conducteur est effectuée à l'aide d'un laser industriel de découpe. Cela signifie que le faisceau utilisé est fortement multimode, donc large. Cette découpe pulvérise des particules de germanium sur le reste du wafer, dégradant ainsi son état de surface. Deuxièmement, les sillons tracés par le laser sont très larges à l'échelle cristallographique du semi-conducteur. Si les axes cristallographiques ne sont pas correctement suivis, le clivage du semi-conducteur devient ardu. Même si l'empreinte est correctement réalisée, le semi-conducteur reste très épais et il est impossible d'utiliser une pointe diamantée pour souligner de nouveau les axes cristallographiques. Le clivage est réalisé en suivant l'ablation faite par laser. Le bloc semi-conducteur final présente des défauts de surface au niveau d'une des deux faces polies dus à la pulvérisation du germanium lors de l'empreinte et des défauts de surface plus importants sur les quatre faces clivés.

Une méthode alternative, plus "propre", est de sous-traiter la découpe des blocs semi-conducteurs à une entreprise extérieure. Les découpes effectuées à l'aide de scies diamantées sont précises à quelques micromètres et présentent un état de surface excellent.

Collage des semi-conducteurs

Les prototypes de cellules élémentaires à base de germanium sont représentés figure 3.18. Les blocs semi-conducteurs sont placés de part et d'autre de la fente en "O". Ceux-ci sont centrés sur le gap g du patch actif. La connexion entre le semi-conducteur et le patch actif est assurée à l'aide de laque d'argent FERRO L-200N. Une faible quantité de laque d'argent est appliquée à l'aide d'un fil dénudé sur le patch actif. Le semi-conducteur est ensuite inséré en portant un soin particulier à son alignement et son positionnement. La laque d'argent doit alors sécher durant une demi-

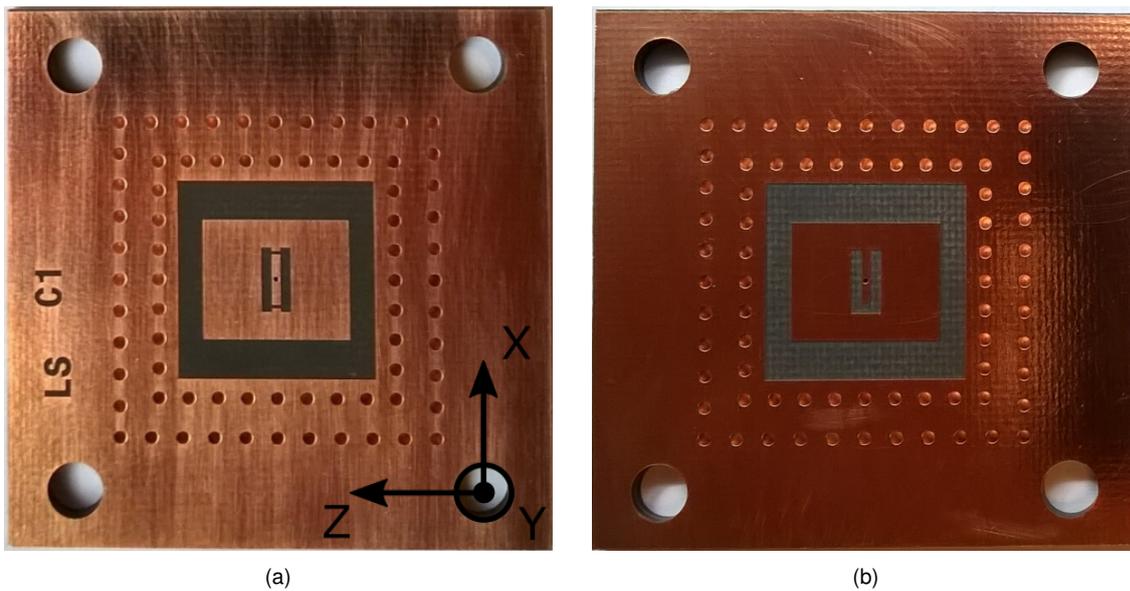


FIGURE 3.18 – Photographie d'une cellule élémentaire. (a) Patch actif sans semi-conducteur. (b) Patch passif.

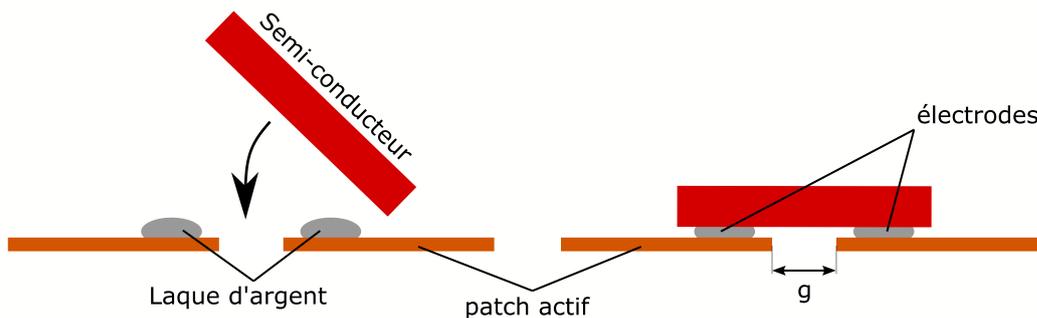


FIGURE 3.19 – Illustration de l'étape de collage des semi-conducteurs.

heure à une heure, et ce dans un environnement sec. La quantité de laque d'argent doit être maîtrisée afin d'éviter des débordements. Par ailleurs, il est crucial de ne pas mettre de laque d'argent dans l'espace entre les deux parties métallisées du patch actif, sous peine de les relier. Le contact entre le semi-conducteur et le patch actif peut ensuite être vérifié à l'aide d'un microscope. Enfin, le positionnement du semi-conducteur est effectué à l'œil nu ou à l'aide d'une binoculaire. Dans le cadre de cette cellule élémentaire, le positionnement à l'œil nu est aisé et suffisamment précis. Les estimations des erreurs de positionnement sont discutées page 100. Lors du montage de la cellule élémentaire, le bloc semi-conducteur est manipulé à l'aide de pinces. Le collage des blocs de germanium est illustré figure 3.19.

Collage des fibres optiques

Une fois les blocs semi-conducteurs collés, il reste à positionner les fibres optiques et les aligner correctement. Pour cela, nous nous aidons des adaptateurs que nous allons utiliser dans le montage comme décrit dans l'annexe A. Plus précisément, nous nous appuyons sur les sillons réalisés dans un des deux adaptateurs. Ces derniers sont représentés figure 3.20b. Les fibres optiques clivées sont insérées dans l'adaptateur avant que celui-ci ne soit posé sur la cellule. Celles-ci sont alors positionnées afin d'éclairer les semi-conducteurs avec un faisceau de 500 μm de diamètre. Cela correspond à une distance d'éclairage de 2,6 mm. Enfin, les fibres sont collées à l'aide d'une goutte de colle UV (NOA61 de Norland) que l'on insole. Grâce aux sillons de l'adaptateur, la fibre optique est positionnée précisément. Cependant, celle-ci n'étant pas collée à son extrémité, il lui est encore possible de bouger lors de manipulations. Ainsi, la précision de positionnement des fibres optiques est difficile à évaluer.

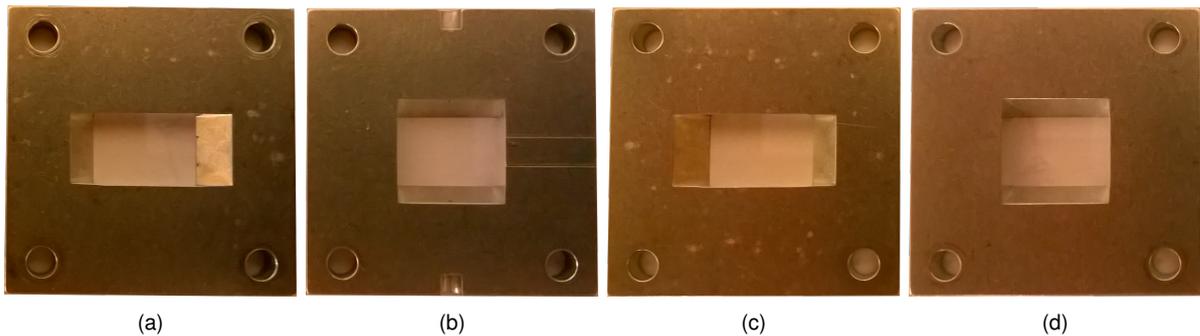


FIGURE 3.20 – Photographie des adaptateurs. (a) et (b) Adaptateur creusé. (c) et (d) Adaptateur simple.

Impact du montage de la cellule élémentaire

Lors du montage des divers éléments de la cellule élémentaire, de nombreux paramètres sont difficiles à contrôler comme le positionnement des semi-conducteurs, leurs dimensions, la quantité de laque d'argent utilisée, le positionnement des électrodes (= dépôts de laque d'argent), l'alignement des fibres optiques et autres. Nous avons étudié l'impact de certains de ces paramètres sur la réponse fréquentielle de la cellule élémentaire. Plus particulièrement, nous avons étudié à l'aide de simulations en ports de Floquet l'importance du dimensionnement et du positionnement des semi-conducteurs. Certains paramètres comme le positionnement des fibres optiques ou la réponse de la cellule élémentaire selon la puissance optique délivrée sont étudiés expérimentalement, partie 3.6. Enfin, d'autres paramètres

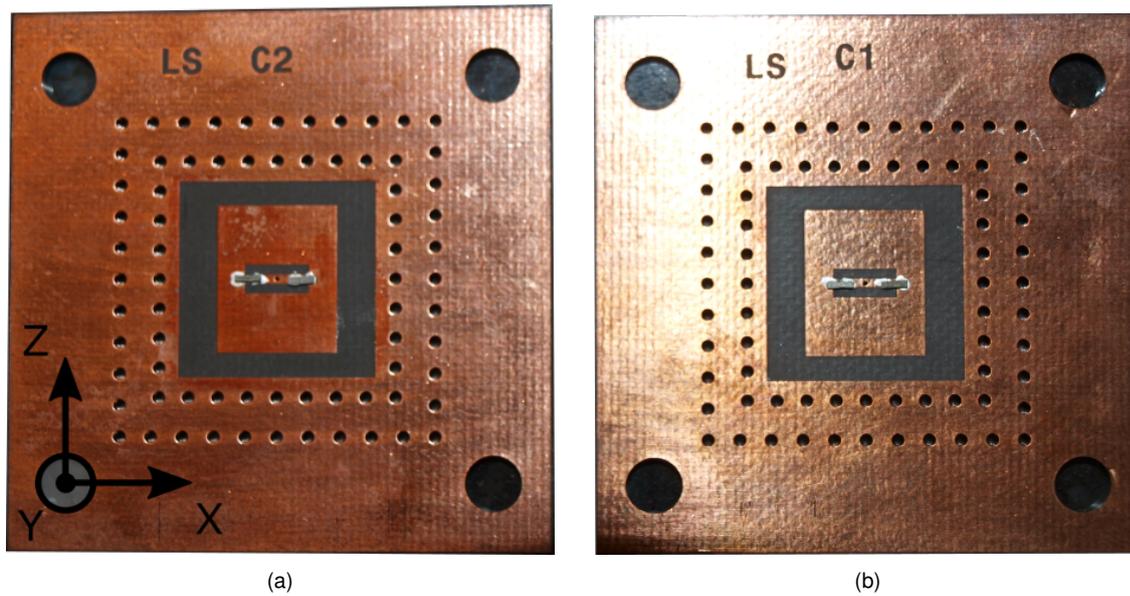


FIGURE 3.21 – Photographie de prototypes de cellules élémentaires reconfigurables optiquement en bande X.

comme la quantité de laque d'argent ou le positionnement des électrodes n'ont pas été abordés.

Parmi les paramètres étudiés, nous avons effectué des simulations pour :

- une variation de la hauteur et la longueur des blocs semi-conducteurs, la largeur étant fixée par l'épaisseur du wafer,
- une variation du positionnement du semi-conducteur ON selon les axes X et Z,
- une variation du positionnement du semi-conducteur OFF selon les axes X et Z.

Toutes les simulations sont effectuées dans l'état 0° de la cellule élémentaire. Les dimensions des semi-conducteurs sont étudiées pour une erreur de $100 \mu\text{m}$ autour de leur valeur nominale. Ceux-ci étant triés après la phase de découpe, l'erreur sur le dimensionnement des semi-conducteurs est normalement inférieure à cette valeur. En revanche, le positionnement des semi-conducteurs est étudié pour une erreur allant jusqu'à $500 \mu\text{m}$ selon chaque axe. La représentation du patch actif peut être retrouvée figure 3.2 et figure 3.21, où le repère (Oxyz) est explicité. Bien que l'opération de collage des semi-conducteurs soit effectuée à la main, la forme du patch actif ainsi que les dimensions du patch en O permettent facilement de se rendre compte d'un mauvais positionnement. En pratique, l'erreur de positionnement selon l'axe X ne dépasse pas $250 \mu\text{m}$ et l'erreur selon l'axe Z ne dépasse pas $150 \mu\text{m}$ dû à la géométrie de la cellule. Les résultats de simulation sont représentés figure 3.22 et sont rappelés dans

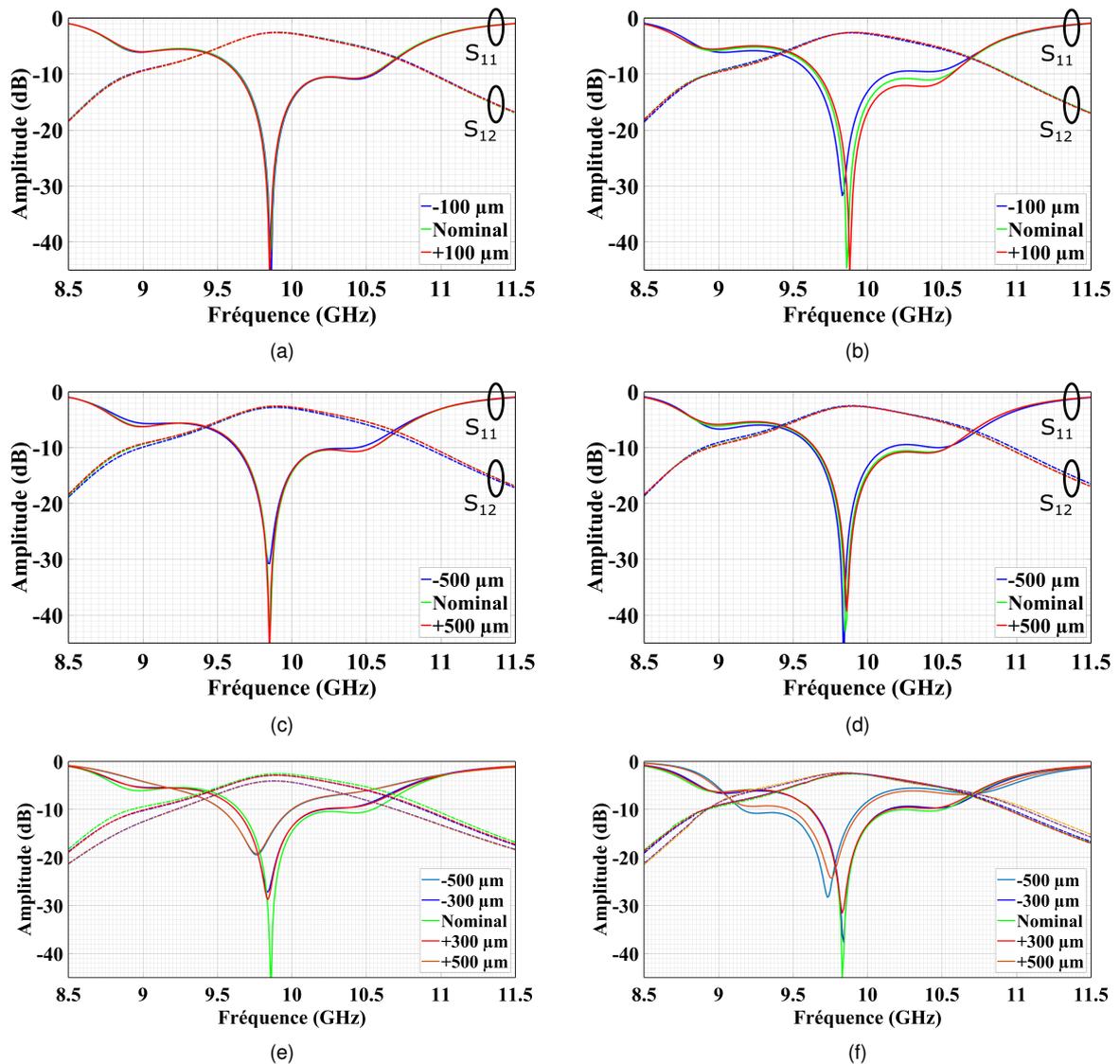


FIGURE 3.22 – Étude du dimensionnement et positionnement des semi-conducteurs (SC) : (a) Longueur du SC. (b) Hauteur du SC. (c) Déplacement selon l'axe X du SC ON. (d) Déplacement selon l'axe X du SC OFF. (e) Déplacement selon l'axe Z du SC ON. (f) Déplacement selon l'axe Z du SC OFF.

Longueur du semi-conducteur				
Erreur	S_{11} (dB)	S_{12} (dB)		
-100 μm	-24,17	-2,54		
0 μm	-23,50	-2,55		
+100 μm	-22,90	-2,60		
Hauteur du semi-conducteur				
Erreur	S_{11} (dB)	S_{12} (dB)		
-100 μm	-19,76	-2,64		
0 μm	-23,50	-2,55		
+100 μm	-31,74	-2,57		
Positionnement selon l'axe X				
Erreur	S_{11} ON (dB)	S_{12} ON (dB)	S_{11} OFF (dB)	S_{12} OFF (dB)
-500 μm	-21,58	-2,78	-20,72	-2,50
0 μm	-23,50	-2,55	-23,50	-2,55
+500 μm	-22,51	-2,55	-25,01	-2,60
Positionnement selon l'axe Z				
Erreur	S_{11} ON (dB)	S_{12} ON (dB)	S_{11} OFF (dB)	S_{12} OFF (dB)
-500 μm	-13,25	-4,10	-11,67	-2,43
-300 μm	-20,00	-2,89	-20,32	-2,51
0 μm	-23,50	-2,55	-23,50	-2,55
+300 μm	-20,31	-2,86	-19,65	-2,51
+500 μm	-13,08	-4,07	-12,64	-2,42

TABLE 3.4 – Tableau récapitulatif de l'évolution des paramètres S associés à l'étude du dimensionnement et positionnement des semi-conducteurs à 9,9 GHz.

le tableau 3.4.

Nous pouvons observer que les effets sur la transmission et la réflexion de la cellule élémentaire diffèrent fortement selon le paramètre étudié. Tout d'abord, la longueur du semi-conducteur ou son positionnement relatif selon l'axe X ont un impact très limité sur les paramètres S de la cellule élémentaire, que l'on s'intéresse au semi-conducteur ON ou OFF. Que le semi-conducteur soit décentré selon l'axe X ou non, le courant ne "voit" que la portion de semi-conducteur entre les deux contacts métalliques, ce qui peut expliquer la faible variation des paramètres S . Ainsi, lors d'une erreur de positionnement du semi-conducteur selon l'axe X, la transmission ainsi que la réflexion de la cellule élémentaire varient peu.

En revanche, nous pouvons noter que la hauteur du semi-conducteur ou son positionnement selon l'axe Z doit être précis (erreur inférieure à 200 μm) sans quoi la cellule élémentaire se désadapte très rapidement, quel que soit le semi-conducteur étudié. Nous pouvons aussi observer un phénomène très intéressant relatif aux pertes

de la cellule élémentaire. Lorsque le semi-conducteur ON est mal positionné selon l'axe Z, des pertes supplémentaires très importantes apparaissent (environ 0,4 dB pour une erreur de $\pm 300 \mu\text{m}$ et environ 1,5 dB pour une erreur de $\pm 500 \mu\text{m}$). Ces pertes sont dues en partie à la désadaptation de la cellule (pour quelque dixièmes de dB) et le reste peut être expliqué comme une chute de la conductivité apparente du semi-conducteur mal positionné. En se référant à la figure 3.13, nous pouvons comprendre pourquoi une faible variation de la conductivité apparente augmente lourdement les pertes. En revanche, lorsque le semi-conducteur OFF est mal positionné, la cellule se désadapte mais la conductivité apparente du semi-conducteur OFF chute aussi... ce qui entraîne une réduction des pertes si l'on se réfère à la même figure (la conductivité du semi-conducteur "bloqué" se rapproche de 0). Finalement, nous pouvons observer que le mauvais positionnement d'un semi-conducteur selon l'axe Z désadapte fortement la cellule mais les pertes ne sont observables que si le semi-conducteur mal positionné est éclairé.

3.5.2 Banc de mesure

Afin d'illuminer les semi-conducteurs, nous utilisons une source laser monomode à 1550 nm, calibrée à l'aide d'un dB-mètre. La puissance optique de 23 dBm (200 mW) est mesurée en sortie de fibre. Une seule des deux fibres optiques est branchée à l'équipement laser ; le semi-conducteur en état OFF voit sa fibre simplement débranchée de tout matériel. Lorsque l'on souhaite changer l'état de la cellule élémentaire, les deux fibres optiques sont interchangées au niveau de la source laser. L'alignement des fibres optiques sur les semi-conducteurs est vérifié à l'aide d'une caméra infra-rouge avant la caractérisation de la cellule élémentaire.

Le banc de mesure pour la caractérisation est représenté figure 3.23. Celui-ci est composé de :

- la cellule élémentaire,
- deux guides d'onde WR-90 ($22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$),
- deux adaptateurs guide-d'onde/cellule-élémentaire,
- un laser monomode à 1550 nm,
- un analyseur de réseau vectoriel (VNA).

La procédure d'étalonnage utilisée est la procédure Through-Reflect-Line deux ports et le plan de référence est situé à la sortie des bras du VNA.

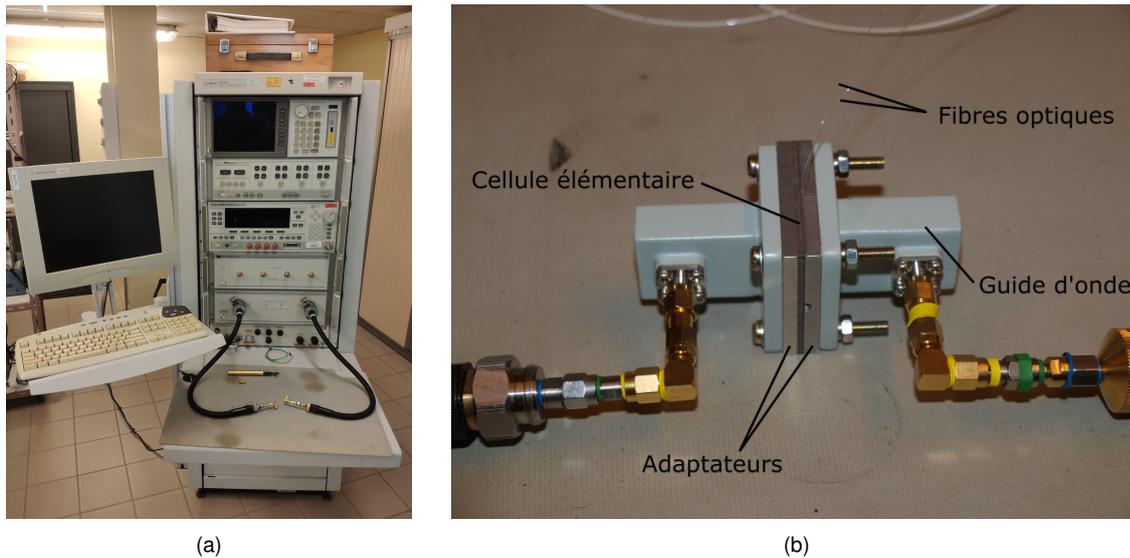


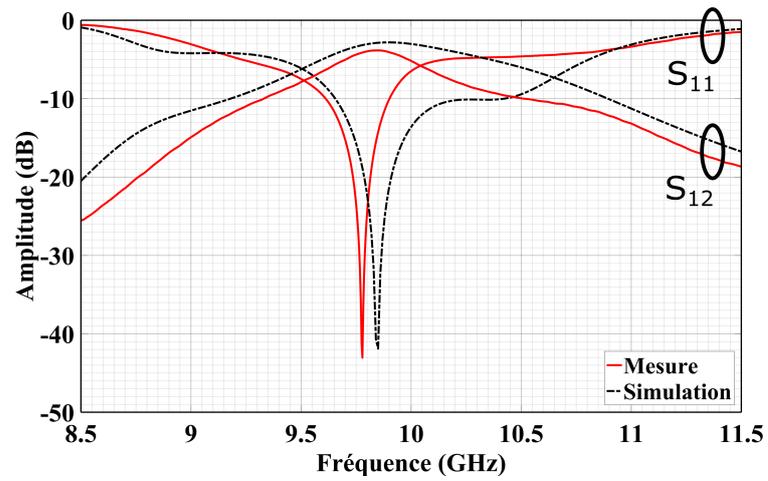
FIGURE 3.23 – Photographie du banc de mesure utilisé pour la caractérisation fréquentielle de la cellule élémentaire. (a) VNA. (b) Ensemble composé des guides d'ondes, des adaptateurs, de la cellule élémentaire et des fibres optiques.

3.5.3 Mesure de la cellule élémentaire

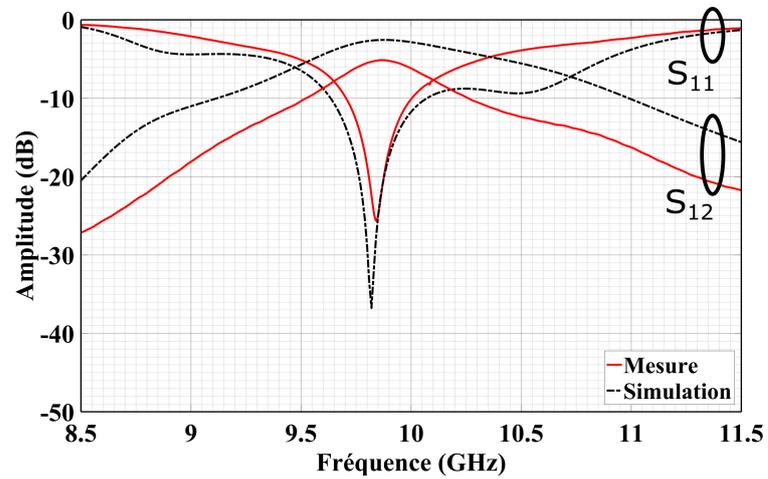
Les paramètres S mesurés dans les conditions citées précédemment ainsi que les paramètres simulés de la cellule élémentaire sont représentés figure 3.24a et figure 3.24b pour les deux états de la cellule. Nous observons des pertes d'insertion respectives de 3,84 dB à 9,84 GHz et 5,14 dB à 9,86 GHz pour les états 0° et 180° . Leur bande passante à -3 dB vaut respectivement 540 MHz (5,4 % à 10 GHz) et 500 MHz (5 % à 10 GHz). Le déphasage mesuré entre l'état 0° et l'état 180° est borné autour de $180^\circ \pm 15^\circ$ dans la bande de fréquence 8,5 GHz - 11,5 GHz (figure 3.24c).

Les pertes d'insertion mesurées dans l'état 0° (-3,84 dB) sont plus importantes que celles prévues par les simulations (-2,55 dB) mais les mesures sont relativement proches du modèle. Nous pouvons aussi souligner le décalage en fréquence de la cellule élémentaire dans cet état. En effet, les simulations prévoient une résonance aux alentours de 9,85 GHz tandis que nous l'observons proche de 9,75 GHz lors de la mesure. Les pertes additionnelles observées ainsi que le décalage en fréquence de la résonance peuvent être attribuées au montage de la cellule. L'ajout de laque d'argent servant à coller les semi-conducteurs, le positionnement des semi-conducteurs ainsi que leurs dimensions jouent un rôle prépondérant sur l'adaptation de la cellule élémentaire et ses pertes.

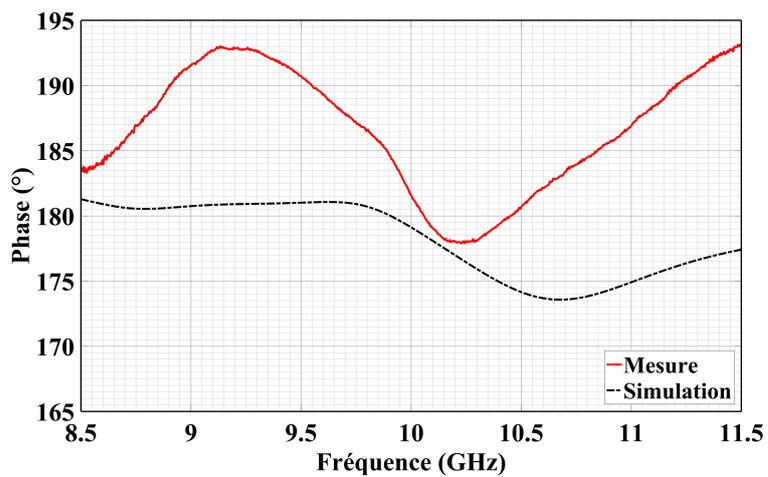
Nous devons aussi souligner la disparité des paramètres S mesurés entre les deux états de phase de la cellule (1,3 dB de différence à leur fréquence de résonance respective). Les pertes additionnelles entre l'état 0° et 180° ne peuvent pas être



(a)



(b)



(c)

FIGURE 3.24 – Réponse en fréquence mesurée de la cellule élémentaire reconfigurable éclairée avec une puissance optique de 23 dBm. (a) Amplitude de la transmission et réflexion dans l'état 0° . (b) Amplitude de la transmission et réflexion dans l'état 180° . (c) Différence de phase de la transmission entre les états 0° et 180° .

expliquée par le mauvais positionnement d'un des semi-conducteurs puisque nous avons vu que le positionnement des semi-conducteurs impacte l'adaptation de la cellule dans les deux états de phase de façon identique. Or, dans notre cas, la cellule reste bien adaptée. Le seul élément modifié entre l'état 0° et l'état 180° est le choix du semi-conducteur éclairé, et par extension, la conductivité globale du photo-commutateur dans l'état passant. Supposons qu'un seul des deux semi-conducteur soit moins conducteur que prévu lorsqu'il est éclairé (état de surface, collage, angle d'éclairement, illumination...). Ce n'est que lorsque ce dernier est éclairé que le problème apparaît puisque sa conductivité dans l'état OFF est intrinsèque au matériau utilisé. Une baisse de la conductivité du semi-conducteur éclairé peut avoir différentes origines. Le premier élément auquel nous pouvons penser est un problème d'alignement de la fibre optique. Cependant, celle-ci est contrôlée plusieurs fois tant que la structure en guide d'onde est ouverte. En revanche, une fois la structure refermée, nous n'avons plus accès à cette information et la fibre peut éventuellement bouger. Enfin, le mauvais positionnement d'une fibre optique engendre généralement le dysfonctionnement de la cellule élémentaire et non quelques pertes additionnelles. D'autres éléments qui peuvent jouer sur la conductivité de l'ensemble bloc semi-conducteur/laque-d'argent sont, par exemple, un mauvais état de surface du semi-conducteur (qui peut augmenter la réflexion, diminuer le rendement quantique, ...), un problème de laque d'argent sur le semi-conducteur ou un problème de collage. Ceux-ci ont un impact important et ne peuvent être négligés. Ces pertes sont sûrement l'effet de plusieurs défauts. La partie 3.6, qui étudie l'éclairement des semi-conducteurs, tend à valider l'hypothèse d'une faible photo-conductivité générée. Cependant, la fréquence de résonance a tendance à dévier vers des fréquences plus basses dans ces conditions. Or, nous observons la quasi-immobilité de la fréquence de résonance, ce qui signifie qu'un autre effet, probablement dû à la laque d'argent, vient compenser la dérive de la fréquence de résonance.

3.5.4 Reproductibilité des mesures

Le montage de la cellule élémentaire requiert de nombreuses manipulations que l'on ne peut automatiser à notre échelle. Chaque étape du montage a un impact fort sur les performances de la cellule élémentaire et de nombreux paramètres sont difficiles à contrôler. Pour récapituler, des erreurs peuvent arriver lors :

- de la découpe des blocs semi-conducteurs, même si plusieurs phases de tri viennent réduire ces erreurs,
- du collage des semi-conducteurs sur la cellule élémentaire,

- du positionnement des fibres optiques.

Le collage des semi-conducteurs est l'étape la plus critique à réaliser puisque de nombreux paramètres (dont certains non contrôlables) dépendent de celle-ci comme le positionnement selon les axes X et Z des blocs semi-conducteur, de l'angle du semi-conducteur avec la cellule, de la quantité de laque d'argent déposée sur chaque électrode, du positionnement de ces électrodes, de la qualité du collage (interface semi-conducteur/laque-d'argent/patch-actif), des débordements de laque d'argent, des métallisations locales du semi-conducteur lors de son collage. Enfin, l'étape d'alignement des fibres optiques n'est pas aisée, surtout dans une structure guidée où la fibre peut bouger une fois celle-ci refermée. Il n'est pas possible de coller directement l'extrémité des fibres optiques pour des raisons de forme de faisceau, de réflexions parasites et de densité de puissance optique. Même quand la structure n'est pas fermée, l'accès aux fibres reste difficile.

En d'autres termes, les mesures effectuées sont difficilement reproductibles. Différentes mesures avec différents collages, différents semi-conducteurs et différents alignements de fibres ont pu nous permettre d'évaluer la dispersion des résultats qui toutefois sont proches.

3.6 Étude expérimentale de l'éclairement des blocs semi-conducteurs

La photo-conductivité du bloc semi-conducteur dépend fortement des différents paramètres d'illumination. La puissance optique, la forme de faisceau, la taille du spot lumineux et son positionnement ainsi que la répartition de la puissance optique sur la surface du semi-conducteur sont des paramètres critiques qui affectent la photo-génération de porteurs de charges. Ces mêmes paramètres ont donc un impact important sur la réponse de la cellule élémentaire. Au cours de cette partie, nous les étudierons ainsi que la possibilité d'un éclairement à travers la cellule, évoquée dans la partie 3.4.

3.6.1 Impact de la puissance optique

L'impact de la puissance optique sur les paramètres S de la cellule élémentaire est étudié en configuration guide d'onde (figure 3.23). Lors de ces mesures, chaque fibre optique est centrée sur le semi-conducteur qu'elle éclaire ainsi que positionnée à 2,6 mm de celui-ci. Cela correspond à un spot lumineux de 500 μm de diamètre,

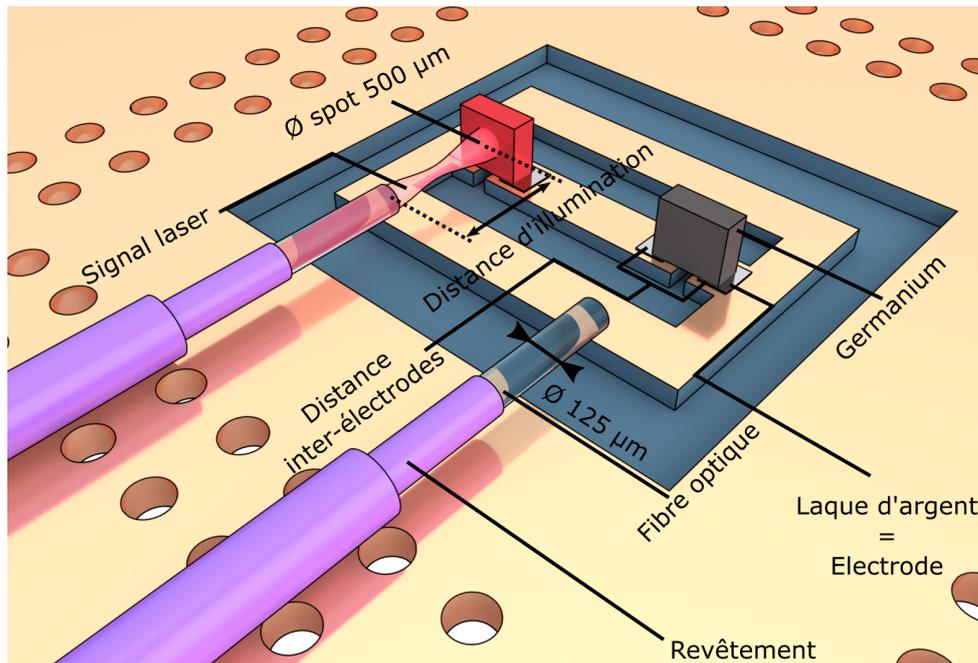


FIGURE 3.25 – Illumination d'un bloc semi-conducteur à l'aide d'une fibre optique monomode.

comme représenté figure 3.25. Les mesures sont effectuées pour quatre puissances optiques différentes : 17 dBm (50 mW), 20 dBm (100 mW), 23 dBm (200 mW) et 25 dBm (316 mW). Les conductivités et permittivités relatives correspondantes valent respectivement ($\sigma = 58 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 15,36$), ($\sigma = 116 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 14,53$), ($\sigma = 230 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 12,88$) et ($\sigma = 368 \text{ S/m}$, $\epsilon_r = 10,94$). Les résultats expérimentaux, mesurés pour une même cellule élémentaire en état de phase 0° , sont représentés figure 3.26. Des résultats similaires ont été mesurés dans l'état de phase 180° .

Ces mesures soulignent l'importance du choix de la puissance optique utilisée pour éclairer les semi-conducteurs. Une diminution de la puissance optique provoque simultanément une diminution de la fréquence de résonance et une augmentation des pertes d'insertion de la cellule élémentaire. Cet effet est dû à la réduction de la transmission du semi-conducteur positionné de part et d'autre du patch actif. Celui-ci perd petit à petit sa capacité de commutation à cause de sa baisse de conductivité. Nous pouvons également noter que la transmission de la cellule élémentaire pour un éclairage de 23 dBm et 25 dBm sont très proches malgré une différence de puissance importante. De nouveau, cela vient des propriétés du semi-conducteur qui diffèrent peu entre ces puissances optiques. Pour de plus faibles puissances optiques, la cellule élémentaire reste adaptée ($S_{11} = -19 \text{ dB}$ pour une puissance de 17 dBm) mais les pertes d'insertion augmentent de façon drastique. Pour ces raisons, le meilleur compromis entre consommation et performances consiste à illuminer la

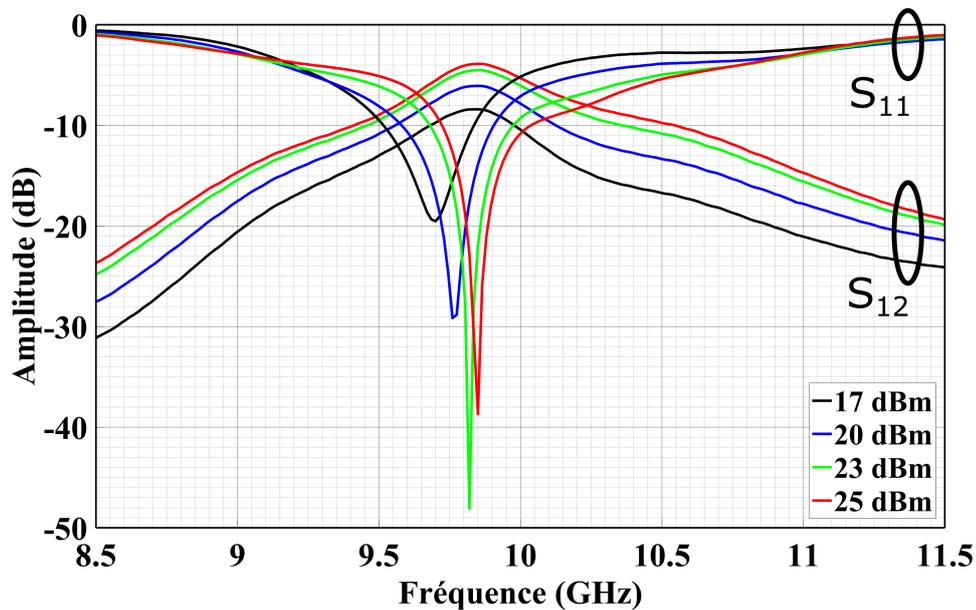


FIGURE 3.26 – Paramètres de diffraction mesurés dans l'état 0° pour différentes puissances optiques.

cellule élémentaire avec une puissance optique de 23 dBm.

3.6.2 Impact du positionnement des fibres optiques

Maintenant que la puissance optique optimale a été déterminée, nous pouvons nous concentrer sur l'impact du positionnement de la fibre optique. Le faisceau lumineux en sortie d'une fibre optique monomode diverge rapidement. Le diamètre du spot lumineux sur la surface du semi-conducteur peut être facilement calculé [107, 108] et contrôlé en agissant sur la distance entre la fibre optique et le semi-conducteur (figure 3.25). Modifier le diamètre du spot lumineux impacte la distribution spatiale de la puissance optique sur le semi-conducteur, et par conséquent, la répartition des porteurs de charge photo-générés. Le positionnement de la fibre optique dans le plan XoZ affecte aussi la conductivité du semi-conducteur. Si les longueurs de diffusion des électrons et des trous (L_n et L_p) sont petites devant la distance séparant une extrémité du spot lumineux et une des électrodes, le manque de porteurs de charge dans la zone déplétée fait s'effondrer la conductivité globale du semi-conducteur, entraînant de fortes pertes d'insertion.

Deux configurations extrêmes peuvent être imaginées :

- Tout d'abord, supposons un faisceau extrêmement concentré, pour lequel le diamètre du spot lumineux tend vers zéro. Dans ce cas, tous les porteurs de charge photo-générés vont être concentrés dans un volume extrêmement faible et

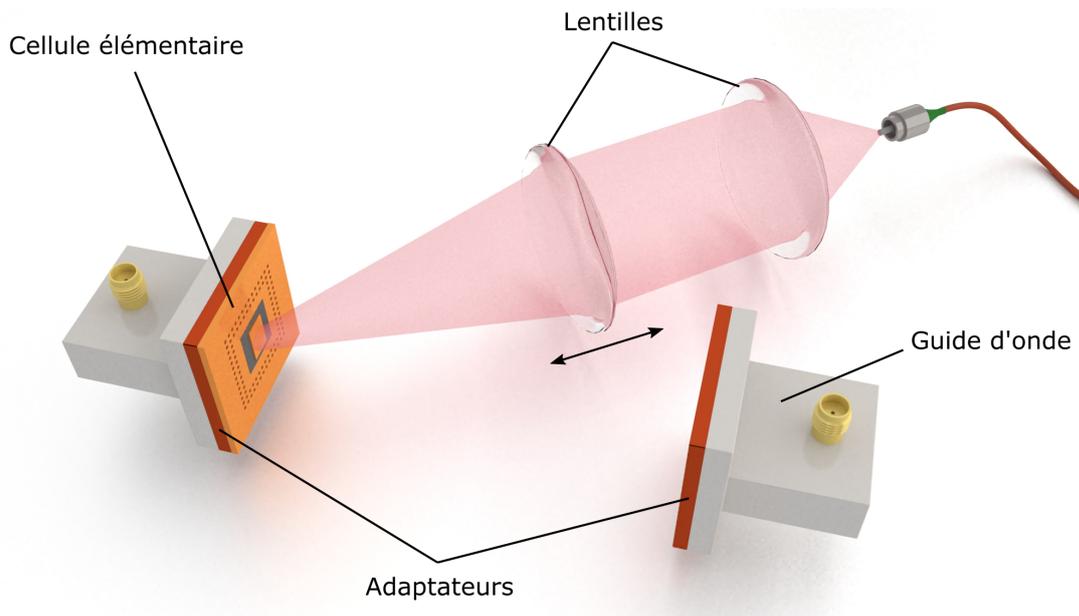


FIGURE 3.27 – Configuration en guide d'onde ouvert.

ceux-ci vont se relaxer dans le semi-conducteur par diffusion selon les longueurs caractéristiques. Ainsi, la conductivité va principalement dépendre de la concentration initiale de porteurs, L_n , L_p et de la distance inter-électrode. Ce raisonnement tend à favoriser un faisceau centré sur le semi-conducteur.

- Supposons maintenant que le diamètre du spot lumineux est très grand devant la distance inter-électrode. Nous pouvons alors supposer que toute la surface du semi-conducteur est illuminée de façon homogène. Ainsi, la répartition des porteurs de charge sera, elle aussi, homogène. Le phénomène de diffusion, lié au déséquilibre de concentration des porteurs de charge, n'apparaît pas. Cette configuration tend à favoriser un positionnement quelconque de la fibre optique, tant que l'éclairement est homogène. Il faut noter que dans la réalité, la majorité de la puissance optique serait perdue autour du semi-conducteur.

Toute configuration réelle n'est qu'une combinaison des deux précédentes, liant photogénération locale et diffusion des porteurs de charge. L'impact de leurs effets conjoints peut être mesuré en observant la transmission de la cellule élémentaire et en mesurant les pertes additionnelles générées pour différents diamètres de spot lumineux. Une telle étude permet de déterminer quel diamètre de faisceau permet d'obtenir à la fois une bonne transmission et une tolérance acceptable aux erreurs de positionnement.

Afin de mesurer expérimentalement l'impact du diamètre du spot lumineux sur le semi-conducteur, nous avons modifié la configuration en guide d'onde utilisée jusqu'à présent. Le nouveau banc de mesure est représenté figure 3.27 et figure 3.28. Cette

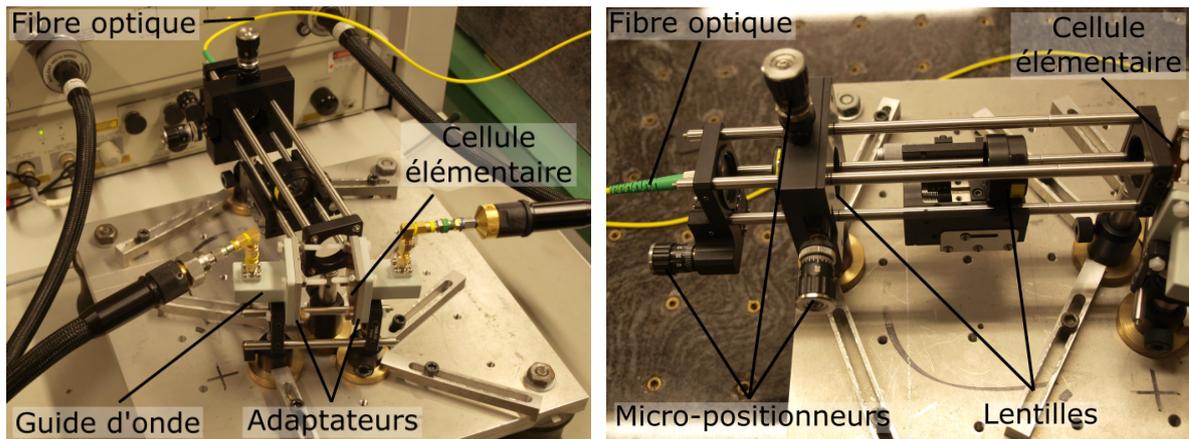


FIGURE 3.28 – Montage expérimental en configuration de guide d'onde ouvert.

configuration en espace libre inclut un arrangement de lentilles confocales permettant d'ajuster précisément le diamètre du spot lumineux ainsi que sa position sur le semi-conducteur. Le dispositif optique est monté sur des micro-positionneurs permettant un positionnement précis du spot lumineux sur le semi-conducteur.

La mesure relative de l'évolution de la transmission de la cellule élémentaire en fonction du diamètre du spot lumineux à puissance optique égale est représentée figure 3.29. Lors de ces mesures, le faisceau lumineux est centré sur le semi-conducteur et son positionnement est observé à l'aide d'une caméra infrarouge. La référence "0 dB" est définie pour la configuration ayant le meilleur coefficient de transmission.

Comme le montre la figure 3.29, la cellule élémentaire ne souffre pas de pertes additionnelles tant que spot lumineux a son diamètre compris entre $40\ \mu\text{m}$ et $500\ \mu\text{m}$. Tant que le faisceau lumineux est confiné sur le semi-conducteur, son diamètre n'a pas d'influence sur les performances de la cellule élémentaire malgré une distance inter-électrode estimée de 500 à $700\ \mu\text{m}$.

Cela souligne le bénéfice d'utiliser un semi-conducteur dont les longueurs de diffusion sont importantes. Pour un spot lumineux dont le diamètre est supérieur à $500\ \mu\text{m}$, la transmission de la cellule élémentaire diminue, signifiant une baisse de la photo-conductivité du semi-conducteur. A cause des dimensions du semi-conducteur, une partie de la puissance optique est perdue pour toute illumination dépassant $500\ \mu\text{m}$ de diamètre. La forte diffusion des porteurs de charge peut aussi jouer un rôle dans la réduction de la conductivité puisqu'une partie des porteurs de charge va diffuser hors de la zone inter-électrode. De façon plus évidente, au delà de $700\ \mu\text{m}$ de diamètre, une partie significative de la puissance optique est perdue, résultant en

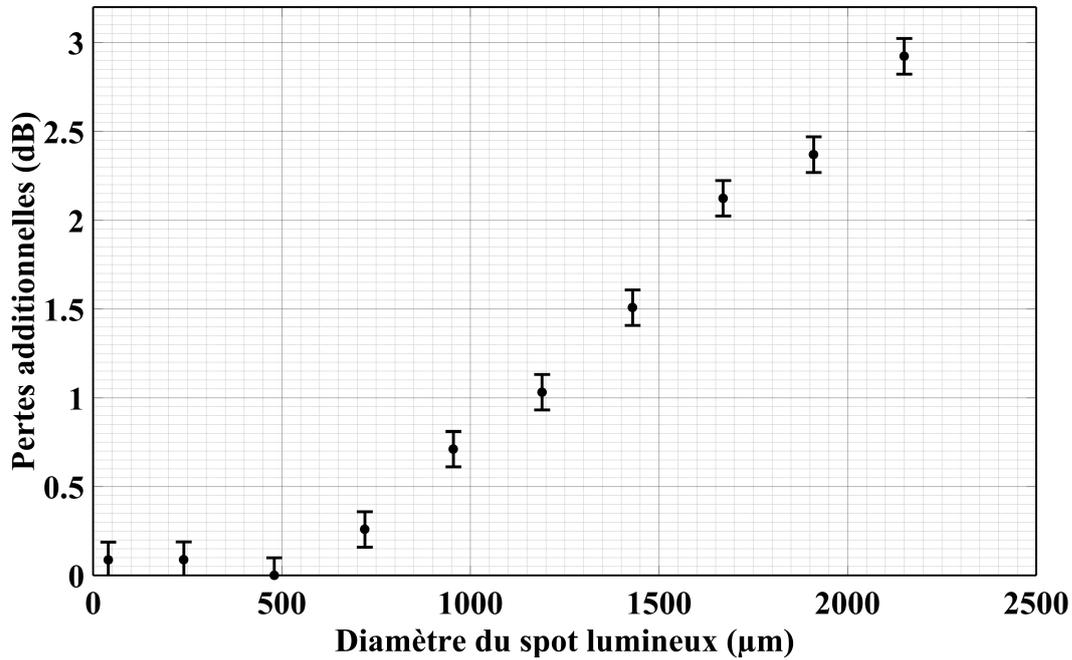


FIGURE 3.29 – Pertes d’insertion additionnelles en fonction du diamètre du spot lumineux (à puissance optique égale).

une diminution de la conductivité du semi-conducteur et donc une augmentation des pertes d’insertion de la cellule. D’un point de vue pratique, le faisceau lumineux en sortie d’une fibre optique SMF-28 fait 8 μm de diamètre. Le diamètre du spot lumineux peut être aisément ajusté entre 40 μm et 500 μm en modulant la distance séparant la fibre optique du semi-conducteur. Cela correspond à un éloignement de 200 μm à 2,6 mm.

Afin de quantifier l’impact du positionnement latéral du spot lumineux sur les pertes de la cellule, nous avons mesuré les pertes additionnelles générées lorsque le spot

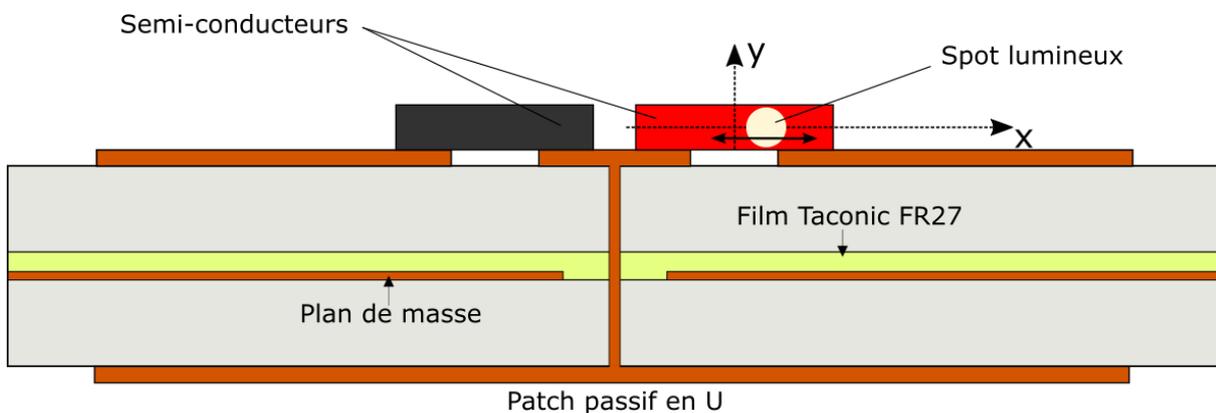


FIGURE 3.30 – Schéma explicatif représentant le spot lumineux décentré selon l’axe X.

lumineux n'est pas centré sur le semi-conducteur. L'étude est menée pour un spot lumineux se déplaçant selon l'axe X. Cette configuration d'éclairage particulière est représentée figure 3.30. La figure 3.31 représente les pertes additionnelles mesurées pour deux diamètres de spot lumineux différents (30 μm et 500 μm) en fonction de la position du spot sur l'axe X.

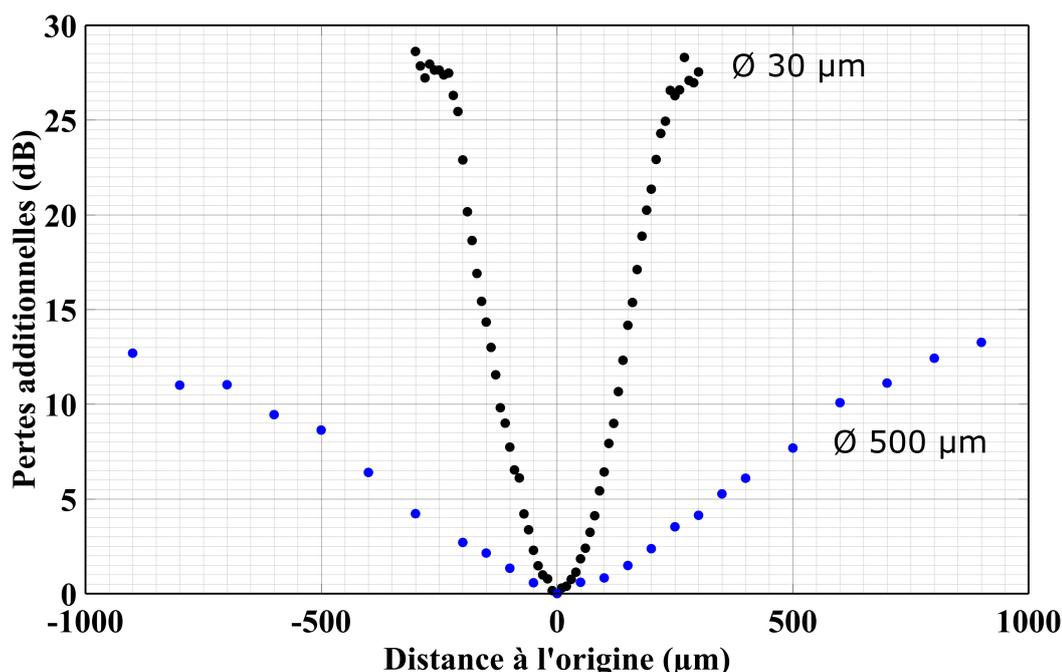


FIGURE 3.31 – Pertes additionnelles en fonction de la position du spot lumineux sur le semi-conducteur selon l'axe X pour deux diamètres différents : 30 μm (en noir) et 500 μm (en bleu).

Comme attendu, nous observons l'apparition de pertes additionnelles dès que le spot d'illumination n'est plus centré sur le semi-conducteur. La dégradation de la transmission est importante dès que le spot lumineux est décalé de plus de 100 μm . Cet effet est d'autant plus marqué avec un spot lumineux de faible diamètre. Plus spécifiquement, dans la configuration "30 μm ", un mauvais positionnement de 30 à 40 μm entraîne 1 dB de pertes additionnelles tandis qu'un déplacement de 60 μm entraîne 3 dB de pertes. En comparant avec un spot lumineux de 500 μm de diamètre, seulement 1 dB (respectivement 3 dB) de pertes additionnelles sont obtenues pour un mauvais positionnement de 100 μm (respectivement 225 μm). Ces résultats montrent que le spot de diamètre le plus grand doit toujours être utilisé afin de relaxer les erreurs de positionnement.

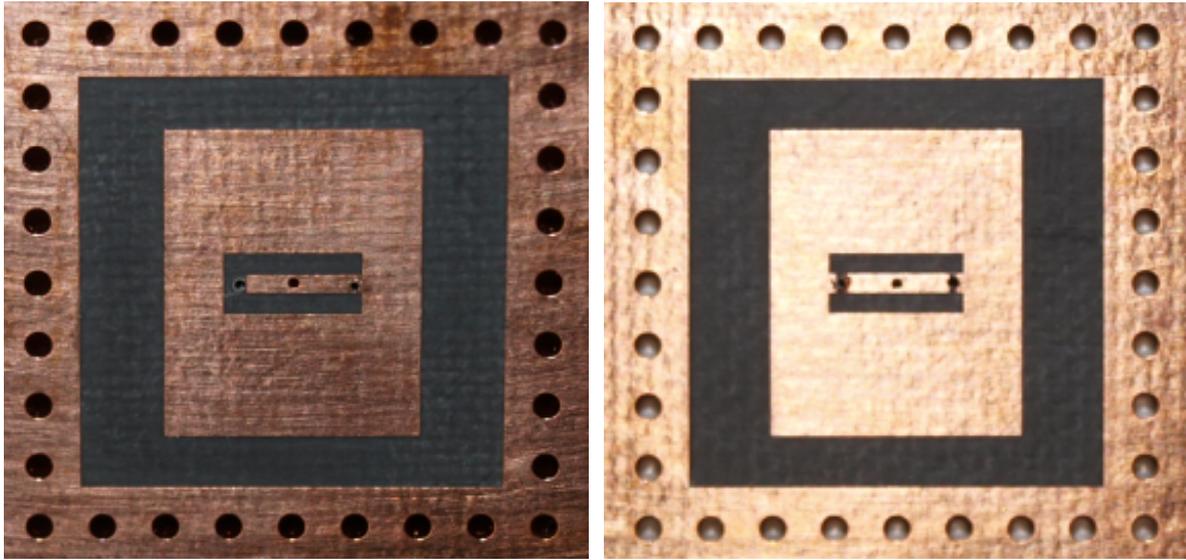


FIGURE 3.32 – (a) Patch passif troué permettant un éclairage par le dessous. (b) Patch actif troué sans semi-conducteur permettant un éclairage par le dessous.

3.6.3 Illumination de la cellule élémentaire par le dessous

Nous venons de voir que l'illumination des semi-conducteurs est un élément critique du montage et doit être contrôlé du mieux possible. Pour cela, illuminer le semi-conducteur à travers la cellule élémentaire, comme présenté section 3.4, page 92 peut aider à contrôler le positionnement du spot lumineux sur les semi-conducteurs. Dans ce cas de figure, la fibre est nécessairement maintenue dans la cellule élémentaire et son positionnement est directement défini par les trous de forage permettant l'illumination. La figure 3.32 montre les trous (300 μm de diamètre) réalisées afin de permettre le passage des fibres optiques lors d'une illumination à travers la cellule élémentaire. Une fois les trous réalisés précisément, il reste à contrôler le diamètre du spot lumineux sur le semi-conducteur lors de l'insertion de la fibre optique. Ce dernier est simplement réalisé en choisissant une distance fibre/semi-conducteur particulière qui correspond à la taille de faisceau souhaitée. Nous avons foré des trous de 300 μm de diamètre à travers la cellule, ce qui signifie que nous ne pouvons illuminer le semi-conducteur qu'avec un spot lumineux dont le diamètre maximum ne dépasse pas 300 μm . Dans la section précédente, nous avons vu qu'illuminer le semi-conducteur avec un diamètre de 500 μm permet de relaxer les contraintes de positionnement mais si le positionnement est parfaitement réalisé, nous pouvons diminuer celui-ci sans conséquence. La figure 3.33 montre l'insertion des fibres optiques dans la cellule élémentaire afin de réaliser un éclairage par le dessous.

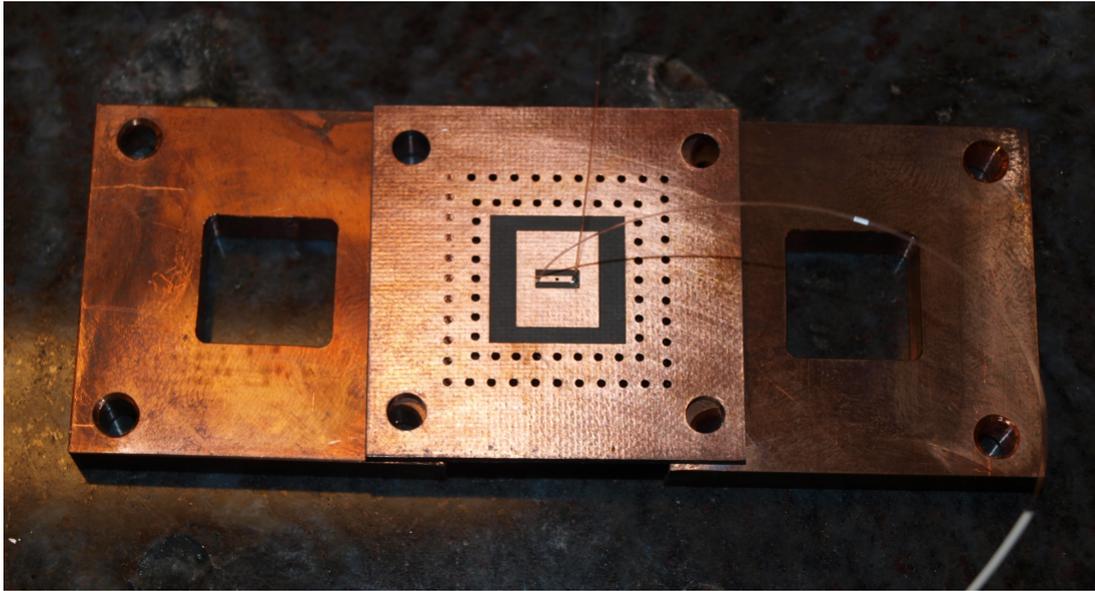


FIGURE 3.33 – Insertion des fibres optiques dans une cellule élémentaire pour réaliser un éclairage des semi-conducteurs par la face inférieure.

Les diverses tentatives de mesures se sont soldées par des échecs dû à la densité de puissance optique utilisée. Afin d'illuminer un semi-conducteur, nous injectons 23 dBm optiques dans une fibre monomode SMF-28 dont le cœur mesure $8,2 \mu\text{m}$ de diamètre. Une fois la fibre insérée et collée dans la cellule élémentaire, les particules arrachées au substrat lors du forage ainsi que les particules avoisinante prennent feu sous la puissance optique délivrée. Cela induit un effet de mèche qui brule la fibre optique sur plusieurs centimètres. Malgré plusieurs essais, nous n'avons pas pu empêcher cet effet de se produire. Afin d'empêcher cet effet de mèche, il reste deux solutions. La première requiert d'appliquer une matière non conductrice dans la cellule élémentaire afin de permettre à la fibre optique de se retrouver dans un environnement sans résidus mais cela nécessite de forer des trous de plus gros diamètre. La deuxième solution revient à métalliser les nouveaux trous mais nécessitent au préalable de retravailler la cellule élémentaire afin d'isoler la masse de ces nouvelles métallisations, ce qui complexifie la cellule. Malgré les intérêts d'une illumination par l'arrière, nous avons abandonné cette approche.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X a été développée, fabriquée et caractérisée expérimentalement. Cette cellule à quantification de phase 1-bit peut être utilisée afin de concevoir un réseau transmetteur

reconfigurable optiquement à polarisation linéaire. Celle-ci se compose de deux substrats identiques, d'une couche de colle et de trois strates métalliques (patch actif en "O", patch passif en "U" et plan de masse). Deux semi-conducteurs sont intégrés afin de commuter optiquement la phase de la cellule.

La cellule élémentaire a été simulée et optimisée à l'aide des modèles de semi-conducteurs précédemment établis et du logiciel Ansys HFSS. La cellule élémentaire a également été caractérisée expérimentalement. Les résultats sont en bonne concordance avec les simulations et montrent les performances suivantes :

- les pertes d'insertion sont de l'ordre de 3,84 dB et 5,14 dB pour les états 0° et 180° respectivement,
- la bande passante à -3 dB est de 5,2 % et 5% respectivement.

Différentes configurations d'éclairage des blocs semi-conducteurs ont été discutées et l'impact de leur illumination a été quantifié. Nous avons montré qu'il est optimal d'éclairer chaque bloc semi-conducteur avec une puissance optique de 23 dBm. Le spot lumineux doit être centré au mieux sur le semi-conducteur et son diamètre est fixé à 500 μm . Cela correspond à une distance fibre/semi-conducteur de 2,6 mm.

Dans le chapitre suivant, nous introduisons un réseau transmetteur à contrôle optique basé sur la cellule élémentaire développée en bande X. Le réseau en question est un réseau mono-bande, mono-polarisation à 9,8 GHz.

RÉSEAU TRANSMETTEUR RECONFIGURABLE OPTIQUEMENT EN BANDE X

Lors du chapitre précédent, nous avons développé et caractérisé une cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X dont la commutation est réalisée à l'aide de semi-conducteurs en germanium. Nous nous intéressons maintenant au dimensionnement et à la conception du réseau transmetteur basé sur les mêmes cellules. Ce dernier est un réseau mono-polarisation, mono-bande et fonctionne à 9,8 GHz. Ses performances sont simulées à l'aide du logiciel Ansys HFSS ainsi que d'un script Matlab développé lors d'une collaboration précédente entre l'IETR et le CEA Leti [109, 110].

Au cours de ce chapitre, nous présenterons dans une première partie la théorie des réseaux transmetteurs, complétant ainsi l'introduction succincte effectuée chapitre 1. Nous nous préoccupons ensuite de dimensionner le réseau transmetteur reconfigurable optiquement. Nous étudierons alors l'impact du réseau de commande sur les performances de l'antenne réseau transmetteur. Enfin, nous discuterons des différentes architectures de commandes optiques à notre disposition. Nous en profiterons pour évoquer les précautions nécessaires lors de la mesure du réseau transmetteur en chambre anéchoïque.

4.1 Théorie des réseaux transmetteurs

Le rayonnement électromagnétique d'un réseau transmetteur en champ lointain peut être calculé grâce à la théorie des réseaux [16, 109-111]. Pour ce faire, certaines informations inhérentes à la source primaire ainsi qu'aux cellules élémentaires constituant le réseau doivent être connues (simulations ou mesures). Le modèle de calcul utilisé consiste à étudier les interactions entre l'onde électromagnétique excitatrice et le réseau transmetteur, étape par étape, de la source primaire à la zone

d'espace libre en champ lointain. Au cours de leurs travaux, H. Kaouach [109], A. Clemente [110] et L. Di Palma [1] ont développé un script Matlab permettant de prévoir la réponse d'un réseau transmetteur et ont validé son bon fonctionnement. Au cours de cette section, nous reprenons les diverses formulations développées au cours de leurs travaux [1, 109, 110] afin de présenter les bases de la théorie des réseaux transmetteurs.

Afin de représenter l'onde électromagnétique issue de la source primaire et calculer sa propagation, il est nécessaire d'avoir accès :

- au rayonnement en champ lointain de la source primaire $\vec{E}_S(\theta, \phi)$,
- à son gain $G_S(\theta, \phi)$,
- à sa directivité $D_S(\theta, \phi)$.

De même, afin de pouvoir calculer l'interaction entre une onde électromagnétique et le réseau transmetteur, il faut connaître :

- le rayonnement en champ lointain des cellules élémentaires $\vec{E}_{Rx}^n(\theta, \phi)$ et $\vec{E}_{Tx}^n(\theta, \phi)$,
- leur gain $G^n(\theta, \phi)$,
- leur directivité $D^n(\theta, \phi)$,
- leur matrice de dispersion $[S^n(\omega)]$.

4.1.1 Bilan de puissance

Au cours de cette section, nous présentons le bilan de puissance d'un réseau transmetteur. Les puissances sont définies pour chaque interaction entre l'onde électromagnétique et un élément de l'antenne réseau.

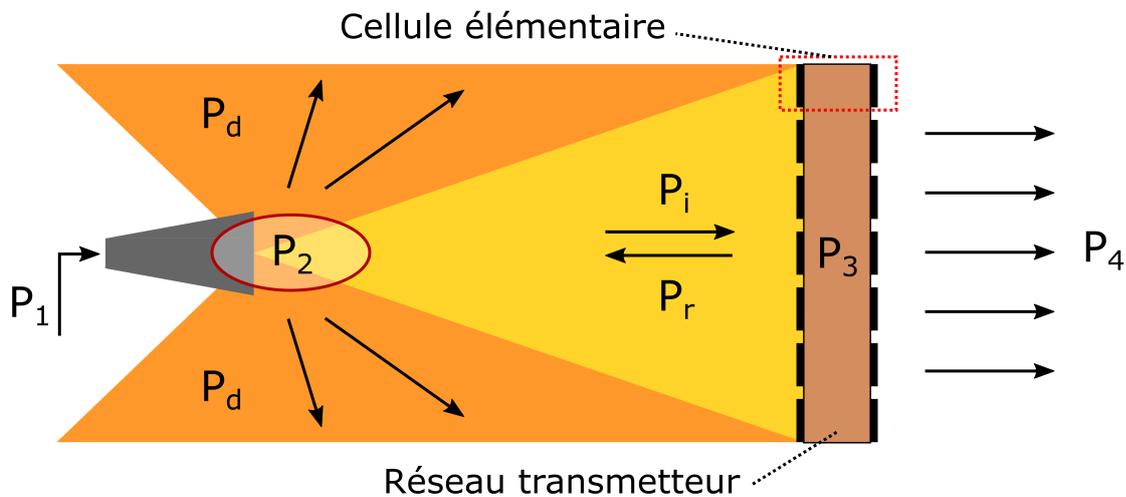


FIGURE 4.1 – Bilan de puissance d'un réseau transmetteur.

Celles-ci sont représentées figure 4.1 et peuvent être explicitées comme :

- P_1 , la puissance d'entrée de la source focale (fixée à 1),
- P_2 , la puissance rayonnée par la source focale,
- P_i , la puissance totale incidente (côté source) sur le réseau transmetteur,
- P_r , la puissance perdue par réflexion (côté source) sur le réseau transmetteur,
- P_d , la puissance perdue par débordement (côté source),
- P_3 , la puissance collectée (côté source) par le réseau transmetteur,
- P_4 , la puissance rayonnée (côté espace libre) par le réseau transmetteur.

Il vient naturellement que la puissance totale incidente P_i peut s'écrire comme la différence entre la puissance émise par la source focale P_2 et la puissance perdue par débordement P_d .

$$P_i = P_2 - P_d. \quad (4.1)$$

De même, il vient que la puissance captée par le réseau transmetteur P_3 peut s'écrire comme la différence entre la puissance totale incidente sur le réseau transmetteur P_i et la puissance perdue par réflexion P_r .

$$P_3 = P_i - P_r. \quad (4.2)$$

A partir des termes de puissance introduits, nous pouvons définir le rendement total du réseau tel que

$$\eta = \frac{P_4}{P_1} = \eta_T \cdot \eta_I \cdot \eta_S \quad (4.3)$$

où :

- $\eta_S = \frac{P_2}{P_1}$ est le rendement de la source focale,
- $\eta_I = \frac{P_3}{P_2}$ est le rendement d'illumination,
- $\eta_T = \frac{P_4}{P_3}$ est le rendement de transmission du réseau.

4.1.2 Puissance rayonnée par la source primaire et puissance totale incidente

La puissance totale rayonnée par la source focale P_2 est calculée en intégrant sa densité de puissance sur l'ensemble de l'espace.

$$P_2 = \frac{1}{2Z_0} \iint_{\Omega} |\vec{E}_S(\theta, \phi)|^2 d^2\Omega = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |\vec{E}_S(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi, \quad (4.4)$$

où Z_0 est l'impédance du vide et où Ω est l'angle solide considéré.

La puissance totale incidente P_i est calculée en intégrant la densité de puissance rayonnée par la source primaire sur l'angle solide défini par la surface du réseau transmetteur. Dans le cas d'un réseau circulaire, l'angle solide est celui d'un cône de révolution, ce qui amène

$$P_i = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^\alpha |\vec{E}_S(\theta, \phi)|^2 \sin(\theta) d\theta d\phi, \quad (4.5)$$

où α est le demi-angle au sommet.

L'angle solide utilisé doit être adapté à la forme du réseau associé. Dans le cas d'un réseau transmetteur de forme carré, le calcul de l'angle solide est plus complexe puisque l'angle α dépend alors de ϕ .

4.1.3 Puissance collectée par le réseau

Supposons que le réseau transmetteur soit illuminé par une source primaire dont le centre de phase est positionné à l'origine $O(0, 0, 0)$. Notons P_3^n la puissance collectée par la $n^{\text{ième}}$ cellule élémentaire. Celle-ci est déterminée par la formule de Friis, telle que

$$P_3^n = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_n} \right)^2 G_S(\theta_S^n, \phi_S^n) G_{Rx}^n(\theta_C^n, \phi_C^n) P_1, \quad (4.6)$$

où λ est la longueur d'onde à la fréquence de travail, $(r_n, \theta_C^n, \phi_C^n)$ sont les coordonnées de la cellule dans le système de coordonnées de la source focale et (θ_S^n, ϕ_S^n) sont les angles sous laquelle la cellule est vue par la source focale.

Celle-ci peut être directement réécrite en fonction des champs électromagnétiques. Attention, dans l'écriture suivante, les champs \vec{E} sont normalisés et sans dimension.

$$P_3^n = \left(\frac{\lambda}{4\pi r_n} \right)^2 |\vec{E}_S(\theta_S^n, \phi_S^n) \vec{E}_{Rx}^n(\theta_C^n, \phi_C^n)|^2 P_1, \quad (4.7)$$

La puissance totale collectée par le réseau transmetteur est obtenue en sommant la puissance collectée par chacune des cellules élémentaires, soit

$$P_3 = \sum_n P_3^n = \sum_n \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi r_n} \right)^2 |\vec{E}_S(\theta_S^n, \phi_S^n) \vec{E}_{Rx}^n(\theta_C^n, \phi_C^n)|^2 P_1 \right]. \quad (4.8)$$

4.1.4 Comportement du réseau

En considérant l'intérieur de chaque cellule élémentaire comme un quadripôle (figure 4.2), nous pouvons exprimer les puissances réfléchies et transmises. Les

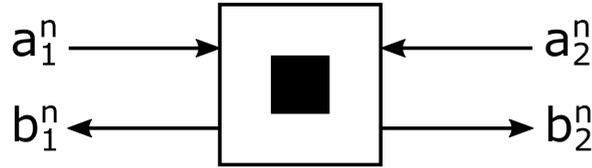


FIGURE 4.2 – Modélisation quadripolaire de la cellule élémentaire.

composantes a_1^n , b_1^n et b_2^n correspondent respectivement à l'onde incidente, l'onde réfléchie et l'onde transmise à l'intérieur de la $n^{\text{ième}}$ cellule élémentaire. L'excitation du réseau transmetteur n'étant effectué que d'un seul côté, le paramètre a_2^n est de composante nulle.

L'onde incidente interne a_1^n est exprimée par

$$a_1^n = \sqrt{P_3^n} \exp\left(-j\frac{2\pi}{\lambda}r_n\right) \exp(j\varphi_S^n), \quad (4.9)$$

où φ_S^n est la phase à l'origine de la source primaire dans la direction de la $n^{\text{ième}}$ cellule.

4.1.5 Gain et directivité du réseau

Le rayonnement électromagnétique $\vec{E}(\theta, \phi)$ du réseau transmetteur est calculé en sommant la contribution de chaque cellule élémentaire.

$$\vec{E}(\theta, \phi) = \sum_n \left[\left(\sqrt{1 - S_{22}^n} \right) S_{21}^n \left(\frac{\lambda}{4\pi r_n} \right) \left| \vec{E}_S(\theta_S^n, \phi_S^n) \vec{E}_{Rx}^n(\theta_C^n, \phi_C^n) \right| P_1 \exp\left(-j\left(\frac{2\pi}{\lambda}r_n - \varphi_S^n\right)\right) \vec{E}_{Tx}^n(\theta, \phi) \right], \quad (4.10)$$

où S_{21}^n est le coefficient de transmission du circuit intermédiaire, S_{22}^n est le coefficient de réflexion (côté espace libre) défini entre le circuit intermédiaire et l'antenne et $\vec{E}_{Tx}^n(\theta, \phi)$ est le rayonnement en champ lointain côté espace libre de la $n^{\text{ième}}$ cellule élémentaire.

Nous pouvons alors calculer la densité de puissance U en champ lointain au point $M(r, \theta, \phi)$ rayonnée par le réseau transmetteur

$$U(r, \theta, \phi) = \frac{1}{2Z_0} \frac{|\vec{E}(\theta, \phi)|^2}{4\pi r^2}. \quad (4.11)$$

Par définition, la directivité du réseau $D(\theta, \phi)$ est définie comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée et la densité de puissance d'une antenne isotrope.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(r, \theta, \phi)}{P_4} 4\pi r^2. \quad (4.12)$$

De même, le gain du réseau $G(\theta, \phi)$ est calculé comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée et la densité de puissance $U_i(r, \theta, \phi)$ d'une antenne isotrope **sans perte**.

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(r, \theta, \phi)}{U_i(r, \theta, \phi)} = \frac{U(r, \theta, \phi)}{P_1} 4\pi r^2. \quad (4.13)$$

Nous pouvons d'ailleurs noter que le gain et la directivité du réseau sont liés par les termes de rendement de l'antenne

$$G(\theta, \phi) = \eta.D(\theta, \phi). \quad (4.14)$$

4.2 Dimensionnement du réseau transmetteur reconfigurable optiquement

La conception d'un réseau transmetteur consiste à déterminer un certain nombre de paramètres qui lui sont reliés. D'un point de vue électromagnétique, il faut concevoir une cellule élémentaire, choisir une source focale, déterminer la taille du réseau et calculer la distance focale optimale. Les choix de la source focale, de la distance focale et de la taille du réseau sont étroitement liés et se font en général conjointement. D'un point de vue de la commande du réseau, il est nécessaire de déterminer la logique de contrôle, souvent pensée dès la phase de conception de la cellule élémentaire. Dans le cas d'une cellule dont la commutation est basée sur des photo-commutateurs, plusieurs choix d'architectures de contrôle s'offrent à nous. La cellule élémentaire utilisée dans le réseau transmetteur que nous allons présenter est la cellule développée en bande X, caractérisée lors du chapitre précédent. Au cours de cette section, nous nous intéresserons aux détails attendant à la source primaire ainsi qu'aux questions de dimensionnement du réseau. Nous discuterons des architectures de commande du réseau section 4.4.

4.2.1 Rappels et terminologie

Avant de continuer, rappelons quelques termes couramment utilisés dans la suite du manuscrit. Lorsqu'il est question d'une antenne fonctionnant en polarisation linéaire, le terme "polarisation principale" (ou "co-polarisation") réfère à la polarisation souhaitée de l'onde rayonnée par l'antenne. Le terme "polarisation croisée" (ou "cross-polarisation") réfère à la polarisation orthogonale à la polarisation désirée.

Un diagramme de rayonnement ou d'émission est la représentation graphique de la distribution angulaire d'une grandeur caractérisant le rayonnement d'une antenne. Lors de la représentation dans l'espace d'une antenne et de son onde rayonnée, l'antenne est généralement orientée de sorte que le signal principal soit rayonné selon l'axe Z positif. Le système de coordonnées utilisé est le système sphérique. En général, un diagramme de rayonnement représente la distribution d'une grandeur (directivité, gain, ...) selon l'angle θ pour un angle ϕ fixé. Pour cette raison, les différents diagrammes de rayonnements sont toujours exprimés directement en fonction de l'angle θ .

Enfin, nous rappelons que le SLL, ou "Side Lobe Level", est défini comme le rapport (généralement exprimé en dB) de l'amplitude au sommet du lobe principal sur l'amplitude au sommet d'un lobe latéral.

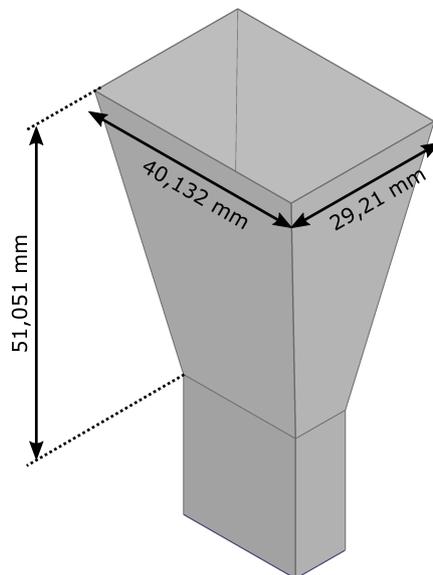


FIGURE 4.3 – Représentation du cornet standard ATM 90-440-6.

4.2.2 Choix de la source focale

La source focale utilisée est un cornet standard ATM 90-440-6 en bande X, de gain nominal 10 dBi. Ses dimensions d'ouverture sont de $40,132 \times 29,21 \text{ mm}^2$ pour une hauteur de 51,051 mm. Nous avons simulé le cornet standard (illustré figure 4.3) à 9,8 GHz à l'aide du logiciel Ansys HFSS. Les diagrammes de rayonnement dans les deux plans de références sont représentés figure 4.4.

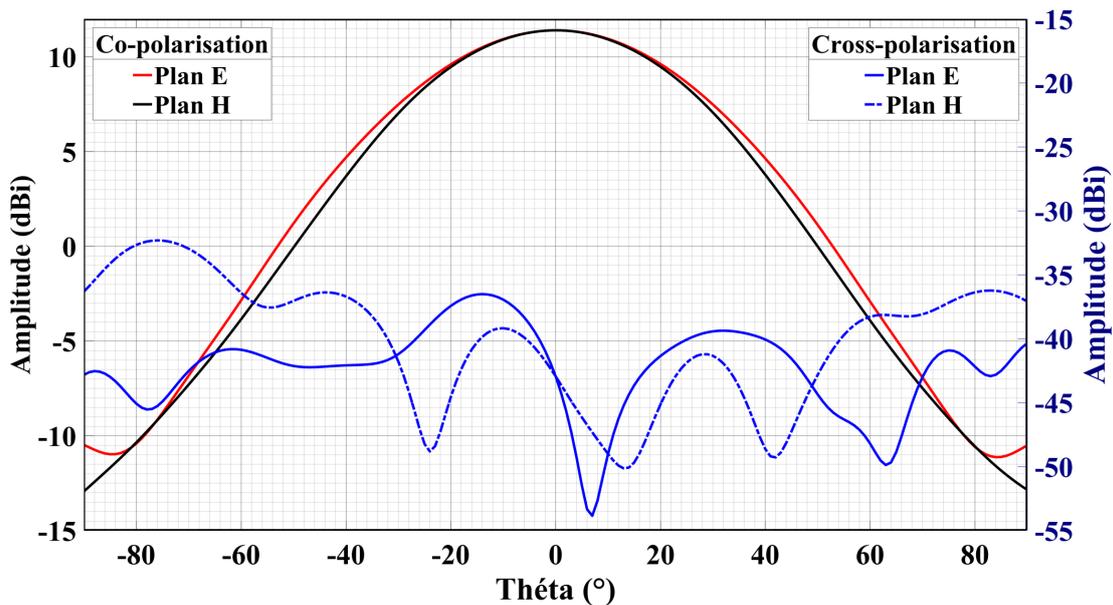


FIGURE 4.4 – Diagrammes de rayonnement en polarisation principale et croisée du cornet standard ATM 90-440-6 simulés à 9,8 GHz dans les plans E et H.

Les diagrammes de rayonnement du cornet en polarisation principale présentent un maximum de 11,6 dBi dans les plans E et H. Son ouverture angulaire à -3 dB est égale à 51° dans le plan E et 49° dans le plan H. Les diagrammes de rayonnement en polarisation croisée sont inférieurs -30 dBi dans les deux plans de référence.

4.2.3 Taille du réseau transmetteur

Afin d'évaluer correctement les performances du réseau transmetteur et de les comparer aux travaux effectués précédemment [38], il est optimal de travailler avec un réseau carré constitué de 20×20 éléments rayonnants. Pour construire un tel réseau, un total de 800 blocs semi-conducteurs doivent être collés sur les différents patchs actifs afin de contrôler la phase de chaque cellule élémentaire. De plus, la moitié des semi-conducteurs doivent être illuminés avec, au minimum, une puissance optique de

200 mW à 1550 nm. Cela nécessite de prévoir une ou plusieurs sources optiques permettant de délivrer un total de 80 Watts sur le réseau.

Afin de réaliser une démonstration de principe tout en minimisant le coût des sources lasers, nous avons décidé de nous orienter vers des réseaux transmetteurs de taille plus modeste pour un premier prototypage. Nous devons réaliser un compromis entre la taille du réseau développé et la puissance optique à délivrer. Le script développé à l'aide du logiciel Matlab est ici d'une aide très précieuse afin de calculer rapidement les diagrammes de rayonnement de réseaux de tailles variables et de les comparer avant d'effectuer un choix.

La figure 4.5 représente les diagrammes de rayonnement de réseaux carrés de différentes dimensions simulés à 9,8 GHz dans le plan E. Ces derniers sont composés de 36 (6×6), 64 (8×8), 100 (10×10) et 144 (12×12) cellules élémentaires. Nous n'avons étudié que des réseaux dont le nombre de cellules est pair puisque les deux symétries axiales créées facilitent grandement l'éclairage des semi-conducteurs. Lors des simulations, la distance des réseaux à la source focale est respectivement de 62 mm ($F/D = 0,69$), 91 mm ($F/D = 0,76$), 107 mm ($F/D = 0,71$) et 123 mm ($F/D = 0,68$). Les gains maximaux obtenus lorsque le faisceau est dans l'axe sont respectivement de 13,32 dBi, 15,64 dBi, 17,35 dBi et 18,74 dBi.

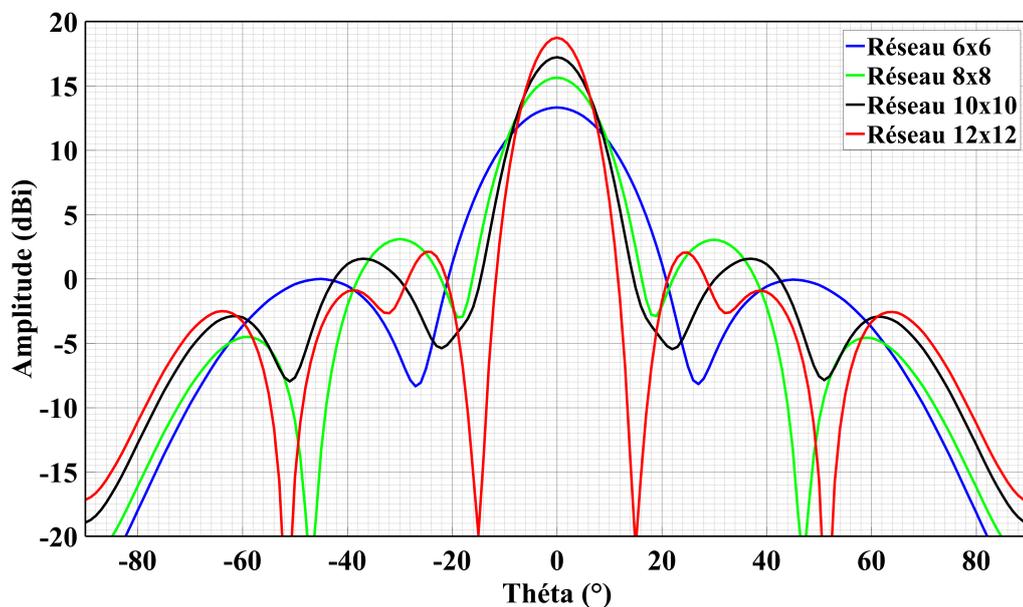


FIGURE 4.5 – Diagrammes de rayonnement (en polarisation principale) de réseaux transmetteurs de tailles différentes simulés à 9,8 GHz dans le plan E.

Le gain du réseau composé de 36 cellules étant proche du gain de la source primaire, nous avons décidé d'écarter ce réseau d'office. Le réseau constitué de 64

cellules élémentaires présente un gain suffisant mais les lois de phases disponibles restent limitées. A partir de 100 éléments rayonnants, le gain obtenu, la largeur de faisceau ainsi que les configurations de dépointage proposées sont intéressants. Le réseau constitué de 144 cellules élémentaires présente des caractéristiques encore meilleures que son homologue de 100 éléments mais cela se fait au coût de 44 cellules additionnelles. D'un point de vue du bloc optique, cela correspond à une augmentation de la puissance d'éclairement nécessaire de presque 50 %. La puissance optique à délivrer pour illuminer les photo-conducteurs étant l'élément limitant, nous avons décidé de nous orienter sur un réseau carré de 10 cellules de côté.

4.2.4 Distance focale optimale

Le choix de la distance entre la source primaire et le réseau transmetteur est effectué grâce au script Matlab. Les distances focales déterminées section 4.2.3 ont subi le même processus de calcul que celui que nous allons décrire pour le réseau transmetteur 10×10 .

Afin de maximiser le gain du réseau transmetteur à la fréquence désirée, nous devons optimiser son positionnement. Ce choix est un compromis entre trois éléments : les pertes par débordement (représentées par la puissance P_d), l'apodisation du réseau et l'ensemble des lois de phase disponibles pour la distance focale choisie. Le troisième point est d'autant plus important que nous utilisons un petit réseau composé de cellules élémentaires présentant 1-bit de phase.

L'apodisation correspond au rapport des puissances collectées par une cellule située au centre du réseau et une cellule située en bordure de réseau. Celle-ci est d'ailleurs liée au rapport d'illumination et aux pertes par débordement. En effet, si la source primaire se rapproche du réseau, la répartition de l'énergie est moins uniforme ; l'apodisation augmente. Dans un même temps, les pertes par débordement diminuent donc l'énergie captée par le réseau augmente. Une apodisation élevée permet généralement d'obtenir des lobes secondaires bas mais correspond aussi à un rendement d'ouverture faible.

La figure 4.6 représente la variation de la directivité et du gain d'un réseau émettant dans l'axe en fonction de sa distance à la source focale pour une fréquence de travail de 9,8 GHz. Lors de ces simulations, il est pris en compte la distribution de phase optimale pour chaque point calculé. Nous pouvons observer des oscillations sur les courbes de directivité et de gain. Celles-ci sont dues à la limitation 1-bit des cellules élémentaires ainsi qu'au faible nombre de lois de phase accessibles dans un petit réseau. Dans un intervalle de distance où la loi de phase choisie est optimale (une

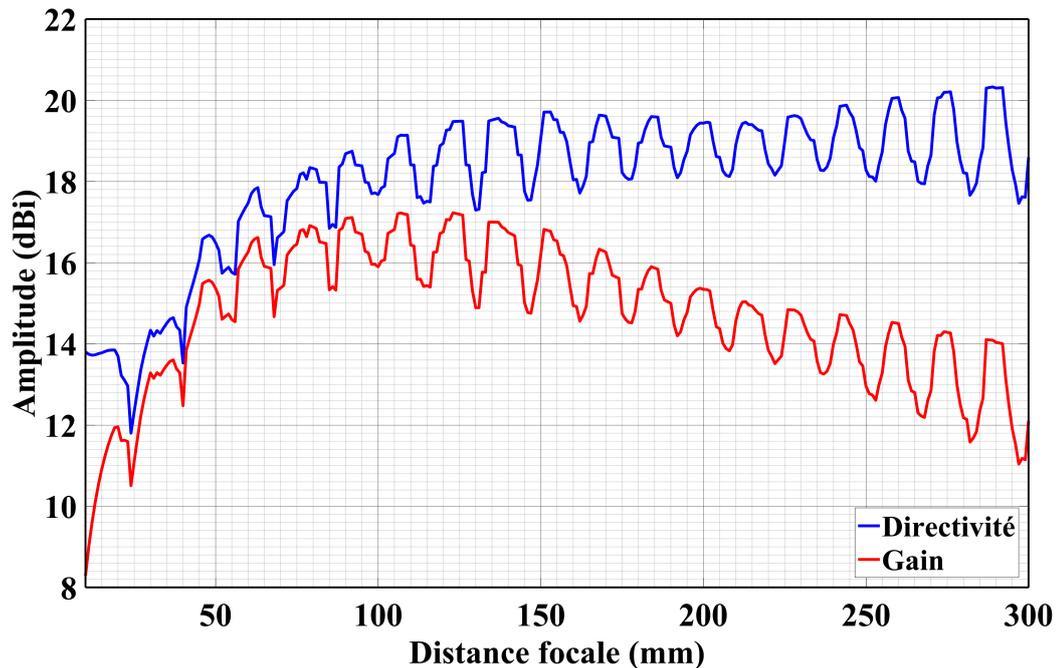


FIGURE 4.6 – Directivité et gain du réseau transmetteur 10×10 pour différentes distances focales à 9,8 GHz.

demi-oscillation, d'un minimum à un minimum), le réseau peut être positionné plus ou moins loin du cornet. Cela entraîne, pour certaines valeurs de distance focale, une augmentation des lobes secondaires et une mauvaise formation du faisceau due à une mauvaise correction de la phase. Même si la loi de phase choisie est optimale pour une limitation 1-bit, elle n'est pas optimale au sens large du terme et entraîne des pertes additionnelles.

Le gain maximal du réseau transmetteur 10×10 à 9,8 GHz est obtenu pour deux distances focales différentes : 107 mm (17,35 dBi) et 123 mm (17,34 dBi). Afin de maximiser l'apodisation ainsi que le rendement total, nous choisissons la distance focale la plus courte parmi les choix qui s'offrent à nous. Pour récapituler, nous nous plaçons dans les conditions suivantes : la distance focale F est telle que $F = 107$ mm (rapport focal $F/D = 0,71$), ce qui correspond à une apodisation de 5,3 dB et à un gain maximum simulé de 17,35 dBi. Le réseau est vu sous le demi-angle $\alpha = 35^\circ$. Le bilan de puissance se décompose selon les termes suivants :

- 1,38 dB de pertes par débordement,
- 0,16 dB de pertes par réflexion,
- environ 2,5 dB de pertes d'insertion (moyennées sur le réseau),
- un rendement total η de 33,46 %.

La distribution de phase optimale pour un rapport focal $F/D = 0,71$ ainsi que la

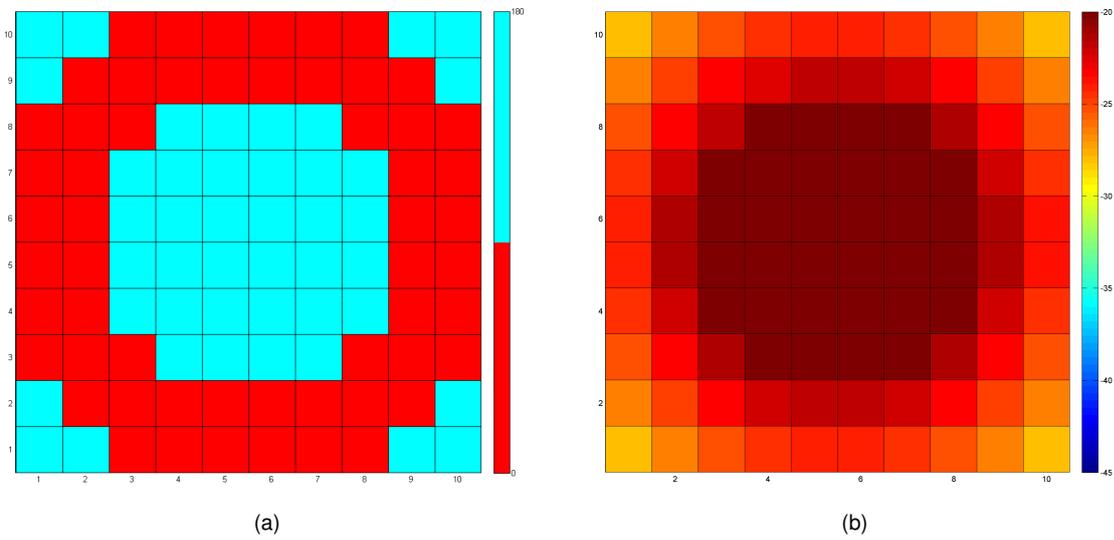


FIGURE 4.7 – (a) Loi de phase du réseau transmetteur à 9,8 GHz pour un rapport focal $F/D = 0,71$. (b) Distribution de la puissance incidente sur le réseau dans les mêmes conditions.

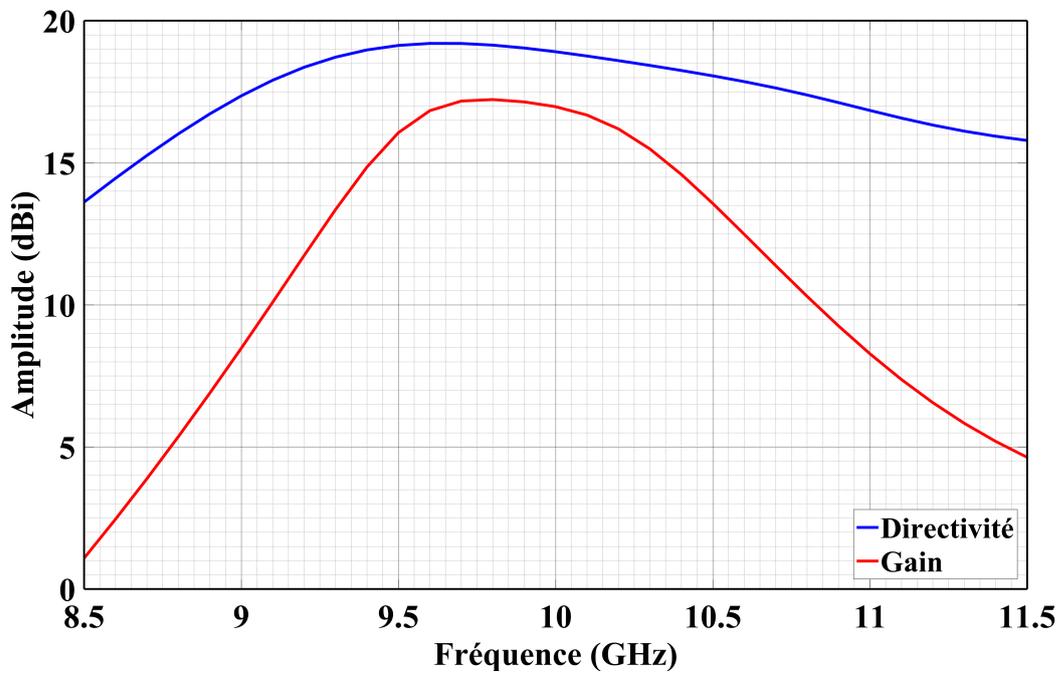


FIGURE 4.8 – Directivité et gain du réseau transmetteur simulés en fonction de la fréquence pour un rapport focal $F/D = 0,71$.

distribution de puissance incidente sur le réseau pour un faisceau formé dans l'axe sont représentées figure 4.7.

La réponse en fréquence du réseau transmetteur sur la bande de fréquence 8,5 - 11,5 GHz est présentée figure 4.8. Nous pouvons observer une bande passante à -3 dB d'environ 1,1 GHz (11 %) autour de 9,8 GHz.

4.3 Caractérisation théorique du réseau transmetteur

Une fois les paramètres de l'ensemble constituant le réseau transmetteur fixés, nous pouvons étudier ses performances théoriques ainsi que ses capacités de reconfiguration.

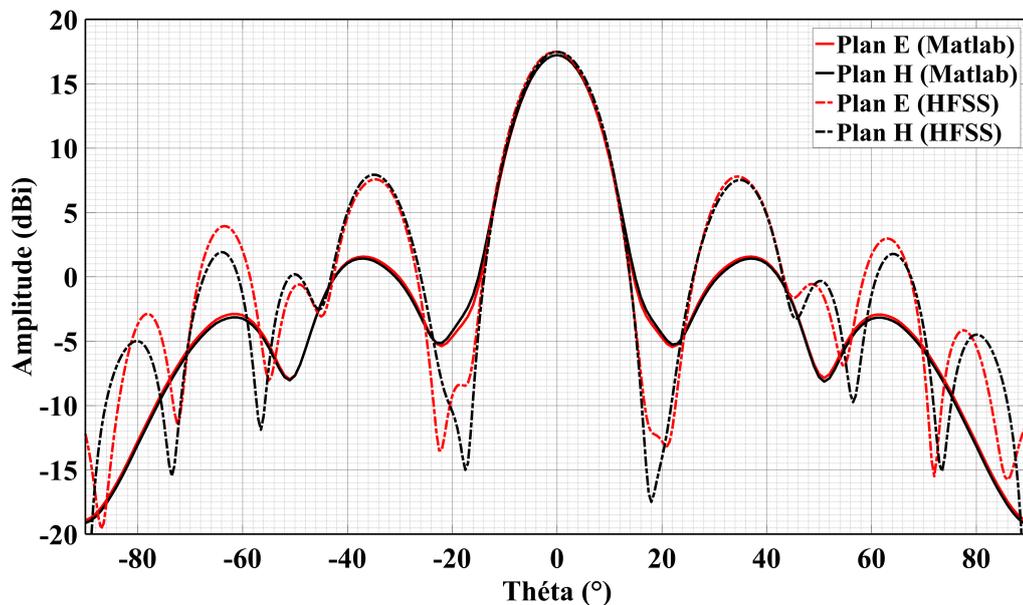


FIGURE 4.9 – Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur en polarisation principale simulés à 9,8 GHz dans les plans E et H pour deux outils de simulations différents (Ansys HFSS et script Matlab).

La figure 4.9 présente les diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur en polarisation principale à 9,8 GHz dans les plans E et H pour un faisceau dans l'axe et pour deux méthodes de simulation différentes (Ansys HFSS et Matlab). Ces simulations sont réalisées en l'absence de fibres optiques. Les résultats obtenus par les deux méthodes de simulations sont très proches lors du calcul du lobe principal mais montrent des différences lors de la prédiction des lobes secondaires. Le logiciel Ansys HFSS prévoit un maximum de 17,40 dBi pour une largeur de faisceau à -3 dB de 12° tandis que les simulations effectuées à l'aide du script Matlab prédisent un lobe principal atteignant 17,35 dBi pour une largeur de faisceau identique. Les lobes

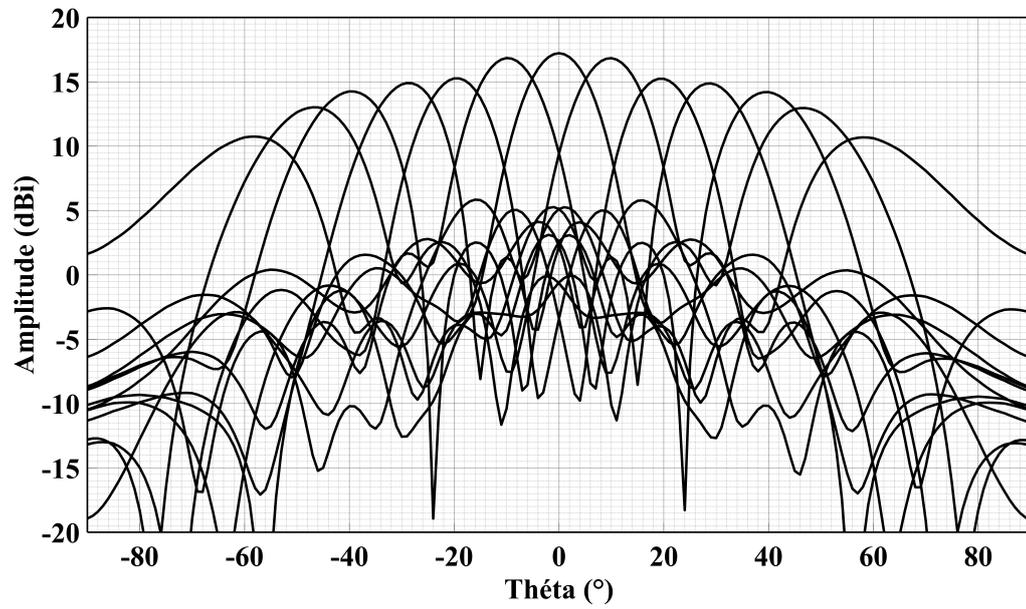
secondaires atteignent 7,4 dBi et 7,9 dBi dans les plans E et H respectivement à un angle de 36°. Les simulations à l'aide du logiciel Ansys HFSS montrent des lobes secondaires plus élevés que prévus par les calculs Matlab. Il est à noter que le temps de calcul nécessaire au script Matlab pour calculer les diagramme de rayonnement d'un réseau transmetteur est de l'ordre de la dizaine de secondes tandis qu'une simulation complète à l'aide du logiciel Ansys HFSS nécessite entre 12 et 16 heures de calcul avant de converger vers une solution. En revanche, il est rare que les calculs effectués à l'aide du script Matlab soient différents des résultats obtenus à l'aide de Ansys HFSS.

Les diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur en polarisation principale calculés à 9,8 GHz dans les plans E et H pour un dépointage de faisceau variant entre -60° et 60° avec un pas de 10° sont présentés figure 4.10. Les lois de phase pour un dépointage du faisceau entre 10° et 60° sont présentées figure 4.11. Tout d'abord, nous pouvons constater que pour un même angle de dépointage, les diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur dans les plans E et H sont quasiment identiques ainsi que symétriques. Cette symétrie observée sur les diagrammes de rayonnement reflète les symétries axiales naturellement présentes dans la cellule élémentaire. Lors d'un dépointage de faisceau de 40° ou plus, nous pouvons observer une augmentation significative de la largeur à mi-hauteur du faisceau. Le réseau transmetteur étant de petite taille, il n'est pas étonnant d'observer que le gain maximal pour un dépointage à 50° ou 60° chute fortement. Le maximum de gain pour ces deux valeurs de dépointage est d'ailleurs atteint en réalité à 47° et 58° respectivement.

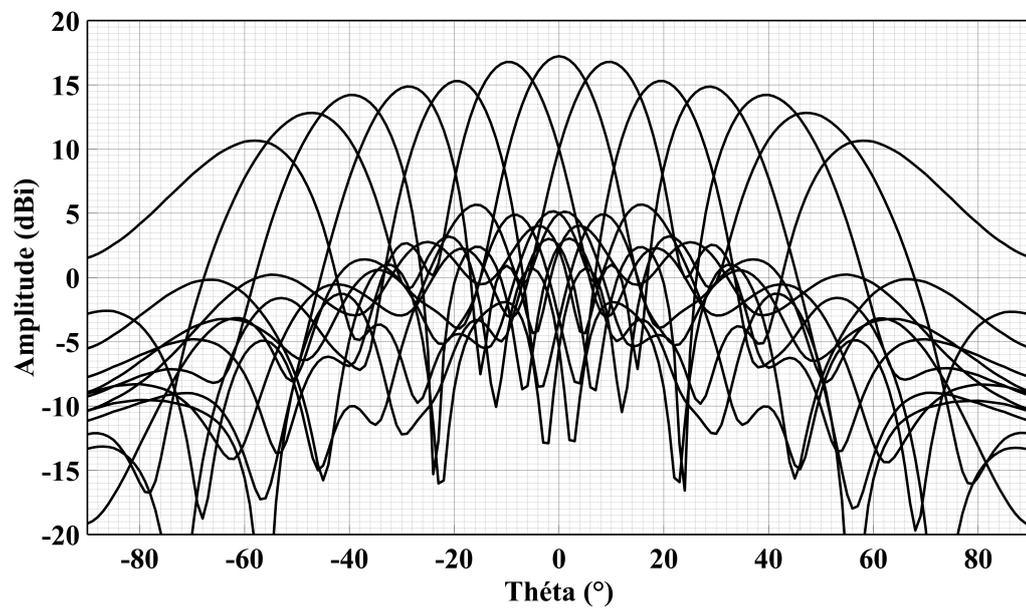
Nous observons ici les limites d'un réseau de petite taille. Le gain, relativement faible d'un petit réseau l'est d'autant plus à des angles de dépointage élevés. De plus, le faible choix de lois de phase empêche de collimater un faisceau efficacement à des

Dépointage	Gain (dBi)		SLL (dB)		Largeur de faisceau à -3 dB
	Plan E / Plan H				
0°	17,35 / 17,35	16,57 / 16,76	12°		
± 10°	17,18 / 17,17	13,46 / 13,58	12°		
± 20°	15,62 / 15,79	10,34 / 11,61	13°		
± 30°	14,97 / 14,94	12,54 / 12,69	14°		
± 40°	14,48 / 14,43	9,86 / 9,71	16°		
± 50°	12,60 / 12,53	9,10 / 9,17	17°		
± 60°	10,99 / 10,92	7,70 / 7,77	22°		

TABLE 4.1 – Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur reconfigurable simulés à 9,8 GHz dans les plans E et H.



(a)



(b)

FIGURE 4.10 – Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur en polarisation principale calculés à 9,8 GHz pour différentes valeurs de dépointage. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.

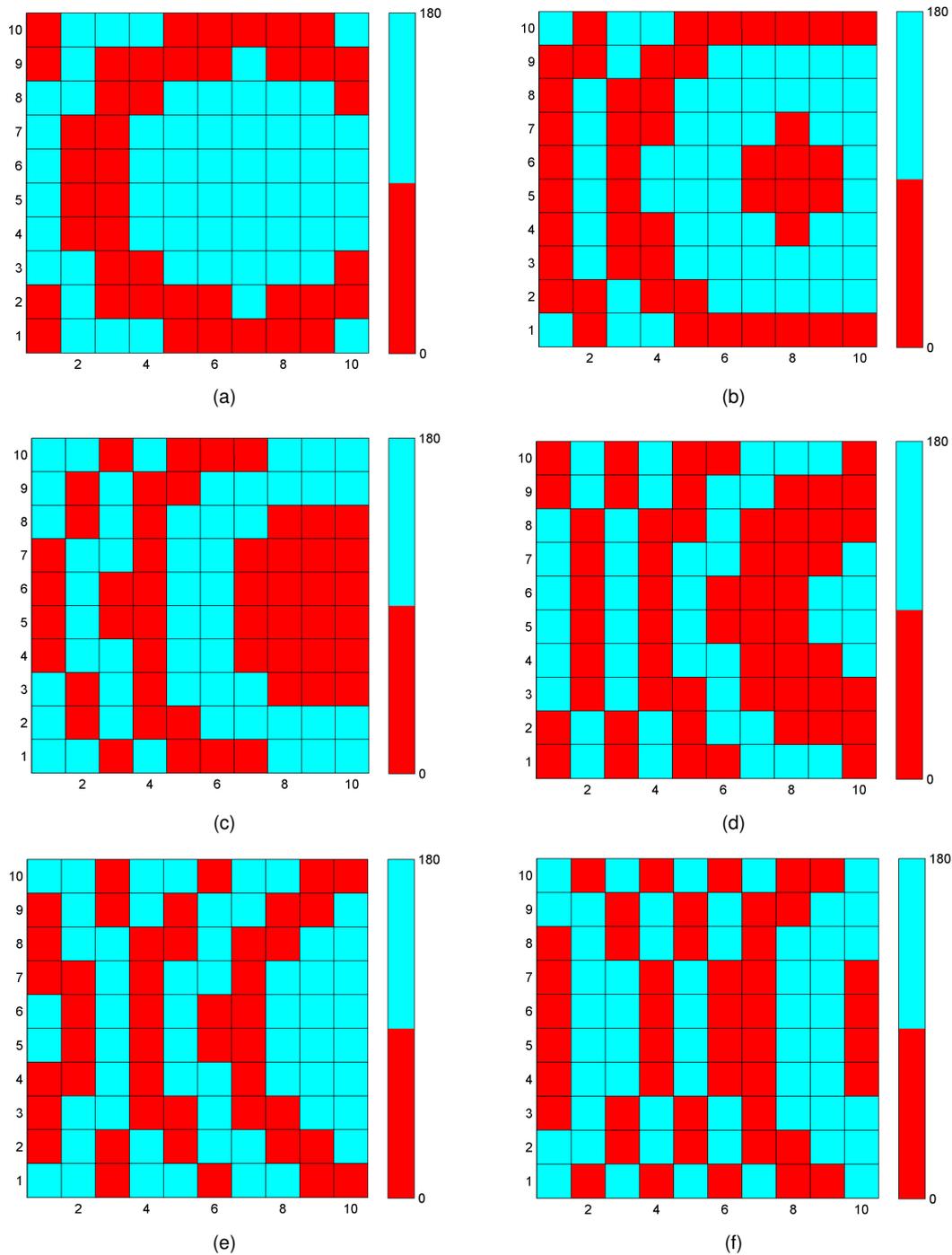


FIGURE 4.11 – Distribution de phase pour un dépointage de faisceau de : (a) 10°, (b) 20°, (c) 30°, (d) 40°, (e) 50°, (f) 60°.

angles de dépointage élevés.

Nous pouvons aussi observer une anomalie dans les diagrammes de rayonnement pour $\theta = \pm 20^\circ$. Le gain obtenu est plus faible que celui attendu par la décroissance en loi cosinus. Encore une fois, la limitation 1-bit est responsable des pertes observées.

Le tableau 4.1 résume les caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement dans les plans E et H pour les différentes valeurs de dépointage.

4.4 Architecture de la commande optique

Nous nous intéressons maintenant aux différentes options qui s'offrent à nous en terme d'architecture de contrôle. Pour rappel, le réseau transmetteur auquel nous nous intéressons est constitué de 100 cellules élémentaires. Chaque cellule élémentaire permet de déphaser localement l'onde RF incidente d'une valeur de 0° ou 180° selon son état. L'état de chaque cellule élémentaire est déterminé par le choix du semi-conducteur illuminé. Une telle spécificité de contrôle de la phase fait de ce réseau un réseau transmetteur contrôlé optiquement.

Les blocs semi-conducteurs peuvent être éclairés de différentes façons : par guidage à l'aide de fibres optiques, par éclairage direct à l'aide d'un jeu de miroirs ou de micro-positionneurs, ... Au cours de l'étude de la cellule élémentaire (chapitre 3) nous avons décidé de nous restreindre aux solutions employant des fibres optiques. Ainsi, l'éclairage du réseau transmetteur est réalisé à l'aide d'un faisceau de fibres optiques. Ce dernier est composé de 200 fibres optiques SMF-28 distinctes d'une longueur d'une vingtaine de mètres. Côté réseau, chaque fibre se voit attribuer un bloc semi-conducteur particulier. Les 200 fibres optiques sont alors fixées sur le réseau devant le semi-conducteur qu'elles doivent éclairer. Côté électronique de contrôle, nous considérons pour le moment que le faisceau de fibres est connecté à une boîte noire capable de gérer l'éclairage des semi-conducteurs selon l'état désiré. L'architecture complète peut être simplifiée en trois parties, avec une séparation franche entre électronique de contrôle, faisceau de fibres optiques et réseau transmetteur.

L'étude de l'architecture de contrôle peut être effectuée en plusieurs étapes. Dans un premier temps, nous allons nous intéresser à l'impact du faisceau de fibres optiques sur les performances du réseau transmetteur. Nous détaillerons par la même occasion la structure physique nécessaire à sa mesure. Dans un deuxième temps, nous détaillerons les choix d'électronique de contrôle à notre disposition.

4.4.1 Impact du faisceau de fibres optiques sur les performances du réseau transmetteur

L'utilisation de fibres optiques permet de déplacer le contrôle du réseau transmetteur à de grandes distances grâce aux faibles pertes lors de la transmission du signal optique (0,18 dB maximum par kilomètre à 1550 nm).

L'espace libre entre deux cellules élémentaires peut accueillir jusqu'à 20 fibres optiques côte à côte. La structure actuelle ne nécessite qu'un maximum de 10 fibres accolées, laissant une marge conséquente lors du montage du réseau transmetteur. La répartition des fibres optiques sur le réseau est représentée figure 4.12.

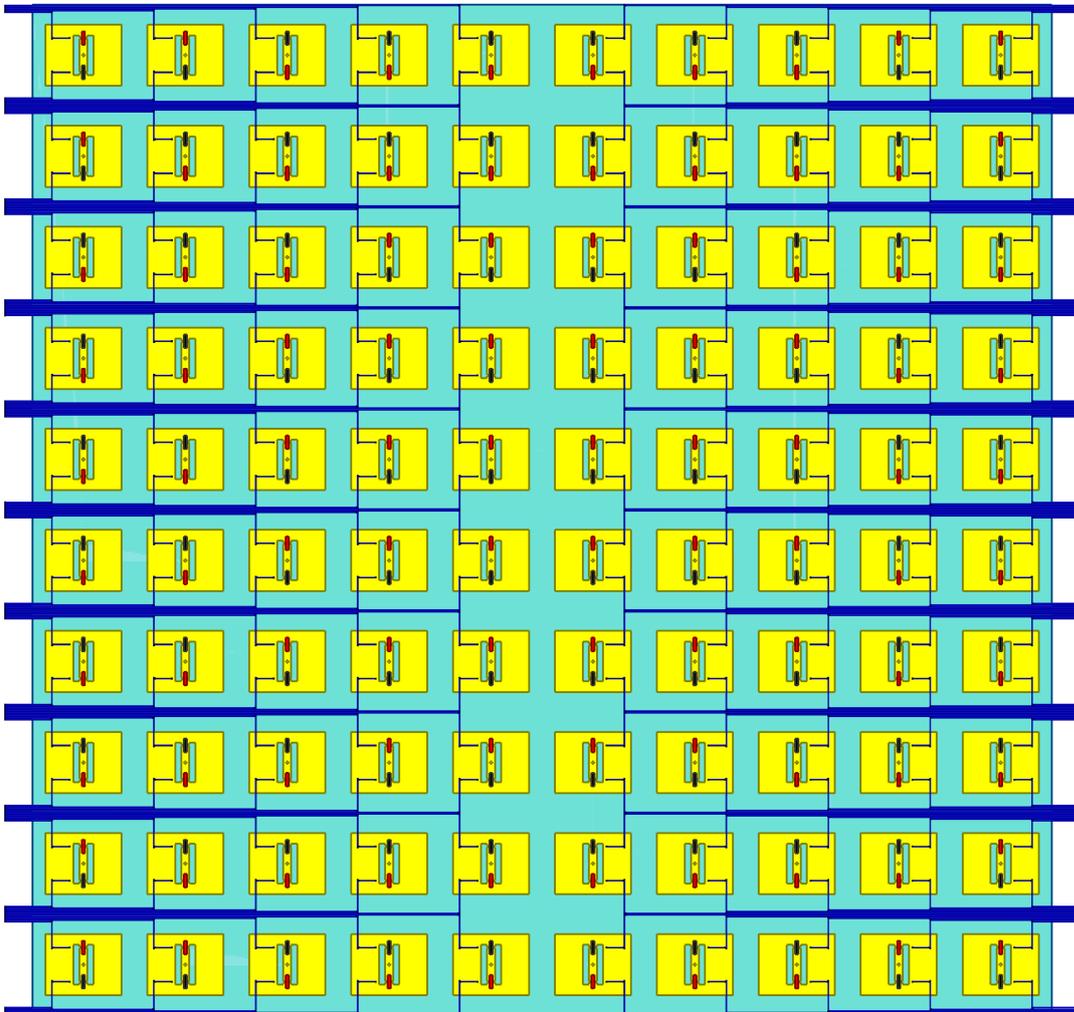


FIGURE 4.12 – Distribution du faisceau de fibres optiques sur le réseau transmetteur.

Lors de l'étude de la cellule élémentaire, nous avons observé l'impact limité des fibres optiques sur leur rayonnement. Cependant, nous faisons face à un réseau dont

la densité de fibres optiques est inhomogène. Les cellules en bordure de réseau voient une densité de fibres 10 fois plus importante que les cellules au centre. L'impact du faisceau de fibres optiques sur le rayonnement du réseau a été simulé à 9,8 GHz dans les plans E et H. Les diagrammes de rayonnement sont représentés figure 4.13 et sont comparés avec le rayonnement du réseau transmetteur sans fibres.

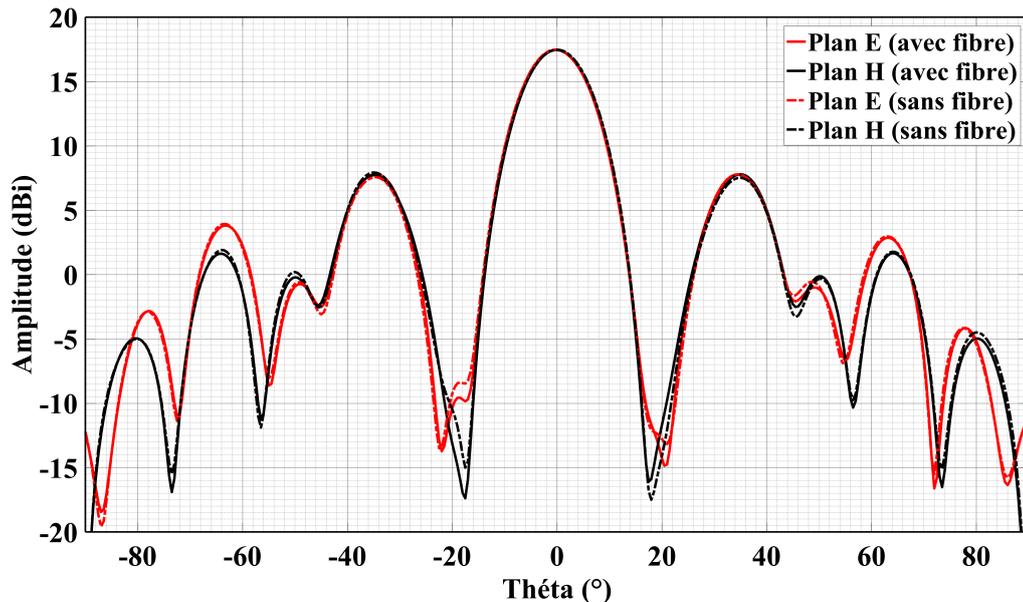


FIGURE 4.13 – Diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur soumis à une distribution inhomogène de fibres optiques simulés à 9,8 GHz.

Nous pouvons constater que malgré une répartition fortement inhomogène des fibres optiques sur le réseau transmetteur, le rayonnement électromagnétique de l'antenne n'est pas perturbé. Ces résultats valident l'utilisation d'un faisceau de fibres optiques pour effectuer le contrôle du réseau transmetteur. La structure utilisée pour maintenir le réseau muni d'un faisceau de fibres optiques est détaillée annexe B.

4.4.2 Architecture de contrôle

Lors de l'étude de l'électronique de contrôle du réseau, nous nous sommes intéressés à 4 architectures différentes. Ces 4 solutions présentent une sortie constituée de 200 fibres optiques, rattachée au réseau transmetteur. Nommons ces différentes configurations, A, B, C et D.

Architecture A

La configuration A est représentée figure 4.14. C'est la seule à proposer une architecture "tout-fibré". Elle est composée :

- d'une ou plusieurs sources laser à 1550 nm dont la puissance totale est suffisante pour illuminer le réseau transmetteur,
- de coupleurs de puissance permettant de répartir la puissance délivrée par les sources optiques entre 100 fibres distinctes,
- de 100 MEMS optiques 1 → 2, capables de commuter à demande la puissance optique reçue vers une des deux sorties.

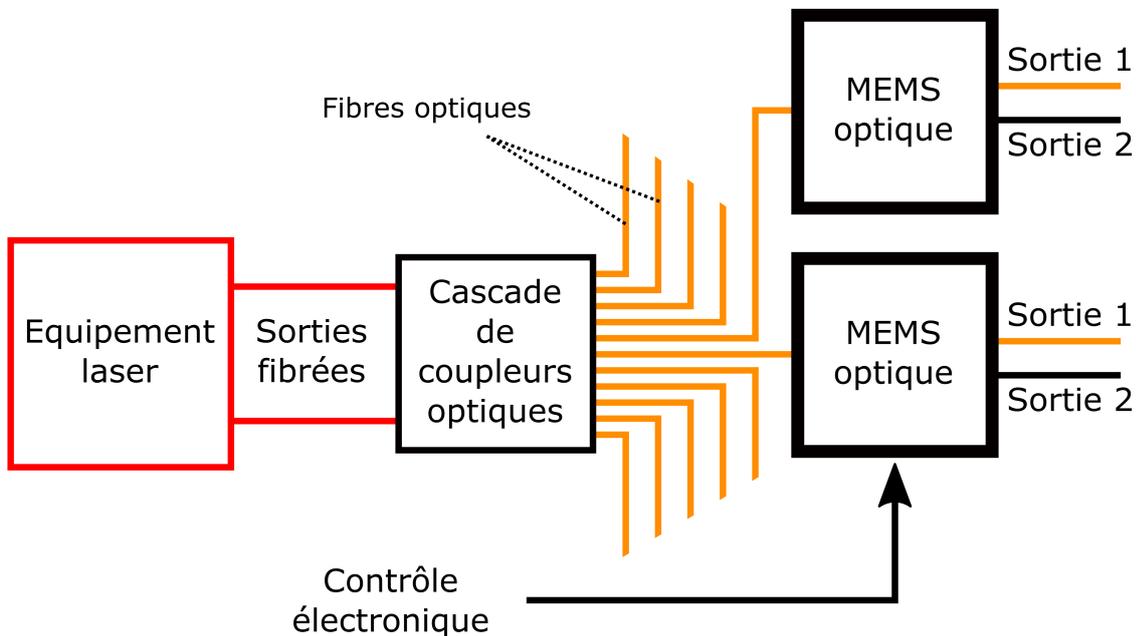


FIGURE 4.14 – Schéma de principe de l'architecture de contrôle A.

Dans cette configuration, la puissance optique en sortie de la source laser est répartie uniformément entre 100 fibres optiques à l'aide d'une cascade de coupleurs. Chaque fibre est alors connectée à un MEMS optique 1 → 2, dont le contrôle électronique permet de choisir la sortie. Ainsi, un MEMS permet de contrôler une cellule élémentaire.

En prenant en compte les pertes dans les différents composants de la chaîne optique, il est nécessaire de prévoir 40 Watts de puissance optique.

Architecture B

La seconde configuration, représentée figure 4.15, est composée :

- d'une ou plusieurs sources laser à 1550 nm dont la puissance totale est suffisante pour illuminer le réseau transmetteur,
- de coupleurs de puissance permettant de répartir la puissance délivrée par les sources optiques entre 200 fibres distinctes,
- de 2 réseaux rectangulaires micro-lentillés (MLA) constitués d'au moins 200 fibres micro-lentillées,
- d'un SLM (Spatial Light Modulator) dont les dimensions concordent avec celles des réseaux micro-lentillés.

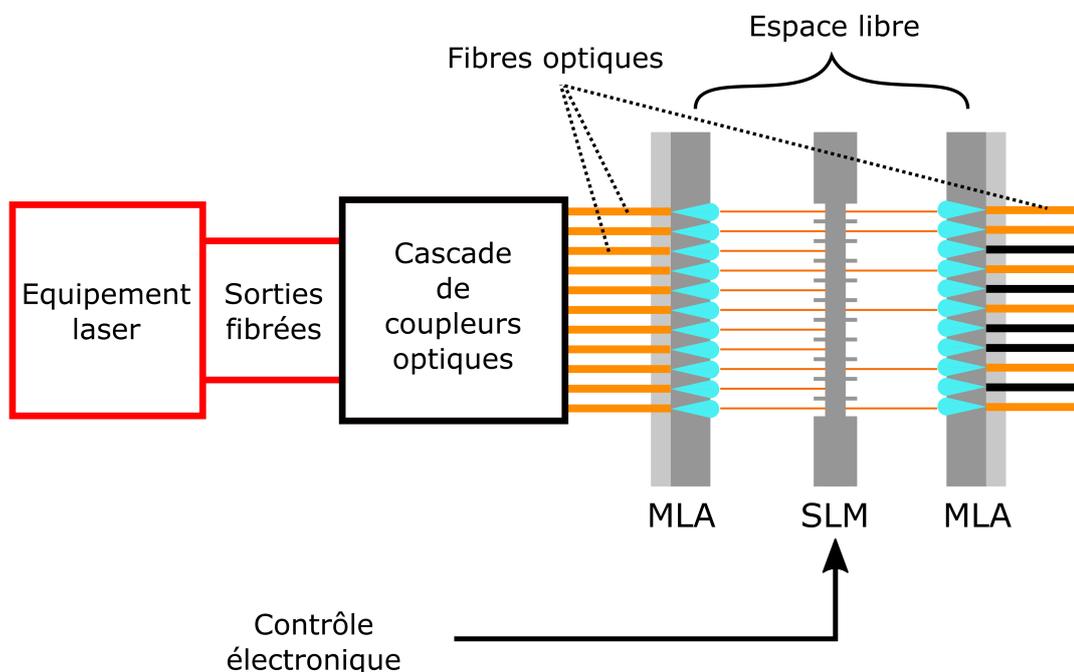


FIGURE 4.15 – Schéma de principe de l'architecture de contrôle B.

Un réseau micro-lentillé est un dispositif où une grande quantité de fibres optiques est alignée sur un réseau de micro-lentilles. Cette méthode permet d'atteindre une grande précision de positionnement et d'obtenir un désalignement faible des faisceaux en espace libre. Lorsque utilisé pour de l'injection optique, ce procédé permet de réduire fortement les pertes d'insertion.

Dans cette configuration, la puissance en sortie des sources optiques est répartie uniformément entre 200 fibres à l'aide d'une cascade de coupleurs. Chaque fibre est soudée à une des 200 entrées du premier réseau micro-lentillé. Les deux réseaux

micro-lentillés sont alors positionnés face-à-face, de sorte que le faisceau lumineux émis par chaque lentille du réseau 1 soit capté par la lentille homologue du réseau 2. Les deux MLA sont alors parfaitement alignés l'un sur l'autre. Un SLM est ensuite positionné entre les deux MLA. Ce dernier permet de sélectionner quel pixel est passant ou bloquant. Ce procédé permet alors de choisir quelle micro-lentille du MLA 2 est éclairée, donc de choisir quelles fibres sont actives en sortie.

Contrairement à l'architecture A, les pertes dans le montage sont principalement des pertes par désalignement. En considérant des pertes équivalentes à l'architecture A, l'architecture B nécessite 80 Watts de puissance optique puisque la moitié de la puissance est perdue au niveau du SLM (dans chaque cellule, 1 seul semi-conducteur doit être éclairé).

Cette configuration présente plusieurs inconvénients. Comme précédemment, cette architecture nécessite de nombreux coupleurs de puissance. De plus, la moitié de la puissance optique est perdue sur le SLM lors du contrôle des états de phase des cellules. Enfin, l'alignement des deux MLA et du SLM en espace libre peut être délicat à réaliser.

Architecture C

La troisième architecture, représentée figure 4.16, est un dérivé de la précédente. Celle-ci est composée :

- d'une source laser à 1550 nm dont la puissance totale est suffisante pour illuminer le réseau transmetteur,
- d'un collimateur en sortie de source optique permettant de travailler en espace libre,
- d'un réseau rectangulaire micro-lentillé constitué d'au moins 200 fibres micro-lentillées,
- d'un SLM dont les dimensions concordent avec celles du réseau micro-lentillé.

La source optique est utilisée en espace libre. Le faisceau lumineux est mis en forme à l'aide d'un collimateur et de divers jeux de lentilles. Le faisceau ainsi formé vient alors illuminer le SLM en éclairage direct. En aval du SLM, le MLA est finement aligné afin de faire correspondre un ou plusieurs pixels à la position des micro-lentilles. Un contrôle identique à celui prévu dans l'architecture B est alors effectué. Chaque fibre optique peut être "activée" indépendamment afin de choisir le semi-conducteur éclairé.

Comme précédemment, les pertes optiques n'ont pas été estimées finement puisqu'elles dépendent principalement du montage effectué. En supposant 3 dB de pertes optiques entre la collimation du faisceau et les pertes par débordement

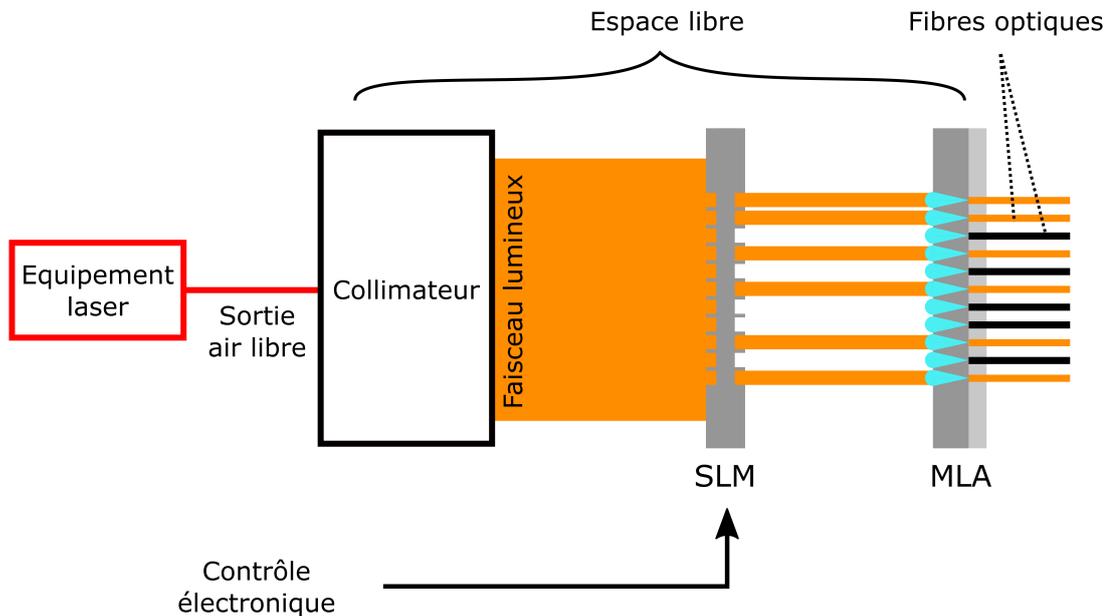


FIGURE 4.16 – Schéma de principe de l'architecture de contrôle C.

sur le SLM, cette architecture nécessite 80 Watts afin de pouvoir fonctionner. Comme précédemment, 50 % de la puissance optique est aussi perdue sur le SLM. Comparativement à l'architecture B, l'alignement entre le SLM et le MLA est plus aisé. En revanche, il est maintenant question de travailler avec un faisceau collimaté de 80 Watts en espace libre, ce qui nécessite de grandes précautions de travail.

Architecture D

La quatrième et dernière architecture, représentée figure 4.17, est composée :

- d'une source laser à 1550 nm dont la puissance totale est suffisante pour illuminer le réseau transmetteur,
- d'un collimateur en sortie de source optique permettant de travailler en espace libre,
- de 2 réseaux rectangulaires micro-lentillés constitués d'au moins 100 fibres micro-lentillées,
- d'un cube à séparation de polarisation de puissance,
- d'un SLM dont les dimensions concordent avec celles des réseaux micro-lentillés.

La source optique est de nouveau utilisée en espace libre. Le faisceau lumineux est mis en forme à l'aide d'un collimateur et vient illuminer le SLM en éclairage direct.

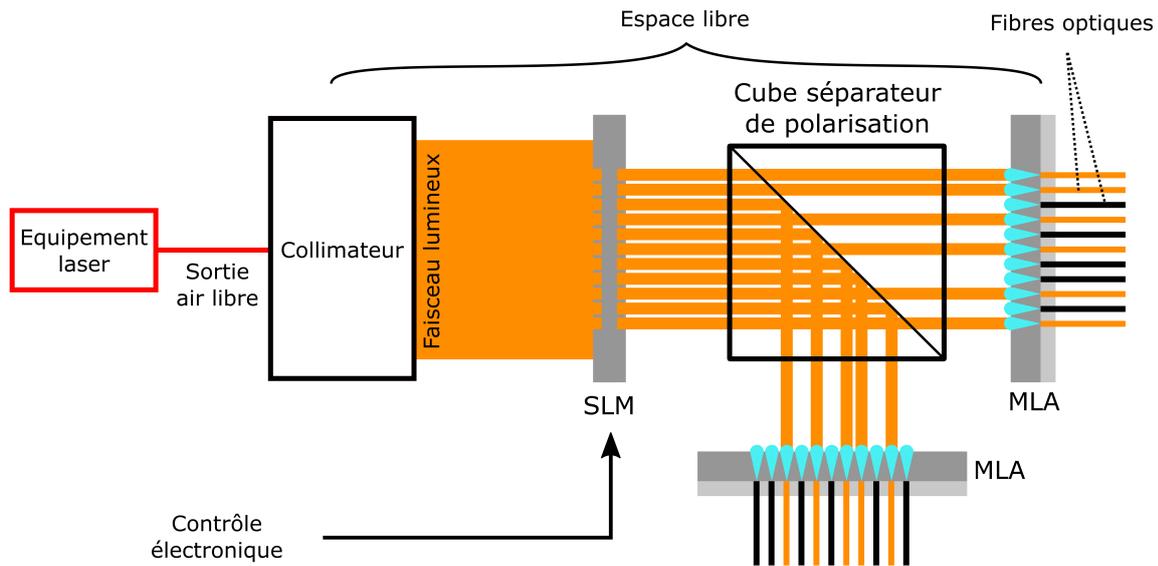


FIGURE 4.17 – Schéma de principe de l'architecture de contrôle D.

Cette fois-ci, plutôt que d'effectuer un contrôle en amplitude, le SLM est utilisé afin de contrôler localement la polarisation du faisceau laser incident. En aval du SLM, un cube séparateur de polarisation est positionné. Un MLA est alors disposé en face de chacune de ses sorties. Chaque faisceau en sortie du SLM est redirigé vers un des deux MLA, selon sa polarisation. En formant un couple de fibres appartenant aux deux MLA, chaque cellule élémentaire peut être illuminée indépendamment, comme dans l'architecture A.

Encore une fois, les pertes n'ont pas été estimées avec précision. Supposons des pertes de 3 dB dans les divers composants. Alors cette architecture n'a besoin que de 40 Watts afin de fonctionner. En revanche, la gestion d'un faisceau collimaté de 40 Watts reste dangereux si la partie du dispositif en espace libre n'est pas scellée, surtout avec un risque de réflexions multiples. Cette configuration nécessite aussi un alignement minutieux de tous ses éléments.

Choix de l'architecture

Le choix de l'architecture retenue est effectué sur plusieurs paramètres. De façon optimale, nous souhaitons utiliser l'architecture la plus stable et la plus simple à utiliser. Un second paramètre à prendre en compte est le coût d'une telle architecture. En effet, quelle que soit la configuration considérée, nous travaillons avec de fortes puissances optiques et les équipements dont nous avons besoin ne sont pas des équipements standards.

Les instruments les plus coûteux, quelle que soit la configuration choisie, sont les sources optiques. Les architectures B et C ont donc été écartées. En termes de praticité, l'architecture A l'emporte avec une structure "tout-fibré" mais l'utilisation de MEMS optiques avec une telle puissance d'entrée (environ 250 mW par MEMS) peut s'avérer délicat. Enfin, l'architecture D nécessite l'utilisation d'un SLM de grande dimension, capable de soutenir de fortes puissances optiques et capable d'effectuer une rotation de la polarisation ainsi qu'un cube séparateur de polarisation de puissance. Après estimation des coûts d'achat, nous nous sommes orientés vers l'utilisation de l'architecture A, moins coûteuse d'un facteur 2 et ne présentant pas la difficulté d'alignement en espace libre.

4.5 Conclusion

La conception et la caractérisation théorique d'un prototype de réseau transmetteur reconfigurable optiquement en bande X ont été détaillés dans ce chapitre. Les performances de rayonnement ont été calculées à l'aide de deux simulateurs (HFSS et Matlab) que nous avons ensuite comparés. Le réseau a été dimensionné (10×10 cellules) et son rendement total théorique est d'environ 33 %. Un gain maximal de 17,4 dBi est atteint à 9,8 GHz. Le réseau transmetteur montre une bonne performance de dépointage jusqu'à 50° dans les plans principaux. Les architectures de contrôle ont été discutées. Des idées de structure de mesure sont décrites en annexe.

Le prototype de réseau transmetteur n'a pas pu être mesuré, faute de source optique nécessitant un développement spécifique de l'entreprise Lumibird et qui n'a pas pu être disponible avant l'achèvement de la thèse. Le chapitre suivant porte sur l'extension de ce travail sur de nouvelles cellules élémentaire contrôlée optiquement, à une fréquence plus élevée. Ces cellules seront utilisées dans deux réseaux bi-polarisation.

RÉSEAUX TRANSMETTEURS RECONFIGURABLES OPTIQUEMENT EN BANDE KA

Au cours des chapitres précédents, nous avons développé un réseau transmetteur reconfigurable optiquement opérant en bande X. Afin de réduire la puissance optique nécessaire au fonctionnement du réseau, nous avons décidé de travailler avec un réseau de petite taille, constitué de 100 éléments rayonnants. Les résultats ont démontré la possibilité d'utiliser des blocs de germanium intrinsèque comme photo-commutateurs au sein de cellules élémentaires pour des applications en bande X. L'intérêt majeur de ces commutateurs optiques réside dans l'absence de ligne de polarisation électrique, permettant de grandement simplifier la structure des cellules élémentaires. De plus, l'absence de lignes de polarisation résout tout problème d'écrantage qui peut apparaître dans des réseaux de grandes dimensions ou les problèmes d'interférences apparaissant dans des systèmes fonctionnant à hautes fréquences. Dans le chapitre 4, nous nous sommes limités à de petits réseaux transmetteurs pour limiter la puissance d'alimentation. Maintenant, nous avons choisi de nous orienter sur l'étude et l'intégration de photo-commutateurs dans des petites structures fonctionnant à des fréquences plus élevées.

Au cours de ce chapitre, nous développerons un jeu de 3 cellules élémentaires fonctionnant à 19,5 GHz, 28,7 GHz et 29 GHz. Nous y décrirons l'architecture des cellules élémentaires en bande Ka et soulignerons leurs différences structurelles avec la cellule élémentaire en bande X. Dans un deuxième temps, nous présenterons les caractéristiques (matrice de diffraction, diagrammes de rayonnement) de ces cellules. Ces cellules seront alors utilisées à des fins d'intégration dans deux réseaux transmetteurs double-polarisation simple-bande et double-bande à l'aide du principe d'entrelacement des réseaux, présenté en début de chapitre.

5.1 Principe d'entrelacement des réseaux

Dans la littérature ouverte, nous pouvons rencontrer un certain nombre de réseaux transmetteurs capables de régir un signal source RF dont deux composantes possèdent une polarisation orthogonale [26, 27, 112-114]. Ceux-ci présentent diverses architectures mais peuvent être grossièrement différenciés selon le type de cellule élémentaire dont ils sont constitués. Une partie des réseaux à double-polarisation se basent sur une technologie de cellules élémentaires permettant la gestion indépendante et simultanée des deux polarisations au sein d'une même cellule. En revanche, d'autres réseaux double-polarisation emploient un assortiment de cellules élémentaires mono-polarisation. La technique d'entrelacement des réseaux revient à croiser deux réseaux mono-polarisation (appelés par la suite "sous-réseaux") entre eux afin de constituer un réseau plus complexe, sensible à deux états de polarisation. Le principe d'entrelacement des réseaux est illustré figure 5.1. Sur cette figure, un cornet d'alimentation à double polarisation est utilisé en tant que source primaire.

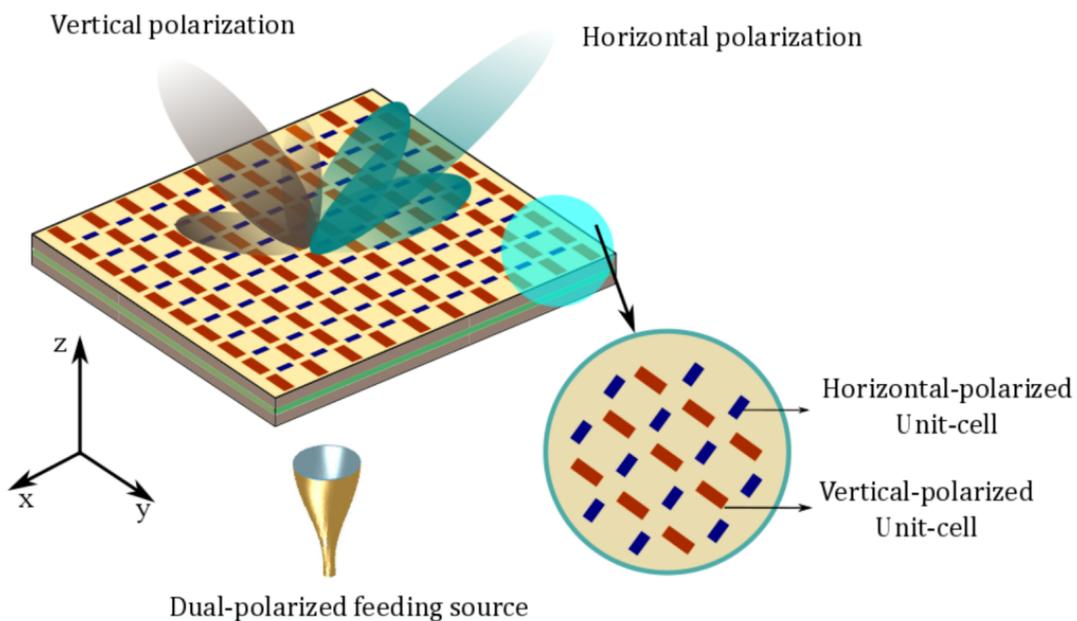


FIGURE 5.1 – Schéma d'un réseau double-polarisation constitué à l'aide du principe d'entrelacement des réseaux [115].

Le principe d'entrelacement des réseaux induit un certain nombre de contraintes structurelles lors du développement des cellules élémentaires. Premièrement, les deux réseaux transmetteurs entrelacés présentent en général la même périodicité (pour des raisons de simplicité). Deuxièmement, il est nécessaire de croiser deux sous-réseaux de polarisations orthogonales, constitués de $(n+1) \times (n+1)$ et $n \times n$ éléments

rayonnants. L'introduction d'un sous-réseau "pair" et d'un sous-réseau "impair" permet alors d'intercaler les cellules élémentaires dans la structure finale. Il est à noter que lors de l'entrelacement de deux sous-réseaux, ceux-ci sont disposés sur une même couche et partagent une même stratification. Le principe d'entrelacement repose sur l'idée d'utiliser l'espace libre dans une cellule élémentaire pour en positionner une autre, en quinconce. Le dernier défi reste alors de réserver suffisamment d'espace lors du développement de chaque cellule élémentaire en prévision de leur entrelacement.

Une telle approche n'induit qu'un faible effet de couplage entre les patches de polarisations orthogonales [115] et conduit à l'indépendance de chaque sous-réseau en termes de rayonnement électromagnétique. Pour cette raison, les cellules élémentaires constituant chaque sous-réseau peuvent être développées indépendamment.

5.2 Présentation des cellules élémentaires

Les cellules élémentaires que nous développons en bande Ka sont composées d'un photo-commutateur constitué d'un bloc de germanium intrinsèque fonctionnant sur le même principe que celui discuté en bande X. Ces dernières sont une hybridation entre la cellule élémentaire reconfigurable optiquement développée chapitre 3 et les cellules élémentaires passives proposées par K. Pham et al. dans les articles [27, 116]. Les cellules élémentaires introduites peuvent aussi être interprétées comme une restructuration et une simplification de la cellule élémentaire reconfigurable en bande Ka discutée dans l'article [117].

La géométrie et la stratification des différentes cellules élémentaires reconfigurables optiquement en bande Ka est représentée figure 5.2. Ces cellules multicouches se composent de deux substrats RT/Duroid™ 6002 ($\epsilon_r = 2,94$ à 30 GHz ; $\tan\delta = 0,0024$; $h = 508 \mu\text{m}$; $5,1 \times 5,1 \text{ mm}^2$) séparés par une masse métallique de $35 \mu\text{m}$ d'épaisseur et assemblés à l'aide d'un film de colle Taconic FR27 ($\epsilon_r = 2,77$ à 30 GHz ; $\tan\delta = 0,003$; $h_b = 114 \mu\text{m}$). De chaque côté de la cellule élémentaire est imprimée une antenne patch active en forme de "O" (figure 5.2c) ou une antenne patch passive rectangulaire (figure 5.2b). Les patches micro-ruban sont interconnectés à l'aide d'un via traversant métallisé situé au centre de la cellule. Comme précédemment, deux semi-conducteurs en germanium intrinsèque ($1 \times 0,5 \times 0,45 \text{ mm}^3$) sont intégrés sur le patch actif. Une fibre optique monomode SMF-28 est alignée devant chaque semi-conducteur et permet son illumination (diamètre du coeur $d_c = 8,2 \mu\text{m}$; diamètre de la gaine $d_g = 125,0 \pm 0,7 \mu\text{m}$; ouverture numérique $\text{NA} = 0,14$; indice de réfraction de

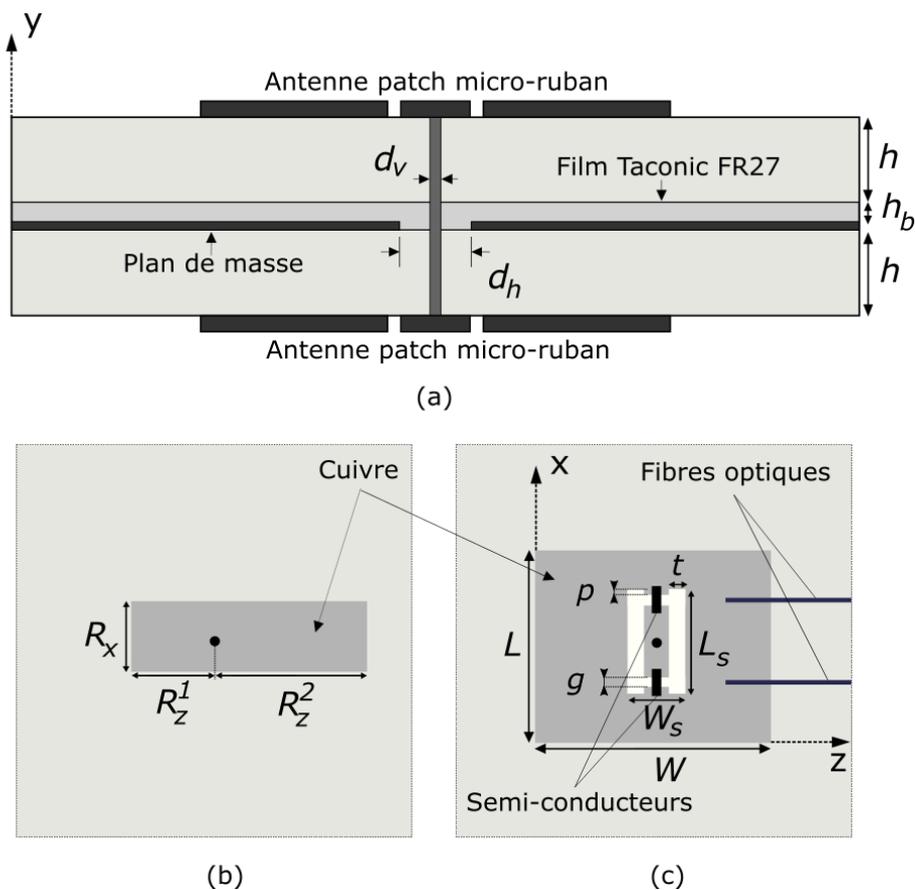


FIGURE 5.2 – Géométrie des cellules élémentaires reconfigurables optiquement en bande Ka. (a) Vue en coupe. (b) Antenne patch micro-ruban passive. (c) Antenne patch micro-ruban active.

groupe $n_{eff} = 1,4682$ à 1550 nm).

Afin de constituer un réseau double-polarisation à l'aide de la méthode d'entrelacement des réseaux, il est nécessaire de réserver suffisamment d'espace pour disposer en quinconce plusieurs cellules élémentaires tout en éclairant les photo-commutateurs. Pour cette raison, la stratification des trois cellules élémentaires n'est pas identique même si celles-ci sont développées pour un même substrat. Deux des trois cellules élémentaires sont réalisées avec un empilement patch-actif/substrat/colle/masse/substrat/patch-passif tandis que la dernière est réalisée avec un empilement patch-passif/substrat/colle/masse/substrat/patch-actif. De ce fait, nous nommons "cellule UP" les cellules possédant le patch actif positionné "sur le dessus" et "cellule DOWN" la cellule dont le patch actif est positionné "sur le dessous". Les deux cellules UP fonctionnent à $19,5$ GHz et $28,7$ GHz (que nous appelons aussi respectivement cellule 1 et cellule 2) tandis que la cellule DOWN fonctionne à 29 GHz (cellule 3). Les cellules élémentaires développées présentent une quantification de phase 1-bit et fonctionnent en polarisation linéaire. En raison de l'orientation du patch

passif, la polarisation tourne de 90° entre l'entrée et la sortie de chaque cellule élémentaire. Lors de l'étape de dimensionnement, les contraintes de fabrication ont été prises en compte. Les dimensions des cellules élémentaires sont récapitulées dans la table 5.1.

Paramètres généraux	
Dimensions de la cellule	$a \times a = 5,1 \times 5,1 \text{ mm}^2$
Substrat	RT/Duroid™ 5880 ($\epsilon_r = 2,94$ à 30 GHz ; $\tan\delta = 0,0024$; $h = 508 \text{ }\mu\text{m}$)
Colle	FR27 Taconic ($\epsilon_r = 2,77$; $\tan\delta = 0,003$; $h_b = 114 \text{ }\mu\text{m}$)
Semi-conducteurs	Germanium intrinsèque ($1 \times 0,5 \times 0,45 \text{ mm}^3$)
Fibre optique	SMF-28 ; $d_c = 8,2 \text{ }\mu\text{m}$; $d_g = 125,0 \pm 0,7 \text{ }\mu\text{m}$; $NA = 0,14$; $n_{eff} = 1,4682$ à 1550 nm
Cellule élémentaire UP à 19,5 GHz	
Taille du patch passif	$R_x = 0,92 \text{ mm}$; $R_z^1 = 1,88 \text{ mm}$; $R_z^2 = 2,54 \text{ mm}$
Taille du patch actif	$L \times W = 3,25 \times 4,91 \text{ mm}^2$
Dimensions des fentes	$L_s = 2,4 \text{ mm}$; $W_s = 1,92 \text{ mm}$; $t = 600 \text{ }\mu\text{m}$; $g = 390 \text{ }\mu\text{m}$; $p = 180 \text{ }\mu\text{m}$
Via de connexion	$d_v = 205 \text{ }\mu\text{m}$
Ouverture du plan de masse	$d_h = 700 \text{ }\mu\text{m}$
Cellule élémentaire UP à 28,7 GHz	
Taille du patch passif	$R_x = 0,45 \text{ mm}$; $R_z^1 = 1,2 \text{ mm}$; $R_z^2 = 2,1 \text{ mm}$
Taille du patch actif	$L \times W = 2,45 \times 3,25 \text{ mm}^2$
Dimensions des fentes	$L_s = 2,03 \text{ mm}$; $W_s = 1,4 \text{ mm}$; $t = 410 \text{ }\mu\text{m}$; $g = 210 \text{ }\mu\text{m}$; $p = 100 \text{ }\mu\text{m}$
Via de connexion	$d_v = 227 \text{ }\mu\text{m}$
Ouverture du plan de masse	$d_h = 605 \text{ }\mu\text{m}$
Cellule élémentaire DOWN à 29 GHz	
Taille du patch passif	$R_x = 0,45 \text{ mm}$; $R_z^1 = 1,2 \text{ mm}$; $R_z^2 = 2,1 \text{ mm}$
Taille du patch actif	$L \times W = 2,45 \times 3,25 \text{ mm}^2$
Dimensions des fentes	$L_s = 1,74 \text{ mm}$; $W_s = 1 \text{ mm}$; $t = 240 \text{ }\mu\text{m}$; $g = 200 \text{ }\mu\text{m}$; $p = 170 \text{ }\mu\text{m}$
Via de connexion	$d_v = 200 \text{ }\mu\text{m}$
Ouverture du plan de masse	$d_h = 600 \text{ }\mu\text{m}$

TABLE 5.1 – Dimensions principales des cellules élémentaire reconfigurables optiquement en bande Ka.

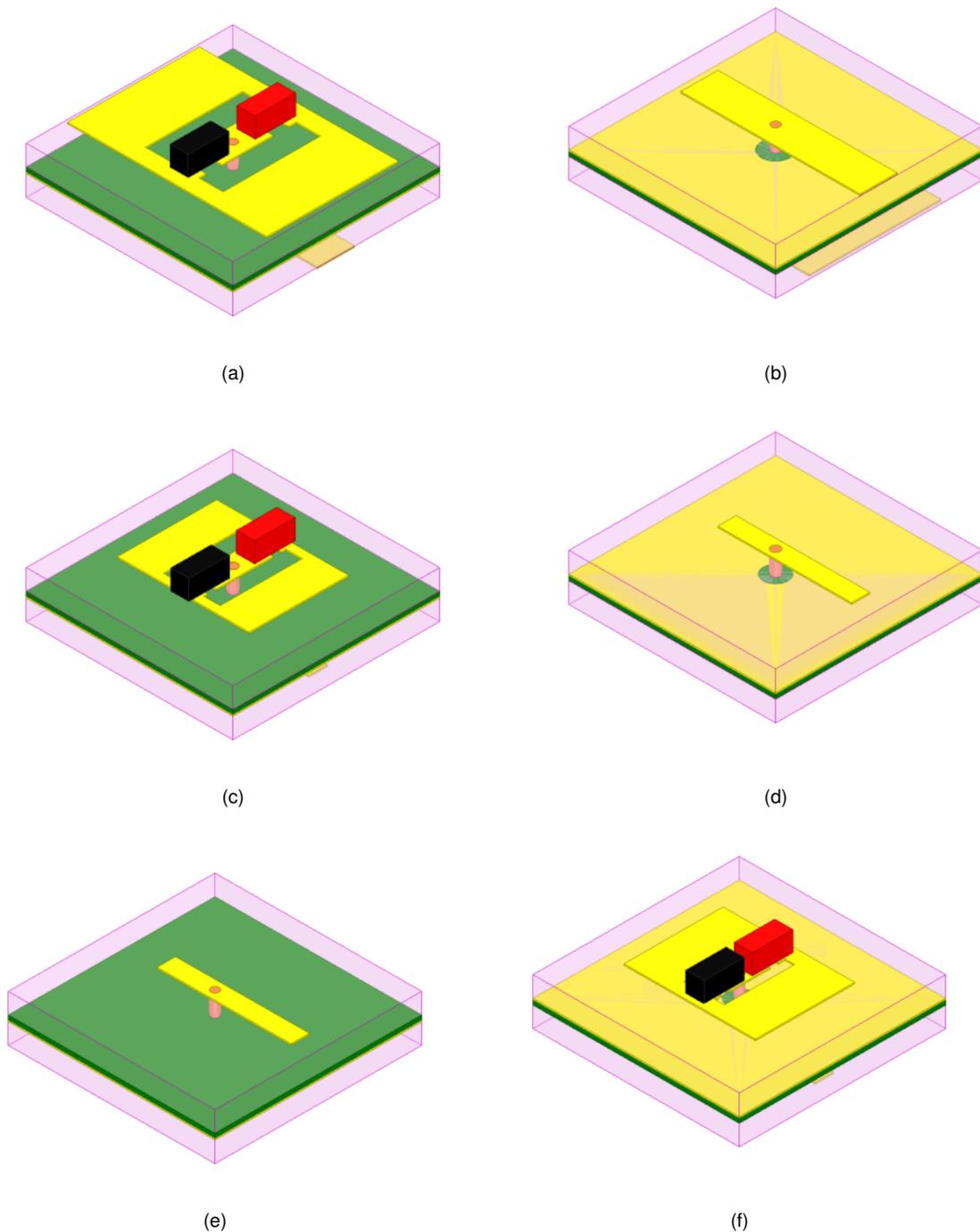


FIGURE 5.3 – Représentation des trois cellules élémentaires développées en bande Ka dans le logiciel de simulation Ansys HFSS. (a) Cellule 1, vue de dessus. (b) Cellule 1, vue de dessous. (c) Cellule 2, vue de dessus. (d) Cellule 2, vue de dessous. (e) Cellule 3, vue de dessus. (f) Cellule 3, vue de dessous.

5.3 Simulation des cellules élémentaires en bande Ka

Les cellules élémentaires sont simulées dans des conditions proches de celles mises en place lors du chapitre 3. Les fibres optiques utilisées sont des fibres monomodes SMF-28 et sont représentées sous la forme d'un cylindre de rayon $r = 125 \mu\text{m}$ de permittivité relative moyenne $\varepsilon_r = 2,25$. Désormais, celles-ci sont représentées dans toutes les simulations effectuées. En revanche, les dépôts de colle UV et de laque d'argent ne sont toujours pas intégrés au modèle. Pour toutes les simulations concernant les cellules élémentaires en bande Ka, nous considérons que le semi-conducteur éclairé (état ON) est illuminé à 1550 nm avec une puissance optique suffisante pour générer une conductivité $\sigma = 230 \text{ S/m}$. La permittivité relative associée vaut $\varepsilon_r = 12,9$. Le semi-conducteur non-éclairé (état OFF) a une conductivité $\sigma_0 = 1,75 \text{ S/m}$ et une permittivité relative $\varepsilon_r = 16,19$.

5.3.1 Étude fréquentielle des cellules élémentaires en bande Ka

De manière identique à l'étude effectuée en bande X (section 3.2.2, page 79), nous avons simulé les trois cellules élémentaires en bande Ka à l'aide du logiciel Ansys HFSS. Les simulations sont réalisées dans les deux états de phase (0° et 180°) en utilisant des conditions périodiques et une excitation en ports de Floquet sous incidence normale. La réponse en fréquence simulée des cellules élémentaires est présentée figure 5.4.

Étant donné les symétries des cellules élémentaires, nous observons pour chaque cellule que leurs paramètres S dans les états 0° et 180° sont très proches. Les pertes d'insertion sont respectivement de 2,06 dB, 2,16 dB et 2,20 dB pour les cellules 1 (à 19,5 GHz), 2 (à 28,7 GHz) et 3 (à 29 GHz). Les bandes de transmission associées à -3 dB sont respectivement égales à 2,50 GHz (12,8 % à 19,5 GHz), 2,58 GHz (9 % à 28,7 GHz) et 3,13 GHz (10,8 % à 29 GHz) et la différence de phase entre leurs deux états sur ces même bandes est comprise dans l'intervalle $180^\circ \pm 1^\circ$.

A l'aide de simulations supplémentaires, nous avons estimé le détail des pertes d'insertion de ce trio de cellules. De par leur stratification identique, les cellules 1, 2 et 3 présentent les même pertes diélectriques, qui s'élèvent à 0,21 dB. Les pertes liées aux métallisations du PCB sont également très proches, de l'ordre de 0,24 dB. Enfin, les cellules élémentaires présentent respectivement 1,61 dB, 1,70 dB et 1,74 dB de pertes réparties entre les pertes dues aux semi-conducteurs et les pertes dues à la désadaptation des cellules. Nous observons que les pertes dues à la faible conductivité des semi-conducteurs sont de l'ordre de 1,5 à 2 dB, comme observé lors de l'étude de

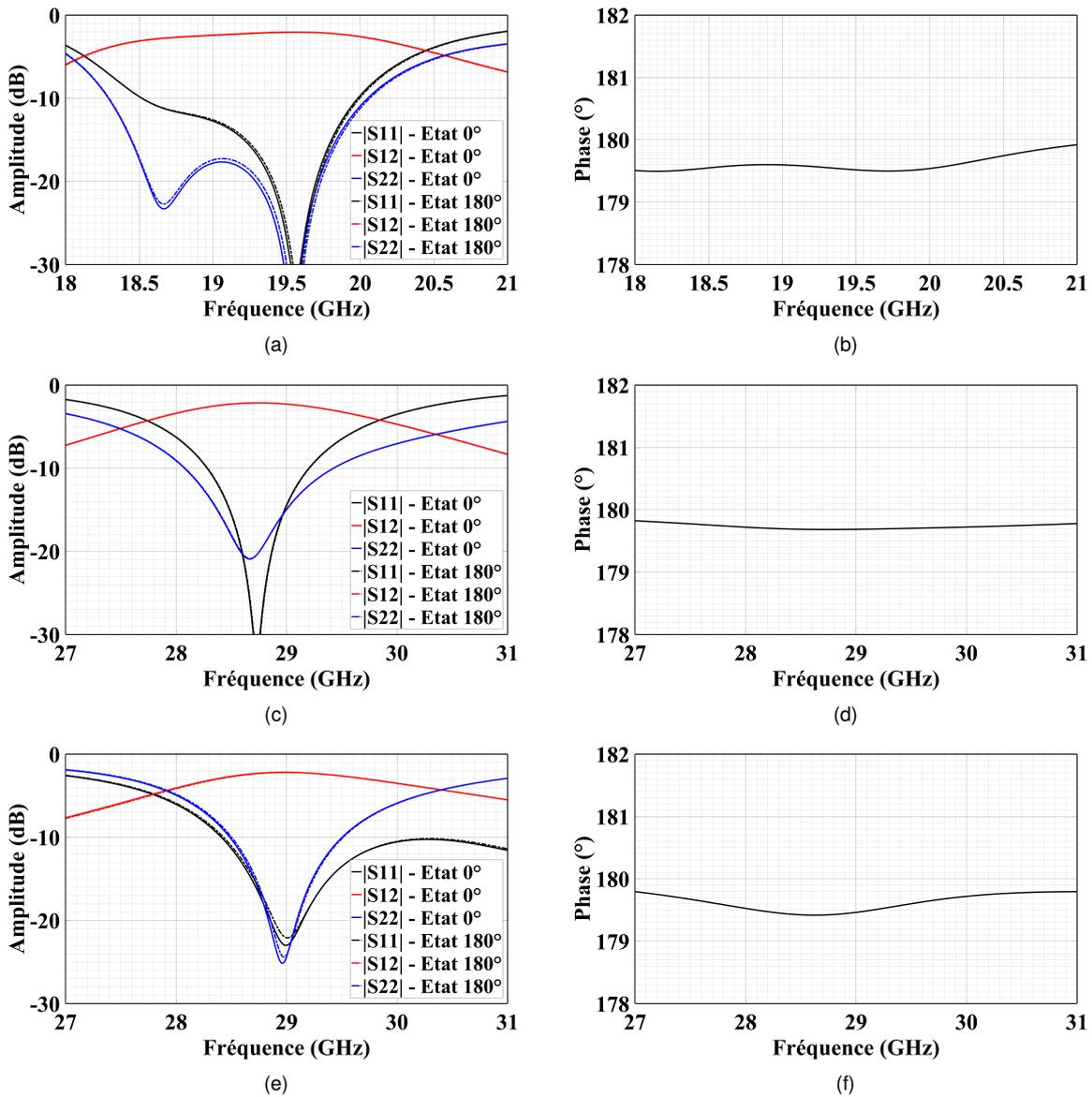


FIGURE 5.4 – Paramètres de diffraction simulés pour la cellule 1 (a), pour la cellule 2 (c) et pour la cellule 3 (e) sur leur bande de fréquence respective et différence de phase entre les état 180° et 0° pour les mêmes cellules, respectivement (b,d,f).

la cellule élémentaire en bande X.

Pour intégrer ces cellules élémentaires dans un réseau double polarisation linéaire, il est nécessaire que leur couplage avec les cellules croisées avoisinantes (= cellules proches excitées par une onde RF de polarisation croisée) soit faible. Pour vérifier cela, il suffit d'étudier la transmission de chaque cellule élémentaire pour une excitation dont la polarisation est orthogonale à leur mode de fonctionnement habituel. Les coefficients de transmission des cellules élémentaires 1, 2 et 3 en polarisation croisée ont été simulés sur leurs bandes de fonctionnement respectives et sont représentés figure 5.5. Nous observons que ces derniers ne dépassent pas -35 dB pour les trois cellules. Cela signifie que l'impact des cellules avoisinantes croisées est négligeable. Ainsi, nous pouvons considérer que la réponse des cellules élémentaires est inchangée dans un environnement double-polarisation linéaire.

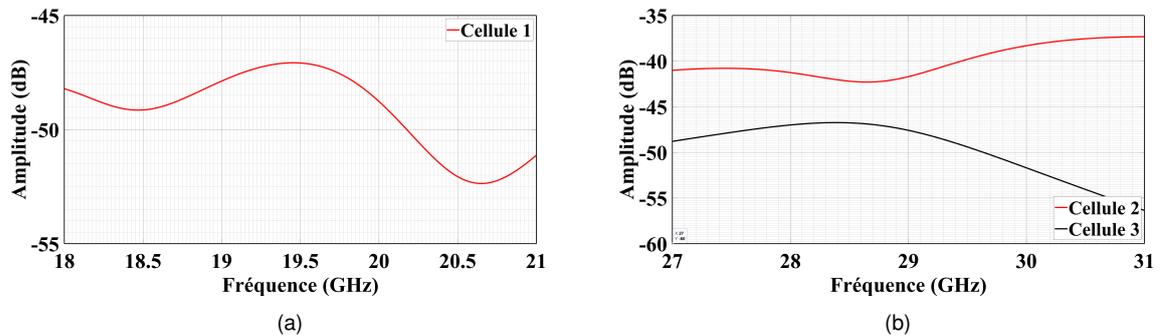


FIGURE 5.5 – Transmission des cellules 1,2 et 3 en polarisation croisée autour de leur fréquence de travail. (a) Cellule 1. (b) Cellules 2 et 3.

5.3.2 Diagrammes de rayonnement des cellules élémentaires en bande Ka

Dans un second temps, nous nous sommes intéressés aux diagrammes de rayonnement des différentes cellules élémentaires. Celles-ci ont été simulées en appliquant des limites périodiques aux quatre faces latérales du domaine de calcul. La face parallèle la plus proche du patch actif se voit appliquer une condition aux limites de rayonnement. Enfin, un port localisé d'excitation entre le plan de masse et le via métallique central est inséré. Le processus de simulation est identique à celui effectué dans la section 3.2.3. La représentation schématique du modèle de simulation peut être retrouvée figure 3.9, page 86.

Pour commencer, nous pouvons observer que les diagrammes de rayonnement en polarisation croisée de chaque patch (quelle que soit la cellule) sont tous inférieurs

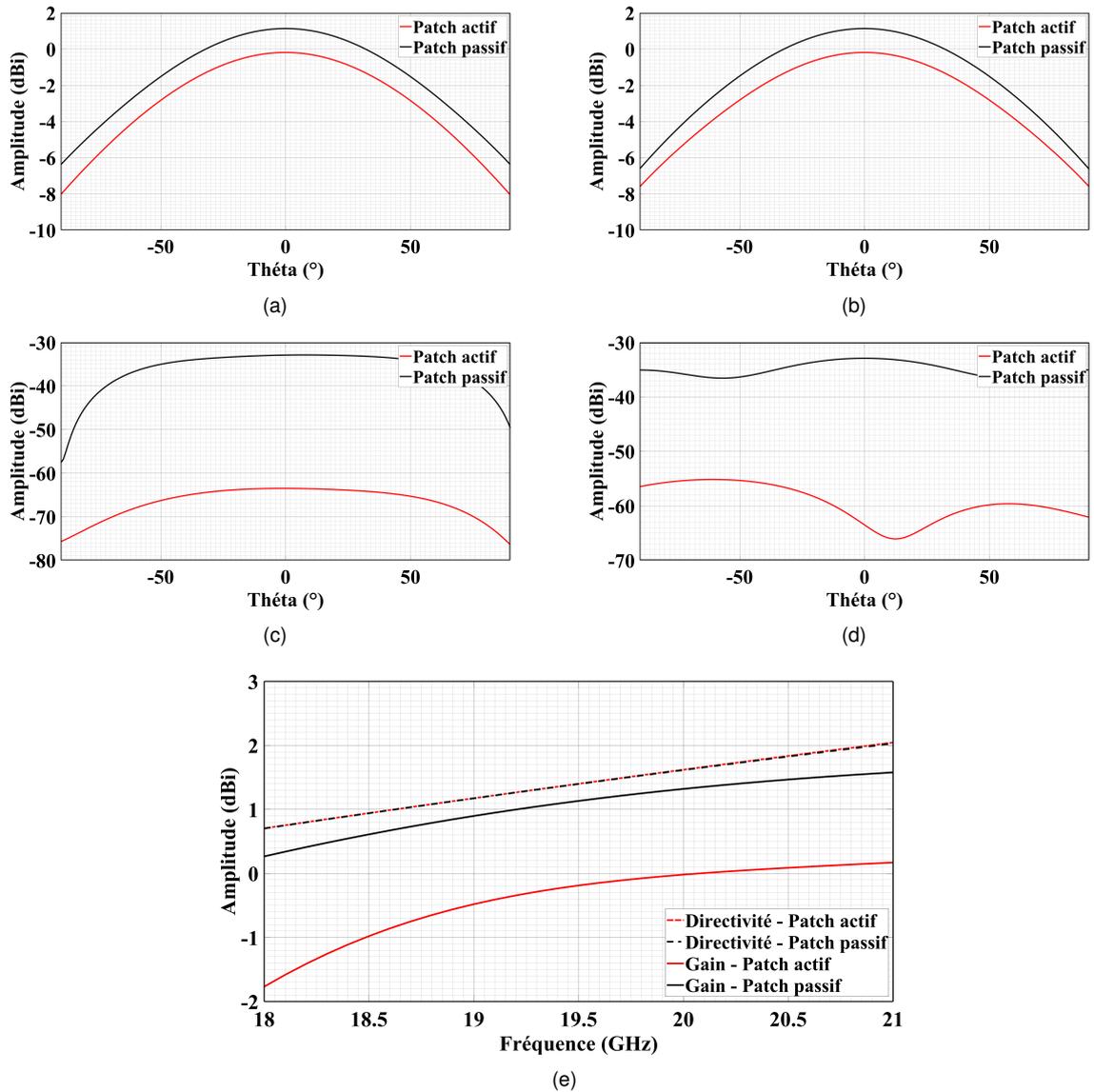


FIGURE 5.6 – Diagrammes de rayonnement du patch actif et passif en polarisation principale et croisée à 19,5 GHz dans les deux plans de référence. (a) Co-polarisation, plan E. (b) Co-polarisation, plan H. (c) Cross-polarisation, plan E. (d) Cross-polarisation, plan H. (e) Directivité et gain maximal du patch actif et passif en fonction de la fréquence.

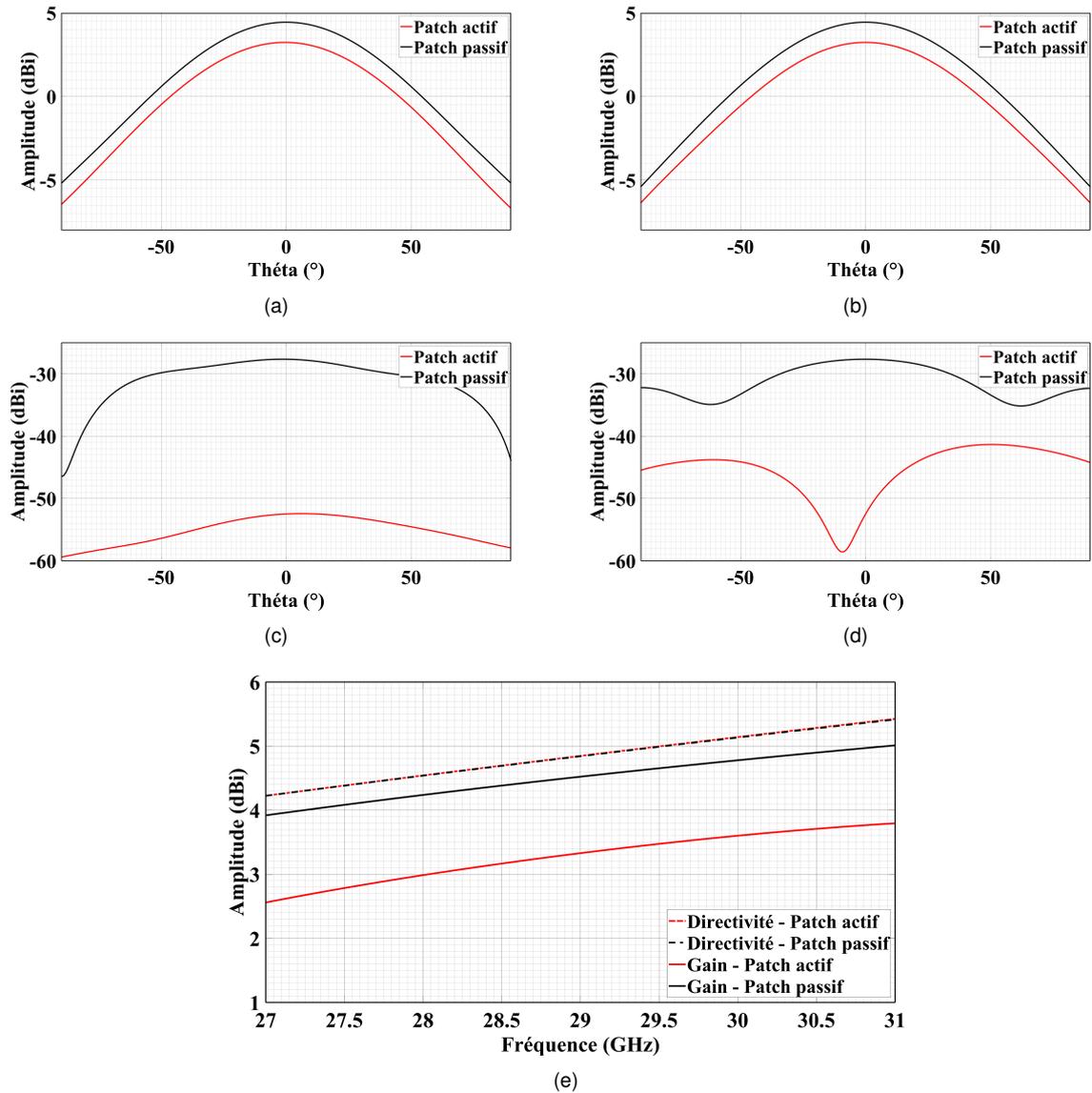


FIGURE 5.7 – Diagrammes de rayonnement du patch actif et passif en polarisation principale et croisée à 28,7 GHz dans les deux plans de référence. (a) Co-polarisation, plan E. (b) Co-polarisation, plan H. (c) Cross-polarisation, plan E. (d) Cross-polarisation, plan H. (e) Directivité et gain maximal du patch actif et passif en fonction de la fréquence.

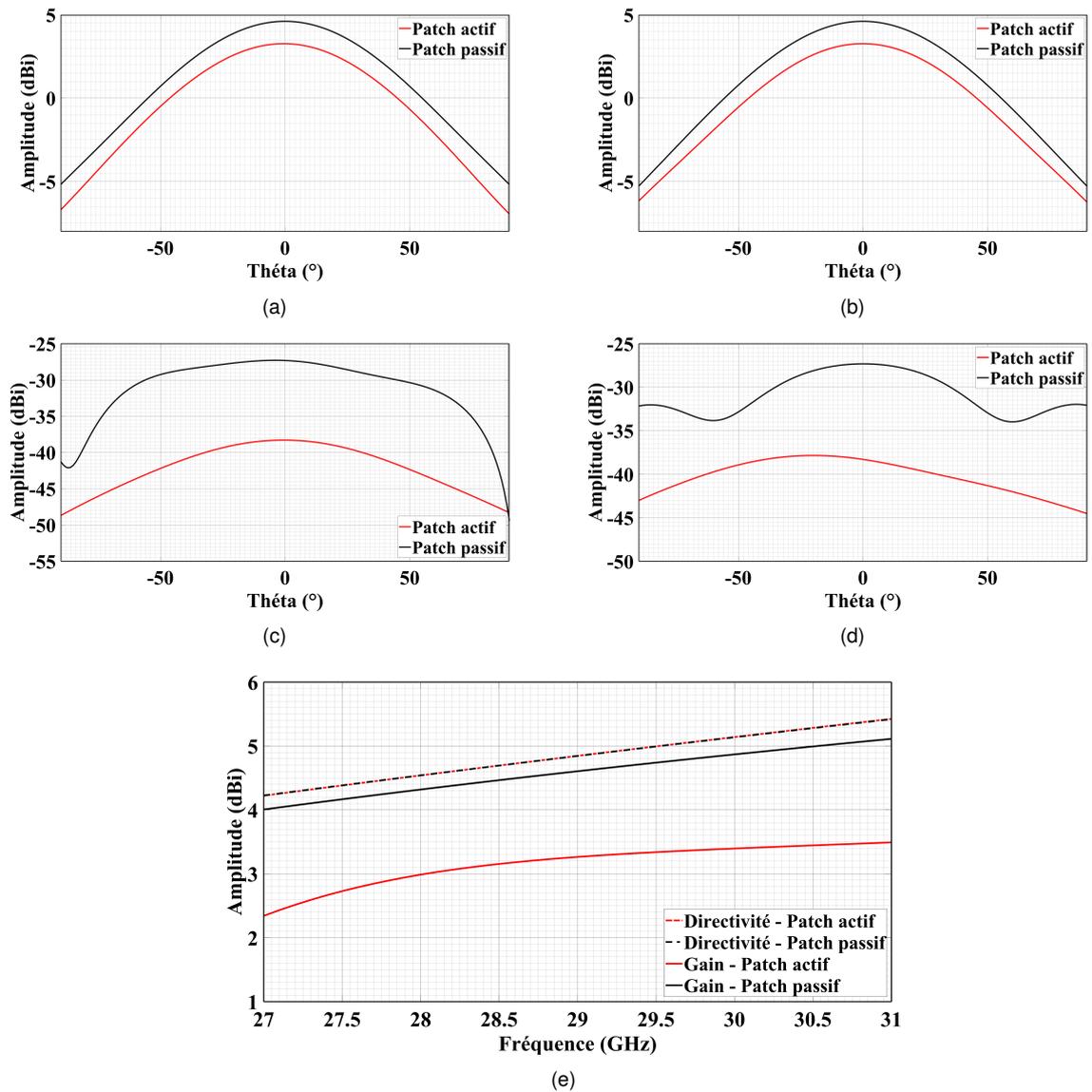


FIGURE 5.8 – Diagrammes de rayonnement du patch actif et passif en polarisation principale et croisée à 29 GHz dans les deux plans de référence. (a) Co-polarisation, plan E. (b) Co-polarisation, plan H. (c) Cross-polarisation, plan E. (d) Cross-polarisation, plan H. (e) Directivité et gain maximal du patch actif et passif en fonction de la fréquence.

à -25 dBi. Les patchs actifs et passifs des cellules 2 et 3 présentent (respectivement à 28,7 GHz et 29 GHz) une directivité de 4,75 dBi et 4,86 dBi. Les gains des patchs passifs atteignent respectivement 4,44 dBi et 4,61 dBi tandis que celui des patchs actifs valent 3,23 dBi et 3,26 dBi. Les fortes pertes observées dans les patchs actifs sont principalement dues aux semi-conducteurs, comme discuté dans les bilans de puissance ainsi que lors de l'étude de l'évolution des pertes dans une cellule en fonction de la conductivité des semi-conducteurs (réalisée chapitre 3). Les patchs actifs et passifs de la cellule 1 (à 19,5 GHz) présentent une directivité de 1,40 dBi. Leur gain respectif vaut -0,19 dBi et 1,13 dBi. Nous pouvons statuer que les pertes des patchs de la cellule 1 sont consistantes avec les pertes observées dans les deux cellules précédentes. En revanche, nous pouvons observer que leur directivité est extrêmement faible. Ces faibles valeurs sont dues aux faibles dimensions de la cellule élémentaire par rapport à la longueur d'onde à laquelle celle-ci est utilisée.

En effet, dans une cellule élémentaire, la directivité (en dBi) peut être calculée en utilisant la formule

$$D = 10 * \log \left[d_x d_y \eta \frac{4\pi}{\lambda} \right], \quad (5.1)$$

où d_x et d_y sont les dimensions caractéristiques de la cellule rectangulaire, η est l'efficacité d'illumination et λ est la longueur d'onde de l'onde électromagnétique. De façon générale, on choisit les dimensions d'une cellule élémentaire de sorte qu'elles valent $\lambda/2$. Cependant, dans notre cas, nous avons réduit les dimensions caractéristiques de la cellule 1 afin de pouvoir l'intégrer facilement avec les cellules 2 et 3 qui fonctionnent autour de 30 GHz. En se basant sur la formule précédente, nous pouvons tout de suite observer que pour une fréquence de travail déterminée, la directivité d'une cellule élémentaire est liée au logarithme en base 10 de la dimension caractéristique de la cellule. Ainsi, il est normal que la directivité de la cellule 1 soit plus faible que la directivité des cellules 2 et 3.

5.4 Réseau transmetteur double-polarisation à 28,9 GHz

5.4.1 Dimensionnement du réseau transmetteur

Afin de rester cohérents avec les choix effectués chapitre 4, nous avons décidé de continuer à travailler avec des réseaux de petites dimensions. Nous avons entrelacé deux réseaux mono-polarisation constitués respectivement de cellules UP

(cellule 2) et de cellules DOWN (cellule 3) afin de constituer un réseau transmetteur double polarisation mono-bande. Les deux réseaux mono-polarisation sont constitués respectivement de 11×11 et 10×10 éléments rayonnants et sont entrelacés de telle sorte que les cellules UP et DOWN puissent être excitées avec deux polarisation orthogonales. Ainsi, le réseau final à double polarisation est constitué de 221 éléments rayonnants. Celui-ci est représenté figure 5.9.

Le réseau transmetteur est illuminé par un cornet d'émission mono-polarisation standard ATM 34-440-6 de gain nominal 10 dBi. Ce dernier est détaillé dans l'annexe C. La source primaire, ne présentant qu'un seul état de polarisation, est orientée selon le sous-réseau excité. Cette source pourra être aisément remplacée par une source double-polarisation si nécessaire. Le réseau double-polarisation est excité à 28,9 GHz, fréquence à laquelle les gains et coefficients de transmission des deux cellules élémentaires sont égaux.

L'étude du gain du réseau double-polarisation selon la distance focale (pour un faisceau dans l'axe) est effectuée grâce au script Matlab précédemment utilisé. La figure 5.10 présente la variation de la directivité et du gain des deux réseaux mono-polarisation UP et DOWN en fonction de leur distance à la source focale pour une fréquence de travail de 28,9 GHz. Le réseau mono-polarisation UP atteint un gain maximal pour une distance focale de 34 mm et le réseau mono-polarisation DOWN atteint un gain maximal pour une distance focale de 40 mm. Le meilleur compromis est de se positionner à une distance focale de 34 mm, où les gains des deux réseaux mono-polarisation sont proches du maximum. Il s'agit du moment où les oscillations dues à la quantification de phase 1-bit des cellules élémentaires se retrouvent partiellement "en phase". Les rapports focaux F/D des deux sous-réseaux valent respectivement 0,61 et 0,67. Les gains maximaux associés respectifs atteignent 18,18 dBi et 17,40 dBi. Dans cette configuration, l'apodisation sur le réseau double-polarisation est de 6,4 dB et les deux réseaux mono-polarisation le constituant sont vus respectivement sous un demi-angle $\alpha_{UP} = 39,5^\circ$ et $\alpha_{DOWN} = 36,9^\circ$.

5.4.2 Rayonnement électromagnétique du réseau transmetteur double-polarisation

Arbitrairement, nous décidons d'orienter le réseau double-polarisation entrelacé de sorte que les cellules UP soient excitées horizontalement (polarisation H) et que les cellules DOWN soient excitées verticalement (polarisation V).

Afin de garantir le fonctionnement du réseau double-polarisation, il est nécessaire

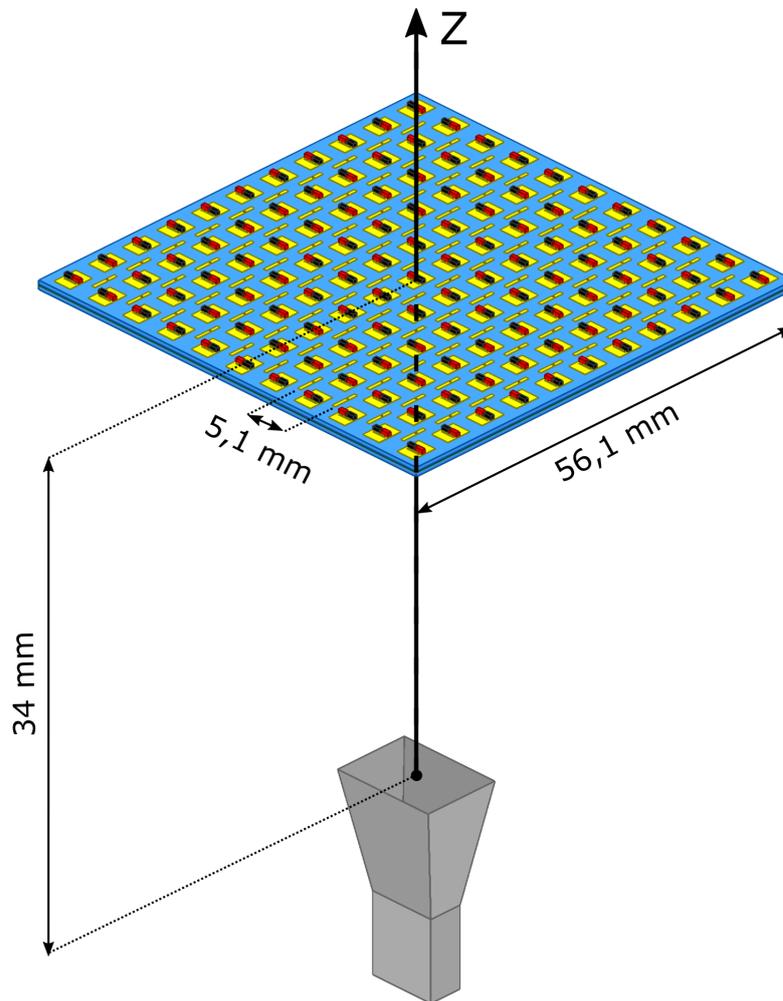


FIGURE 5.9 – Représentation du réseau transmetteur double-polarisation entrelacé (vue de dessus).

d'observer l'indépendance du rayonnement électromagnétique selon la polarisation. Bien que les cellules élémentaires présentent une transmission en polarisation croisée très faible, nous avons simulé les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et croisée du réseau double-polarisation pour les polarisations H et V. Ces derniers sont représentés figure 5.11. Lorsque le réseau transmetteur double-polarisation est excité à l'aide d'une onde polarisée H, le lobe principal (co-polarisation) atteint un maximum de 17,89 dBi et le SLL vaut 15,79 dB. Lorsque l'excitation est polarisée verticalement, le lobe principal atteint un maximum de 17,63 dBi et le SLL associé vaut 15,31 dB. Les composantes croisées (cross-polarisation) atteignent 1,98 dBi lors d'une excitation polarisée horizontalement et 2,32 dBi lors d'une excitation polarisée verticalement. De cette façon, nous observons que le réseau double-polarisation entrelacé est bien capable de supporter un signal dont les composantes

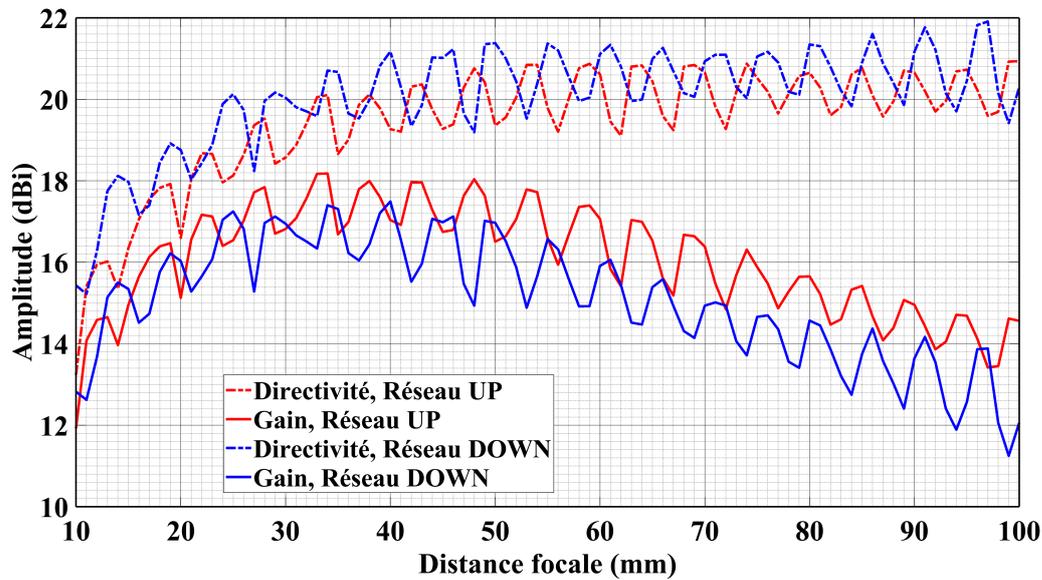
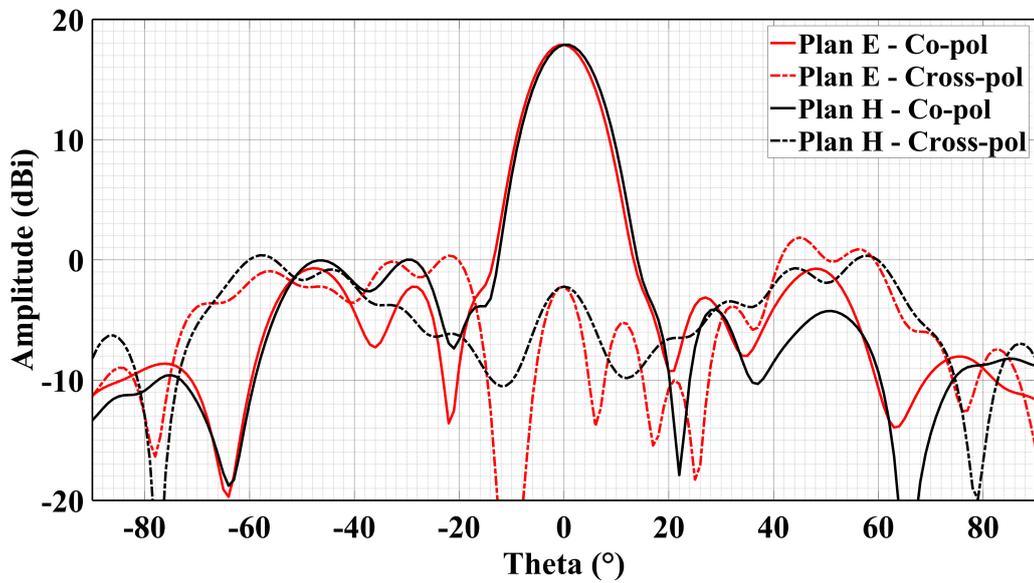


FIGURE 5.10 – Directivité et gain des réseaux mono-polarisation UP et DOWN pour différentes distances focales à 28,9 GHz.

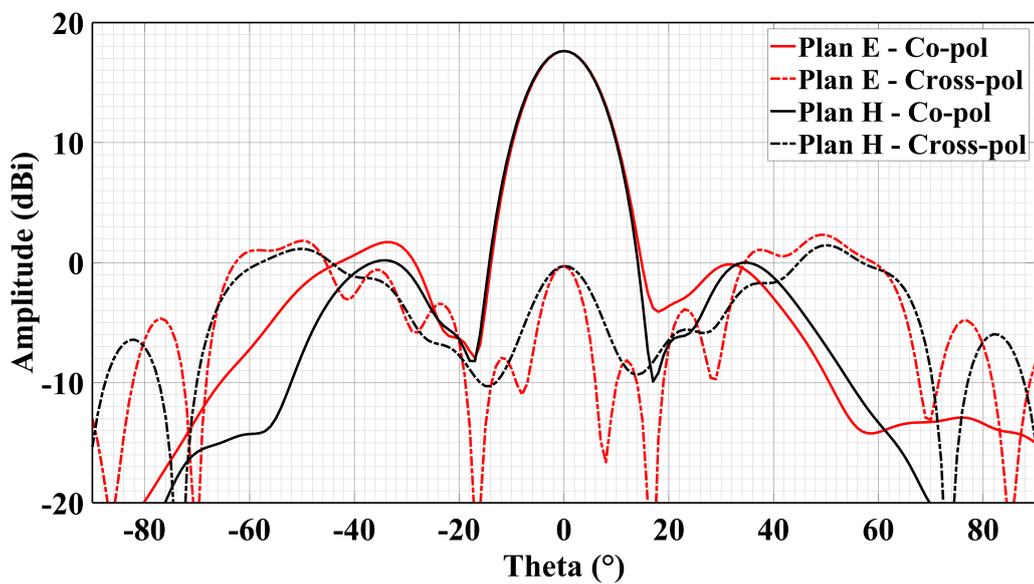
sont polarisées H et V ainsi que de gérer les deux polarisations indépendamment.

Dans un second temps, nous avons choisi de comparer les diagrammes de rayonnement des deux réseaux mono-polarisation et du réseau double-polarisation entrelacé. Les réseaux mono-polarisation UP ou DOWN rayonnent intrinsèquement dans la polarisation autorisée par leur conception. A contrario, le réseau double-polarisation entrelacé peut rayonner selon deux polarisations orthogonales. Les diagrammes de rayonnement simulés des réseaux mono-polarisation UP et DOWN et du réseau double-polarisation en polarisation principale sont comparés figure 5.12. Tout d'abord, nous pouvons noter que pour une excitation dont la polarisation est fixée (H ou V), la réponse du réseau double-polarisation entrelacé et du réseau mono-polarisation associé sont quasi-identiques. Ces résultats confirment de nouveau que l'effet de couplage entre les cellules de polarisations orthogonales est extrêmement faible et que le réseau double-polarisation peut être strictement décomposé comme la superposition mathématique de ses deux sous-réseaux.

Enfin, nous avons étudié les capacités de dépointage du réseau transmetteur double-polarisation dans ses plans principaux. Les figures 5.13 et 5.14 présentent les diagrammes de rayonnement (en co-polarisation) du réseau double-polarisation simulés pour différents angles de dépointage dans les plans principaux pour les deux polarisations autorisées par le réseau. Dès maintenant, nous pouvons noter la forte similitude entre la réponse du réseau dans le plan E et celle dans le plan H, quelle que soit la polarisation considérée. De façon générale, nous observons une diminution

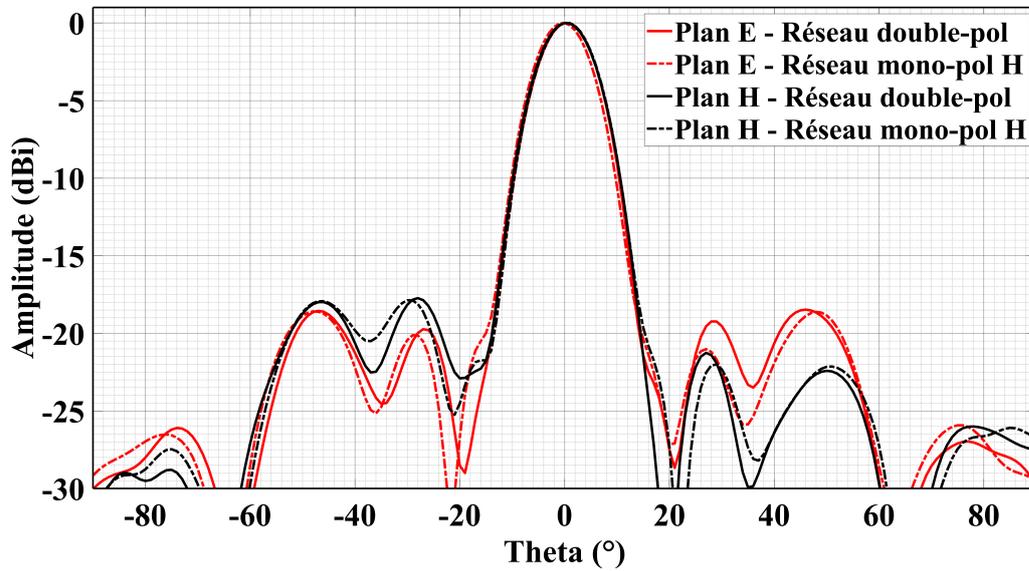


(a)

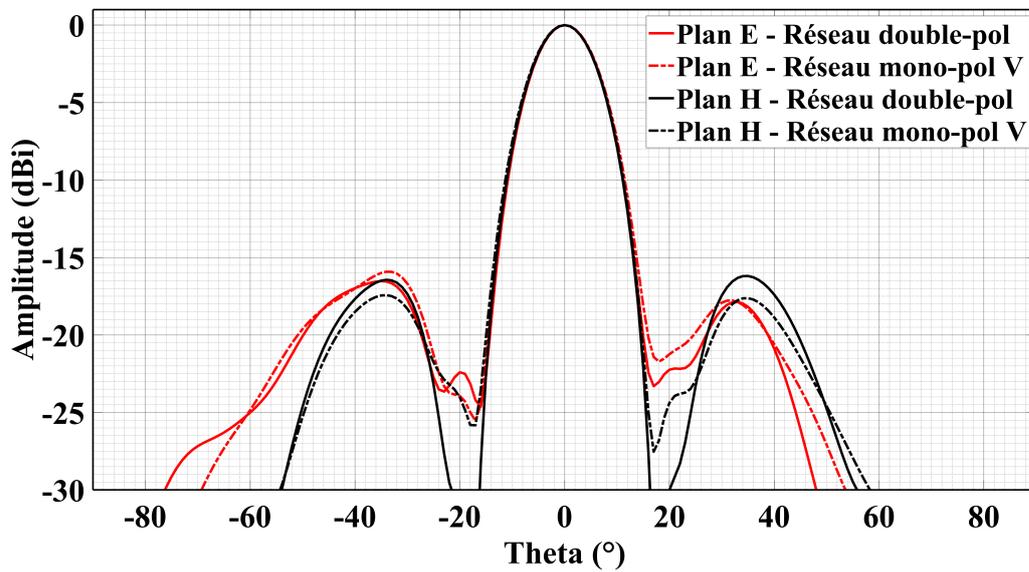


(b)

FIGURE 5.11 – Diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation entrelacé dans les plans E et H à 28,9 GHz pour : (a) Une excitation polarisée horizontalement. (b) Une excitation polarisée verticalement.



(a)



(b)

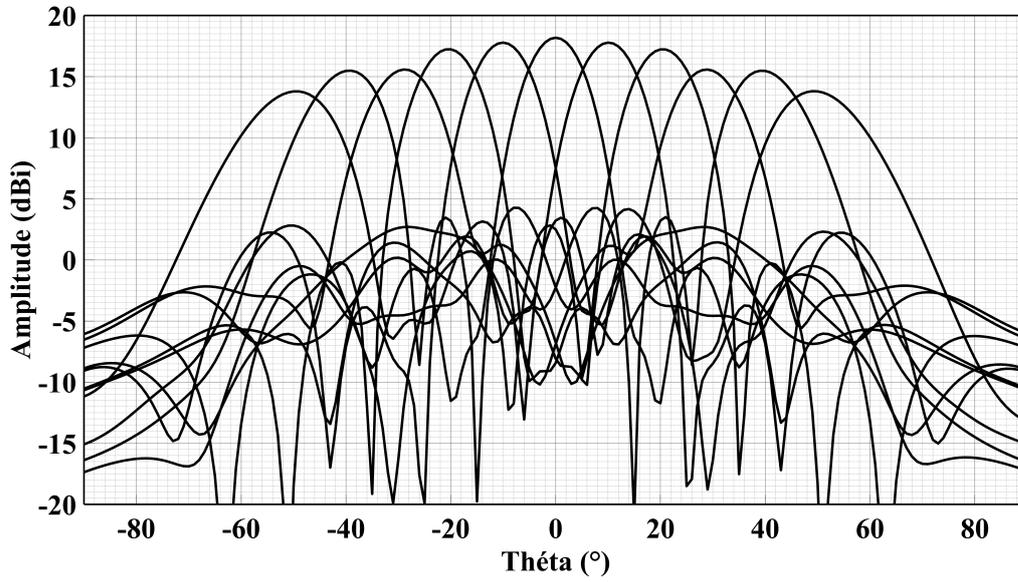
FIGURE 5.12 – Comparaison des diagrammes de rayonnement normalisés simulés (co-polarisation) des réseaux mono-polarisation et du réseau double-polarisation entrelacé dans les plans E et H à 28,9 GHz pour : (a) Une excitation polarisée H (excitation des cellules UP = cellules 2). (b) Une excitation polarisée V (excitation des cellules DOWN = cellules 3).

importante du SLL pour un angle de dépointage de 50° ou plus, reflétant la limitation imposée à un petit réseau dont la phase est sujette à une quantification 1-bit. Le SLL devient rapidement inférieur à 10 dB et le faisceau s'élargit fortement aux alentours de 50°. Nous pouvons aussi noter une diminution du gain du réseau polarisé H pour un angle de dépointage de 30° et du gain du réseau polarisé V pour un angle de dépointage de 20°. Cette perte de gain est liée aux lois de phase disponibles à ces angles pour la distance focale que nous avons choisie. Comme aucune des lois de phase n'est optimale à ces angles, le faisceau est moins bien focalisé et les lobes secondaires augmentent. Cette diminution reste tout de même faible et peut être ignorée. Les caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement en polarisation principale du réseau transmetteur double-polarisation sont récapitulées dans la table 5.2. Pour résumer, nous pouvons considérer que le réseau transmetteur double-polarisation dépointe très bien jusqu'à 40° et présente un SLL un peu faible pour un dépointage de 50° ou plus, pour les deux polarisations.

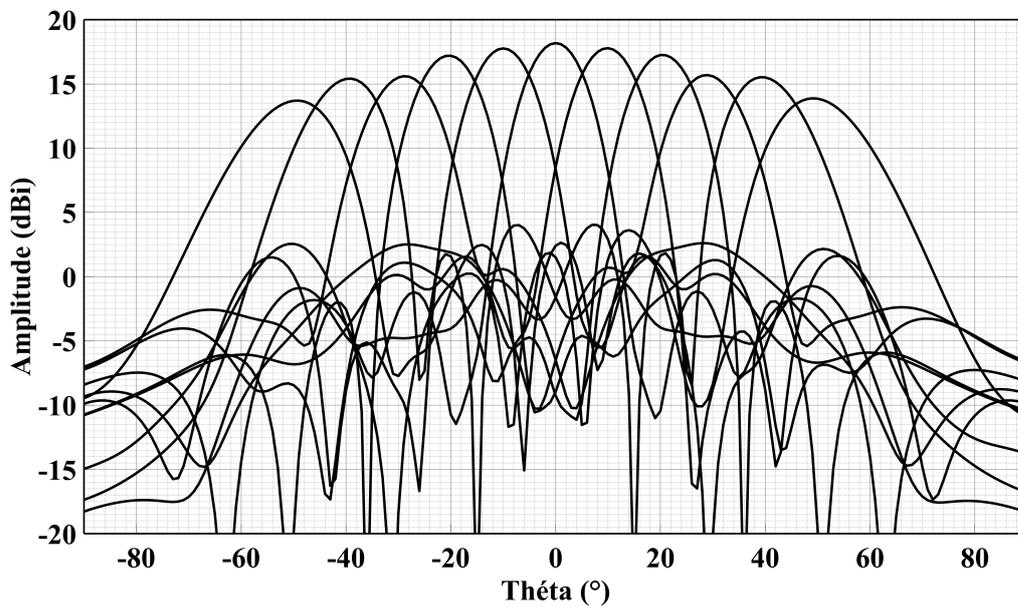
Dans l'hypothèse où la puissance nécessaire au contrôle du réseau n'est pas limitante, l'utilisation de sous-réseaux plus grands, constitués de 20×20 ou 30×30 éléments rayonnants, serait très intéressante.

Dépointage	Gain (dBi) Plan E / Plan H	SLL (dB) Plan E / Plan H	Largeur de faisceau à -3 dB
Polarisation horizontale			
0°	18,18 / 18,18	18,82 / 19,31	11°
± 10°	17,78 / 17,76	15,55 / 16,48	11°
± 20°	17,23 / 17,19	15,40 / 15,58	12°
± 30°	15,58 / 15,60	12,89 / 13,00	12°
± 40°	15,48 / 15,41	11,23 / 11,4	14°
± 50°	13,79 / 13,63	10,34 / 10,99	16°
Polarisation verticale			
0°	17,40 / 17,40	17,62 / 17,45	12°
± 10°	16,84 / 16,83	16,75 / 16,52	13°
± 20°	15,57 / 15,53	11,00 / 10,44	13°
± 30°	15,15 / 15,16	15,11 / 13,31	13°
± 40°	14,57 / 14,53	10,99 / 10,63	15°
± 50°	13,21 / 13,17	7,29 / 7,15	17°

TABLE 5.2 – Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-polarisation à reconfiguration optique dans les plans E et H pour différents angles de dépointage à 28,9 GHz pour deux polarisations différentes.

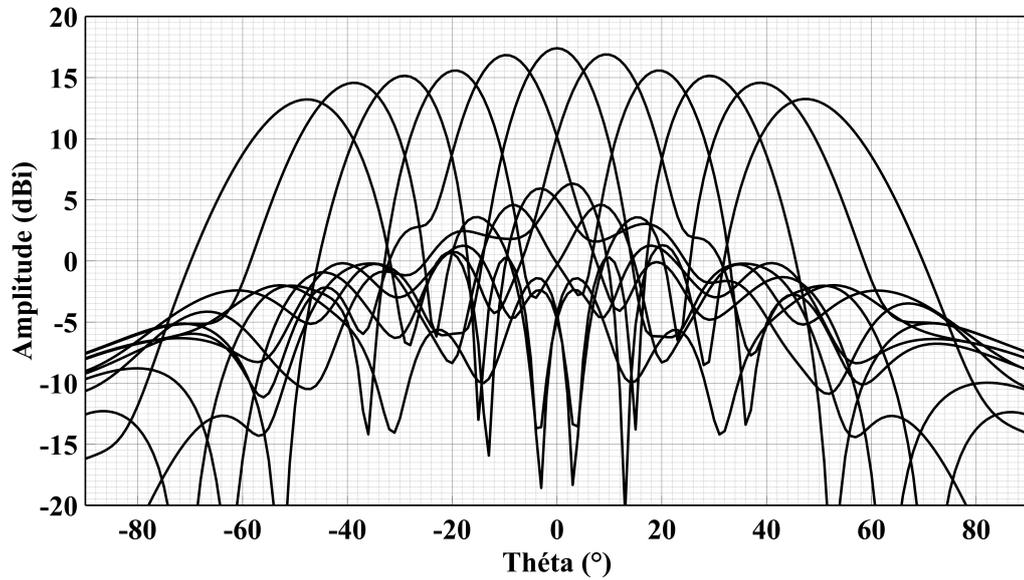


(a)

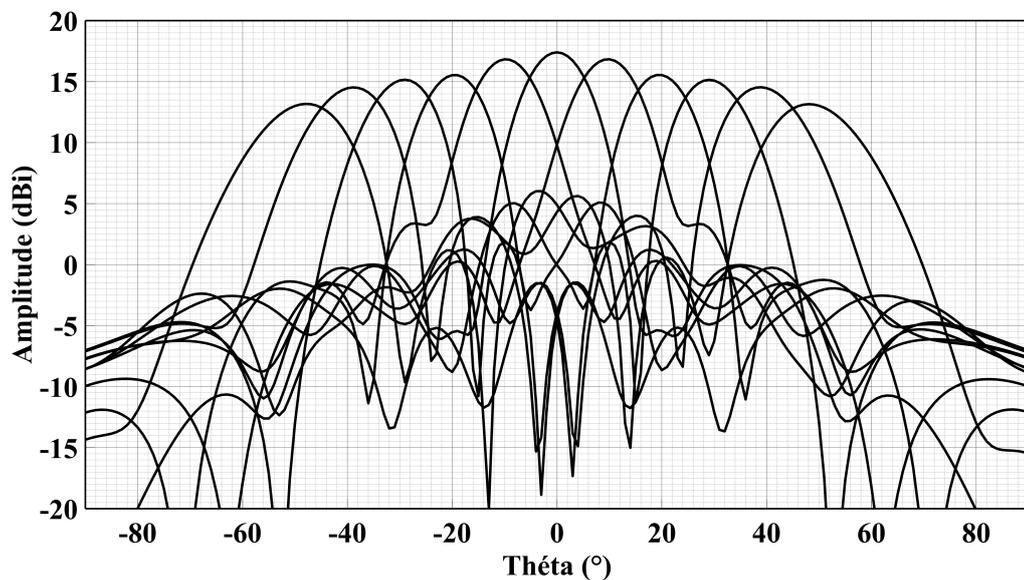


(b)

FIGURE 5.13 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments) soumis à une excitation polarisée horizontalement pour différents angles de dépointage à 28,9 GHz. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.



(a)



(b)

FIGURE 5.14 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments) soumis à une excitation polarisée verticalement pour différents angles de dépointage à 28,9 GHz. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.

5.4.3 Étude d'un réseau de plus grande dimension

Si la puissance d'éclairage n'est pas considérée comme élément limitant, l'introduction d'un réseau double-polarisation dont les dimensions sont supérieures au réseau introduit précédemment est plus adaptée à la vue des limitations engendrées par l'utilisation de cellules élémentaires à 1-bit de phase. Un plus grand réseau transmetteur permet de générer un gain plus élevé, ce qui permet d'augmenter le SLL. Cet effet, couplé à la formation d'un faisceau plus pincé, permet de dépointer un faisceau plus efficacement et d'atteindre des angles de dépointage plus élevés. De plus, et particulièrement lors de l'utilisation de cellules élémentaires à quantification de phase 1-bit, un réseau de grandes dimensions permet un "lissage" des lois de phase, ce qui relaxe les contraintes sur la distance focale tout en augmentant l'univers de lois de phase disponibles. Cet effet est d'autant plus visible lorsque l'on étudie le gain en fonction de la distance focale pour, par exemple, un réseau constitué de 21×21 cellules UP croisées avec 20×20 cellules DOWN à 28,9 GHz (figure 5.15).

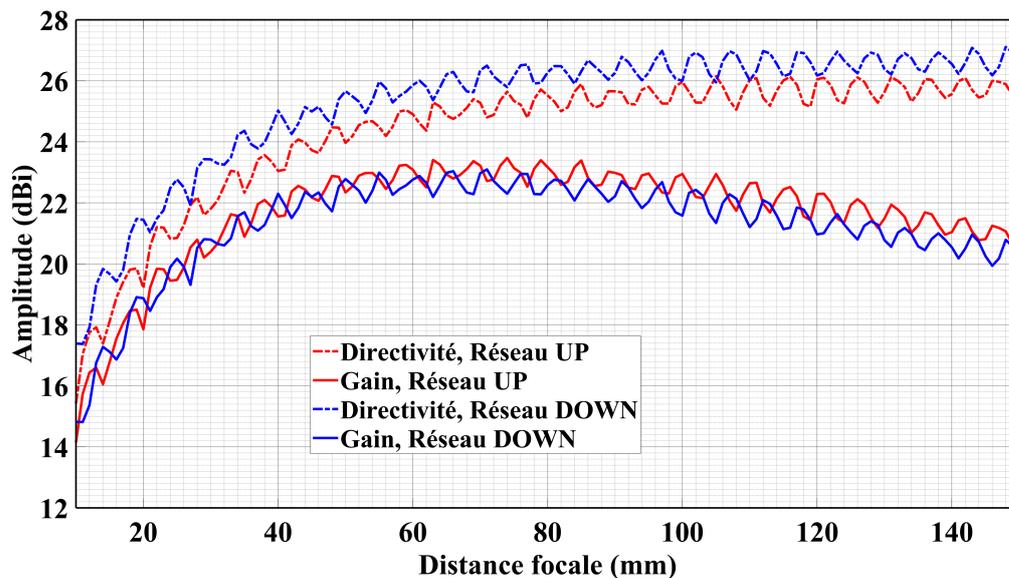


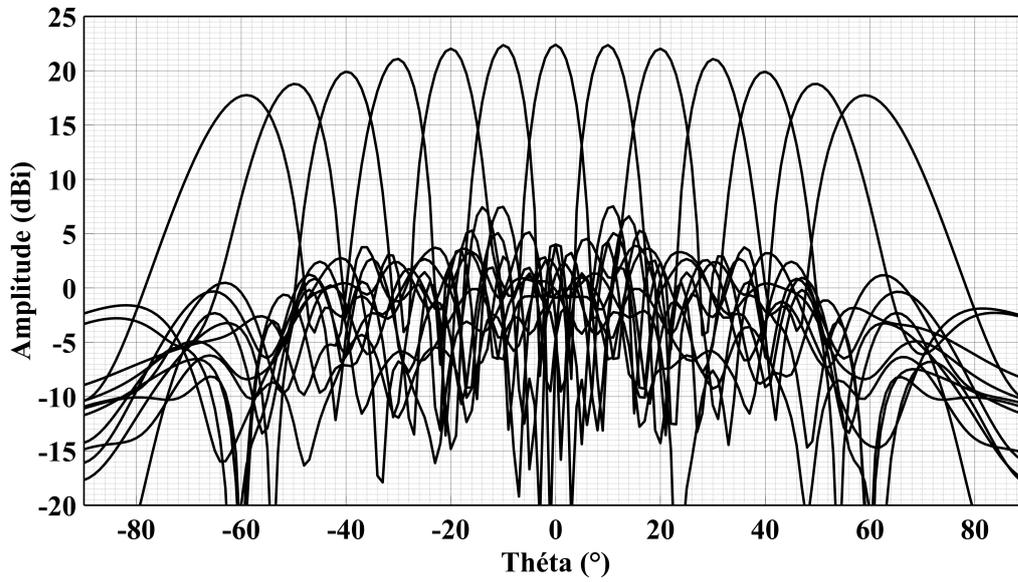
FIGURE 5.15 – Directivité et gain des sous-réseaux UP et DOWN pour différentes distances focales à 28,9 GHz.

Les simulations qui suivent sont réalisées pour une distance focale de 65 mm. Les rapports focaux des deux réseaux mono-polarisation constituant le réseau double-polarisation entrelacé valent respectivement 0,61 et 0,64. La figure 5.16 présente les diagrammes de rayonnement simulés du grand réseau double-polarisation (co-polarisation) pour différents angles de dépointage dans les plans E et H lors d'une excitation polarisée verticalement (cellules DOWN excitées). Les résultats obtenus

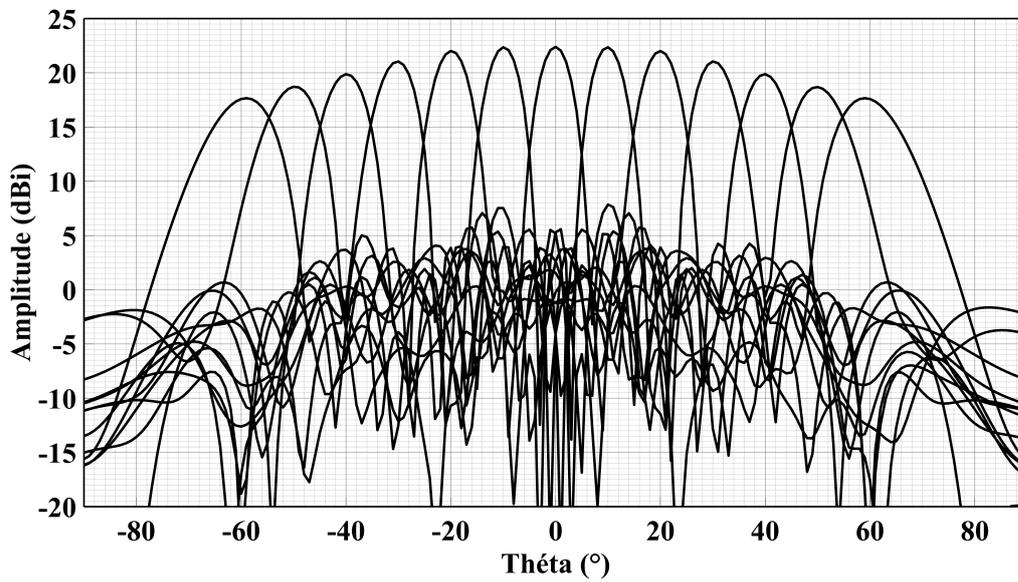
pour une excitation polarisée H sont similaires et ne sont pas présentés. Un gain maximal de 22,39 dBi est atteint dans l'axe et nous pouvons observer que le gain maximal lors d'un dépointage à 60° est estimé à 17,76 dBi. Pour un tel réseau transmetteur, nous pouvons observer la possibilité de dépointer un faisceau jusqu'à 60°, angle auquel le SLL reste supérieur à 10 dB. Quel que soit l'angle de dépointage, nous observons que le faisceau reste bien collimaté, avec une largeur à -3 dB ne dépassant pas 12°. Nous observons aussi que les "anomalies" (diminution du gain pour des angles particuliers) dues à la limitation des lois de phase apparaissant lors de l'étude du "petit réseau" ont disparu. A la vue des diagrammes de polarisation, nous pouvons aisément comprendre l'intérêt de travailler avec un tel réseau plutôt qu'avec le petit réseau constitué de 221 éléments (11 × 11 croisés avec 10 × 10) présenté précédemment. Les caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du grand réseau double-polarisation pour une polarisation V sont récapitulées dans la table 5.3.

Dépointage	Gain (dBi)		SLL (dB)		Largeur de faisceau à -3 dB
	Plan E	Plan H	Plan E	Plan H	
0°	22,39	22,39	17,29	17,21	6°
± 10°	22,36	22,36	17,31	17,16	6°
± 20°	22,03	22,02	18,99	18,25	7°
± 30°	21,08	21,05	13,65	13,98	7°
± 40°	19,91	19,87	14,63	14,13	8°
± 50°	18,78	18,72	11,32	11,20	10°
± 60°	17,76	17,66	15,16	15,02	12°

TABLE 5.3 – Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-polarisation à reconfiguration optique dans les plans E et H pour différents angles de dépointage à 28,9 GHz pour une excitation polarisée verticalement.



(a)



(b)

FIGURE 5.16 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (21×21 éléments croisés avec 20×20 éléments) soumis à une excitation polarisée verticalement pour différents angles de dépointage. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.

5.5 Réseau transmetteur double-bande, double-polarisation

5.5.1 Dimensionnement du réseau transmetteur

De manière similaire au réseau double-polarisation précédemment construit, nous avons entrelacé deux réseaux mono-polarisation constitués des cellules 1 et 3 afin de générer un réseau double-polarisation double-bande. Le réseau double-bande est le fruit de l'entrelacement du réseau mono-polarisation UP constitué de 11×11 cellules élémentaires (fonctionnant à 19,5 GHz) et du réseau mono-polarisation DOWN constitué de 10×10 cellules élémentaires (fonctionnant à 29 GHz). Le réseau double-

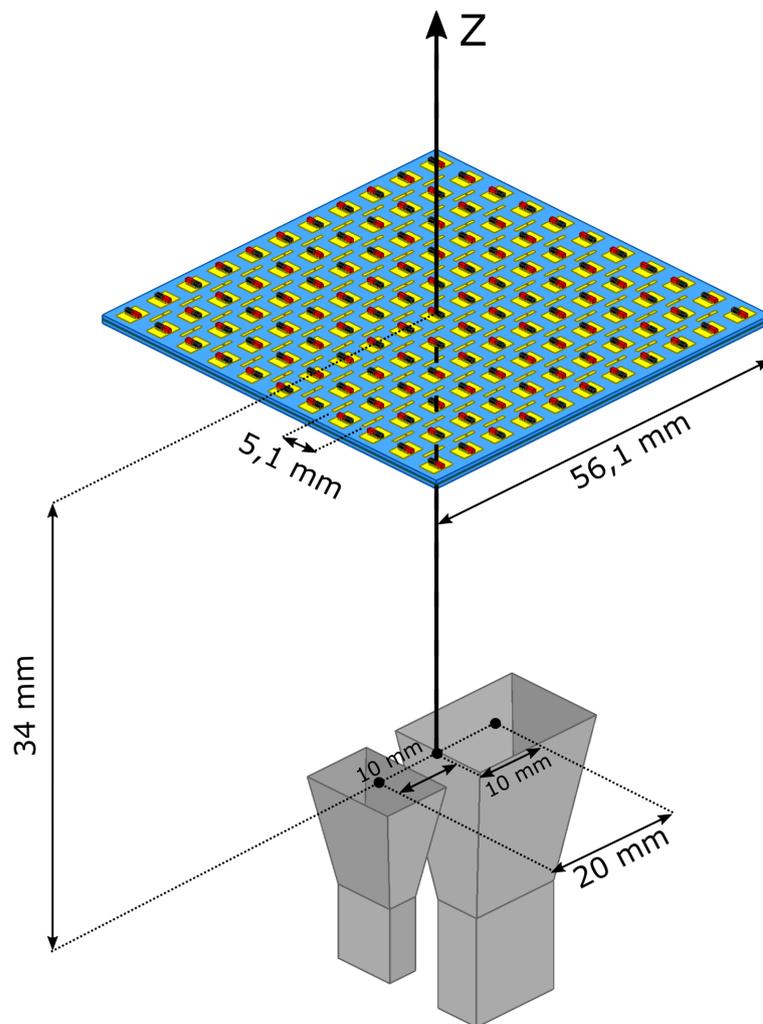


FIGURE 5.17 – Représentation du réseau transmetteur double-bande entrelacé (vue de dessus).

bande est entrelacé de telle sorte que les cellules UP et DOWN présentent des polarisations de fonctionnement orthogonales.

Le réseau transmetteur est illuminé à l'aide de deux cornets d'émission mono-polarisation standards ATM 34-440-6 et ATM 51-440-6 de gain nominal 10 dBi. Ces derniers sont détaillés annexe C et annexe D. Afin d'illuminer le réseau double-bande à deux fréquences différentes en même temps, les cornets d'émission sont positionnés côte à côte et sont disposés à la même distance focale afin d'éviter des réflexions parasites. Ces derniers sont orientés afin d'illuminer les cellules associées avec la bonne polarisation. Au cours des simulations, les deux sources primaires sont éloignées de 20 mm l'une de l'autre (centre à centre). Il s'agit de la distance minimale pour laquelle les deux cornets d'émission ne sont pas en contact, i.e quelques millimètres d'air sont laissés afin de les séparer. Le centre focal de chaque cornet d'émission est positionné latéralement à 10 mm du centre du réseau.

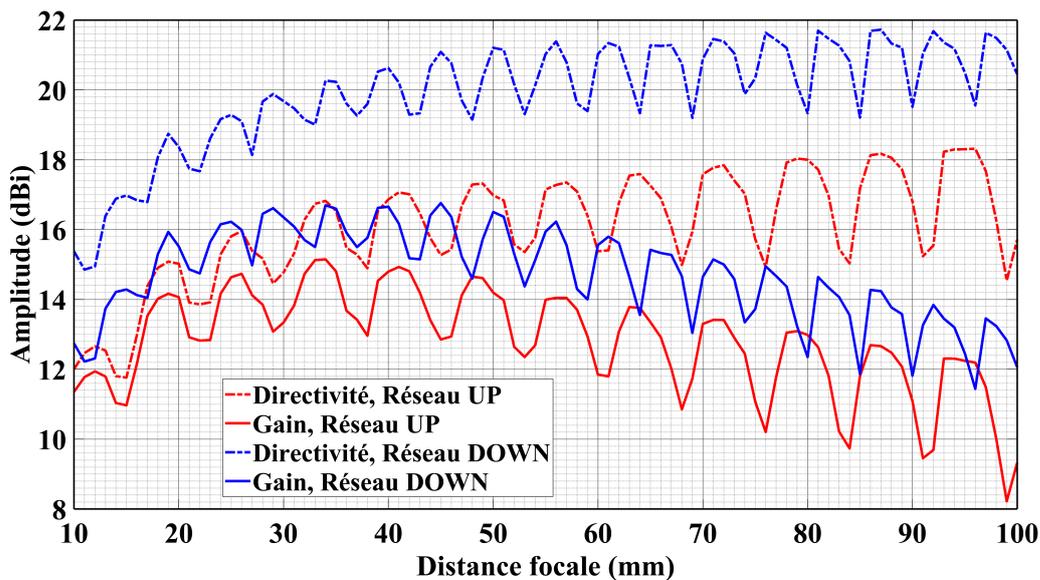


FIGURE 5.18 – Directivité et gain des sous-réseaux UP et DOWN pour différentes distances focales à 19,5 GHz et 29 GHz respectivement.

La figure 5.18 représente la variation de la directivité et du gain des deux réseaux mono-polarisation UP et DOWN en fonction de leur distance à la source focale pour une fréquence de travail respective de 19,5 GHz et 29 GHz. Nous pouvons observer que les deux sous-réseaux atteignent un maximum de gain pour une distance focale de 34 mm. Les rapports focaux F/D des deux sous-réseaux valent respectivement 0,61 et 0,67. Les gains maximaux associés respectifs atteignent 15,15 dBi et 17,40 dBi. Les deux réseaux mono-polarisation constituant le réseau double-bande sont vus respectivement sous les demi-angles $(\alpha_{UP}, \beta_{UP}) = (28,0^\circ, 48,2^\circ)$ et $(\alpha_{DOWN}, \beta_{DOWN}) =$

($46,2^\circ$, $24,5^\circ$). La répartition de puissance sur le réseau double-bande est représentée figure 5.19 pour chaque source primaire.

Nous pouvons immédiatement noter que la directivité du réseau mono-polarisation fonctionnant à 19,5 GHz est environ 3 dB en dessous des valeurs obtenues par le réseau mono-polarisation discuté dans la partie précédente (figure 5.10). Une fois encore, la raison derrière la faible directivité du réseau réside dans les dimensions caractéristiques de la cellule élémentaire employée (cellule 1). Les cellules qui composent ce réseau présentent chacune une directivité d'environ 1,4 dBi contre 4,8 dBi pour les autres cellules élémentaires employées jusqu'à présent. Automatiquement, cette différence au niveau de la cellule se reporte sur les performances du réseau.

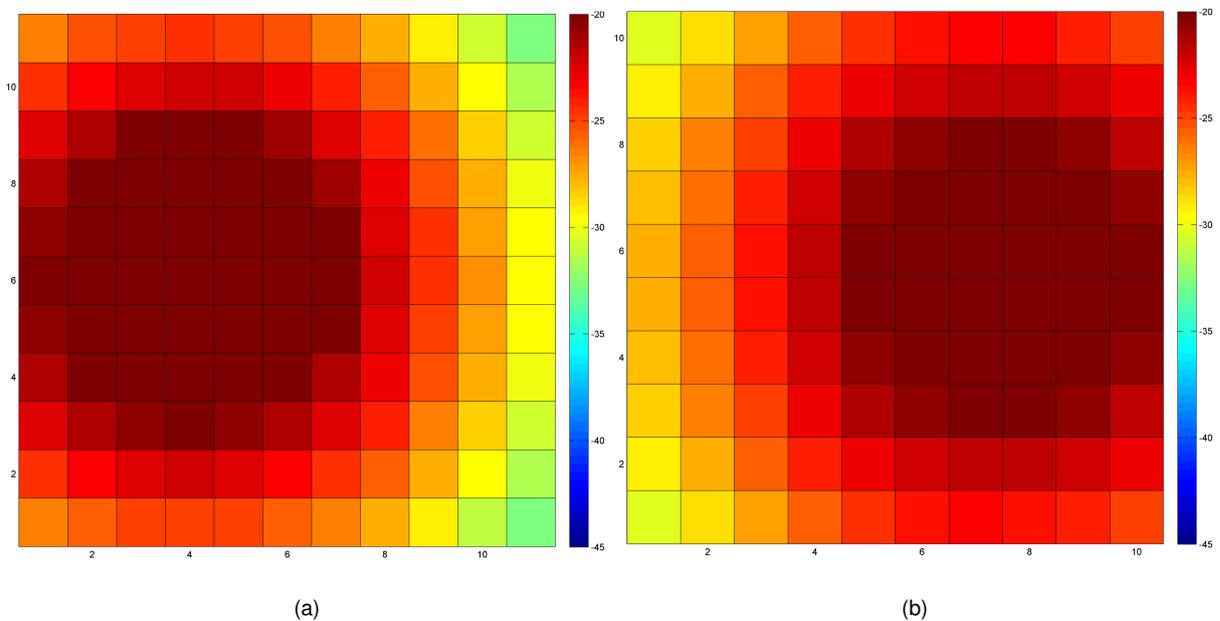


FIGURE 5.19 – Répartition de la puissance incidente sur le réseau transmetteur double-bande. (a) Du cornet ATM 51-440-6 à 19,5 GHz. (b) Du cornet ATM 34-440-6 à 29 GHz.

5.5.2 Simulations de rayonnement du réseau transmetteur double-bande

Lors de l'étude du précédent réseau entrelacé, nous avons déterminé l'absence d'effet de couplage entre les réseaux mono-polarisation croisés introduits. Pour cette raison, nous n'étudierons pas le couplage entre les cellules élémentaires dans le réseau double-bande que nous venons de constituer. Ce dernier est orienté de telle sorte que les cellules UP soient excitées horizontalement et que les cellules DOWN

soient excitées verticalement. Les cornets d'émission n'étant pas centrés sur le réseau double-bande, les lois de phase associées ne sont pas symétriques pour la formation d'un faisceau dans l'axe. La figure 5.20 représente les lois de phase à appliquer sur chaque sous-réseau pour que le faisceau soit émis dans l'axe simultanément à 19,5 GHz et 29 GHz.

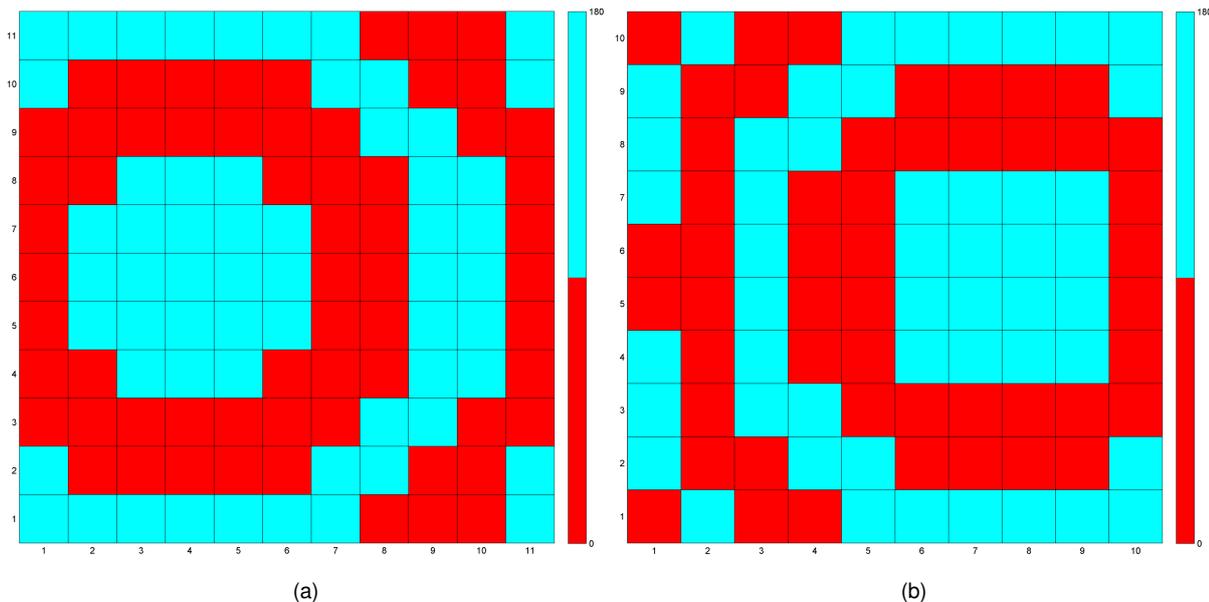
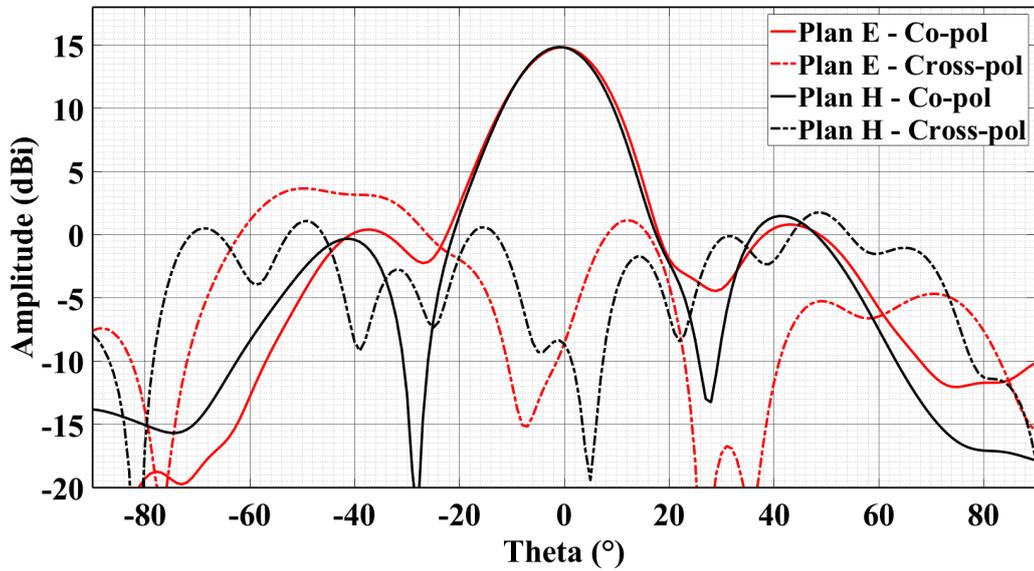


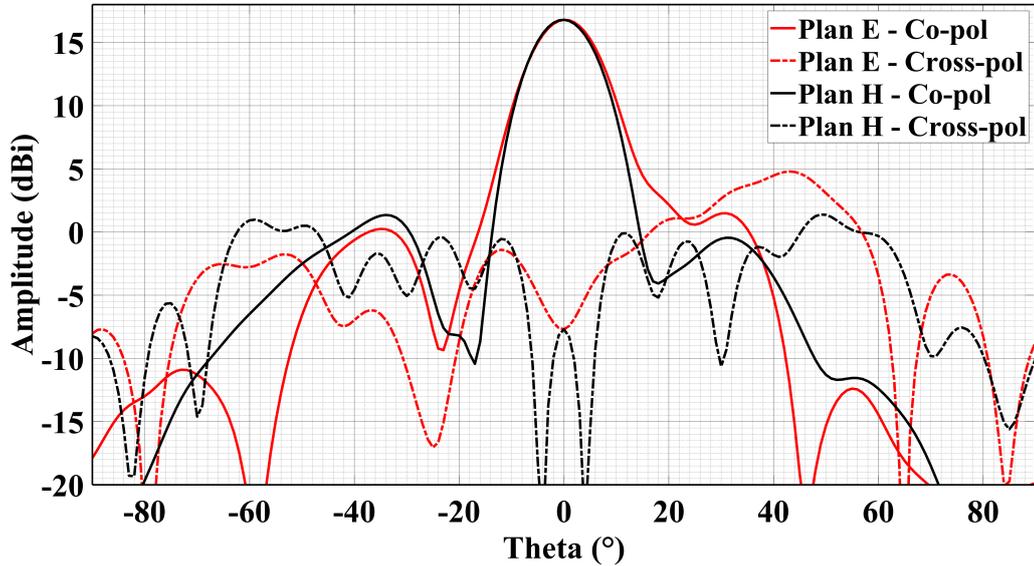
FIGURE 5.20 – (a) Loi de phase du sous-réseau UP pour la génération d'un faisceau dans l'axe à 19,5 GHz. (b) Loi de phase du sous-réseau DOWN pour la génération d'un faisceau dans l'axe à 29 GHz.

Les diagrammes de rayonnement simulés en co-polarisation (polarisation principale) et cross-polarisation (polarisation croisée) du réseau double-bande dans les deux plans de référence pour une excitation polarisée H ou V, à 19,5 GHz et 29 GHz respectivement, sont représentés figure 5.21. Lorsque le réseau transmetteur double-bande est excité à l'aide d'une onde polarisée H (à 19,5 GHz), le lobe principal (co-polarisation) atteint un maximum de 14,82 dBi et le SLL vaut 11,16 dB et 13,34 dB dans les plans E et H respectivement. Lors d'une excitation polarisée verticalement (à 29 GHz), le lobe principal atteint un maximum de 16,80 dBi et les SLL associés valent 12,06 dB et 15,50 dB dans les plans E et H respectivement. Nous pouvons observer que les composantes croisées (cross-polarisation) atteignent un maximum de 3,66 dBi lors d'une excitation polarisée horizontalement et un maximum de 4,79 dBi lors d'une excitation polarisée verticalement. Nous pouvons souligner le faible gain obtenu lors d'une excitation polarisée H, indéniablement dû à la faible directivité du réseau.

Dans un deuxième temps, nous avons étudié les capacités de dépointage du réseau transmetteur double-bande dans ses plans principaux. Les diagrammes



(a)



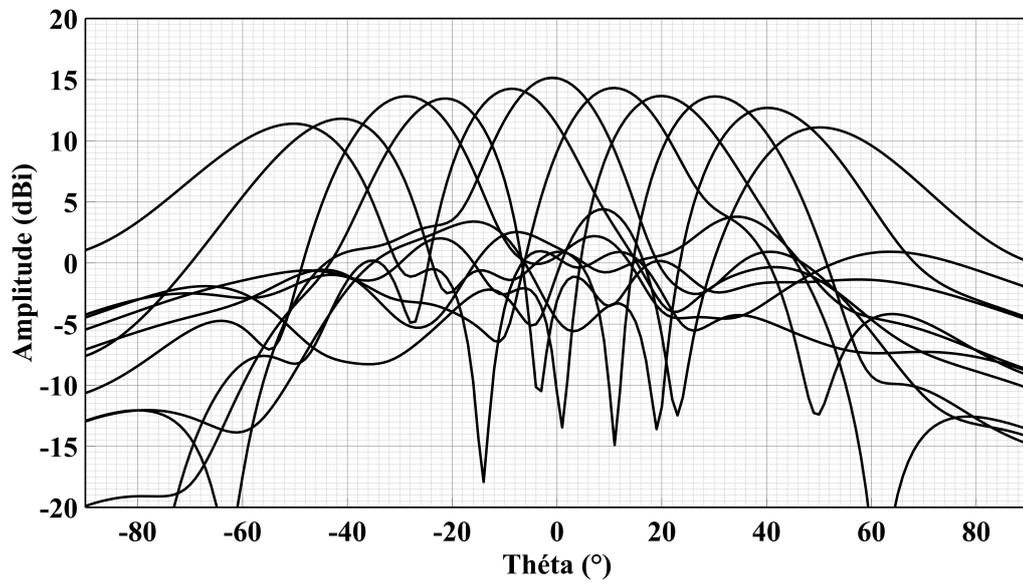
(b)

FIGURE 5.21 – Diagrammes de rayonnement co- et cross-polarisation simulés du réseau transmetteur double-bande entrelacé dans les plans E et H : (a) à 19,5 GHz pour une excitation polarisée H. (b) à 29 GHz pour une excitation polarisée V.

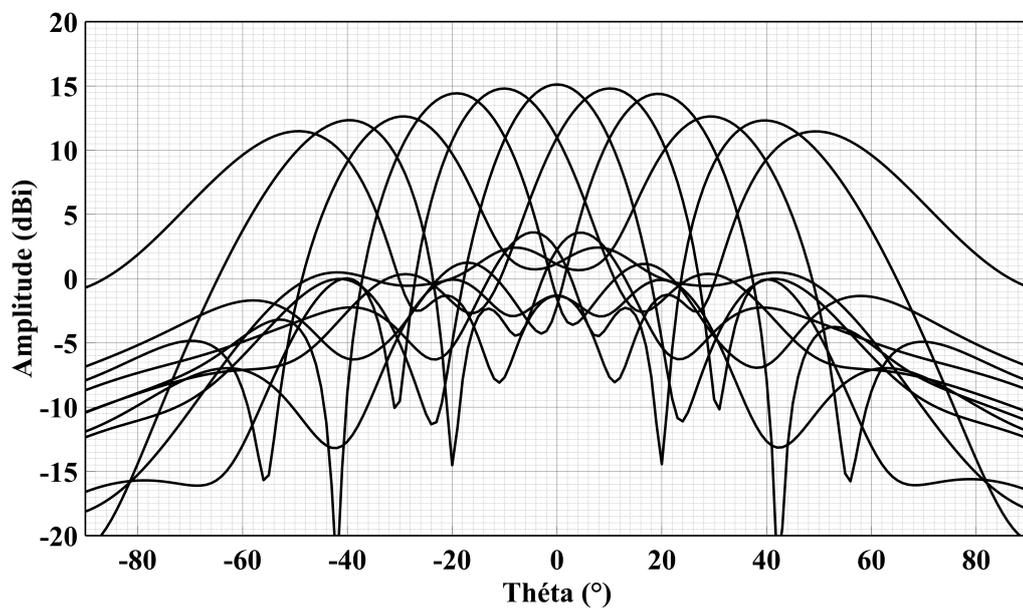
de rayonnement (en polarisation principale) du réseau double-bande simulés pour différents angles de dépointage dans les plans E et H sont représentés figure 5.22 et figure 5.23. Nous pouvons tout de suite observer la rupture de la symétrie du rayonnement dans le plan E tandis que cette dernière est conservée dans le plan H. Cette asymétrie est due au positionnement des deux sources focales, non centrées sur le réseau double-bande. Les résultats observés pour un signal polarisé verticalement à 29 GHz sont globalement bons malgré la forte contrainte de positionnement du cornet d'émission. Lorsque le réseau double-bande est excité avec une onde polarisée V à 29 GHz, il présente un dépointage allant jusqu'à 40° dans le plan E et jusqu'à 50° dans le plan H. Nous observons une forte augmentation de la largeur de faisceau pour un dépointage de 40° ou plus, et un SLL un peu faible.

En revanche, les résultats obtenus lorsque le réseau est illuminé avec une onde polarisé H à 19,5 GHz sont moins bons. En effet, le faisceau s'élargit très fortement, principalement dû à la faible directivité des cellules élémentaires. Les capacités de dépointage du réseau transmetteur diminuent et celui-ci souffre d'avantage du fait que sa source focale soit désaxée. La limitation des lois de phase disponibles se fait d'autant plus ressentir. Nous pouvons considérer que le sous-réseau transmetteur UP permet un bon dépointage jusqu'à 30° dans les deux plans de référence et peut être utilisé jusque 40° dans ces deux plans. Les valeurs principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-bande sont récapitulées dans la table 5.4.

Dans notre cas de figure, où la directivité d'une des cellules élémentaires utilisée est faible, il devient nécessaire de travailler avec un réseau dont les dimensions sont plus grandes afin de contrebalancer ce faible gain. Cela permet à la fois de relaxer le positionnement des sources focales sur le réseau double-bande (le réseau est plus grand donc l'impact est moindre), de colimater plus efficacement les faisceaux RF ainsi que d'augmenter l'angle maximal de dépointage. Une étude rapide d'un tel réseau est réalisée dans la section suivante.

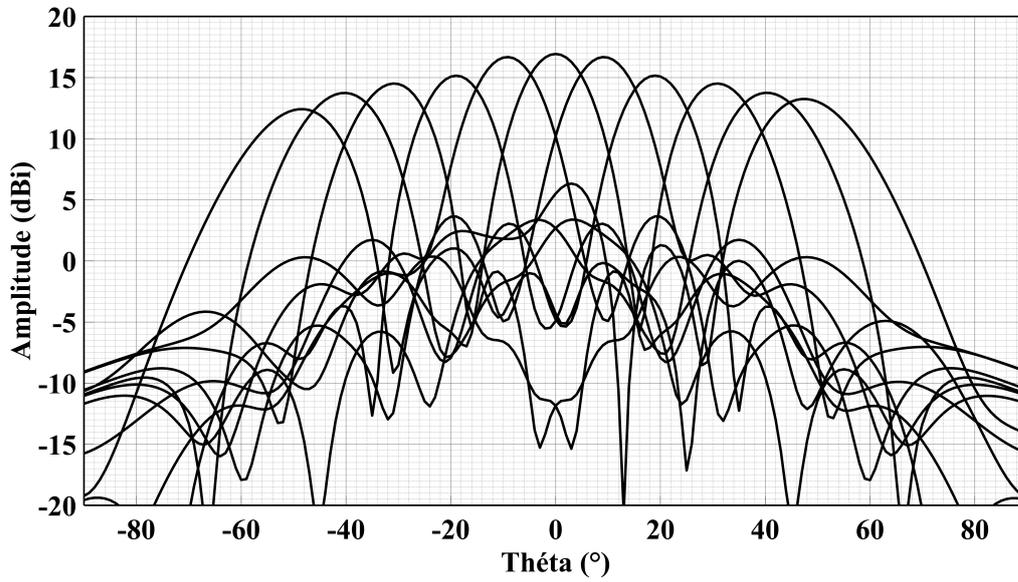


(a)

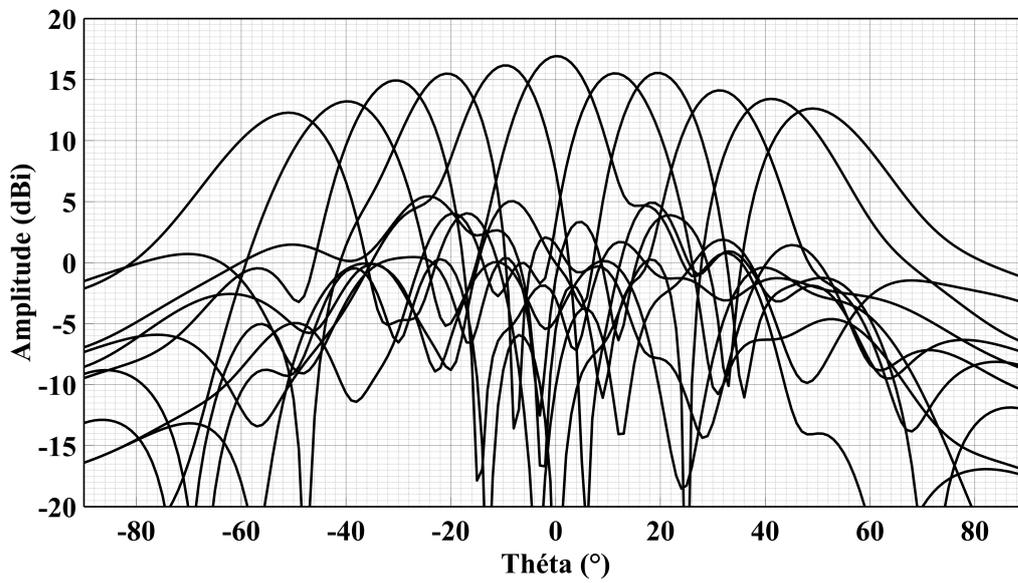


(b)

FIGURE 5.22 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments) soumis à une excitation polarisée horizontalement pour différents angles de dépointage à 19,5 GHz. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.



(a)



(b)

FIGURE 5.23 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments) soumis à une excitation polarisée verticalement pour différents angles de dépointage à 29 GHz. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.

Dépointage	Gain (dBi)		SLL (dB)		Largeur de faisceau à -3 dB
	Plan E / Plan H				
Polarisation horizontale					
-50°	11,09 / 11,46	6,73 / 11,56			27°
-40°	12,69 / 12,32	9,31 / 8,73			21°
-30°	13,62 / 12,62	11,09 / 10,21			19°
-20°	13,66 / 14,40	11,65 / 13,15			18°
-10°	14,62 / 14,80	15,31 / 14,45			17°
0°	15,15 / 15,15	11,9 / 15,13			16°
10°	14,25 / 14,80	14,05 / 14,46			17°
20°	13,45 / 14,43	13,29 / 13,29			18°
30°	13,63 / 12,63	11,47 / 10,21			20°
40°	11,80 / 12,33	8,03 / 8,76			22°
50°	11,39 / 11,48	10,56 / 11,6			27°
Polarisation verticale					
-50°	12,42 / 12,64	11,42 / 8,75			19°
-40°	13,75 / 13,42	10,42 / 13,16			16°
-30°	14,51 / 14,12	14,16 / 8,68			15°
-20°	15,16 / 15,17	12,12 / 15,41			13°
-10°	16,68 / 15,52	13,04 / 11,51			13°
0°	16,93 / 16,93	17,95 / 16,17			12°
10°	16,68 / 16,16	13,06 / 11,25			13°
20°	15,15 / 15,45	12,11 / 13,38			13°
30°	14,51 / 14,93	14,20 / 13,24			15°
40°	13,76 / 13,22	10,40 / 13,16			16°
50°	12,41 / 12,30	11,40 / 8,33			19°

TABLE 5.4 – Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-polarisation à reconfiguration optique dans les plans E et H pour différents angles de dépointage à 19,5 GHz pour excitation polarisée horizontalement et à 29 GHz pour une excitation polarisée verticalement.

5.5.3 Étude d'un réseau de plus grande dimension

Si la puissance d'éclairage n'est pas considérée comme élément limitant, l'introduction d'un réseau double-bande dont les dimensions sont supérieures au réseau introduit précédemment est encouragée aux vues du faible gain de la cellule élémentaire UP à 19,5 GHz et du fait que les sources focales sont désaxées. Les cornets d'émission sont recentrés le plus possible sur le réseau transmetteur mais présentent un décalage latéral en position de 10 mm afin de pouvoir intégrer les deux sources primaires. Nous avons vu que pour un réseau de 56,1 mm de côté (11×11 cellules), l'asymétrie générée est conséquente. L'utilisation d'un réseau plus grand permet donc, à la fois, d'augmenter le gain du réseau et de réduire l'asymétrie en position des sources primaires par rapport au réseau. La directivité et gain en fonction de la distance focale pour un tel réseau, constitué de 21×21 cellules UP à 19,5 GHz croisées avec 20×20 cellules DOWN à 29 GHz, sont présentés figure 5.24.

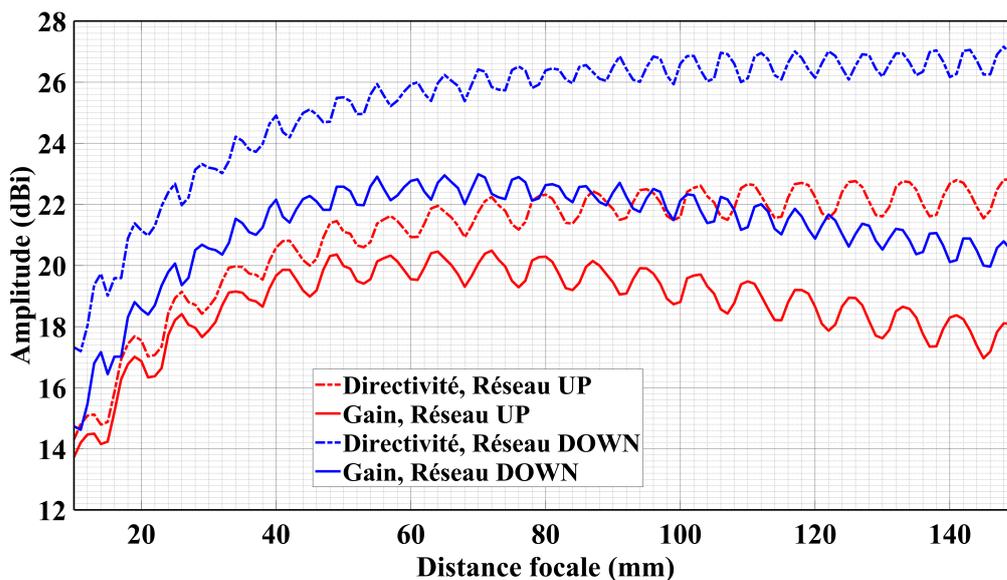


FIGURE 5.24 – Directivité et gain des sous-réseaux UP et DOWN pour différentes distances focales à 19,5 GHz et 29 GHz respectivement.

Les simulations suivantes sont réalisées pour une distance focale de 64 mm, où le gain des deux sous-réseaux est proche de leur maximum. Les rapports focaux des réseaux mono-polarisation valent respectivement 0,60 et 0,63. Les diagrammes de rayonnement en polarisation principale du réseau double-bande sont représentés figure 5.25 (il s'agit du réseau présentant le plus de "problèmes"). Ils sont simulés pour différents angles de dépointage dans les plans E et H lors d'une excitation polarisée H à 19,5 GHz. Les diagrammes de rayonnement pour une onde polarisée V à 29 GHz

ressemblent à ceux de la figure 5.16 et ne sont pas représentés ici.

Nous pouvons tout de suite observer que l'augmentation de la taille du réseau double-bande résout les problèmes précédemment rencontrés. L'effet de désaxage du cornet primaire est grandement atténué et la qualité des diagrammes de rayonnement du réseau double-bande évolue fortement. Il faut aussi relever la diminution radicale de la largeur de faisceau. Nous pouvons noter que pour une polarisation H, le réseau double-polarisation présente un SLL supérieur à 10 dB jusqu'à un angle de 60°. Ce réseau peut être utilisé sans problème pour un dépointage allant jusqu'à 50° dans n'importe lequel des plans principaux et peut être poussé jusqu'à 60° selon les contraintes de l'utilisateur. Les valeurs principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-bande polarisé horizontalement sont résumées dans la table 5.5.

Dépointage	Gain (dBi) Plan E / Plan H	SLL (dB) Plan E / Plan H	Largeur de faisceau à -3 dB
-60°	15,91 / 6,16	11,13 / 14,52	16°
-50°	17,29 / 17,13	16,55 / 17,17	13°
-40°	18,51 / 18,38	15,44 / 16,76	11°
-30°	18,62 / 19,28	13,85 / 14,54	10°
-20°	19,99 / 19,08	14,27 / 14,27	9°
-10°	20,19 / 20,25	17,80 / 15,09	8°
0°	20,45 / 20,45	17,31 / 20,50	8°
10°	19,52 / 20,25	15,81 / 15,09	8°
20°	19,94 / 19,09	17,58 / 14,84	9°
30°	18,98 / 19,29	16,07 / 14,70	10°
40°	18,02 / 18,40	13,38 / 16,36	11°
50°	17,24 / 17,15	13,91 / 16,43	13°
60°	16,47 / 16,18	12,45 / 14,56	16°

TABLE 5.5 – Caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement du réseau transmetteur double-bande à reconfiguration optique dans les plans E et H pour différents angles de dépointage à 19,5 GHz pour une excitation polarisée horizontalement.

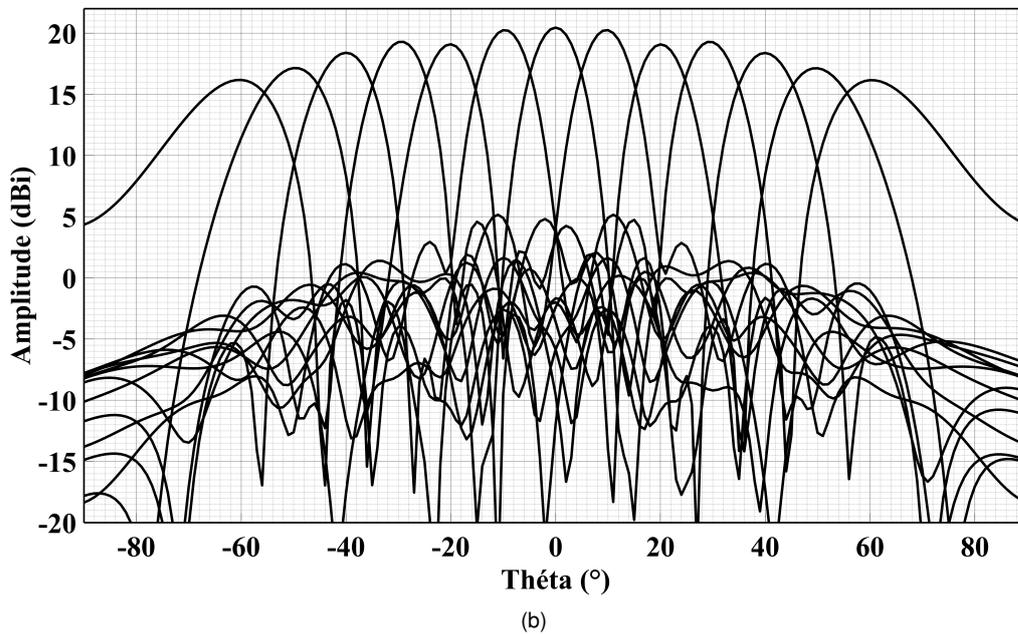
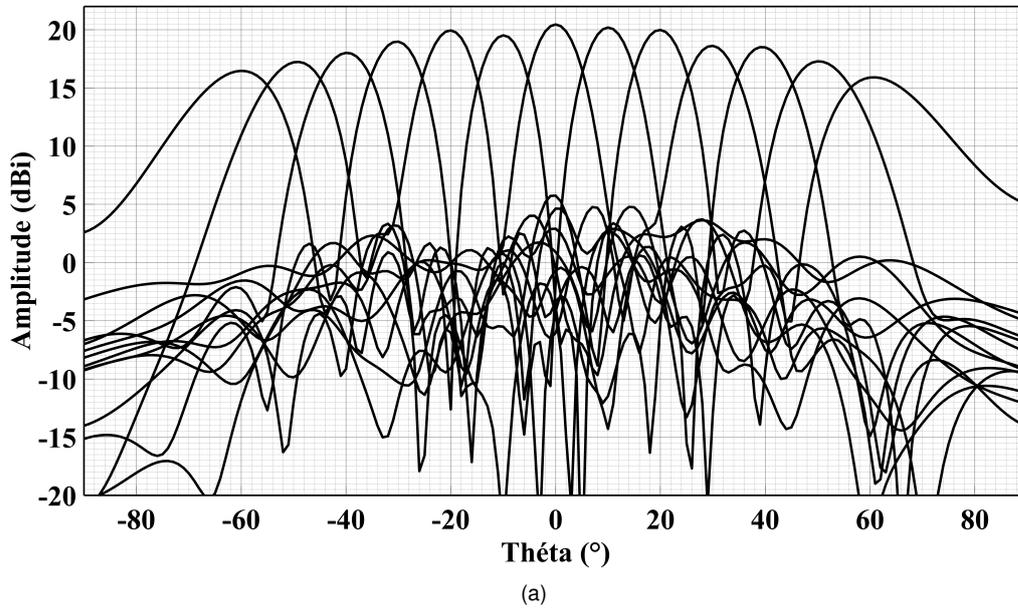


FIGURE 5.25 – Diagrammes de rayonnement co-polarisation simulés du réseau transmetteur double-polarisation (21×21 éléments croisés avec 20×20 éléments) soumis à une excitation polarisée horizontalement pour différents angles de dépointage à 19,5 GHz. (a) Dans le plan E. (b) Dans le plan H.

5.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons développé trois cellules élémentaires reconfigurables optiquement en bande Ka. Ces dernières présentent une quantification de phase 1-bit et fonctionnent en polarisation linéaire. Les cellules élémentaires ont été simulées et optimisées à l'aide du logiciel Ansys HFSS. Leurs paramètres de diffraction ont été étudiés autour de leur fréquence de résonance respective et leurs performances de rayonnement ont été discutées.

Nous avons poursuivi notre travail par la conception de deux réseaux double-polarisation simple-bande et double-bande à l'aide d'une méthode d'entrelacement des réseaux. L'étude s'est portée sur la simulation de réseaux de petite dimension (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments). L'objectif était de réduire au maximum la consommation de puissance optique nécessaire à l'alimentation des réseaux. Nous avons ensuite étendu cette étude à des réseaux plus grands (21×21 éléments croisés avec 20×20 éléments).

Parmi les petits réseaux, le réseau double-polarisation simple-bande fonctionnant à 28,9 GHz présente de bons résultats. Le gain maximum obtenu dans les deux états de polarisation est de l'ordre de 17 à 18 dBi et présente un dépointage de faisceau efficace jusqu'à 40° ou 50° dans les deux plans de référence selon les contraintes de l'utilisateur.

Le réseau double-bande fonctionne à 19,5 GHz et 29 GHz et présente des résultats plus mitigés. Le gain maximum atteint dans les deux états de polarisation vaut respectivement 14,82 dBi et 16,80 dBi dans l'axe. Ce réseau présente un dépointage de faisceau efficace jusqu'à 40° dans les plans E et H mais la faible valeur de gain dans l'une des deux polarisations entraîne un élargissement très important du faisceau RF.

Quel que soit le réseau considéré, nous avons démontré les limitations apparaissant lors de l'utilisation de petits réseaux et avons réalisé une étude sur des réseaux identiques de plus grandes dimensions (21×21 éléments croisés avec 20×20 éléments). Les deux réseaux résultants présentent de très bons résultats, avec des gains maximum de l'ordre de 23 dBi, et un dépointage allant jusqu'à 60° dans les plans E et H, quelle que soit la polarisation considérée. Particulièrement dans le cas du réseau double-bande, l'utilisation d'un grand réseau est fortement encouragée.

CONCLUSION

Lors du premier chapitre de ce manuscrit, nous avons réalisé l'état de l'art des antennes réseau transmetteur passives ou reconfigurables par voie électrique avant d'étudier des antennes reconfigurables optiquement. L'étude réalisée a permis de mettre en lumière l'utilisation variée de matériaux semi-conducteurs dans des antennes reconfigurables et a ouvert la voie à l'intégration de tels matériaux dans un réseau transmetteur.

L'objectif de cette thèse s'articule autour du retrait des lignes de polarisation dans un réseau transmetteur reconfigurable. Pour cela, nous avons développé un dispositif de contrôle optique constitué de deux blocs semi-conducteurs intrinsèques éclairés à l'aide d'un laser. Au cours du chapitre 2, nous avons développé un modèle permettant de représenter le profil plasma des porteurs de charges dans un semi-conducteur soumis à un éclairage lumineux intense. Ce travail nous a ensuite permis de représenter certains semi-conducteurs dans les logiciels de simulation électromagnétiques à notre disposition. Nous avons délibérément restreint notre étude aux semi-conducteurs intrinsèques et avons ignoré un certain nombre d'effets et paramètres.

Au cours des chapitres 3 et 4, une cellule élémentaire reconfigurable optiquement en bande X a été développée, fabriquée et caractérisée expérimentalement. Les photo-commutateurs intégrés sont constitués d'un bloc germanium intrinsèque illuminé à 1550 nm avec une puissance de 200 mW. Différentes configurations d'éclairage des blocs semi-conducteurs ont été discutées et l'impact de leur illumination a été quantifié. Nous avons ensuite introduit un réseau transmetteur dont le contrôle est réalisé optiquement, basé sur la cellule précédemment développée. Les performances de rayonnement ont été simulées à l'aide de deux outils de calcul (HFSS et Matlab) que nous avons ensuite comparés. Le choix de la taille du réseau (10×10 cellules) a été explicité et les simulations prévoient un gain maximal de 17,4 dBi à 9,8 GHz lors de la génération d'un faisceau dans l'axe. Le réseau transmetteur présente de bonnes performances de dépointage dans les deux plans de référence E et H jusqu'à un angle de 50° . Enfin, les architectures de contrôle ont été discutées et comparées. La non-interférence du réseau de fibres optiques sur le rayonnement électromagnétique du réseau transmetteur a également été étudiée. Malheureusement, le prototype de

réseau transmetteur n'a pas pu être mesuré en chambre anéchoïque.

Finalement, nous avons développé trois cellules élémentaires reconfigurables optiquement en bande Ka, détaillées au cours du chapitre 5. Celles-ci ont été simulées et optimisées à l'aide du logiciel Ansys HFSS avant d'être introduites dans deux réseaux double-polarisation simple-bande et double-bande. L'étude s'est portée principalement sur la simulation de réseaux de petite dimension (11×11 éléments croisés avec 10×10 éléments) afin de réduire la puissance optique nécessaire à l'alimentation des réseaux et de respecter les choix réalisés au cours du chapitre 4. Le réseau simple-bande fonctionne à 28,9 GHz et présente de bons résultats. Le gain maximum obtenu pour une polarisation H ou V est de l'ordre de 17 à 18 dBi. Le réseau présente un dépointage de faisceau efficace jusqu'à un angle de 40° dans les plans E et H. Le réseau double-bande fonctionne à 19,5 GHz et 29 GHz. Ce dernier présente des résultats plus mitigés, principalement dus au faible gain des cellules excitées à 19,5 GHz. Le réseau présente un dépointage de faisceau efficace jusqu'à un angle de 40° mais la faible valeur de gain dans l'une des deux polarisations entraîne un élargissement très important du faisceau RF. Quel que soit le réseau considéré, nous avons démontré les limitations apparaissant lors de l'utilisation de petits réseaux et avons réalisé une étude sur des réseaux identiques de plus grandes dimensions (21×21 éléments croisés avec 20×20 éléments). Ces grands réseaux offrent un gain intéressant dans les deux plans de référence et permettent un dépointage jusqu'à un angle de 60° . Ceux-ci résolvent les problèmes rencontrés dans les plus petits réseaux.

Les chapitres 3, 4 et 5 ont clairement démontré la possibilité d'utiliser du germanium intrinsèque afin de réaliser une commande optique dans un réseau transmetteur. Cependant, une telle utilisation nécessite un éclairage optique conséquent, de l'ordre de 200 mW à 1550 nm pour chaque cellule élémentaire. De plus, il est nécessaire de considérer les pertes d'insertion importantes (2 à 3 dB) dues à l'intégration des deux photo-commutateurs.

Au cours du chapitre 5, nous avons clairement démontré l'intérêt voire la nécessité d'utiliser des "grands" réseaux constituées d'un minimum de 800 éléments rayonnants (400 pour chaque polarisation). Cependant, l'utilisation d'autant de cellules multiplie le coût du réseau de contrôle d'un facteur 4. Ainsi, si l'on souhaite réduire les coûts de fonctionnement lors de l'utilisation de photo-commutateurs en germanium intrinsèque dans des réseaux transmetteurs, il est nécessaire de rechercher un moyen de réduire la puissance optique utilisée par les commutateurs tout en conservant le bon fonctionnement des cellules du réseau. Cette réduction de puissance peut être réalisée en jouant sur de nombreux paramètres comme l'état de surface des semi-conducteurs, la qualité du collage et des électrodes, l'intégration de V-grooves

permettant un positionnement aisé des fibres optiques, l'ajout de butées permettant de fixer la distance fibre optique / semi-conducteurs, ou encore l'ajout d'un système de guidage optique intégré permettant de relaxer les contraintes sur les fibres optiques. Il peut aussi être imaginé l'intégration des semi-conducteurs sur les cellules directement par épitaxie.

ANNEXE A

Dans cette annexe, nous présentons plus en détail la configuration en guide d'onde pour la cellule mono-bande, mono-polarisation, reconfigurable optiquement en bande X. Les dimensions présentées sont celles utilisées lors des simulations de cette structure et sont identiques aux dimensions des équipements utilisés lors des différentes phases de mesure. Cette configuration en guide d'onde est constituée de deux guides d'onde WR-90, de deux adaptateurs guide-d'onde/cellule-élémentaire et de la cellule élémentaire.

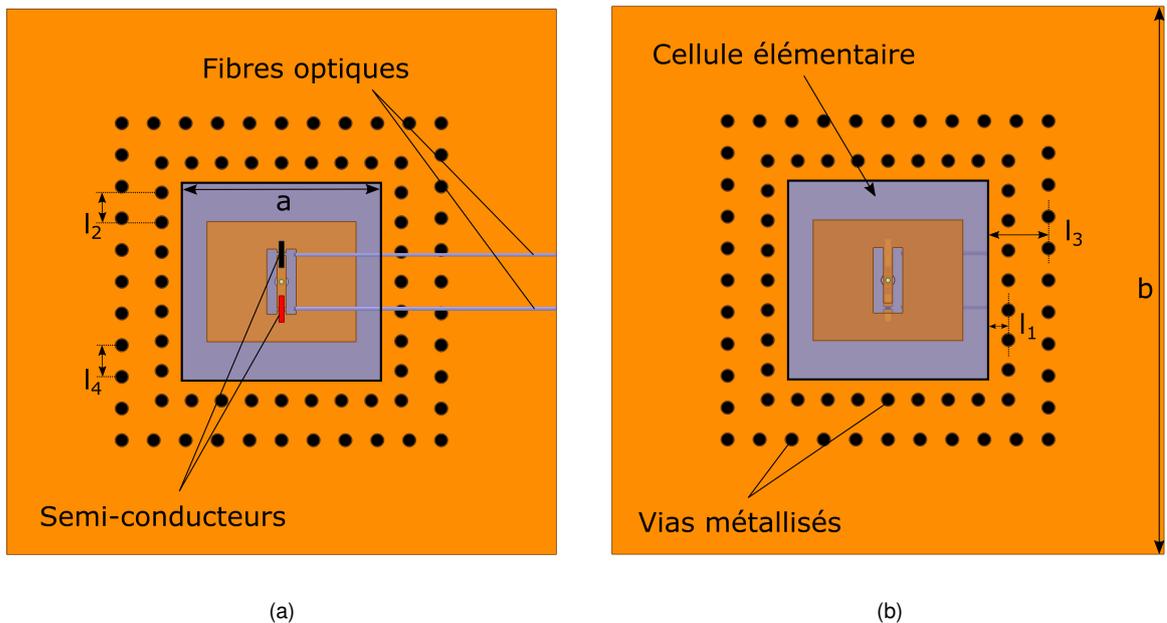


FIGURE A.1 – Représentation de la cellule élémentaire en configuration guide d'onde. (a) Patch actif. (b) Patch passif.

Comme discuté au cours du chapitre 3, partie 3.2, afin de garantir la continuité du guidage de l'onde lors de son passage à travers la cellule élémentaire, deux rangs de vias métalliques traversants ont été ajoutés autour de cette dernière. La rangée interne est constituée de 32 vias métallisés ($d_{\text{vias}} = 1 \text{ mm}$) espacés de 2,25 mm (l_2 , centre à centre) tandis que la rangée externe compte 40 vias métallisés espacés de 2,4 mm (l_4 , centre à centre). Les deux rangs sont respectivement positionnés à 1,5 mm (l_1) et 4,5 mm (l_3) de la cellule élémentaire. Cette cellule "renforcée", de côté $b = 41,3 \text{ mm}$, a été ajustée de sorte que ses dimensions soient identiques à celles des guides

d'onde et adaptateurs, permettant son vissage dans la structure guidée. La figure A.1 présente les particularités de la cellule élémentaire renforcée.

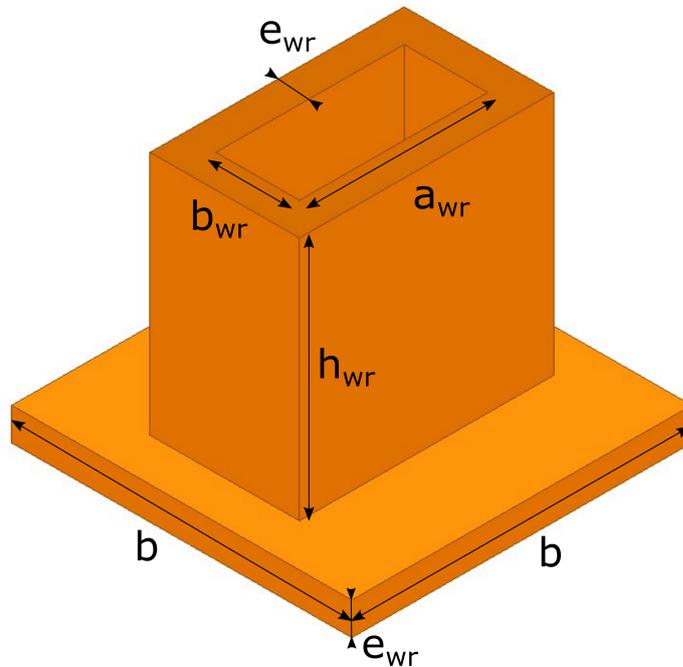


FIGURE A.2 – Représentation d'un guide d'onde.

Les guides d'onde utilisés lors des simulations sont des guides d'onde standard WR-90 ($22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$). L'extrémité du guide d'onde est composée d'une tête de fixation de côté $b = 41,3 \text{ mm}$ et d'épaisseur $e_{wr} = 4 \text{ mm}$. Un guide d'onde est représenté figure A.2 et ses dimensions sont rappelées dans le tableau récapitulatif A.1.

Enfin, deux adaptateurs d'épaisseur $e_{ad} = 4 \text{ mm}$ faisant la liaison guide-d'onde/cellule-élémentaire ont été développés. Ces derniers permettent d'adapter l'onde en sortie des guides d'onde aux dimensions de la cellule élémentaire, et inversement. Les deux adaptateurs sont identiques à l'exception de deux sillons permettant l'insertion de fibres optiques. Ceux-ci sont représentés figure A.3 et leurs dimensions sont détaillées dans le tableau A.1. La structure complète du dispositif en guide d'onde est illustrée figure A.4.

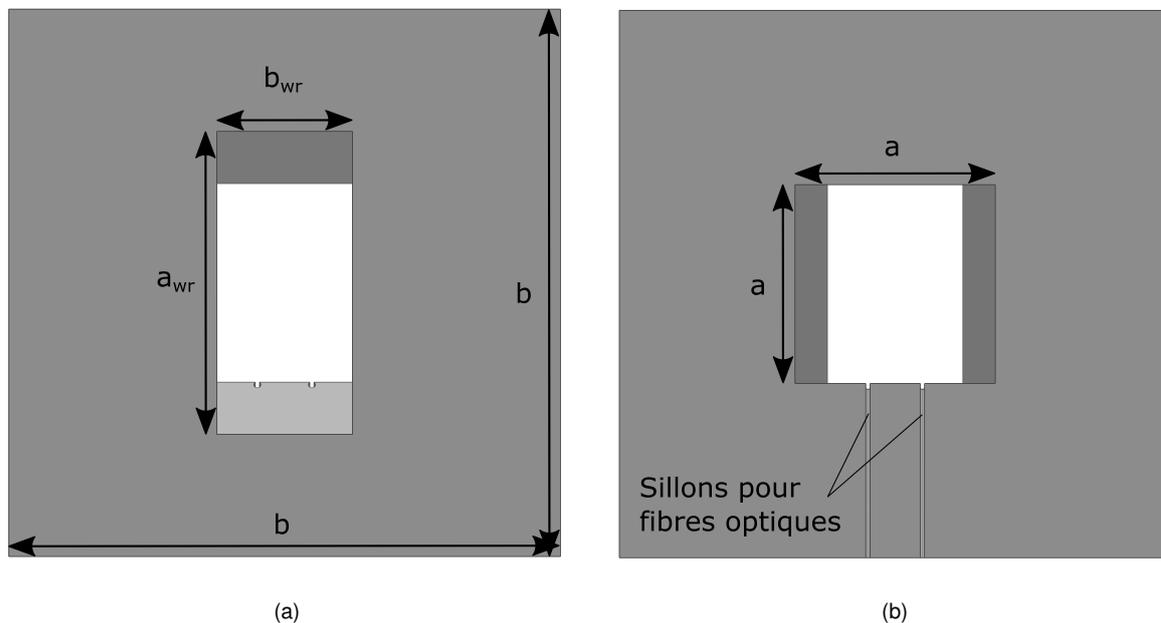


FIGURE A.3 – Représentation d'un adaptateur utilisé en configuration guide d'onde. (a) Côté guide d'onde. (b) Côté cellule élémentaire.

Cellule élémentaire renforcée	
Dimensions de la cellule élémentaire	$a \times a = 15 \times 15 \text{ mm}^2$
Dimensions de la cellule renforcée	$b \times b = 41,3 \times 41,3 \text{ mm}^2$
Positionnement des vias métallisés	$l_1 = 1,5 \text{ mm} ; l_2 = 2,25 \text{ mm} ;$ $l_3 = 4,5 \text{ mm} ; l_4 = 2,4 \text{ mm}$
Diamètre des vias métallisés	$d_{\text{vias}} = 1 \text{ mm}$
Guides d'onde WR-90	
Dimensions du guide d'onde	$a_{\text{wr}} \times b_{\text{wr}} = 22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$
Hauteur du guide d'onde	$h_{\text{wr}} = 30 \text{ mm}$
Épaisseur du guide d'onde	$e_{\text{wr}} = 4 \text{ mm}$
Adaptateurs	
Épaisseur de l'adaptateur	$e_{\text{ad}} = 4 \text{ mm}$

TABLE A.1 – Tableau récapitulatif des dimensions introduites pour la configuration en guide d'onde en bande X.

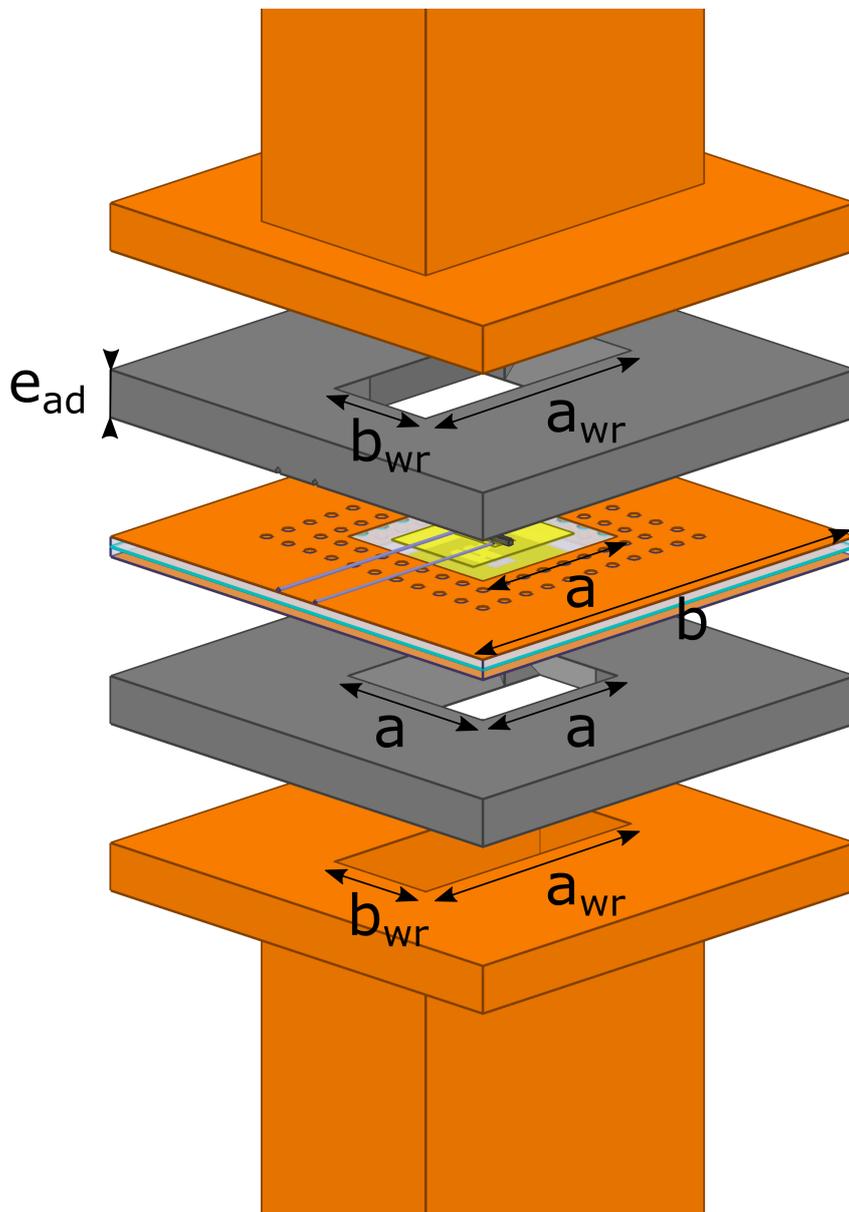


FIGURE A.4 – Représentation de la configuration guide d'onde en vue éclatée.

ANNEXE B

Nous présentons ici la structure permettant la mesure du réseau transmetteur reconfigurable optiquement en bande X dans une chambre anéchoïque. Celle-ci est représentée figure B.1.

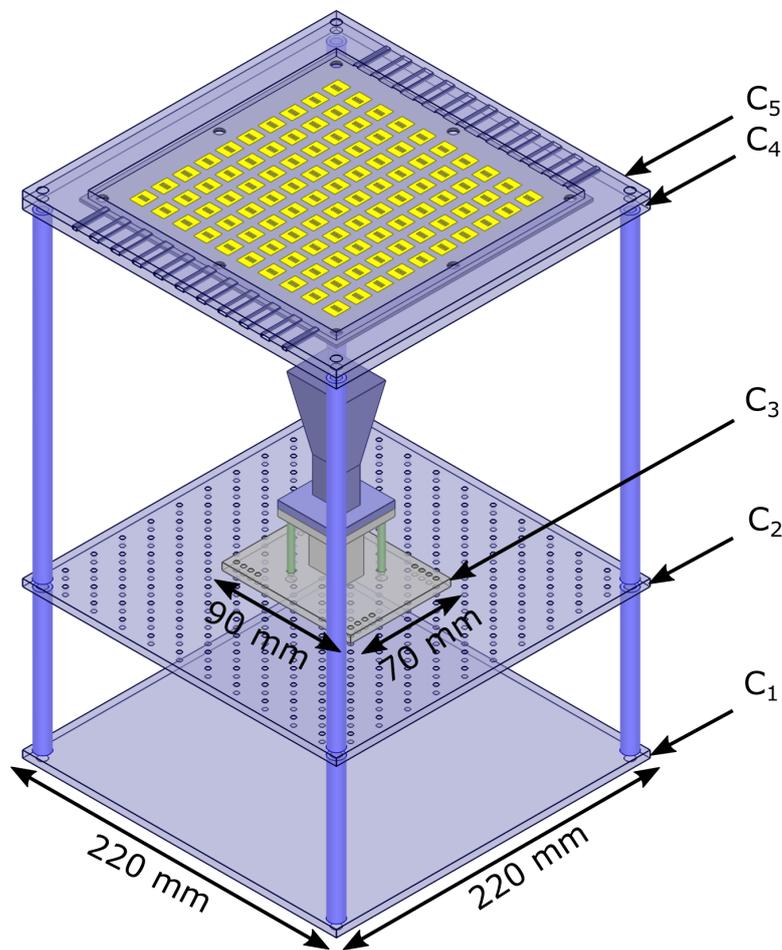


FIGURE B.1 – Structure de maintien du réseau transmetteur en bande X.

Cette structure, principalement fabriquée en plastique, est constituée de 5 pièces majeures, notées C_1 à C_5 . La pièce C_1 est une pièce métallique servant de base à la structure et permettant son arrimage au bras de mesure de la chambre anéchoïque. Les pièces C_2 et C_3 permettent un positionnement et vissage facile de la source

primaire sur la structure. La pièce C_4 permet le vissage du réseau transmetteur à la structure à l'aide de 8 vis en plastique. Celui-ci est pris en tenaille entre les pièces C_4 et C_5 sur tout son pourtour. La pince ainsi formée permet aussi de collecter les faisceaux de fibres collés sur le réseau transmetteur. Après avoir laissé un peu de mou, celles-ci sont coincées à l'aide de patins, les empêchant de bouger sans les déformer. Toute tension sur les fibres optiques due aux mouvements du bras pendant les mesures est alors concentrée au niveau des patins plutôt qu'au niveau du réseau, où la fibre peut facilement s'arracher ou abîmer le collage des semi-conducteurs. Les fibres optiques sont regroupées en plusieurs faisceaux puis attachées le long de la structure. La figure B.2 présente en détail la structure de maintien des fibres optiques.

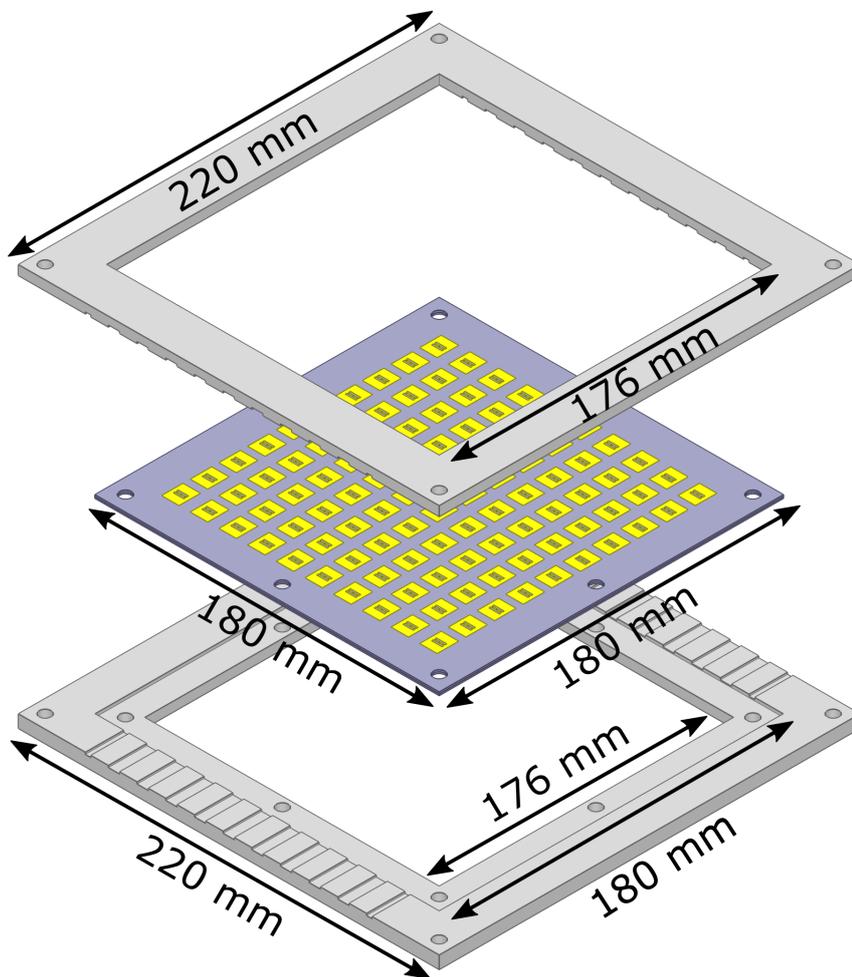


FIGURE B.2 – Vue éclatée de l'ensemble de pièces C_4 et C_5 maintenant le réseau transmetteur.

ANNEXE C

La source focale utilisée à 29 GHz est un cornet standard ATM 34-440-6 de gain nominal 10 dBi. Sa hauteur est de 15 mm et ses dimensions d'ouverture valent $13,46 \times 9,91 \text{ mm}^2$. Le cornet illustré figure C.1 a été simulé à l'aide du logiciel Ansys HFSS et son diagramme de rayonnement à 29 GHz est représenté figure C.2.

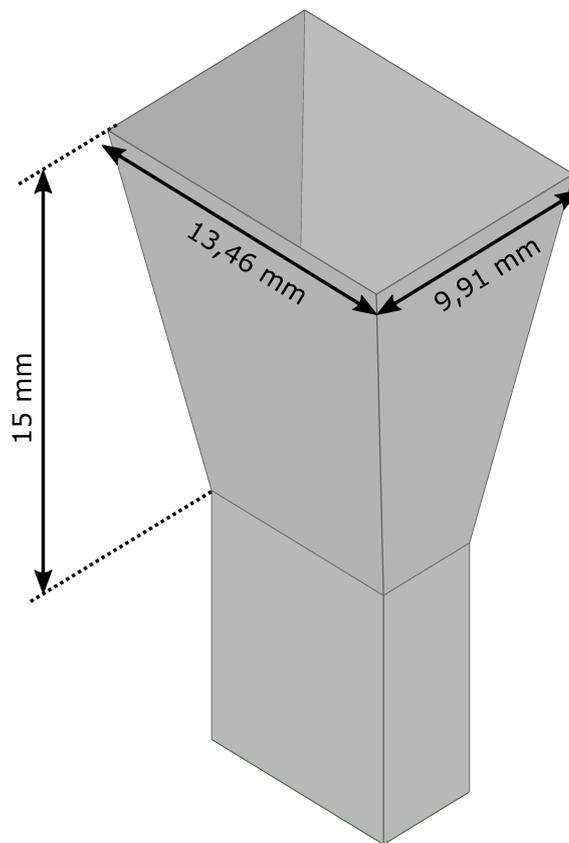
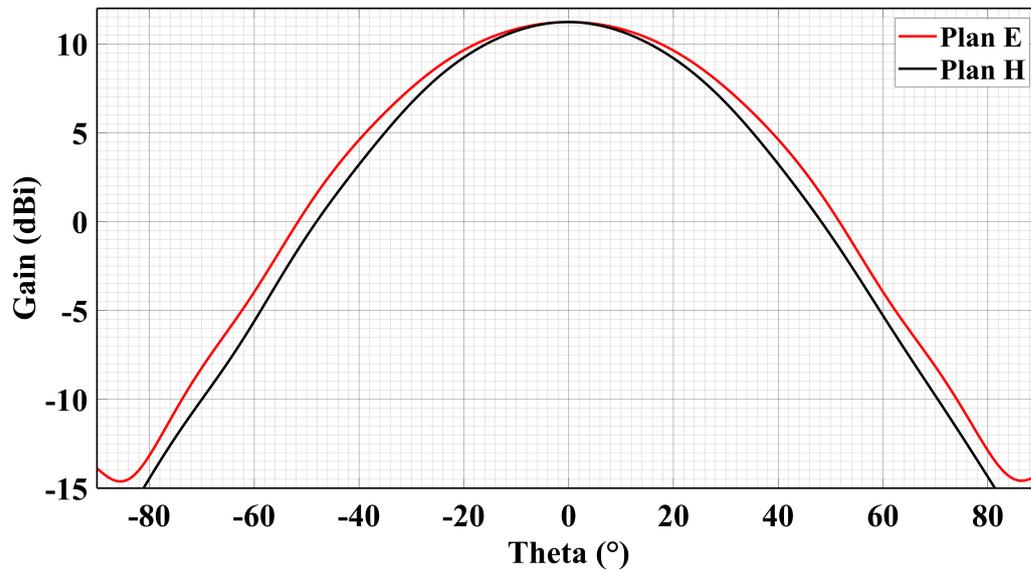
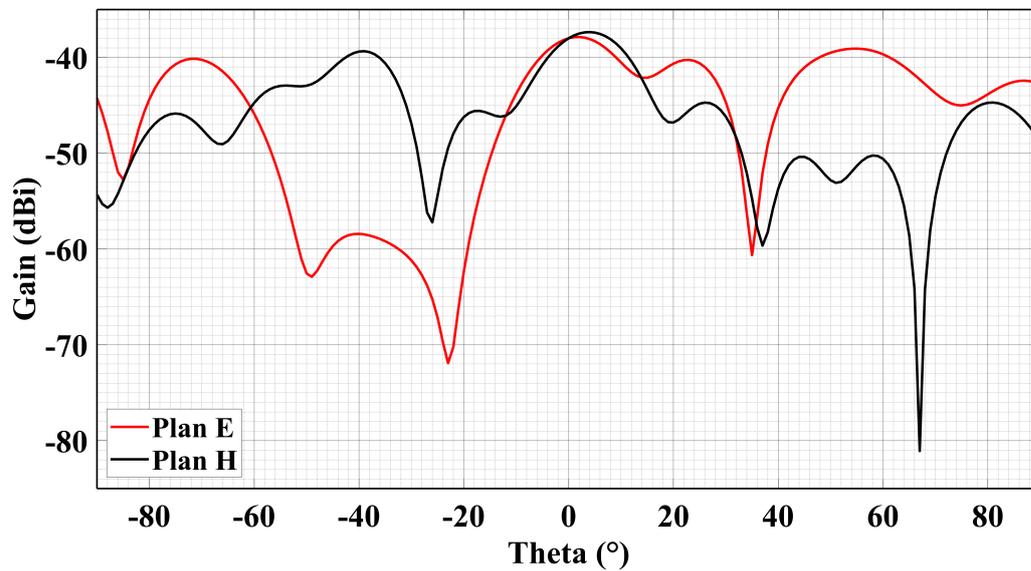


FIGURE C.1 – Cornet standard ATM 34-440-6 choisi comme source primaire du réseau transmetteur double-polarisation en bande Ka.

Le cornet primaire présente un gain maximal de 11,47 dBi dans les plans E et H. Son ouverture angulaire à -3 dB est égale à $49,9^\circ$ dans le plan E et $48,6^\circ$ dans le plan H. Les gains en polarisation croisée ne dépassent pas -35 dBi dans les deux plans de référence.



(a)



(b)

FIGURE C.2 – Diagrammes de rayonnement du cornet d'émission ATM 34-440-6 simulés dans les plans E et H à 29 GHz. (a) Co-polarisation. (b) Cross-polarisation.

ANNEXE D

La source focale utilisée à 19,5 GHz est un cornet standard ATM 51-440-6 de gain nominal 10 dBi. Sa hauteur est de 23,13 mm et ses dimensions d'ouverture valent $19,56 \times 14,22 \text{ mm}^2$. Le cornet illustré figure D.1 a été simulé à l'aide du logiciel Ansys HFSS et son diagramme de rayonnement à 19,5 GHz est représenté figure D.2.

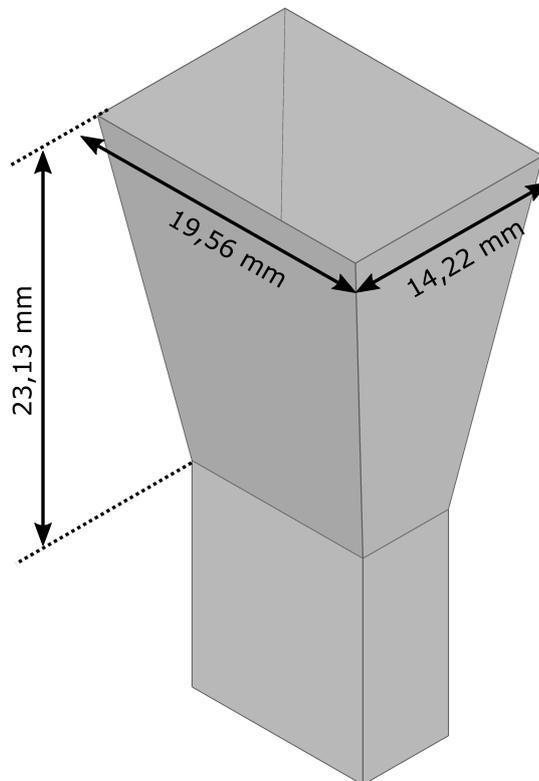
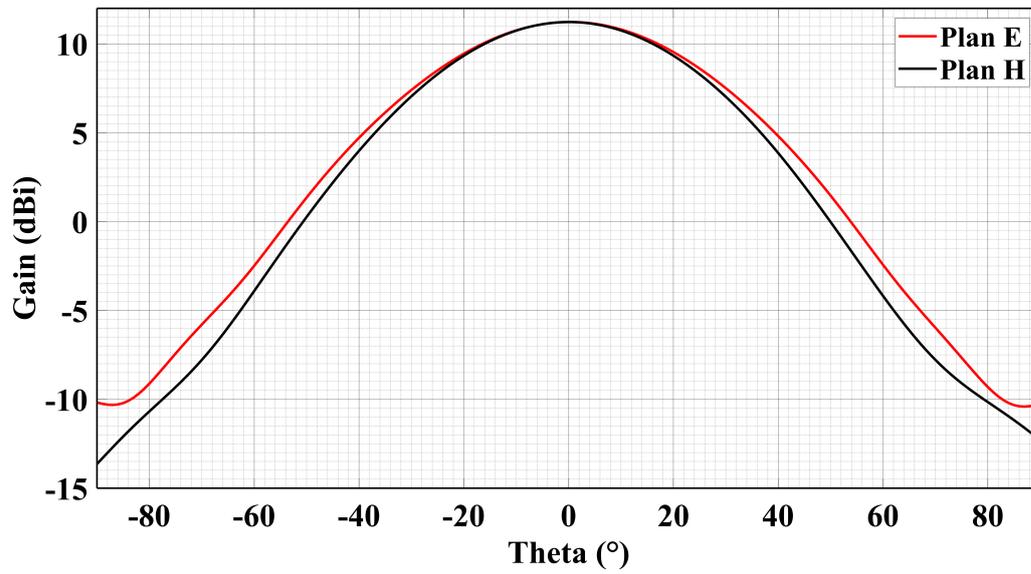
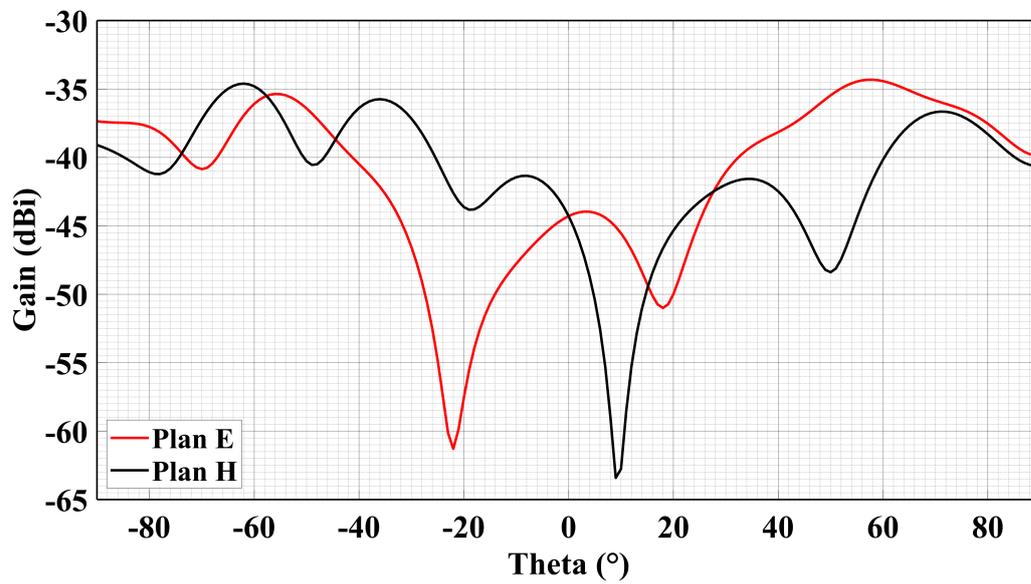


FIGURE D.1 – Cornet standard ATM 51-440-6 choisi comme source focale du réseau transmetteur double-bande double polarisation en bande Ka.

Le cornet primaire présente un gain maximal de 11,13 dBi dans les plans E et H. Son ouverture angulaire à -3 dB est égale à $52,5^\circ$ dans le plan E et $50,0^\circ$ dans le plan H. Les gains en polarisation croisée ne dépassent pas -30 dBi dans les deux plans de référence.



(a)



(b)

FIGURE D.2 – Diagrammes de rayonnement du cornet d'émission ATM 51-440-6 simulés dans les plans E et H à 19,5 GHz. (a) Co-polarisation. (b) Cross-polarisation.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Di Palma, « Reconfigurable transmitarray antennas at millimeter-wave frequencies », PhD Thesis, Université Rennes 1, 2015.
- [2] A. Seeds, C. Lee, and M. Naganuma, « Guest editorial microwave photonics », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 21, pp. 2959–2961, Jan. 2004.
- [3] A. Seeds, « Microwave photonics », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 877–887, 2002.
- [4] G. Qi, J. Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, and C. Belisle, « Generation and distribution of a wide-band continuously tunable millimeter-wave signal with an optical external modulation technique », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 10, pp. 3090–3097, 2005.
- [5] X. Chen, Z. Deng, and J. Yao, « Photonic generation of microwave signal using a dual-wavelength single-longitudinal-mode fiber ring laser », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 2, pp. 804–809, 2006.
- [6] J. Capmany, B. Ortega, and D. Pastor, « A tutorial on microwave photonic filters », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 24, no. 1, pp. 201–229, 2006.
- [7] C. Wang and J. Yao, « Nonuniformly spaced photonic microwave delay-line filter using a spatially discrete chirped fiber bragg grating », in *2011 International Topical Meeting on Microwave Photonics jointly held with the 2011 Asia-Pacific Microwave Photonics Conference*, 2011, pp. 437–440.
- [8] Y. Han, O. Boyraz, and B. Jalali, « Ultrawide-band photonic time-stretch a/D converter employing phase diversity », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 4, pp. 1404–1408, 2005.
- [9] G. C. Valley, « Photonic analog-to-digital converters », *Opt. Express*, vol. 15, no. 5, pp. 1955–1982, Mar. 2007.
- [10] A. Nkansah, A. Das, N. J. Gomes, and P. Shen, « Multilevel modulated signal transmission over serial single-mode and multimode fiber links using vertical-cavity surface-emitting lasers for millimeter-wave wireless communications », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1219–1228, 2007.

- [11] H. Chi and J. Yao, « Frequency quadrupling and upconversion in a radio over fiber link », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 26, no. 15, pp. 2706–2711, 2008.
- [12] Y. Liu, J. Yao, and J. Yang, « Wideband true-time-delay beam former that employs a tunable chirped fiber grating prism », *Appl. Opt.*, vol. 42, no. 13, pp. 2273–2277, May 2003.
- [13] B.-M. Jung, J.-D. Shin, and B.-G. Kim, « Optical true time-delay for two-dimensional X-band phased array antennas », *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 19, no. 12, pp. 877–879, 2007.
- [14] B. Rahmati and H. R. Hassani, « High-efficient wideband slot transmitarray antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 5149–5155, 2015.
- [15] A. H. Abdelrahman, F. Yang, A. Z. Elsherbeni, P. Nayeri, and C. A. Balanis, *Analysis and Design of Transmitarray Antennas*. 2017.
- [16] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design, Fourth Edition*. Wiley, 2016.
- [17] B. Mencagli, R. Vincenti Gatti, L. Marcaccioli, and R. Sorrentino, « Design of large mm-wave beam-scanning reflectarrays », vol. 2005, Nov. 2005, pp. 475–478.
- [18] R. Sorrentino, R. Vincenti Gatti, and L. Marcaccioli, « Recent advances on millimetre wave reconfigurable reflectarrays », Apr. 2009, pp. 2527–2531.
- [19] S. Montori, L. Marcaccioli, R. Vincenti Gatti, and R. Sorrentino, « Constant-phase dual polarization MEMS-based elementary cell for electronic steerable reflectarrays », Nov. 2009, pp. 033–036.
- [20] R. Pereira, R. Gillard, R. Sauleau, P. Potier, T. Dousset, and X. Delestre, « Four-state dual polarisation unit-cells for reflectarray applications », *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 742–743, Jun. 2010.
- [21] Y.-H. Liu, F.-Y. Meng, G. Yang, and Q. Wu, « Design of 1-bit circularly polarized electronically scanned reflectarray antenna at 100 GHz based on liquid crystals », Jan. 2019, pp. 713–716.
- [22] C. G. M. Ryan, J. R. Bray, Y. Antar, M. Chaharmir, J. Shaker, and A. Ittipiboon, « A broadband transmitarray using double square ring elements », in *2009 13th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics and the Canadian Radio Science Meeting*, 2009, pp. 1–4.

- [23] C. G. M. Ryan, M. R. Chaharmir, J. Shaker, J. R. Bray, Y. M. M. Antar, and A. Ittipiboon, « A wideband transmitarray using dual-resonant double square rings », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1486–1493, 2010.
- [24] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « Design and characterization of 2-bit passive unit-cells and transmit-arrays in X-band », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1484–1487.
- [25] E. G. Plaza, G. León, S. Loredo, and F. Las-Heras, « Dual polarized transmitarray lens », in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 2305–2308.
- [26] X. Zhong, L. Chen, Y. Shi, and X. Shi, « Design of multiple-polarization transmitarray antenna using rectangle ring slot elements », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1803–1806, 2016.
- [27] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, « Dual-band transmitarrays with dual-linear polarization at Ka-band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 7009–7018, 2017.
- [28] C. Tian, Y.-C. Jiao, G. Zhao, and H. Wang, « A wideband transmitarray using triple-layer elements combined with cross slots and double square rings », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 1561–1564, 2017.
- [29] D. Schaubert, F. Farrar, A. Sindoris, and S. Hayes, « Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 118–123, 1981.
- [30] D. Schaubert, F. Farrar, S. Hayes, and A. Sindoris, « Frequency-agile, polarization diverse microstrip antennas and frequency scanned arrays », U.S. Patent 4367474, Jan. 1983.
- [31] C.-C. Cheng and A. Abbaspour-Tamijani, « Study of 2-bit antenna–filter–antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4498–4506, 2006.
- [32] C.-C. Cheng, A. Abbaspour-Tamijani, and B. Lakshminarayanan, « Reconfigurable lens-array with monolithically integrated mems switches », in *2008 38th European Microwave Conference*, 2008, pp. 112–115.

- [33] C.-C. Cheng, B. Lakshminarayanan, and A. Abbaspour-Tamijani, « A programmable lens-array antenna with monolithically integrated mems switches », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 8, pp. 1874–1884, 2009.
- [34] M. Sazegar *et al.*, « Beam steering transmitarray using tunable frequency selective surface with integrated ferroelectric varactors », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5690–5699, 2012.
- [35] J. Y. Lau and S. V. Hum, « A wideband reconfigurable transmitarray element », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 3, pp. 1303–1311, 2012.
- [36] J. Y. Lau and S. V. Hum, « Reconfigurable transmitarray design approaches for beamforming applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 12, pp. 5679–5689, 2012.
- [37] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « 1-bit reconfigurable unit-cell based on PIN diodes for transmit-array applications in X-band », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 5, pp. 2260–2269, May 2012.
- [38] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « Wideband 400 element electronically reconfigurable transmitarray in X-band », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 10, pp. 5017–5027, Oct. 2013.
- [39] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « 1-bit reconfigurable unit-cell for transmit-array applications in X-band », *IEEE Inter. Symposium Antennas Propag.*, pp. 684–687, 2011.
- [40] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « Design of a reconfigurable transmit-array at X-band frequencies », *2012 15 Inter. Symposium Antennas Tech. and Applied Elec.*, pp. 1–4, 2012.
- [41] R. H. Phillion and M. Okoniewski, « Lenses for circular polarization using planar arrays of rotated passive elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 4, pp. 1217–1227, 2011.
- [42] H. Kaouach, L. Dussopt, J. Lanteri, T. Koleck, and R. Sauleau, « Wideband low-loss linear and circular polarization transmit-arrays in V-band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 7, pp. 2513–2523, 2011.

- [43] H. Kaouach and A. Kabashi, « Simple tri-layer linearly polarized discrete lens antenna with high-efficiency for mmWave applications », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 259–262, 2016.
- [44] Y. Wang, H. Deguchi, and M. Tsuji, « A broadband flat lens based on aperture-coupled patch FSSs with four-pole resonant behaviour », in *Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, 2012, pp. 1–2.
- [45] M. Niroo-Jazi, A. R. Sebak, M. R. Chaharmir, and J. Shaker, « Applications of polarization-independent frequency selective filters for transmitarray antennas », in *2014 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2014, pp. 1057–1058.
- [46] F. Greco, G. Amendola, E. Arneri, L. Boccia, and A. I. Sandhu, « A dual-band, dual-polarized array element for Ka band satcom on the move terminals », in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 2432–2435.
- [47] G. Liu, H.-j. Wang, J.-s. Jiang, F. Xue, and M. Yi, « A high-efficiency transmitarray antenna using double split ring slot elements », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, pp. 1415–1418, 2015.
- [48] K.-L. Wong and Z.-G. Liao, « Passive reconfigurable triple-wideband antenna for LTE tablet computer », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 3, pp. 901–908, 2015.
- [49] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « Circularly polarized transmitarray with sequential rotation in Ka-band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 5118–5124, 2015.
- [50] B. Rahmati and H. R. Hassani, « Low-profile slot transmitarray antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 1, pp. 174–181, 2015.
- [51] K. Pham *et al.*, « Design of wideband dual linearly polarized transmitarray antennas », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 5, pp. 2022–2026, 2016.
- [52] S. A. Matos *et al.*, « High gain dual-band beam-steering transmit array for satcom terminals at Ka-band », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3528–3539, 2017.

- [53] H. Nematollahi, J.-J. Laurin, M. Barba, and J. A. Encinar, « Realization of focused beam and shaped beam transmitarrays based on broadband unit cells », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 8, pp. 4368–4373, 2017.
- [54] C. Huang, W. Pan, X. Ma, and X. Luo, « 1-bit reconfigurable circularly polarized transmitarray in X-band », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 448–451, 2016.
- [55] L. Di Palma, A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, « 1-bit reconfigurable unit cell for Ka-band transmitarrays », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 560–563, 2016.
- [56] J. Y. Lau and S. V. Hum, « Analysis and characterization of a multipole reconfigurable transmitarray element », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 1, pp. 70–79, 2011.
- [57] J. Y. Lau and S. V. Hum, « A planar reconfigurable aperture with lens and reflectarray modes of operation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3547–3555, 2010.
- [58] J. R. Reis *et al.*, « FSS-inspired transmitarray for two-dimensional antenna beamsteering », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 6, pp. 2197–2206, 2016.
- [59] M. Frank, R. Weigel, and A. Koelpin, « Design of a 24 GHz reconfigurable transmitarray element with continuous phase range », in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2400–2404.
- [60] C. Huang, W. Pan, and X. Luo, « Low-loss circularly polarized transmitarray for beam steering application », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 10, pp. 4471–4476, 2016.
- [61] H. M. Nguyen, M. Thien Nguyen, and B. D. Nguyen, « Transmitarray element with three phase states for reconfigurable transmitarrays », in *2019 19th International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT)*, 2019, pp. 448–451.
- [62] Y. Wang, S. Xu, F. Yang, and M. Li, « A multi-bit reconfigurable transmitarray design approach using cascaded spatial phase shifters », in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 483–484.

- [63] J. Tang, S. Xu, and F. Yang, « Design of a 2.5-D 2-bit reconfigurable transmitarray element for 5G mmWave applications », in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 631–632.
- [64] Y. Wang, S. Xu, F. Yang, and M. Li, « Design of a 1-bit reconfigurable transmitarray element using an equivalent magnetic dipole », in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2018, pp. 481–482.
- [65] M. Wang, N. Hu, W. Xie, and Z. Chen, « Design of a Ku-band 1-bit broadband and low-loss reconfigurable transmitarray element », in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 335–336.
- [66] A. Daryoush, K. Bontzos, and P. Herczfeld, « Optically tuned patch antenna for phased array applications », in *1986 Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 24, 1986, pp. 361–364.
- [67] R. Dempsey, « Synaptic radio frequency interactive systems with photoresponsive switching », U.S. Patent 4728805, Mar. 1988.
- [68] R. Bevenssee and R. Dempsey, « The synaptic antenna for reconfigurable array applications-behavior », in *Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, 1989, 764–767 vol.2.
- [69] F. Asadallah, G. Shehadeh, J. Costantine, Y. Tawk, A. Eid, and M. M. Tentzeris, « A digitally tuned flexible reconfigurable antenna for IoT devices », in *2020 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting*, 2020, pp. 1803–1804.
- [70] M. Van Blaricum, A. Camino, and A. Suite, « Photonic antenna reconfiguration: a status survey », Jan. 2001.
- [71] D. Albares, C. Sun, R. Nguyen, S. Hart, and C. Chang, « Photovoltaic-FET for photonic reconfiguration of antennas », in *Proceedings of the Sixth Annual ARPA Symposium on Photonic Systems for Antenna Applications*, Mar. 1996.
- [72] C. Sun, R. Nguyen, D. Albares, C. Chang, and P. Cunningham, « Photovoltaic-PIN switches for a photonic reconfigurable monopole antenna », in *Proceedings of the Seventh Annual DARPA Symposium on Photonic Systems for Antenna Applications*, Jan. 1997.

- [73] A. S. Nafra, O. Jerphagnon, P. Chavarkar, M. Van Blaricum, and R. A. York, « Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 7, pp. 1365–1372, 1999.
- [74] D. Patron, K. R. Dandekar, and A. S. Daryoush, « Optical control of pattern-reconfigurable planar antennas », in *2013 IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP)*, 2013, pp. 33–36.
- [75] D. Patron, A. S. Daryoush, and K. R. Dandekar, « Optical control of reconfigurable antennas and application to a novel pattern-reconfigurable planar design », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 32, no. 20, pp. 3394–3402, 2014.
- [76] C. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. Vardaxoglou, « Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, 2006.
- [77] C. J. Panagamuwa and A. A. Ezzeldin, « Optically controlled switchable microstrip filter for the GSM1800 frequency band », in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1149–1152.
- [78] A. Chauraya, J. Kelly, R. Seager, and J. Vardaxoglou, « Frequency switchable microstrip filter for microwave frequencies », in *2005 European Microwave Conference*, vol. 1, 2005, pp. 4–.
- [79] Y. Tawk, J. Costantine, S. Hemmady, G. Balakrishnan, K. Avery, and C. G. Christodoulou, « Demonstration of a cognitive radio front end using an optically pumped reconfigurable antenna system (OPRAS) », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 2, pp. 1075–1083, 2012.
- [80] A. S. Andy, J. W. E. Kneller, R. Dubrovka, T. Kreouzis, and R. Donnan, « Antenna array control via integrated optically-activated organic semiconductor for S-band applications », in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, 2016, pp. 1291–1294.
- [81] L. M. De La Cruz, S. Hawasli, T. G. Ivanov, T. K. Anthony, and M. Zaghloul, « Germanium telluride reconfigurable antennas », in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, pp. 1053–1054.
- [82] V. Sathi, N. Ehteshami, and J. Nourinia, « Optically tuned frequency-reconfigurable microstrip antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 1018–1020, 2012.

- [83] I. F. da Costa, C. S. Arismar, E. Reis, D. H. Spadoti, and J. R. Moreira Neto, « Optically controlled reconfigurable antenna array based on a slotted circular waveguide », in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1–4.
- [84] P. Alizadeh, A. S. Andy, C. Parini, and K. Z. Rajab, « A reconfigurable reflectarray antenna in Ka-band using optically excited silicon », in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2016, pp. 1–5.
- [85] A. M. Yadav, C. J. Panagamuwa, and R. D. Seager, « A miniature reconfigurable printed monopole antenna for WLAN/WiMAX and LTE communication bands », in *2012 Loughborough Antennas Propagation Conference (LAPC)*, 2012, pp. 1–4.
- [86] C. Arismar, I. Costa, L. Manera, and J. Diniz, « Optically controlled E-antenna for cognitive and adaptive radio over fiber systems », Nov. 2013, pp. 1–3.
- [87] K. H. Tan *et al.*, « 1.55- μm GaNAsSb-based photoconductive switch for microwave switching », *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 22, no. 15, pp. 1105–1107, 2010.
- [88] C. Tripon-Canseliet *et al.*, « Microwave on/off ratio enhancement of GaAs photoconductive switches at nanometer scale », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 30, no. 23, pp. 3576–3579, 2012.
- [89] B. Heshmat, M. Masnadi-Shirazi, R. B. Lewis, T. Tiedje, and T. E. Darcie, « Dual THz emissions of GaAsBi for THz photoconductive switching », in *CLEO: 2013*, 2013, pp. 1–2.
- [90] M. Martin, J. R. Middendorf, and E. R. Brown, « 1550-nm time-domain study of ErAs:GaAs photoconductive switches as a function of the erbium concentration », in *NAECON 2014 - IEEE National Aerospace and Electronics Conference*, 2014, pp. 313–314.
- [91] N. Zhu and R. W. Ziolkowski, « High directivity, lens-less THz photoconductive switch dipole antennas », in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, 2014, pp. 2640–2642.
- [92] S. A. Holgate, *Understanding Solid State Physics*. CRC Press, 2009.
- [93] *Extrait d'un cours de l'université du Maine*, <http://www.optique-ingenieur.org/fr/ressources>.
- [94] C. Kittel, *Quantum Theory of Solids, Second Edition*. Wiley, 1987.

- [95] D. A. Neamen, *Semiconductor physics and devices: Basic principles (4th ed.)* McGraw-Hill, 2012.
- [96] S. Kasap and P. Capper, *Springer Handbook of Electronic and Photonic Materials*. Springer, 2017.
- [97] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. Wiley, 1989.
- [98] C. Lee, P. Mak, and A. DeFonzo, « Optical control of millimeter-wave propagation in dielectric waveguides », *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 16, no. 3, pp. 277–288, 1980.
- [99] J.-D. Arnould, A. Viltot, and G. Meunier, « Toward a simulation of an optically controlled microwave microstrip line at 10 ghz », *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 2, pp. 681–684, 2002.
- [100] G. Morthier, « Influence of the carrier density dependence of the absorption on the harmonic distortion in semiconductor lasers », *Journal of Lightwave Technology*, vol. 11, no. 1, pp. 16–19, 1993.
- [101] G. Hellings *et al.*, « Electrical TCAD simulations of a germanium pMOSFET technology », *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 57, no. 10, pp. 2539–2546, 2010.
- [102] M. Prost, « Injection électrique pour un laser en germanium contraint », PhD Thesis, Université Paris-Sud, 2015.
- [103] S. Dominici, H. Wen, F. Bertazzi, M. Goano, and E. Bellotti, « Numerical evaluation of auger recombination coefficients in relaxed and strained germanium », *Applied Physics Letters*, vol. 108, p. 211 103, May 2016.
- [104] S. R. M Levinshstein and M. Shur, *Handbook Series on Semiconductor Parameters*. World Scientific, 1996.
- [105] H. R. Philipp and E. A. Taft, « Optical constants of germanium in the region 1 to 10 ev », *Phys. Rev.*, vol. 113, pp. 1002–1005, Feb. 1959.
- [106] *Ansys HFSS, v.17.0.0*, <https://www.ansys.com>.
- [107] S. A. Self, « Focusing of spherical gaussian beams », *Appl. Opt.*, vol. 22, pp. 658–661, Mar. 1983.
- [108] A. Kowalewicz and F. Bucholtz, « Beam divergence from an SMF-28 optical fiber », *Tech. rep.*, *Naval Research Lab, Washington DC*, 2006.
- [109] H. Kaouach, « Quasi-optic reconfigurable antennas at millimetre-wave frequencies », PhD Thesis, Université Rennes 1, 2009.

-
- [110] A. Clemente, « Design of transmit-array antennas for beam-steering and beam-forming applications », PhD Thesis, Université Rennes 1, 2012.
- [111] O. Picon, *Les antennes, Théorie, conception et applications*. Dunod, 2009.
- [112] R. Madi, A. Clemente, and R. Sauleau, « Dual-band dual-linearly polarized transmitarray at ka-band », in *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, 2021, pp. 340–343.
- [113] A. P. Verevkin, V. V. Kirillov, I. V. Munina, and P. A. Turalchuk, « Dual-beam transmitarray for high capacity wireless communication systems », in *2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, 2020, pp. 84–86.
- [114] C. Tian, Y.-C. Jiao, and G. Zhao, « Circularly polarized transmitarray antenna using low-profile dual-linearly polarized elements », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 465–468, 2017.
- [115] T.-K. Pham, « Étude et conception de réseaux transmetteurs reconfigurables en bande ka », Ph.D. dissertation, 2017.
- [116] K. Pham, R. Sauleau, E. Fourn, F. Diaby, A. Clemente, and L. Dussopt, « Characterization of dual-band dual-linearly polarized transmitarray antennas », in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, pp. 121–124.
- [117] K. Pham, R. Sauleau, A. Clemente, and L. Dussopt, « Electronically reconfigurable unit-cell and transmitarray in dual-linear polarization at Ka-band », in *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, pp. 1–4.

Titre : Étude et conception d'antennes réseaux transmetteurs millimétriques à reconfiguration par voie optique

Mot clés : Réseau transmetteur, reconfiguration optique, semi-conducteur intrinsèque

Résumé : Cette thèse porte sur l'étude et la conception d'antennes réseaux transmetteurs à reconfiguration de faisceau par voie optique. Un réseau transmetteur se compose d'une ou plusieurs sources focales éclairant un réseau planaire constitué de cellules élémentaires dont le contrôle de la phase en transmission permet de collimater le faisceau incident dans la direction souhaitée. Nous y menons l'étude théorique d'un semi-conducteur intrinsèque soumis à une injection forte de porteurs de charge puis étudions l'intégration d'un élément actif piloté à l'aide d'un signal laser à 1550 nm, permettant de contrô-

ler le déphasage induit par une cellule élémentaire. Plusieurs cellules élémentaires intégrant des photo-commutateurs composés de germanium intrinsèque sont alors réalisées en bande X et en bande Ka. L'impact du contrôle optique est ensuite caractérisé expérimentalement en bande X. Un système de contrôle est développé afin de permettre l'intégration de telles cellules élémentaires dans un réseau transmetteur. Enfin, un réseau transmetteur mono-polarisation est développé en bande X et deux réseaux double-polarisation entrelacés, mono-bande et double-bande, sont simulés en bande Ka.

Title: Study and design of optically reconfigurable transmit-array antennas at millimetric wavelength

Keywords: Transmit-array antenna, optical reconfiguration, intrinsic semiconductor

Abstract: This PHD thesis focuses on the study and design of optically-reconfigurable transmitarray antennas. A transmitarray antenna consists of one or several focal sources illuminating a planar network composed of unit-cells whose transmission phase control makes it possible to collimate the incident beam towards the desired direction. The theoretical study of an intrinsic semiconductor subjected to a strong injection of carriers is carried out before focusing on the integration of an active element driven by a laser beam at 1550 nm, allowing to control the induced

phase of a unit-cell. Several unit-cells with integrated intrinsic germanium photo-switches are developed at X-band and Ka-band. Then, the impact of the optical control is experimentally characterized at X-band frequencies. A control network is developed in order to allow the integration of such unit-cells in a transmit-array antenna. Finally, a single-polarized transmit-array antenna is developed at X-band and two double-polarized (single-band and double-band) transmit-array antennas are simulated at Ka-band.