



**HAL**  
open science

# Conception et étude d'antennes actives optiquement transparentes : de la VHF jusqu'au millimétrique

Alexis Martin

► **To cite this version:**

Alexis Martin. Conception et étude d'antennes actives optiquement transparentes : de la VHF jusqu'au millimétrique. Electronique. Université de Rennes, 2017. Français. NNT : 2017REN1S126 . tel-01808381

**HAL Id: tel-01808381**

**<https://theses.hal.science/tel-01808381>**

Submitted on 5 Jun 2018

**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 / UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*sous le sceau de l'Université Bretagne Loire*

pour le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE RENNES 1**

*Mention : Traitement du signal et télécommunications*

**École doctorale MathSTIC**

présentée par

**Alexis MARTIN**

préparée à l'unité de recherche UMR-CNRS 6164, IETR  
Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes  
IUT de Saint-Brieuc

**Conception et Etude  
d'Antennes Actives  
Optiquement  
Transparentes :  
de la VHF jusqu'au  
Millimétrique**

**Thèse présentée à Rennes  
le 23 Octobre 2017**

devant le jury composé de :

**Marie-Paule BESLAND**

DR-CNRS, IMN Nantes / Rapporteur

**Tayeb A. DENIDNI**

Professeur, INRS Montréal / Rapporteur

**Guillaume DUCOURNEAU**

Maître de Conférences, IEMN Lille / Examineur

**Antoine GUENIN**

Ingénieur, Société PHOTOSPACE Dammarie les  
Lys / Examineur

**Maryline GUILLOUX-VIRY**

Professeur, ISCR Rennes / Examineur

**Olivier LAFOND**

Maître de Conférences HDR, IETR Rennes / Exami-  
nateur

**Xavier CASTEL**

Professeur, IETR St-Brieuc / Co-directeur de thèse

**Mohamed HIMDI**

Professeur, IETR Rennes / Directeur de thèse



# TABLE DES MATIÈRES

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
<b>1 État de l'art : antennes optiquement transparentes et antennes actives</b>	<b>5</b>
1.1 Matériaux transparents et conducteurs	5
1.1.1 Film ultramine métallique	6
1.1.2 Oxydes transparents et conducteurs (OTC)	7
1.1.3 Matériaux multicouches OTC/Métal/OTC	9
1.1.4 Graphène	10
1.1.5 Nanofils conducteurs	12
1.1.6 Grillage métallique	12
1.1.7 Matériau à maillage métallique à pas micrométrique	13
1.1.8 Micromaillage métallique	16
1.1.9 Bilan sur les matériaux transparents et conducteurs	17
1.2 Substrats	18
1.2.1 Verre sodocalcique	18
1.2.2 Verres électroniques	18
1.2.3 Substrats monocristallins	19
1.2.4 Substrats organiques	19
1.2.5 Bilan sur les substrats	19
1.3 Antennes actives	20
1.3.1 Composants actifs	20
1.3.1.1 Diodes <i>Beam Lead</i> et transistors non packagés	20
1.3.1.2 Composants transparents	21
1.3.1.3 MEMS et NEMS	21
1.3.2 Matériaux actifs	22
1.3.2.1 Matériaux piézoélectriques	22
1.3.2.2 Matériaux pyroélectriques	23

---

1.3.2.3	Matériaux ferroélectriques . . . . .	24
1.3.2.4	Matériaux photoconducteurs . . . . .	24
1.3.2.5	Matériaux à changement et à transition de phase . . . . .	25
1.3.3	Bilan sur la partie active . . . . .	27
1.4	Bilan de l'état de l'art . . . . .	27
	Bibliographie . . . . .	28
<b>2</b>	<b>Antennes transparentes actives à base de composants localisés discrets</b>	<b>35</b>
2.1	Technologies de fabrication et dispositifs de mesures . . . . .	35
2.1.1	Fabrication des couches minces transparentes et conductrices . . . . .	36
2.1.1.1	Dépôt de couches minces par pulvérisation cathodique radiofréquence . . . . .	36
2.1.1.2	Photolithographie et gravure chimique par voie humide . . . . .	37
2.1.1.3	Polissage mécanique . . . . .	41
2.1.2	Moyens de mesure des dispositifs . . . . .	41
2.1.2.1	Résistance par carré . . . . .	41
2.1.2.2	Épaisseur de dépôt . . . . .	42
2.1.2.3	Transparence optique . . . . .	43
2.1.2.4	Observation par microscopie optique . . . . .	44
2.1.2.5	Mesure des paramètres S . . . . .	45
2.1.2.6	Mesure des diagrammes de rayonnement . . . . .	45
2.2	Antenne de réception FM transparente miniature . . . . .	47
2.2.1	Principe et simulations . . . . .	47
2.2.2	Fabrication et mesures . . . . .	50
2.3	Antenne agile en fréquence en bande X . . . . .	53
2.3.1	Design de l'antenne et modélisation analytique . . . . .	53
2.3.1.1	Design de l'antenne . . . . .	53
2.3.1.2	Modélisation analytique globale . . . . .	55
2.3.1.3	Modélisation d'une ligne de transmission . . . . .	56
2.3.1.4	Modélisation de la diode varicap . . . . .	56
2.3.1.5	Modélisation d'une ligne coplanaire . . . . .	56
2.3.1.6	Modélisation d'une ligne à fente . . . . .	57
2.3.2	Simulations . . . . .	61
2.3.2.1	Simulation du modèle analytique . . . . .	61
2.3.2.2	Simulation électromagnétique 3D . . . . .	62
2.3.3	Fabrication des antennes et mesures . . . . .	64
	Bibliographie . . . . .	69
<b>3</b>	<b>Influence du matériau transparent conducteur maillé à plus haute fréquence</b>	<b>71</b>
3.1	Antenne agile en fréquence en technologie coplanaire . . . . .	71
3.1.1	Maillages étudiés . . . . .	72
3.1.2	Mesures . . . . .	73
3.1.3	Conclusion . . . . .	78
3.2	Antennes passives à 60 GHz en technologie microruban . . . . .	80

---

---

3.2.1	Patch simple . . . . .	81
3.2.1.1	Designs et simulations . . . . .	81
3.2.1.2	Réalisation et mesures . . . . .	84
3.2.2	Réseau de 4 x 2 patches . . . . .	86
3.2.2.1	Design et simulations . . . . .	87
3.2.2.2	Réalisation et mesures . . . . .	89
3.2.3	Conclusion . . . . .	96
	Bibliographie . . . . .	97
<b>4</b>	<b>Antenne transparente et reconfigurable à base de matériau ferro-électrique</b>	<b>99</b>
4.1	Matériau ferroélectrique : KTN . . . . .	99
4.1.1	Choix du substrat et dépôt des couches minces de KTN . . . . .	100
4.1.2	Caractérisation des couches minces de KTN . . . . .	102
4.2	Antenne agile à base de matériau ferroélectrique . . . . .	109
4.2.1	Design et simulations . . . . .	109
4.2.2	Mesures . . . . .	114
4.3	Conclusion . . . . .	121
	Bibliographie . . . . .	123
<b>5</b>	<b>Antenne transparente à commande optique</b>	<b>125</b>
5.1	Principe d'une antenne alimentée optiquement . . . . .	125
5.1.1	Description de la partie laser . . . . .	126
5.1.1.1	Principe de fonctionnement d'un laser monomode . . . . .	126
5.1.1.2	Présentation du laser bi-modes . . . . .	128
5.1.2	Antenne transparente active . . . . .	128
5.2	Réalisations et mesures . . . . .	131
5.2.1	Réalisation des antennes et mesures de l'antenne passive . . . . .	131
5.2.2	Liaison opto-hyperfréquence avec l'antenne active . . . . .	136
5.3	Conclusion et perspectives . . . . .	140
	Bibliographie . . . . .	141
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>143</b>
	<b>A Macro de création du maillage</b>	<b>I</b>
	<b>B Fiche JCPDS <math>\text{KTa}_{0,77}\text{Nb}_{0,23}\text{O}_3</math></b>	<b>XIX</b>

---



# LISTE DES FIGURES

1.1	Ligne résistive . . . . .	6
1.2	Evolution de la résistivité des principaux OTC de 1970 à 2010, selon [7] $\Delta$ : ITO - $\square$ : SnO <sub>2</sub> - $\bullet$ : ZnO . . . . .	8
1.3	Comparaison de la transparence optique de deux couches d'ITO d'épaisseurs différentes : ITO_11 d'une épaisseur de 252 nm et ITO_2 d'une épaisseur de 748 nm [8] . . . . .	8
1.4	Antenne reflectarray en ITO fonctionnant à 24 GHz [9] . . . . .	9
1.5	Structures multicouches déposées sur substrat de verre . . . . .	9
1.6	Courbes de transmission et de réflexion optique en fonction de la longueur d'onde pour AgHT-4 [12] . . . . .	10
1.7	Antenne ultra large bande en multicouche IZTO/Ag/IZTO fonctionnant à 6,5 GHz [13] . . . . .	10
1.8	Antenne fente en graphène fonctionnant à 10 GHz [16] . . . . .	11
1.9	Antenne transparente en nanofils d'argent imprimée sur substrat flexible [22] . . . . .	12
1.10	Antenne patch grillagée imprimée sur un panneau photovoltaïque [28] . . . . .	13
1.11	Schéma de principe du matériau métallique maillé [29] . . . . .	14
1.12	Schéma de principe de la discrimination de deux objets observés à l'œil nu . . . . .	14
1.13	Transparence optique de 3 couches minces maillées (de même largeur de ruban 20 $\mu\text{m}$ et de pas respectifs 100, 200 et 300 $\mu\text{m}$ ) comparés au substrat nu et à un multicouche ITO/Ag/ITO [31] . . . . .	15
1.14	Monopole large bande réalisé en structure multicouche et en couche mince maillée à pas micrométrique [31] . . . . .	16
1.15	Comparaison des gains de l'antenne multicouche et de l'antenne maillée à pas micrométrique [31] . . . . .	16
1.16	Micromaillage métallique imprimé sur substrat de PET et généré par auto-assemblage de nanoparticules d'argent. Grossissement $\times 200$ [38] . . . . .	16



1.17	Evolution conjointe de la transmittance optique (à $\lambda = 550$ nm) et de la résistance par carré de films minces de nanofils d'argent (AgNWs), d'ITO, d'argent ultramine et de nanotubes de carbone monofeuillets (SWNTs) [20]. • : Positionnement du matériau métallique maillé à pas micrométrique ( $\sigma_{DC}/\sigma_{op}$ étant le facteur de mérite) . . . . .	17
1.18	Antenne reconfigurable à base de diodes PIN et de diodes varicap [45]	20
1.19	Transistor TFT à base de couche mince IGZO [48] . . . . .	21
1.20	Exemple de commutateur RF MEMS [49] . . . . .	22
1.21	Antenne à contrôle de polarisation à base de matériau piézoélectrique (PZT) [54] . . . . .	23
1.22	Schéma d'un capteur à base de matériau pyroélectrique en couche mince [57] . . . . .	23
1.23	Antenne agile en fréquence basée sur le matériau ferroélectrique BST déposé en couche mince [60] . . . . .	24
1.24	Commutateur optique basé sur le matériau photoconducteur HR-Si [61]	25
1.25	Principe de fonctionnement d'un matériau PCM ( $T_{crist}$ : température de cristallisation et $T_{melt}$ : température de fusion) [63] . . . . .	26
1.26	Commutateur RF à base de matériau à changement de phase GeTe déposé en couche mince [66] . . . . .	26
1.27	Antenne agile en fréquence basée sur l'oxyde de vanadium VO <sub>2</sub> déposé en couche mince [67] . . . . .	27
2.1	Enceinte du bâti de pulvérisation cathodique radiofréquence avec ses 3 cibles . . . . .	37
2.2	Tournette <i>Chemat Technology</i> . . . . .	37
2.3	Insoleuse <i>CIF DP134</i> . . . . .	38
2.4	Insoleuse et aligneur de masques <i>Karl Süss MJB3</i> . . . . .	38
2.5	Exemple de masques en mylar utilisés . . . . .	38
2.6	Suivi de la gravure chimique d'un bicouche argent(2 $\mu$ m)/titane(5 nm)	39
2.7	Étapes successives des procédés de photolithographie et de gravure par voie humide . . . . .	40
2.8	Polisseuse mécanique <i>STRUERS LaboPol-21</i> . . . . .	41
2.9	Dispositif de mesure 4 pointes et schéma explicatif . . . . .	42
2.10	Profilomètre <i>Tencor Alpha-Step 100</i> . . . . .	43
2.11	Relevés profilométriques de différentes épaisseurs . . . . .	43
2.12	Spectrophotomètre UV/Visible <i>Perkin Elmer Lambda 365</i> . . . . .	44
2.13	Microscope optique <i>Leica DM2500M</i> . . . . .	45
2.14	Analyseur de réseau <i>Keysight N5222A</i> . . . . .	45
2.15	Chambre anéchoïque centimétrique de l'IETR . . . . .	46
2.16	Principe de mesure en chambre anéchoïque . . . . .	46
2.17	Schéma et dimensions de l'antenne FM miniature réalisée . . . . .	47
2.18	Modèle ADS du transistor MESFET ATF-21100-GP1 . . . . .	48
2.19	Paramètres S du transistor en fonction de la fréquence (port 1 : grille-source; port 2 : drain-source) . . . . .	49
2.20	Paramètre de transmission $ S_{21} _{(dB)}$ en fonction de la fréquence. Résultat de simulation . . . . .	49

---

2.21	Antenne FM transparente avec en insert le détail du maillage observé par microscopie optique (éclairage épiscopique) . . . . .	50
2.22	Transparence optique de l'antenne FM et du substrat de verre nu. Résultats de mesure . . . . .	51
2.23	Comparaison du RSSI de l'antenne transparente active et d'un monopôle de référence. Résultats de mesure . . . . .	52
2.24	Comparaison du SNR de l'antenne transparente active et d'un monopôle de référence. Résultats de mesure . . . . .	52
2.25	Schéma et dimensions de l'antenne fente carrée . . . . .	53
2.26	Modèle de la diode varicap [19] . . . . .	54
2.27	Schéma et dimensions de la capacité équivalente . . . . .	54
2.28	Schéma final de l'antenne active . . . . .	55
2.29	Description de la matrice chaîne . . . . .	55
2.30	Détail de la fente rayonnante . . . . .	59
2.31	Module du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec <i>Matlab</i> . . . . .	61
2.32	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec CST . . . . .	62
2.33	Diagrammes de rayonnement en gain sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec CST . . . . .	63
2.34	Gain moyen en fonction de la tension de polarisation de la diode varicap. Résultat de simulation . . . . .	63
2.35	Photos des antennes de référence (opaque) et maillée (transparente) étudiées . . . . .	64
2.36	Transparence optique de deux éléments constitutifs de l'antenne transparente : ligne d'alimentation et plan de masse. Résultats de mesure . . . . .	65
2.37	Modules du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap : (a) antenne de référence (opaque) et (b) antenne maillée (transparente). Résultats de mesure . . . . .	66
2.38	Diagrammes de rayonnement des antennes (a-b) de référence (opaque) et (c-d) maillée (transparente). Résultats de mesure . . . . .	67
2.39	Gain en fonction de la tension de polarisation. Résultats de mesure . . . . .	67
3.1	Design global de l'antenne active . . . . .	72
3.2	Photographies des antennes transparentes maillées réalisées . . . . .	73
3.3	Mesures de la transparence optique des échantillons . . . . .	74
3.4	Module du coefficient de réflexion des différentes antennes en fonction de la fréquence sous différentes polarisations et évolution de la fréquence de résonance associée en fonction de la tension de polarisation . . . . .	75
3.5	Gain simulé et mesuré des différentes antennes en fonction de la tension de polarisation . . . . .	77
3.6	Évolution du gain des antennes en fonction de la tension de polarisation . . . . .	78

---

---

3.7	Comparaison de la transparence optique du verre Corning et de la silice dans le domaine UV/Visible/proche IR . . . . .	81
3.8	Design du patch à 60 GHz et de sa ligne d'alimentation à 50 $\Omega$ (dimensions en mm) . . . . .	82
3.9	Intégration de l'empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse (Patch 2) . . . . .	82
3.10	Module du coefficient de réflexion de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse). Résultats de simulation . . . . .	83
3.11	Gain de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de simulation . . . . .	84
3.12	Photos des antennes patch fonctionnant à 60 GHz . . . . .	84
3.13	Photo par microscopie optique de l'échantillon Patch 2 (éclairage épiscopique) . . . . .	85
3.14	Transparence optique expérimentale du plan de masse des antennes patch . . . . .	85
3.15	Amplitude du coefficient de réflexion de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse). Résultats de mesure . . . . .	86
3.16	Gain de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respectives. Résultats de mesure . . . . .	86
3.17	Réseau constitué de 4 x 2 patches fonctionnant à 60 GHz (dimensions en mm) . . . . .	87
3.18	Détail du maillage du plan de masse du Réseau 2 . . . . .	88
3.19	Module du coefficient du réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l'arborescence d'alimentation dans le plan de masse). Résultats de simulation . . . . .	89
3.20	Gain du réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l'arborescence d'alimentation dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de simulation . . . . .	89
3.21	Photos des réseaux 4 x 2 patches fonctionnant à 60 GHz . . . . .	90
3.22	Photo par microscopie optique d'un des patch constitutifs du Réseau 2 (éclairage épiscopique) . . . . .	90
3.23	Module du coefficient de réflexion suivant différentes valeurs de désalignement dans les deux directions de l'empreinte du réseau antennaire au sein du plan de masse (Réseau 2). Résultats de simulation . . . . .	91

---

3.24	Gain suivant différentes valeurs de désalignement dans les deux directions de l’empreinte du réseau antennaire au sein du plan de masse (Réseau 2). Résultats de simulation . . . . .	91
3.25	Transparence optique expérimentale du plan de masse des réseaux 4 x 2 patchs transparents . . . . .	92
3.26	Module du coefficient de réflexion du réseau 4 x 2 patchs de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse). Résultats de mesure . . . . .	92
3.27	Gain du réseau 4 x 2 patchs de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de mesure . . . . .	93
3.28	Diagrammes de rayonnement dans le plan H en fonction de la fréquence pour les 3 échantillons : réseau 4 x 2 patchs de référence (opaque), du Réseau 1 (transparent avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (transparent avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse). Résultats de mesure . . . . .	94
3.29	Réseau de 4 x 1 patchs fonctionnant à 60 GHz réalisé par J. Hautcoeur et al. [6] . . . . .	95
3.30	Diagramme de rayonnement du réseau 4 x 1 patchs de J. Hautcoeur et al. : antenne de référence (opaque) et transparente à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de mesure [6] . . . . .	96
4.1	Représentation de la maille élémentaire du matériau KTN . . . . .	100
4.2	Schéma de principe de la technique de dépôt par ablation laser pulsé (PLD) [4] . . . . .	101
4.3	Interactions laser-cible [4] . . . . .	101
4.4	Photographie du diffractomètre $D8_{Advance}$ (Brüker) . . . . .	103
4.5	Diagrammes de DRX en mode $\theta-2\theta$ des 2 films de $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposés sur saphir R . . . . .	103
4.6	Evolution des caractéristiques diélectriques ( $\epsilon_r$ ; $\tan \delta$ ) du $KTa_{0,5}Nb_{0,5}O_3$ déposé en couche mince sur substrat de saphir R, en fonction de la fréquence et du champ de polarisation (la flèche indique l’ordre successif des épaisseurs tel que précisé dans l’insert) [9] . . . . .	104
4.7	Matériel utilisé pour la gravure laser des couches minces de KTN . . . . .	105
4.8	Réalisation d’une marche par micro-gravure laser dans un film de KTN déposé sur substrat de saphir R . . . . .	106
4.9	Principe de chevauchement des tirs laser et profil de gravure associé . . . . .	107
4.10	Mesure de l’épaisseur d’un film de KTN (échelle 200 nm/division principale) . . . . .	107

4.11	Transparence optique des 2 films de KTN déposés sur substrat de saphir R. La transmittance du substrat de saphir nu poli 2 faces est tracée pour comparaison . . . . .	108
4.12	Extraction de la largeur de bande interdite $E_g$ du matériau KTN déposé en couche mince . . . . .	108
4.13	Géométrie de l'antenne étudiée (dimensions en mm) . . . . .	110
4.14	Impédance d'entrée de l'antenne entre 7 et 15 GHz. Résultats de simulation . . . . .	110
4.15	Antenne avec le matériau KTN localisé (dimensions en mm) . . . . .	112
4.16	Impédance d'entrée de l'antenne entre 7 et 15 GHz avec KTN localisé. Résultats de simulation . . . . .	112
4.17	Géométrie de l'antenne avec KTN localisé et sa capacité équivalente (dimensions en mm) . . . . .	113
4.18	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne. Résultats de simulation . . . . .	113
4.19	Diagrammes de rayonnement de l'antenne avec KTN localisé et capacité équivalente. Résultats de simulation . . . . .	114
4.20	Masques souples imprimés sur mylar . . . . .	115
4.21	(a-b) Photographies des antennes agiles à base du matériau ferroélectrique KTN et détail par microscopie optique du gap avec la localisation du film de KTN (éclairage diascopique) et (c-d) images MEB de la zone active avec le film de KTN . . . . .	116
4.22	Transparence optique expérimentale de l'antenne transparente à pas de maillage micrométrique imprimée sur saphir R et transparence optique du saphir nu . . . . .	117
4.23	Module du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne. Résultats de mesure . . . . .	118
4.24	Diagramme de rayonnement de l'antenne de référence (opaque) et de l'antenne maillée (transparente) à base de matériau KTN localisé ( $E_{bias} = 0$ kV/cm). Résultats de mesure . . . . .	119
4.25	Gain en fonction de la fréquence sous différentes tension de polarisation de l'antenne de référence (opaque) et de l'antenne maillée (transparente). Résultats de mesure . . . . .	119
4.26	Maille élémentaire du saphir monocristallin et axes cristallographiques associés [14] . . . . .	120
4.27	Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne de référence (opque) en tenant compte de l'anisotropie du substrat. Résultats de simulation . . . . .	121
4.28	Diagrammes de rayonnement de l'antenne de référence (opaque) à base de matériau KTN localisé ( $E_{bias} = 0$ kV/cm) et en tenant compte de l'anisotropie du substrat de saphir R. Résultats de simulation . . . . .	121
5.1	Principe de la transmission sans contact physique avec l'antenne . . . . .	125
5.2	Principe de l'absorption . . . . .	126
5.3	Principe de l'émission spontanée . . . . .	127
5.4	Principe de l'émission stimulée . . . . .	127

5.5	Principe de fonctionnement d'un laser . . . . .	127
5.6	Schema du laser bi-fréquence [3] . . . . .	128
5.7	Différence de fréquence des deux modes créés par le laser en fonction de la température [3] . . . . .	129
5.8	Antenne active simulée (dimensions en mm) . . . . .	129
5.9	Module du coefficient de réflexion de l'antenne. Résultat de simulation	130
5.10	Diagrammes de rayonnement de l'antenne à 1,3 GHz. Résultats de simulation . . . . .	131
5.11	Photos des antennes réalisées . . . . .	133
5.12	Transparence optique des antennes transparentes et substrat de verre nu. Résultat de simulation . . . . .	134
5.13	Design du support pour l'antenne (dimensions en mm) . . . . .	134
5.14	Module du coefficient de réflexion des antennes passives de référence (opaque) et maillée (transparente). Résultats de mesure . . . . .	135
5.15	Diagrammes de rayonnement des antennes passives de référence (opaque) et maillée (transparente) à leurs fréquences de fonctionnement respec- tives. Résultats de mesure . . . . .	135
5.16	Schéma de principe de la mesure de transmission opto-hyperfréquence	136
5.17	Photographie du dispositif de transmission optique/hyperfréquence .	136
5.18	Spectre en sortie de l'antenne de réception pour différentes puissances optiques. Résultat de mesure . . . . .	137
5.19	Puissance en sortie de l'antenne de réception en fonction de la puis- sance optique en entrée. Résultat de mesure . . . . .	138
5.20	Courant en sortie de la photodiode (calculé) en fonction de la puis- sance optique mesurée . . . . .	139
5.21	Schéma de principe d'une transmission de données via un système optique/hyperfréquence et spectre de la puissance à différents endroits de cette transmission . . . . .	141



# LISTE DES TABLEAUX

1.1	Récapitulatif des performances des matériaux transparents et conducteurs . . . . .	17
2.1	Conditions de dépôt . . . . .	36
2.2	Dimensions du maillage et caractéristiques théoriques associées . . . . .	65
3.1	Dimensions des maillages et caractéristiques théoriques associées . . . . .	73
3.2	Évolution de la fréquence de résonance sous tension de polarisation et agilité en fréquence associée . . . . .	76
3.3	Dimensions des maillages du patch simple et caractéristiques théoriques associées . . . . .	83
3.4	Dimensions des maillages du réseau 4 x 2 patchs et caractéristiques théoriques associées . . . . .	88
3.5	Dimensions des maillages du réseau 4 x 1 patchs de J. Hautcoeur et al. et caractéristiques théoriques associées [6] . . . . .	95
3.6	Résumé de l'étude de l'influence du maillage à 60 GHz. Résultats de mesure . . . . .	97
4.1	Paramètres de dépôt des films de KTN par PLD . . . . .	102
4.2	Paramètres de micro-gravure laser . . . . .	106
4.3	Résultats de simulation des antennes sans et avec KTN non localisé . . . . .	111
4.4	Résultats de simulation de l'antenne fente après localisation du matériau KTN . . . . .	111
4.5	Résultats de simulation de l'antenne fente avec localisation du matériau KTN et ajout d'une capacité équivalente . . . . .	114
4.6	Dimensions des maillages et caractéristiques associées . . . . .	115
4.7	Résultats de mesure des antennes fentes coplanaires de référence (opaque) et maillée (transparente) . . . . .	117



4.8	Résultats de rétro-simulation de l'antenne fente avec localisation du matériau KTN et en tenant compte de l'anisotropie du substrat de saphir R . . . . .	120
4.9	Résultats de simulation et expérimentaux de l'antenne fente coplanaire agile en fréquence maillée (transparente) et de référence (opaque) à base de matériau KTN localisé . . . . .	122
5.1	Dimensions des maillages des antennes transparentes et caractéristiques associées (dimensions et caractéristiques correspondant au masque de photolithographie) . . . . .	132

# BIBLIOGRAPHIE DE L'AUTEUR

## Revue internationale

**A. Martin**, X. Castel, O. Lafond, M. Himdi, *Optically transparent frequency-agile antenna for X-band applications*, 'Electronics Letters', vol. 51, no. 16, pp. 1231–1233, 2015.

**A. Martin**, X. Castel, M. Himdi, O. Lafond, *Mesh parameters influence on transparent and active antennas performance at microwaves*, 'American Institut of Physics' AIP Advances, vol. 7, no. 8, 085120, 2017.

**A. Martin**, C. Gautier, X. Castel, M. Himdi, *Transparent and miniature FM antenna in printed technology*, 'Internationnal Journal of Microwave and Wireless Technologies'. soumis le 30/06/2017.

## Conférences internationales

**A. Martin**, M. Himdi, O. Lafond, X. Castel, *Frequency agile antenna at 10 GHz with high optical transparency*, 'European Microwave Week' EuMW 2015, 7–10 Septembre 2015, Paris, France + acte de colloque associé (pp. 622–625). Communication orale

**A. Martin**, X. Castel, O. Lafond, M. Himdi, *Transparent and conducting mesh films for transparent antenna applications*, 'E-MRS 2016 Spring Meeting', 2–6 mai 2016, Lille, France. Communication orale

**A. Martin**, X. Castel, O. Lafond, M. Himdi, *Transparent and conducting films for active antennas at microwaves with low visual impact*, '6th Workshop NIMS-UR1-CNRS-SG', 27–28 octobre 2016, Fukuoka, Japon + acte de collocation associé (pp. 31). Communication orale.

**A. Martin**, X. Castel, M. Himdi, O. Lafond, *Influence of the mesh dimensions on optically transparent and active antennas at microwaves*, '21st International Symposium on Antennas and Propagation' ISAP 2016, 24 - 28 octobre 2016, Okinawa, Japon + acte de collocation associé (pp. 112–113). Communication orale

## Conférences nationales

**A. Martin**, X. Castel, O. Lafond, M. Himdi, *Elaboration de couches minces transparentes et conductrices pour applications antennaires à faible impact visuel*, Workshop 'Oxydes Conducteurs Transparents et X-Chromes' GDR OXYFUN, 15–16 octobre 2015, Poitiers, France + acte de colloque associé (pp. 28–29). Communication orale.

**A. Martin**, X. Castel, O. Lafond, M. Himdi, *Antennes optiquement transparentes et agiles en fréquence pour application en bande X*, '19èmes Journées Nationales Microondes' JNM 2015, 3–5 juin 2015, Bordeaux, France + acte de colloque associé (4 pages, B4P–K05). Communication par affiche.

**A. Martin**, C. Gautier, X. Castel, M. Himdi, *Antenne FM transparente et miniature en technologie imprimée*, '20èmes Journées Nationales Microondes' JNM 2017, 16–19 mai 2017, Saint-Malo, France + acte de colloque associé (4 pages. AP–P4). Communication par affiche.

# INTRODUCTION GÉNÉRALE

## Contexte de l'étude

Avec le développement de l'internet des objets et l'augmentation des applications sans fil, les antennes sont de plus en plus présentes au quotidien. Cependant, l'implantation de ces antennes est un challenge autant d'un point de vue technologique (intégration des antennes dans les dispositifs), que psychologique (acceptabilité des antennes par le grand public). Dans ce contexte, le développement d'antennes optiquement transparentes est pertinent car il permet non seulement l'implémentation sur de nouvelles surfaces (vitrages d'immeubles, vitrages de véhicules ...) afin d'améliorer la couverture réseau ou la réception du signal, mais promeut aussi leur acceptabilité par le grand public grâce à leur faible impact visuel. De plus, en augmentant les possibilités d'implantation, il est possible de diminuer les puissances d'émission en augmentant le nombre d'antennes. On peut imaginer par exemple le déploiement d'un réseaux WiFi dans les bâtiments avec une multiplicité d'antennes afin de diminuer la puissance émise par chacune d'entre elles. De plus, leur faible impact visuel autorise leur implémentation dans des sites historiques et protégés, pour lesquels les contraintes visuelles sont fortes. Ces antennes se positionnent comme une alternative aux antennes "camouflées" c'est à dire des antennes ressemblant à des éléments permettant de se fondre dans le paysage urbain tels que des cheminées, des éléments de paroi d'immeubles ou encore des arbres. Enfin, dans le domaine spatial, l'utilisation d'antennes transparentes en technologie imprimée est importante afin de diminuer leur masse en les positionnant directement à la surface des panneaux solaires.

Le contrôle et la versatilité de certaines caractéristiques de l'antenne sont aussi pertinents pour certaines applications. Par exemple, pour les antennes imprimées à la surface des panneaux solaires des satellites, il peut être utile de contrôler la direction du faisceau de l'antenne afin de compenser l'orientation du panneau solaire. Pour les antennes imprimées sur écrans de smartphones, avec l'augmentation du nombre

de standards et donc du nombre de bandes de fréquences, les antennes multibandes, ainsi que les antennes agiles en fréquence seraient un avantage majeur afin de limiter le nombre d'antennes implantées et ainsi gagner en compacité.

## Objectifs et contribution

Ces travaux s'inscrivent ainsi dans le contexte d'antennes optiquement transparentes et actives. Les paramètres majeurs à prendre en considération lors de leur conception sont :

- les pertes ohmiques dans la couche conductrice ;
- la transparence optique globale des antennes ;
- l'impact visuel de ces antennes.

Différentes solutions sont déjà proposées : l'utilisation d'oxydes transparents et conducteurs, de couches métalliques ultraminces, de structures multicouches, de grillages métalliques... Cependant, ces technologies sont peu performantes d'un point de vue optique et/ou hyperfréquences. Cette étude a donc pour objectif :

- de concevoir, fabriquer et mesurer des prototypes antennaires dont la résistance par carré reste inférieure à  $0,1 \Omega/\text{sq}$ , associée à une transparence optique supérieure à 70% et avec un faible impact visuel ;
- de contrôler à façon certaines caractéristiques de ces antennes (agilité en fréquence ...);
- de bénéficier de la transparence optique de ces antennes en développant des fonctionnalités innovantes.

Cette contribution fait suite aux travaux sur le maillage métallique à pas micrométrique pour applications antennaires de J. Hautcoeur. Cette étude avait permis le développement au laboratoire du matériau métallique maillé imprimé sur verre. Cependant cette étude s'était focalisée exclusivement sur les antennes passives et a des fréquences de fonctionnement de 850 MHz à 6 GHz. Il s'agit ici de poursuivre et développer cette étude dans le domaine des antennes actives et d'étendre son domaine spectral de la VHF jusqu'au millimétrique.

## Organisation du document

Ce mémoire s'articule en cinq parties :

- Dans un premier temps, un état de l'art sur les matériaux transparents et conducteurs est présenté en associant des composants ou matériaux contrôlables afin de rendre agiles les antennes transparentes sans pour autant dégrader leur impact visuel. Différents matériaux transparents et conducteurs sont décrits : les films métalliques ultraminces, les oxydes transparents et conducteurs, les structures multicouches, le graphène, les nanofils conducteurs, le grillage métallique, le matériau métallique maillé à pas micrométrique, ainsi que le micromaillage métallique. La comparaison des performances des différents matériaux est effectuée afin de sélectionner le plus performant pour nos

applications antennaires à faible impact visuel. Différentes familles de substrats transparents sont ensuite présentées : le verre commercial grand public, le verre électronique, les substrats monocristallins et les substrats organiques. Enfin, différentes technologies permettant d'assurer la reconfigurabilité des antennes transparentes sans dégrader leur impact visuel sont proposées. Citons les composants actifs de dimensions sub-millimétriques tels que les diodes Beam Lead et les transistors non packagés, les composants transparents tels que les transistors en couches minces et pour finir les MEMS et les NEMS. Les solutions à base de matériaux agiles sont ensuite présentées tels que les matériaux piezo-électriques, pyroélectriques, ferroélectriques, les photoconducteurs et les matériaux à changement de phase et à transition de phase.

- Le deuxième chapitre présente les performances de prototypes d'antennes transparentes actives utilisant des composants localisés de faibles dimensions. Le premier prototype d'antenne monopôle méandree miniature en bande FM utilisant un transistor MESFET non packagé de dimensions sub-millimétriques est conçu, réalisé et mesuré. Un deuxième prototype d'antenne agile en fréquence en bande X basé sur l'emploi d'une diode varicap de dimensions sub-millimétriques est ensuite étudié.
- Le troisième chapitre concerne l'étude de l'influence du maillage à pas métallique micrométrique sur les caractéristiques des antennes fonctionnant en bande X ( $\sim 10$  GHz) et V ( $\sim 60$  GHz). Il permet, en complément du chapitre précédent, de déterminer certaines règles dans la conception du matériau métallique maillé.
- Dans le quatrième chapitre est développé une antenne agile en fréquence en bande X totalement transparente, basée sur l'utilisation d'un matériau ferroélectrique en couche mince. L'utilisation du substrat de saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$  monocristallin) participe de plus à la miniaturisation du dispositif, facilitant encore son intégration.
- Le dernier chapitre présente un prototype d'antenne transparente activée optiquement promouvant la transparence optique de l'antenne dans son fonctionnement. Une transmission optique/hyperfréquence en infrarouge/UHF est développée en faisant interagir un faisceau laser avec une photodiode au travers de l'antenne. Cette transmission permet entre autres de s'affranchir de la connectique hyperfréquence au niveau de l'antenne d'émission.



## CHAPITRE

# 1

# ÉTAT DE L'ART : ANTENNES OPTIQUEMENT TRANSPARENTES ET ANTENNES ACTIVES

La réalisation d'antennes planaires transparentes nécessite l'utilisation de matériaux à la fois optiquement transparents dans le domaine du visible et présentant également une conductivité électrique élevée. Il existe actuellement de nombreux travaux sur ces matériaux du fait de leurs multiples applications [1], notamment comme électrodes transparentes pour les panneaux photovoltaïques ou les écrans tactiles. Dans un premier temps, une description des différents matériaux transparents et conducteurs sera réalisée, puis seront présentés les substrats transparents utilisables pour la réalisation des antennes. La deuxième partie de l'état de l'art concernera différents moyens pour rendre actives les antennes tout en conservant un bon niveau de transparence optique.

## 1.1 Matériaux transparents et conducteurs

Ces matériaux sont identifiés par deux caractéristiques principales : leur transparence optique  $T$  et leur résistance par carré  $R_s$ . La transparence optique est définie comme le rapport entre l'intensité lumineuse  $I$  en sortie du matériau, divisée par l'intensité lumineuse incidente  $I_0$ . La transparence optique, généralement exprimée en %, dépend de la longueur d'onde de la lumière incidente. Nous discuterons principalement de la transparence optique dans le domaine du visible c'est à dire dans la gamme de longueurs d'onde 400 nm - 800 nm. La résistance par carré est, quant à elle, définie comme la résistance ohmique d'un matériau d'épaisseur  $e$  déposé sur



une surface carrée :

$$R_s = \frac{\rho}{e} \quad (1.1)$$

avec  $\rho$  la résistivité du matériau (en  $\Omega.m$ ) et  $e$  l'épaisseur de la couche mince (en m). Ainsi, la résistance ohmique d'une ligne de longueur  $l$  et de largeur  $w$  (FIGURE 1.1) peut se mettre sous la forme :

$$R = \rho \frac{l}{w \times e} = R_s \times \frac{l}{w} \quad (1.2)$$

où  $l/w$  correspond au nombre de carrés constitutifs de la ligne.

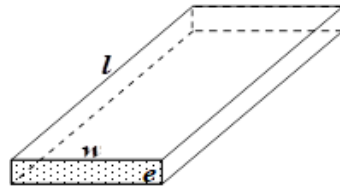


FIGURE 1.1 – Ligne résistive

A partir de ces caractéristiques, il est possible de définir un facteur de mérite  $FoM$  des matériaux transparents et conducteurs [1] :

$$FoM = \frac{\sigma_{DC}}{\sigma_{op}} = \frac{Z_0}{2R_s} \times \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{T}} - 1} \quad (1.3)$$

avec  $Z_0 = 377 \Omega$  l'impédance du vide,  $\sigma_{DC}$  la conductivité électrique en régime continu et  $\sigma_{op}$  la conductivité optique.

### 1.1.1 Film ultramince métallique

Le matériau transparent et conducteur le plus simple est la couche métallique ultramince. En effet, en déposant une couche suffisamment fine (quelques nm à quelques dizaines de nm) d'un matériau métallique, il est possible d'obtenir un film transparent et conducteur. Une résistance par carré de  $70 \Omega/sq$  avec une transparence optique de 40% ont été obtenues avec des films de nickel de 10 nm d'épaisseur, soit un facteur de mérite égale à 5 [2]. Des couches de plus faibles épaisseurs ont été déposées (3,5 nm) dotées d'une transparence optique plus élevée (80%) mais au détriment de la résistance par carré ( $286 \Omega/sq$ ) ce qui fourni un facteur de mérite égale à 6. Il est compliqué d'obtenir des facteurs de mérite plus importants en raison de la forte absorption des métaux dans le domaine du visible. L'épaisseur ne peut donc être que faiblement augmentée pour diminuer la résistance par carré.

En plus de leur faible facteur de mérite, leur faible tenue dans le temps (fragilité mécanique et/ou oxydation) limite leur utilisation seule et ils sont généralement associés à d'autres matériaux afin de les protéger. De plus, pour des applications hyperfréquences, un autre phénomène problématique apparaît avec ces matériaux : les pertes par effet de peau. Lorsqu'un conducteur est parcouru par un courant alternatif, la densité de courant décroît dans l'épaisseur du matériau. Cela a pour effet de

localiser le courant à la surface du conducteur. Lorsque le conducteur possède une section plus faible que la section utile (à une fréquence donnée), cela a pour conséquence d'augmenter les pertes par effet joules. Cette profondeur utile est caractérisée par la profondeur de peau  $\delta$  donnée par la formule :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma \mu_0}} \quad (1.4)$$

avec  $f$  la fréquence d'utilisation,  $\sigma$  la conductivité du matériau et  $\mu$  la perméabilité du vide. Par exemple, pour l'argent (métal possédant la conductivité électrique la plus élevée [3]  $\sigma = 6,1 \times 10^7$  S/m et  $\mu_0 = \mu_0 = 4\pi 10^{-7}$  H/m) à 10 GHz, la profondeur de peau est égale à  $0,64 \mu\text{m}$ . La décroissance de la densité de courant dans le matériau étant exponentielle, une épaisseur de métallisation de  $3 \times \delta$  est suffisante pour s'affranchir des pertes par effet de peau. Il est ainsi évident que les films ultraminces métalliques sont peu adaptés pour les applications hyperfréquences.

### 1.1.2 Oxydes transparents et conducteurs (OTC)

Les matériaux transparents et conducteurs les plus utilisés actuellement appartiennent à la famille des oxydes transparents et conducteurs (OTC). Ces matériaux ont la particularité d'allier conductivité électrique et transparence optique. K. Bakker publia le premier document relatif aux oxydes transparents et conducteurs en 1907 [4]. Afin d'être transparent dans le domaine du visible (400-800 nm), la largeur de bande interdite du matériau (band gap) doit rester supérieure à 3.2 eV pour éviter l'absorption des photons du visible. Pour ce faire, des oxydes dotés d'une large bande interdite sont rendus conducteurs par le dopage et par la création de lacunes d'oxygène [5]. L'OTC le plus connu est l'ITO (oxyde d'indium dopé étain,  $\text{In}_2\text{O}_3$  :Sn).

De nombreuses problématiques sont apparues avec ces matériaux : environnementales et géopolitiques à cause de l'utilisation de matériaux peu disponibles comme l'indium (résolues en partie avec l'utilisation d'un autre matériau alternatif tel que ZnO (oxyde de zinc) ou AZO (oxyde de zinc dopé aluminium)), mais aussi techniques du fait de leur relative faible conductivité électrique. En effet, comparativement à un matériau métallique classique tel que le cuivre (de conductivité électrique  $5,9 \times 10^7$  S.m<sup>-1</sup>[3]), celle de l'ITO se situe à  $1 \times 10^5$  S.m<sup>-1</sup> pour des couches d'épaisseur  $1 \mu\text{m}$  et de transparence optique égale à 80% [6]. Le facteur de mérite de ces couches est proche de 160 ce qui est plus important que celui des films métalliques ultraminces. Cependant les pertes ohmiques restent relativement importantes pour une utilisation de ces matériaux dans la conception d'antennes optiquement transparentes et efficaces. La FIGURE 1.2 présente l'évolution de la résistivité des principaux OTC de 1970 à 2010 [7].

Un autre inconvénient des OTC est l'apparition de franges d'interférences qui rend la transparence optique non constante et colore la couche déposée. La FIGURE 1.3 présente un exemple de courbe de transparence optique d'un OTC en fonction de la longueur d'onde [8].

Une antenne reflectarray transparente fonctionnant à 24 GHz a été conçue par C. Kocia et al. [9] (FIGURE 1.4) à partir d'une couche mince d'ITO d'épaisseur

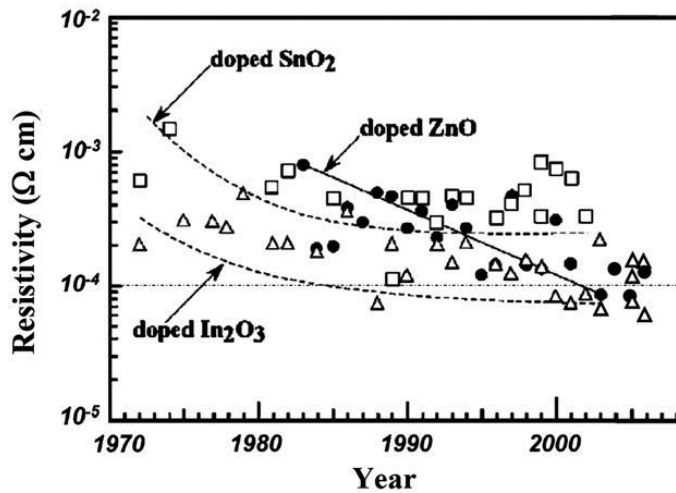


FIGURE 1.2 – Evolution de la résistivité des principaux OTC de 1970 à 2010, selon [7]  
 $\Delta$  : ITO -  $\square$  :  $\text{SnO}_2$  -  $\bullet$  :  $\text{ZnO}$

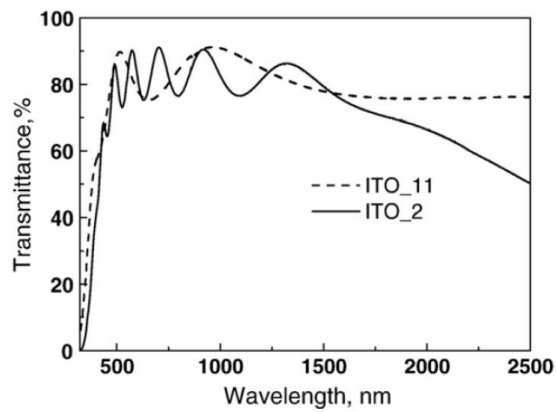


FIGURE 1.3 – Comparaison de la transparence optique de deux couches d'ITO d'épaisseurs différentes : ITO\_11 d'une épaisseur de 252 nm et ITO\_2 d'une épaisseur de 748 nm [8]

$1\ \mu\text{m}$  déposée sur un substrat de quartz. Une résistance par carré de  $8\ \Omega/\text{sq}$  a été obtenue. Un gain de 22 dBi est mesuré pour une antenne de diamètre  $6,6\lambda$ . Le gain maximal que l'on pourrait obtenir théoriquement avec une antenne d'une telle surface ( $45,6\ \text{cm}^2$ ) est de 26,3 dBi, ce qui démontre que l'utilisation de la couche mince d'ITO induit 4 dB de pertes.

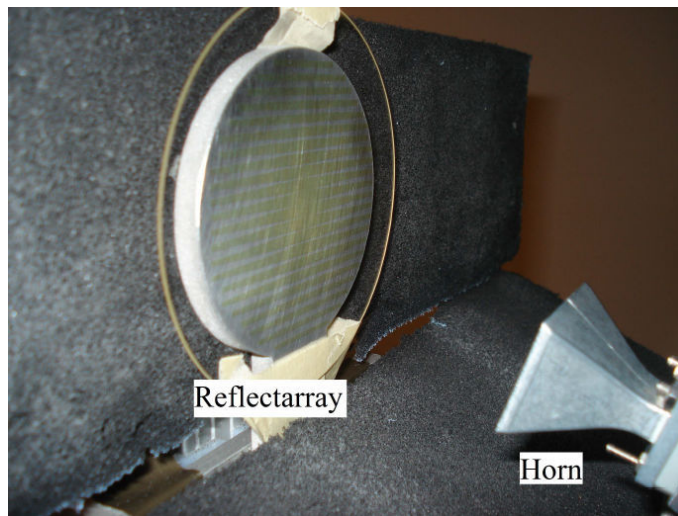


FIGURE 1.4 – Antenne reflectarray en ITO fonctionnant à 24 GHz [9]

### 1.1.3 Matériaux multicouches OTC/Métal/OTC

Afin de diminuer la résistance ohmique des couches à base d'OTC, il est possible d'insérer une couche de métal ultrafine entre deux couches d'OTC. Un schéma de multicouches est présenté FIGURE 1.5. Il est possible de calculer la résistance par carré globale  $R_{s\_multi}$  par l'association de couches en parallèle [10] :

$$\frac{1}{R_{s\_multi}} = \frac{1}{R_{s\_OTC}} + \frac{1}{R_{s\_metal}} + \frac{1}{R_{s\_OTC}} \quad (1.5)$$

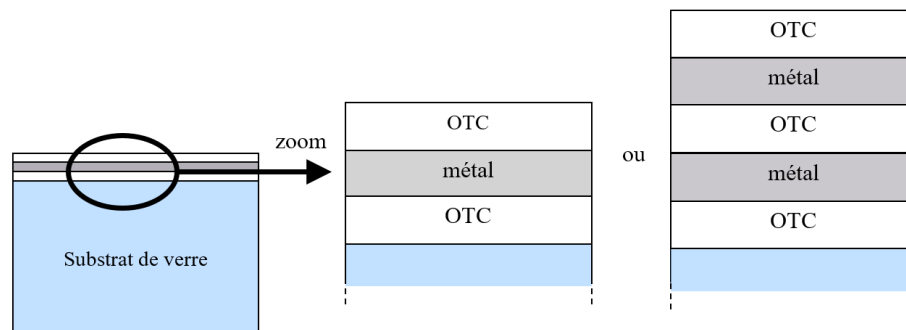


FIGURE 1.5 – Structures multicouches déposées sur substrat de verre

Une valeur de  $1,2 \Omega/\text{sq}$  avec une transparence optique de 82% a été atteinte avec un double multicouche ICO/Ag/ICO/Ag/ICO (ICO =  $\text{In}_2\text{O}_3 : \text{Ce}$ ) [11] soit un facteur de mérite égal à 1500. Ce type de structure est déjà commercialisé. L'AgHT par exemple [12] est à base de multicouches d'argent et d'ITO déposés sur un substrat de polyester (PE). Il est décliné en deux produits : AgHT-4 (de résistance par carré  $4 \Omega/\text{sq}$  et de transparence optique 75%) et AgHT-8 (de résistance par carré  $8 \Omega/\text{sq}$  et de transparence optique 82%) qui ont des facteurs de mérite respectifs égaux à 304 et 226. Ce matériau, déposé sur substrat polymère souple, facilite sa mise en œuvre

et la découpe de l'échantillon. Cependant, sa transparence optique n'est toujours pas constante dans le domaine du visible (FIGURE 1.6).

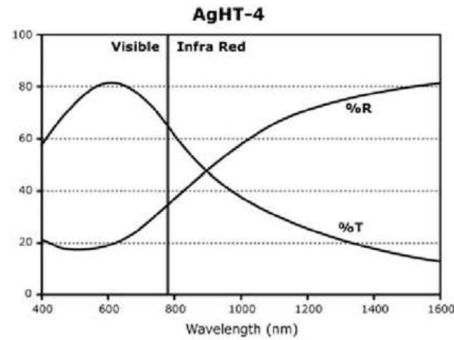


FIGURE 1.6 – Courbes de transmission et de réflexion optique en fonction de la longueur d'onde pour AgHT-4 [12]

Une antenne transparente et flexible ultra large bande fabriquée à partir du multicouche IZTO/Ag/IZTO (IZTO = oxyde d'indium dopé étain et zinc) a été développée par Hong et al. [13] (FIGURE 1.7). Une transparence optique de 86% ainsi qu'une résistance par carré de  $5 \Omega/\text{sq}$  sont obtenues, soit un facteur de mérite de 481. Un gain de 0,7 dBi a été mesuré à 6,5 GHz, correspondant à une efficacité de rayonnement de 40% (contre 80% pour l'antenne opaque métallique de référence).



FIGURE 1.7 – Antenne ultra large bande en multicouche IZTO/Ag/IZTO fonctionnant à 6,5 GHz [13]

### 1.1.4 Graphène

Un matériau récemment utilisé pour les applications hyperfréquences est le graphène. C'est une allotropique du carbone à 2 dimensions, d'épaisseur égale à 0,34 nm (espacement intercouche du graphite) [14]. La transparence optique et la résistance

par carré dépendent directement du nombre  $n$  de monocouches atomiques de graphène :

$$R_s = \frac{62,4}{n} \quad (1.6)$$

$$T(\%) = 100 - 2,3 \times n \quad (1.7)$$

On peut ainsi déterminer le facteur de mérite :

$$FoM = \frac{Z_0 n}{128,4} \times \frac{\sqrt{1 - 0,023 \times n}}{1 - \sqrt{1 - 0,023 \times n}} \quad (1.8)$$

Une transparence optique de 97% et une résistance par carré de  $60 \Omega/\text{sq}$  ont été mesurées pour une monocouche [14], soit un facteur de mérite égal à 204 (250 en utilisant la formule théorique 1.8). Les principales applications concernent l'électronique flexible et l'optoélectronique. Le faible facteur de mérite fait que les OTC et les multicouches lui sont préférés pour les applications de type panneaux solaires et antennes rigides. De plus, le problème de pertes liées à l'effet de peau se retrouve ici pour nos applications en hyperfréquences. Cependant, ce matériau peut être utilisé à très hautes fréquences. Des antennes en graphène ont par exemple été réalisées dans le domaine des térahertz [15]. En effet, à ces fréquences, la valeur de l'épaisseur de peau est nettement plus faible (par exemple, pour le cuivre à 1 THz,  $\delta = 65 \text{ nm}$ ).

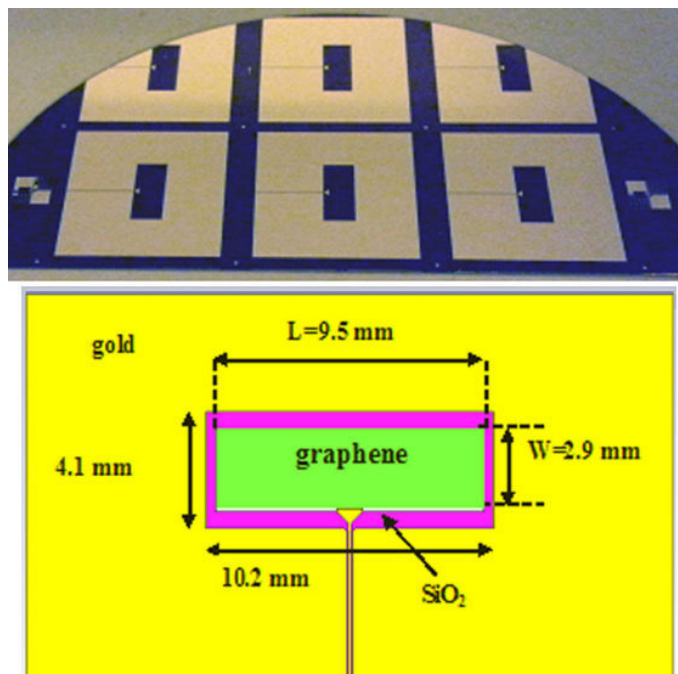


FIGURE 1.8 – Antenne fente en graphène fonctionnant à 10 GHz [16]

De nombreuses antennes sont simulées en utilisant la formule analytique de la résistance par carré 1.6 [17–19] mais très peu sont réalisées. Citons néanmoins les travaux de Dragoman et al. [16] qui ont réalisé une antenne fente en bande X (10 GHz) en graphène (FIGURE 1.8) mais présentant un gain très faible (-6 dBi) en raison de la présence des pertes ohmiques et des pertes par effet de peau à cette fréquence.

### 1.1.5 Nanofils conducteurs

Il existe deux types de nanofils conducteurs : les nanofils métalliques et les nanotubes de carbone. Les nanofils métalliques (fils métalliques de diamètre nanométrique) préparés en solution (solvant organique) sont déposés sur un substrat par différentes techniques (“rod coating”, “spray”, “spin coating”, “drop coating”...). Le compromis transparence optique/résistance par carré est contrôlé par la densité de nanofils en solution. Ainsi, des transparences optiques de 85% et des résistances par carré de  $13\Omega/\text{sq}$  ont été obtenues [20], soit un facteur de mérite égale à 171. Un facteur de mérite plus important ( $FoM = 1083$ ) a été obtenu par Lagrange et al.[21] en optimisant les différents paramètres lors du dépôt de la couche mince de nanofils (température et vitesse de recuit, densité et dimension des nanofils). Une transparence optique de 89% et une résistance par carré de  $2,9\Omega/\text{sq}$  ont été mesurées. En plus de leur fort facteur de mérite et de leur simplicité de mise en forme, il est possible d'utiliser ces matériaux pour des applications flexibles [22] comme représenté sur la FIGURE 1.9 avec la réalisation d'une antenne transparente fonctionnant à 2,3GHz.



FIGURE 1.9 – Antenne transparente en nanofils d'argent imprimée sur substrat flexible [22]

Concernant les nanotubes de carbone, une résistance par carré  $R_s = 160\Omega/\text{sq}$  et une transparence optique  $T = 87\%$  ont été mesurées sur un film de 40 nm d'épaisseur déposé sur substrat de polyester [23, 24] soit un facteur de mérite  $FoM = 16$ , nettement inférieur à celui obtenu avec les nanofils d'argent.

### 1.1.6 Grillage métallique

Cette technologie est très utilisée pour imprimer des antennes à la surface des panneaux solaires [25]. L'objectif est d'avoir une antenne efficace (résistance par carré faible) et globalement transparente c'est à dire qui laisse passer la majorité des ondes lumineuses pour éclairer la surface du panneau solaire. Le faible impact visuel n'est donc pas ici le critère le plus important. Ces antennes grillagées sont plutôt présentées comme des “see-through antennas” que des “transparent antennas”. Ainsi

un grillage métallique (argent, cuivre ...) de forte épaisseur est utilisé afin d'allier l'excellente conductivité du métal avec la transparence optique globale du grillage. Les principales applications sont satellitaires [26, 27], ce qui permet de minimiser la consommation énergétique grâce aux faibles pertes métalliques ( $R_s < 0.05 \Omega/\text{sq}$ ) tout en associant une excellente transparence optique ( $T > 95\%$ ). Un facteur de mérite de 145 000 est obtenu. Cependant, le grillage est visible à l'œil nu (FIGURE 1.10) en raison de la largeur des rubans métalliques utilisés (quelques millimètres) comme il est possible de l'observer sur la FIGURE 1.10 [28].

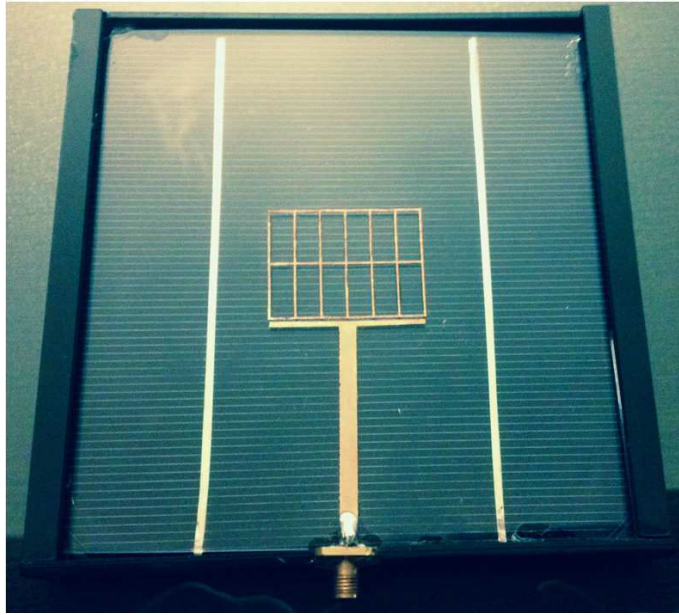


FIGURE 1.10 – Antenne patch grillagée imprimée sur un panneau photovoltaïque [28]

### 1.1.7 Matériau à maillage métallique à pas micrométrique

La finalité de ce matériau spécifiquement développé à l'IETR est de reprendre le principe du grillage métallique en le rendant invisible à l'œil nu [29]. Pour ce faire, la largeur des lignes  $s$  ainsi que le pas du maillage  $p$  sont réduits (maillage à pas micrométrique) afin que l'œil humain ne puisse plus distinguer le maillage (FIGURE 1.11). Les performances de l'œil humain sont utilisées afin de définir les valeurs maximales des paramètres du maillage métallique. Si l'angle sous lequel sont observés deux points est inférieur à  $\theta_{min} = 4,9 \times 10^{-4}$  rad [30], l'œil n'est plus capable de discriminer ces deux points (FIGURE 1.12). Ainsi, la distance  $p$  séparant deux points doit rester inférieure à :

$$p_{min} = d \times \tan \theta_{min} \approx d \times \theta_{min} \quad (1.9)$$

avec  $d$  la distance d'observation entre l'œil et les deux points. Cette distance minimale dépend donc directement de l'application industrielle visée. Pour des antennes de stations de base par exemple, la distance est très importante (plusieurs dizaines



de mètres). Pour des antennes qui seraient imprimées sur des écrans de smartphones ou sur des vitrages de bâtiments ou de véhicules, cette distance est nettement plus faible. Dans ce dernier cas, on utilisera comme distance minimale la valeur du *punctum proximum*, c'est à dire la distance minimale de vision distincte. Cette distance est égale à 25 cm pour l'œil humain. On obtient ainsi un pas de maillage minimal de  $120 \mu\text{m}$ .

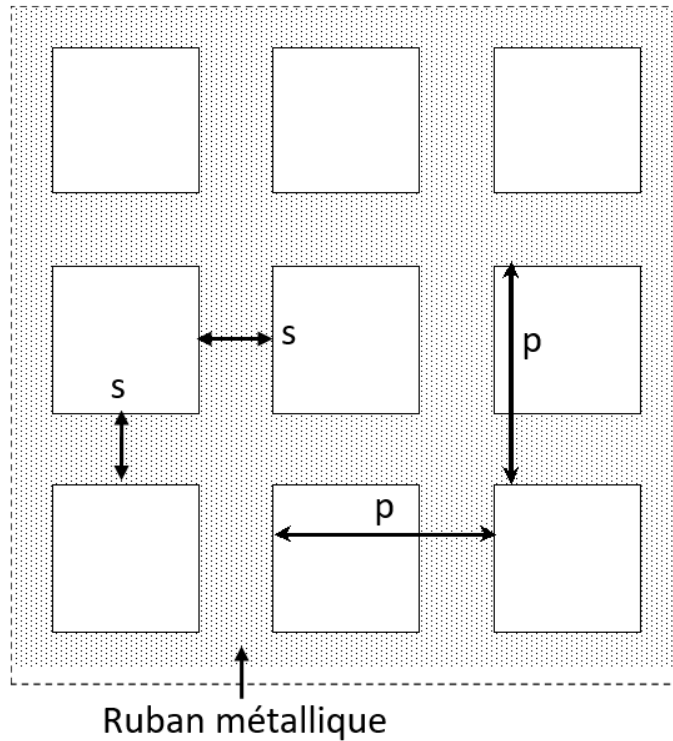


FIGURE 1.11 – Schéma de principe du matériau métallique maillé [29]

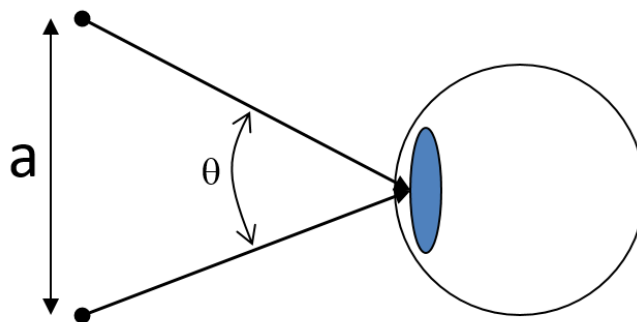


FIGURE 1.12 – Schéma de principe de la discrimination de deux objets observés à l'œil nu

A partir des paramètres du maillage, il est possible de calculer la transparence optique  $T$  et la résistance par carré  $R'_s$  du maillage métallique [29] :

$$T = \left( \frac{p - s}{p} \right)^2 \quad (1.10)$$

$$R'_s = \frac{p}{s} \times R_s = \frac{p}{s} \times \frac{\rho}{e} \quad (1.11)$$

avec  $R_s$  la résistance par carré du film mince métallique continu (avant le processus de maillage),  $\rho$  la résistivité du métal utilisé et  $e$  l'épaisseur du film métallique. Il est ainsi possible de calculer le facteur de mérite associé :

$$FoM = \frac{Z_0 \times e}{2\rho} \times \frac{p - s}{p} \quad (1.12)$$

Un avantage de cette solution est sa transparence optique constante, quelle que soit la longueur d'onde du domaine du visible et ce, à la différence des OTC et multicouches. La FIGURE 1.13 présente des exemples de transparence optique de couches minces métallique à maillage micrométrique et la comparaison avec celle d'un multicouche ITO/Ag/ITO [31].

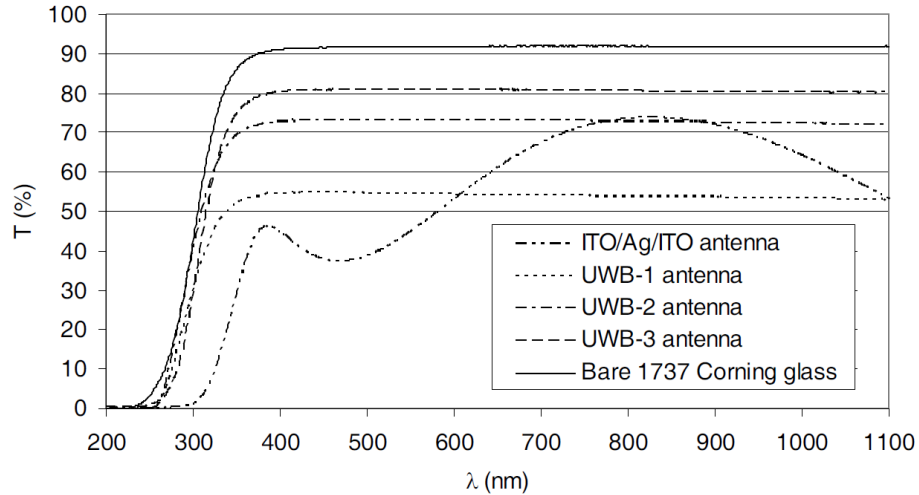


FIGURE 1.13 – Transparence optique de 3 couches minces maillées (de même largeur de ruban  $20 \mu\text{m}$  et de pas respectifs 100, 200 et  $300 \mu\text{m}$ ) comparés au substrat nu et à un multicouche ITO/Ag/ITO [31]

Différents types de maillages ont été étudiés à différentes fréquences (865 MHz [32], 2 GHz [33, 34], 6 GHz [31], 24 GHz [35], 60 GHz [36]). Le facteur de mérite de ce matériau est compris entre 7 900 (prototype réalisé à 60 GHz avec  $T = 90\%$  et  $R_s = 0,44 \Omega/\text{sq}$ , la relative faible valeur du facteur de mérite venant de la faible épaisseur de métal nécessaire afin de s'affranchir des pertes par effet de peau) et 77 000 (prototype large bande allant de 2 GHz à 6 GHz avec  $T = 81\%$  et  $R_s = 0,022 \Omega/\text{sq}$  [31]).

Une étude hyperfréquence comparant directement les performances de ce matériau à celles d'un matériau multicouche ITO/Cu/ITO a été réalisée par J. Hautcour et al. [31] (FIGURE 1.14). Le matériau multicouche présente une transparence optique d'environ 60% et une résistance par carré de  $5 \Omega/\text{sq}$ , soit un facteur de mérite égale à 130. Le matériau maillé possède quant à lui un facteur de mérite de 77 000. La différence de gain entre les deux antennes est d'environ 2 dB entre 3 GHz et 6 GHz (FIGURE 1.15).

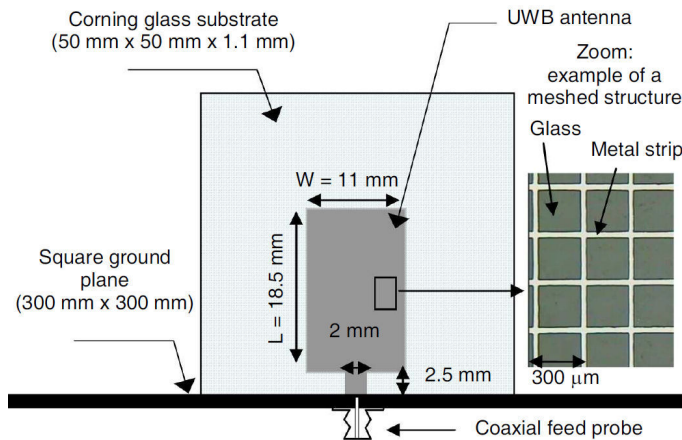


FIGURE 1.14 – Monopole large bande réalisé en structure multicouche et en couche mince maillée à pas micrométrique [31]

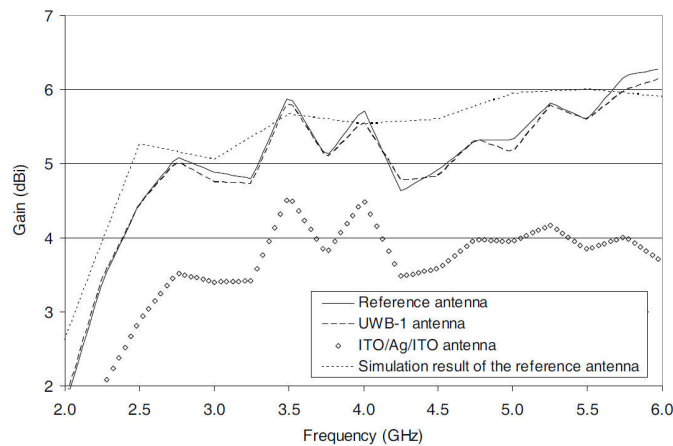


FIGURE 1.15 – Comparaison des gains de l'antenne multicouche et de l'antenne maillée à pas micrométrique [31]

### 1.1.8 Micromaillage métallique

Un nouveau matériau a été récemment développé pour des dispositifs hyperfréquences transparents [37, 38]. Un micromaillage métallique est généré par auto-assemblage de nanoparticules d'argent (FIGURE 1.16). Ce matériau de  $5 \mu\text{m}$  d'épaisseur imprimé sur substrat de PET (polyéthylène téréphtalate) de  $120 \mu\text{m}$  d'épaisseur se caractérise par une résistance par carré de  $0,7 \Omega/\text{sq}$  et une transparence optique de 75% dans le domaine du visible [39], soit un facteur de mérite égale à 1740.

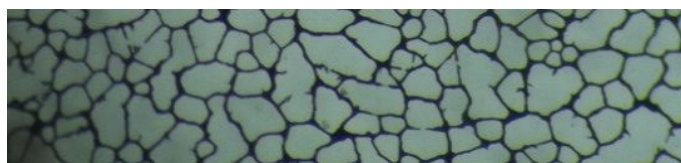


FIGURE 1.16 – Micromaillage métallique imprimé sur substrat de PET et généré par auto-assemblage de nanoparticules d'argent. Grossissement  $\times 200$  [38]

### 1.1.9 Bilan sur les matériaux transparents et conducteurs

Le TABLEAU 1.1 récapitule les différents matériaux transparents et conducteurs présents dans la littérature avec leurs facteurs de mérite respectifs. Au vu des facteurs de mérite, et pour des applications à faible impact visuel, nous avons privilégié les couches minces maillées à pas micrométrique pour développer les antennes transparentes actives réalisées tout au long de cette thèse.

<i>Matériaux</i>	<i>Résistance par carré (<math>\Omega/\text{sq}</math>)</i>	<i>Transparence optique (%)</i>	<i>Facteur de mérite</i>
<i>Film ultramine</i>	50 à 300	40 à 80	5 à 6
OTC	10	80	160
Multicouche	1 à 8	75 à 80	220 à 1 500
Graphène	60	97	200
Nanofils	3 à 10	80 à 90	170 à 1 100
Grillage	0,05	95	145 000
Maillage à pas micrométrique	0,015 à 0,5	70 à 90	7 000 à 70 000
Micromaillage	0,7	75	1 700

TABLEAU 1.1 – Récapitulatif des performances des matériaux transparents et conducteurs

La FIGURE 1.17 issue de [20] permet de situer les performances du matériau développé à l'IETR par rapport à l'état de l'art international.

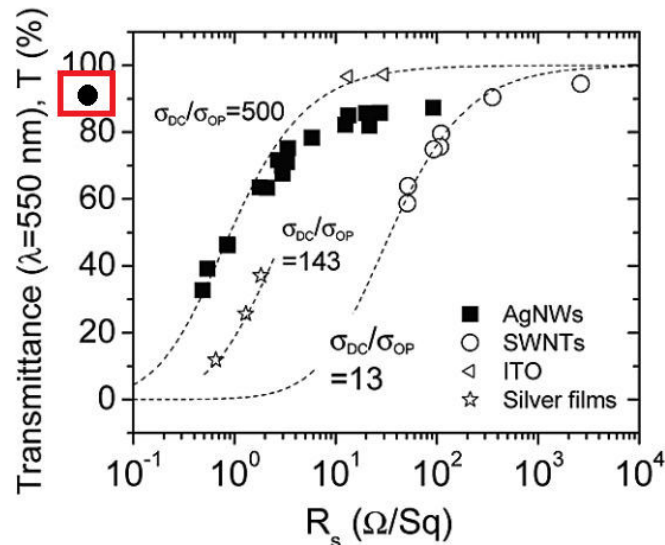


FIGURE 1.17 – Evolution conjointe de la transmittance optique (à  $\lambda = 550$  nm) et de la résistance par carré de films minces de nanofils d'argent (AgNWs), d'ITO, d'argent ultramine et de nanotubes de carbone monofeuillets (SWNTs) [20]. ● : Positionnement du matériau métallique maillé à pas micrométrique ( $\sigma_{DC}/\sigma_{op}$  étant le facteur de mérite)

## 1.2 Substrats

Dans cette partie sont présentés les différents substrats utilisables pour la réalisation d'antennes optiquement transparentes. Les principales caractéristiques prises en considération sont la transparence optique qui doit être élevée dans le domaine du visible, la permittivité diélectrique  $\epsilon_r$  - faible pour des antennes efficaces ou élevée pour des antennes miniatures - et la tangente de l'angle de pertes  $\tan \delta$  (lié aux pertes diélectriques) qui doit être la plus faible possible (typiquement inférieur à  $10^{-2}$  à la fréquence de travail).

### 1.2.1 Verre sodocalcique

Le verre sodocalcique ou verre de vitre est un verre standard, bas coût et accessible rapidement dans une large gamme de dimensions et d'épaisseurs. La transparence optique reste élevée et constante dans le domaine du visible (92% [40]). L'obtention d'une valeur différente de 100% provient de la réflexion de la lumière aux interfaces air/verre. En effet, l'indice du verre ( $n_{verre} \approx 1,5$ ) étant différent de celui de l'air ( $n_{air} = 1$ ), une partie de la lumière est réfléchi sur chaque interface. Il est possible de déterminer le coefficient de réflexion à une interface :

$$R = \frac{(n_{air} - n_{verre})^2}{(n_{air} + n_{verre})^2} \quad (1.13)$$

ainsi que le coefficient de transmission total (ou transparence optique) :

$$T = (1 - R)^2 \quad (1.14)$$

Le coefficient de réflexion peut néanmoins être réduit en déposant une couche anti-reflet sur chaque face du verre. D'un point de vue hyperfréquence, la permittivité diélectrique est voisine de 7. Cependant, cette caractéristique est variable d'un lot à un autre, ce qui est un inconvénient majeur pour les applications hyperfréquences. De plus, la tangente de pertes est assez élevée ( $\tan \delta \approx 3 \times 10^{-2}$  à  $\sim 10$  GHz), ce qui induira des pertes diélectriques importantes surtout en hautes fréquences faisant chuter drastiquement l'efficacité des antennes imprimées sur ce type de substrat.

### 1.2.2 Verres électroniques

Les verres électroniques tels que le verre Corning ou bien la silice (ou quartz amorphe) présentent des propriétés optiques (transparence optique ...) similaires à celles du verre sodocalcique. Cependant leurs caractéristiques diélectriques sont maîtrisées. La permittivité peut varier de 3,8 à 7 à 10 GHz suivant la référence, et les tangentes de pertes peuvent atteindre  $1 \times 10^{-3}$  [41], voir  $10^{-4}$  pour la silice. Cependant, toutes les dimensions ne sont pas disponibles, le choix de l'épaisseur est limité et leur coût est nettement plus important comparativement à celui du verre sodocalcique. Il est à noter que pour des dispositifs actifs, la création de trous métallisés (vias) dans ces matériaux peut être complexe du fait de leur fragilité. De même, les couches déposées nécessitent souvent une couche d'accrochage (titane, chrome ...) afin d'assurer leur adhérence à la surface du substrat.

### 1.2.3 Substrats monocristallins

Les substrats monocristallins tels que le Saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) ou l'oxyde de magnésium MgO présentent des caractéristiques optiques et hyperfréquences performantes. Ils sont constitués d'un monocristal, à la différence des matériaux polycristallins constitués d'une multitude de grains orientés aléatoirement ou des matériaux amorphes n'ayant aucune structure cristalline (cas des verres présentés précédemment). Ces matériaux sont souvent utilisés comme substrat pour la croissance de couches minces aux caractéristiques spécifiques [42] (croissance épitaxiée, croissance de matériaux ferroélectriques, OTC ...). L'absence de joint de grain permet notamment d'atteindre des pertes diélectriques très faibles ( $\tan \delta = 1,6 \times 10^{-5}$  pour MgO à 10 GHz [43] avec  $\epsilon_r = 10$ ). Ces substrats ont cependant quelques inconvénients. Tout d'abord, leur coût est plus important que celui des verres précédemment cités. Ensuite, du fait de l'arrangement spécifique des atomes, certains substrats tels que le saphir peuvent présenter une anisotropie, c'est à dire que leurs caractéristiques, notamment diélectriques, diffèrent suivant la direction de l'espace :  $\epsilon_{\perp} = 9,4$  ;  $\epsilon_{//} = 11,6$  et  $\tan \delta = 10^{-5}$  à 10 GHz.

### 1.2.4 Substrats organiques

Les substrats organiques sont des substrats dont l'un des composants constitutifs est le carbone. Les principaux substrats organiques transparents pour les applications hyperfréquences sont : le PMMA (polyméthacrylate de méthyle plus connu sous le nom commercial de Plexyglass), les PET (polytéréphtalate d'éthylène), les polycarbonates et le TPX (polyméthylpentène, transparent pour une épaisseur de  $\sim 100 \mu\text{m}$ ). Ces matériaux possèdent des transparences optiques similaires à celles des verres présentés. En outre, ils sont non cassants et peuvent être utilisés comme substrats souples. De plus, leur mise en forme et la création de vias est simple. Ces substrats peuvent être dotés de pertes diélectriques faibles ( $\tan \delta = 8 \times 10^{-4}$  à 10 GHz pour le TPX [44]).

Cependant, ces substrats sont sensibles aux UV, ce qui dégrade leurs caractéristiques optiques dans le temps (absorption d'une partie du spectre du visible leur donnant un aspect jaunâtre). De plus, ils sont sensibles à la température et à l'humidité, ce qui est un inconvénient lors du dépôt des couches minces nécessitant une montée en température.

### 1.2.5 Bilan sur les substrats

Dans ce travail, les principaux substrats utilisés seront les verres électroniques (verre Corning et silice pour les applications à plus haute fréquence) du fait de leur faible permittivité et pertes diélectriques (reproductibilité dans leurs valeurs), leur faible coût, et leur compatibilité avec la technique de dépôt utilisée à l'IETR, site de Saint-Brieuc (détaillée dans le PARTIE 2.1.1). Le saphir monocristallin sera utilisé afin de déposer un matériau ferroélectrique en couche mince doté de caractéristiques ferroélectriques élevées (voir CHAPITRE 4).

## 1.3 Antennes actives

L'objectif de cette thèse concerne l'étude, la conception, la fabrication et la caractérisation d'antennes actives optiquement transparentes pour obtenir notamment des fonctionnalités de reconfigurabilité des dispositifs antennaires réalisés. Dans cette partie bibliographique sont maintenant présentés différents moyens pour rendre actives les antennes tout en conservant un haut niveau de transparence optique. Les antennes présentées ici ne sont pas transparentes étant donné l'absence d'études existantes sur les antennes transparentes actives, à notre connaissance. Cependant, les moyens utilisés sont transposables en partie ou en totalité au développement d'antennes transparentes actives.

### 1.3.1 Composants actifs

Une première solution simple pour rendre actives des antennes est leur association à des composants actifs. Ces composants doivent être soit transparents, soit de faibles dimensions (sub-millimétriques) pour ne pas dégrader la transparence optique globale de l'antenne.

#### 1.3.1.1 Diodes *Beam Lead* et transistors non packagés

Une solution envisageable est l'utilisation des diodes *Beam Lead* et de transistors non packagés. L'avantage de ces composants est leurs faibles dimensions (quelques centaines de micromètres). De plus, les capacités et inductances parasites associées sont faibles du fait de l'absence de boîtier, ce qui permet de les utiliser en hautes fréquences (bande X et au delà, par exemple). Différents types de composants discrets sont envisageables : les diodes PIN (*Positive Intrinsic Negative*) [45] pour la réalisation de commutateurs, les diodes Schottky [46] pour la réalisation de détecteurs, les transistors FET (*Field Effect Transistor*) [47] pour concevoir des amplificateurs

...  
La FIGURE 1.18 présente une antenne reconfigurable à base de diodes PIN et de diodes varicap. Ces composants permettent de modifier la fréquence de fonctionnement de l'antenne de 3,9 GHz à 4,8 GHz avec un gain de 3 dBi.

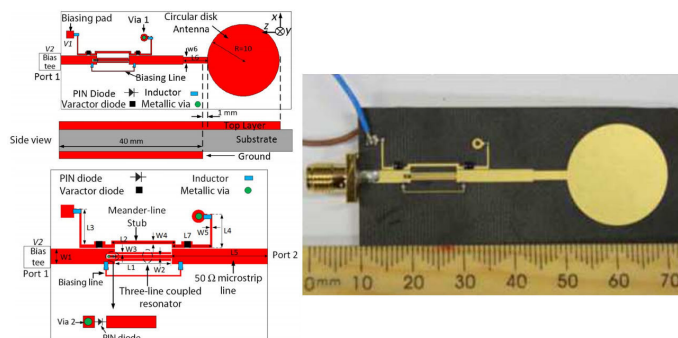


FIGURE 1.18 – Antenne reconfigurable à base de diodes PIN et de diodes varicap [45]

### 1.3.1.2 Composants transparents

Il est aussi possible d'utiliser des composants transparents comme les TFT (*Thin Film Transistors*). Ces transistors en couches minces ont la particularité d'être constitués de couches très minces (quelques dizaines de nanomètres) et donc transparentes. Leur faible épaisseur permet notamment d'associer ces composants à des dispositifs souples. La principale limite de ces composants est leur fréquence d'utilisation maximale relativement faible pour les applications radiofréquences (100 MHz au maximum actuellement [48]).

La FIGURE 1.19 présente un exemple de transistor TFT à base de IGZO (oxyde d'indium dopé étain et gallium d'épaisseur 15 nm) comme semiconducteur. Les contacts sont réalisés à l'aide de couches ultraminces de titane ou de chrome pour la grille (35 nm d'épaisseur) et de bicouche chrome/or ou titane/or pour les contacts de source et de drain (70 nm d'épaisseur). Cette structure fonctionne jusqu'à 100 MHz.

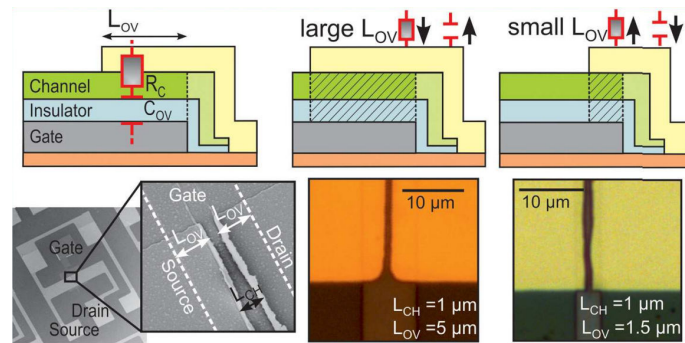


FIGURE 1.19 – Transistor TFT à base de couche mince IGZO [48]

### 1.3.1.3 MEMS et NEMS

Les MEMS (*MicroElectroMechanical System*) et les NEMS (*NanoElectroMechanical System*) sont des composants de tailles micrométriques ou nanométriques constitués d'une (ou plusieurs) partie(s) mécanique(s) actionnées électriquement. Ces composants peuvent assurer diverses fonctions : commutateurs [49], capacités variables, filtres [50]...

La FIGURE 1.20 présente un commutateur RF MEMS. Des pertes d'insertion de 0,1 dB et une isolation de 20 dB sont obtenues avec cette technologie. Les commutateurs en technologie MEMS ont l'avantage d'avoir de très faibles pertes d'insertion grâce à leur contact métal/métal en position fermée. Le principal inconvénient est leur temps de commutation limitée ( $> 10 \mu\text{s}$ ). Les NEMS, grâce à leurs dimensions nanométriques, présentent des temps de commutation plus rapides ( $< 50 \text{ ns}$ ). On peut par exemple citer une antenne patch reconfigurable (0,8 GHz ; 2,4 GHz et 4,9 GHz) [51]



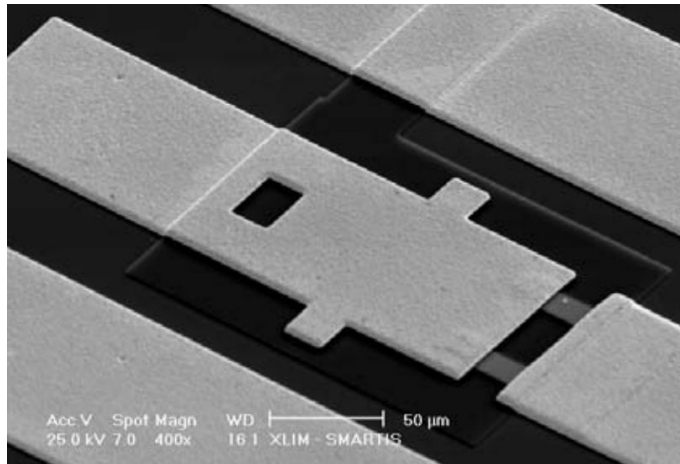


FIGURE 1.20 – Exemple de commutateur RF MEMS [49]

### 1.3.2 Matériaux actifs

La fonction active peut aussi être assurée directement à partir de matériaux actifs. Ces matériaux peuvent être déposés en couche mince participant à la transparence optique des dispositifs, s'ils sont eux aussi optiquement transparents. On peut les classer en différentes catégories en fonction des caractéristiques du matériau qui sont contrôlées par un actuateur externe.

#### 1.3.2.1 Matériaux piézoélectriques

Les matériaux piézoélectriques sont une sous-classe des matériaux non centrosymétriques, c'est à dire possédant une structure cristalline sans centre de symétrie. Ils ont la particularité de se polariser électriquement sous l'action d'une contrainte mécanique. Inversement, sous l'application d'un champ électrique, ils subissent une déformation mécanique. Les plus utilisés appartiennent à la famille des PZT (Titanate-Zirconate de Plomb  $\text{Pb}(\text{Zr},\text{Ti})\text{O}_3$ ) [52] et du quartz monocristallin [53]. Ces matériaux sont optiquement transparents. Les principales applications sont les capteurs, ainsi que les dispositifs MEMS et NEMS.

La FIGURE 1.21 présente une antenne à contrôle de polarisation utilisant deux PET (*piezoelectric transducer*). Les deux PET permettent de passer d'une polarisation circulaire gauche à une polarisation circulaire droite en fonction de leurs polarisations respectives. Un gain de 5 dBi est obtenu à une fréquence de 5,8 GHz.

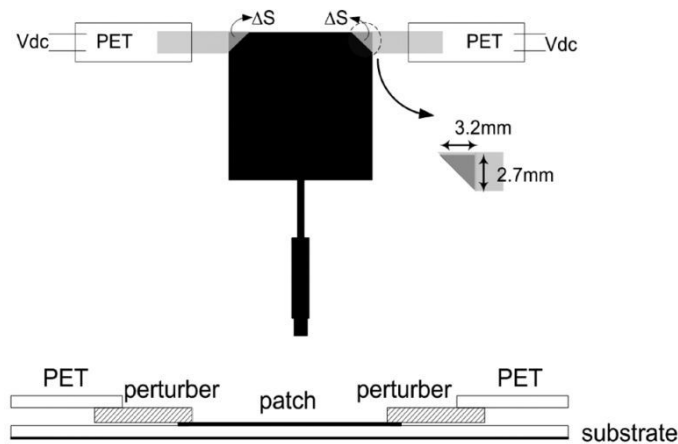


FIGURE 1.21 – Antenne à contrôle de polarisation à base de matériau piézoélectrique (PZT) [54]

### 1.3.2.2 Matériaux pyroélectriques

Les matériaux pyroélectriques appartiennent à une sous classe des matériaux piézoélectriques. Ils possèdent de plus la particularité de subir un changement de polarisation électrique suivant leur température de fonctionnement. Ils sont utilisés dans certains capteurs infrarouges passifs [55]. Le plus utilisé est le titanate de barium ( $BaTiO_3$ ). Ce matériau présente cependant des pertes radiofréquences conséquentes ( $\tan \delta \approx 0.15$  à 1 MHz [56]).

La FIGURE 1.22 présente un capteur pyroélectrique à base du matériau  $PbTiO_3$  [57]. Un matériau absorbant s'échauffe en fonction de la puissance infrarouge incidente. Le matériau pyroélectrique crée une différence de potentiel en fonction de sa température et donc de la puissance optique incidente.

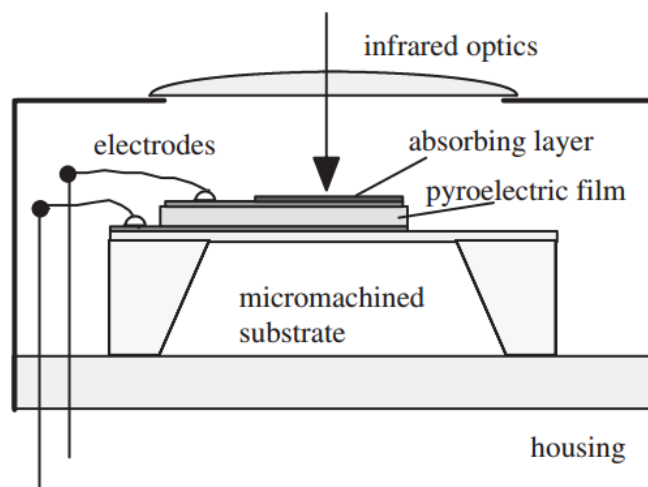


FIGURE 1.22 – Schéma d'un capteur à base de matériau pyroélectrique en couche mince [57]

### 1.3.2.3 Matériaux ferroélectriques

Les matériaux ferroélectriques sont encore une sous-catégorie des matériaux pyroélectriques. Ces matériaux peuvent posséder une polarisation électrique rémanente sans être soumis à une tension bias externe. Cette polarisation peut être modifiée à l'aide du champ électrique externe appliqué en suivant un cycle d'hystérésis. Cela a pour conséquence de contrôler la permittivité relative du matériau. Cependant, le matériau étant aussi pyroélectrique, la valeur de la permittivité est aussi affectée par sa température de fonctionnement. Les familles de matériaux les plus utilisés sont (i) le titanate-zirconate de plomb ( $\text{Pb}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ ) ou PZT) mais la toxicité du plomb interdit son utilisation dans les dispositifs électroniques (directive européenne RoHS 2002/95/CE) et (ii)  $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$  (ou BST) afin de réaliser notamment des capacités variables [58].

Les avantages de ces matériaux sont leur commande simple (application d'un champ bias externe via une différence de potentiel) et leur temps de réponse extrêmement rapide ( $<1$  ns). De plus, leur permittivité élevée ( $\epsilon_r \approx 1000$ ) permet de miniaturiser les dispositifs. Les pertes diélectriques faibles ( $\tan \delta \approx 0.02$  à 7,7 GHz pour le BST [59]) contribuent à l'efficacité importante des dispositifs réalisés.

La FIGURE 1.23 présente une antenne agile basée sur un matériau ferroélectrique (BST) en couche mince. Le BST est utilisé ici dans la fabrication de capacités variables afin de contrôler la fréquence de fonctionnement de l'antenne : 2,2 GHz à 2,6 GHz pour un gain de 3 dBi [60].

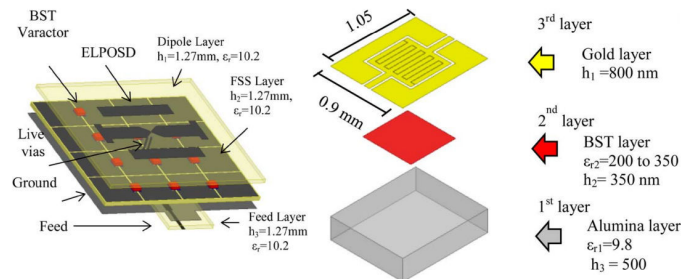


FIGURE 1.23 – Antenne agile en fréquence basée sur le matériau ferroélectrique BST déposé en couche mince [60]

### 1.3.2.4 Matériaux photoconducteurs

Ces matériaux ont la particularité de voir leur conductivité électrique évoluer sous l'application d'un rayonnement électromagnétique appartenant au spectre lumineux. Cette caractéristique est très présente dans les semiconducteurs résistifs et peut servir à l'élaboration de commutateurs optiques. Le principal inconvénient est l'absorption lumineuse de ces matériaux qui les rend opaques dans le domaine du visible. Les principaux matériaux utilisés sont le silicium haute résistivité HR-Si [61] et l'arséniure de gallium AsGa [62].

La FIGURE 1.24 présente un commutateur optique basé sur le matériau photoconducteur HR-Si. Des pertes d'insertion de 2 dB et une isolation de 27 dB sont

obtenues à 3 GHz. A 6 GHz, les pertes d'insertion sont plus élevées (3 dB) mais l'isolation est plus importante (30 dB).

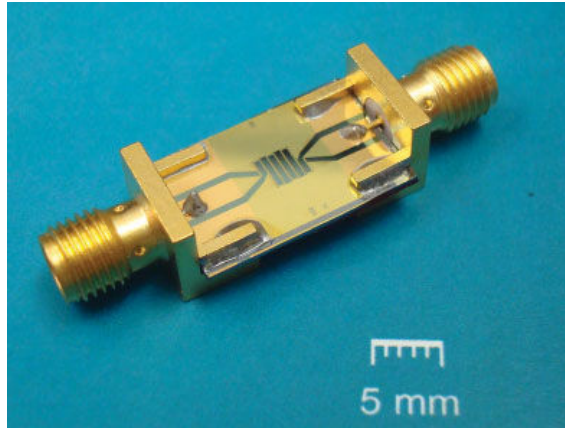


FIGURE 1.24 – Commutateur optique basé sur le matériau photoconducteur HR-Si [61]

### 1.3.2.5 Matériaux à changement et à transition de phase

Deux catégories sont distinguées : les matériaux à changement de phase (PCM) et les matériaux à transition de phase (PTM). Les matériaux PCM ont la possibilité de basculer de façon réversible entre une phase amorphe à haute résistivité et une phase cristalline à faible résistivité. L'avantage de ces matériaux est la conservation de la phase créée en l'absence de commande externe. Cela permet dans des dispositifs tels que les commutateurs de n'apporter aucune énergie afin de laisser le commutateur en position ouverte ou fermée. Seul le changement d'état consomme de l'énergie. On peut citer différents matériaux tels que GeTe [63] ou  $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$  (GST) [64]. Ces matériaux sont actuellement très utilisés dans la fabrication des mémoires flash. Dans son état cristallin (conductivité =  $2,5 \times 10^5$  S/m pour GeTe), une élévation de température au delà de la température de fusion ( $\sim 700^\circ\text{C}$  pour GeTe [65]) puis une descente en température rapide permet de passer dans l'état amorphe (conductivité = 1,1 S/m pour GeTe). Dans cet état, un recuit au delà de sa température de cristallisation ( $\sim 200^\circ\text{C}$  pour GeTe [65]) permet de conserver l'état cristallin comme le montre la FIGURE 1.25. Ce contrôle peut être réalisé via un actuateur électrique en faisant circuler un courant dans le matériau afin d'élever sa température ou bien un actuateur optique en focalisant un faisceau laser à sa surface. Citons par exemple un commutateur RF basé sur ce matériau [66] (FIGURE 1.26). Ce dispositif présente des pertes d'insertion de 3 dB et une isolation de 22 dB à 24 GHz, avec un temps de commutation de  $3 \mu\text{s}$ .

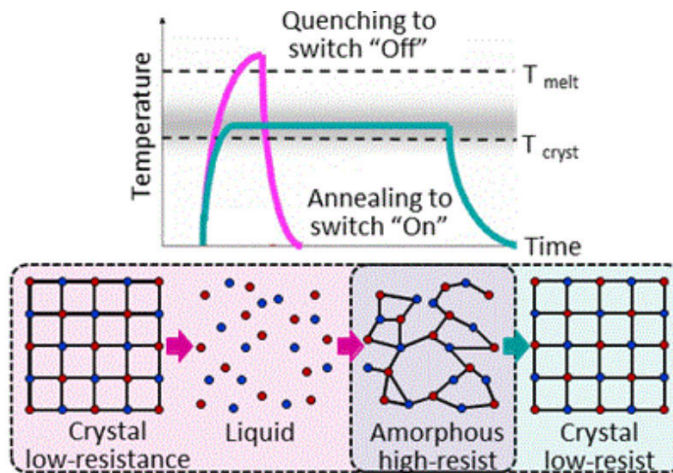


FIGURE 1.25 – Principe de fonctionnement d'un matériau PCM ( $T_{crist}$  : température de cristallisation et  $T_{melt}$  : température de fusion) [63]

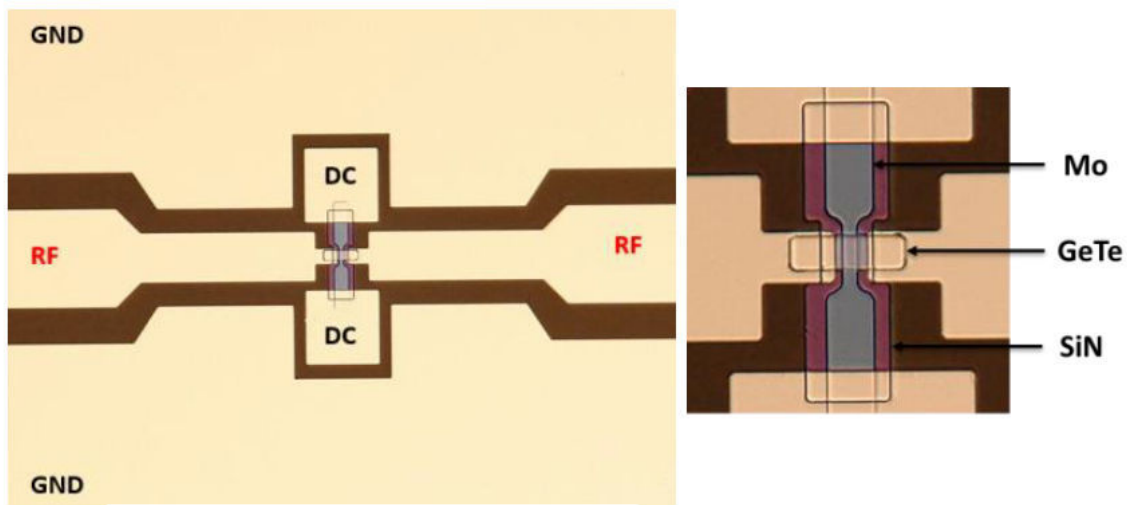


FIGURE 1.26 – Commutateur RF à base de matériau à changement de phase GeTe déposé en couche mince [66]

A la différence des matériaux PCM, les matériaux PTM possèdent un état stable à une température donnée, c'est à dire que la commande doit être maintenue pour conserver le matériau dans son autre état. Le matériau le plus connu est l'oxyde de vanadium  $VO_2$  à transition isolant-métal dont la conductivité évolue de  $10\text{ S/m}$  à température ambiante à  $10^5\text{ S/m}$  au delà de la température de transition établie à  $68^\circ\text{C}$  [67]. Sa commutation peut être contrôlée, comme avec les matériaux PCM, par actionnement électrique, thermique ou optique. Citons l'exemple d'une antenne agile en fréquence basée sur le matériau  $VO_2$  déposé en couche mince [67] (FIGURE 1.27). La fréquence de fonctionnement évolue de  $33,5\text{ GHz}$  à  $37,5\text{ GHz}$  pour un gain de  $5\text{ dBi}$  avec une efficacité de rayonnement de  $83\%$ .

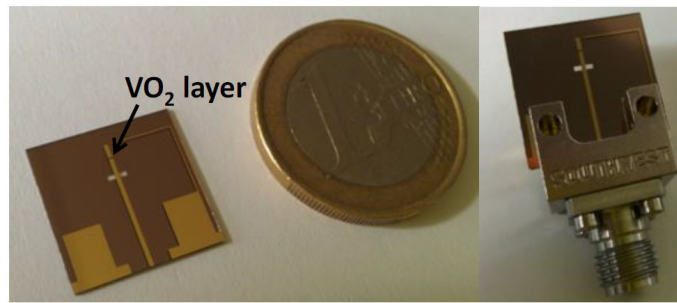


FIGURE 1.27 – Antenne agile en fréquence basée sur l'oxyde de vanadium  $\text{VO}_2$  déposé en couche mince [67]

### 1.3.3 Bilan sur la partie active

En plus des matériaux actifs présentés, nous pourrions mentionner les cristaux liquides, les ferromagnétiques et les plasmas. Cependant certaines particularités les rendent peu exploitables pour les applications de type antennes transparentes : faible vitesse de changement d'état (cristaux liquides), difficulté à intégrer la commande (matériaux ferromagnétiques) ou difficulté à la miniaturisation (plasmas). Dans ce travail, nous privilégierons des composants sans boîtier et des diodes *Beam Lead* du fait de leur grandes performances hyperfréquences en termes de pertes, agilité et fréquence de fonctionnement. Un matériau actif de type ferroélectrique déposé en couche mince et optiquement transparent sera aussi utilisé afin de fabriquer une antenne agile totalement transparente.

## 1.4 Bilan de l'état de l'art

Un état de l'art sur les matériaux transparents et conducteurs, les substrats transparents ainsi que les dispositifs actifs pouvant être utilisés sans dégrader les performances optiques des antennes a été réalisé. Au vu des différentes performances des matériaux transparents et conducteurs, le matériau métallique maillé à pas micrométrique spécifiquement développé à l'IETR a été sélectionné pour la réalisation de nos antennes. En effet, il possède un facteur de mérite très élevé (supérieur à 50 000), atteint grâce au niveau de transparence optique élevé (supérieure à 80%) et à sa faible résistance par carré (inférieure à  $0,1 \Omega/\text{sq}$ ). Seul le matériau grillagé possède un facteur de mérite supérieur ( $> 100\,000$ ). Cependant, le grillage métallique reste visible à l'œil nu ce qui n'est pas l'objectif des matériaux utilisés dans ce manuscrit.

En ce qui concerne les substrats, deux substrats de verre électronique sont sélectionnés et seront utilisés : le verre Corning et la silice. Cette dernière sera privilégiée pour les dispositifs en bande millimétrique du fait de ses très faibles pertes diélectriques. Le saphir ( $\text{Al}_2\text{O}_3$  monocristallin) sera quant à lui utilisé sur pour développer un dispositif basé sur l'utilisation d'un matériau ferroélectrique afin de contrôler la croissance de ce dernier en couche mince.

Pour la partie active, des composants localisés sans boîtier seront dans un premier temps privilégiés. Un matériau ferroélectrique transparent déposé en couche mince sera utilisé dans un deuxième temps afin de fabriquer une antenne active totalement

transparente dans le domaine du visible.

## Bibliographie

- [1] D. S. Hecht, L. Hu, and G. Irvin, “Emerging transparent electrodes based on thin films of carbon nanotubes, graphene, and metallic nanostructures,” *Advanced Materials*, vol. 23, pp. 1482–1513, Feb. 2011.
- [2] D. Ghosh, L. Martinez, S. Giurgola, P. Vergani, and V. Pruneri, “Widely transparent electrodes based on ultrathin metals,” *Optics Letters*, vol. 34, pp. 325–327, Feb. 2009.
- [3] W. M. Haynes, *CRC Handbook of Chemistry and Physics, 97th Edition*. CRC Press, June 2016.
- [4] K. Badeker, “Concerning the electricity conductivity and the thermoelectric energy of several heavy metal bonds,” *Ann. Phys.(Leipzig)*, vol. 22, no. 4, pp. 749–766, 1907.
- [5] W.-F. Wu and B.-S. Chiou, “Effect of oxygen concentration in the sputtering ambient on the microstructure, electrical and optical properties of radio-frequency magnetron-sputtered indium tin oxide films,” *Semiconductor Science and Technology*, vol. 11, p. 196, Oct. 1996.
- [6] F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, G. Legeay, S. Vigneron, and E.M. Cruz, “Ultrathin metal layer, ITO film and ITO/Cu/ITO multilayer towards transparent antenna,” *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 3, pp. 229–234, May 2009.
- [7] G. J. Exarhos and X.-D. Zhou, “Discovery-based design of transparent conducting oxide films,” *Thin Solid Films*, vol. 515, pp. 7025–7052, June 2007.
- [8] S. Boycheva, A. K. Sytchkova, M. L. Grilli, and A. Piegari, “Structural, optical and electrical peculiarities of RF plasma sputtered indium tin oxide films,” *Thin Solid Films*, vol. 515, pp. 8469–8473, Oct. 2007.
- [9] C. Kocia and S. V. Hum, “Design of an optically transparent reflectarray for solar applications using indium tin oxide,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, pp. 2884–2893, July 2016.
- [10] J. Bernède, L. Cattin, M. Morsli, and Y. Berredjem, “Ultra-thin metal layer passivation of the transparent conductive anode in organic solar cells,” *Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 92, pp. 1508–1515, Nov. 2008.
- [11] A. Klöppel, B. Meyer, and J. Trube, “Influence of substrate temperature and sputtering atmosphere on electrical and optical properties of double silver layer systems,” *Thin Solid Films*, vol. 392, pp. 311–314, July 2001.
- [12] “Société instrument plastics limited,.” [www.instrumentplastics.co.uk](http://www.instrumentplastics.co.uk).
- [13] S. Hong, Y. Kim, and C. W. Jung, “Transparent UWB antenna with IZTO/Ag/IZTO multilayer electrode film,” *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1–8, Sept. 2016.

- [14] R. R. Nair, P. Blake, A. N. Grigorenko, K. S. Novoselov, T. J. Booth, T. Stauber, N. M. Peres, and A. K. Geim, “Fine structure constant defines visual transparency of graphene,” *Science*, vol. 320, pp. 1308–1308, June 2008.
- [15] A. S. Thampy, M. S. Darak, and S. K. Dhamodharan, “Analysis of graphene based optically transparent patch antenna for terahertz communications,” *Physica E : Low-dimensional Systems and Nanostructures*, vol. 66, pp. 67–73, Feb. 2015.
- [16] M. Dragoman, D. Neculoiu, A.-C. Bunea, G. Deligeorgis, M. Aldrigo, D. Vasilache, A. Dinescu, G. Konstantinidis, D. Mencarelli, L. Pierantoni, *et al.*, “A tunable microwave slot antenna based on graphene,” *Applied Physics Letters*, vol. 106, p. 153101, Feb. 2015.
- [17] I. Llatser, C. Kremers, A. Cabellos-Aparicio, J. M. Jornet, E. Alarcón, and D. N. Chigrin, “Graphene-based nano-patch antenna for terahertz radiation,” *Photonics and Nanostructures-Fundamentals and Applications*, vol. 10, pp. 353–358, Oct. 2012.
- [18] M. Dragoman, A. Muller, D. Dragoman, F. Coccetti, and R. Plana, “Terahertz antenna based on graphene,” *Journal of Applied Physics*, vol. 107, p. 104313, April 2010.
- [19] E. Carrasco and J. Perruisseau-Carrier, “Reflectarray antenna at terahertz using graphene,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 253–256, Feb. 2013.
- [20] S. De, T. M. Higgins, P. E. Lyons, E. M. Doherty, P. N. Nirmalraj, W. J. Blau, J. J. Boland, and J. N. Coleman, “Silver nanowire networks as flexible, transparent, conducting films : extremely high DC to optical conductivity ratios,” *ACS Nano*, vol. 3, pp. 1767–1774, June 2009.
- [21] M. Lagrange, D. Langley, G. Giusti, C. Jiménez, Y. Bréchet, and D. Bellet, “Optimization of silver nanowire-based transparent electrodes : effects of density, size and thermal annealing,” *Nanoscale*, vol. 7, pp. 17410–17423, Sept. 2015.
- [22] B. S. Kim, K.-Y. Shin, J. B. Pyo, J. Lee, J. G. Son, S.-S. Lee, and J. H. Park, “Reversibly stretchable, optically transparent radio-frequency antennas based on wavy Ag nanowire networks,” *ACS Applied Materials & Interfaces*, vol. 8, pp. 2582–2590, Jan. 2016.
- [23] D. Zhang, K. Ryu, X. Liu, E. Polikarpov, J. Ly, M. E. Tompson, and C. Zhou, “Transparent, conductive, and flexible carbon nanotube films and their application in organic light-emitting diodes,” *Nano Letters*, vol. 6, pp. 1880–1886, Aug. 2006.
- [24] H.-Z. Geng, D. S. Lee, K. K. Kim, G. H. Han, H. K. Park, and Y. H. Lee, “Absorption spectroscopy of surfactant-dispersed carbon nanotube film : modulation of electronic structures,” *Chemical Physics Letters*, vol. 455, pp. 275–278, April 2008.
- [25] T. Turpin and R. Baktur, “Meshed patch antennas integrated on solar cells,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 693–696, June 2009.



- 
- [26] T. Yasin, "Optically transparent multifunctional patch antennas integrated with solar cells for small satellites," *AIAA/USU Conference on Small Satellites*, pp. 1–11, Aug. 2011.
- [27] T. Yekan, R. Baktur, C. Swenson, H. Shaw, and O. Kegege, "Integrated solar-panel antenna array for cubesats (ISAAC)," *AIAA/USU Conference on Small Satellites*, pp. 1–5, Aug. 2016.
- [28] S. Sheikh and M. Shokooh-Saremi, "Rectangular meshed patch antenna integrated on silicon solar cell," in *2015 23rd Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pp. 202–206, May 2015.
- [29] J. Hautcoeur, X. Castel, F. Colombel, R. Benzerga, M. Himdi, G. Legeay, and E. Motta-Cruz, "Transparency and electrical properties of meshed metal films," *Thin Solid Films*, vol. 519, pp. 3851–3858, Mar. 2011.
- [30] W. N. Charman, "Static accommodation and the minimum angle of resolution," *American Journal of Optometry and Physiological Optics*, vol. 63, pp. 915–921, Nov. 1986.
- [31] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. M. Cruz, "Radio-frequency performances of transparent ultra-wideband antennas," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 22, pp. 259–271, July 2011.
- [32] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. Motta-Cruz, "Optically transparent monopole antenna with high radiation efficiency manufactured with a silver grid layer (AgGL)," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 1014–1016, Sept. 2009.
- [33] J. Hautcoeur, F. Colombel, M. Himdi, X. Castel, and E. Motta-Cruz, "Large and optically transparent multilayer for broadband H-shaped slot antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 933–936, 2013.
- [34] J. Hautcoeur, X. Castel, F. Colombel, M. Himdi, and E. Motta-Cruz, "Comparison of the microwave performance of transparent wire monopole antennas based on silver films," *Journal of Electronic Materials*, vol. 42, pp. 552–557, March 2013.
- [35] Q.H. Dao, R. Braun, and B. Geck, "Design and investigation of meshed patch antennas for applications at 24 GHz," in *45th European Microwave Week (EuMW)*, pp. 1499–1502, Sept. 2015.
- [36] J. Hautcoeur, L. Talbi, and K. Hettak, "Feasibility study of optically transparent CPW-fed monopole antenna at 60-GHz ISM bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1651–1657, Apr. 2013.
- [37] B. M. Sa'ad, S. K. A. Rahim, T. Peter, M. S. B. A. Rani, S. F. Ausordin, D. N. A. Zaidel, and C. Krishnan, "Transparent branch-line coupler using micro-metal mesh conductive film," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, pp. 857–859, Oct. 2014.
- [38] B. Sa'ad, S. Rahim, and T. Peter, "Transparent 0° phase shifter using micro-metal mesh conductive film," *Electronics Letters*, vol. 51, pp. 841–843, May 2015.
- [39] "Société cima nano tech." <http://www.cimananotech.com>.
-

- [40] R. Swanepoel, "Determination of the thickness and optical constants of amorphous silicon," *Journal of Physics E : Scientific Instruments*, vol. 16, p. 1214, May 1983.
- [41] "Société schott." [www.schott.com](http://www.schott.com).
- [42] Y. S. Jung, Y. W. Choi, H. C. Lee, and D. W. Lee, "Effects of thermal treatment on the electrical and optical properties of silver-based indium tin oxide/metal/indium tin oxide structures," *Thin Solid Films*, vol. 440, pp. 278–284, June 2003.
- [43] T. Konaka, M. Sato, H. Asano, and S. Kubo, "Relative permittivity and dielectric loss tangent of substrate materials for high- $T_c$  superconducting film," *Journal of Superconductivity*, vol. 4, pp. 283–288, April 1991.
- [44] "Carctéristiques du tpx de la société mitsui chemicals." [http://www.mitsuichem.com/en/service/pdf/tpx\\_e.pdf](http://www.mitsuichem.com/en/service/pdf/tpx_e.pdf).
- [45] P.-Y. Qin, F. Wei, and Y. J. Guo, "A wideband-to-narrowband tunable antenna using a reconfigurable filter," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 5, pp. 2282–2285, 2015.
- [46] V. I. Shashkin, Y. A. Drjagin, V. R. Zakamov, S. V. Krivov, L. M. Kukin, A. V. Murel, and Y. I. Chechenin, "Millimeter-wave detectors based on antenna-coupled low-barrier schottky diodes," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 28, pp. 945–952, Aug. 2007.
- [47] W. R. Deal, V. Radisic, Y. Qian, and T. Itoh, "Integrated-antenna push-pull power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 1418–1425, Aug. 1999.
- [48] N. Münzenrieder, G. A. Salvatore, L. Petti, C. Zysset, L. Bütthe, C. Vogt, G. Cantarella, and G. Tröster, "Contact resistance and overlapping capacitance in flexible sub-micron long oxide thin-film transistors for above 100 MHz operation," *Applied Physics Letters*, vol. 105, p. 263504, Dec. 2014.
- [49] D. Mardivirin, A. Pothier, M. El Khatib, A. Crunteanu, O. Vendier, and P. Blondy, "Reliability of dielectric less electrostatic actuators in RF-MEMS ohmic switches," in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2008. EuMIC 2008. European*, pp. 490–493, Oct. 2008.
- [50] E. Fourn, A. Pothier, C. Champeaux, P. Tristant, A. Catherinot, P. Blondy, G. Tanné, E. Rius, C. Person, and F. Huret, "MEMS switchable interdigital coplanar filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, pp. 320–324, Jan. 2003.
- [51] X. Yuan, Y. Damgaci, H. Mopidevi, and B. Cetiner, "RF-N/MEMS integrated reconfigurable antenna for public safety applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09*, pp. 1–4, July 2009.
- [52] Z. Gubinyi, C. Batur, A. Sayir, and F. Dynys, "Electrical properties of PZT piezoelectric ceramic at high temperatures," *Journal of Electroceramics*, vol. 20, pp. 95–105, Dec. 2008.

- 
- [53] R. Bechmann, "Elastic and piezoelectric constants of alpha-quartz," *Physical Review*, vol. 110, p. 1060, Feb. 1958.
- [54] S.-H. Hsu and K. Chang, "A novel reconfigurable microstrip antenna with switchable circular polarization," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 160–162, April 2007.
- [55] R. Whatmore, "Pyroelectric devices and materials," *Reports on Progress in Physics*, vol. 49, p. 1335, March 1986.
- [56] K. Yang, X. Huang, Y. Huang, L. Xie, and P. Jiang, "Fluoro-polymer@BaTiO<sub>3</sub> hybrid nanoparticles prepared via RAFT polymerization : toward ferroelectric polymer nanocomposites with high dielectric constant and low dielectric loss for energy storage application," *Chemistry of Materials*, vol. 25, pp. 2327–2338, May 2013.
- [57] P. Muralt, "Micromachined infrared detectors based on pyroelectric thin films," *Reports on Progress in Physics*, vol. 64, p. 1339, July 2001.
- [58] Y.-H. Chun, J.-S. Hong, P. Bao, T. J. Jackson, and M. J. Lancaster, "BST-varactor tunable dual-mode filter using variable  $Z_c$  transmission line," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, pp. 167–169, March 2008.
- [59] K. Chong, L. Kong, L. Chen, L. Yan, C. Tan, T. Yang, C. Ong, and T. Osipowicz, "Improvement of dielectric loss tangent of Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> doped Ba<sub>0.5</sub>Sr<sub>0.5</sub>TiO<sub>3</sub> thin films for tunable microwave devices," *Journal of Applied Physics*, vol. 95, pp. 1416–1419, Jan. 2004.
- [60] D. Cure, T. M. Weller, T. Price, F. A. Miranda, and F. W. Van Keuls, "Low-profile tunable dipole antenna using barium strontium titanate varactors," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 1185–1193, Dec. 2014.
- [61] J. R. Flemish, H. W. Kwan, and R. L. Haupt, "A new silicon-based photoconductive microwave switch," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, pp. 248 – 252, Jan. 2008.
- [62] U. Coscia, R. Murri, N. Pinto, and L. Trojani, "Photoconductivity of amorphous GaAs," *Journal of Non-Crystalline Solids*, vol. 194, pp. 103–108, Jan. 1996.
- [63] L. Chau, J. G. Ho, X. Lan, G. Altvater, R. M. Young, N. El-Hinnawy, D. Nichols, J. Volakis, and N. Ghalichechian, "Optically controlled GeTe phase change switch and its applications in reconfigurable antenna arrays," in *International Society for Optics and Photonics*, vol. 9479, pp. 947905–947905–8, May 2015.
- [64] A. Lacaita, "Phase change memories : State-of-the-art, challenges and perspectives," *Solid-State Electronics*, vol. 50, pp. 24–31, Jan. 2006.
- [65] M. Lankhorst, "Modelling glass transition temperatures of chalcogenide glasses. Applied to phase-change optical recording materials," *Journal of Non-Crystalline Solids*, vol. 297, pp. 210–219, Feb. 2002.
- [66] A. Ghalem, A. Hariri, C. Guines, D. Passerieux, L. Huitema, A. Crunteanu, and P. Blondy, "Réalisation et caractérisations hyperfréquences de commutateurs RF intégrant des matériaux à changement de phase," in *20èmes Journées Nationales Micro-Ondes JNM 2017, 16-19 mai 2017 Saint-Malo, France*, 2017.
-

- [67] L. Huitema, A. Crunteanu, H. Wong, E. Arnaud, and D. Passerieux, “Antenne millimétrique accordable en fréquence par l’intégration de couches minces de VO<sub>2</sub>,” in *20èmes Journées Nationales Micro-Ondes JNM 2017, 16-19 mai 2017 Saint-Malo, France*, 2017.



## CHAPITRE

### 2

# ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

Ce chapitre présente une première méthode pour rendre active une antenne transparente grâce à l'utilisation d'un (ou de plusieurs) composant(s) actif(s). Deux exemples sont présentés : une antenne miniature en bande FM basée sur l'emploi d'un transistor MESFET assurant la compacité et l'adaptation de l'antenne, et une antenne agile en fréquence en bande X basé sur l'utilisation d'une diode varicap.

## **2.1 Technologies de fabrication et dispositifs de mesures**

Dans un premier temps, les moyens de fabrication du matériau transparent et conducteur, les moyens de caractérisation et les dispositifs permettant la mesure des performances électromagnétiques des antennes associées sont détaillés. Le matériau transparent et conducteur est fabriqué à partir de dépôts de couches minces métalliques, puis par photolithographie et gravure chimique standard.

## 2.1.1 Fabrication des couches minces transparentes et conductrices

### 2.1.1.1 Dépôt de couches minces par pulvérisation cathodique radiofréquence

La pulvérisation cathodique radiofréquence (RF) est une méthode physique permettant d'effectuer des dépôts de matériaux isolants, semi-conducteurs et conducteurs sur un substrat. À l'aide d'un générateur radiofréquence fonctionnant à 13,56 MHz (fréquence industrielle allouée), un gaz inerte (argon) est ionisé entre le substrat et le matériau-cible à pulvériser via des chocs inélastiques entre les électrons émis par la cible et le gaz inerte. Ces ions  $\text{Ar}^+$  sont accélérés par la différence de potentiel générée par le champ électrique et viennent pulvériser le matériau-cible (l'argent et le titane dans notre cas). Des atomes, clusters, agrégats sont ainsi éjectés de la cible et viennent se déposer à la surface du substrat placé en regard. Le dépôt est réalisé dans une enceinte sous vide secondaire ( $\sim 5 \times 10^{-7}$  mbar) avec un contrôle précis du débit d'argon injecté. Chaque cible est équipée d'un dispositif magnétron générant un champ magnétique au voisinage de la cible. Ce champ magnétique permet de modifier la trajectoire des électrons en une trajectoire hélicoïdale via la force de Lorentz. Le libre parcours moyen des électrons au voisinage de la cible croît, augmentant donc localement le plasma au voisinage de la cible et augmentant ainsi la vitesse de dépôt.

Dans notre étude, nous utilisons un bâti de dépôt Plassys MP450S (FIGURE 2.1) pour l'élaboration des couches minces métalliques. Ce bâti multicibles (jusqu'à 3 cibles) assure le dépôt de multicouches sans remise à l'air. Deux des trois cibles positionnées dans l'enceinte de dépôt ont été utilisées : une en argent Ag (diamètre 100 mm et pureté : 99,999%) et l'autre en titane Ti (diamètre 100,4 mm et pureté : 99,995%). Le métal utilisé pour fabriquer les antennes planaires est l'argent. Néanmoins, une couche de titane de 5 nm d'épaisseur est déposée au préalable (couche d'accrochage) sur le substrat à base de  $\text{SiO}_2$  (verre) car l'argent adhère peu à la surface des oxydes. Le titane au contraire s'oxyde très facilement au contact du substrat pour former des liaisons covalentes avec ce dernier et reste à l'état métallique à sa surface pour former des liaisons métalliques avec l'argent. La bicouche titane/argent assure une bonne adhérence de l'ensemble. Les conditions de dépôt sont regroupées dans le TABLEAU 2.1. La distance entre la cible et le substrat est de 80 mm. Avant chaque séquence de dépôt, les cibles sont prépulvérisées afin de supprimer toute couche d'oxyde à leur surface.

<i>Couche métallique</i>	<i>Ti</i>	<i>Ag</i>
<i>Puissance radiofréquence <math>P_{RF}</math> (W)</i>	200	200
<i>Pression totale (mbar)</i>	0.0144	0.0144
<i>Débit d'Argon (<math>\text{cm}^3/\text{min}</math>)</i>	30	30
<i>Vitesse de dépôt (<math>\text{nm}.\text{min}^{-1}</math>)</i>	20	138

TABLEAU 2.1 – Conditions de dépôt

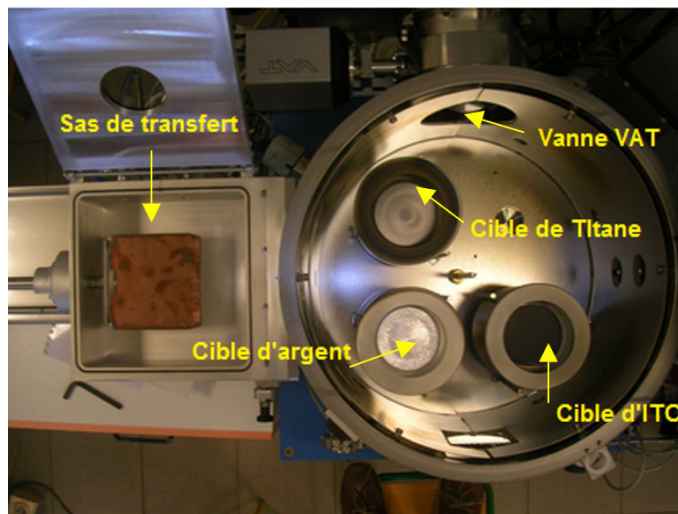


FIGURE 2.1 – Enceinte du bâti de pulvérisation cathodique radiofréquence avec ses 3 cibles

### 2.1.1.2 Photolithographie et gravure chimique par voie humide

La photolithographie et la gravure chimique par voie humide permettent le transfert de la géométrie des antennes à la surface des couches minces métalliques synthétisées. Une résine photosensible positive (*Shipley S1828G2*, épaisseur  $\sim 2,5 \mu\text{m}$ ) est déposée par centrifugation à la tournette (*Chematech Technology*, FIGURE 2.2), cuite dans une étuve à  $90^\circ\text{C}$  pendant 10 min puis refroidie à l'air ambiant pendant 5 min.



FIGURE 2.2 – Tournette *Chematech Technology*

La résine est ensuite insolée par rayonnement ultraviolet (UV) avec une insoleuse au travers d'un masque. Deux insoleuses sont utilisées : *CIF DP134* (FIGURE 2.3) avec un temps d'insolation de 40s, et *Karl Süss MJB3* (FIGURE 2.4) avec un temps d'insolation de 15s. Cette dernière est utilisée lorsqu'un alignement précis





FIGURE 2.3 – Insoleuse *CIF DP134*

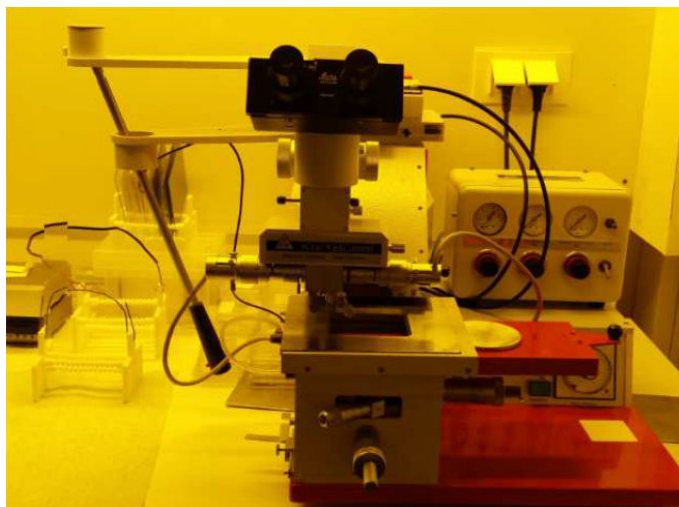


FIGURE 2.4 – Insoleuse et aligneur de masques *Karl Süss MJB3*

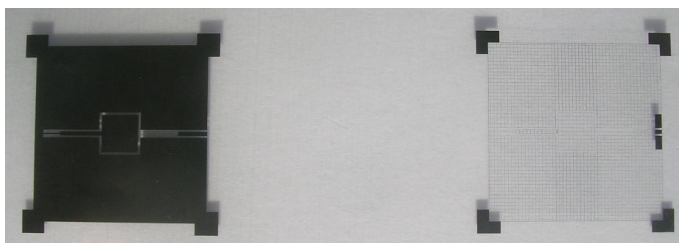


FIGURE 2.5 – Exemple de masques en mylar utilisés

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

de masque(s) est nécessaire (Cf CHAPIRE 3.2). Des masques souples en mylar, fabriqués par la société *JD-Photodata*, ont été utilisés (FIGURE 2.5). Pendant l'insolation, le rayonnement UV (365 nm) casse les liaisons diazoïques du composé photosensible de la résine formant ainsi des groupements carboxyliques. Grâce à cette réaction chimique, il est possible de retirer seulement la résine exposée aux UV en plongeant l'échantillon dans un développeur (solution basique *Shipley MF319*) à 16°C pendant 1 min. La température du développeur est ici importante car la vitesse de dissolution de la résine insolée dans le développeur diminue lorsque la température augmente. L'échantillon est ensuite rincé à l'eau déionisée et séché sous flux d'azote. La résine restante (réserve) est finalement cuite dans une étuve à 130°C pendant 10 min afin d'assurer son adhérence à la surface du métal.

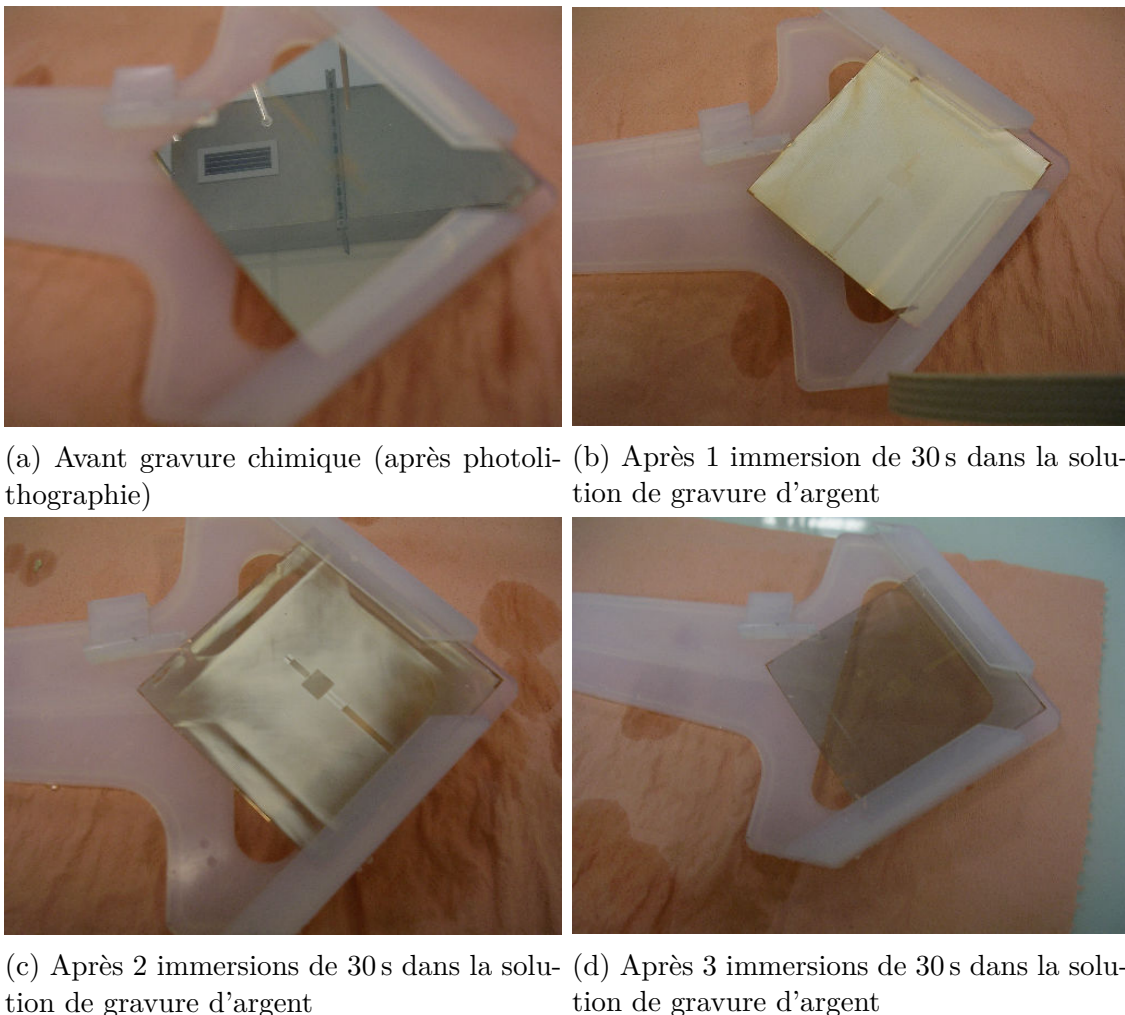


FIGURE 2.6 – Suivi de la gravure chimique d'un bicouche argent( $2\ \mu\text{m}$ )/titane( $5\ \text{nm}$ )

Le métal non protégé par la réserve est ensuite gravé chimiquement en plongeant l'échantillon dans une solution de gravure sélective. L'argent est gravé avec un mélange d'acide nitrique ( $\text{HNO}_3$  à 60%), d'acide phosphorique ( $\text{H}_3\text{PO}_4$  à 85%), d'acide acétique ( $\text{CH}_3\text{COOH}$  glacial) et d'eau déionisée, de volumes respectifs (1 : 4 : 4 : 1) par immersions successives de 30 s. Avant d'être plongé dans la solution de gra-

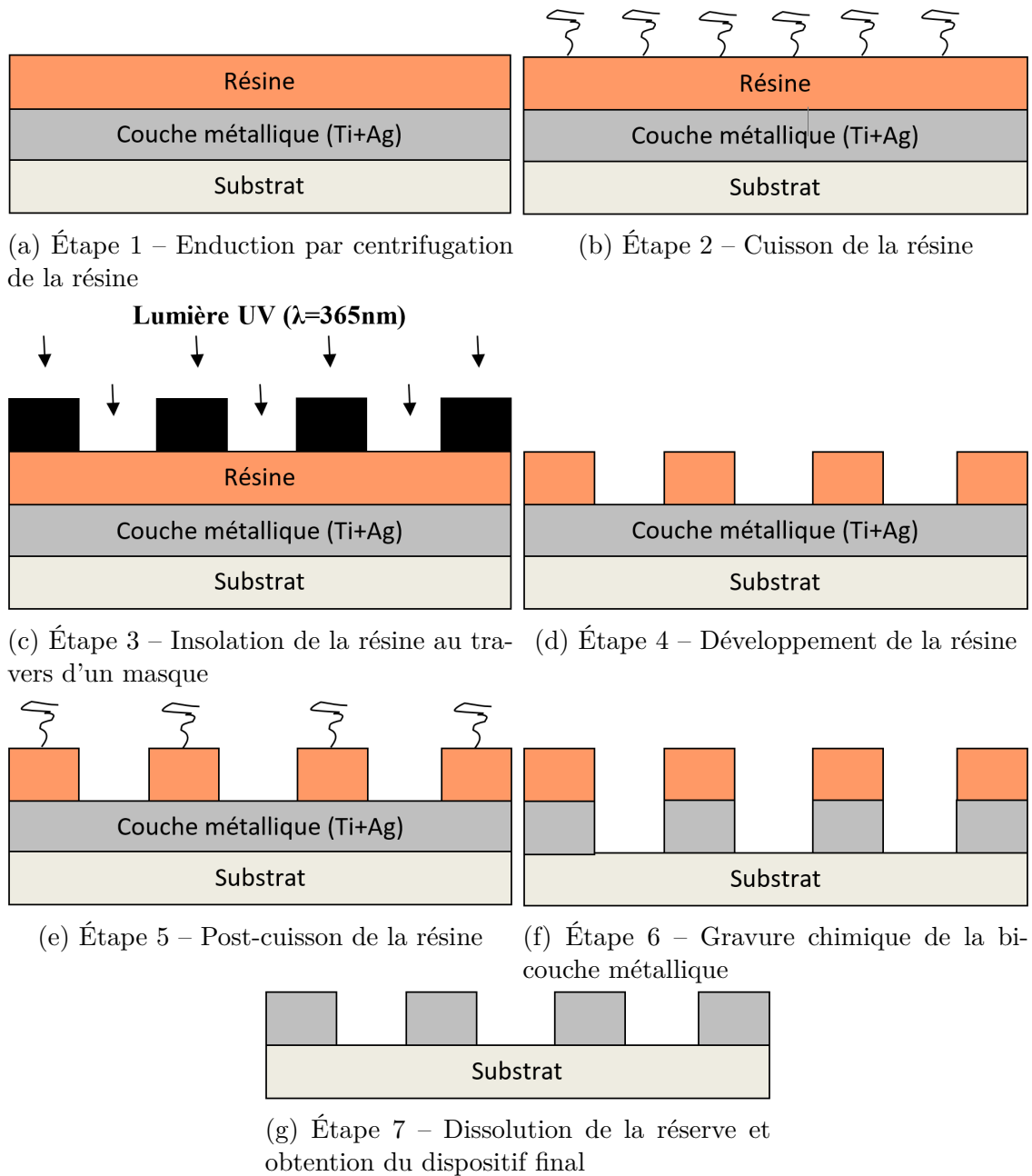


FIGURE 2.7 – Étapes successives des procédés de photolithographie et de gravure par voie humide

vure, l'échantillon est immergé 30 s dans un bain mouillant composé d'eau déionisée, de  $\text{HNO}_3$  à 60% et d'un tension actif (*Forafac 1033*), de volumes respectifs (5 : 0,27 : 0,04). Ce bain mouillant assure un parfait contact entre la solution de gravure et la surface de l'échantillon en modifiant la tension de surface de cette dernière. L'étape de gravure de l'argent est contrôlée par microscopie optique afin de suivre son évolution et de maîtriser la surgravure. Le titane est ensuite gravé avec un bain d'acide fluorhydrique (HF dilué à 3%) pendant 30 s. La FIGURE 2.6 présente le suivi de cette gravure chimique sur un échantillon. Enfin, la réserve est ôtée sous

jet d'acétone. Les différentes étapes utilisées sont regroupées Figure 2.7.

### 2.1.1.3 Polissage mécanique

Au final, les bords des échantillons sont polis mécaniquement à l'aide d'une polisseuse *STRUERS LaboPol-21* (FIGURE 2.8) afin d'éliminer tout ruban conducteur autour de ces derniers. En effet, leur présence est à l'origine de court-circuits des lignes d'alimentation des structures coplanaires ou microruban des antennes fabriquées.



FIGURE 2.8 – Polisseuse mécanique *STRUERS LaboPol-21*

## 2.1.2 Moyens de mesure des dispositifs

Différentes caractéristiques des antennes sont mesurées : résistance par carré, transparence optique, épaisseur de dépôt, paramètres S et diagrammes de rayonnement.

### 2.1.2.1 Résistance par carré

La résistance par carré des couches minces (continues et maillées) est mesurée à l'aide de la technique 4 pointes (FIGURE 2.9) afin d'évaluer les pertes ohmiques en régime continu. La technique de mesure fait appel à deux paires d'électrodes, une paire injectant le courant stabilisé  $I$  (source de courant *Keythley 225*, pointes extérieures) et la seconde paire mesurant la différence de potentiel  $U$  (microvoltmètre *Schlumberger 7050*, pointes intérieures). Cette méthode permet de supprimer la résistance des fils et la résistance de contact entre les pointes de touche et la couche mince (ces résistances étant souvent du même ordre de grandeur que la résistance mesurée). Si l'épaisseur de la couche mince est négligeable par rapport à ses deux autres dimensions, on peut construire un modèle bidimensionnel de la conduction qui donne [1] :

$$R_s = K \frac{U}{I} = \frac{\rho}{e} \quad (2.1)$$

où  $K$ , égal à 4,27 dans notre cas, est un coefficient sans dimension caractéristique du dispositif 4 pointes utilisé (espacement des contacts...),  $\rho$  est la résistivité de la couche mince et  $e$  est l'épaisseur de la couche mince déposée.

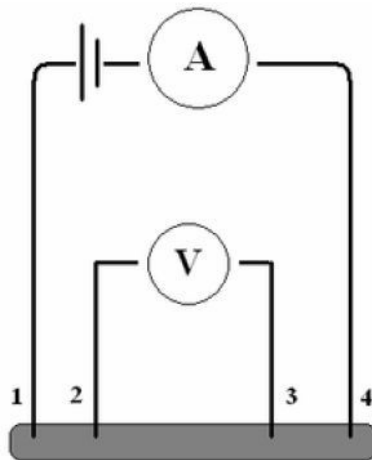
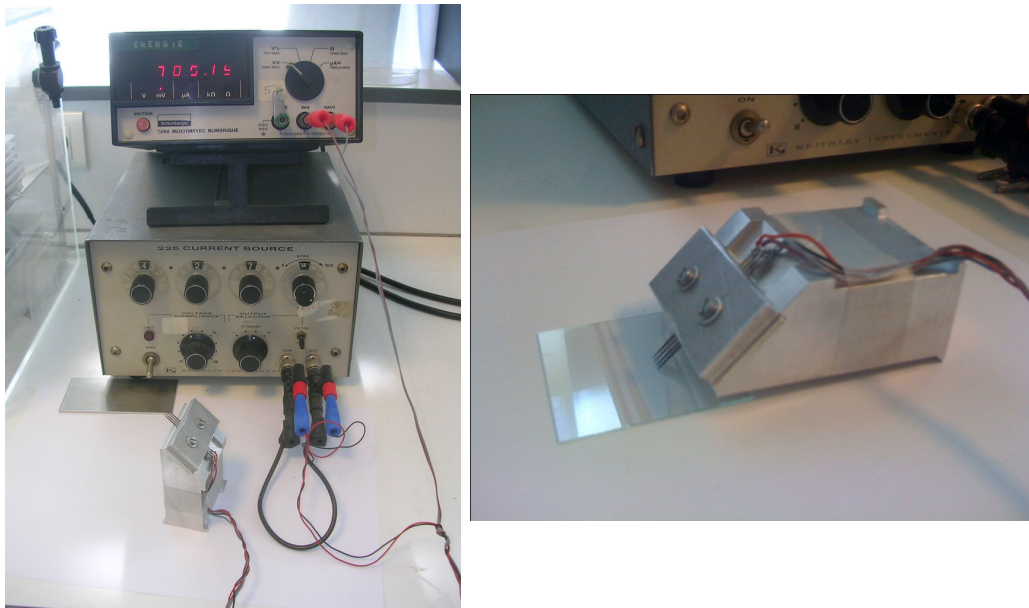


FIGURE 2.9 – Dispositif de mesure 4 pointes et schéma explicatif

### 2.1.2.2 Épaisseur de dépôt

L'épaisseur des couches minces est mesurée à l'aide d'un profilomètre *Tencor Alpha-Step 100* (FIGURE 2.10). Il est doté d'un stylet dont l'extrémité est une pointe diamantée de  $1,5 \mu\text{m}$  de rayon. La pointe se déplace latéralement sur une longueur de 3 mm et à la vitesse de 0,1 mm/s. Une très faible pression de la pointe est appliquée sur l'échantillon (0,15 mN), assurant des mesures sur des échantillons fragiles sans les marquer. Les mouvements du stylet sont enregistrés par une imprimante thermique. Un déplacement vertical de celui-ci est reproduit latéralement sur le papier millimétré. L'appareil dispose de 10 calibres. A pleine échelle (largeur du papier),

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

---

ils correspondent au déplacement vertical du stylet sur une amplitude de 100 nm à 100  $\mu\text{m}$ . L'épaisseur de la couche est calculée à partir des marches franches réalisées par photolithogravure (FIGURE 2.11).

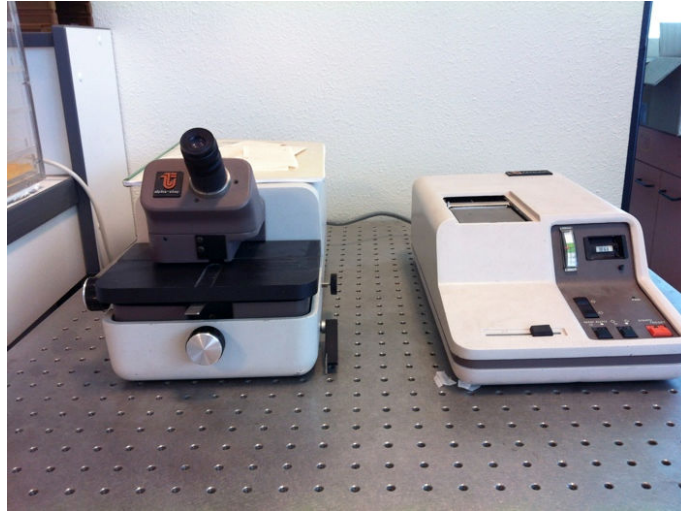
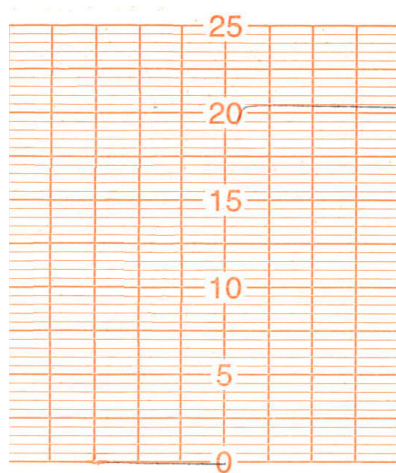
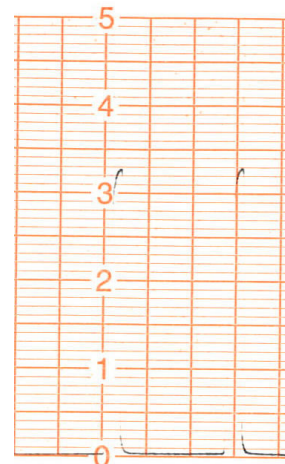


FIGURE 2.10 – Profilomètre *Tencor Alpha-Step 100*



(a)  $e = 2,05 \mu\text{m}$  (pleine échelle :  $2,5 \mu\text{m}$ )



(b)  $e = 6,4 \mu\text{m}$  (pleine échelle :  $10 \mu\text{m}$ )

FIGURE 2.11 – Relevés profilométriques de différentes épaisseurs

### 2.1.2.3 Transparence optique

La transparence optique des échantillons est mesurée à l'aide d'un spectrophotomètre UV/Visible *Perkin Elmer Lambda 365* (FIGURE 2.12) assurant des mesures pour des longueurs d'onde incidentes de 200 nm à 1100 nm. Ce spectromètre est constitué de deux lampes qui assurent un continuum d'émission dans toute la gamme de longueurs d'onde UV/Visible : une lampe au deutérium émet des longueurs d'ondes de 200 à 400 nm (UV) et une lampe au tungstène émet de 400 à

1100 nm (Visible/proche IR). Un monochromateur permet de sélectionner les longueurs d'onde et donc de réaliser le balayage de la gamme spectrale en se déplaçant. Le faisceau à la longueur d'onde sélectionnée traverse un miroir semi-réfléchissant synchronisé avec le mouvement du monochromateur, puis l'échantillon sous test. Un détecteur permet de comparer l'intensité en sortie de l'échantillon  $I(\lambda)$  par rapport à l'intensité d'émission  $I_0(\lambda)$  à chaque longueur d'onde  $\lambda$ . La transparence optique  $T$  de l'échantillon à une longueur d'onde est donnée par la FORMULE 2.2 :

$$T(\%) = \frac{I(\lambda)}{I_0(\lambda)} \times 100 \quad (2.2)$$

Toutes les mesures ont été réalisées après calibration de l'appareillage dans l'air, c'est-à-dire en ne plaçant aucun substrat dans la voie de référence. L'échantillon à caractériser est ensuite positionné dans sa voie spécifique.

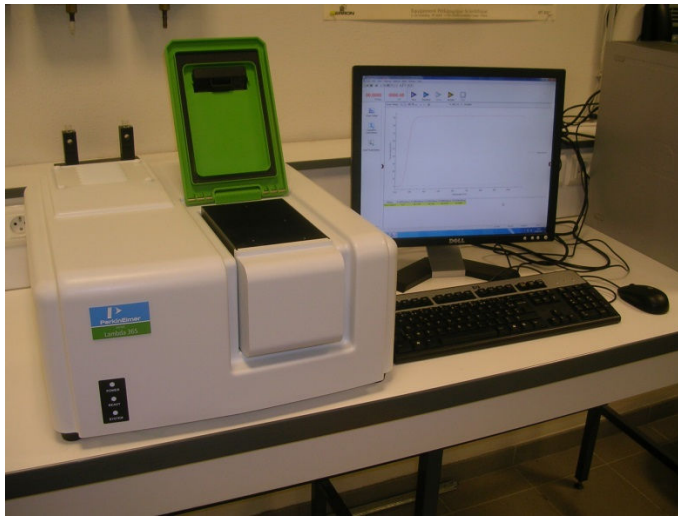


FIGURE 2.12 – Spectrophotomètre UV/Visible *Perkin Elmer Lambda 365*

#### 2.1.2.4 Observation par microscopie optique

Le microscope optique utilisé au Laboratoire est le modèle *Leica DM2500M* (FIGURE 2.13) associé à une caméra CCD pour l'acquisition numérique des images. Il permet de vérifier le bon déroulement des différentes étapes lors de la fabrication des échantillons et de mesurer les côtes du maillage à pas micrométrique. Il est doté de deux systèmes d'éclairage : un mode transmission (éclairage diascopique) et un mode réflexion (éclairage épiscopique). Le microscope optique est constitué d'un oculaire ( $\times 10$ ) et de cinq objectifs de grossissements distincts ( $\times 5$ ,  $\times 10$ ,  $\times 20$ ,  $\times 50$  et  $\times 100$ ). Le microscope optique est aussi utilisé pour mesurer la longueur des rubans métalliques ainsi que le pas du maillage à l'aide d'un micromètre oculaire. Il est doté de cent divisions calibré pour chacun des objectifs tel que :

- $\times 50$  : 1 division =  $19,36 \mu\text{m}$
- $\times 100$  : 1 division =  $10,00 \mu\text{m}$
- $\times 200$  : 1 division =  $4,92 \mu\text{m}$

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

---

- $\times 500$  : 1 division =  $1,98 \mu\text{m}$
- $\times 1000$  : 1 division =  $1,00 \mu\text{m}$

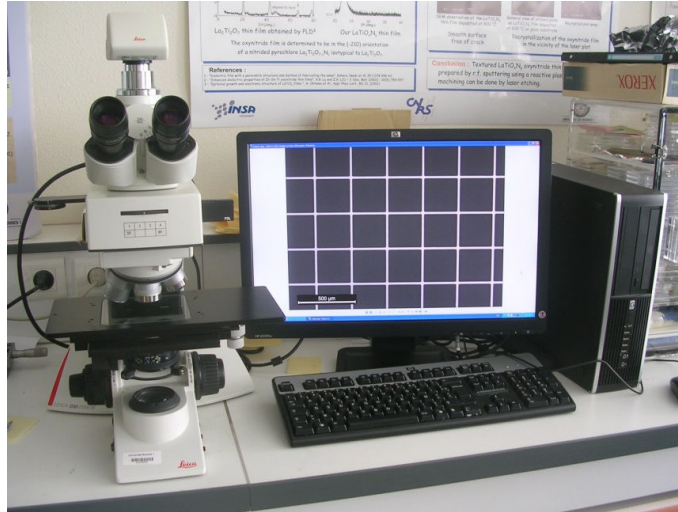


FIGURE 2.13 – Microscope optique *Leica DM2500M*

### 2.1.2.5 Mesure des paramètres S

Les paramètres S des maquettes antennaires sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau *Keysight N5222A* (FIGURE 2.14) pour les fréquences inférieures à 26 GHz, et *Rohde & Schwarz ZVA 67* pour les fréquences jusqu'à 67 GHz. Toutes les antennes sont connectées (connecteur SMA, K ou V) afin de pouvoir les relier aux câbles RF présents sur les analyseurs de réseau.



FIGURE 2.14 – Analyseur de réseau *Keysight N5222A*

### 2.1.2.6 Mesure des diagrammes de rayonnement

La mesure des diagrammes de rayonnement des antennes fabriquées est toujours réalisée en chambre anéchoïque (FIGURE 2.15). L'antenne à mesurer est placée en vis à vis d'une antenne de référence (FIGURE 2.16). En mesurant le paramètre de



transmission  $S_{21}(\theta, \phi)$  entre les deux antennes en fonction de l'orientation de l'antenne  $\theta$  et  $\phi$ , il est possible de déterminer le gain de l'antenne à mesurer  $G_{AUT}(\theta, \phi)$  à partir du gain de l'antenne de référence  $G_{ref}$  et en ayant réalisé une mesure de transmission entre deux antennes de référence  $S_{21ref}$  :

$$G_{AUT(dB)}(\theta, \phi) = S_{21(dB)}(\theta, \phi) + G_{ref(dB)} - S_{21ref(dB)} \quad (2.3)$$

Ceci n'est valable que si un trajet direct de l'onde électromagnétique est assuré. Pour cela, la chambre doit être entièrement tapissée de matériaux absorbants. Trois chambres différentes sont utilisées : une base champ proche pour les mesures entre 0,8 GHz et 6 GHz, une chambre centimétrique pour les mesures entre 1 GHz et 18 GHz (FIGURE 2.15) et une chambre millimétrique pour les mesures entre 18 GHz et 330 GHz.

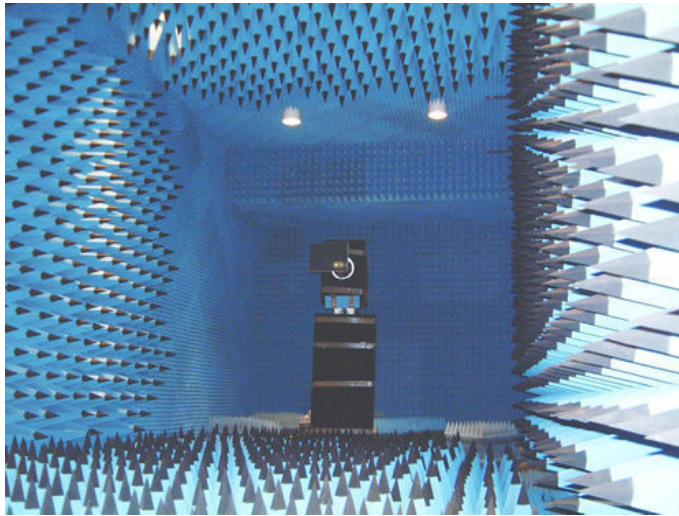


FIGURE 2.15 – Chambre anéchoïque centimétrique de l'IETR

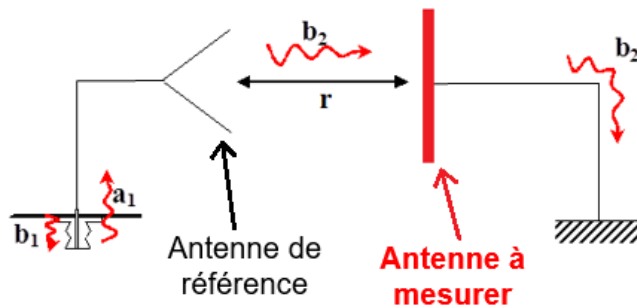


FIGURE 2.16 – Principe de mesure en chambre anechoïque

## 2.2 Antenne de réception FM transparente miniaturisée

### 2.2.1 Principe et simulations

Un premier design simple d'antenne transparente active a été étudié : une antenne monopôle miniaturisée permettant la réception de l'ensemble des canaux de la bande FM en assurant un rapport signal sur bruit suffisant tout en ayant miniaturisé le système antennaire par rapport à un monopôle classique. La miniaturisation est obtenue à l'aide d'un transistor MESFET (sans boîtier) de dimensions submillimétriques ( $0,5\text{ mm} \times 0,4\text{ mm}$ ) afin de ne pas altérer la transparence optique globale de l'antenne. Le design s'inspire d'un monopôle miniaturisé non transparent couplé à un transistor bipolaire [2, 3]. Le transistor bipolaire est ici remplacé par un transistor *MESFET ATF-21100-GP1* fourni par *Hewlett-Packard* [4]. Ce transistor est utilisé en source commune pour amplifier et miniaturiser l'antenne. De plus, le monopôle est méandré afin de miniaturiser encore l'antenne. Le design de l'antenne est présenté FIGURE 2.17. Cette antenne ne fonctionne qu'en réception à cause de l'unilatéralité du transistor.

Le substrat utilisé est un substrat de verre Corning 1737 de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 5,7$  et  $\tan \delta = 0,006$  à 2 GHz [5] et de dimensions  $101,6\text{ mm} \times 101,6\text{ mm} \times 0,7\text{ mm}$  dont la transparence optique est égale à 92 % dans le domaine du visible.

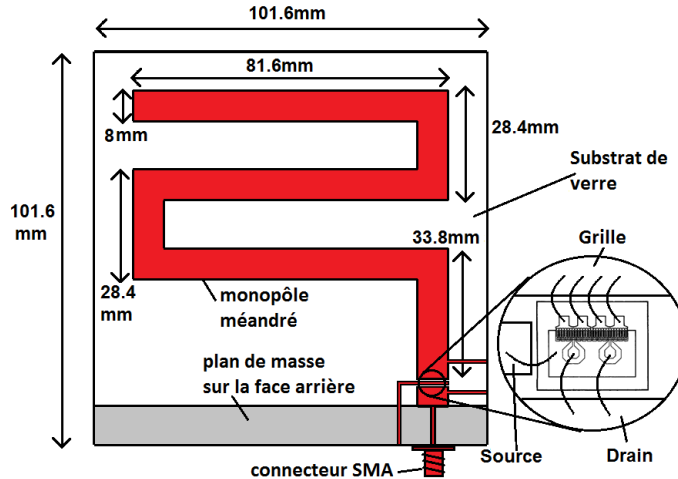


FIGURE 2.17 – Schéma et dimensions de l'antenne FM miniaturisée réalisée

Un modèle du transistor sous ADS [6] a été utilisé (FIGURE 2.18). Ce modèle a permis d'en déduire les paramètres S du transistor pour un courant de drain  $I_{DS} = 20\text{ mA}$  et une tension drain-source  $V_{DS} = 3\text{ V}$  (FIGURE 2.19). Ces paramètres S ont pu être utilisés dans la co-simulation électromagnétique/circuit de l'antenne à l'aide du logiciel CST [7]. L'épaisseur de métallisation utilisée est égale à  $6\text{ }\mu\text{m}$ , tout juste égale à l'épaisseur de peau  $\delta$  donnée par l'équation 2.4, avec  $\mu_0$  la perméabilité du vide,  $f$  la fréquence de fonctionnement de l'antenne et  $\sigma$  la conductivité du métal (l'argent dans notre cas avec :  $\sigma_{Ag} = 6,1 \times 10^7\text{ S/m}$  [8]). Cette épaisseur reste inférieure à  $3 \times \delta = 19\text{ }\mu\text{m}$ , épaisseur nécessaire pour négliger les pertes par effet

de peau. Cependant, avec la technologie développée à l'IETR (site de Saint-Brieuc) basée sur le dépôt par pulvérisation cathodique radiofréquence, il est difficile de réaliser des dépôts métalliques d'épaisseur supérieure à  $6 \mu\text{m}$ .

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\mu_0 \pi f \sigma}} \quad (2.4)$$

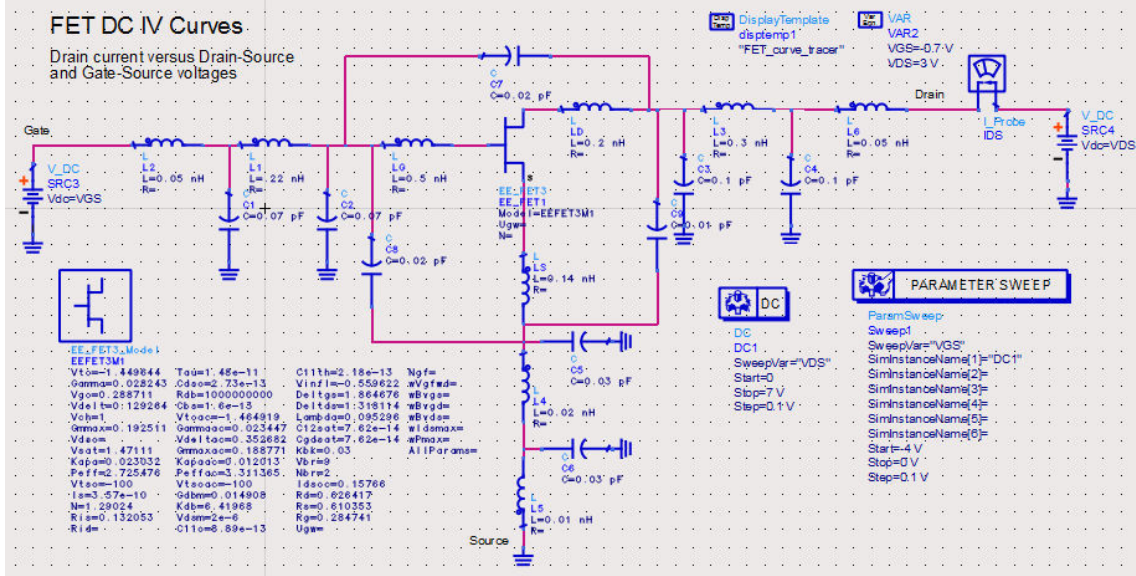


FIGURE 2.18 – Modèle ADS du transistor MESFET ATF-21100-GP1

Afin d'évaluer le gain théorique de l'antenne, une simulation en réception avec un dipôle en émission a été réalisée. Une antenne opaque non maillée est utilisée pour la simulation. En effet, il serait extrêmement chronophage de réaliser une simulation d'une antenne maillée de cette dimension de par le nombre très important de mailles de simulation nécessaire. On considère ainsi qu'à cette fréquence de travail, le fonctionnement de l'antenne en métal continu (opaque) reste similaire à celui de l'antenne maillée (transparente). Ceci a été précédemment démontré avec les antennes passives et suivant différentes dimensions de maillage [5, 9–12].

Il est ainsi possible d'évaluer le gain de l'antenne en réception selon le bilan de puissance fourni par la formule de Friis :

$$P_r = P_e \times G_e \times G_r \times \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (2.5)$$

avec  $P_r$  la puissance reçue par l'antenne active,  $P_e$  la puissance émise par le dipôle,  $G_e$  le gain du dipôle,  $G_r$  le gain de l'antenne active en réception,  $\lambda$  la longueur d'onde de travail et  $d$  la distance entre les antennes.

En passant en échelle logarithmique, l'équation 2.5 devient (avec  $P_r(dB) - P_e(dB) = |S_{21}|_{(dB)}$  (paramètre S de transmission)) :

$$G_r(dB) = |S_{21}|_{(dB)} - G_e(dB) - 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right) \quad (2.6)$$

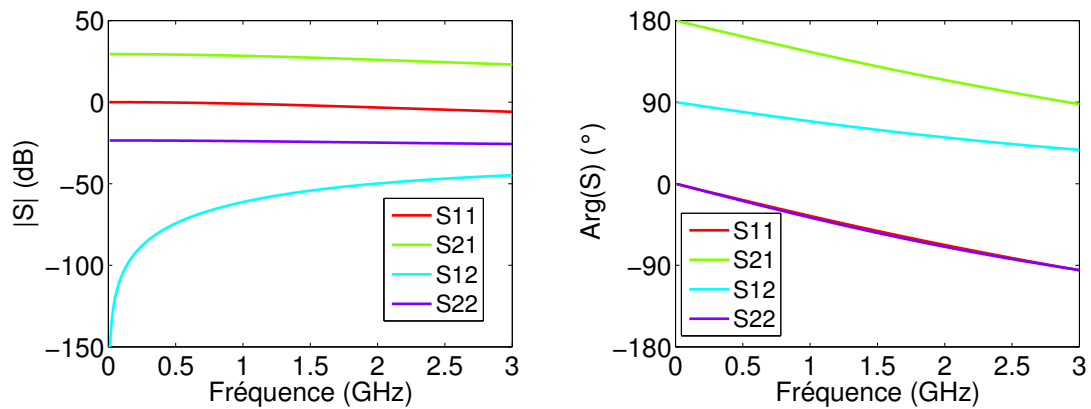


FIGURE 2.19 – Paramètres S du transistor en fonction de la fréquence (port 1 : grille-source; port 2 : drain-source)

La FIGURE 2.20 présente le paramètre de transmission simulé à une distance  $d = 1,7$  m. Cette distance est supérieure à la distance de Fraunhofer  $\frac{2D^2}{\lambda}$  afin de se considérer en champ lointain ( $D$  étant la plus grande dimension des antennes utilisées, soit 1,4 m pour le dipôle). On obtient alors  $|S_{21}|_{(dB)} = -28,65$  dB à 100 MHz. Le gain simulé du dipôle  $G_e(dB)$  étant égal à 2,19 dBi, un gain de l'antenne en réception  $G_r(dB) = -13,8$  dBi est obtenu. Ce gain est supérieur à celui de l'antenne de la référence [3] (-19,6 dBi). Ce gain supérieur provient notamment de la dimension plus importante de l'antenne développée ( $\lambda_0/21$  dans notre cas contre  $\lambda_0/175$  pour l'antenne de la référence [3]).

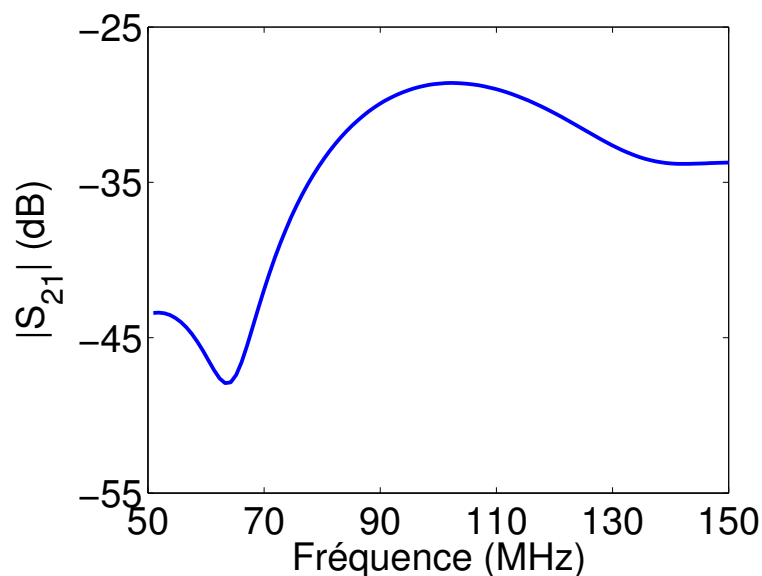


FIGURE 2.20 – Paramètre de transmission  $|S_{21}|_{(dB)}$  en fonction de la fréquence. Résultat de simulation

## 2.2.2 Fabrication et mesures

L'antenne transparente maillée a été fabriquée par le dépôt de deux couches titane (5 nm)/ argent ( $6\ \mu\text{m}$ ) (en face avant et face arrière) par pulvérisation cathodique RF sur substrat de verre Corning 1737 de dimensions  $101,7\ \text{mm} \times 101,7\ \text{mm} \times 0,7\ \text{mm}$ , puis par photolithogravure standard sur les deux faces (Cf PARAGRAPHE 2.1.1). Le maillage métallique est caractérisé par un pas  $p \approx 360\ \mu\text{m}$  et une largeur de ruban  $s \approx 10\ \mu\text{m}$ . Notons ici que la largeur du ruban sélectionnée est aussi inférieure à  $3 \times \delta$ , ce qui va introduire des pertes par effet de peau dans sa largeur. Cette problématique n'apparaissait pas dans les précédentes études des antennes transparentes à pas de maillage micrométrique car elles fonctionnaient à de plus hautes fréquences (865 MHz [9], 2 GHz [5, 12], 6 GHz [11], 24 GHz [13], 60 GHz [14]). Il serait possible d'y remédier en doublant la largeur des rubans ( $20\ \mu\text{m}$ ) mais au détriment de la transparence optique de l'antenne (évolution de 87 % à 82 %). Nous avons choisi ici de privilégier la transparence optique de l'échantillon.

Une photographie de l'antenne transparente est présentée FIGURE 2.21. Pour cette épaisseur de métallisation ( $6\ \mu\text{m}$ ), le dépôt ne peut se faire en une seule étape en raison de l'échauffement naturel de l'échantillon (le dépôt durant 43 min au total) provoquant la croissance colonnaire de la couche métallique et donc une qualité limitée lors de la gravure chimique pour réaliser le maillage structural de l'antenne. Ainsi, le dépôt est réalisé par couches successives de 276 nm (2 min) séparées par des temps de refroidissement de 5 min [15].

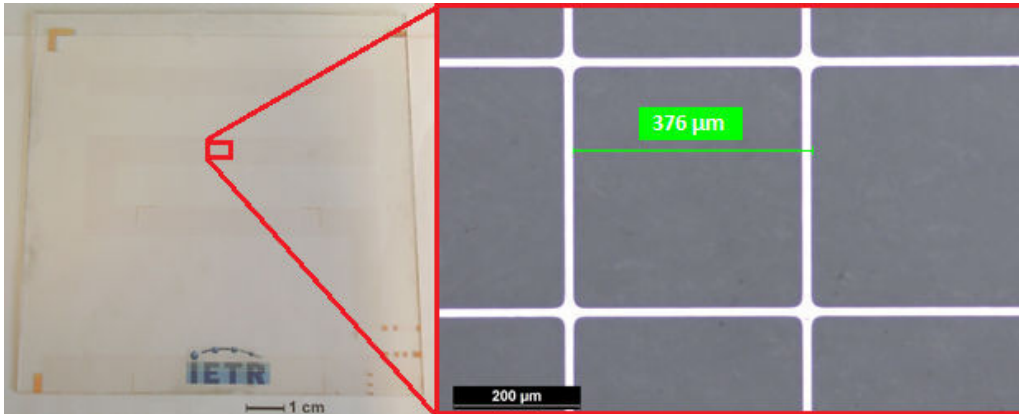


FIGURE 2.21 – Antenne FM transparente avec en insert le détail du maillage observé par microscopie optique (éclairage épiscopique)

La transparence optique théorique de l'antenne est donnée dans [15] par l'équation :

$$T(\%) = \left( \frac{p-s}{p} \right)^2 \times T_{sub} \times 100 \quad (2.7)$$

avec  $T_{sub}$  la transparence optique du substrat nu dans le domaine du visible (92 % pour le verre Corning 1737). La transparence optique a été mesurée à l'aide du spectrophotomètre UV/Visible (*Perkin Elmer Lambda 365*) et une valeur expérimentale de 87 % est obtenue (FIGURE 2.22), en total adéquation avec la valeur théorique

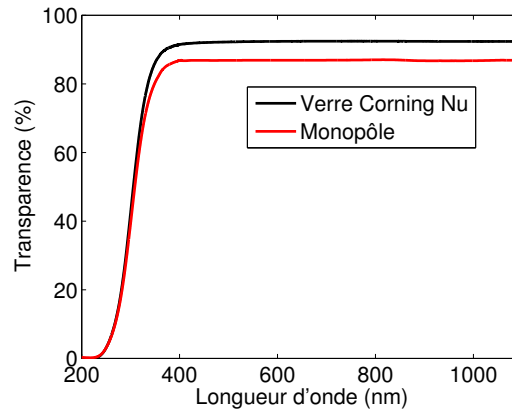


FIGURE 2.22 – Transparence optique de l’antenne FM et du substrat de verre nu. Résultats de mesure

(87%). La résistance par carré théorique est donnée dans [15] par :

$$R'_s = \frac{p}{s} \times R_s = \frac{p}{s} \times \frac{1}{\sigma e} \quad (2.8)$$

avec  $R_s$  la résistance par carré de la couche métallique continue (avant maillage),  $\sigma$  la conductivité du métal (argent dans notre cas) et  $e$  l’épaisseur de la couche métallique. Avec les paramètres de maillage utilisés,  $R'_s = 0,10 \Omega/\text{sq}$ . Le banc de mesure 4 pointes a été utilisé pour mesurer la valeur expérimentale de  $R'_s$  ( $R'_s = 0,22 \Omega/\text{sq}$ ). Cette valeur, deux fois supérieure à celle attendue, s’explique par la faible largeur des méandres de l’antenne FM (8 mm) qui crée une résistance électrique additionnelle au déploiement du courant au sein du maillage lors de la mesure de  $R'_s$ . Il serait nécessaire d’utiliser un kit de pointes d’espacement plus faible (dans notre cas, l’espacement entre chaque pointe est de 2 mm) afin de s’affranchir de cette problématique de mesure sur des surfaces de faibles dimensions.

Des mesures en réception du niveau de signal reçu (*Received Signal Strength Indication*, RSSI, FIGURE 2.23) et du rapport signal sur bruit (*Signal to Noise Ratio*, SNR, FIGURE 2.24) ont été réalisées et comparées à celles obtenues avec une antenne monopôle télescopique commerciale de longueur 61 cm à l’aide d’un kit de développement *SI4706-B-EVB* de *Silicon Lab* [16] permettant de démoduler les signaux FM. Le RSSI de l’antenne transparente est de 8,7 dB inférieur à celui de l’antenne de référence, tandis que le SNR reste inférieur de 4 dB. Ces niveaux restent néanmoins amplement suffisants pour une réception de qualité de toutes les stations de la bande FM (87,5 MHz à 108,0 MHz).

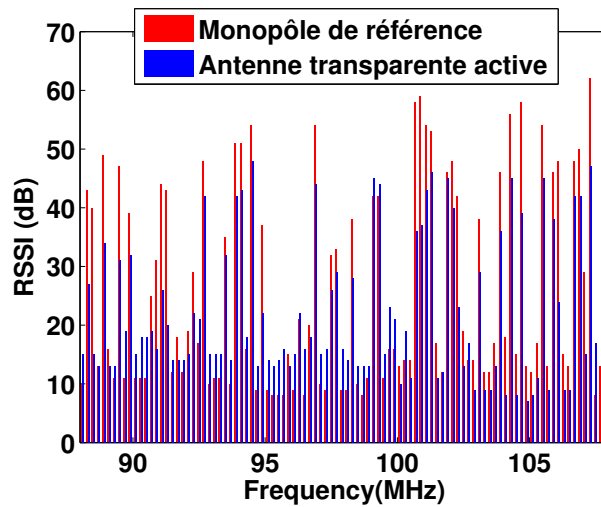


FIGURE 2.23 – Comparaison du RSSI de l’antenne transparente active et d’un monopôle de référence. Résultats de mesure

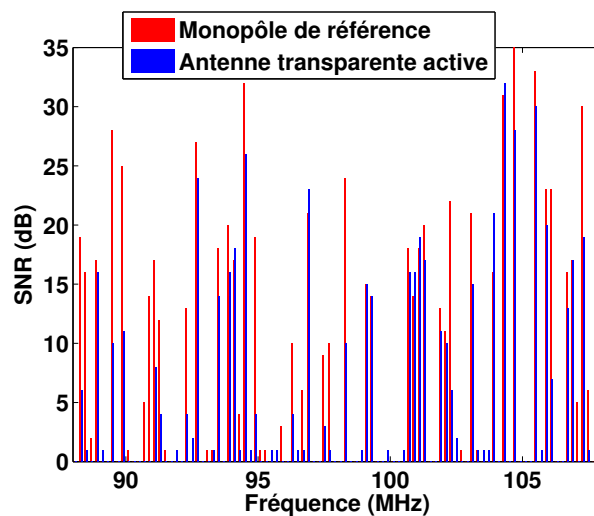


FIGURE 2.24 – Comparaison du SNR de l’antenne transparente active et d’un monopôle de référence. Résultats de mesure

Ainsi, une première antenne transparente active a été conçue, réalisée et mesurée. Cette antenne miniature (dimension  $\lambda_0/21$ ) possède un gain de -14 dBi et est dotée d’une transparence optique de 87 %, constante sur l’ensemble du spectre du visible. Les valeurs de SNR et RSSI mesurées permettent d’assurer une réception de qualité de l’ensemble des stations de la bande FM. Les performances de l’antenne transparente pourraient être encore améliorées en s’affranchissant des problèmes liés à l’effet de peau dus à la fréquence de travail relativement basse et à la technologie utilisée. Cet effet de peau est présent dans la profondeur et la largeur des rubans métalliques, ce qui n’était pas le cas dans les précédentes études. Pour s’en affranchir, une autre antenne fonctionnant à plus haute fréquence a été développée et étudiée avec pour objectif additionnel de la rendre agile en fréquence via l’ajout d’une diode varicap.

## 2.3 Antenne agile en fréquence en bande X

### 2.3.1 Design de l'antenne et modélisation analytique

#### 2.3.1.1 Design de l'antenne

Cette partie est consacrée au développement d'une antenne agile en fréquence en bande X (autour de 10 GHz). Elle est imprimée sur un substrat de verre Corning 1737 de dimensions  $50,8 \text{ mm} \times 50,8 \text{ mm} \times 0,7 \text{ mm}$  avec  $\epsilon_r = 5,7$ ,  $\tan \delta = 0,006$  à 2 GHz [5] et de transparence optique 92 %. L'antenne est conçue en technologie coplanaire afin de faciliter le placement du composant actif. En effet, l'accès à la ligne de transmission et à la masse se fera sur la même face, sans nécessité de vias, délicats à réaliser dans un substrat de verre. L'inconvénient majeur de cette technologie est le rayonnement possible des lignes ainsi que le rayonnement arrière important des antennes.

L'antenne est une fente carrée chargée par une diode varicap [17] (FIGURE 2.25). La fente carrée a une longueur totale d'une longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . La diode permet d'accroître la longueur électrique équivalente de la fente et donc de diminuer la fréquence de résonance de l'antenne. La diode choisie est une diode Beam Lead *MA46580-1209* fournie par *Macom* [18]. Cette diode de très faibles dimensions ( $210 \mu\text{m} \times 610 \mu\text{m}$ ) permet de ne pas dégrader la transparence optique globale de l'antenne. Son modèle équivalent a été développé par T. Lambard (FIGURE 2.26 [19])

avec  $C_j = \frac{C_{j0}}{1 + \left(\frac{V}{V_0}\right)^\psi}$ ,  $C_{j0} = 1,56 \text{ pF}$ ,  $V_0 = 5,755 \text{ V}$ ,  $\psi = 1,96$ ,  $C_p = 0,02 \text{ pF}$ ,

$L_p = 0,105 \text{ nH}$ ,  $R_p = 2,2 \Omega$  et  $V$  la tension de polarisation de la diode. Pour une tension de polarisation évoluant de 2 V à 12 V, la capacité  $C_j$  varie respectivement de 0,87 pF à 0,17 pF.

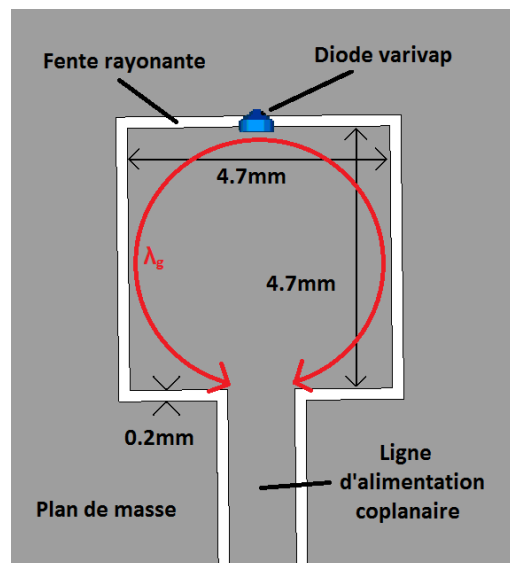


FIGURE 2.25 – Schéma et dimensions de l'antenne fente carrée

Par souci de symétrie, la diode est positionnée au milieu de la fente rayonnante,



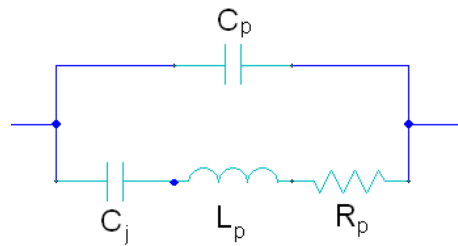


FIGURE 2.26 – Modèle de la diode varicap [19]

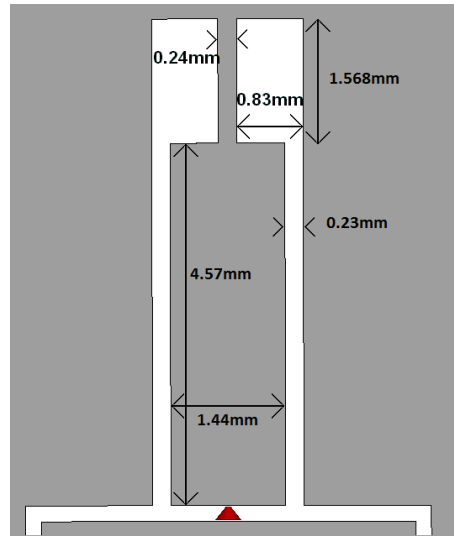


FIGURE 2.27 – Schéma et dimensions de la capacité équivalente

soit au niveau du champ maximal. D'un point de vue circuit, la diode est placée au niveau d'un circuit ouvert. Ainsi, pour conserver une fréquence de fonctionnement proche de l'antenne passive (et donc une efficacité de rayonnement correcte), l'impédance de la diode doit être élevée. Or, son impédance varie entre  $-j10\ \Omega$  et  $-j100\ \Omega$ . Pour l'augmenter, une capacité équivalente de  $0,5\ \text{pF}$  à  $10\ \text{GHz}$  a été ajoutée en série avec la diode. Cette capacité est réalisée en technologie coplanaire avec une inductance équivalente court-circuitée en série avec une ligne quart-d'onde (FIGURE 2.27). Ainsi, l'impédance totale devient supérieure à  $-j40\ \Omega$  après ajout de cette capacité équivalente.

L'antenne est adaptée par une ligne quart-d'onde de longueur  $4,5\ \text{mm}$ , de largeur de ligne  $0,1\ \text{mm}$  et de largeur de gap  $0,9\ \text{mm}$  pour fournir le design final de la FIGURE 2.28. L'épaisseur de métallisation est choisie pour s'affranchir de l'effet de peau, soit trois fois la valeur de l'épaisseur de peau  $\delta$  (ÉQUATION 2.4) avec  $3 \times \delta = 2\ \mu\text{m}$ . L'épaisseur est ici suffisamment faible pour pouvoir réaliser le dépôt d'argent en une seule étape.

Avant d'effectuer les simulations électromagnétiques 3D (sous CST) de cette antenne, une modélisation analytique est tout d'abord effectuée afin d'expliquer les aspects physiques de l'antenne et d'en prédéfinir le modèle. Cette simulation est détaillée dans la section suivante.

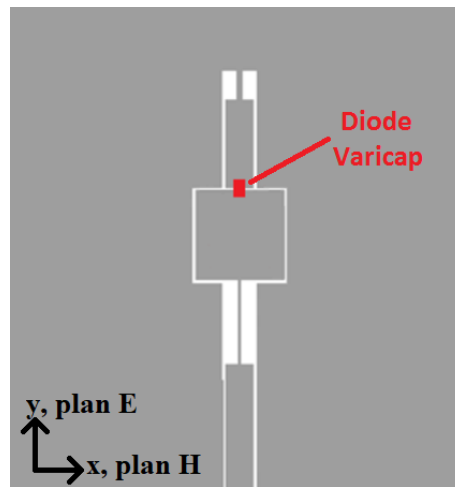


FIGURE 2.28 – Schéma final de l'antenne active

### 2.3.1.2 Modélisation analytique globale

L'impédance d'entrée de cette antenne peut être calculée de manière analytique en utilisant les matrices chaînes. En effet, on peut diviser cette antenne en différents blocs :

- la ligne d'alimentation modélisée par la matrice  $T_{alim}$  ;
- le quart d'onde d'adaptation modélisée par la matrice  $T_{adap}$  ;
- la fente carrée divisée en deux fentes carrées en parallèle, chacune modélisée par la matrice  $T_{fente}$  ;
- la diode varicap modélisée par la matrice  $T_{diode}$  ;
- le quart d'onde de la capacité équivalente modélisée par la matrice  $T_{1/4eq}$  ;
- l'inductance équivalente modélisée par la matrice  $T_{ind}$  ;

La matrice chaîne  $T$  est définie par :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = T \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

avec  $V_1$  et  $I_1$  la tension et le courant en entrée, et  $V_2$  et  $I_2$  la tension et le courant en sortie (FIGURE 2.29).

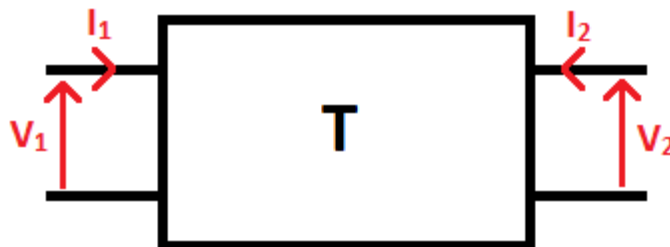


FIGURE 2.29 – Description de la matrice chaîne

La matrice chaîne globale  $T_{glob}$  est :

$$T_{glob} = T_{alim} \times T_{adap} \times (T_{fente} // T_{fente}) \times T_{diode} \times T_{1/4eq} \times T_{ind} \quad (2.10)$$

où  $T_{fente} // T_{fente}$  est la matrice chaîne de la mise en parallèle des deux lignes à fentes.

La sortie étant court-circuitée :

$$I_2 = 0 \Rightarrow Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{T_{glob12}}{T_{glob22}} \quad (2.11)$$

Et le coefficient de réflexion en entrée de l'antenne est :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.12)$$

avec  $Z_0$  l'impédance de référence ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

### 2.3.1.3 Modélisation d'une ligne de transmission

La matrice chaîne d'une ligne de transmission est définie par :

$$\begin{cases} T = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_c \sinh(\gamma l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \\ \gamma = \alpha + j \frac{2\pi}{\lambda_g} \end{cases} \quad (2.13)$$

avec  $\gamma$  la constante de propagation,  $l$  la longueur de la ligne,  $Z_c$  l'impédance caractéristique de la ligne,  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée sur la ligne et  $\alpha$  le coefficient d'atténuation de la ligne.

La matrice chaîne de la mise en parallèle de deux lignes de transmission identiques est :

$$T_{fente} // T_{fente} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma l) & \frac{Z_c \sinh(\gamma l)}{2} \\ \frac{2}{Z_c} \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

### 2.3.1.4 Modélisation de la diode varicap

La matrice chaîne de la diode varicap est déduite de l'admittance  $Y_{diode}$  de la diode :

$$\begin{cases} Y_{diode} = jC_p \omega + \frac{1}{R_p + jL_p \omega + \frac{1}{jC_j \omega}} \\ T_{diode} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Y_{diode}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.15)$$

avec  $\omega$  la pulsation correspondant à la fréquence de travail.

### 2.3.1.5 Modélisation d'une ligne coplanaire

Afin de pouvoir calculer la matrice chaîne de chaque tronçon de ligne de transmission comme exprimé par l'équation 2.13, il faut déterminer  $Z_c$ ,  $\lambda_g$  et  $\alpha$  pour les lignes coplanaires.

Pour une ligne coplanaire (ligne d'alimentation, quart d'onde, inductance équivalente) de largeur  $w$  et de gap  $g$  imprimée sur un substrat d'épaisseur  $d$  et de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r$  et  $\tan \delta$ , on a [20] :

$$\begin{cases} \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \\ \alpha = \frac{\pi \epsilon_r \text{ellipticK}(k_1) \text{ellipticK}(k_{p0}) \tan \delta}{2 \lambda_0 \epsilon_{eff} \text{ellipticK}(k_{p1}) \text{ellipticK}(k_0)} \\ Z_c = \frac{30 \pi \text{ellipticK}(k_{p0})}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \text{ellipticK}(k_0)} \\ \epsilon_{eff} = 1 + \frac{(\epsilon_r - 1) \text{ellipticK}(k_1) \text{ellipticK}(k_{p0})}{2 \text{ellipticK}(k_{p1}) \text{ellipticK}(k_0)} \\ k_0 = \frac{w}{w+2g} \\ k_1 = \frac{\sinh\left(\frac{\pi w}{4d}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(w+2g)}{4d}\right)} \\ k_{p0} = \sqrt{1 - k_0^2} \\ k_{p1} = \sqrt{1 - k_1^2} \end{cases} \quad (2.16)$$

où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide et *ellipticK* est la fonction intégrale elliptique complète de première espèce :

$$\text{ellipticK}(k) = \int_0^1 \frac{dt}{\sqrt{(1-t^2)(1-k^2t^2)}} \quad (2.17)$$

### 2.3.1.6 Modélisation d'une ligne à fente

La partie rayonnante (fente carrée) est basée sur une ligne à fente. Il faut donc déterminer les caractéristiques d'une telle ligne ( $\lambda_g$ ,  $Z_c$  et *alpha*). La longueur d'onde guidée  $\lambda_g$  d'une ligne à fente peut être calculée de manière approchée (équation 2.18 [21]) ou de manière exacte en résolvant le système d'équations 2.19 [22] avec  $\lambda_0$  longueur d'onde dans le vide,  $W$  largeur de la fente,  $d$  l'épaisseur du substrat et en posant  $a = \lambda_0/2$ ,  $b = \lambda_0/10$  et  $\xi = \lambda_0/\lambda_g$ ). Les deux méthodes fournissent des résultats très similaires, soit 19,0 mm à 10 GHz. Cependant, la méthode approchée n'est valable que pour  $3,8 < \epsilon_r < 9,8$  et  $0,0015 < \frac{W}{\lambda_0} < 0,075$  ce qui est notre cas ici ( $\epsilon_r = 5,7$  et  $\frac{W}{\lambda_0} = 0,0033$  ou 0,008 ou 0,048 suivant la ligne choisie).

$$\begin{aligned} \frac{\lambda_g}{\lambda_0} = & 0,9217 - 0,277 \ln(\epsilon_r) + 0,0322 \frac{W}{d} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\frac{W}{d} + 0,435}} \\ & - 0,01 \ln\left(\frac{d}{\lambda_0}\right) \left(4,6 - \frac{3,65}{\epsilon_r^2 \sqrt{\frac{W}{\lambda_0}} (9,06 - 100 \frac{W}{\lambda_0})}\right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 B_t = \frac{a}{2b} \left[ -v + u \tan \left( \frac{\pi du}{a\xi} - \arctan \left( \frac{v}{u} \right) \right) \right] + \frac{1}{\xi} \left( \left[ \frac{\epsilon_r + 1}{2} - \xi^2 \right] \ln \frac{2}{\pi\delta} \right. \\
 \quad \left. + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ v^2 \left( 1 - \frac{1}{F_n} \right) + M_n \right] \frac{\sin^2(\pi n\delta)}{n(\pi n\delta)^2} \right) = 0 \\
 u = \sqrt{\epsilon_r - \xi^2} \\
 v = \sqrt{\xi^2 - 1} \\
 F_n = \sqrt{1 + \left( \frac{bv}{2an\xi} \right)^2} \\
 F_{n1} = \sqrt{1 - \left( \frac{bu}{2an\xi} \right)^2} \\
 \text{si } F_{n1} \text{ réel} \left\{ \begin{array}{l}
 M_n = \frac{\epsilon_r \tanh r_n - \xi^2 F_{n1}^2 \coth q_n}{F_{n1} \left[ 1 + \left( \frac{b}{2an} \right)^2 \right]} \\
 r_n = \frac{2\pi nd F_{n1}}{b} + \tanh^{-1} \left( \frac{F_{n1}}{\epsilon_r F_n} \right) \\
 q_n = \frac{2\pi nd F_{n1}}{b} + \coth^{-1} \left( \frac{F_n}{F_{n1}} \right)
 \end{array} \right. \\
 \text{si } F_{n1} \text{ imaginaire} \left\{ \begin{array}{l}
 M_n = \frac{\epsilon_r \tan r'_n - \xi^2 |F_{n1}|^2 \cot q'_n}{|F_{n1}| \left[ 1 + \left( \frac{b}{2an} \right)^2 \right]} \\
 r'_n = \frac{2\pi nd |F_{n1}|}{b} + \tan^{-1} \left( \frac{|F_{n1}|}{\epsilon_r F_n} \right) \\
 q'_n = \frac{2\pi nd |F_{n1}|}{b} + \cot^{-1} \left( \frac{F_n}{|F_{n1}|} \right)
 \end{array} \right.
 \end{array} \right. \quad (2.19)$$

De même, l'impédance caractéristique d'une ligne à fente peut être calculée de manière approchée (équation 2.20 [21]) ou de manière exacte en résolvant le système d'équations 2.21 [22]

$$\begin{aligned}
 Z_c = & 73,6 - 2,15 \epsilon_r + (638,9 - 31,37 \epsilon_r) \left( \frac{W}{\lambda_0} \right)^{0,6} \\
 & + (36,23 \sqrt{\epsilon_r^2 + 41} - 225) \frac{\frac{W}{d}}{\frac{W}{d} + 0,876 \epsilon_r - 2} \\
 & + 0,51 (\epsilon_r + 2,12) \frac{W}{d} \log \left( \frac{100 d}{\lambda_0} \right) - \frac{0,753 \epsilon_r \frac{d}{\lambda_0}}{\sqrt{\frac{W}{\lambda_0}}}
 \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 Z_c = -\frac{\eta v_{\phi g} \pi}{\xi_0} \frac{\partial \xi}{\partial B_i} = -\frac{376,7 v_{\phi g} \pi}{\xi_0} \frac{\partial \xi}{\partial B_i} \\
 v_{\phi g} = 1 + \frac{f}{\xi_0} \frac{\partial \xi}{\partial f}
 \end{array} \right. \quad (2.21)$$

Afin de déterminer la matrice chaîne des lignes à fente carrée, il reste maintenant à déterminer le coefficient d'atténuation  $\alpha$ . Or, le paramètre  $\alpha$  de la ligne à fente prend en compte à la fois les pertes dans la ligne (qui seront négligées ici) et la puissance rayonnée par la fente puisqu'il s'agit d'une fente rayonnante. Il dépend ainsi de la géométrie de la fente. Le calcul est basé sur la méthode développée par T. Dusseux [23] sur une fente annulaire, et adaptée à notre fente carrée. On supposera que ce paramètre  $\alpha$  est le même pour une fente carrée seule et pour notre antenne (fente carrée chargée par une diode), c'est à dire que le champ électrique dans la fente est le même pour une fente seule (sans la diode) et pour notre antenne. La différence est négligeable si la fréquence de fonctionnement de l'antenne est proche de celle d'une fente seule. Ainsi, on détermine la tension  $V$  et le courant  $I$  à une position  $s$

(abscisse curviligne) dans la fente de circonférence  $l$  :

$$\begin{cases} V(s) = V_m [e^{-\gamma s} + e^{\gamma(s-l)}] \\ I(s) = \frac{V_m}{Z_c} [e^{-\gamma s} - e^{\gamma(s-l)}] \end{cases} \text{ avec } V_m = \frac{1}{1 + 2\frac{Z_0}{Z_c} + (1 - 2\frac{Z_0}{Z_c}) e^{-\gamma l}} \quad (2.22)$$

D'où la puissance fournie ( $s=0$ ) à la fente carrée :

$$P_{fournie} = \frac{1}{Z_c} \frac{\tanh(\frac{\alpha l}{2})(1 + \tan^2(\frac{\pi l}{\lambda_g}))}{(1 + 2\frac{Z_0}{Z_c} \tanh(\frac{\alpha l}{2}))^2 + \tan^2(\frac{\pi l}{\lambda_g})(\tanh(\frac{\alpha l}{2}) + 2\frac{Z_0}{Z_c})^2} \quad (2.23)$$

On peut ensuite calculer le champ rayonné à partir du vecteur potentiel magnétique  $\vec{F}$  :

$$\vec{F}(r) = \frac{1}{4\pi} \int \int \int \vec{M} \frac{e^{-jk\|\vec{r}-\vec{r}'\|}}{\|\vec{r}-\vec{r}'\|} dV \quad (2.24)$$

avec  $\vec{r}$  le vecteur du point d'observation,  $\vec{r}'$  le vecteur du point parcourant le volume des courants et  $\vec{M}dV$  le courant magnétique élémentaire. Dans le cas de la fente, le courant  $\vec{M}$  est une densité surfacique de courant que nous intégrons dans le plan de la fente. Soit  $\vec{E}$  le champ électrique dans la fente :

$$\vec{M} = 2\vec{E} \wedge \vec{n} \quad (2.25)$$

avec  $\vec{n}$  la normale extérieure au plan de la fente.

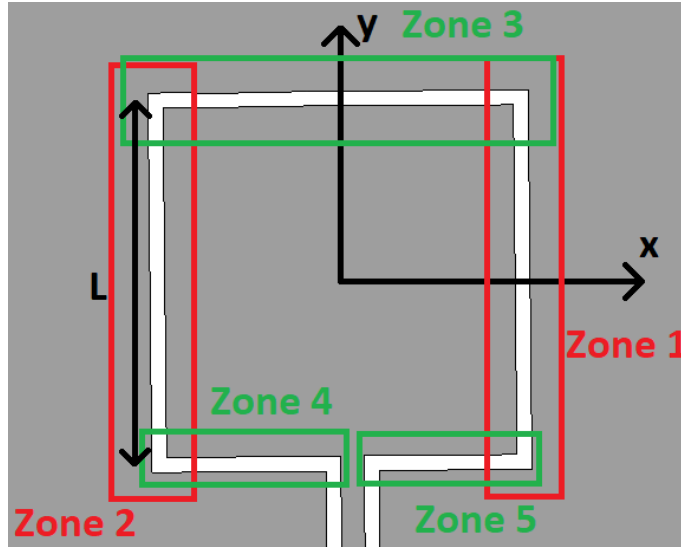


FIGURE 2.30 – Détail de la fente rayonnante

Pour calculer le vecteur potentiel magnétique, l'antenne est divisée en 5 parties (FIGURE 2.30,) est pris au centre de la fente carrée) :

→  $x = L/2$  (zone 1) :

$$\begin{aligned} \frac{F_{y1}}{BV_m} &= e^{-\gamma L} \frac{e^{(jk \sin \theta \sin \phi - \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \sin \phi - \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \sin \phi - \gamma} \\ &+ e^{\gamma(L-l)} \frac{e^{(jk \sin \theta \sin \phi + \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \sin \phi + \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \sin \phi + \gamma} \end{aligned} \quad (2.26)$$

→  $x = -L/2$  (zone 2) :

$$\begin{aligned} \frac{F_{y2}}{DV_m} &= e^{-3\gamma L} \frac{e^{(jk \sin \theta \sin \phi + \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \sin \phi + \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \sin \phi + \gamma} \\ &+ e^{\gamma(L-l)} \frac{e^{(jk \sin \theta \sin \phi - \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \sin \phi - \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \sin \phi - \gamma} \end{aligned} \quad (2.27)$$

→  $y = L/2$  (zone 3) :

$$\begin{aligned} \frac{F_{x1}}{CV_m} &= e^{-2\gamma L} \frac{e^{(jk \sin \theta \cos \phi + \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \cos \phi + \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \cos \phi + \gamma} \\ &+ e^{\gamma(2L-l)} \frac{e^{(jk \sin \theta \cos \phi - \gamma)L/2} - e^{-(jk \sin \theta \cos \phi - \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \cos \phi - \gamma} \end{aligned} \quad (2.28)$$

→  $y = -L/2$  et  $x < 0$  (zone 4) :

$$\begin{aligned} \frac{F_{x2}}{AV_m} &= e^{-\gamma L} \frac{1 - e^{-(jk \sin \theta \cos \phi - \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \cos \phi - \gamma} \\ &+ e^{\gamma(2L-l)} \frac{1 - e^{-(jk \sin \theta \cos \phi + \gamma)L/2}}{jk \sin \theta \cos \phi + \gamma} \end{aligned} \quad (2.29)$$

→  $y = -L/2$  et  $x > 0$  (zone 5) :

$$\begin{aligned} \frac{F_{x3}}{AV_m} &= e^{-\gamma L} \frac{e^{(jk \sin \theta \cos \phi - \gamma)L/2} - 1}{jk \sin \theta \cos \phi - \gamma} \\ &+ e^{-\gamma l} \frac{e^{-(jk \sin \theta \cos \phi + \gamma)L/2} - 1}{jk \sin \theta \cos \phi + \gamma} \end{aligned} \quad (2.30)$$

avec  $\theta$  et  $\phi$  les coordonnées sphériques,  $L$  la longueur d'un côté de la fente carrée et

$$\begin{cases} A = -\frac{\sin(kw \sin \theta \sin \phi/2)e^{-jk \sin \theta \sin \phi L/2}}{\pi w \sin \theta \sin \phi} \\ B = -\frac{\sin(kw \sin \theta \cos \phi/2)e^{jk \sin \theta \cos \phi L/2}}{\pi w \sin \theta \cos \phi} \\ C = \frac{\sin(kw \sin \theta \sin \phi/2)e^{jk \sin \theta \sin \phi L/2}}{\pi w \sin \theta \sin \phi} \\ D = \frac{\sin(kw \sin \theta \cos \phi/2)e^{-jk \sin \theta \cos \phi L/2}}{\pi w \sin \theta \cos \phi} \end{cases} \quad (2.31)$$

D'où :

$$\vec{F}(r) = (F_{x1} + F_{x2} + F_{x3})\vec{x} + (F_{y1} + F_{y2})\vec{y} = F_x\vec{x} + F_y\vec{y} \quad (2.32)$$

En passant en coordonnées sphériques :

$$\begin{cases} F_\theta = \cos \theta [\cos \phi F_x + \sin \phi F_y] \\ F_\phi = -\sin \phi F_x + \cos \phi F_y \end{cases} \quad (2.33)$$

On peut calculer la puissance rayonnée  $P_{ray}$  :

$$P_{ray} = \frac{1}{2} \int \int \vec{E} \wedge \vec{H}^* dS = \frac{1}{2} \int \int \frac{k^2}{\eta} [ |F_\theta|^2 + |F_\phi|^2 ] dS \quad (2.34)$$

Le paramètre  $\alpha$  est déterminé en résolvant l'équation :

$$P_{fournie}(\alpha) = P_{ray}(\alpha) \quad (2.35)$$

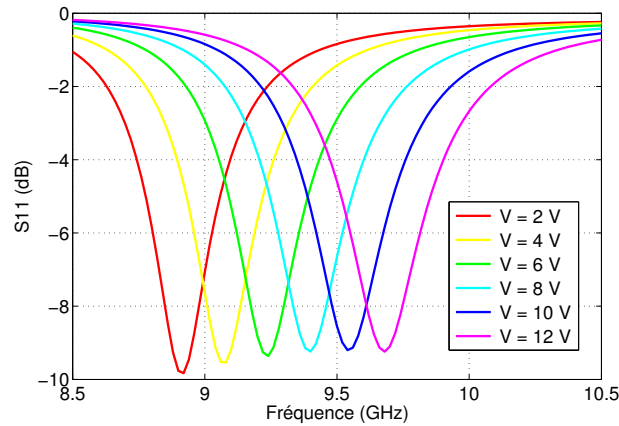


FIGURE 2.31 – Module du coefficient de réflexion en entrée de l’antenne en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec *Matlab*

## 2.3.2 Simulations

### 2.3.2.1 Simulation du modèle analytique

Dans un premier temps, l’antenne a été simulée à l’aide du modèle analytique déterminé précédemment sous *Matlab R2013a* [24]. La FIGURE 2.31 présente le module du coefficient de réflexion  $S_{11}$  à l’entrée de l’antenne.

Une agilité de l’antenne est obtenue entre 8,9 GHz à 9,7 GHz soit une agilité en fréquence égale à 8,6%. L’agilité en fréquence de l’antenne est définie par :

$$Agilité(\%) = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 \quad (2.36)$$

avec  $\Delta f$  la variation de la fréquence de résonance et  $f_c$  la fréquence centrale.

Cependant, l’adaptation n’est pas satisfaisante ( $|S_{11}| > -10$  dBi). Cela provient vraisemblablement du coefficient d’atténuation  $\alpha$  de la ligne à fente. En effet, ce paramètre représente la puissance rayonnée par l’antenne. Or, nous avons pris comme hypothèse pour son calcul que le rayonnement de la fente seule est le même que celui de l’antenne, ce qui est vrai exclusivement lorsque l’antenne fonctionne à une fréquence proche de celle de la fente seule. De plus, nous avons négligé les pertes diélectriques et métalliques au niveau de la fente. Nous constatons ici une différence de 1,5 GHz entre la fente seule (qui fonctionne à 11 GHz) et notre antenne. Ainsi, le paramètre  $\alpha$  doit être sous évalué, ce qui augmente la puissance réfléchie à l’entrée de l’antenne.

Il a donc été décidé de simuler cette antenne électromagnétiquement à l’aide d’un solveur 3D afin d’estimer au mieux le coefficient de réflexion. Cependant, même si le modèle analytique est imparfait, il nous a cependant été très utile pour pré-dimensionner notre antenne.



### 2.3.2.2 Simulation électromagnétique 3D

Dans un second temps, l'antenne a donc été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio® [7]. Une co-simulation est réalisée entre un modèle électromagnétique 3D de l'antenne et un modèle circuit de la diode varicap. La couche mince modélisée est un film d'argent continu. En effet, le maillage n'est toujours pas simulé en raison du nombre trop important de rubans métalliques à mailler électromagnétiquement. La FIGURE 2.32 présente le module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Une variation de la fréquence de résonance de 9,1 GHz à 10,1 GHz est observée, soit une agilité en fréquence égale à 10,4%. On remarque une bonne adéquation entre notre modèle analytique et la simulation électromagnétique 3D (décalage de 300 MHz). De plus, comme attendu, l'antenne est mieux adaptée avec les résultats issus de la simulation électromagnétique.

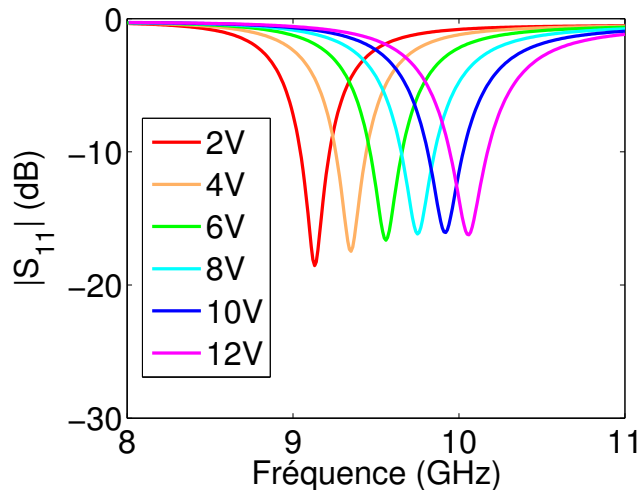


FIGURE 2.32 – Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec CST

Les diagrammes de rayonnement simulés sont présentés FIGURE 2.33. Un fort rayonnement arrière est observé comme attendu en raison de l'utilisation de la topologie coplanaire. Il est possible de s'en affranchir en ajoutant un plan réflecteur à une distance  $\lambda_0/4$  (7,5 mm). Cependant, il est nécessaire d'en utiliser un de dimensions suffisamment grandes (plusieurs longueurs d'onde) si on souhaite limiter le rayonnement arrière de manière suffisante. L'objectif de la présente étude étant de démontrer la pertinence de la fabrication d'une antenne transparente agile en fréquence à partir de notre technologie, cette étape n'a pas été réalisée. Parallèlement, l'ondulation dans le lobe principal du plan E est à imputer à la diffraction par les arêtes du plan de masse. Ce phénomène pourrait être atténué en augmentant la dimension du plan de masse et donc du substrat utilisé. Enfin, le niveau de polarisation croisée (cross-polar) reste très faible, voire nul dans le plan E (grâce à la symétrie du design) et est inférieur à -20 dB dans le plan H. Le gain moyen est présenté FIGURE 2.34. Ce gain moyen a été calculé comme la moyenne entre le gain

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

maximal et la gain à  $\theta = 0^\circ$  dans le plan E.

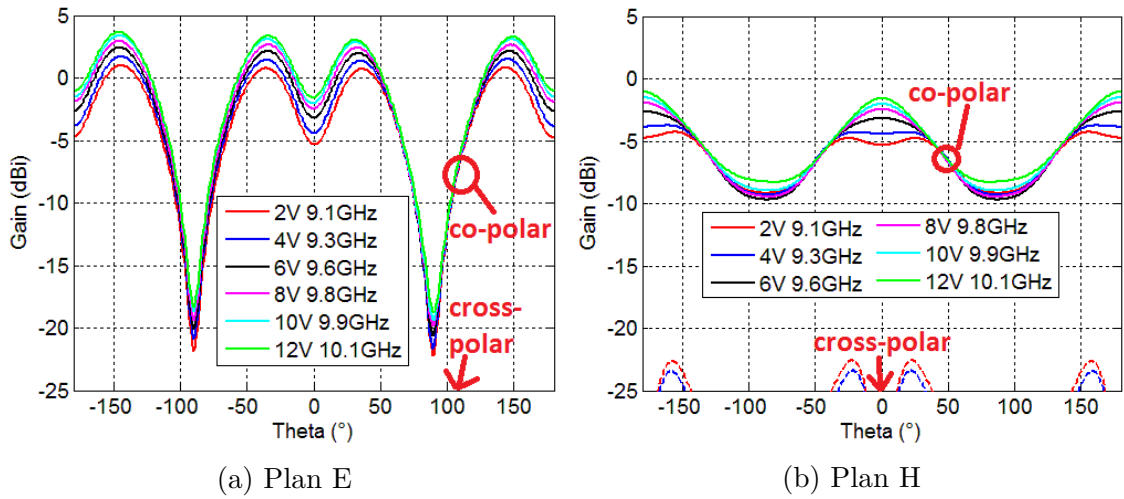


FIGURE 2.33 – Diagrammes de rayonnement en gain sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap. Résultats de simulation avec CST

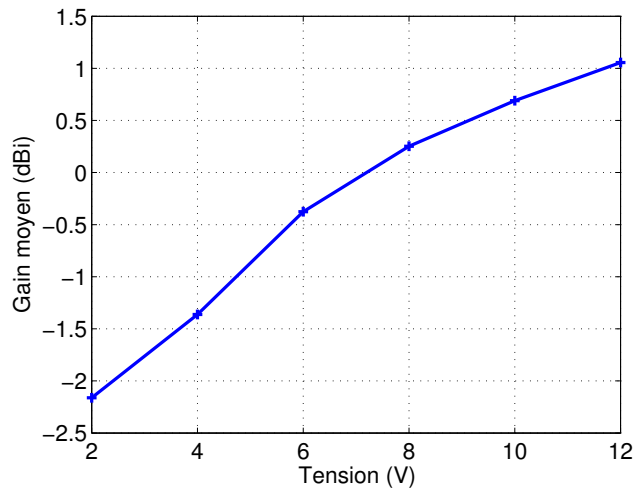


FIGURE 2.34 – Gain moyen en fonction de la tension de polarisation de la diode varicap. Résultat de simulation

### 2.3.3 Fabrication des antennes et mesures

Une antenne de référence (opaque) et une antenne maillée (transparente) ont été fabriquées afin de comparer leurs performances (FIGURE 2.35). La bicouche métallique titane (5 nm)/ argent ( $2\ \mu\text{m}$ ) a été déposée par pulvérisation RF, puis gravée après photolithographie standard (Cf PARAGRAPHE 2.1.1). Le maillage est caractérisé par un pas  $p \approx 360\ \mu\text{m}$  et une largeur de ruban  $s \approx 15\ \mu\text{m}$ . Ces dimensions sont détaillées dans le TABLEAU 2.2. Les mailles étant pour la plupart rectangulaires, il est nécessaire d'adapter les formules de transparence optique (2.7) et de résistance par carré (2.8) développées par J. Hautcoeur et al [15]. Ces formules sont présentées équations 2.37 et 2.38 ( $p_x, p_y, s_x$  et  $s_y$  représentant le pas et la largeur des rubans dans les directions  $x$  et  $y$  respectivement, FIGURE 2.28). Notons que la résistance par carré dépend de la direction de propagation du courant dans le maillage métallique.

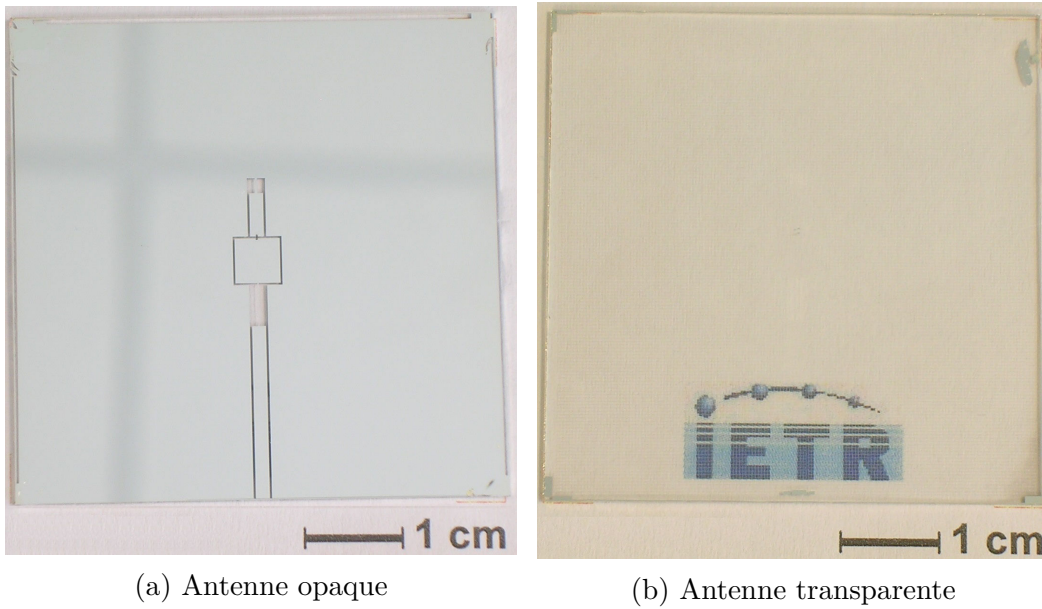


FIGURE 2.35 – Photos des antennes de référence (opaque) et maillée (transparente) étudiées

$$T(\%) = \left( \frac{p_x - s_x}{p_x} \right) \times \left( \frac{p_y - s_y}{p_y} \right) \times T_{sub} \times 100 \quad (2.37)$$

$$R'_{sx} = \frac{p_x}{s_y} \times R_s \quad R'_{sy} = \frac{p_y}{s_x} \times R_s \quad (2.38)$$

Des mesures de transparence optique ont été réalisées (FIGURE 2.36). Une transparence optique égale à 83,9 % est obtenue au niveau de la ligne d'alimentation (82,9 % théorique) et 82,9 % au niveau du plan de masse (82,7 % théorique). La résistance par carré a pu être mesurée à l'aide du banc de mesure 4 pointes exclusivement au niveau du plan de masse en raison du problème dimensionnel des pointes de touche. Une valeur de  $0,19\ \Omega/\text{sq}$  est déduite de la mesure pour une valeur

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

TABLEAU 2.2 – Dimensions du maillage et caractéristiques théoriques associées

<b>Plan de masse</b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	320/340
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15/20
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,13/0,18
Transparence optique $T$ (%)	82,7
<b>Ligne d'alimentation</b>	
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	290
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	15
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,15
Transparence optique $T$ (%)	82,9
<b>Quart d'onde</b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	90/300
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15/15
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,05/0,16
Transparence optique $T$ (%)	73,0
<b>Élément rayonnant</b>	
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	290
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	15
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,15
Transparence optique $T$ (%)	82,9

théorique comprise entre 0,13 et 0,18  $\Omega/\text{sq}$  suivant la direction de propagation du courant. Ces valeurs corroborent donc celles théoriques.

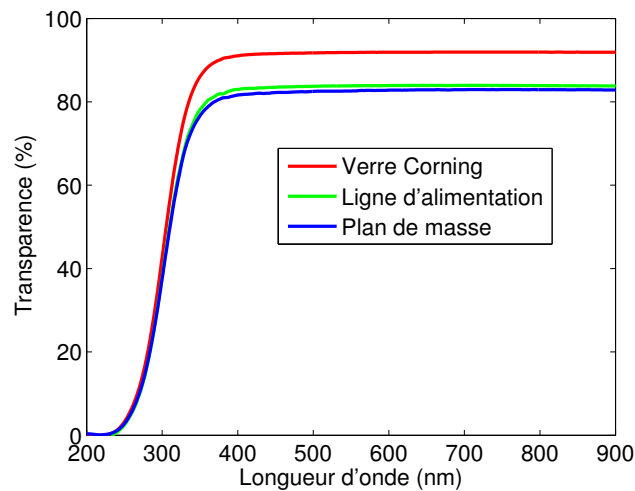


FIGURE 2.36 – Transparence optique de deux éléments constitutifs de l'antenne transparente : ligne d'alimentation et plan de masse. Résultats de mesure

Les coefficients de réflexion à l'entrée des antennes de référence (opaque) et maillée (transparente) ont été mesurés (FIGURE 2.37). Une bonne adéquation est obtenue entre les résultats de simulation et de mesure pour l'antenne opaque (agilité de

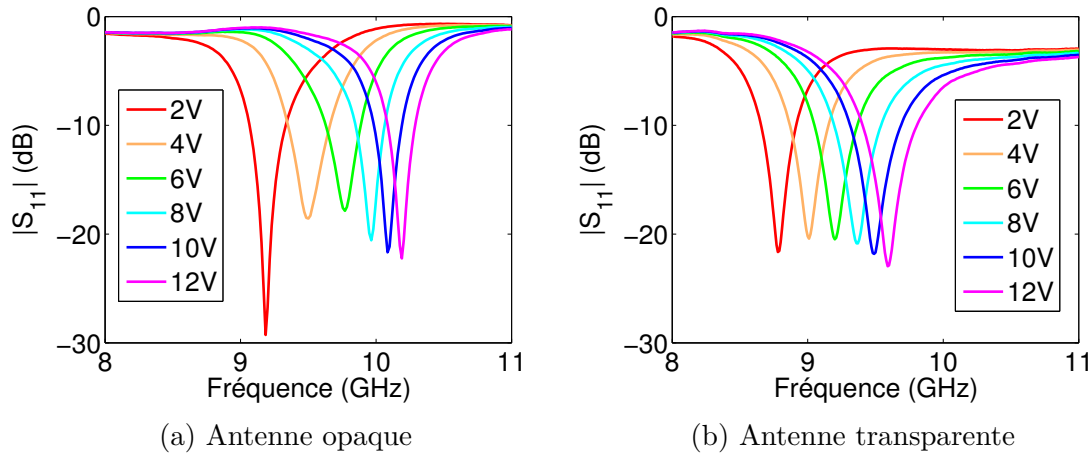


FIGURE 2.37 – Modules du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation de la diode varicap : (a) antenne de référence (opaque) et (b) antenne maillée (transparente). Résultats de mesure

9,2 GHz à 10,2 GHz en mesure (10,3%) pour 9,1 GHz à 10,1 GHz en simulation CST (10,4%). Un décalage en fréquence pour l'antenne maillée de 400 MHz est observé (agilité de 8,8 GHz à 9,6 GHz (8,7%)). Ce décalage en fréquence peut venir du quart d'onde d'adaptation dont la longueur électrique n'est pas la même avec le matériau continu (opaque) et transparent (maillé). En effet, en modélisant la ligne coplanaire transparente avec un matériau continu de conductivité plus faible ( $\sigma = 2 \times 10^6 \text{ S/m}$  au lieu de  $\sigma = 6,2 \times 10^7 \text{ S/m}$  pour un matériau continu), la phase électrique à 10 GHz du quart d'onde est de  $95,4^\circ$  (contre  $94,6^\circ$  avec le matériau opaque). Cela a pour conséquence d'adapter l'antenne à une fréquence légèrement plus faible (200 MHz de décalage en simulation).

Les diagrammes de rayonnement ont été mesurés en chambre anéchoïque (FIGURE 2.38). L'ondulation au niveau du lobe principal dans le plan E est bien présente en raison du phénomène de diffraction par les arêtes du plan de masse. Les diagrammes expérimentaux restent très proches de ceux simulés. De plus, le diagramme de l'antenne transparente est similaire à celui de l'antenne de référence. Les gains moyens en fonction de la tension de polarisation de la diode varicap sont présentés FIGURE 2.39. Un gain constant est observé quelle que soit la valeur de la tension de polarisation, en contradiction avec les résultats de simulation, et ce même avec l'antenne de référence. En pratique, le connecteur utilisé induit une source de diffraction supplémentaire qui n'était pas prise en compte dans la simulation. Cela pourrait expliquer cette différence avec le gain simulé. Les pertes dues au maillage de l'antenne transparente sont égales à  $\sim 3 \text{ dB}$ . Cela reste raisonnable pour une antenne transparente, comparativement aux autres technologies de matériaux transparents et conducteurs accessibles : ITO [25] ; AZO [26] ; multicouche ITO/métal [27].

En conclusion, ces premiers prototypes démontrent la faisabilité de fabrication d'antennes transparentes actives à partir d'un maillage métallique à pas micrométrique, couplé à des composants actifs. L'antenne FM a démontré les limites de cette technologie en basse fréquence ( $\sim 100 \text{ MHz}$ ) en raison d'un effet de peau important. A fréquence plus élevée, un décalage de la fréquence de résonance est remarqué. Ce

## CHAPITRE 2. ANTENNES TRANSPARENTES ACTIVES À BASE DE COMPOSANTS LOCALISÉS DISCRETS

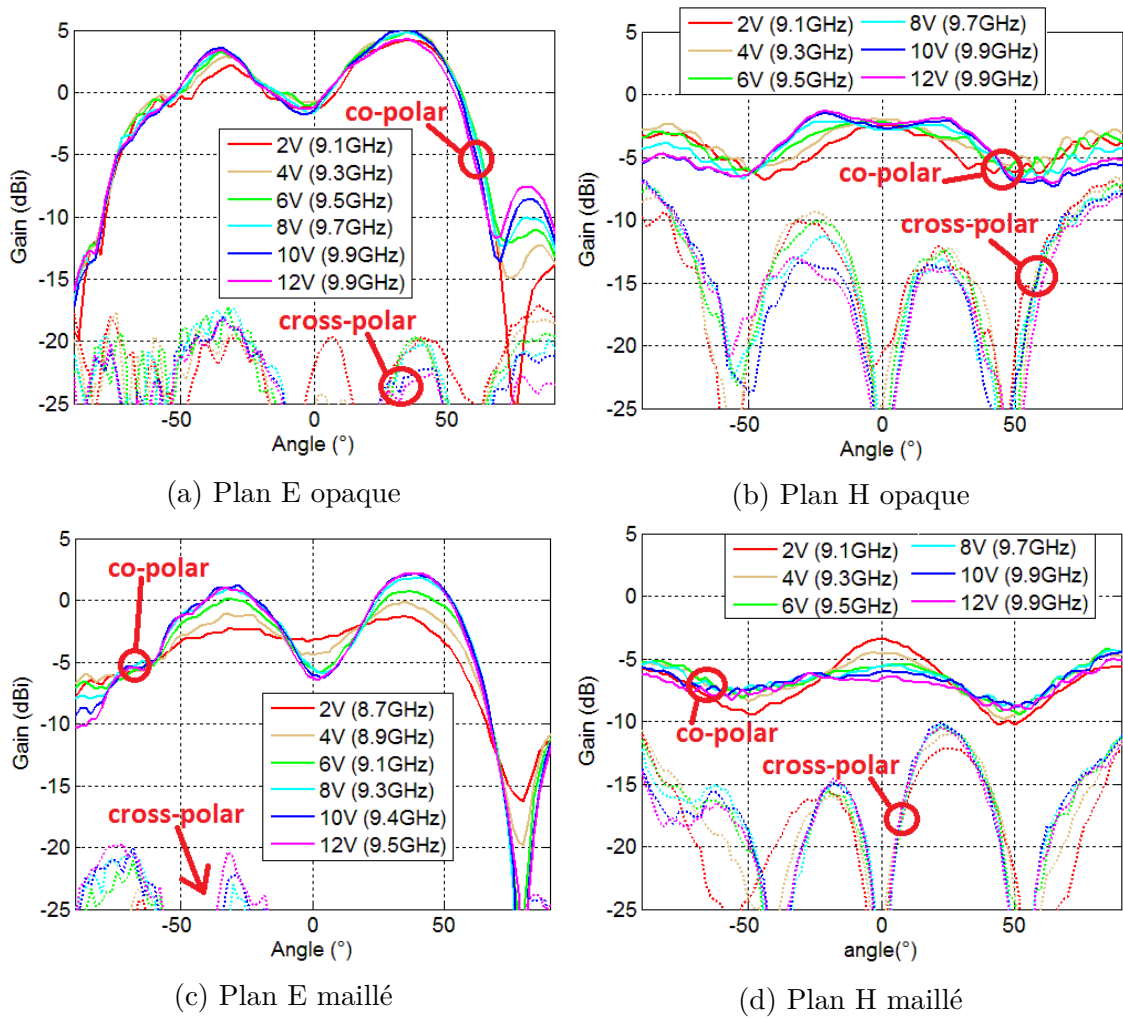


FIGURE 2.38 – Diagrammes de rayonnement des antennes (a-b) de référence (opaque) et (c-d) maillée (transparente). Résultats de mesure

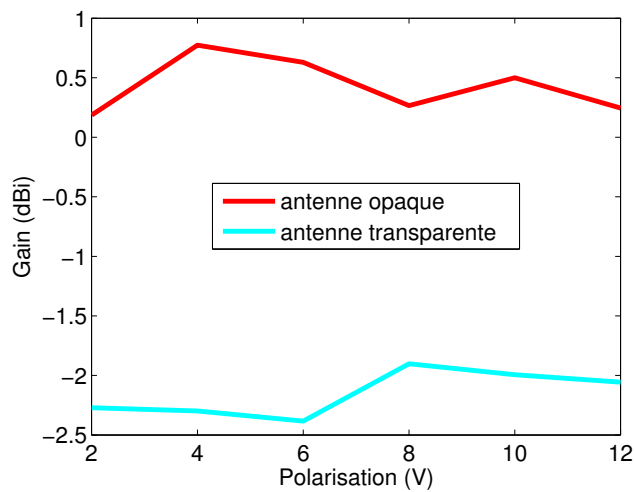


FIGURE 2.39 – Gain en fonction de la tension de polarisation. Résultats de mesure

décalage provient vraisemblablement du dimensionnement du maillage par rapport à la longueur d'onde de travail (pas de maillage égale à  $\sim \lambda_0/100$ ). Avant de travailler à encore plus haute fréquence ( $\sim 60$  GHz), une étude plus poussée de l'impact du maillage sur les performances des antennes transparentes doit être réalisée et est présentée dans le chapitre suivant.

## Bibliographie

- [1] J. Hautcoeur, *Conception d'un matériau transparent et conducteur efficace : application aux antennes-panneaux transparentes pour les réseaux radio cellulaires mobiles*. Thèse de l'Université de Rennes 1, Jan. 2011.
- [2] Y. Taachouche, F. Colombel, and M. Himdi, "Very compact and broadband active antenna for VHF band applications," *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2012, p. e193716, Feb. 2012.
- [3] Y. Taachouche, F. Colombel, and M. Himdi, "Influence of the transistor location on the behavior of a transistorized printed antenna," in *2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, pp. 1255–1258, Mar. 2012.
- [4] "Documentation ATF 21100 GP1." <http://www.datasheetarchive.com/pdf/download.php?id=6960295b5db7779e6f005fb8de074fd33a9c15&type=0&query=ATF-21100-GP1>.
- [5] J. Hautcoeur, F. Colombel, M. Himdi, X. Castel, and E. Motta-Cruz, "Large and optically transparent multilayer for broadband H-shaped slot antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 933–936, 2013.
- [6] "Logiciel ADS." [www.keysight.com/en/pc-1297113](http://www.keysight.com/en/pc-1297113).
- [7] "Logiciel CST." <https://www.cst.com/>.
- [8] W. M. Haynes, *CRC Handbook of Chemistry and Physics, 97th Edition*. CRC Press, June 2016.
- [9] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. Motta-Cruz, "Optically transparent monopole antenna with high radiation efficiency manufactured with a silver grid layer (AgGL)," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 1014–1016, Sept. 2009.
- [10] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. Cruz, "Performances of transparent monopole antenna versus meshed silver layer (AgGL)," in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–3, Apr. 2010.
- [11] J. Hautcoeur, F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, and E. M. Cruz, "Radio-frequency performances of transparent ultra-wideband antennas," *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 22, pp. 259–271, July 2011.
- [12] J. Hautcoeur, X. Castel, F. Colombel, M. Himdi, and E. Motta-Cruz, "Comparison of the microwave performance of transparent wire monopole antennas based on silver films," *Journal of Electronic Materials*, vol. 42, pp. 552–557, March 2013.
- [13] Q.H. Dao, R. Braun, and B. Geck, "Design and investigation of meshed patch antennas for applications at 24 GHz," in *45th European Microwave Week (EuMW)*, pp. 1499–1502, Sept. 2015.
- [14] J. Hautcoeur, L. Talbi, and K. Hettak, "Feasibility study of optically transparent CPW-fed monopole antenna at 60-GHz ISM bands," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, pp. 1651–1657, Apr. 2013.



- [15] J. Hautcoeur, X. Castel, F. Colombel, R. Benzerga, M. Himdi, G. Legeay, and E. Motta-Cruz, "Transparency and electrical properties of meshed metal films," *Thin Solid Films*, vol. 519, pp. 3851–3858, Mar. 2011.
- [16] "Kit de développement SI4706-B-EVB." <https://www.silabs.com/documents/public/user-guides/Si47xxEVB.pdf>.
- [17] B.R. Holland, R. Ramadoss, S. Pandey, and P. Agrawal, "Tunable coplanar patch antenna using varactor," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 319–321, Mar. 2006.
- [18] "Documentation MA46580-1209." [https://cdn.macom.com/datasheets/MA46580\\_MA46585.pdf](https://cdn.macom.com/datasheets/MA46580_MA46585.pdf).
- [19] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, and S. Bolioli, "A novel analog 360° phase shifter design in Ku and Ka bands," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, pp. 1733–1736, Aug. 2010.
- [20] R. N. Simons, *Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*. Wiley, Apr. 2001.
- [21] R. Janaswamy and D. Schaubert, "Characteristic impedance of a wide slotline on low-permittivity substrates (Short Paper)," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, pp. 900–902, Aug. 1986.
- [22] S. B. Cohn, "Slot line on a dielectric substrate," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 17, pp. 768–778, Oct. 1969.
- [23] T. Dusseux, *Etude d'antennes fentes annulaires imprimées, applications : antennes mélangeuses, réseaux*. Thèse de l'Université de Rennes 1, Jan. 1987.
- [24] "Logiciel Matlab." <https://fr.mathworks.com>.
- [25] F. Colombel, X. Castel, M. Himdi, G. Legeay, S. Vigneron, and E.M. Cruz, "Ultrathin metal layer, ITO film and ITO/Cu/ITO multilayer towards transparent antenna," *IET Science, Measurement and Technology*, vol. 3, pp. 229–234, May 2009.
- [26] M. Awalludin, M. Ali, and M. Mamat, "Transparent antenna using aluminum doped zinc oxide for wireless application," in *2015 IEEE Symposium on Computer Applications Industrial Electronics (ISCAIE)*, pp. 33–36, Apr. 2015.
- [27] A. Klöppel, B. Meyer, and J. Trube, "Influence of substrate temperature and sputtering atmosphere on electrical and optical properties of double silver layer systems," *Thin Solid Films*, vol. 392, pp. 311–314, July 2001.

## CHAPITRE

### 3

# INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

Ce chapitre présente une étude de l'influence du maillage métallique sur les performances hyperfréquences d'antennes imprimées transparentes. Cette étude fait suite à la constatation de ses effets dans le chapitre précédent : décalage de la fréquence de fonctionnement et légère diminution du gain. Cette étude vise à décrire son influence en vue d'une utilisation à de plus hautes fréquences. Deux cas sont particulièrement visés : un premier à 10 GHz basé sur l'antenne agile en fréquence présentée précédemment et un deuxième sur une antenne passive fonctionnant à 60 GHz et développée en technologie microruban.

### **3.1 Antenne agile en fréquence en technologie coplanaire**

Cette partie présente l'influence du dimensionnement du maillage sur l'antenne agile en fréquence présentée PARTIE 2.3. Le design de l'antenne est rappelé FIGURE 3.1. La nature de substrat (verre Corning 1737), la surface et l'épaisseur de métallisation (Ag ( $2\ \mu\text{m}$ )/Ti (5 nm)) sont conservées.

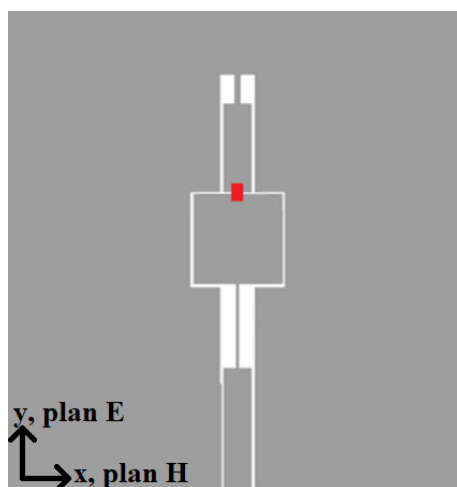


FIGURE 3.1 – Design global de l'antenne active

### 3.1.1 Maillages étudiés

Trois maillages différents ont été utilisés pour cette antenne. Un premier maillage resserré (Antenne 1) avec lequel les lignes et l'élément central carré sont réalisés : pas  $p \approx 100 \mu\text{m}$  et largeur de ruban  $s \approx 15 \mu\text{m}$ . Un maillage relâché est utilisé pour le plan de masse :  $p \approx 350 \mu\text{m}$  et  $s \approx 15 \mu\text{m}$ . Ce maillage permet d'améliorer la transparence optique globale de l'échantillon tout en bénéficiant d'un maillage resserré et donc d'une plus faible résistance par carré pour les éléments rayonnants de l'antenne. Le deuxième maillage (Antenne 2) est celui déjà utilisé et présenté dans la PARTIE 2.3 de ce mémoire ( $p \approx 350 \mu\text{m}$  et  $s \approx 15 \mu\text{m}$  pour toutes les parties constitutives de l'antenne). Le dernier maillage utilisé (Antenne 3) est très relâché pour toutes les parties constitutives de l'antenne ( $p \approx 1000 \mu\text{m}$  et  $s \approx 15 \mu\text{m}$ ). Les dimensions exactes sont détaillées dans le TABLEAU 3.1.

Il est intéressant ici de comparer les dimensions des maillages utilisés par rapport à la longueur d'onde de travail (10 GHz soit  $\lambda_0 = 30 \text{ mm}$ ). L'antenne 1 dispose d'un pas de maillage du plan de masse d'environ  $\lambda_0/100$  et de  $\lambda_0/300$  pour ses autres éléments constitutifs. L'ensemble du maillage de l'Antenne 2 est réalisé à  $\lambda_0/100$  et celui de l'Antenne 3 à  $\lambda_0/30$ . Cette étude permet de compléter une autre étude réalisée à 24 GHz avec des pas de maillage encore plus importants [1]. En effet, les pas de maillage minimaux utilisés étaient égaux à  $\lambda_0/20$ , pour des antennes en technologie microruban.

Des photographies des 3 antennes sont présentées FIGURE 3.2. La technologie de fabrication utilisée reste la même (dépôt métallique par pulvérisation radiofréquence puis photolithographie, Cf PARTIE 2.1.1).

CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT  
CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

TABLEAU 3.1 – Dimensions des maillages et caractéristiques théoriques associées

	<i>Antenne 1</i>	<i>Antenne 2</i>	<i>Antenne 3</i>
<b>Plan de masse</b>			
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	320/340	320/340	1015/1020
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15/20	15/20	15
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,13/0,18	0,13/0,18	0,54/0,54
Transparence optique $T$ (%)	82,7	82,7	89,5
<b>Ligne d'alimentation</b>			
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	95/100	290	715/1015
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15	15	15
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,05/0,05	0,15	0,38/0,54
Transparence optique $T$ (%)	66,0	82,9	88,9
<b>Quart d'onde d'adaptation</b>			
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	90/110	90/300	90/900
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15	15	15
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,05/0,06	0,05/0,16	0,05/0,48
Transparence optique $T$ (%)	66,3	73,0	75,5
<b>Élément carré central</b>			
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	100	290	940
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	15	15	15
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,05	0,15	0,50
Transparence optique $T$ (%)	66,6	82,9	89,2



(a) Antenne 1

(b) Antenne 2

(c) Antenne 3

FIGURE 3.2 – Photographies des antennes transparentes maillées réalisées

### 3.1.2 Mesures

La transparence optique des antennes a été mesurée à l'aide du spectrophotomètre UV/Visible à deux endroits distincts : le plan de masse et la ligne d'alimentation de l'antenne. Les résultats sont présentés FIGURE 3.3 respectivement pour le plan de masse (a) et la ligne (b). Une bonne adéquation entre les valeurs théoriques (TABLEAU 3.1) et les celles expérimentales est constatée. Une différence inférieure à 3% est mesurée avec les Antennes 1 et 2. Elle est plus importante avec l'An-

tenne 3 (5~6%) car, les mailles étant de grandes dimensions, le faisceau lumineux ne traverse pas suffisamment de mailles métalliques pour moyenner la valeur expérimentale. Rappelons ici que les dimensions du faisceau optique sont de l'ordre de  $1\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ ., soit la valeur de 3 mailles.

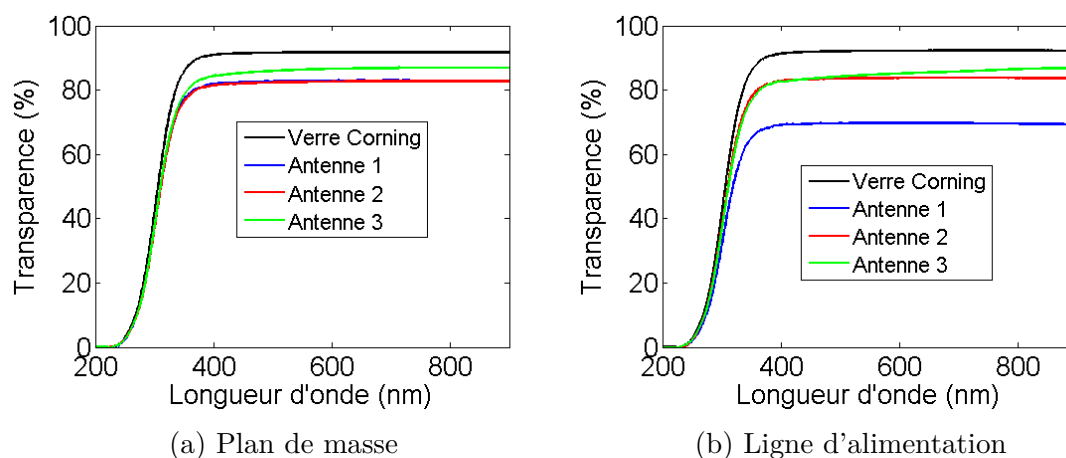


FIGURE 3.3 – Mesures de la transparence optique des échantillons

La résistance par carré a été mesurée à l'aide du dispositif 4 pointes. Seul le plan de masse a été mesuré car il est nécessaire de disposer d'une surface suffisamment grande pour limiter les effets de bord. Pour les Antennes 1 et 2 (maillage identique du plan de masse), une résistance par carré  $R'_s = 0,19\ \Omega/\text{sq}$  est mesurée, ce qui correspond à la valeur théorique située entre  $0,13$  et  $0,18\ \Omega/\text{sq}$  selon la direction de propagation des courants. Pour l'Antenne 3, une valeur  $R'_s = 0,91\ \Omega/\text{sq}$  a été mesurée, relativement éloignée de la valeur théorique :  $0,54\ \Omega/\text{sq}$ . Ce résultat est à imputer au phénomène de surgravure qui s'est produit lors de la fabrication de cette antenne. La largeur des rubans métalliques a en effet atteint une valeur de  $10\ \mu\text{m}$  (au lieu des  $15\ \mu\text{m}$  visés). En utilisant cette nouvelle valeur de  $s$ , une résistance par carré  $R'_s = 0,82\ \Omega/\text{sq}$  est calculée, nettement plus proche de la valeur expérimentale mesurée.

Le module du coefficient de réflexion en entrée des antennes a été mesuré et est présenté FIGURE 3.4 sous différentes tensions de polarisation. Les résultats de simulation et de l'antenne de référence (opaque) sont également rappelés. Nous remarquons un décalage en fréquence du module de  $S_{11}$  des antennes transparentes par rapport à celui de l'antenne de référence, et ce décalage croît lorsque le pas du maillage augmente. En effet, un décalage de 400 MHz est mesuré entre l'antenne de référence et les Antennes 1 et 2, alors qu'il atteint 800 MHz avec l'Antenne 3 (TABLEAU 3.2). Aucune différence notable n'est cependant observée entre les Antennes 1 et 2. On observe simplement une moins bonne adaptation de l'Antenne 1. Ce résultat peut être associé à un problème de mesure (qualité du contact au niveau du connecteur) ou bien lié à un défaut de fabrication. Ce phénomène reste néanmoins contenu, le module du coefficient de réflexion restant inférieur à -10 dB.

Les diagrammes de rayonnement des antennes ont été mesurés en chambre anéchoïque et sont présentés FIGURE 3.5 sous différentes tensions de polarisation. Les résultats de simulation et de l'antenne de référence sont également rappelés. Les

CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT  
 CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

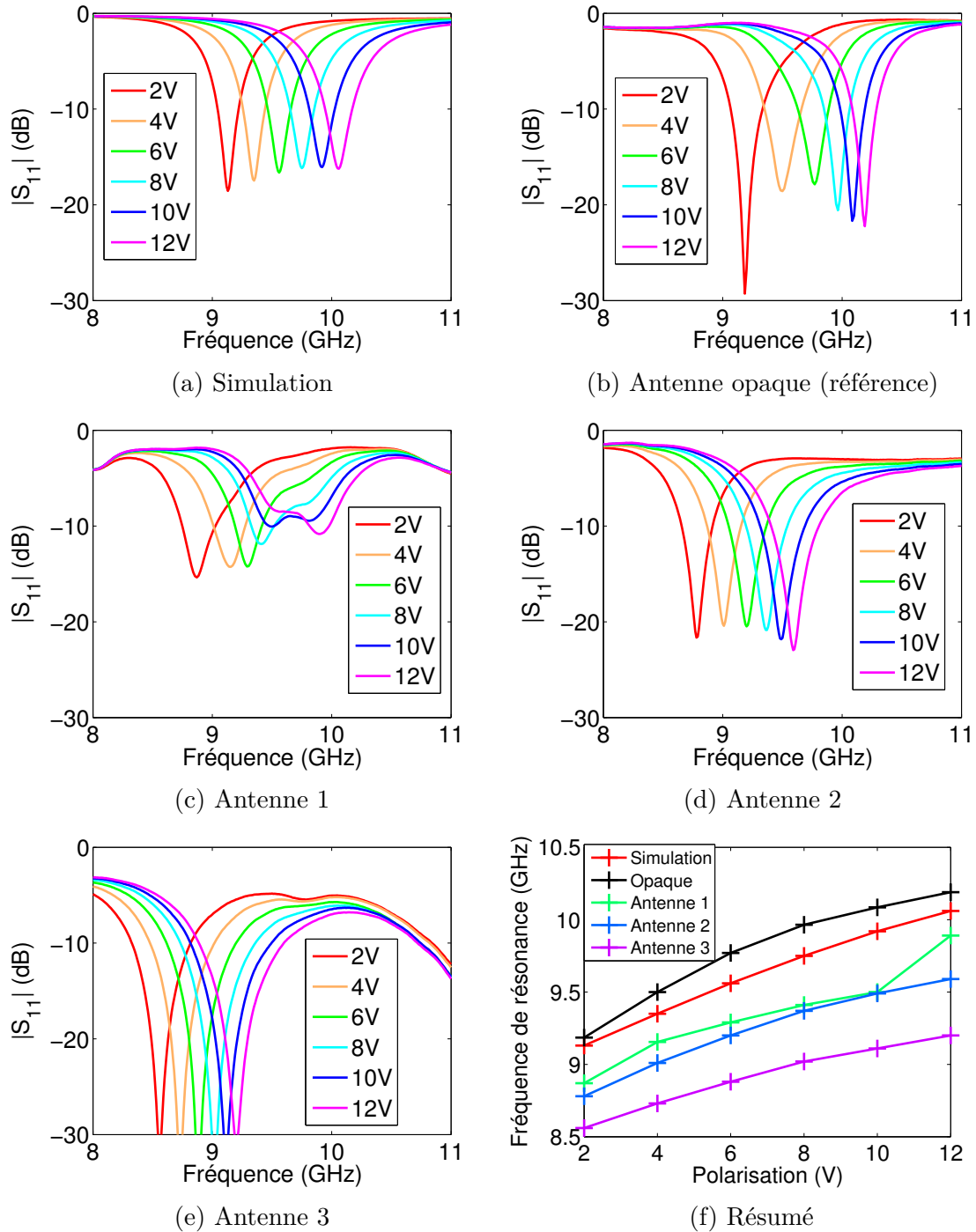


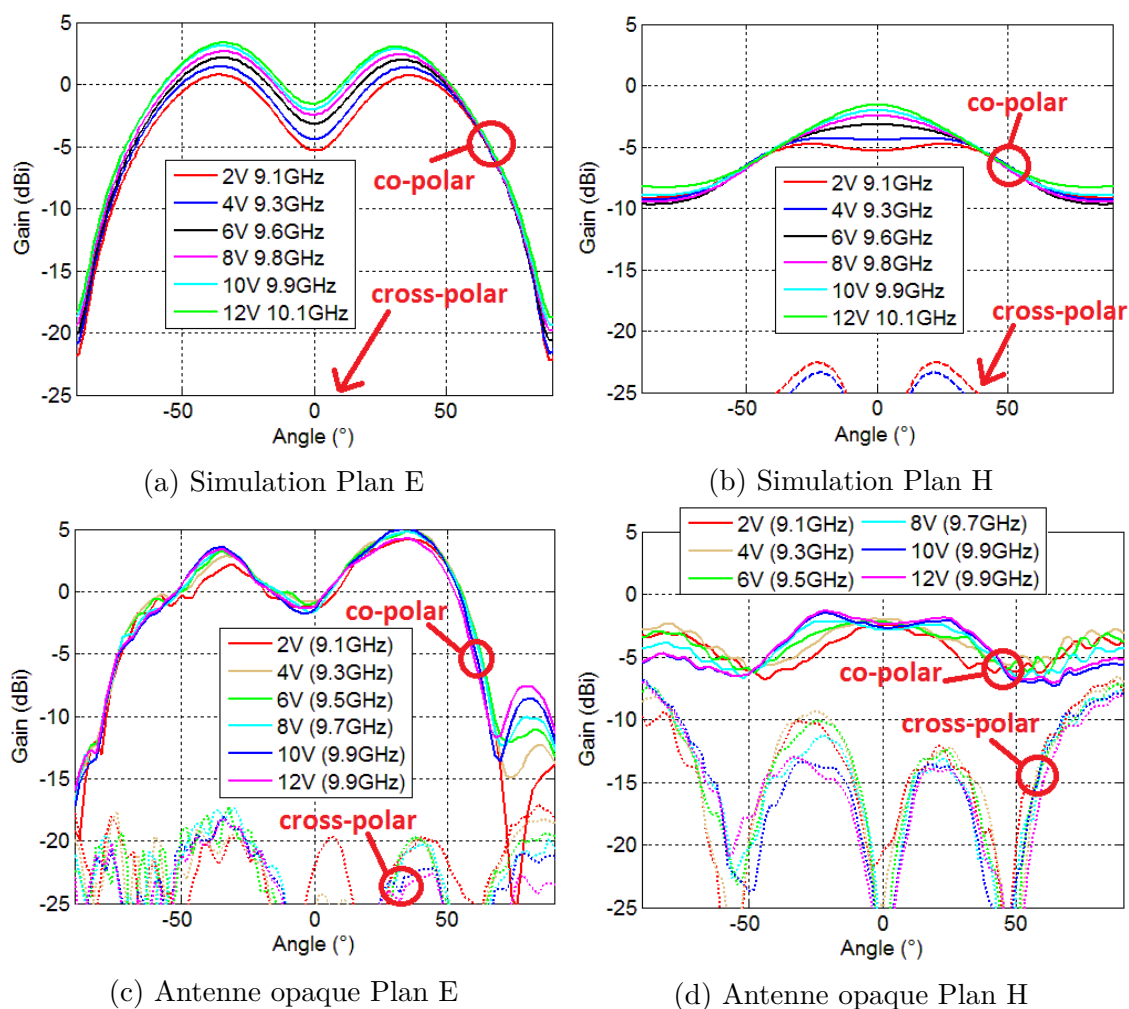
FIGURE 3.4 – Module du coefficient de réflexion des différentes antennes en fonction de la fréquence sous différentes polarisations et évolution de la fréquence de résonance associée en fonction de la tension de polarisation

## CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

TABLEAU 3.2 – Évolution de la fréquence de résonance sous tension de polarisation et agilité en fréquence associée

	<i>Fréquence de résonance (GHz)</i>	<i>Agilité (%)</i>
<i>Antenne de référence</i>	9,2 - 10,2	10,3
<i>Antenne 1</i>	8,9 - 9,8	9,6
<i>Antenne 2</i>	8,8 - 9,6	8,7
<i>Antenne 3</i>	8,6 - 9,2	6,7

diagrammes de rayonnement des antennes de référence, 1 et 2 correspondent à ceux obtenus en simulation, avec des ondulations du lobe principal dans le plan E de l'ordre de 5 dB telles que déjà observées dans la PARTIE 2.3. L'Antenne 3 présente quant à elle un plan H assez différent, avec des creux de la polarisation principale vers  $-50^\circ$  et une polarisation croisée qui augmente pour atteindre un niveau égal à la polarisation principale vers  $-25^\circ$ . Ainsi, pour des pas de maillage trop importants (voisin de  $\lambda_0/30$ ), le maillage métallique ne peut plus être considéré comme équivalent à un métal continu d'un point de vue électromagnétique. Il serait nécessaire à ce niveau d'optimiser le maillage ou le design de l'antenne si l'on souhaite conserver



### CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

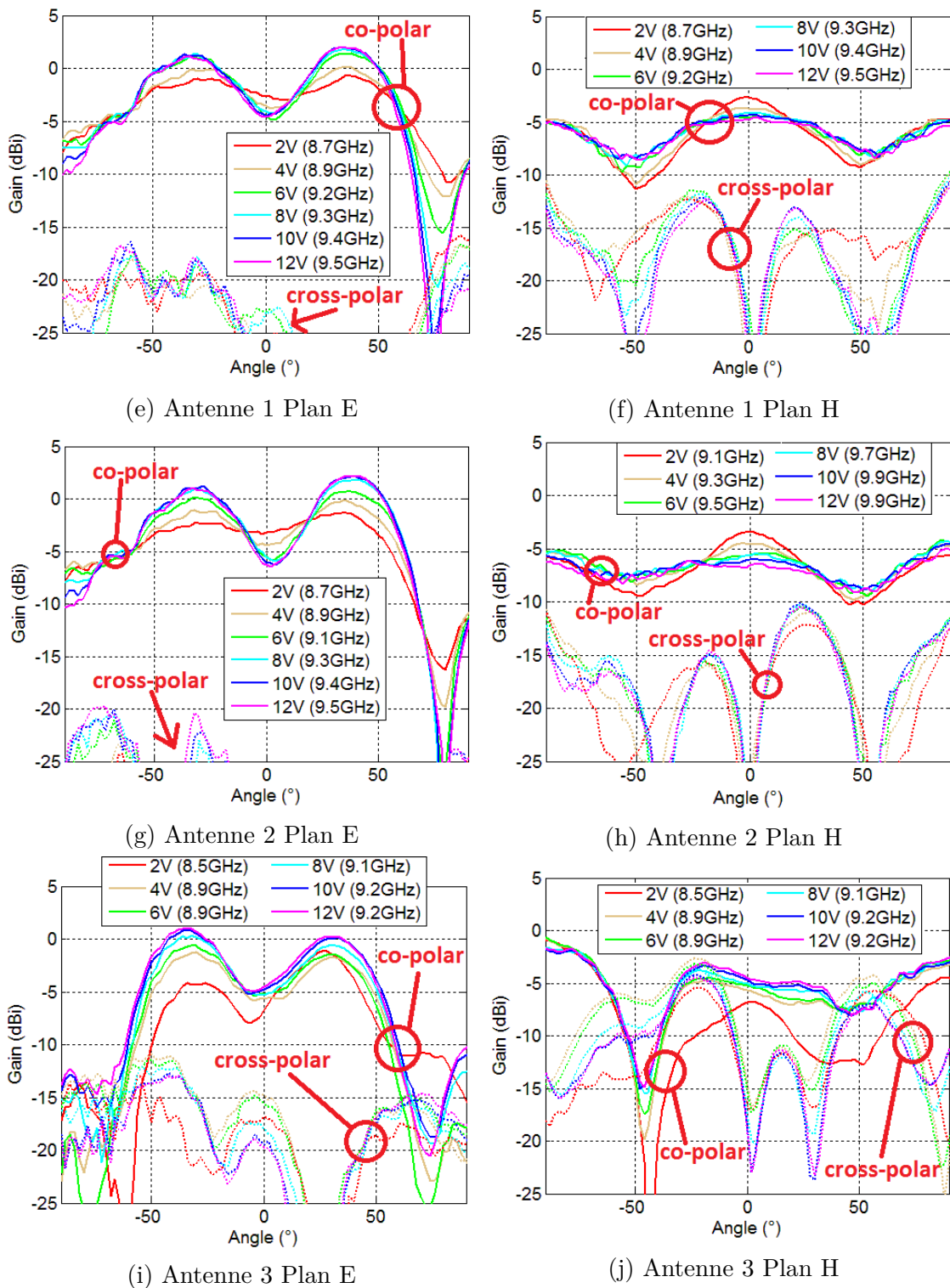


FIGURE 3.5 – Gain simulé et mesuré des différentes antennes en fonction de la tension de polarisation

ce niveau de transparence optique afin d'améliorer le fonctionnement de l'antenne.

La FIGURE 3.6 regroupe l'évolution des valeurs du gain des différentes antennes en fonction de la tension de polarisation. La gain est ici mesuré à la fréquence de



résonance de l'antenne considérée. De plus, en raison de l'ondulation dans le plan E, le gain reporté est égal à la moyenne du gain dans l'axe (à  $0^\circ$ ) et de sa valeur maximale. Nous remarquons que les évolutions en fonction de la fréquence des gains des antennes de référence, 1 et 2 ne correspondent pas aux résultats de simulation. Cela a pour origine l'influence du connecteur, notamment dans le plan E étant donné la faible directivité de l'antenne, connecteur qui n'est pas pris en compte dans la simulation. L'évolution du gain expérimental en fonction de la fréquence des Antennes 1 et 2 corrobore celui de l'antenne de référence. Pour l'Antenne 3, notons une différence dans cette évolution en raison de la perturbation très nette du diagramme de rayonnement du fait du maillage métallique relâché. Une différence de 2 dB entre l'antenne de référence et l'Antenne 1 est mesurée due à l'effet du maillage (augmentation des pertes métalliques). De plus, le maillage plus étroit de l'antenne 1 (hors plan de masse) permet d'améliorer de 0,5 dB le gain grâce à la réduction des pertes métalliques dans les zones à forte densité de courant. La transparence optique globale est de plus conservée, la majorité de la surface de l'échantillon étant occupée par le plan de masse.

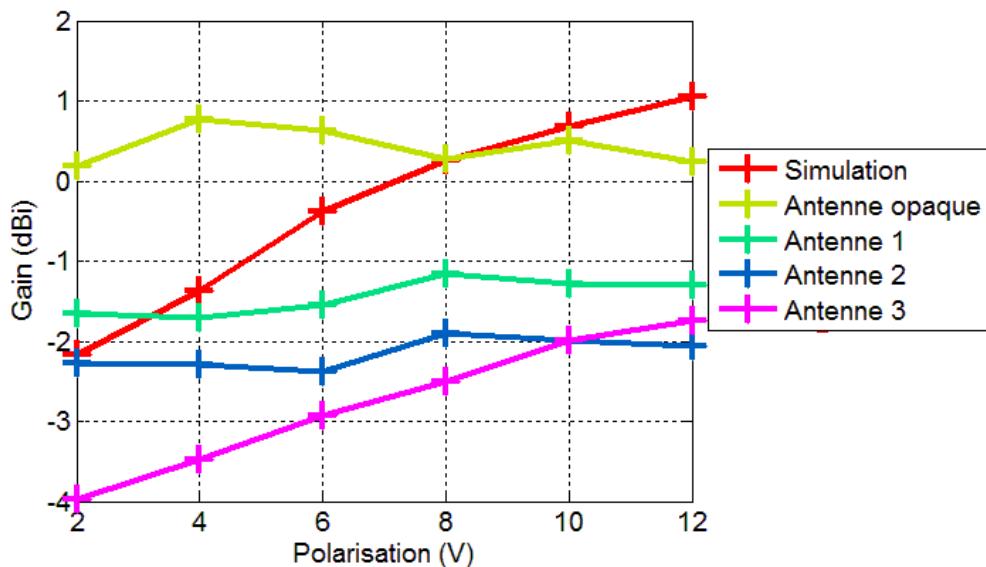


FIGURE 3.6 – Évolution du gain des antennes en fonction de la tension de polarisation

### 3.1.3 Conclusion

Dans cette partie, l'influence du dimensionnement du maillage sur les caractéristiques des antennes transparentes a été étudiée. Pour les 3 antennes fabriquées, une agilité en fréquence proche de 9% a été mesurée, avec une adaptation et des gains satisfaisants en bande X. Les valeurs de transparence optique et de résistance par carré expérimentales corroborent celles du modèle théorique. Un décalage de la fréquence de résonance des antennes maillées par rapport à celle de l'antenne de référence (opaque) a été observé, décalage d'autant plus conséquent (jusqu'à 800 MHz) que le pas du maillage utilisé est important. Nous avons démontré que la réduction du pas du maillage des éléments constitutifs de l'antenne (hors plan de masse) n'a

pas d'influence sur ce décalage. Par contre, cette réduction assure le maintien à une valeur convenable du gain des antennes maillées sans altérer de manière conséquente leur niveau de transparence optique. À l'opposé, l'augmentation du pas du maillage diminue le gain des antennes en raison de l'augmentation des pertes métalliques (augmentation de la résistance par carré du maillage). Néanmoins, l'accroissement associé du niveau de transparence optique n'est pas suffisant pour justifier la perte de gain (-1,5 dB). C'est pourquoi, à notre sens, les dimensions du maillage de l'Antenne 2 présentent le meilleur compromis performances hyperfréquences/transparence optique pour cette application en bande X.

## 3.2 Antennes passives à 60 GHz en technologie microruban

Les antennes transparentes peuvent être également développées pour les applications en bande millimétrique, comme les futurs réseaux 5G pour lesquels on envisage des concepts en bande V (60 GHz) et W (81 - 86 GHz). Jusqu'à présent, l'ensemble de nos travaux de recherche sur les antennes transparentes à maillage métallique à pas micrométrique s'est limité à des fréquences inférieures à 10 GHz. Il devient alors primordial d'étudier l'impact de ce maillage sur le fonctionnement des antennes en bande millimétrique car le rapport de la longueur d'onde de travail sur le pas du maillage n'est plus du même ordre de grandeur que précédemment et devient inférieur à 100. Afin d'accroître le gain des antennes, la technologie microruban est privilégiée. Elle permet l'obtention d'antennes plus directives, ne rayonnant que dans un demi-espace comparativement à la technologie coplanaire utilisée jusqu'à présent. Une valeur de gain importante est primordiale aux fréquences millimétriques afin d'assurer la portée suffisante lors des communications car les pertes en espace libre sont conséquentes à ces fréquences (proportionnelles à  $1/\lambda^2$ ).

Cette seconde partie du chapitre présente les travaux relatifs à l'étude d'un patch simple ainsi qu'un réseau de patches fonctionnant à 60 GHz en investiguant l'influence du maillage sur les performances de ces antennes. Pour l'ensemble des designs étudiés, du verre de silice pur ( $SiO_2$ ) de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 3,75$  et  $\tan \delta = 4.10^{-4}$  à 60 GHz [2], d'épaisseur  $200 \mu\text{m}$  et de dimensions  $25,4 \text{ mm} \times 25,4 \text{ mm}$  a été utilisé comme substrat. Ce substrat permet de limiter les pertes diélectriques grâce à sa faible valeur de tangente de pertes comparativement à celle du verre Corning 1737 ( $\epsilon_r = 5,45$  et  $\tan \delta = 0.011$  à 60 GHz [3]) ce qui est primordial en millimétrique. De plus, sa faible épaisseur ainsi qu'une constante diélectrique relativement faible (comparativement à celle du verre Corning 1737) permet de limiter les ondes de surface et ainsi d'augmenter l'efficacité de rayonnement de l'antenne. La transparence optique de la silice est égale à 94 % dans le domaine du visible (FIGURE 3.7). L'épaisseur de métallisation utilisée est égale à  $0,8 \mu\text{m}$  (supérieure à trois fois l'épaisseur de peau  $3 \times \delta = 0,78 \mu\text{m}$  à 60 GHz).

La technologie de fabrication reste la même (dépôt métallique par pulvérisation radiofréquence puis photolithographie, Cf CHAPITRE 2.2). La métallisation est réalisée sur les 2 faces du substrat (technologie microruban). L'insolation est réalisée à l'aide d'une insoléuse *Karl-Süss MJB3* permettant un alignement des masques des parties supérieure (éléments rayonnants) et inférieure (plan de masse).

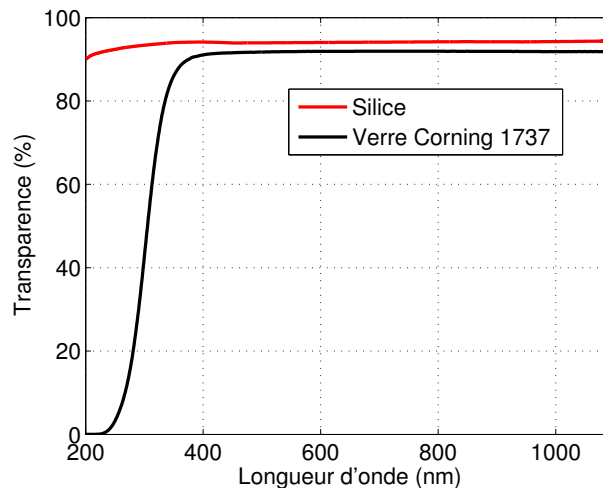


FIGURE 3.7 – Comparaison de la transparence optique du verre Corning et de la silice dans le domaine UV/Visible/proche IR

### 3.2.1 Patch simple

#### 3.2.1.1 Designs et simulations

Les dimensions du patch sont présentées FIGURE 3.8. Deux maillages différents ont été simulés et réalisés en plus de l'antenne de référence (film métallique continu). Bien que la simulation fut chronophage (30 h sur ordinateur 8 CPU 2,4 GHz, 50 Go de RAM, 2 GPU NVIDIA Tesla C2075), les antennes maillées ont pu être simulées dans le cas présent en raison des dimensions réduites du substrat ( $25,4 \text{ mm} \times 25,4 \text{ mm}$ ) et des antennes associées. Le premier maillage (Patch 1) dispose d'un plan de masse avec un pas  $p = 308 \mu\text{m}$  et une largeur de ruban  $s = 13 \mu\text{m}$ , la partie patch + ligne d'alimentation d'un pas  $p = 100 \mu\text{m}$  et d'une largeur de ruban  $s = 15 \mu\text{m}$ . Le deuxième maillage (Patch 2) est constitué des mêmes paramètres de maille, avec néanmoins l'empreinte du maillage patch + ligne intégrée au plan de masse (le maillage de la masse est présenté FIGURE 3.9). Ce concept permet d'améliorer les performances électromagnétiques du plan de masse en resserrant le maillage métallique en vis à vis avec l'élément rayonnant, sans pour autant altérer la transparence optique de l'échantillon puisque l'élément rayonnant et son empreinte dans le plan de masse sont superposés. L'utilisation d'un pas de maillage relâché ( $p = 308 \mu\text{m}$ ) pour les autres parties du plan de masse permet d'améliorer la transparence optique globale de l'échantillon. Les caractéristiques théoriques des 3 antennes (résistance par carré et transparence optique) sont regroupées dans le TABLEAU 3.3.

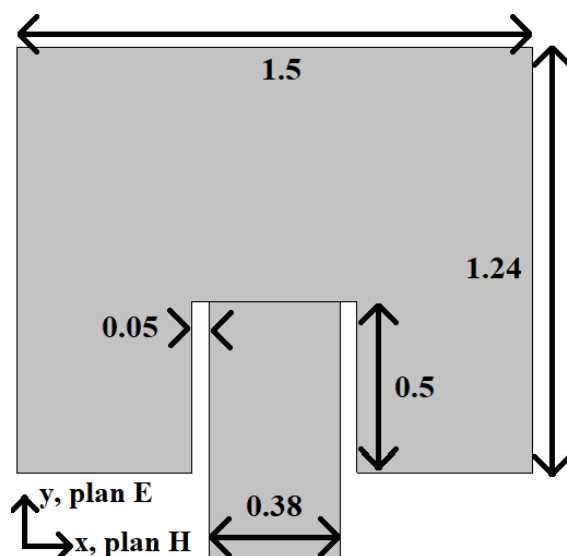


FIGURE 3.8 – Design du patch à 60 GHz et de sa ligne d'alimentation à  $50 \Omega$  (dimensions en mm)

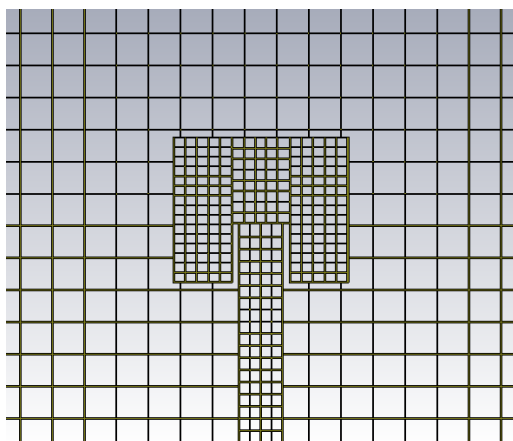


FIGURE 3.9 – Intégration de l'empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse (Patch 2)

Le module du coefficient de réflexion simulé pour les 3 antennes est présenté FIGURE 3.10. Un décalage en fréquence de 2 GHz est observé entre l'antenne de référence (59,2 GHz) et le Patch 1 (57,2 GHz) soit 3% de différence. L'intégration de l'empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse (Patch 2) permet de limiter ce décalage et de repositionner la fréquence de résonance du patch à 58,1 GHz.

Les diagrammes de rayonnement simulés sont présentés FIGURE 3.11. Des diagrammes similaires sont obtenus pour les 3 antennes. La cross-polarisation est nulle dans le plan E (symétrie du design), et inférieure à -15 dB dans le plan H par rapport au lobe principal pour toutes les antennes. L'ajout de l'empreinte de l'élément rayonnant et de la ligne dans le plan de masse permet de réduire le rayonnement arrière de l'antenne (5 dB en dessous du lobe principal pour le Patch 1, 15 dB pour le Patch 2 et 20 dB pour l'antenne opaque). Cependant, le gain est très similaire pour les 3 antennes, malgré la différence de rayonnement arrière et du niveau des

### CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

TABLEAU 3.3 – Dimensions des maillages du patch simple et caractéristiques théoriques associées

	<i>Antenne de référence</i>	<i>Patch 1</i>	<i>Patch 2</i>
<b>Élément rayonnant et ligne d'alimentation</b>			
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	-	100	100
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	-	15	15
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,02	0,13	0,13
Transparence optique $T$ (%)	0	67,9	67,9
<b>Plan de masse (hors empreinte de l'élément rayonnant)</b>			
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	-	308	308
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	-	13	13
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,02	0,47	0,47
Transparence optique $T$ (%)	0	86,2	86,2

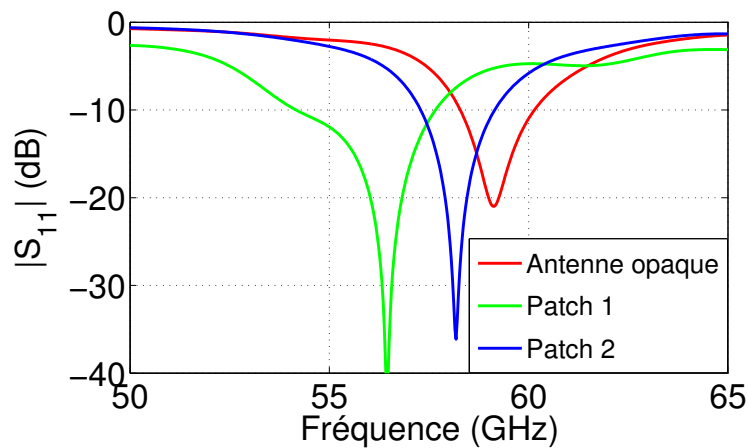


FIGURE 3.10 – Module du coefficient de réflexion de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse). Résultats de simulation

pertes métalliques qui sont plus importantes pour les antennes maillées comparativement à celui de l'antenne de référence (accroissement de la résistance par carré, voir TABLEAU 3.3). Ceci s'explique par la différence de directivité pour les 3 antennes : 6,3 dBi pour l'antenne opaque, 7,4 dBi pour le Patch 1 et 6,9 dBi pour le Patch 2. Ainsi, cette différence de directivité compense l'augmentation des pertes métalliques.

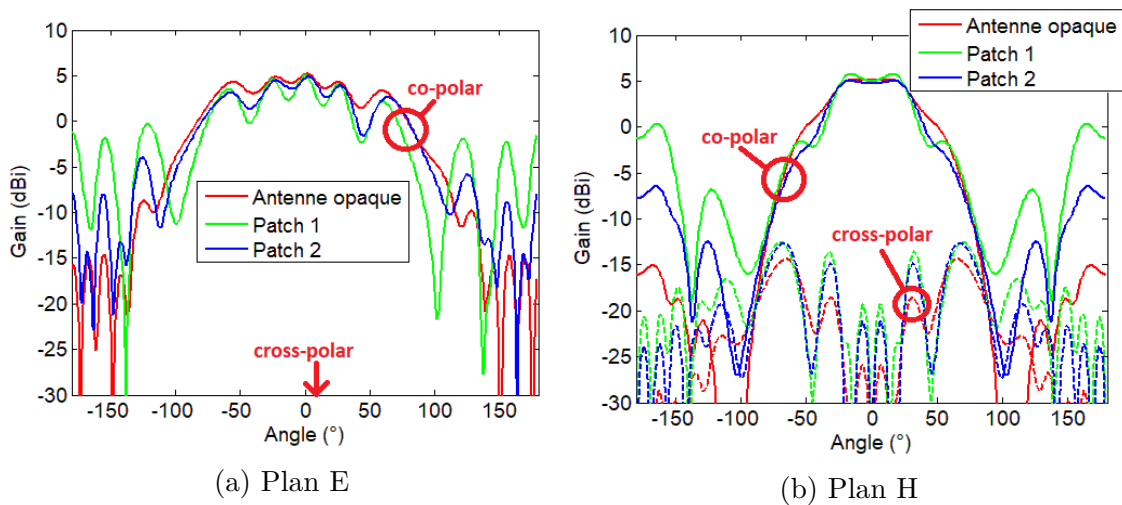


FIGURE 3.11 – Gain de l'antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de simulation

### 3.2.1.2 Réalisation et mesures

Les antennes réalisées sont présentées FIGURE 3.12. Une photo du Patch 2 par microscopie optique est présentée FIGURE 3.13. L'empreinte de l'élément rayonnant et de la ligne d'alimentation dans le plan de masse est parfaitement en vis à vis avec celle du plan rayonnant (décalage inférieur à  $1 \mu\text{m}$ ).

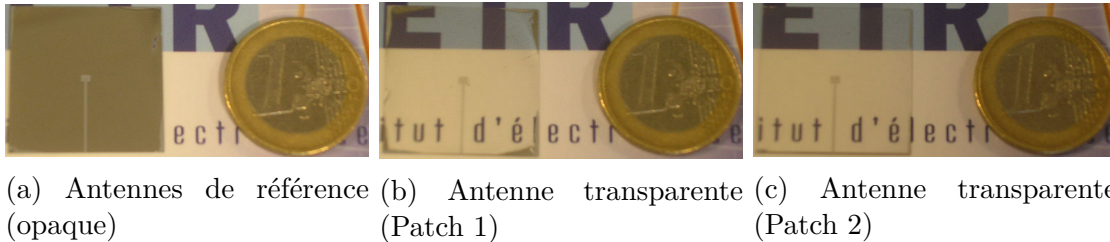


FIGURE 3.12 – Photos des antennes patch fonctionnant à 60 GHz

La transparence optique des Patches 1 et 2 a été mesurée au niveau du plan de masse (FIGURE 3.14). La transparence optique théorique au niveau du plan de masse est égale à 86 %. Une transparence optique de 86 % est mesurée pour le Patch 2 et 80 % pour le Patch 1. La différence entre théorie et mesure pour le Patch 1 provient d'un problème de sous gravure de l'échantillon qui a fourni une largeur de ruban de  $18 \mu\text{m}$  au lieu de  $13 \mu\text{m}$  attendu, soit une transparence optique théorique de 83,3 %. Notons aussi une absorption dans l'UV plus faible pour cette série d'antennes en raison de la nature du substrat utilisé : la silice a une valeur de bande interdite ( $E_g$  entre 7,78 eV et 8,01 eV [4]) plus élevée que celle du verre borosilicaté Corning ( $E_g$  entre 2,16 eV et 2,56 eV) [5].

Les modules des coefficients de réflexion expérimentaux des antennes patch sont présentés FIGURE 3.15. Ils confortent les résultats issus de la simulation, avec néan-

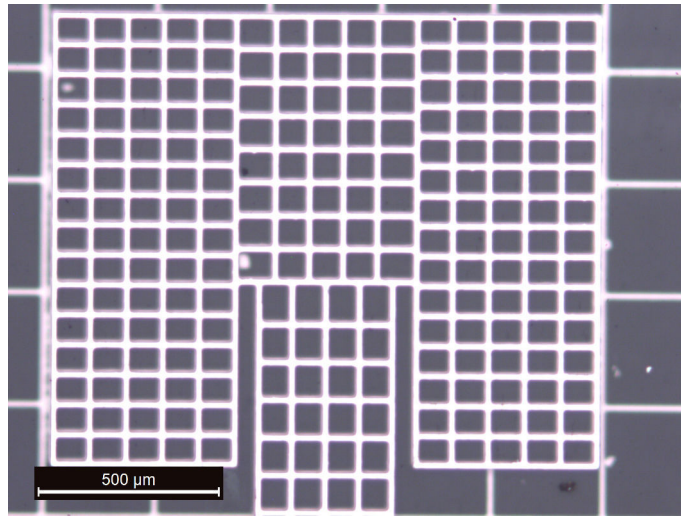


FIGURE 3.13 – Photo par microscopie optique de l'échantillon Patch 2 (éclairage épiscopique)

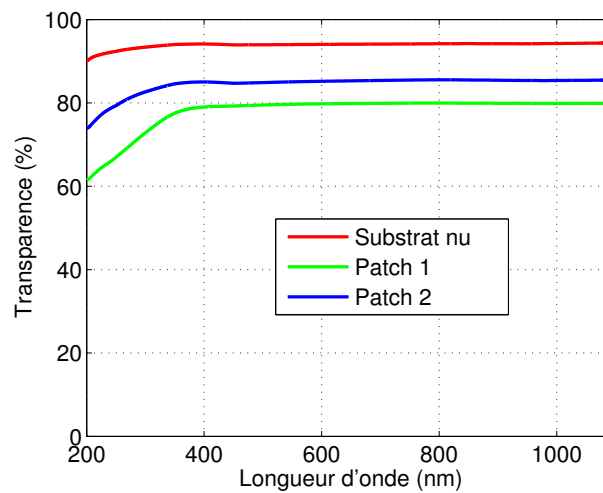


FIGURE 3.14 – Transparence optique expérimentale du plan de masse des antennes patch

moins des décalages fréquentiels plus importants. En effet, la fréquence de résonance de l'antenne de référence est égale à 58,4 GHz (59,2 GHz en simulation), celle du Patch 1 est de 54,7 GHz (57,2 GHz en simulation) et celle du Patch 2 est égale à 56,5 GHz (58,1 GHz en simulation). L'ajout de l'empreinte de l'antenne dans le plan de masse permet bien de remonter la fréquence de résonance de l'antenne transparente.

Les diagrammes de rayonnement des antennes sont présentés FIGURE 3.16, et sont très perturbés. En effet, le lobe principal étant très large ( $154^\circ$  dans le plan E et  $74^\circ$  dans le plan H, valeurs issues de la simulation), le connecteur V utilisé est à l'origine de la forte perturbation du diagramme de rayonnement des antennes. Une perte d'environ 4 dB est mesurée entre l'antenne de référence et les antennes transparentes Patch 1 et 2. Aucune différence de niveau de gain n'est observée entre



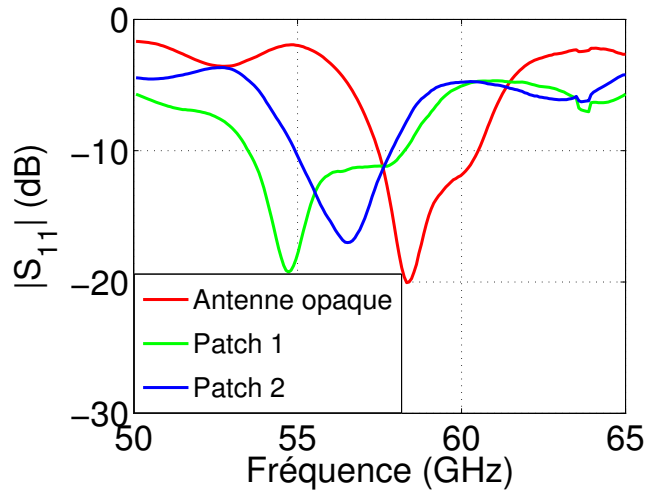


FIGURE 3.15 – Amplitude du coefficient de réflexion de l’antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l’élément rayonnant dans le plan de masse). Résultats de mesure

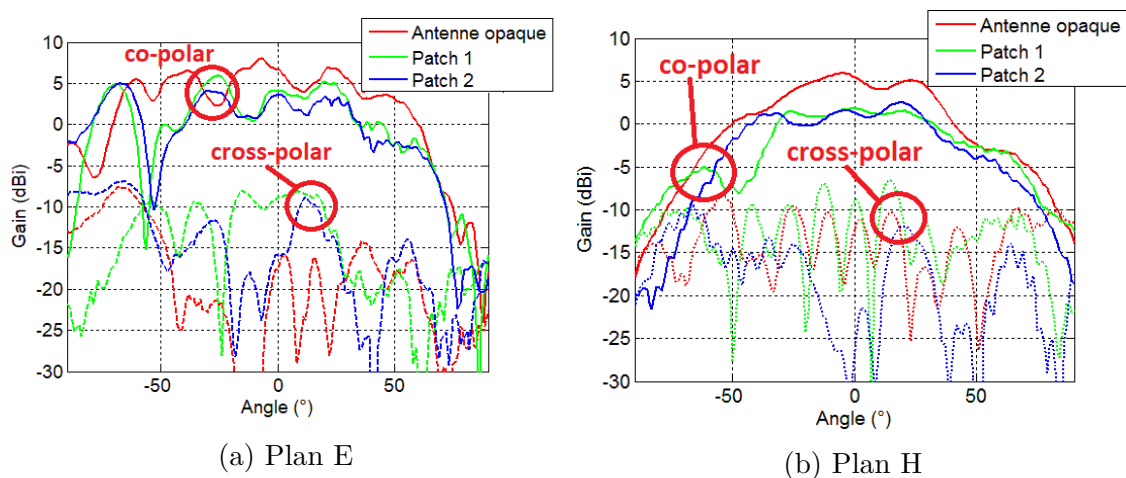


FIGURE 3.16 – Gain de l’antenne de référence (opaque), du Patch 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Patch 2 (antenne transparente avec empreinte de l’élément rayonnant dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respectives. Résultats de mesure

le Patch1 et le Patch 2 (respectivement sans et avec empreinte de l’élément rayonnant dans le plan de masse). Cependant, l’évaluation précise du gain reste ici difficile en raison de la présence des oscillations qui rendent délicate la juste estimation de la valeur du gain.

### 3.2.2 Réseau de 4 x 2 patches

Afin d’accroître la valeur du gain des antennes, un réseau constitué de 4 x 2 patches est maintenant étudié, permettant ainsi de réduire les ouvertures à mi-puissance et

limitant en conséquence les effets de diffraction du connecteur.

### 3.2.2.1 Design et simulations

Le design et les dimensions du réseau de 8 éléments sont présentés FIGURE 3.17. Dans ce cas aussi, deux maillages différents ont été développés et simulés. Le premier maillage (Réseau 1) utilise un plan de masse avec un pas  $p = 273 \mu\text{m}$  et une largeur de ruban  $s = 11 \mu\text{m}$ ; la partie patches + arborescence d'alimentation utilise un pas  $p = 100 \mu\text{m}$  et une largeur de ruban  $s = 15 \mu\text{m}$ . Le deuxième maillage (Réseau 2) est basé sur le même dimensionnement de maillage que précédemment, avec l'empreinte des maillages patches + arborescence d'alimentation intégrés dans le plan de masse (un détail du plan de masse est présenté FIGURE 3.18). La longueur de la ligne d'alimentation principale à  $50 \Omega$  est égale à  $10,42 \text{ mm}$  afin d'assurer le positionnement du réseau  $4 \times 2$  patches au centre de l'échantillon. Les caractéristiques théoriques des 3 réseaux (résistance par carré et transparence optique) sont regroupées dans le TABLEAU 3.4

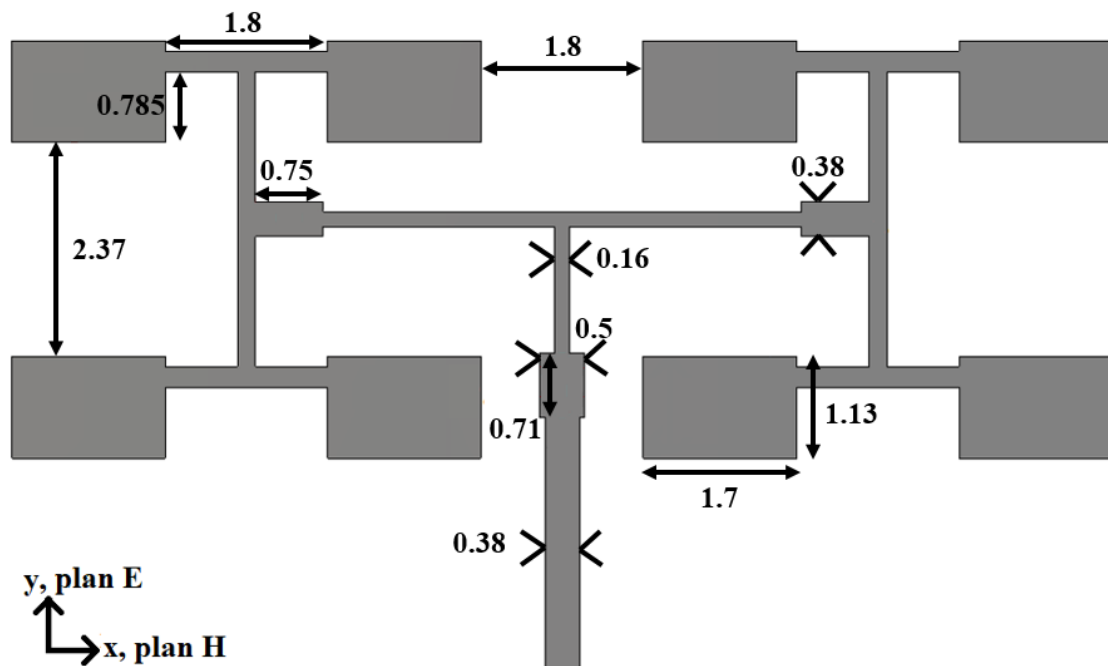


FIGURE 3.17 – Réseau constitué de  $4 \times 2$  patches fonctionnant à 60 GHz (dimensions en mm)

Les modules des coefficients de réflexion simulés des 3 réseaux sont présentés FIGURE 3.19. Un décalage en fréquence important (5 GHz) entre l'antenne de référence (59,9 GHz) et le Réseau 1 (54,5 GHz) est observé. À ce décalage s'ajoute une désadaptation, avec un niveau néanmoins suffisant ( $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$ ). Notons à nouveau que l'insertion de l'empreinte du réseau  $4 \times 2$  patches dans le plan de masse permet de minimiser grandement le décalage en fréquence (59,2 GHz contre 59,9 GHz) et de bénéficier d'un niveau d'adaptation tout à fait satisfaisant ( $|S_{11}| < -20 \text{ dB}$ ) en accord avec celui de l'antenne de référence ( $|S_{11}| < -25 \text{ dB}$  à 59,9 GHz).

CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT  
CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

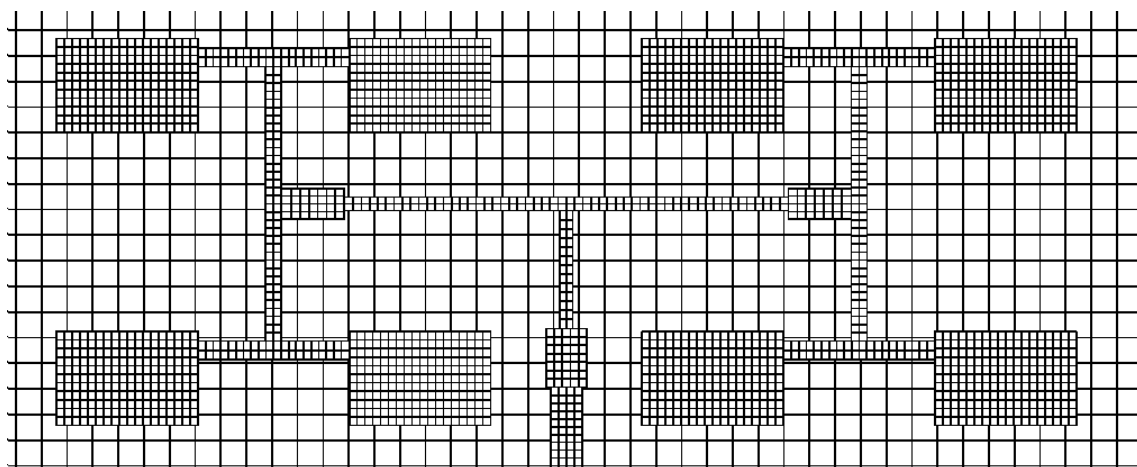


FIGURE 3.18 – Détail du maillage du plan de masse du Réseau 2

TABLEAU 3.4 – Dimensions des maillages du réseau 4 x 2 patches et caractéristiques théoriques associées

	<i>Réseau de référence</i>	<i>Réseau 1</i>	<i>Réseau 2</i>
<b>Patches et arborescence d'alimentation</b>			
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	-	100	100
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	-	15	15
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,02	0,13	0,13
Transparence optique $T$ (%)	0	67,9	67,9
<b>Plan de masse (hors empreinte de l'élément rayonnant)</b>			
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	-	273	273
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	-	11	11
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,02	0,50	0,50
Transparence optique $T$ (%)	0	86,6	86,6

Les diagrammes de rayonnement simulés sont présentés FIGURE 3.20. Des diagrammes similaires sont obtenus dans le plan H pour les 3 réseaux avec néanmoins une diminution du niveau de gain due au maillage (perte de 5 dB du Réseau 1 par rapport à l'antenne de référence) en raison des ouvertures pratiquées dans le plan de masse et de l'augmentation des pertes métalliques (augmentation de la résistance par carré, TABLEAU 3.4). Cependant, l'ajout de l'empreinte du réseau 4 x 2 éléments dans le plan de masse (Réseau 2) permet d'accroître le gain de 2 dB par rapport à celui du Réseau 1. Les ondulations observées dans le plan E obligent à rester critique vis à vis des valeurs maximales des gain présentées.

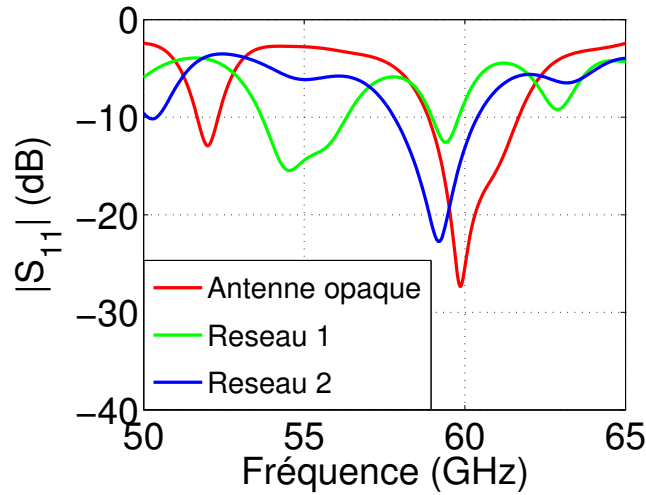


FIGURE 3.19 – Module du coefficient du réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse). Résultats de simulation

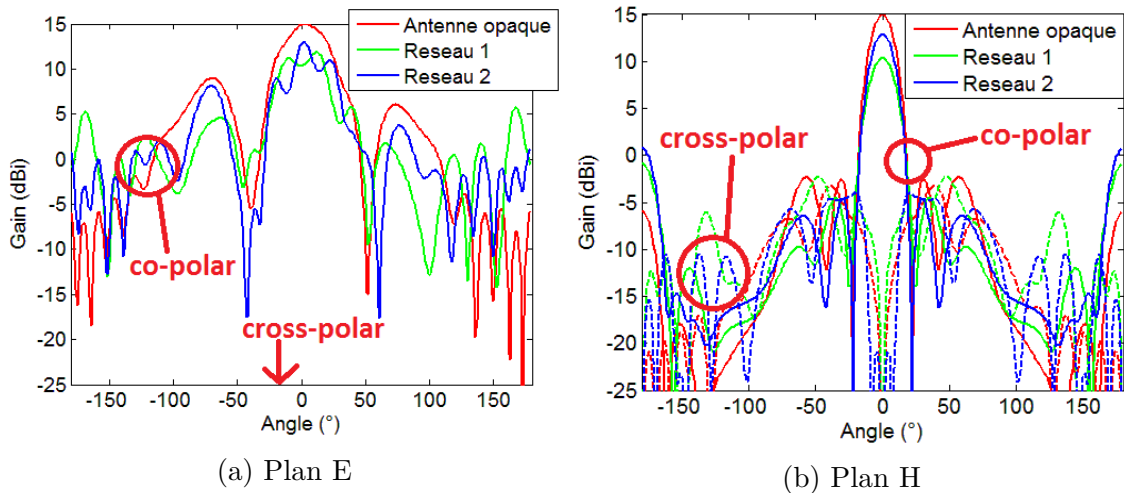


FIGURE 3.20 – Gain du réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de simulation

### 3.2.2.2 Réalisation et mesures

Les antennes réalisées sont présentées FIGURE 3.21. La photo de l’un des patches constitutifs du Réseau 2 prise par microscopie optique est présentée FIGURE 3.22. L’empreinte des lignes et de l’élément rayonnant dans le plan de masse est désalignée (décalage de  $30 \mu\text{m}$  suivant l’axe  $x$  et  $60 \mu\text{m}$  suivant l’axe  $y$ ). Des rétro-simulations ont été réalisées afin d’évaluer l’influence de ce désalignement. Le module du coefficient de réflexion du réseau maillé est représenté FIGURE 3.23 et le diagramme

### CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

de rayonnement FIGURE 3.24 suivant différentes valeurs de décalages. Ce désalignement a au final peu d'influence sur les caractéristiques hyperfréquences. Par contre, il dégradera localement la transparence optique de l'échantillon. En effet, la transparence optique au niveau du patch rayonnant évoluera de 67,9% (TABLEAU 3.4) à 49,1% en raison de la non superposition des maillages imprimés en face avant et face arrière.

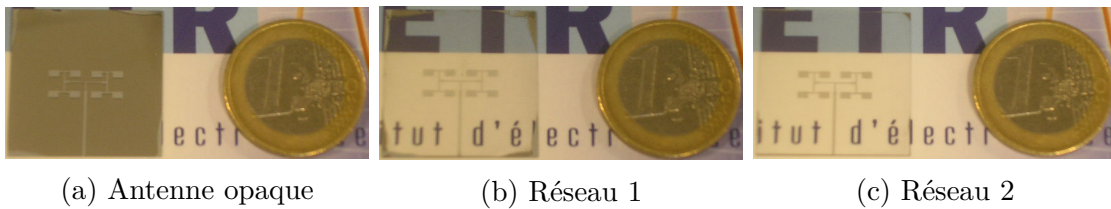


FIGURE 3.21 – Photos des réseaux 4 x2 patchs fonctionnant à 60 GHz

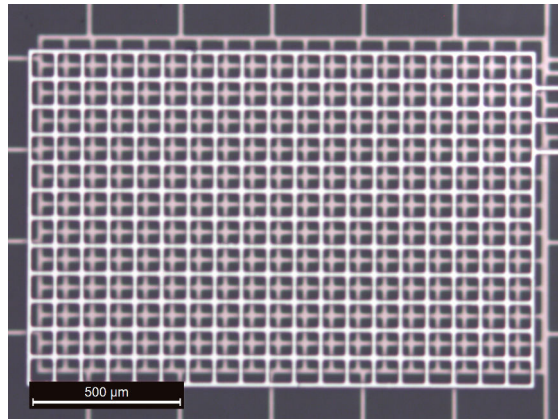


FIGURE 3.22 – Photo par microscopie optique d'un des patch constitutifs du Réseau 2 (éclairage épiscopique)

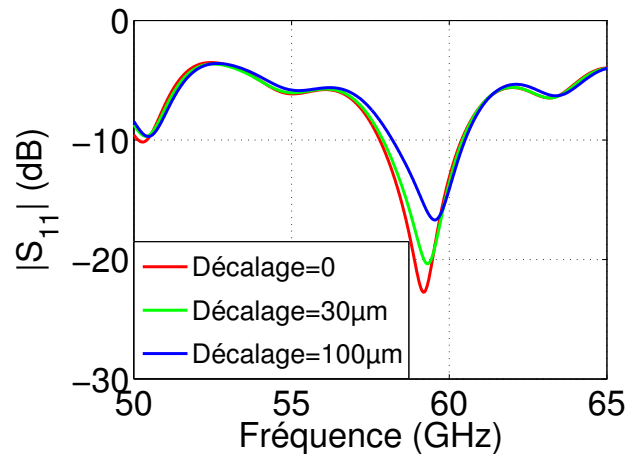


FIGURE 3.23 – Module du coefficient de réflexion suivant différentes valeurs de désalignement dans les deux directions de l’empreinte du réseau antennaire au sein du plan de masse (Réseau 2). Résultats de simulation

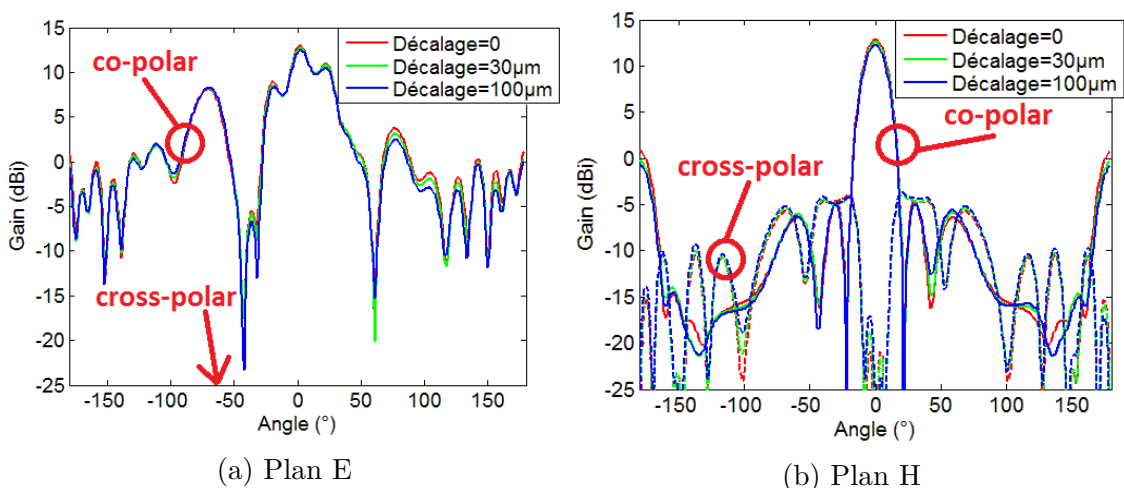


FIGURE 3.24 – Gain suivant différentes valeurs de désalignement dans les deux directions de l’empreinte du réseau antennaire au sein du plan de masse (Réseau 2). Résultats de simulation

La transparence optique des Réseaux 1 et 2 a été mesurée localement au niveau des plans de masse (FIGURE 3.25). Une transparence optique égale à 86 % pour le Réseau 2 et 83 % pour le Réseau 1 a été relevée. La différence entre théorie (86 %) et mesure pour le Réseau 1 provient probablement d’un problème de sous gravure de l’échantillon qui accroît la largeur de ruban ( $17\ \mu\text{m}$  au lieu de  $11\ \mu\text{m}$ ) soit une transparence optique théorique égale à 82,7 %.

Le module du coefficient de réflexion expérimental des différents réseaux est présenté FIGURE 3.26. Un comportement similaire est observé par rapport à ceux issus des simulations. En effet, la fréquence de résonance de l’antenne de référence est égale à 59,7 GHz (59,9 GHz en simulation), celle du Réseau 1 est égale à 56,1 GHz (54,5 GHz en simulation) et celle du Réseau 2 est égale à 58,0 GHz (59,2 GHz en simulation). L’ajout de l’empreinte dans le plan de masse permet bien de limiter le

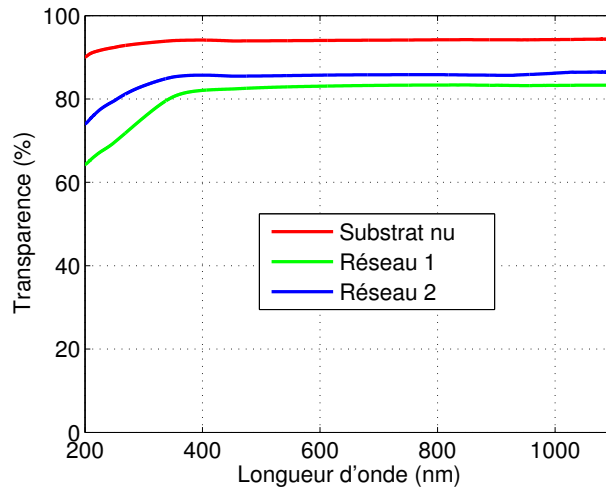


FIGURE 3.25 – Transparence optique expérimentale du plan de masse des réseaux 4 x 2 patchs transparents

décalage en fréquence de l'antenne transparente, même si la fréquence de résonance atteinte reste toujours inférieure à celle obtenue avec l'antenne de référence.

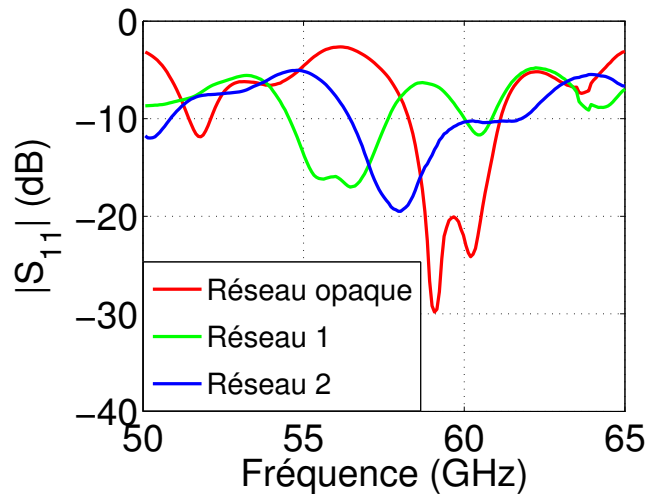


FIGURE 3.26 – Module du coefficient de réflexion du réseau 4 x 2 patchs de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l'arborescence d'alimentation dans le plan de masse). Résultats de mesure

Les diagrammes de rayonnement des réseaux 4 x 2 patchs sont présentés FIGURE 3.27 à la fréquence où le gain est maximal : 60,0 GHz pour l'antenne de référence et le Réseau 2, et 56,5 GHz pour le Réseau 1. Les diagrammes de rayonnement restent moins perturbés comparativement à ceux du patch simple car plus directifs (largeur du lobe principal égale à 41° dans le plan E et 18° dans le plan H, résultats de simulation). Ainsi le connecteur perturbe moins le diagramme de rayonnement (notamment dans le plan E). L'antenne de référence présente un gain maximal de

### CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

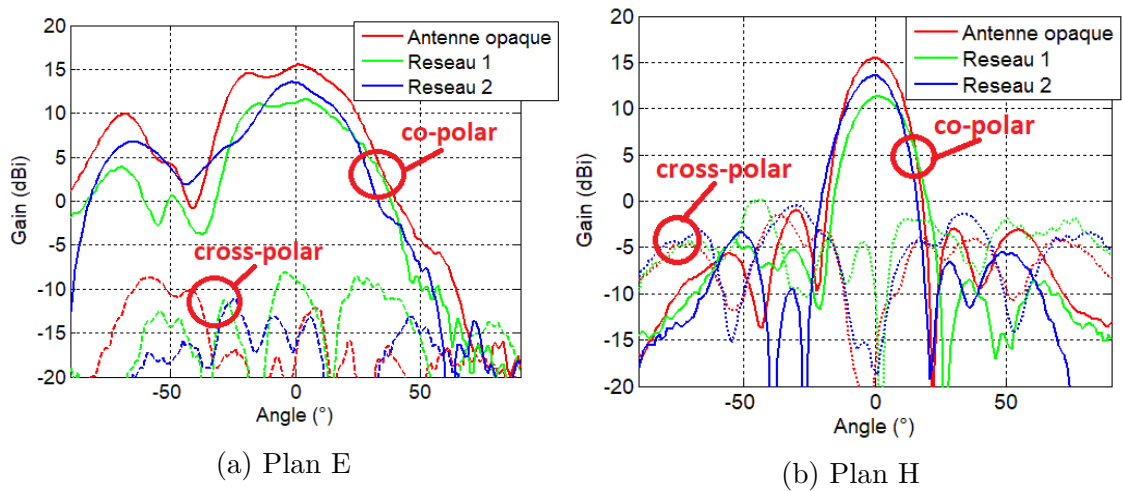


FIGURE 3.27 – Gain du réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (antenne transparente avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (antenne transparente avec empreinte des éléments rayonnants et de l'arborescence d'alimentation dans le plan de masse) à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de mesure

15,6 dBi (15,0 dBi en simulation). Le Réseau 1 présente un gain de 11,6 dBi (11,9 dBi en simulation) et le Réseau 2 un gain de 13,6 dBi (13,1 dBi en simulation). Les valeurs de gain corroborent celles issues des simulations. L'ajout de l'empreinte du réseau dans le plan de masse permet d'augmenter le gain de l'antenne transparente de 2 dB par rapport à celui de l'antenne transparente dotée du plan de masse homogène. Les diagrammes de rayonnement des antennes en fonction de la fréquence sont présentés FIGURE 3.28. On note bien le décalage en fréquence de l'antenne de référence par rapport au Réseau 1, décalage largement amoindri avec le Réseau 2. Notons aussi la présence de lobes secondaires plus importants avec le Réseau 1, comparativement à ceux présents avec le Réseau 2.



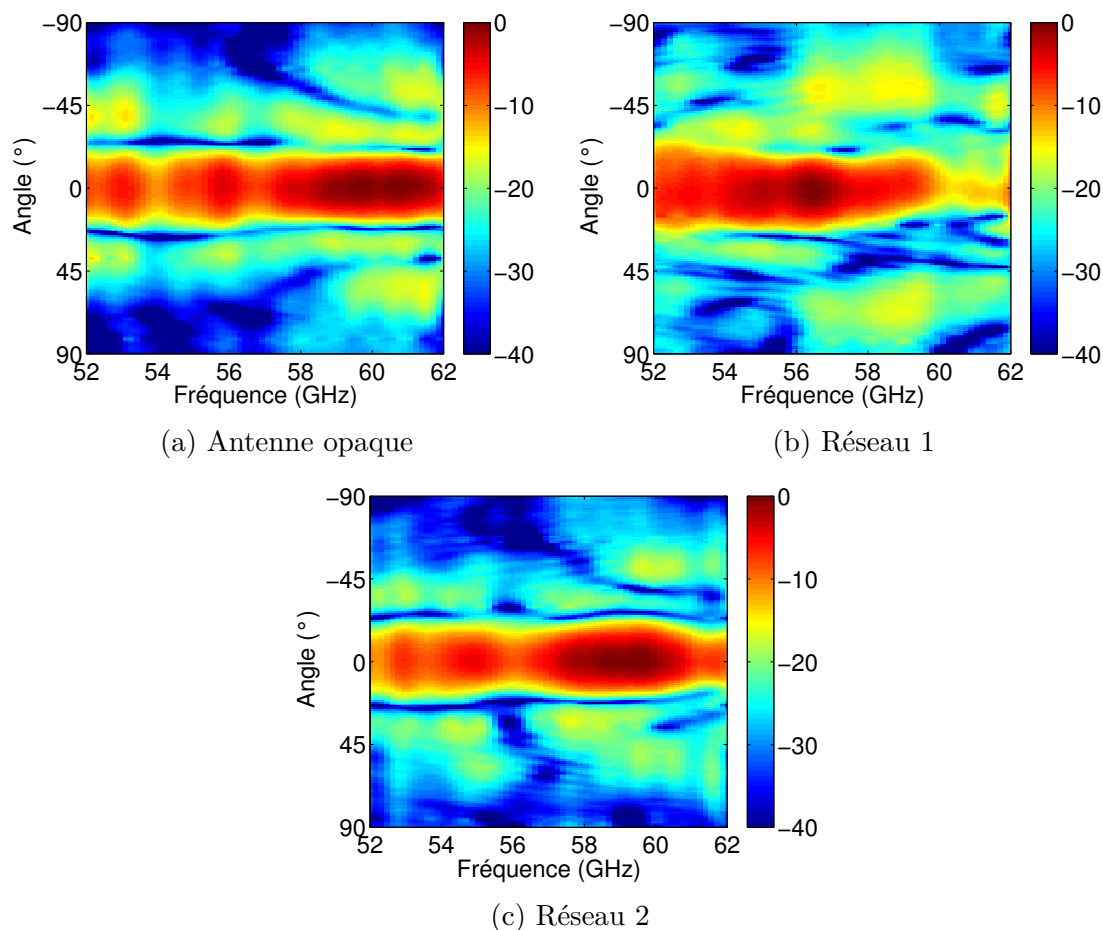


FIGURE 3.28 – Diagrammes de rayonnement dans le plan H en fonction de la fréquence pour les 3 échantillons : réseau 4 x 2 patches de référence (opaque), du Réseau 1 (transparent avec plan de masse uniforme) et du Réseau 2 (transparent avec empreinte des éléments rayonnants et de l’arborescence d’alimentation dans le plan de masse). Résultats de mesure

Ces résultats peuvent être comparés avec ceux d’un réseau transparent maillé 4 x 1 éléments fonctionnant à 60 GHz réalisé par J. Hautcoeur et al. [6] (FIGURE 3.29). Le conducteur utilisé est de l’or d’épaisseur  $1\ \mu\text{m}$  avec une couche d’accroche de titane de 10 nm. Le même verre de silice est utilisé ( $\epsilon_r = 3,75$  et  $\tan \delta = 4.10^{-4}$ ). Les dimensions du maillage utilisé sont présentées TABLEAU 3.5. La transparence optique est globalement moins bonne (76,1% pour leur plan de masse contre 86,6% dans notre cas) car leurs ruban métalliques sont de largeur plus importante ( $20\ \mu\text{m}$  pour le plan de masse contre  $11\ \mu\text{m}$  dans notre cas) et le pas du maillage est plus important ( $200\ \mu\text{m}$  contre  $273\ \mu\text{m}$  dans notre cas). Un décalage en fréquence de 3,2 GHz est observé entre l’antenne de référence et l’antenne transparente, contre 1,7 GHz entre notre Réseau 2 et notre antenne de référence grâce à l’empreinte des patches et de l’arborescence dans le plan de masse. Leur gain inférieur (9,5 dBi contre 13,6 dBi dans notre cas) vient principalement du nombre inférieur d’éléments rayonnants. Cependant, une différence de 0,5 dB est constatée entre leur antenne de référence et

### CHAPITRE 3. INFLUENCE DU MATÉRIAU TRANSPARENT CONDUCTEUR MAILLÉ À PLUS HAUTE FRÉQUENCE

leur antenne transparente. En effet, leur maillage étant plus resserré et leurs rubans métalliques plus larges, la résistance par carré est plus faible ce qui réduit les pertes métalliques. Les diagrammes de rayonnement sont présentés FIGURE 3.30. Le plan E est aussi perturbé par le connecteur (ondulation et dépointage dû au lobe principal large dans ce plan). De plus, des lobes secondaires importants sont observés dans le plan H (environ -7 dB contre -15 dB dans notre cas).

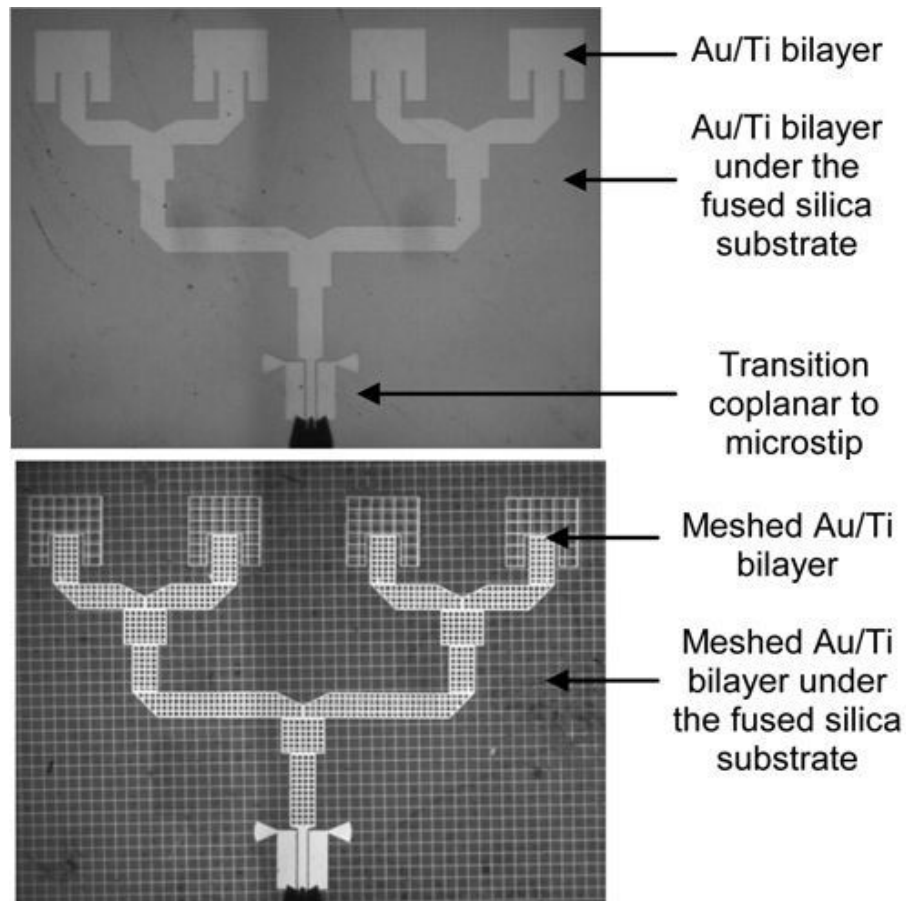


FIGURE 3.29 – Réseau de 4 x 1 patches fonctionnant à 60 GHz réalisé par J. Hautcoeur et al. [6]

TABLEAU 3.5 – Dimensions des maillages du réseau 4 x 1 patches de J. Hautcoeur et al. et caractéristiques théoriques associées [6]

	<i>Patches et plan de masse</i>	<i>Arborescence d'alimentation</i>
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	200	100
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	20	30
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,22	0,07
Transparence optique $T$ (%)	76,1	46,1

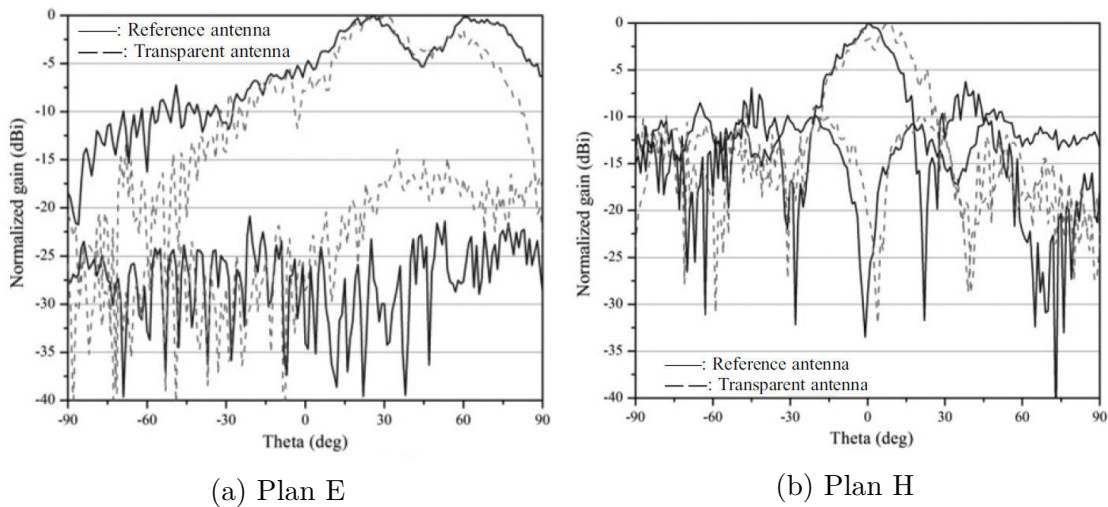


FIGURE 3.30 – Diagramme de rayonnement du réseau 4 x 1 patches de J. Hautcoeur et al. : antenne de référence (opaque) et transparente à leur fréquence de fonctionnement respective. Résultats de mesure [6]

### 3.2.3 Conclusion

Dans cette deuxième partie de chapitre, des antennes passives optiquement transparentes en technologie microruban ont été étudiées en bande V (60 GHz). Les principales caractéristiques hyperfréquence des antennes sont résumées TABLEAU 3.6. Ces travaux ont permis de réaliser des antennes transparentes et directives avec des gains supérieurs à 10 dBi (réseau de 4 x 2 patches) et peu de pertes comparativement aux performances de l'antenne optiquement opaque (environ -2 dB). Le décalage en fréquence dû au maillage des antennes transparentes a été observé avec cette technologie. Cependant, l'ajout de l'empreinte des patches et de l'arborescence d'alimentation au sein du plan de masse permet de limiter largement ce décalage en fournissant au plan de masse maillé un comportement électromagnétiquement proche d'un plan de masse métallique continu. Enfin, le gain et les diagrammes de rayonnement des antennes étudiées semblent peu perturbés par la technologie du maillage métallique à pas micrométrique, surtout lorsque la solution de l'empreinte intégrée au plan de masse est employée.

TABLEAU 3.6 – Résumé de l'étude de l'influence du maillage à 60 GHz. Résultats de mesure

<b>Patch simple</b>			
	<i>Antenne opaque</i>	<i>Patch 1</i>	<i>Patch 2</i>
Fréquence de résonance (GHz)	58,4	54,7	56,5
Gain (dBi)	~5	~1	~1

<b>Réseau 4 x 2 patches</b>			
	<i>Antenne opaque</i>	<i>Réseau 1</i>	<i>Réseau 2</i>
Fréquence de résonance (GHz)	59,7	56,1	58,0
Gain (dBi)	15,6	11,6	13,6

## Bibliographie

- [1] Q.H. Dao, R. Braun, and B. Geck, “Design and investigation of meshed patch antennas for applications at 24 GHz,” in *45th European Microwave Week (EuMW)*, pp. 1499–1502, Sept. 2015.
- [2] M. N. Afsar, H. Ding, and K. Tourshan, “A new open-resonator technique at 60 GHz for permittivity and loss-tangent measurement of low-loss materials,” in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol. 4, pp. 1755–1758, Aug. 1999.
- [3] “Mesures internes IETR en transmission à l'aide de l'AB-milimétrique.”
- [4] R. French, R. Abou-Rahme, D. Jones, and L. McNeil, “Absorption edge and band gap of SiO<sub>2</sub> fused silica glass,” *Ceramic Transactions*, vol. 4, pp. 63–63, 1992.
- [5] Y. B. Saddeek, K. A. Aly, and S. A. Bashier, “Optical study of lead borosilicate glasses,” *Physica B : Condensed Matter*, vol. 405, pp. 2407–2412, May 2010.
- [6] J. Hautcoeur, L. Talbi, K. Hettak, and M. Nedil, “60 GHz optically transparent microstrip antenna made of meshed AuGL material,” *IET Microwaves, Antennas Propagation*, vol. 8, pp. 1091–1096, Oct. 2014.



## CHAPITRE

### 4

# ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

Ce chapitre présente le développement d'une antenne transparente agile en fréquence basée sur l'utilisation d'un matériau ferroélectrique déposé en couche mince. A la différence du report de composants localisés (Cf CHAPITRES 2 et 3), cette technologie innovante assure la transparence optique totale de l'échantillon fabriqué, l'oxyde ferroélectrique étant optiquement transparent dans le domaine du visible. De plus, le contrôle de la permittivité relative de cet oxyde via l'application d'un champ électrique externe  $E_{bias}$  assure la reconfigurabilité du dispositif électronique ainsi réalisé. Dans un premier temps, le matériau ferroélectrique utilisé est présenté, suivi du développement de l'antenne transparente agile en fréquence.

## 4.1 Matériau ferroélectrique : KTN

Le matériau sélectionné ici est le tantale niobiate de potassium  $\text{KTa}_{1-x}\text{Nb}_x\text{O}_3$  (KTN). Ce oxyde appartient à la famille des perovskites  $\text{ABO}_3$  dont la maille élémentaire est présentée FIGURE 4.1. La température de transition ferroélectrique-paraélectrique, appelée température de Curie  $T_c$ , dépend de la composition  $x$  de la solution entre  $\text{KTaO}_3$  et  $\text{KNbO}_3$ . A la valeur  $x = 0,5$ , la température du Curie du matériau atteint 370 K, telle que [1] :

$$T_c(K) = 676x + 32 \text{ (pour } x > 0,05; \text{ établie sur un monocristal de KTN)} \quad (4.1)$$

Il possède une structure orthorhombique qui lui assure d'être dans l'état fer-

roélectrique à température ambiante (rappelons qu'au delà de la valeur de  $T_c$ , le matériau se trouve dans l'état paraélectrique). Cette composition permet également de bénéficier de l'agilité maximale de la permittivité relative [2].

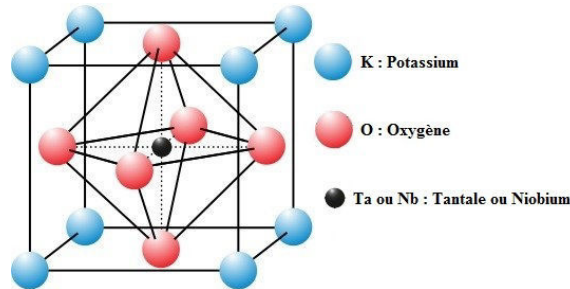


FIGURE 4.1 – Représentation de la maille élémentaire du matériau KTN

#### 4.1.1 Choix du substrat et dépôt des couches minces de KTN

Le substrat utilisé dans cette étude est  $\text{Al}_2\text{O}_3$  monocristallin orienté ( $1\bar{1}02$ ) ou saphir R de dimensions  $15\text{ mm} \times 15\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$  et de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 10$  et  $\tan \delta = 10^{-4}$  à  $10\text{ GHz}$  [3]. Ce substrat assure le dépôt de couches minces de KTN polycristallin [4]. Les dépôts ont été réalisés et caractérisés physico-chimiquement par l'équipe du Pr. M. Guilloux-Viry de l'Institut des Sciences Chimiques de Rennes (ISCR, UMR-CNRS 6226/Université de Rennes 1).

Les dépôts de KTN sont réalisés à partir d'une cible céramique, synthétisée à partir des précurseurs  $\text{KNbO}_3$  et  $\text{KTaO}_3$ . Ces deux composés sont synthétisés préalablement par réaction solide-solide.  $\text{KTaO}_3$  est préparé à partir des précurseurs d'oxyde de tantale ( $\text{Ta}_2\text{O}_5$ ) et de carbonate de potassium hydraté ( $\text{K}_2\text{CO}_3, 1,5\text{ H}_2\text{O}$ ).  $\text{KNbO}_3$  est préparé à partir d'oxyde de niobium ( $\text{Nb}_2\text{O}_5$ ) et de carbonate de potassium hydraté ( $\text{K}_2\text{CO}_3, 1,5\text{ H}_2\text{O}$ ). Dans les deux cas, les précurseurs sont mélangés à l'aide d'un broyeur planaire pendant 30 min. La synthèse est réalisée à  $1000^\circ\text{C}$  pendant 12h après une montée en température de 6h. Le frittage assurant l'obtention d'une cible céramique dense de composition contrôlée est effectué à  $350^\circ\text{C}$  pendant 12h d'un mélange de  $\text{KNbO}_3$  et de  $\text{KTaO}_3$  dans les proportions choisies, avec un excès de nitrate de potassium ( $\text{KNO}_3$ ) de 60 % molaire afin de compenser les pertes de potassium lors du frittage et des futurs dépôts [5, 6].

Le dépôt des couches minces de KTN est réalisé par la technique d'ablation laser pulsé (ou *Pulsed Laser Deposition*, *PLD*, FIGURE 4.2) à l'aide d'un laser à excimères KrF ( $\lambda = 248\text{ nm}$ ). À l'intérieur d'une enceinte sous vide primaire (typiquement  $10^{-1}\text{ mbar}$ ) et en présence d'un gaz réactif (l'oxygène dans notre cas), un faisceau laser vient frapper la cible céramique suivant un angle d'incidence généralement égal à  $45^\circ$ . Lors de l'impact, les photons sont absorbés par la cible et leur énergie est transférée au matériau, entraînant une éjection brutale des éléments de la couche superficielle. L'interaction entre le laser et le solide génère une succession de phénomènes de diverses natures (FIGURE 4.3) tels que l'ablation, la fusion, l'évaporation et la formation d'un plasma (appelé plume) qui résulte de l'ionisation des

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

espèces éjectées de la cible par les photons incidents. L'énergie des espèces vaporisées, sous forme ionique ou neutre, est typiquement de 1 à 100 eV pour des lasers dont les impulsions sont de l'ordre de la nanoseconde.

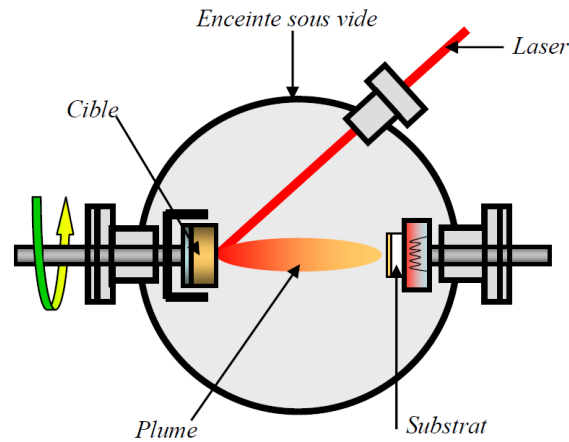


FIGURE 4.2 – Schéma de principe de la technique de dépôt par ablation laser pulsé (PLD) [4]

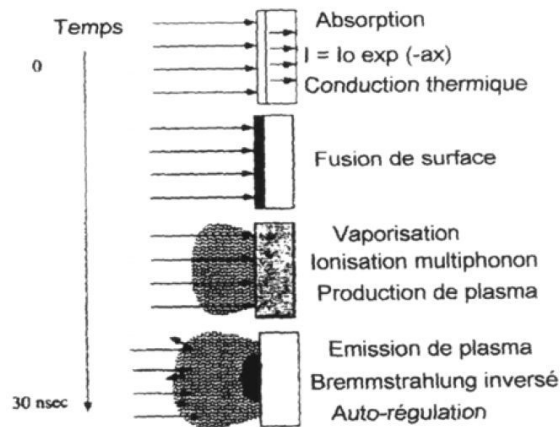


FIGURE 4.3 – Interactions laser-cible [4]

L'ablation laser présente un certain nombre d'avantages dont sa relative simplicité de mise en œuvre, un transfert congruent des éléments métalliques de la cible vers le substrat, même dans le cas de matériaux complexes (tels que les oxydes), la possibilité d'utiliser des pressions en oxygène élevées (contrairement à la pulvérisation cathodique limitée par la création du plasma), la possibilité de réaliser des structures multicouches de matériaux de différentes natures en utilisant différentes cibles, et enfin, une bonne adhérence et une bonne cristallisation des dépôts réalisés *in situ* favorisées par la forte énergie cinétique des espèces déposées. Les conditions de dépôt sont résumées dans le TABLEAU 4.1.



TABLEAU 4.1 – Paramètres de dépôt des films de KTN par PLD

Laser à Excimères KrF	$\lambda = 248 \text{ nm}$
Fréquence de tir	2 Hz
Energie	250 mJ
Durée des pulses	20 ns
Fluence	$2 \text{ J/cm}^2$
Température du substrat	$700 \text{ }^\circ\text{C}$
Distance cible-substrat	55 mm
Atmosphère de dépôt	$P_{O_2} = 0,3 \text{ mbar}$
Vitesse de dépôt	18,5 nm/min

### 4.1.2 Caractérisation des couches minces de KTN

La cible utilisée pour le dépôt par PLD a été analysée par spectrométrie EDS (*Energy Dispersive Spectroscopy*) intégré à un microscope électronique à balayage (MEB de modèle *JEOL JSM 6400*). Cette méthode permet de caractériser chimiquement les matériaux. La composition mesurée de la cible est  $\text{K}_{1,47}\text{Ta}_{0,57}\text{Nb}_{0,56}\text{O}_3$ , proche de celle visée :  $\text{K}_{1,6}\text{Ta}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$ .

Les dépôts ont été caractérisés par diffraction des rayons X (DRX). Les couches minces cristallisées peuvent présenter différents types de croissance suivant les conditions de dépôt et le substrat utilisé :

- une croissance aléatoire : la couche mince ne présente pas de direction privilégiée. Son diagramme de rayons X est similaire à celui d'une poudre. La couche est qualifiée de "polycristalline".
- une croissance texturée : la couche mince présente une orientation préférentielle suivant l'axe de la croissance.
- une croissance épitaxiale : les axes cristallographiques de la couche mince sont orientés d'une façon bien définie par rapport à ceux du substrat.

Le diffractomètre utilisé est un diffractomètre de type  $D8_{Advance}$  (Brüker, FIGURE 4.4) en mode  $\theta - 2\theta$  équipé d'un monochromateur (raie  $\text{K}_{\alpha_1}$  du cuivre avec  $\lambda_{\text{K}_{\alpha_1}} = 1,54056 \text{ \AA}$ ). Parallèlement à la détermination des phases cristallisées et de la présence potentielle de phases secondaires, il est possible d'évaluer quantitativement l'orientation préférentielle d'une couche mince. Pour ce faire, le facteur de Lotgering [7] est déterminé par la relation suivante (pour une orientation 100 par rapport à une orientation 110 à titre d'exemple) :

$$F = \frac{P - P_0}{1 - P_0} \quad (4.2)$$

avec  $P = \frac{I_{100}}{I_{100} + I_{110}}$  sur couche mince,  $P_0 = \frac{I_{100}}{I_{100} + I_{110}}$  sur poudre et  $I_{hkl}$  l'intensité de la raie de diffraction du plan  $hkl$  considéré. Ce facteur vaut 0 si l'échantillon n'est pas orienté (croissance aléatoire) et 1 s'il est idéalement orienté suivant la direction 100 (croissance texturée). Les intensités relatives sur poudre sont issues de la fiche JCPDS 70-2011 du KTN [8]

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

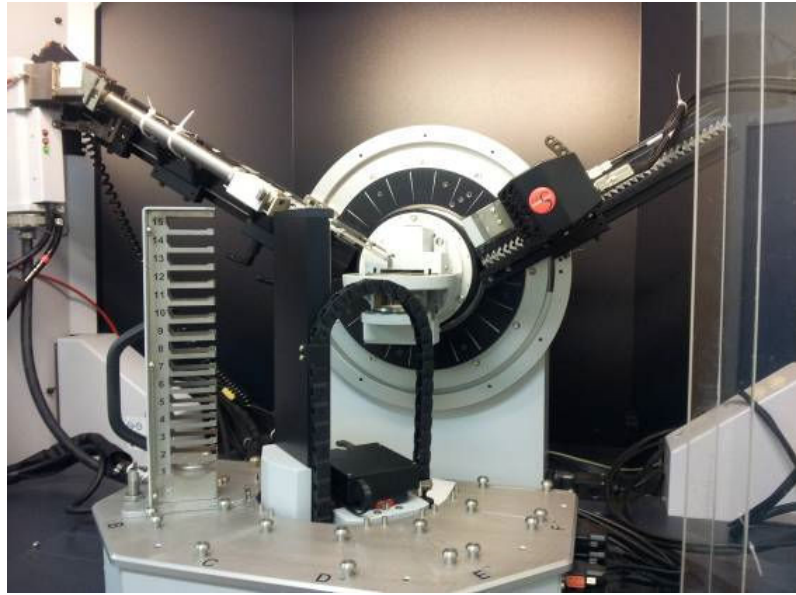


FIGURE 4.4 – Photographie du diffractomètre  $D8_{Advance}$  (Brüker)

Deux dépôts de KTN d'épaisseur  $\sim 450$  nm ont été réalisés. Leur caractérisation par DRX est présentée FIGURE 4.5. Les deux couches minces sont bien polycristallines avec une orientation préférentielle suivant l'orientation 100 (facteur de Lotgering de l'orientation 100 par rapport à l'orientation 110 égal à 0,74).

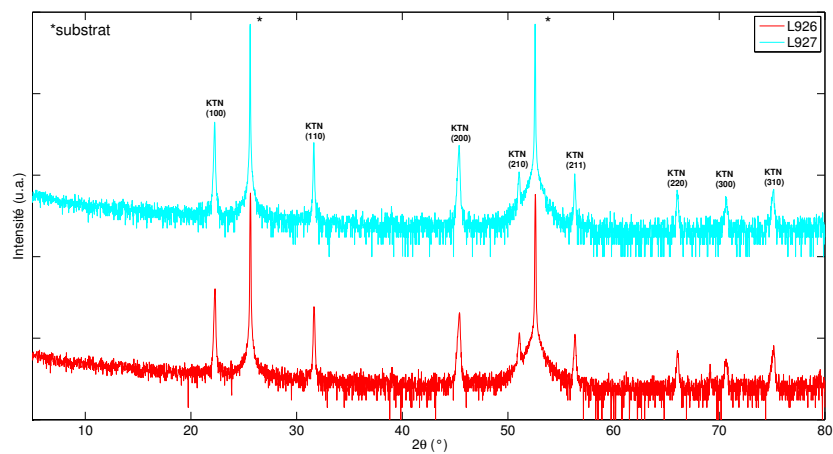


FIGURE 4.5 – Diagrammes de DRX en mode  $\theta$ - $2\theta$  des 2 films de  $\text{KTa}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$  déposés sur saphir R

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

Les caractéristiques diélectriques des couches minces de  $\text{KTa}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$  déposées sur saphir R ont été étudiées par Y. Corredores [9]. Les valeurs de permittivité relative et de tangente de pertes du KTN déposé en fonction de la fréquence et du champ bias sont présentées FIGURE 4.6. Ces valeurs dépendent notamment de l'épaisseur de la couche déposée. En effet, pour de faibles épaisseurs, des mécanismes de passivation à l'interface film/substrat (dead layer) se créent réduisant la valeur de la permittivité relative globale du matériau. Aux fortes épaisseurs, c'est la dégradation de la qualité cristalline des couches qui provoque la diminution de la permittivité relative (FIGURES 4.6 (a) et (b)). C'est pourquoi l'utilisation de couches minces de KTN d'épaisseur 400-600 nm semble être un compromis. Des caractéristiques diélectriques ( $\epsilon_r$ ;  $\tan \delta$ ) égales à (700; 0,3) sans application de champ de polarisation  $E_{bias}$  et égales à (200; 0,15) sous  $E_{bias} \approx 100 \text{ kV/cm}$  [10] ont donc été utilisées pour les simulations électromagnétiques (voir PARTIE 4.2.1).

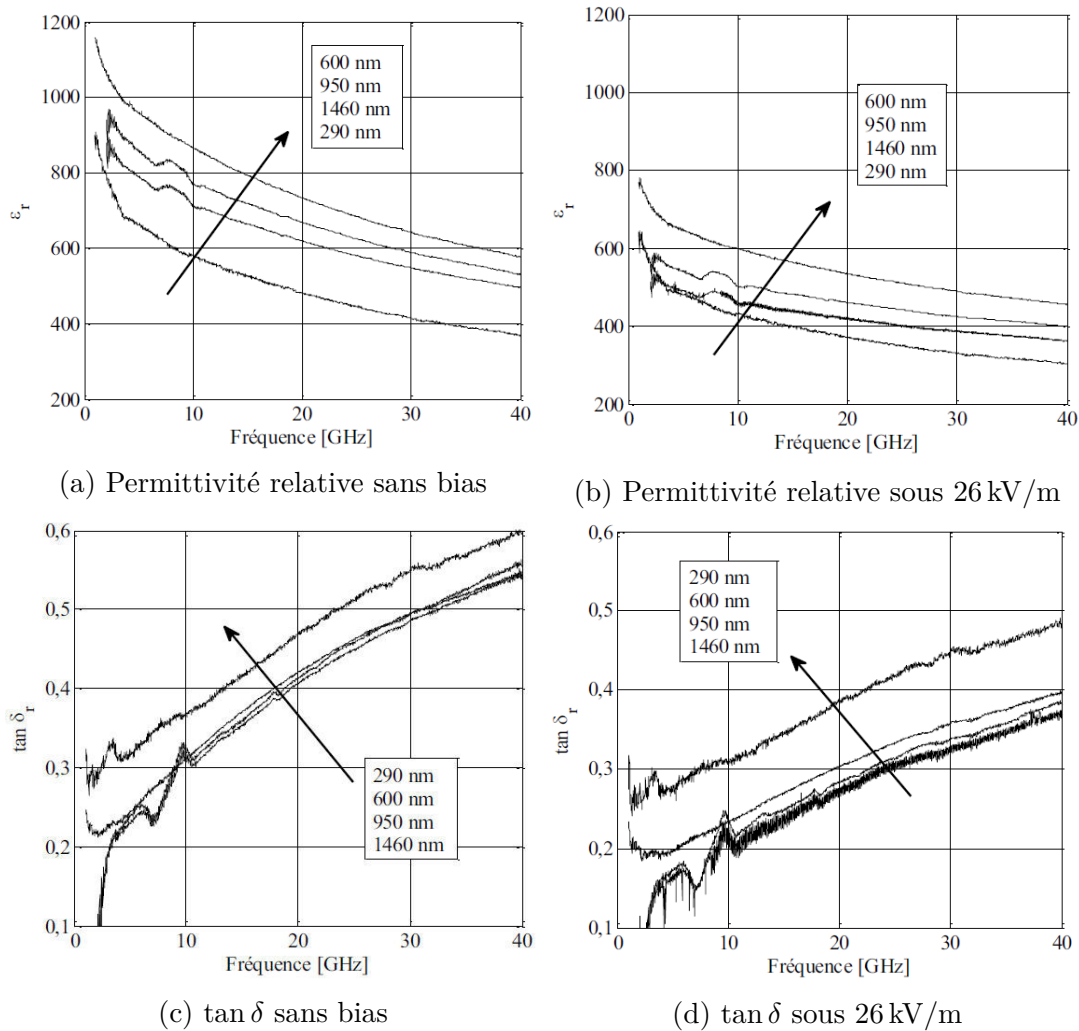
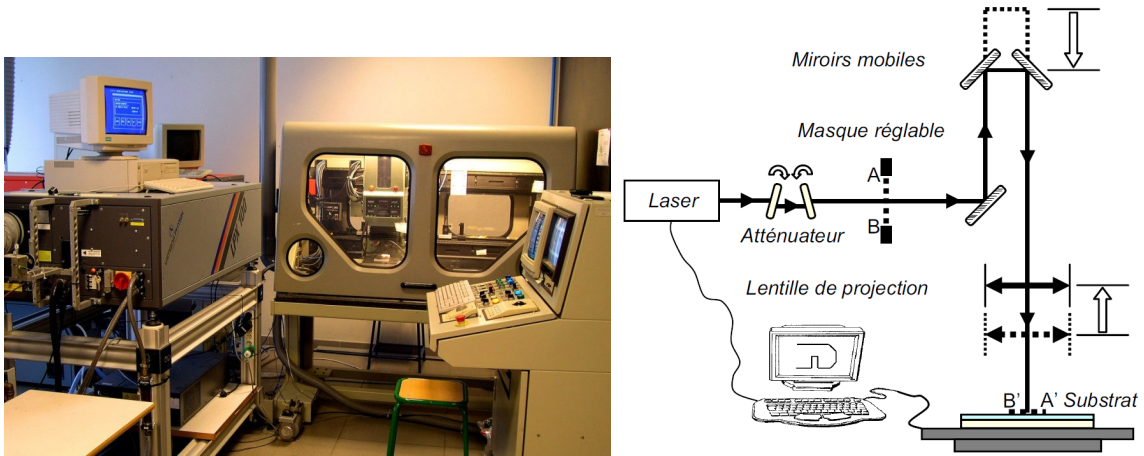


FIGURE 4.6 – Evolution des caractéristiques diélectriques ( $\epsilon_r$ ;  $\tan \delta$ ) du  $\text{KTa}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$  déposé en couche mince sur substrat de saphir R, en fonction de la fréquence et du champ de polarisation (la flèche indique l'ordre successif des épaisseurs tel que précisé dans l'insert) [9]

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

Une micro-gravure laser a été effectuée afin de mesurer l'épaisseur des films minces de KTN par la réalisation d'une marche ou bien afin de localiser le matériau ferroélectrique dans le dispositif hyperfréquence [10] comme détaillé par la suite. Ce procédé consiste à focaliser un faisceau laser de forte énergie à la surface du matériau à graver. Ce procédé a été spécifiquement développé à l'IETR/IUT de Saint-Brieuc/Université de Rennes 1. Pour cela, un laser à excimères KrF (*Lambda Physik LP100*,  $\lambda = 248 \text{ nm}$ ; durée d'impulsion 20 ns, FIGURE 4.7a) analogue à celui employé pour le dépôt des couches minces de KTN a été utilisé. Il est couplé à une station de travail motorisée *Optec* à déplacement micrométrique (FIGURE 4.7b). Le mouvement des tables X-Y assure le déplacement de l'échantillon sous le faisceau laser avec une précision de  $2 \mu\text{m}$  sur une amplitude de  $100 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ . A l'aide d'un dispositif optique constitué de miroirs et de lentilles (FIGURE 4.7b), le faisceau laser de dimensions  $500 \mu\text{m} \times 500 \mu\text{m}$  est focalisé à la surface de l'échantillon et assure la gravure localisée suivant une géométrie et des dimensions bien définies.



(a) Laser à excimères couplé à la station de travail (b) Schéma du trajet optique du faisceau laser jusqu'à la surface de l'échantillon

FIGURE 4.7 – Matériel utilisé pour la gravure laser des couches minces de KTN

Les paramètres de micro-gravure laser sont regroupés TABLEAU 4.2. La fluence du laser ( $F$ ) est un paramètre primordial dans l'interaction laser/matière. Elle correspond à l'énergie interagissant avec le matériau par unité de surface. La valeur est calculée dans notre cas via la formule suivante :

$$F = k \times E \times A \times m \times I \times R^2 \quad (4.3)$$

avec  $E$  l'énergie en sortie du laser,  $A$  le taux d'atténuation contrôlé par un filtre,  $m$  un coefficient déterminé par l'ouverture de la fente du diaphragme posé sur la trajectoire du faisceau,  $I$  le taux de transmission (prenant en considération les pertes au niveau de la lentille de projection),  $R$  le taux de réduction (prenant en considération la focalisation du faisceau laser sur l'échantillon) et  $k$  un facteur prenant en compte les différentes pertes des autres éléments optiques fixes.

Une étude préalable, paramétrée sur la fluence  $F$ , le nombre d'impacts laser par zone et la fréquence de tirs a permis de déterminer les conditions optimales d'ablation laser localisée des couches minces de KTN sans altérer la surface du substrat

TABLEAU 4.2 – Paramètres de micro-gravure laser

Laser Excimère KrF	$\lambda = 248 \text{ nm}$	k	0,928
Fréquence de tir	60 Hz	E	100 mJ
Durée des pulses	20 ns	A	90 %
Fluence $F$	$1,1 \text{ J/cm}^2$	m	$0,975 \text{ cm}^{-2}$
Vitesse de déplacement	$300 \mu\text{m/s}$	I	86 %
Nombre de tirs par zone	100	R	4

de saphir (TABLEAU 4.2 et FIGURE 4.8). Une fois les paramètres de micro-gravure optimisés, un programme en langage machine est écrit et contrôle précisément les déplacements de l'échantillon sous les tirs du faisceau laser. Un chevauchement partiel des tirs de  $50 \mu\text{m}$  est réalisé afin d'assurer une micro-gravure de qualité des films de KTN (FIGURE 4.9).

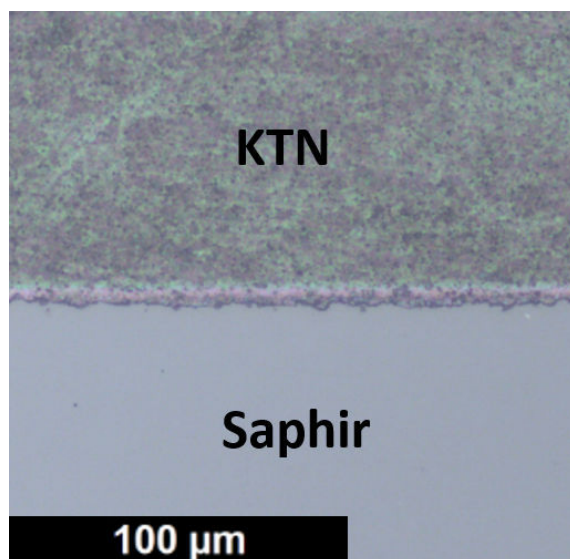


FIGURE 4.8 – Réalisation d'une marche par micro-gravure laser dans un film de KTN déposé sur substrat de saphir R

La mesure d'épaisseur des films de KTN est réalisée à l'aide d'un profilomètre *Tencor Alpha-Step 100* tel que décrit au CHAPITRE 2.1.1 au niveau de la marche présentée FIGURE 4.8. Une épaisseur de 420 nm est mesurée pour les 2 échantillons (FIGURE 4.10).

Les mesures de transparence optique des couches de KTN sont présentées FIGURE 4.11. La transparence optique des couches varie entre 40% et 75% dans le domaine du visible. Notons que la transparence optique dans le domaine du visible du substrat de saphir nu poli 2 faces (85,5%) reste inférieure à celle du verre Corning (92%). Ce résultat a pour origine l'indice de réfraction plus élevé du saphir ( $n_{\text{saphir}} = 1,75$  à 800 nm [3]) comparativement à celui du verre Corning ( $n_{\text{corning}} = 1,52$  à 800 nm [11]). En effet, la réflectance (rapport entre les intensités des ondes lumineuses réfléchiée et incidente) au niveau de l'interface air-saphir est

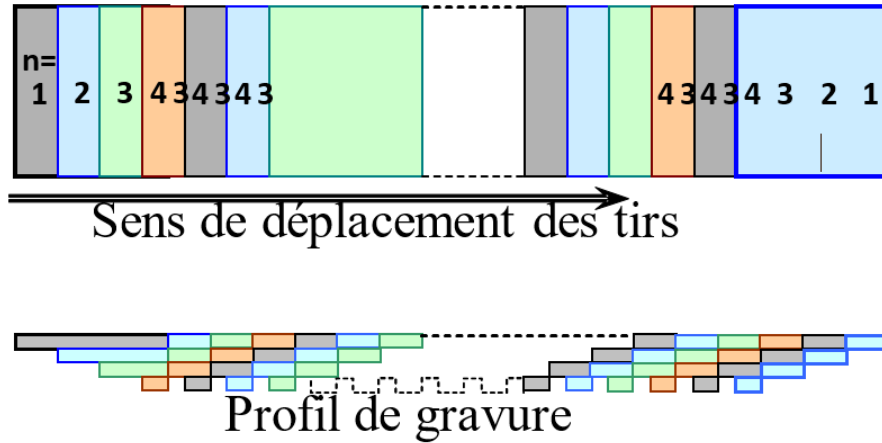


FIGURE 4.9 – Principe de chevauchement des tirs laser et profil de gravure associé

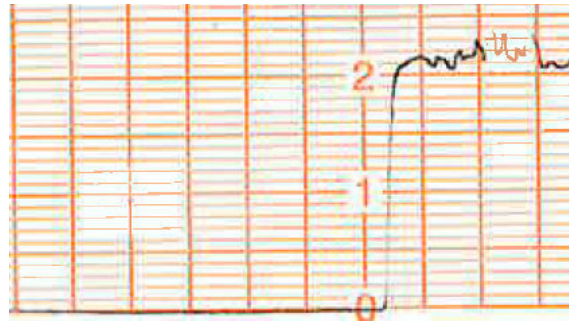


FIGURE 4.10 – Mesure de l'épaisseur d'un film de KTN (échelle 200 nm/division principale)

égale à :

$$R_{saphir} = \frac{(1 - n_{saphir})^2}{(1 + n_{saphir})^2} \quad (4.4)$$

soit  $R_{saphir} = 0,075$  ( $R_{corning} = 0,04$  pour comparaison). Ceci conditionne une transmittance (rapport entre les intensités des ondes lumineuses transmise et incidente) du substrat de saphir égale à :

$$T_{saphir} = (1 - R_{saphir})^2 \quad (4.5)$$

soit  $T_{saphir} = 85,5\%$  ( $T_{corning} = 92,2\%$  pour comparaison) dans le domaine du visible, en total accord avec le résultat expérimental (FIGURE 4.11).

Bien que le substrat nu conserve une transparence optique élevée à 248 nm ( $T_{saphir} = 83,4\%$ ), une fois recouvert d'un film de KTN d'épaisseur 420 nm, la transparence optique de l'échantillon devient nulle (FIGURE 4.11). En effet, dans la région des fortes absorptions, la transmittance  $T_{KTN}$  du film de KTN (une fois retirée la transmittance du substrat de saphir  $T_{saphir}$ ) s'exprime suivant l'expression :

$$\ln(T_{KTN}) = -\alpha d \quad (4.6)$$

avec  $\alpha$  le coefficient d'absorption du matériau KTN à la longueur d'onde  $\lambda$  et  $d$  l'épaisseur du film de KTN.

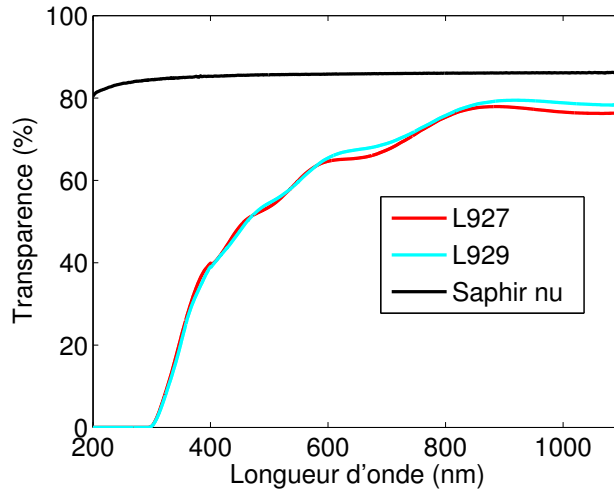


FIGURE 4.11 – Transparence optique des 2 films de KTN déposés sur substrat de saphir R. La transmittance du substrat de saphir nu poli 2 faces est tracée pour comparaison

La transition du matériau KTN étant directe dans les structures de bande [12], le coefficient d'absorption s'exprime par :

$$(\alpha h\nu)^2 = A(h\nu - E_g) \quad (4.7)$$

avec  $h\nu$  l'énergie des photons,  $A$  une constante indépendante de l'énergie des photons et  $E_g$  l'énergie de bande interdite de KTN (ou band gap). L'extrapolation linéaire de  $(\alpha h\nu)^2$  en fonction de l'énergie (FIGURE 4.12) permet d'obtenir la valeur de  $E_g$  ( $E_{gKTN} \approx 4,1$  eV) lorsque  $(\alpha h\nu) = 0$ . Cette valeur inférieure à celle des photons à  $\lambda = 248$  nm ( $E_{photon} = 5$  eV) explique l'interaction laser/matière très efficace, associée à un coefficient d'absorption  $\alpha = 215\,000$  cm<sup>-1</sup> élevé du matériau KTN à  $\lambda = 248$  nm.

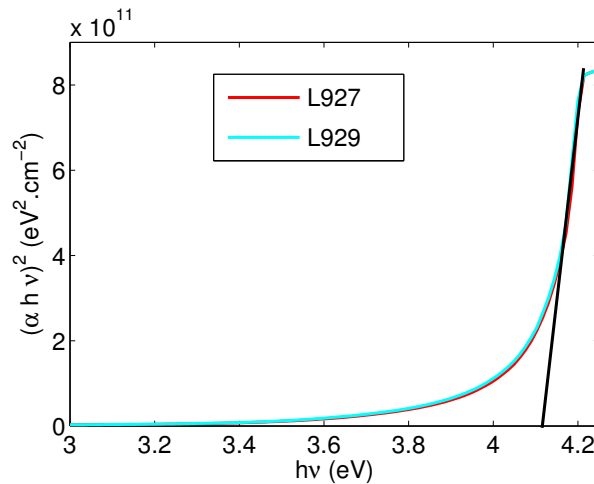


FIGURE 4.12 – Extraction de la largeur de bande interdite  $E_g$  du matériau KTN déposé en couche mince

## 4.2 Antenne agile à base de matériau ferroélectrique

L'antenne agile en fréquence est maintenant développée et présentée. Le principe de fonctionnement de l'antenne est similaire à celui de l'antenne présentée au CHAPITRE 2.3. Le substrat de verre Corning est substitué par le saphir R de dimensions  $15\text{ mm} \times 15\text{ mm} \times 0,5\text{ mm}$ , de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 10$  et  $\tan \delta = 10^{-4}$  à 10 GHz [3] et de transparence optique  $T = 85,5\%$  dans le domaine du visible. La diode varactor est quant à elle remplacée par le matériau ferroélectrique précédemment décrit et caractérisé par Y. Corredores [9].

### 4.2.1 Design et simulations

Le principe de l'antenne de structure coplanaire est rappelé FIGURE 4.13. Elle est constituée d'une fente rayonnante alimentée par une ligne coplanaire de largeur 0,23 mm et de gap 0,1 mm. Dans un premier temps, le KTN recouvre toute la surface du substrat. L'épaisseur du métal (argent) est égale à  $2\text{ }\mu\text{m}$  afin de s'affranchir des pertes par effet de peau à 10 GHz et au delà. L'épaisseur de KTN utilisée est de 450 nm. L'antenne est simulée avec le logiciel CST Microwave Studio®. Le KTN est modélisé par un diélectrique homogène et isotrope de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 700$  et  $\tan \delta = 0,30$  lorsqu'il n'est pas polarisé et  $\epsilon_r = 200$  et  $\tan \delta = 0,15$  sous champ bias [13]. Notons que ces valeurs ne prennent pas en considération les variations fréquentielles et spatiales des caractéristiques diélectriques du KTN, ni de son anisotropie. Elles permettent néanmoins l'obtention d'une approche comportementale de l'antenne étudiée. Trois simulations ont été réalisées : une première sans matériau ferroélectrique, une deuxième avec KTN non polarisé et une troisième avec KTN polarisé. L'impédance à l'entrée de l'antenne est présentée FIGURE 4.14. Elle est calculée après le ligne d'alimentation (au niveau de l'élément rayonnant) afin d'observer l'évolution de la fréquence de fonctionnement de l'antenne (partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne nulle). En l'absence de KTN, le gain IEEE de l'antenne coplanaire est de 3,2 dBi à la fréquence de résonance 12,2 GHz (TABLEAU 4.3). Le gain IEEE représente le gain théorique de l'antenne avec une adaptation idéale à  $50\text{ }\Omega$ . L'ajout du matériau KTN provoque une diminution de la fréquence de résonance en raison de l'augmentation de la permittivité effective du matériau sur lequel est imprimée l'antenne. Notons une impédance d'entrée beaucoup plus faible de l'élément rayonnant avec KTN non polarisé, signature d'une adaptation de l'antenne par les pertes diélectriques du matériau KTN ( $\tan \delta = 0,30$  à 10 GHz). Ce résultat est confirmé par la faible valeur du gain de l'antenne (-2,9 dBi à 11,6 GHz).

Soulignons que le champ électrique au niveau de l'antenne se propage dans les fentes rayonnantes de largeur  $200\text{ }\mu\text{m}$  et donc au travers du matériau KTN. La diminution des pertes diélectriques du KTN sous tension de polarisation ( $\tan \delta = 0,15$ ) permet d'accroître la valeur du gain IEEE (1,7 dBi à 12,1 GHz) sans toutefois atteindre celui de l'antenne sans KTN (3,2 dBi).



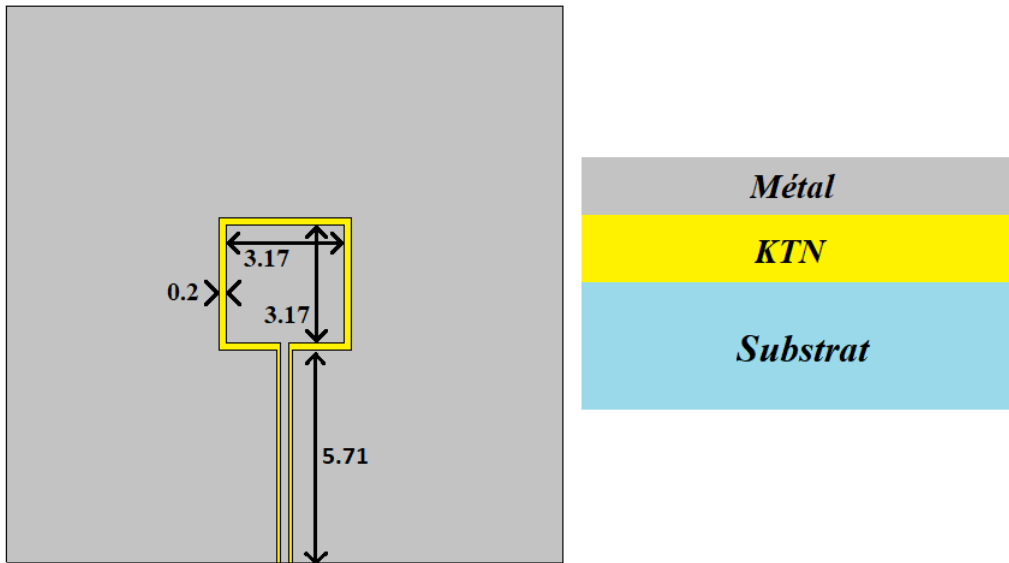


FIGURE 4.13 – Géométrie de l’antenne étudiée (dimensions en mm)

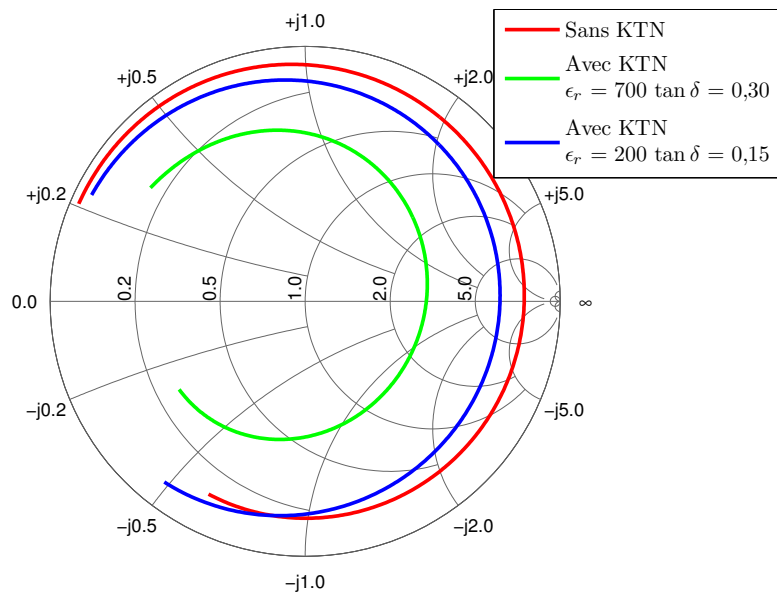


FIGURE 4.14 – Impédance d’entrée de l’antenne entre 7 et 15 GHz. Résultats de simulation

Rappelons que l’agilité de l’antenne est définie par :

$$Agilité(\%) = \frac{\Delta f}{f_c} \times 100 \quad (4.8)$$

avec  $\Delta f$  l’amplitude de variation de la fréquence de résonance de l’antenne et  $f_c$  la fréquence centrale. Une agilité de 11,6 GHz à 12,1 GHz est obtenue, soit 4,6% lorsque la permittivité relative du matériau KTN évolue de  $\epsilon_r = 700$  à  $\epsilon_r = 200$ , respectivement. Notons de plus que l’obtention d’un champ de polarisation  $E_{bias} \approx 100$  kV/cm

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

---

TABLEAU 4.3 – Résultats de simulation des antennes sans et avec KTN non localisé

	Antenne sans KTN	Antenne avec KTN non polarisé	Antenne avec KTN polarisé
Fréquence de résonance (GHz)	12,2	11,6	12,1
Directivité (dBi)	4,7	4,6	4,7
Gain IEEE (dBi)	3,2	-2,9	1,7
Agilité (%)	-	4,2	

au niveau des fentes de  $200\ \mu\text{m}$  de large de l'antenne nécessiterait l'utilisation d'une source de tension bias égale à  $2\ 000\ \text{V}$ , ce qui n'est pas réalisable avec nos moyens expérimentaux actuels.

Afin de permettre la polarisation du matériau KTN sous une tension de bias raisonnable, le matériau ferroélectrique a été localisé au milieu de la fente rayonnante supérieure sur une surface de  $1\ \text{mm} \times 1\ \text{mm}$ , FIGURE 4.15 (position de la diode varicap de l'antenne telle que décrit au CHAPITRE 2.3). Un gap de  $10\ \mu\text{m}$  est utilisé afin de polariser le matériau ferroélectrique sous un champ bias  $E_{bias} \approx 150\ \text{kV/cm}$  lorsqu'une tension de polarisation de  $150\ \text{V}$  est imposée. L'impédance d'entrée de l'élément rayonnant est présentée FIGURE 4.16. Les résultats de simulation sont regroupés TABLEAU 4.4. Une diminution du gain est observée, et ce malgré la localisation du KTN, qu'il soit polarisé ou non polarisé, en raison de la réduction de l'efficacité de rayonnement de l'antenne provoquée par la diminution de sa fréquence de résonance ( $9,6\ \text{GHz}$  contre  $11,6\ \text{GHz}$  lorsque le KTN est non polarisé). Cette diminution provient de la faible largeur du gap assurant la polarisation du KTN ( $10\ \mu\text{m}$ ) générant une faible impédance au niveau du champ maximal de l'antenne. Ce problème est équivalent à celui rencontré avec l'impédance trop faible de la diode varicap de l'antenne du CHAPITRE 2.3. Ainsi, pour accroître la fréquence de fonctionnement de l'antenne, la même solution est proposée : l'ajout d'une capacité équivalent en série au niveau du KTN localisé afin d'augmenter l'impédance globale de la zone active de l'antenne.

TABLEAU 4.4 – Résultats de simulation de l'antenne fente après localisation du matériau KTN

	Antenne avec KTN non polarisé	Antenne avec KTN polarisé
Fréquence de résonance (GHz)	9,6	10,7
Directivité (dBi)	3,8	4,2
Gain IEEE (dBi)	-4,1	-0,4
Agilité (%)	10,8	

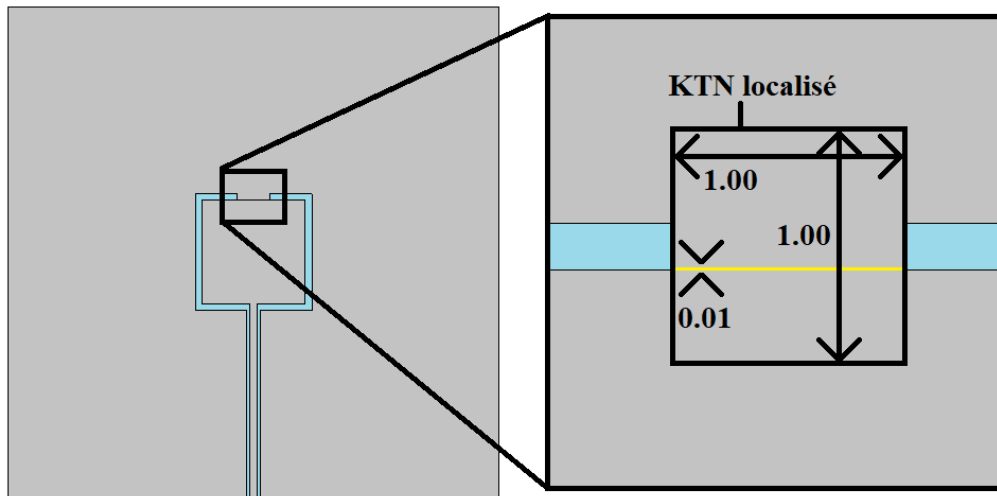


FIGURE 4.15 – Antenne avec le matériau KTN localisé (dimensions en mm)

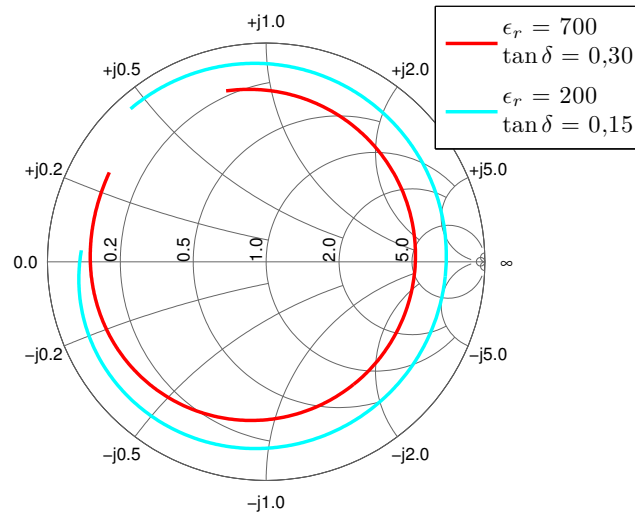


FIGURE 4.16 – Impédance d'entrée de l'antenne entre 7 et 15 GHz avec KTN localisé. Résultats de simulation

Le design de l'antenne après ajout de la capacité équivalente est présenté FIGURE 4.17. L'antenne est adaptée par un quart d'onde de largeur  $10\ \mu\text{m}$ , de gap  $0,32\ \text{mm}$  et de longueur  $3,13\ \text{mm}$ . La ligne d'alimentation a une longueur de  $2,48\ \text{mm}$  afin de positionner l'élément rayonnant au centre du substrat. La FIGURE 4.18 présente le module du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne. La fréquence de résonance varie maintenant de  $11,0$  à  $11,4\ \text{GHz}$  lorsque la permittivité du KTN évolue de  $\epsilon_r = 700$  à  $\epsilon_r = 200$ , respectivement. La fréquence de fonctionnement de l'antenne se rapproche de celle de l'antenne sans matériau ferroélectrique comme souhaité. Cependant, comme avec l'antenne du CHAPITRE 2.3, la variation fréquentielle est moins importante car, d'un point de vue circuit, une capacité fixe a été ajoutée en série à une capacité variable ce qui réduit l'agilité globale du dispositif ( $3,6\%$  avec capacité équivalente (TABLEAU 4.5) contre  $10,8\%$  sans capacité équivalente

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

(TABLEAU 4.4)). Notons que dans ce cas, le matériau KTN a été localisé à l'extrémité de la capacité équivalente, sur toute sa largeur ( $350 \mu\text{m}$ ) et sur une longueur de  $100 \mu\text{m}$  (surface de ruban de KTN :  $350 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ ).

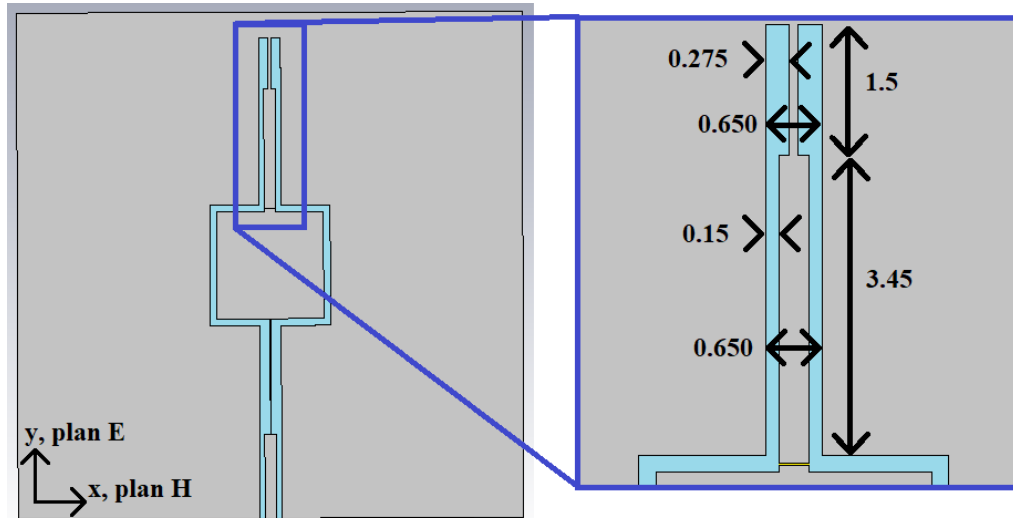


FIGURE 4.17 – Géométrie de l'antenne avec KTN localisé et sa capacité équivalente (dimensions en mm)

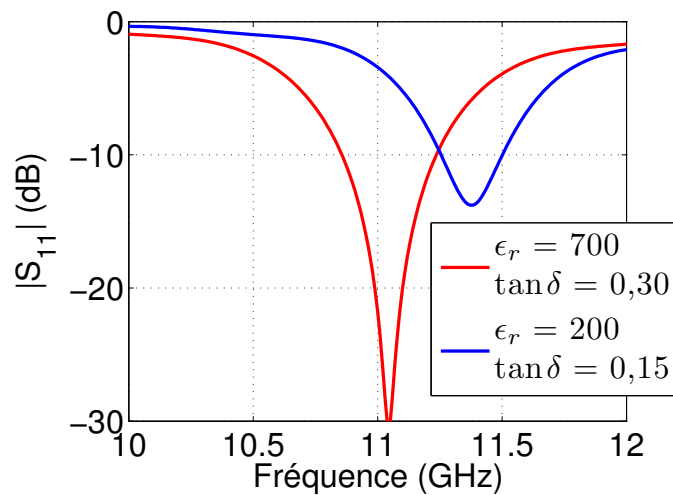


FIGURE 4.18 – Module du coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne. Résultats de simulation

Les diagrammes de rayonnement simulés sont présentés FIGURE 4.19 à la fréquence de résonance de l'antenne. Le plan H est quasi-omnidirectionnel et le plan E possède une ouverture à -3 dB de  $75^\circ$ . Des gains de -0,1 dBi et 2,1 dBi sont obtenus pour des valeurs de permittivité du KTN  $\epsilon_r = 700$  et  $\epsilon_r = 200$ , respectivement. Ces résultats sont regroupés TABLEAU 4.5.

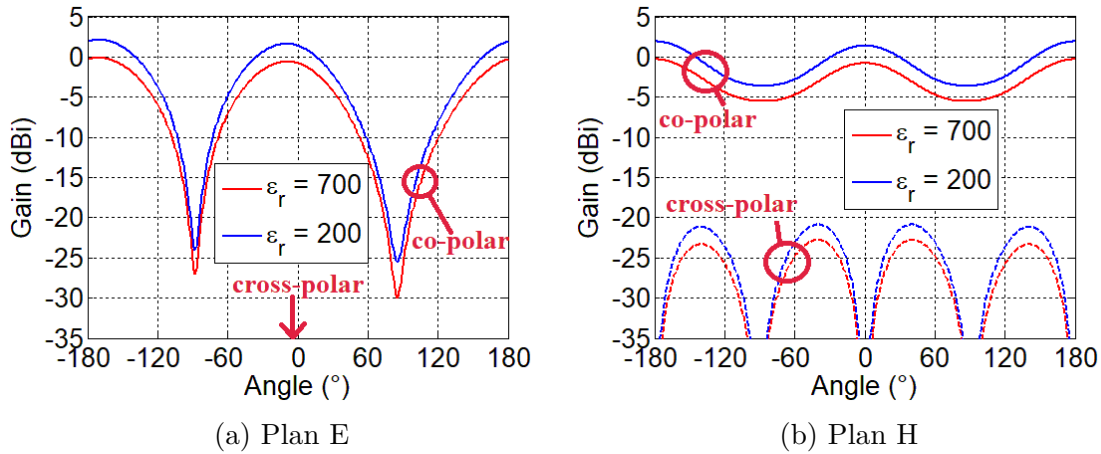


FIGURE 4.19 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne avec KTN localisé et capacité équivalente. Résultats de simulation

TABLEAU 4.5 – Résultats de simulation de l’antenne fente avec localisation du matériau KTN et ajout d’une capacité équivalente

	Antenne avec KTN non polarisé	Antenne avec KTN polarisé
Fréquence de résonance (GHz)	11,0	11,4
Directivité (dBi)	4,3	4,4
Gain (dBi)	-0,1	2,1
Ouverture à -3 dB dans le plan E (°)	75	75
Agilité (%)	3,6	

## 4.2.2 Mesures

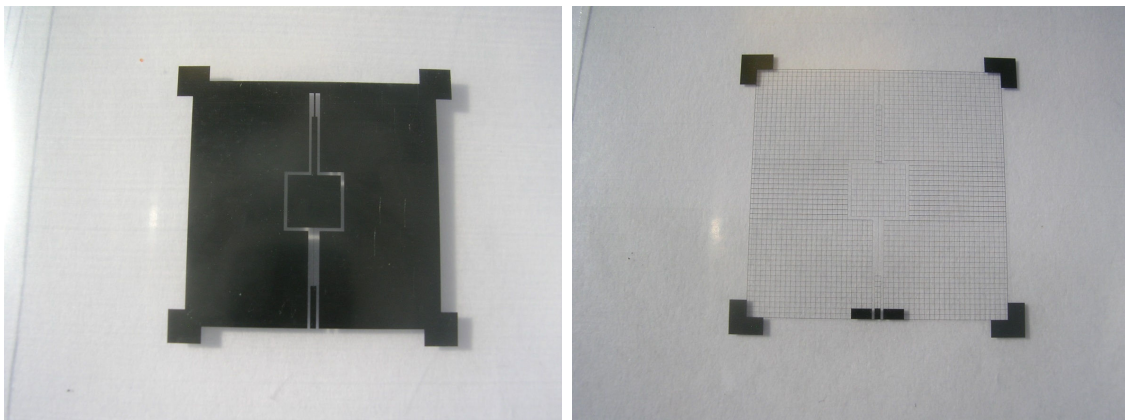
Deux prototypes d’antennes ont été fabriqués et caractérisés : une antenne de référence en argent continu imprimé sur l’échantillon *L927*, et une antenne transparente maillée imprimée sur l’échantillon *L929*. Les paramètres du maillage sont regroupés TABLEAU 4.6. Dans les deux cas (antenne de référence et antenne transparente), les couches minces de KTN de 420 nm d’épaisseur ont été localisées par la technique de micro-gravure laser en utilisant les paramètres du TABLEAU 4.2. Un ruban de KTN de  $350 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$  a été laissé à la surface de chacun des échantillons. Les procédés de métallisation (Ag(2  $\mu\text{m}$ )/Ti(5 nm)), de photolithographie et de gravure humide sont ensuite employés (détaillés CHAPITRE 2.1.1) afin de fabriquer les 2 dispositifs à partir de deux masques spécifiques (FIGURE 4.20). Une attention particulière est nécessaire afin d’assurer le parallélisme et le centrage des électrodes de polarisation à la surface des rubans de KTN (FIGURE 4.21). Un gap de 10  $\mu\text{m}$  entre les 2 électrodes est mesuré pour les 2 antennes (FIGURE 4.21). Un champ de bias maximal de 150 kV/cm sera donc utilisé lorsque la tension de polarisation de 150 V sera appliquée aux échantillons. Le quart d’onde d’adaptation est réalisé à partir d’un unique ruban métallique (10  $\mu\text{m}$  de largeur) et n’est donc pas maillé.

## CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

Les transparences optiques et les résistances par carrés théoriques sont calculées à partir des équations 2.37 et 2.38. Des photographies des antennes sont données FIGURE 4.21.

TABLEAU 4.6 – Dimensions des maillages et caractéristiques associées

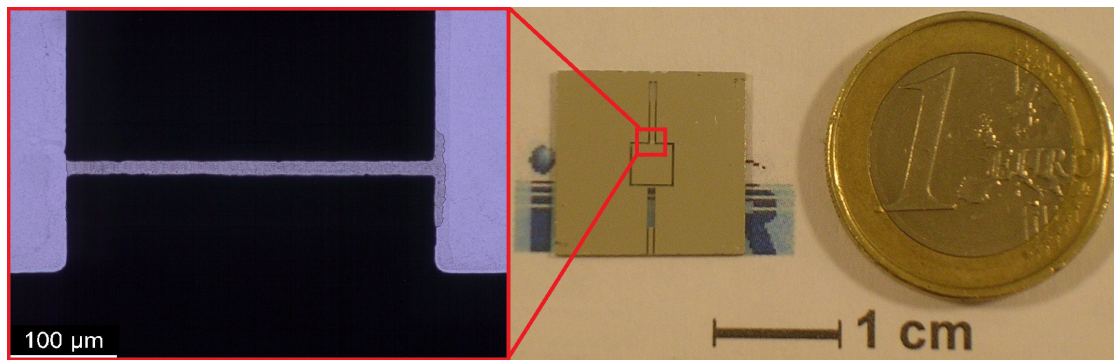
<b>Plan de masse</b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	290/300
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	10/10
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,23/0,24
Transparence optique $T$ (%)	79,8 %
<b>Ligne d'alimentation et quart d'onde de la capacité équivalente</b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	170/310
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	10/13
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,10/0,25
Transparence optique $T$ (%)	76,1 %
<b>Élément carré central</b>	
Pas $p$ ( $\mu\text{m}$ )	315
Largeur de ruban $s$ ( $\mu\text{m}$ )	10
Résistance par carré $R'_s$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,25
Transparence optique $T$ (%)	80,2 %
<b>Inductance équivalente</b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	90/300
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	10/10
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0,07/0,24
Transparence optique $T$ (%)	73,5 %



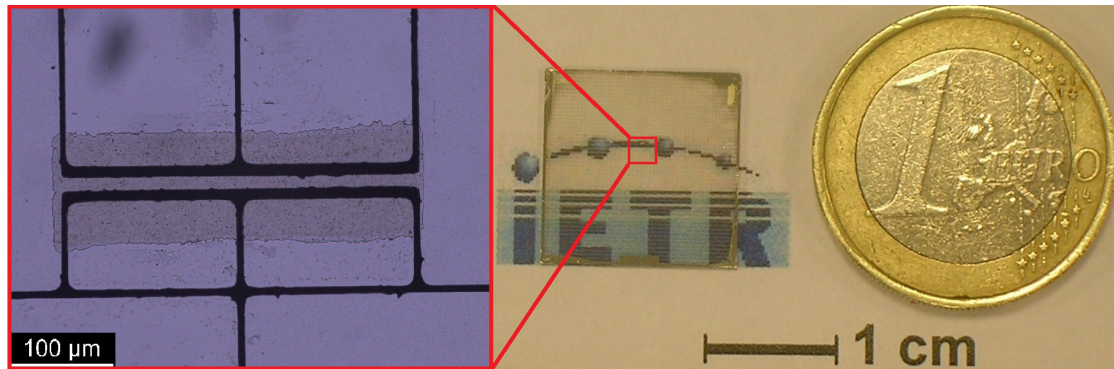
(a) antenne de référence

(b) Antenne maillée

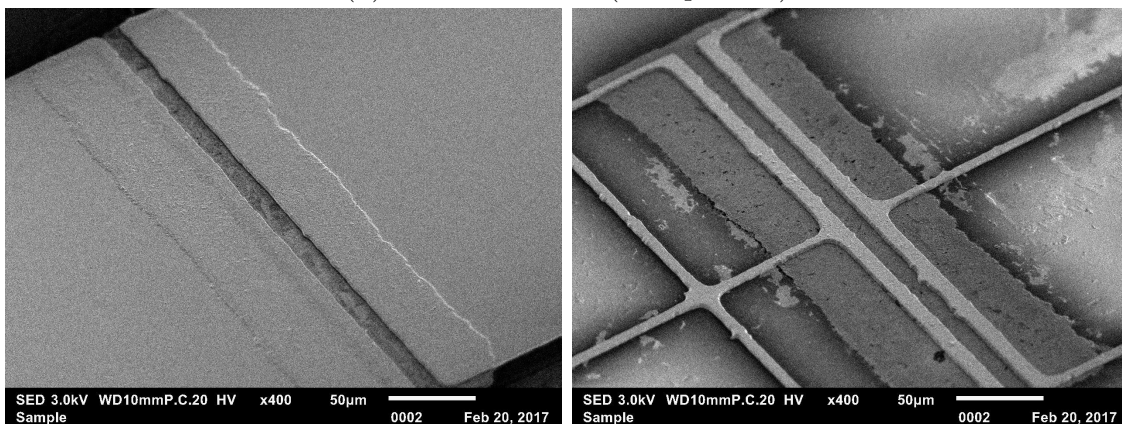
FIGURE 4.20 – Masques souples imprimés sur mylar



(a) Antenne de référence (opaque)



(b) Antenne maillée (transparente)



(c) Antenne de référence (opaque)

(d) Antenne maillée (transparente)

FIGURE 4.21 – (a-b) Photographies des antennes agiles à base du matériau ferroélectrique KTN et détail par microscopie optique du gap avec la localisation du film de KTN (éclairage diascopique) et (c-d) images MEB de la zone active avec le film de KTN

La transparence optique du plan de masse de l'antenne maillée a été mesurée à l'aide du spectrophotomètre UV/visible (*Perkin Elmer Lambda 365*) et une transparence optique de 80% est obtenue (FIGURE 4.22). Cette valeur de transparence optique est en total accord avec celle théorique (79,3%). Les résistances par carré n'ont pas été mesurées en raison des dimensions réduites des échantillons (15 mm × 15 mm) non adaptées à notre dispositif de mesure (mesure 4 pointes décrite

au CHAPITRE 2.3).

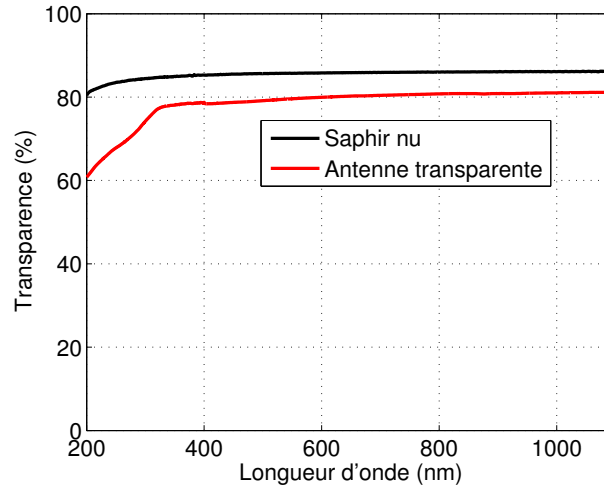


FIGURE 4.22 – Transparence optique expérimentale de l’antenne transparente à pas de maillage micrométrique imprimée sur saphir R et transparence optique du saphir nu

La mesure du coefficient de réflexion à l’entrée des antennes est présentée FIGURE 4.23 sous différentes tensions de polarisation du film de KTN. La fréquence de fonctionnement varie de 11,2 GHz ( $E_{bias} = 0$  kV/cm) à 11,4 GHz ( $E_{bias} = 150$  kV/cm) pour l’antenne de référence (opaque) soit une agilité de 1,8 %, et de 10,6 GHz ( $E_{bias} = 0$  kV/cm) à 10,8 GHz ( $E_{bias} = 150$  kV/cm) pour l’antenne maillée (transparente) soit une agilité de 1,9 % (TABLEAU 4.7). Notons que quelle que soit la valeur de la tension de polarisation, les antennes de référence et maillée restent toujours parfaitement adaptées avec un  $|S_{11}|$  strictement inférieur à -15 dB ; et qu’à partir de  $E_{bias} = 120$  kV/cm, le film de KTN atteint sa valeur de polarisation à saturation car la fréquence de résonance des antennes opaque et transparente évolue extrêmement peu lorsque le champ  $E_{bias} = 150$  kV/cm est appliqué.

TABLEAU 4.7 – Résultats de mesure des antennes fentes coplanaires de référence (opaque) et maillée (transparente)

	Antenne de référence (opaque)		Antenne maillée (transparente)	
	11,2	11,4	10,6	10,8
Fréquence de résonance (GHz)	11,2	11,4	10,6	10,8
Gain (dBi)	0,8	1,8	-1,6	-0,4
Ouverture à -3 dB dans le plan E (°)	106	-	108	-
Agilité (%)	1,8		1,9	

Les diagrammes de rayonnement expérimentaux sont présentés FIGURE 4.24. Le rayonnement est omnidirectionnel dans le plan H (résultat identique à celui de la



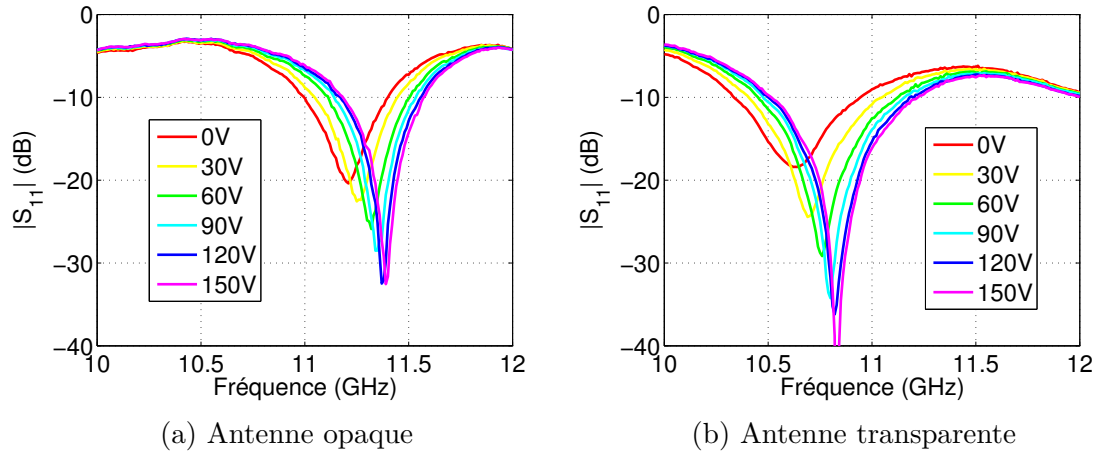


FIGURE 4.23 – Module du coefficient de réflexion en entrée de l’antenne. Résultats de mesure

simulation), et dans le plan E l’ouverture à  $-3$  dB est égale à  $106^\circ$  pour l’antenne de référence et  $108^\circ$  pour l’antenne transparente ( $75^\circ$  en simulation, TABLEAU 4.5). La mesure des diagrammes de rayonnement sous  $E_{bias} = 150$  kV/cm n’a pas été engagée en raison de la durée de leur acquisition ( $\sim 40$  min) pouvant altérer la qualité du matériau ferroélectrique. La mesure du gain en fonction de la fréquence sous différentes tensions de polarisation est présentée FIGURE 4.25. Le décalage en fréquence entre l’antenne opaque et l’antenne transparente est aussi observé. L’augmentation du gain sous tension de polarisation provient de la diminution des pertes intrinsèques au matériau KTN ( $\tan \delta$ ). Le gain de l’antenne de référence (opaque) varie de  $0,8$  dBi ( $E_{bias} = 0$  kV/cm) à  $1,8$  dBi ( $E_{bias} = 150$  kV/cm) (contre  $-0,1$  dBi à  $2,1$  dBi en simulation, TABLEAU 4.5) et celui de l’antenne maillée (transparente) de  $-1,6$  dBi ( $E_{bias} = 0$  kV/cm) à  $-0,4$  dBi ( $E_{bias} = 150$  kV/cm). La différence de gain entre l’antenne de référence et l’antenne transparente a pour origine les pertes ohmiques du maillage en raison des résistances par carré plus importantes ( $R_s$  entre  $0,07 \Omega/\text{sq}$  et  $0,25 \Omega/\text{sq}$ , TABLEAU 4.6) comparativement à celle du film mince continu en argent ( $R_s = 0,008 \Omega/\text{sq}$ ).

La différence de gain entre simulation et mesure peut avoir plusieurs origines : tout d’abord l’influence du connecteur qui modifie les diagrammes de rayonnement. Dans le plan H, les diagrammes de rayonnement sont identiques en simulation et en mesure. L’ouverture à  $-3$  dB dans le plan E est plus importante en mesure ( $\sim 106^\circ$ ) qu’en simulation ( $75^\circ$ ). Le gain expérimental devrait donc être plus faible au niveau de la mesure (alors que c’est l’inverse à  $E_{bias} = 0$  kV/cm). Une mauvaise estimation des caractéristiques diélectriques du matériau KTN peuvent aussi être à l’origine de cette différence (surestimation des pertes). Enfin, l’anisotropie du substrat pourrait être à l’origine de cette différence. En effet, un substrat isotrope de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 10$  et  $\tan \delta = 10^{-4}$  a été utilisé en simulation alors que le substrat de saphir R possède des caractéristiques diélectriques anisotropes :  $\epsilon_r = 9,4$  suivant l’axe  $\vec{a}$  et  $11,5$  suivant l’axe  $\vec{c}$ , et  $\tan \delta = 2 \times 10^{-5}$  suivant l’axe  $\vec{a}$  et  $5 \cdot 10^{-5}$  suivant l’axe  $\vec{c}$  [3, 13] (les orientations des axes  $\vec{a}$  et  $\vec{c}$ , et du plan R du saphir sont représentées FIGURE 4.26).

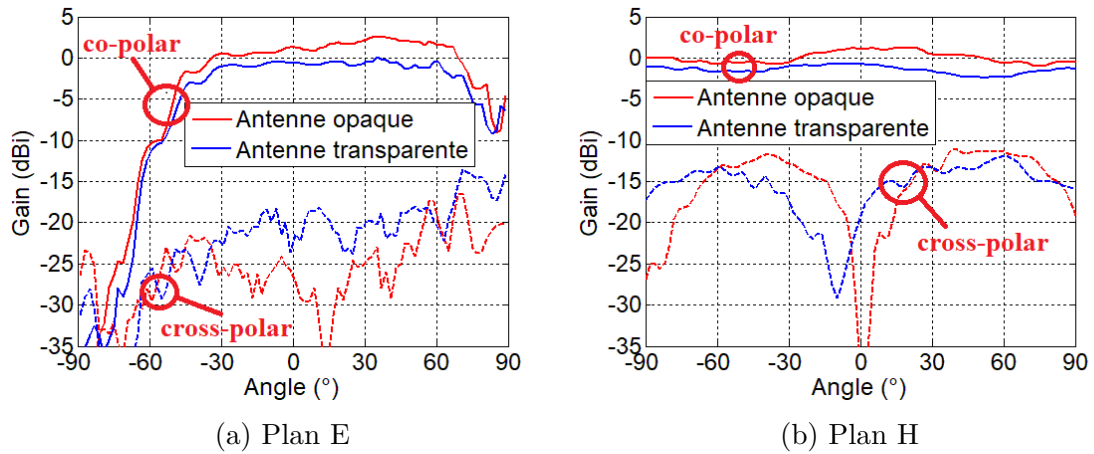


FIGURE 4.24 – Diagramme de rayonnement de l’antenne de référence (opaque) et de l’antenne maillée (transparente) à base de matériau KTN localisé ( $E_{bias} = 0$  kV/cm). Résultats de mesure

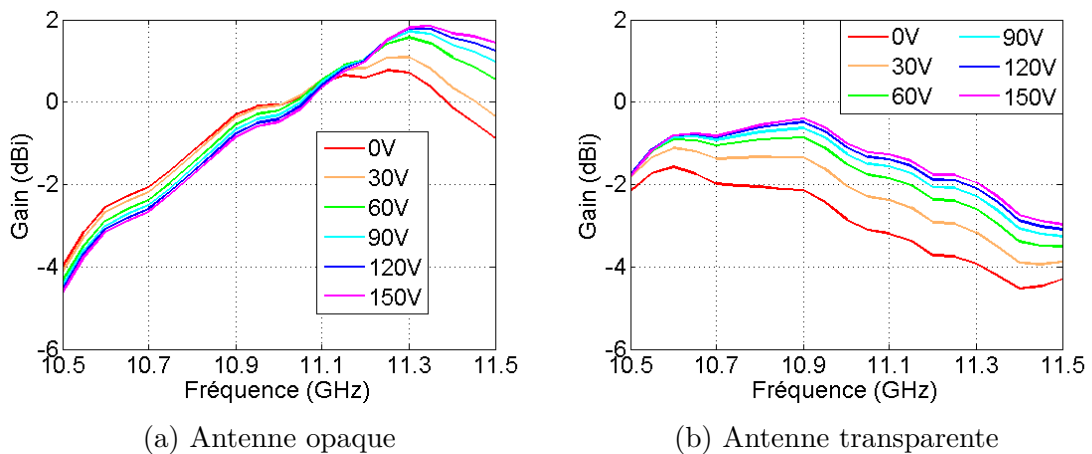


FIGURE 4.25 – Gain en fonction de la fréquence sous différentes tension de polarisation de l’antenne de référence (opaque) et de l’antenne maillée (transparente). Résultats de mesure

Des rétro-simulations ont été engagées avec l’antenne de référence (opaque) et en tenant compte de cette anisotropie. Le coefficient de réflexion est présenté FIGURE 4.27. Les diagrammes de rayonnement sont présentés FIGURE 4.28. On remarque un décalage de la fréquence de résonance de l’antenne entre 100 MHz et 200 MHz par rapport à celle imprimée sur un substrat isotrope (10,9 GHz sans polarisation et 11,2 GHz avec polarisation), mais ces résultats s’éloignent de ceux expérimentaux.

Concernant les diagrammes de rayonnement, des gains de 2,1 dBi sans polarisation et de 3,5 dBi avec polarisation sont obtenus (TABLEAU 4.8). Le lobe principal est légèrement plus large dans le plan E ( $80^\circ$  avec substrat anisotrope contre  $75^\circ$  avec substrat isotrope) mais ce résultat reste très inférieur à celui mesuré en raison de la présence du connecteur.

L'anisotropie du substrat de saphir R ne semble donc pas expliquer les différences entre les résultats de simulation et de mesure. De plus, la prise en considération de l'anisotropie du substrat fournit des valeurs de gain élevées, éloignées des valeurs mesurées. Ces différences sont atténuées lorsque le substrat de saphir R est considéré isotrope (comparaison des valeurs des TABLEAUX 4.5 (simulation) et 4.7 (mesure)).

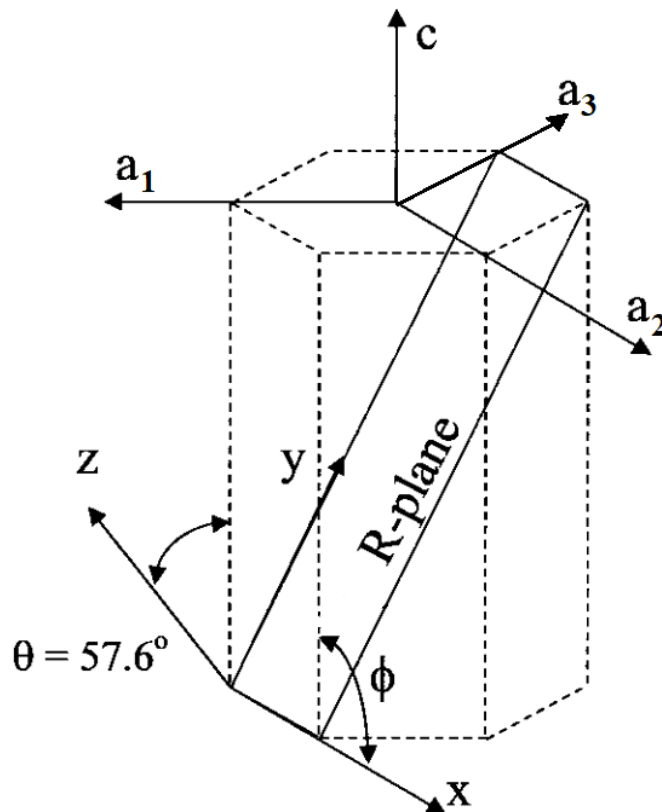


FIGURE 4.26 – Maille élémentaire du saphir monocristallin et axes cristallographiques associés [14]

TABLEAU 4.8 – Résultats de rétro-simulation de l'antenne fente avec localisation du matériau KTN et en tenant compte de l'anisotropie du substrat de saphir R

	Antenne avec KTN non polarisé	Antenne avec KTN polarisé
Fréquence de résonance (GHz)	10,8	11,2
Gain (dBi)	1,9	3,5
Ouverture à -3 dB dans le plan E (°)	79	79

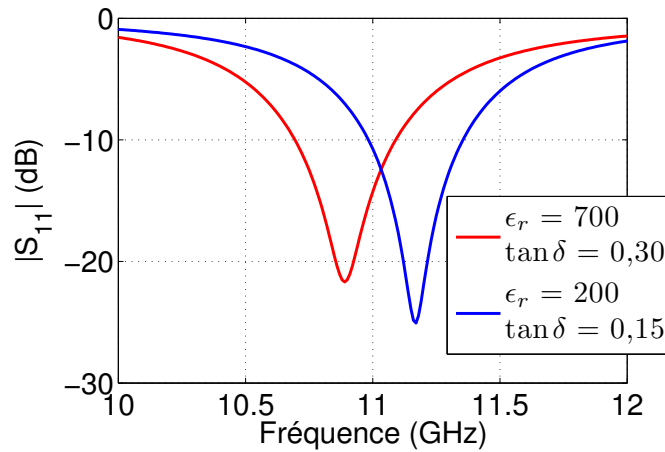


FIGURE 4.27 – Module du coefficient de réflexion à l’entrée de l’antenne de référence (opque) en tenant compte de l’anisotropie du substrat. Résultats de simulation

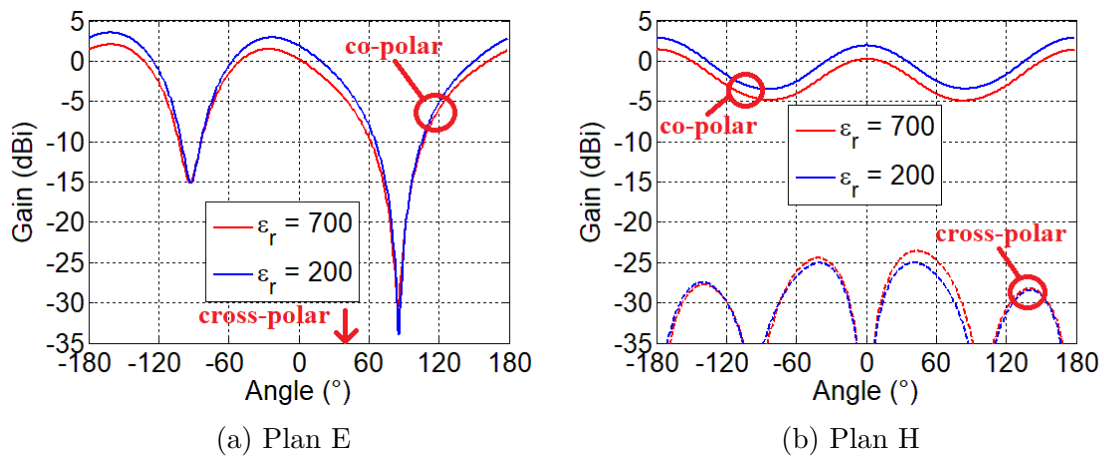


FIGURE 4.28 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne de référence (opaque) à base de matériau KTN localisé ( $E_{bias} = 0$  kV/cm) et en tenant compte de l’anisotropie du substrat de saphir R. Résultats de simulation

### 4.3 Conclusion

Dans ce chapitre, une antenne active originale totalement transparente basée sur la synergie du maillage métallique à pas micrométrique et d’un matériau ferroélectrique a été simulée, fabriquée et caractérisée en bande X. Le matériau  $\text{KTa}_{0,5}\text{Nb}_{0,5}\text{O}_3$  déposé en couche mince (420 nm d’épaisseur) sur substrat de saphir R poli 2 faces assure l’agilité en fréquence de l’antenne (1,9%) lorsqu’il est polarisé sous un champ  $E_{bias}$  ( $E_{bias\ max} = 150$  kV/cm). Localisé par micro-gravure laser dans la zone active de l’antenne afin de minimiser les pertes de cette dernière, un gain proche de 0 dBi a été mesuré. Ce gain est inférieur de 2 dB à celui de l’antenne de référence, qui reste quant à elle totalement opaque dans le domaine du visible (contre  $\sim 80\%$  de transparence optique pour l’antenne maillée). Cette différence de gain est à imputer aux pertes ohmiques engendrées par le maillage métallique à pas micrométrique. Les

CHAPITRE 4. ANTENNE TRANSPARENTE ET RECONFIGURABLE À  
BASE DE MATÉRIAU FERROÉLECTRIQUE

---

performances expérimentales des antennes de référence (opaque) et maillée (transparente) sont synthétisées dans le TABLEAU 4.9, ainsi que les résultats de simulation

TABLEAU 4.9 – Résultats de simulation et expérimentaux de l’antenne fente coplanaire agile en fréquence maillée (transparente) et de référence (opaque) à base de matériau KTN localisé

	Simulation avec substrat de saphir isotrope		Simulation avec substrat de saphir anisotrope	
	KTN non polarisé	KTN polarisé	KTN non polarisé	KTN polarisé
Fréquence de résonance (GHz)	11,0	11,4	10,8	11,2
Gain (dBi)	-0,1	2,1	1,9	3,5
Ouverture à -3 dB dans le plan E (°)	75	75	79	79
Agilité (%)	3,6		2,7	

	Mesure antenne de référence (opaque)		Mesure antenne maillée (transparente)	
	$E_{bias} = 0$ kV/cm	$E_{bias} = 150$ kV/cm	$E_{bias} = 0$ kV/cm	$E_{bias} = 150$ kV/cm
Fréquence de résonance (GHz)	11,2	11,4	10,6	10,8
Gain (dBi)	0,8	1,8	-1,6	-0,4
Ouverture à -3 dB dans le plan E (°)	106	-	108	-
Agilité (%)	1,8		1,9	

## Bibliographie

- [1] D. Rytz, A. Chatelain, and U. Höchli, “Elastic properties in quantum ferroelectric  $\text{KTa}_{1-x}\text{Nb}_x\text{O}_3$ ,” *Physical Review B*, vol. 27, p. 6830, June 1983.
- [2] A. Perrin, A. Rousseau, D. Fasquelle, V. Laur, V. Bouquet, S. Deputier, P. Laurent, G. Tanne, F. Huret, J. Carru, and M. Guilloux-Viry, “Epitaxially grown ferroelectric thin films for agile devices,” *Phase Transitions*, vol. 81, pp. 643–665, Jan. 2008.
- [3] “Société crystec kristalletechnologie, crystec gmbh, köpenicker str. 325, d-12555 berlin-germany.” <http://www.crystec.de/daten/al2o3.pdf>.
- [4] Q. Simon, *Croissance et caractérisations de couches minces ferroélectriques de  $\text{KTa}_{1-x}\text{Nb}_x\text{O}_3$  pour des applications hyperfréquences : contribution à la diminution des pertes diélectriques*. Thèse de l’Université de Rennes 1, Nov. 2009.
- [5] V. Laur, A. Rousseau, G. Tanné, P. Laurent, S. Deputier, M. Guilloux-Viry, and F. Huret, “ $\text{KTa}_{0.6}\text{Nb}_{0.4}\text{O}_3$  ferroelectric thin film behavior at microwave frequencies for tunable applications,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 53, pp. 2280–2286, Dec. 2006.
- [6] A. Rousseau, V. Laur, S. Députier, V. Bouquet, M. Guilloux-Viry, G. Tanné, P. Laurent, F. Huret, and A. Perrin, “Influence of substrate on the pulsed laser deposition growth and microwave behaviour of  $\text{KTa}_{0.6}\text{Nb}_{0.4}\text{O}_3$  potassium tantalate niobate ferroelectric thin films,” *Thin Solid Films*, vol. 516, pp. 4882 – 4888, June 2008.
- [7] F. K. Lotgering, “Topotactical reactions with ferrimagnetic oxides having hexagonal crystal structures—I,” *Journal of Inorganic and Nuclear Chemistry*, vol. 9, pp. 113–123, Feb. 1959.
- [8] Joint Committee on Powder Diffraction Standards, “fiche n° 70-2011, Potassium Tantalum Niobium Oxide.” *International Centre for Diffraction Data*, Pennsylvania.
- [9] Y. Corredores, *Étude et amélioration des performances de dispositifs hyperfréquences accordables à base de films minces ferroélectriques KTN et diélectriques BZN*. Thèse de l’Université de Rennes 1, Dec. 2012.
- [10] Y. Corredores, Q. Simon, R. Benzerga, X. Castel, R. Sauleau, A. L. Febvrier, S. Députier, M. Guilloux-Viry, L. Y. Zhang, and G. Tanné, “Loss reduction technique in ferroelectric tunable devices by laser microetching. application to a CPW stub resonator in X-band,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 61, pp. 4166–4170, Dec. 2014.
- [11] “Société corning.” <http://www.corning.com>.
- [12] W. Baer, “Interband faraday rotation in some perovskite oxides and rutile,” *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 28, pp. 677–687, April 1967.
- [13] “Société MTI Corporation, 860 s. 19th Street, Richmond, ca 94804-3809, USA.” <http://www.mtixtl.com/xtlflyers/A1203.pdf>.
- [14] R. S. Kwok, D. Zhang, Q. Huang, T. S. Kaplan, J. Lu, and G.-C. Liang, “Superconducting quasi-lumped element filter on R-plane sapphire,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 586–591, May 1999.



## CHAPITRE

### 5

# ANTENNE TRANSPARENTE À COMMANDE OPTIQUE

Dans ce chapitre, la transparence optique est utilisée afin d'alimenter une antenne à l'aide d'un laser. Ceci permet de s'affranchir du connecteur hyperfréquence au niveau de l'antenne d'émission. Ce dernier est particulièrement critique sur des antennes mobiles, afin de s'affranchir notamment de joints tournants, ou en très haute fréquences (millimétrique et térahertz). Dans un premier temps, le principe de fonctionnement de l'antenne est détaillé, puis les résultats expérimentaux des antennes passives puis de l'antenne active sont présentés.

## 5.1 Principe d'une antenne alimentée optiquement

Une porteuse optique  $s_2$  (autour de 1530 nm), contenant l'information  $s_1$ , est envoyée sur l'antenne via une photodiode. Cette dernière démodule le signal optique  $s_2$  et crée le signal RF  $s_3$  (autour de 1,4 GHz) contenant l'information  $s_1$ . Ce signal est ensuite émis par l'antenne d'émission puis reçu par l'antenne de réception. L'information est ensuite récupérée par le récepteur. Le schéma de principe est présenté FIGURE 5.1.

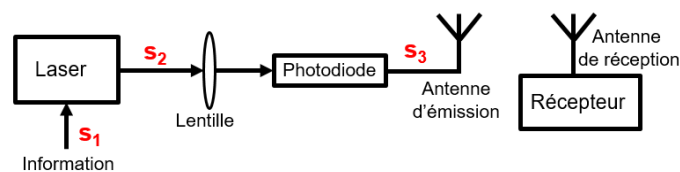


FIGURE 5.1 – Principe de la transmission sans contact physique avec l'antenne



Dans cette transmission, trois bandes de fréquences sont considérées. Une première  $B1$  correspondant à la bande de fréquences de l'information  $s_1$  à transmettre (bande de base). Une deuxième  $B2$  correspond à la fréquence optique du laser  $s_2$ . La troisième bande de fréquences  $B3$  correspond à celle de fonctionnement de l'antenne  $s_3$ .

### 5.1.1 Description de la partie laser

Afin de générer la porteuse RF au niveau de l'antenne, une solution classique est d'utiliser un modulateur externe afin de moduler un faisceau laser monomode. Cependant, ces modulateurs sont limités en fréquence (40 GHz pour la plupart, 150 GHz dans de récents travaux [1]). Ainsi, pour pouvoir monter en fréquence, un laser bi-mode est utilisé, c'est à dire que deux longueurs d'onde cohérentes sont générées au niveau du laser. Les longueurs d'onde doivent être cohérentes afin d'avoir un mélange constructif au niveau de la photodiode et séparées d'une fréquence  $\Delta f$  correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne. En mélangeant ces deux raies optiques au niveau de la photodiode, la porteuse RF est générée. Dans un premier temps, le principe de fonctionnement d'un laser monomode est présenté, puis le laser bi-modes utilisé est ensuite décrit.

#### 5.1.1.1 Principe de fonctionnement d'un laser monomode

Le fonctionnement d'un laser est basé sur 3 phénomènes de physique quantique [2] :

- **L'absorption** : Lorsqu'il est éclairé par un rayonnement électromagnétique d'énergie accordé sur une transition atomique, c'est à dire dont la fréquence  $\nu$  est proche de  $\nu_0 = \frac{E_2 - E_1}{h}$  (où  $h$  est la constante de Planck, et  $E_1$  et  $E_2$  deux niveau d'énergies de l'atome), un photon est absorbé par l'atome qui se retrouve dans un état excité  $E_2$  (FIGURE 5.2)

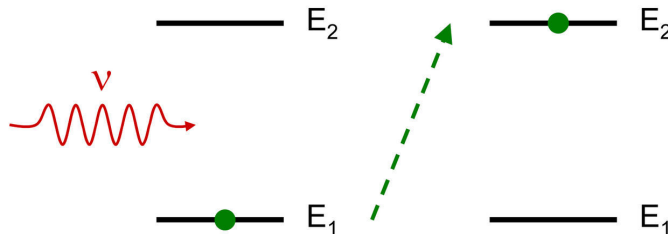


FIGURE 5.2 – Principe de l'absorption

- **L'émission spontanée** : Un atome dans un état excité  $E_2$  peut se désexciter spontanément afin de retourner dans un état de plus faible énergie  $E_1$  en émettant un photon d'énergie  $E = h\nu = E_2 - E_1$  (FIGURE 5.3). Le rayonnement est émis dans une direction et avec une phase aléatoires.
- **L'émission stimulée** : Lorsqu'il est éclairé par un rayonnement électromagnétique d'énergie accordé sur une transition atomique, un atome dans un

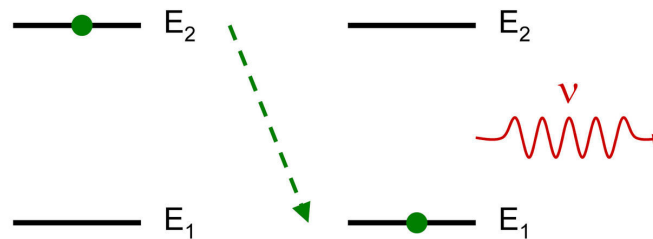


FIGURE 5.3 – Principe de l'émission spontanée

état excité  $E_2$  peut se désexciter en émettant un photon d'énergie  $E = h\nu = E_2 - E_1$ . Ce photon vient s'ajouter au rayonnement électromagnétique incident (FIGURE 5.4). À la différence de l'émission spontanée, le photon est émis dans la même direction et avec la même phase que le photon incident.

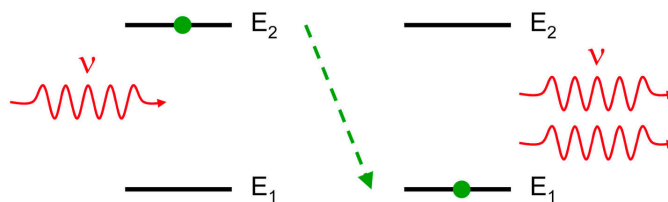


FIGURE 5.4 – Principe de l'émission stimulée

Un schéma du principe de fonctionnement d'un laser est présenté FIGURE 5.5. Il est composé d'un milieu amplificateur qui va amplifier la lumière de manière cohérente en utilisant le principe d'émission stimulée, et de miroirs afin de saturer le milieu amplificateur et ainsi augmenter la puissance du laser. Dans le même temps, le milieu amplificateur absorbe des photons ce qui a pour effet de diminuer la puissance du laser, voir compenser l'émission stimulée. Afin que l'émission spontanée soit prépondérante, il faut que la population d'atomes dans l'état excité  $E_2$  soit supérieure à la population d'atomes dans l'état de plus faible énergie  $E_1$ . Pour ce faire, de l'énergie est fournie à ce milieu afin d'exciter les atomes : c'est le pompage. Différentes méthodes de pompage sont possibles : électrique ou optique. Le premier photon est émis par émission spontanée (amorçage du laser).

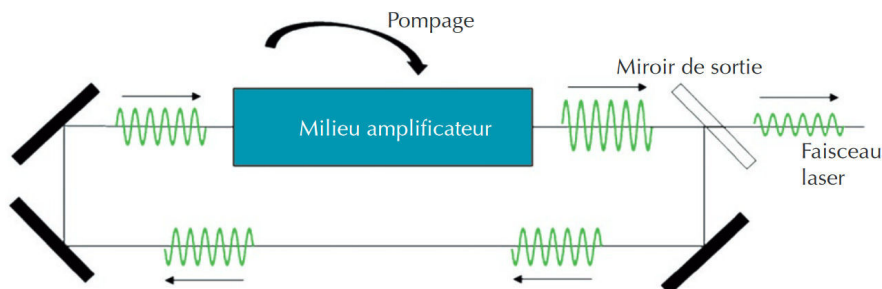


FIGURE 5.5 – Principe de fonctionnement d'un laser

Afin que la lumière soit amplifiée de manière cohérente, la distance entre les miroirs est telle que la lumière revient en phase dans le milieu amplificateur. Il faut

donc que la longueur optique  $L$  parcourue dans la cavité résonante soit un multiple de la longueur d'onde  $\lambda$  ( $L = k\lambda$ ,  $k \in \mathbb{N}$ ),  $L$  dépendant de l'indice du milieu ( $L = l/n$  où  $l$  est la longueur physique et  $n$  l'indice du milieu).

### 5.1.1.2 Présentation du laser bi-modes

Il est possible d'avoir un laser bi-modes (c'est à dire émettant deux longueurs d'ondes cohérentes) en ajoutant dans la cavité un milieu bi-réfringent (c'est à dire avec des indices de réfraction différents suivant deux axes de polarisation). Les indices de réfraction différents induisent une longueur optique  $L$  différente suivant la polarisation et donc un accord du laser sur deux longueurs d'onde différentes suivant la polarisation de la lumière.

Un schéma du laser utilisé est présenté FIGURE 5.6 [3]. Il possède un milieu amplificateur composé d'un verre de phosphate co-dopé Erbium-Ytterbium. Le pompage est réalisé à l'aide d'une diode laser à  $0.98 \mu\text{m}$ . Le miroir de sortie possède une transparence optique de 2% (réflectance de 98%). La bi-réfringence est réalisée à l'aide d'un monocristal  $\text{LiTaO}_3$ . Les paramètres de bi-réfringence du  $\text{LiTaO}_3$  dépendant de la température, cette propriété est utilisée afin de contrôler la différence de longueurs d'onde en utilisant un asservissement en température. L'objectif étant d'émettre deux longueurs d'ondes autour de  $1530 \text{ nm}$  séparées de  $1,4 \text{ GHz}$ , il est donc nécessaire que la différence de longueur d'onde soit très précise. La FIGURE 5.7 présente la différence de fréquence entre les deux modes du laser en fonction de la température.

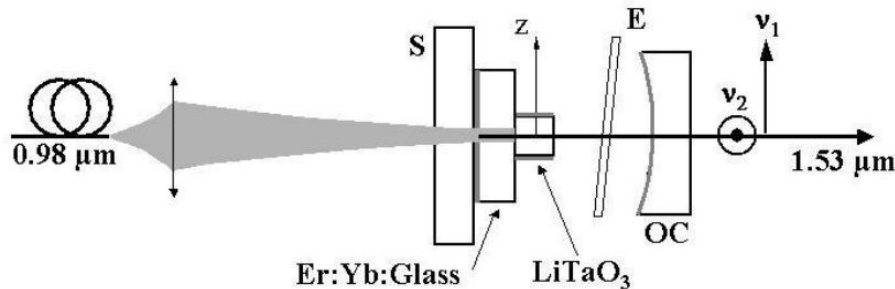


FIGURE 5.6 – Schema du laser bi-fréquence [3]

## 5.1.2 Antenne transparente active

Le mélange des deux longueurs d'onde est effectué via une photodiode reportée directement sur l'antenne. La photodiode utilisée est une photodiode  $FD100$  de *Fermionics* [4] en technologie  $\text{InGaAs}$ . La faible surface active ( $100 \mu\text{m}$ ) permet d'avoir un bon compromis entre la fréquence de coupure de la diode ( $2 \text{ GHz}$  sur une impédance de  $50 \Omega$ ) et la sensibilité ( $0,95 \text{ A/W}$  à  $1550 \text{ nm}$ ).

L'antenne a été conçue pour fonctionner à  $1,4 \text{ GHz}$  (écart choisi entre les deux fréquences laser). Elle est composée d'une fente rayonnante en technologie coplanaire (FIGURE 5.8) et d'un plan réflecteur placé à une distance  $\lambda_0/4 = 26 \text{ mm}$  à  $1,4 \text{ GHz}$ .

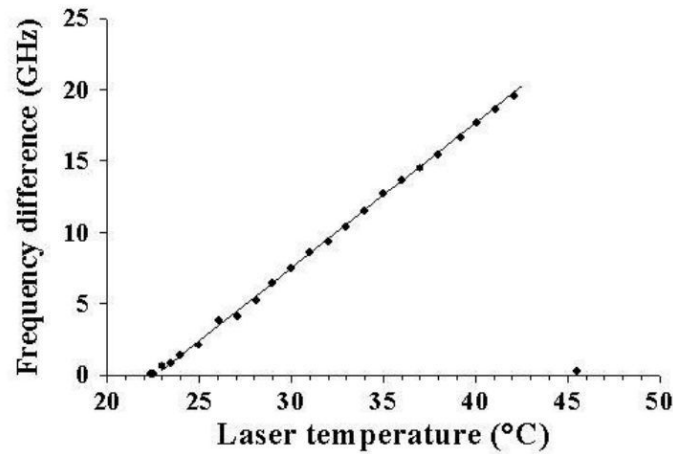


FIGURE 5.7 – Différence de fréquence des deux modes créés par le laser en fonction de la température [3]

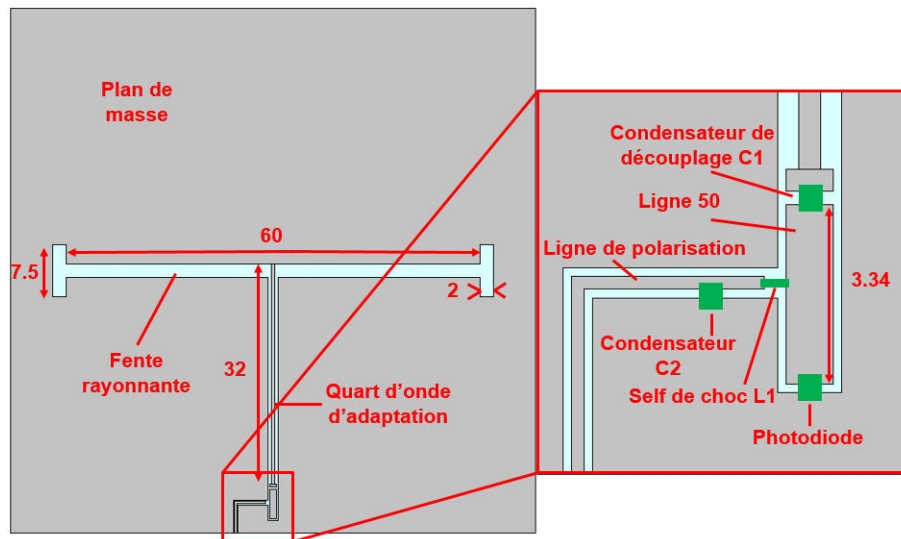


FIGURE 5.8 – Antenne active simulée (dimensions en mm)

Ce dernier permet d'augmenter la directivité de l'antenne et de réduire le rayonnement arrière. La fente est adaptée par une ligne quart d'onde coplanaire de largeur 0,5 mm et de gap 0,5 mm ; et alimentée par une ligne 50  $\Omega$  de largeur 1,1 mm et de gap 0,2 mm. La photodiode est polarisée via une ligne de largeur 0,3 mm et de gap 0,2 mm. Les composants  $C1$ ,  $C2$  et  $L1$  servent à découpler le signal hyperfréquence de la polarisation DC de la photodiode.  $C1$  permet d'éviter à la tension de polarisation de se propager vers la partie rayonnante.  $C2$  et  $L1$  quant à eux permettent d'isoler l'alimentation DC et le signal RF. Ces composants ont pour valeurs  $L1 = 5,1$  nH,  $C1 = 100$  nF et  $C2 = 100$  nF. Le substrat utilisé est du verre Corning 1737 d'épaisseur 1,1 mm, de caractéristiques diélectriques  $\epsilon_r = 5,7$ ,  $\tan \delta = 0,006$  à 2 GHz et de transparente optique 92 % dans le domaine du visible [5]. Le plan réflecteur est réalisé sur un substrat de dimensions 300 mm  $\times$  300 mm et l'antenne sur un substrat de dimensions 76,2 mm  $\times$  76,2 mm. Les épaisseurs de métallisation sont de

$6 \mu\text{m}$  pour le plan réflecteur et  $5,2 \mu\text{m}$  pour l'antenne (supérieures à 3 fois l'épaisseur de peau  $\delta = 1,7 \mu\text{m}$  à  $1,4 \text{ GHz}$ ).

L'antenne a été simulée en remplaçant la photodiode par un port d'alimentation  $50 \Omega$ . Le maillage métallique n'est pas pris en considération dans la simulation au vu des dimensions importantes de l'antenne. Un conducteur continu est utilisé. Le module du coefficient de réflexion est présenté FIGURE 5.9. L'antenne fonctionne entre  $1,22 \text{ GHz}$  et  $1,65 \text{ GHz}$  (bande passante de  $430 \text{ MHz}$ ).

Le diagramme de rayonnement de l'antenne est présenté FIGURE 5.10 à la fréquence où celle-ci est la mieux adaptée ( $1,3 \text{ GHz}$ ). Le gain de l'antenne est de  $10 \text{ dBi}$  avec une polarisation croisée nulle dans le plan E (plan de symétrie) et de  $60 \text{ dB}$  en dessous du lobe principal dans le plan H. Le rayonnement arrière est  $20 \text{ dB}$  en dessous du lobe principale. L'ouverture à mi-puissance du lobe principal est de  $52^\circ$  dans le plan E et  $68^\circ$  dans le plan H.

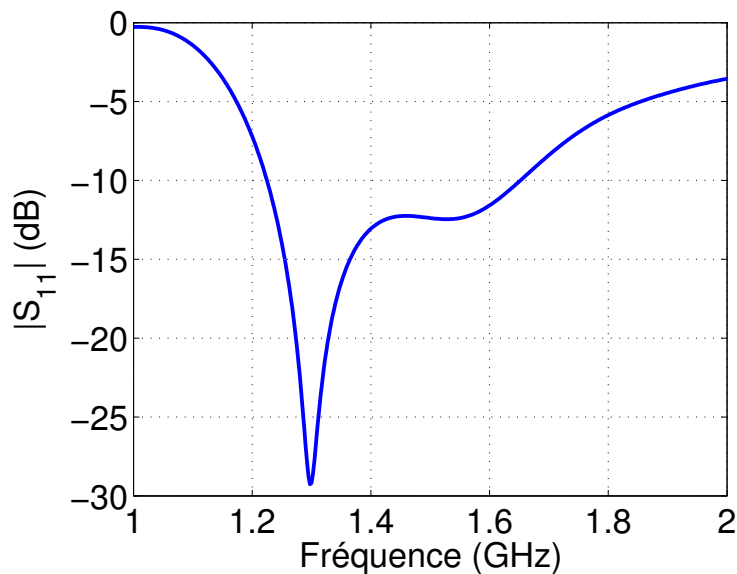


FIGURE 5.9 – Module du coefficient de réflexion de l'antenne. Résultat de simulation

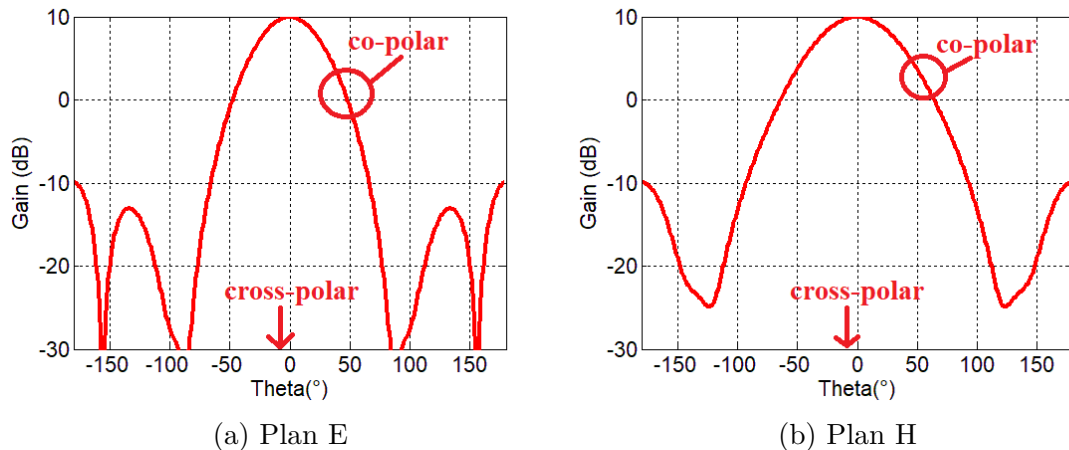


FIGURE 5.10 – Diagrammes de rayonnement de l’antenne à 1,3 GHz. Résultats de simulation

## 5.2 Réalisations et mesures

Trois antennes ont été réalisées : deux antennes passives (sans photodiode), une antenne de référence (opaque) et une antenne maillée (transparente) afin de mesurer les caractéristiques de l’antenne seule et comparer les résultats des antennes opaque et transparente ; et une antenne transparente active afin de réaliser une liaison opto-hyperfréquence et ainsi valider expérimentalement le principe de fonctionnement et de démontrer l’intérêt de l’antenne transparente dans un tel dispositif.

### 5.2.1 Réalisation des antennes et mesures de l’antenne passive

Le TABLEAU 5.1 présente les dimensions du maillage des antennes transparentes sur le masque de photolithographie. La surgravure estimée est de  $6\ \mu\text{m}$  de chaque côté des rubans métalliques soit  $12\ \mu\text{m}$  par ruban. Afin d’avoir des rubans de largeurs  $15\ \mu\text{m}$  minimum, le masque a été réalisé avec des rubans métalliques de largeur  $30\ \mu\text{m}$ . Les photos des antennes réalisées sont présentées FIGURE 5.11.

Les transparences optiques du plan de masse des antennes transparentes (passive et active) ont été mesurées à l’aide du spectrophotomètre UV/visible (*Perkin Elmer Lambda 365*) et une transparence optique de 80 % est obtenue pour les deux antennes (FIGURE 5.12). Cette valeur est plus élevée que celle présentée dans le TABLEAU 5.1 en raison de la surgravure. Une surgravure de  $6\ \mu\text{m}$  de chaque côté des rubans métalliques est mesurée. En tenant compte de cette surgravure, la transparence optique théorique du plan de masse est de 81%, ce qui correspond à la valeur mesurée.

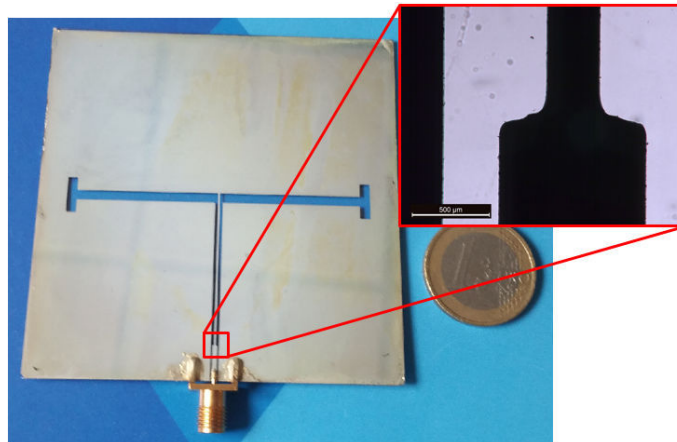
TABLEAU 5.1 – Dimensions des maillages des antennes transparentes et caractéristiques associées (dimensions et caractéristiques correspondant au masque de photolithographie)

	<b>Plan réflecteur</b>	<b>Ligne de polarisation</b>
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	300/300	298/270
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	32/32	30/30
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0.025/0,025	0.04/0.03
Transparence optique $T(\%)$	73,6	73,7
	<b>Plan de masse</b>	<b>Quart d'onde d'adaptation</b>
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	308/299	235/299
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	30/30	30/30
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0.03/0.03	0.02/0.03
Transparence optique $T(\%)$	74,8	72,3
	<b>Ligne 50 <math>\Omega</math></b>	
Pas $p_x/p_y$ ( $\mu\text{m}$ )	290/293	
Largeur de ruban $s_x/s_y$ ( $\mu\text{m}$ )	30/30	
Résistance par carré $R'_{sx}/R'_{sy}$ ( $\Omega/\text{sq}$ )	0.03/0.03	
Transparence optique $T(\%)$	74,2	

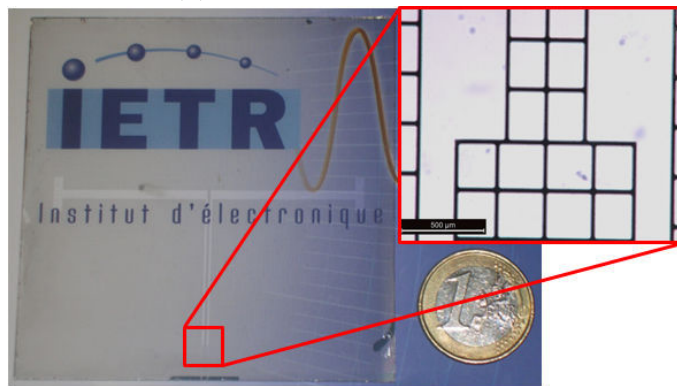
Un support en PMMA (Polyméthacrylate de méthyle) est utilisé afin de positionner et fixer l'antenne au dessus du plan réflecteur (FIGURE 5.13). Le PMMA permet d'avoir un support à la fois transparent (90 %) et avec une faible permittivité diélectrique ( $\epsilon_r = 2,5$ ) afin de peu perturber le rayonnement électromagnétique.

Les modules du coefficient de réflexion en entrée de l'antenne passive de référence (opaque) et maillée (transparente) sont présentés FIGURE 5.14. L'antenne de référence fonctionne à 1,4 GHz avec une bande passante à -10 dB de 400 MHz. Malgré une différence sur la forme du coefficient de réflexion (minimum à 1,4 GHz au lieu de 1,3 GHz en simulation), la fréquence centrale (1,4 GHz) et la bande passante sont les mêmes en simulation et en mesure pour l'antenne de référence. L'antenne transparente fonctionne à 1,35 GHz avec une bande passante à -10 dB de 500 MHz. Aucun décalage en fréquence n'est observé entre l'antenne de référence et l'antenne maillée car la fréquence de fonctionnement (1,4 GHz) est relativement faible, à la différence des études précédentes. La bande passante à -10 dB est plus importante pour l'antenne maillée que pour l'antenne opaque à cause des pertes métalliques induites par le maillage (résistance par carré plus élevée).

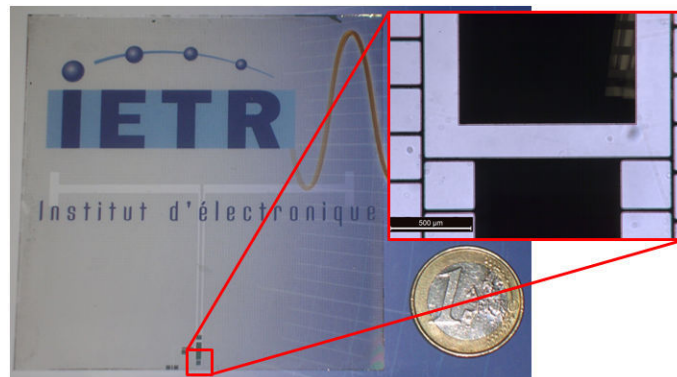
Les diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne passive de référence (opaque) et maillée (transparente) sont présentés FIGURE 5.15. Ces mesures sont réalisées dans les deux cas avec un plan réflecteur transparent car, pour le fonctionnement de notre antenne, ce dernier doit être transparent puisque le faisceau laser doit pouvoir passer au travers afin de générer le signal hyperfréquence via la photodiode. Les diagrammes de rayonnement sont les mêmes pour les deux antennes. En effet, à cette fréquence, le maillage métallique a peu d'influence sur le diagramme



(a) Antenne opaque passive



(b) Antenne transparente passive



(c) Antenne transparente active

FIGURE 5.11 – Photos des antennes réalisées

de rayonnement de l'antenne. Le gain des deux antennes est de 5,7 dBi (10 dBi en simulation). L'ouverture à mi-puissance est de  $62^\circ$  dans le plan H ( $68^\circ$  en simulation) et  $76^\circ$  dans le plan E ( $52^\circ$  en simulation). Un dépointage dans le plan E est observé, que l'on peut imputer au connecteur servant à la mesure. Cependant, des différences sont observées entre les résultats de simulation et de mesure notamment en terme de gain, d'ouvertures et de rayonnement arrière. Afin d'expliquer ces différences, le support en PMMA a été pris en compte dans les simulations. On obtient un gain



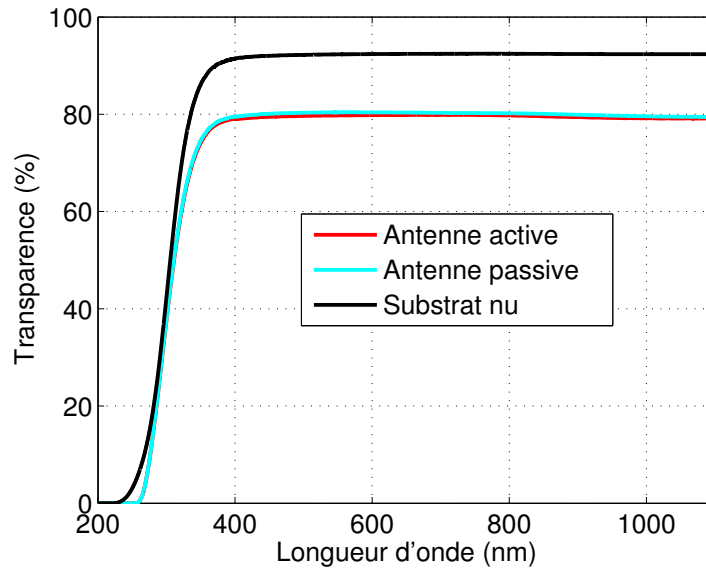


FIGURE 5.12 – Transparence optique des antennes transparentes et substrat de verre nu. Résultat de simulation

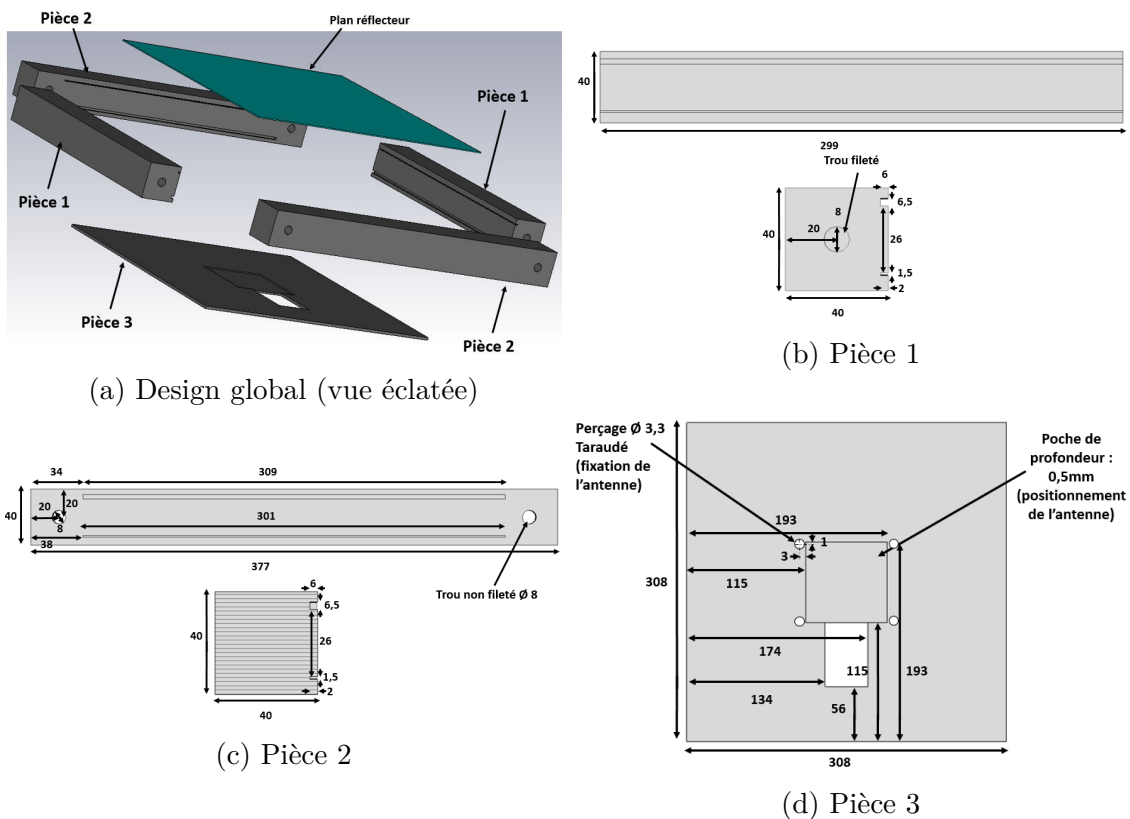


FIGURE 5.13 – Design du support pour l'antenne (dimensions en mm)

de 8,6 dBi à 1,4 GHz, avec une ouverture à mi-puissance de 53° dans le plan E et 70° dans le plan H. Ces résultats obtenus se rapprochent des résultats de mesures, même si le gain mesuré (5,7 dBi) reste toujours nettement inférieur à celui simulé

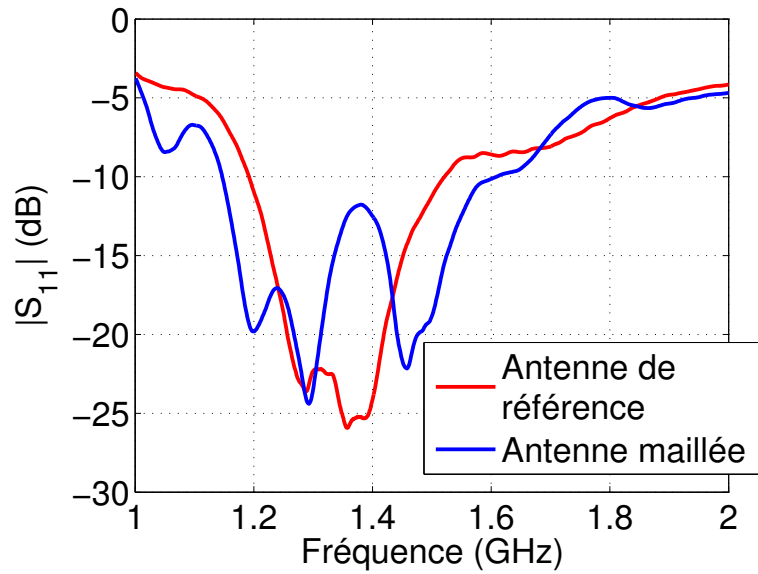


FIGURE 5.14 – Module du coefficient de réflexion des antennes passives de référence (opaque) et maillée (transparente). Résultats de mesure

(8,6 dBi). Cela peut s'expliquer par le rayonnement arrière plus important à cause du plan réflecteur transparent.

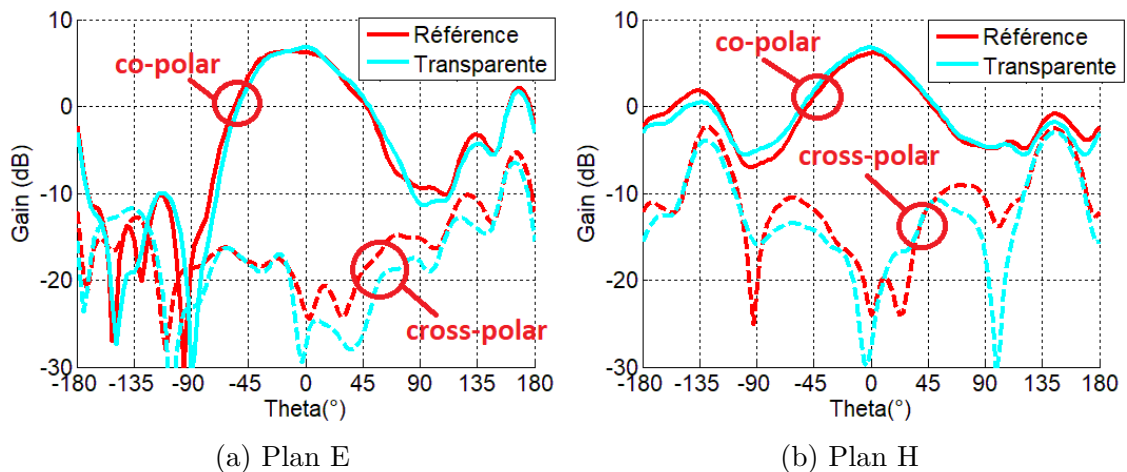


FIGURE 5.15 – Diagrammes de rayonnement des antennes passives de référence (opaque) et maillée (transparente) à leurs fréquences de fonctionnement respectives. Résultats de mesure

### 5.2.2 Liaison opto-hyperfréquence avec l'antenne active

Une mesure de transmission opto-hyperfréquence a été effectuée. La FIGURE 5.16 présente un schéma de principe de cette mesure. L'antenne active sert d'antenne d'émission, excitée via la photodiode et l'antenne de référence passive sert d'antenne de réception (FIGURE 5.17). Sur cette figure, la nécessité d'un plan réflecteur transparent est bien mise en évidence afin de pouvoir faire passer le faisceau laser à travers ce dernier. Cette mesure a été réalisée en collaboration avec le professeur Marc Brunel du département Optique et Photonique de l'Institut de Physique de Rennes. Les deux antennes sont séparées d'une distance  $D = 1$  m. Le laser est focalisé sur la photodiode à l'aide d'une lentille de focale  $f' = 200$  mm.

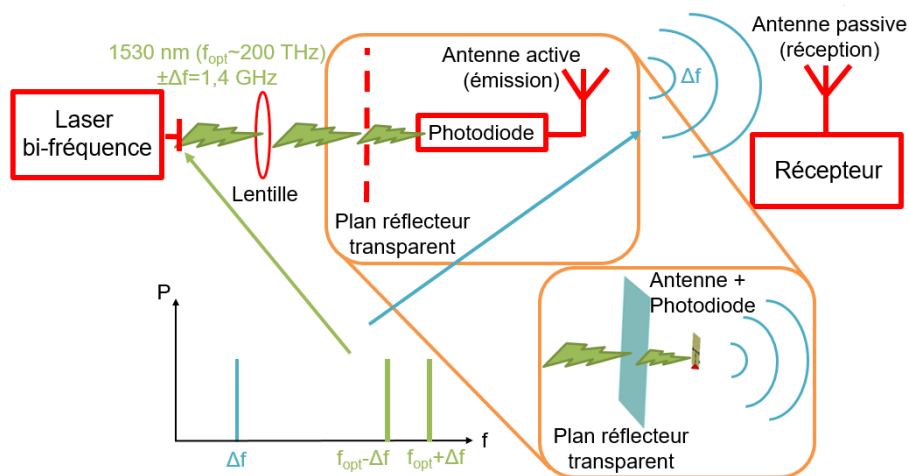


FIGURE 5.16 – Schéma de principe de la mesure de transmission opto-hyperfréquence

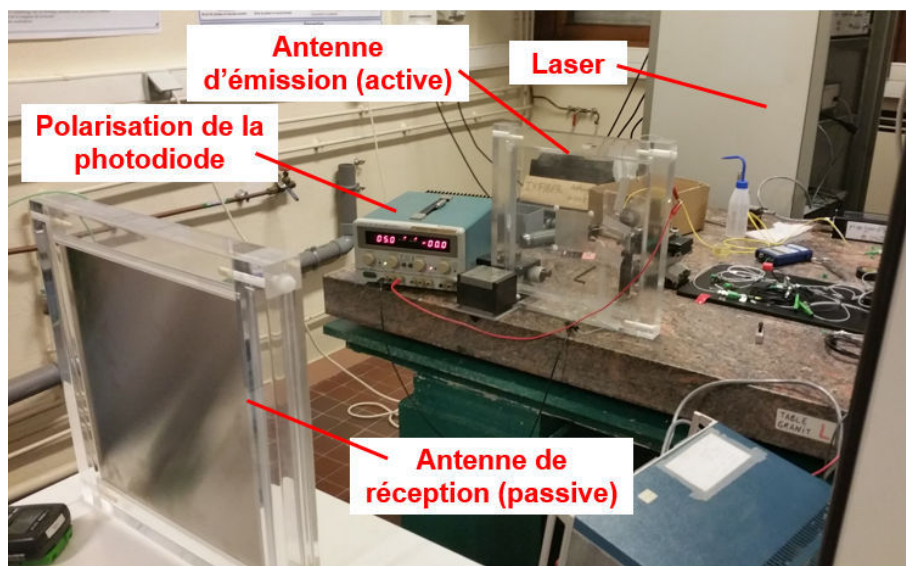


FIGURE 5.17 – Photographie du dispositif de transmission optique/hyperfréquence

Afin de réaliser un bilan de puissance, la puissance optique du laser  $P_{opt}$ , ainsi que la puissance hyperfréquence en sortie de l'antenne de réception  $P_{out}$  sont mesurées.

La FIGURE 5.18 représente le spectre hyperfréquence mesuré en sortie de l'antenne de réception pour différentes puissances du laser. Il est mesuré à l'aide d'un analyseur de spectre *Anritsu MS2720T* avec une bande de résolution de 3 Hz. On remarque un décalage en fréquence des différentes porteuses inférieur à 1 MHz ce qui montre la grande stabilité en fréquence du laser. En effet, ce décalage est à relativiser car il provient de la différence de longueur d'onde des deux raies spectrales émises par le laser (longueur d'onde de 1530 nm soit une fréquence de  $\sim 200$  THz). Le laser possède donc une grande stabilité, en émettant deux longueurs d'ondes à 200 THz séparées de 1,4 GHz avec une précision inférieure à 1 MHz. De plus, quelle que soit la puissance du laser, la porteuse hyperfréquence est reçue avec un bon rapport signal sur bruit (supérieur à 10 dB).

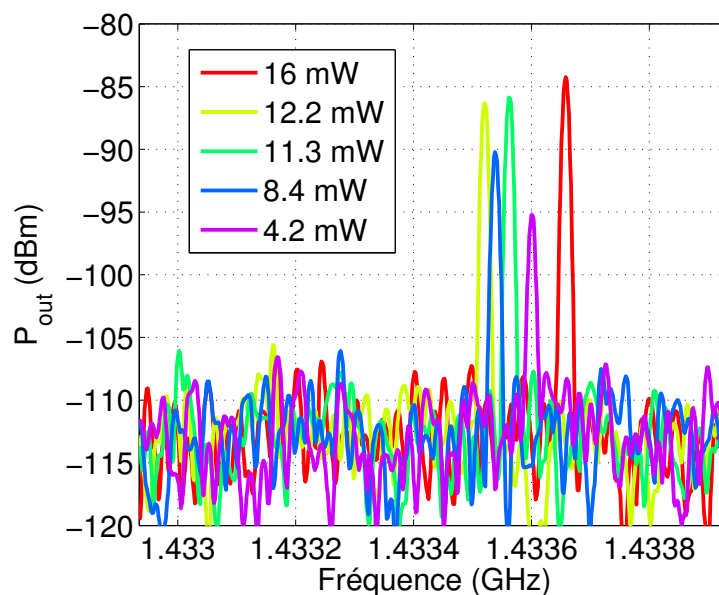


FIGURE 5.18 – Spectre en sortie de l'antenne de réception pour différentes puissances optiques. Résultat de mesure

La FIGURE 5.19 représente la puissance en sortie de l'antenne de réception en fonction de la puissance optique en entrée. A l'aide d'un bilan de puissance, il est possible de remonter au courant émis par la photodiode et ainsi déterminer le coefficient de conversion opto-hyperfréquence de l'ensemble lentille+photodiode. En effet, on peut remonter à la puissance au niveau de l'antenne d'émission  $P_e$  à partir de la mesure de la puissance au niveau de l'antenne de réception  $P_{out}$  avec la formule de Friis :

$$P_{out(dB)} = P_{e(dB)} + G_{e(dBi)} + G_{r(dBi)} + 20 \log \left( \frac{\lambda}{4\pi D} \right) \quad (5.1)$$

avec  $G_e$  et  $G_r$  respectivement les gains des antennes d'émission et de réception,  $\lambda$  la longueur d'onde hyperfréquence et  $D$  la distance entre antennes.  $G_e$  et  $G_r$  sont pris égaux à 5 dBi d'après les mesures précédentes.  $\lambda$  est de 0,214 m (1,4 GHz) et  $D$  est de 1 m.

A partir de la puissance au niveau de l'antenne d'émission, il est possible de

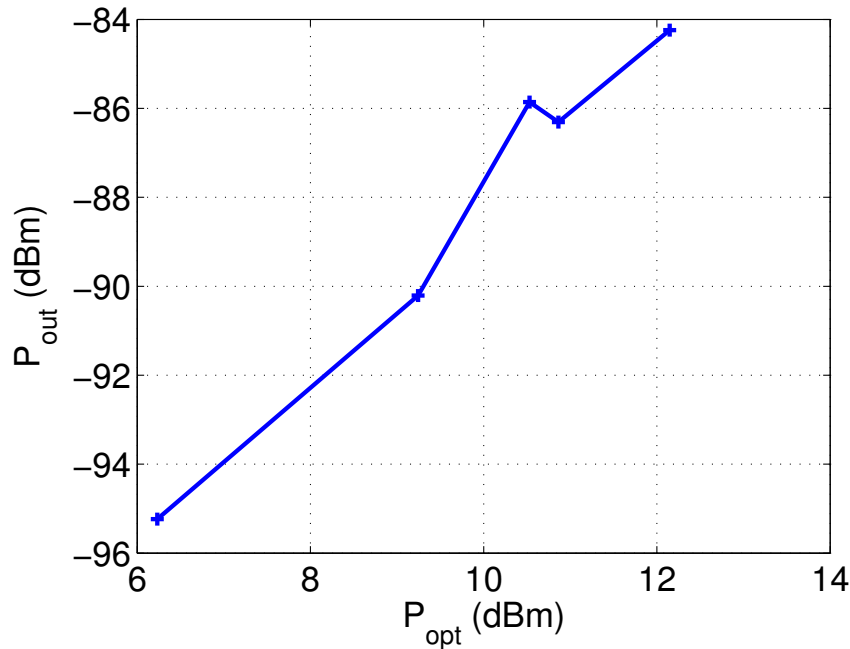


FIGURE 5.19 – Puissance en sortie de l’antenne de réception en fonction de la puissance optique en entrée. Résultat de mesure

remonter au courant  $I$  débité par la photodiode :

$$P_e = R.I^2 \quad (5.2)$$

avec  $R$  la partie réelle de l’impédance d’entrée de l’antenne. La FIGURE 5.20 représente le courant estimé en fonction de la puissance optique mesurée. La sensibilité de l’ensemble lentille+photodiode est  $R_{mes} = 3,1 \times 10^{-3}$  A/W. Il est possible de comparer ce résultat avec la sensibilité de la photodiode annoncée par le constructeur ( $R_{ph} = 1$  A/W). Cet écart important entre les deux a plusieurs origines. Tout d’abord, le laser doit traverser le plan réflecteur ce qui induit des pertes optiques (la transparence du plan réflecteur  $T_{ref}$  étant de 80%). Ensuite, les pertes dans la lentille  $P_{lentille}$  sont de 8%. Enfin, la majorité des pertes viennent d’une mauvaise focalisation de l’optique sur la diode. En effet, la photodiode étant sans package, il est difficile d’avoir une focalisation parfaite de toute la lumière sur la surface active de la photodiode (de diamètre  $d_{ph} = 100 \mu\text{m}$ ). Ceci explique la majorité des pertes dans cette transmission. A partir de ces données, il est possible d’estimer le diamètre moyen  $d_{moy}$  du faisceau laser au niveau de la photodiode :

$$\pi d_{ph}^2 R_{ph} = \pi d_{moy}^2 R_{eff} = \pi d_{moy}^2 \frac{R_{mes}}{T_{ref}(1 - P_{lentille})} \quad (5.3)$$

avec  $R_{ph}$  la sensibilité mesurée de l’ensemble lentille+photodiode en tenant compte des pertes dans la lentille. On obtient un diamètre moyen de 5 mm. Ce diamètre, plutôt élevé puisqu’on utilise une lentille afin de focaliser, est cohérent avec l’expérience mise en place. En effet, le laser n’étant pas dans le domaine du visible, et n’ayant pas accès directement à la photodiode puisqu’elle se situe entre la plaque

en PMMA tenant l'antenne et le plan réflecteur, l'alignement du faisceau avec la photodiode et le positionnement de la lentille sont très complexes. Cependant, cette première expérience a permis de montrer la faisabilité d'une telle transmission.

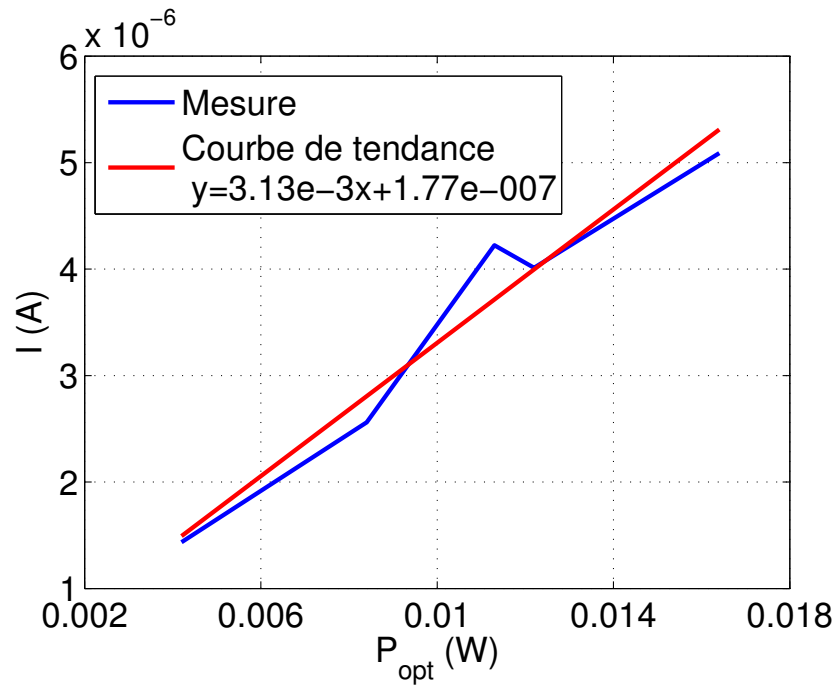


FIGURE 5.20 – Courant en sortie de la photodiode (calculé) en fonction de la puissance optique mesurée

### 5.3 Conclusion et perspectives

Dans ce chapitre, la transparence optique de notre matériau transparent et conducteur a été utilisée afin de réaliser une transmission opto-hyperfréquence impossible avec un matériau opaque. En effet, le faisceau laser traversant le plan réflecteur, ce dernier doit être transparent. Ainsi, il a été possible de transmettre une porteuse hyperfréquence à 1,4 GHz sur une distance de 1 m. La portée de la transmission dépend de nombreux facteurs :

- La puissance optique du laser. Cette dernière influe directement sur la puissance hyperfréquence rayonnée par l’antenne d’émission. Une puissance trop élevée est cependant dangereuse pour l’utilisateur (les puissances utilisées dans cette manipulation commencent déjà à être dangereuses, en plus du fait que la lumière n’est pas visible car située dans l’infrarouge).
- La focalisation de la lumière sur la surface active de la photodiode. Ce facteur a été, dans notre expérience, le plus limitant. En effet, les pertes à ce niveau sont estimées à un facteur 500 (rapport entre les sensibilités théoriques et estimées de la photodiode). Il serait possible d’améliorer cette partie en travaillant sur la focalisation de la lumière à l’aide d’un dispositif mécanique précis de positionnement de la lentille (à base de vis micrométriques).
- Le choix de la photodiode. La sensibilité de la photodiode influe directement sur la puissance hyperfréquence transmise à l’antenne d’émission. De plus, la surface active de la photodiode permet d’avoir une optique de focalisation moins complexe. Ainsi, dans la même gamme de photodiodes, il en existe avec des surfaces actives plus élevées (*FD150* et *FD300* de surfaces actives respectives  $150\ \mu\text{m}$  et  $300\ \mu\text{m}$ ). Cependant, cela influe directement sur la bande passante (*FD150* et *FD300* de fréquence de fonctionnement maximale respectives 1 GHz et 250 MHz). Il y a donc un compromis à trouver entre complexité de l’optique de focalisation (et éventuellement pertes dans cette optique) et fréquence de fonctionnement de l’antenne.
- La transparence optique du plan réflecteur. En effet, cela occasionne des pertes optiques. Pour diminuer ces pertes, on peut utiliser une couche anti-reflet sur les surfaces du substrat pour limiter la réflexion de la lumière. De plus, l’utilisation d’un maillage métallique plus large permettrait d’augmenter la transparence optique du matériau transparent et conducteur. Cependant, cela risquerait d’augmenter le rayonnement arrière de l’antenne et donc de diminuer son gain.
- Le design de l’antenne. En changeant le design de l’antenne, il est possible d’augmenter le gain de celle-ci et ainsi augmenter la portée.

Afin d’aller plus loin, une transmission de données a été étudiée. Seule la partie théorique sera présentée ici. Pour cela, une des deux raies spectrales du laser est modulée à l’aide d’un modulateur électro-optique (type Mach Zehnder). Pour ne moduler qu’une seule des deux raies spectrales, les deux raies sont séparées. Pour cela leurs polarisations respectives sont utilisées. En effet, la génération de ces raies implique une orthogonalité de leurs polarisations respectives. Cette caractéristique est utilisée pour les séparer à l’aide de différents polariseurs. Il est ensuite possible de

recombinaison des deux raies spectrales à l'aide d'un sommateur optique (miroir semi-réfléchissant ou sommateur à fibre optique). Ce principe est détaillé FIGURE 5.21.

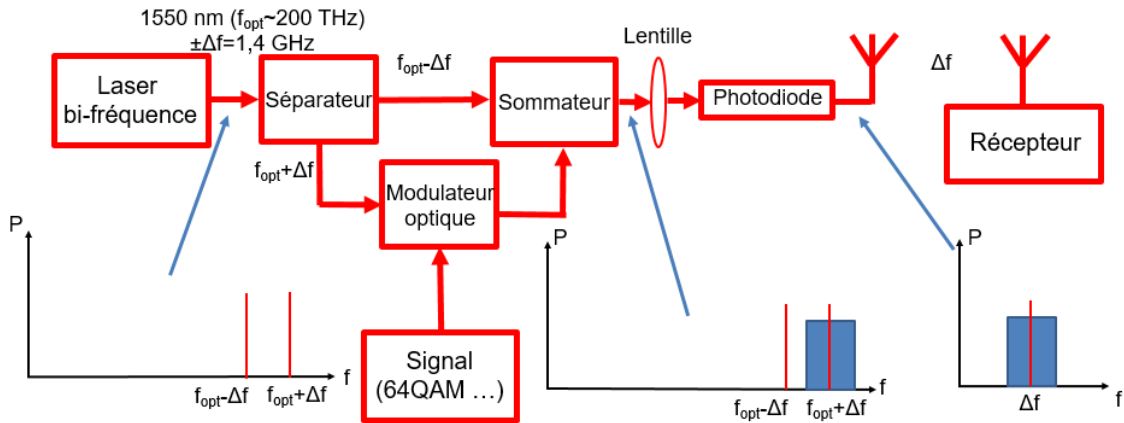


FIGURE 5.21 – Schéma de principe d'une transmission de données via un système optique/hyperfréquence et spectre de la puissance à différents endroits de cette transmission

Pour cette transmission, il est nécessaire de séparer les deux longueurs d'onde optique et de n'en moduler qu'une afin de ne pas avoir d'inter-modulation lors du mélange au niveau de la photodiode. Le test de cette transmission n'a pas pu être réalisée par manque de temps mais est en cours de réalisation. Ce principe, assez lourd à de basses fréquences (ici 1,4 GHz) peut être très utile à plus hautes fréquences (millimétrique et térahertz entre autre). En effet, à plus haute fréquence, le laser bi-fréquence est plus stable (précision nécessaire au niveau de la fréquence relativement à la fréquence optique moins contraignante). De plus, l'absence de connecteur à ces fréquences est un grand avantage, au vu de son influence sur les diagrammes de rayonnement comme il a été constaté tout au long de ce manuscrit. Enfin, cela permet des débits très importants. Cependant, cela nécessite une photodiode avec une bande passante très élevée.

## Bibliographie

- [1] J. Liu, G. Xu, F. Liu, I. Kityk, X. Liu, and Z. Zhen, "Recent advances in polymer electro-optic modulators," *RSC Advances*, vol. 5, pp. 15784–15794, Jan. 2015.
- [2] D. Dangoisse, D. Hennequin, and V. Zehnlé, *Les lasers-3e édition*. Dunod, 2013.
- [3] M. Brunel, N. D. Lai, M. Vallet, A. Le Floch, F. Bretenaker, L. Morvan, D. Dolfi, J.-P. Huignard, S. Blanc, and T. Merlet, "Generation of tunable high-purity microwave and terahertz signals by two-frequency solid state lasers," in *Proceedings of SPIE*, vol. 5466, pp. 131–139, April 2004.
- [4] "Société fermionics." <http://www.fermionics.com>.
- [5] "Société corning." <http://www.corning.com>.





# CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Les travaux engagés lors de cette thèse ont permis de développer plusieurs prototypes d'antennes actives optiquement transparentes fonctionnant dans un large spectre fréquentiel : de la VHF jusqu'au millimétrique. Une étude du matériau métallique maillé à pas micrométrique déposé en couche mince a été réalisée en bande X et en bande millimétrique afin d'optimiser les performances des antennes transparentes à ces hautes fréquences. Enfin, un dispositif de transmission optique/hyperfréquence a été développé spécifiquement en bénéficiant de la transparence optique de l'antenne, en faisant interagir un faisceau laser avec une photodiode au travers de l'antenne.

La première partie de ce travail a été consacrée à dresser l'état de l'art des différentes familles de matériaux transparents et conducteurs : les films métalliques ultraminces, les oxydes transparents et conducteurs, les multicouches, le graphène, les nanofils conducteurs, le grillage métallique, le maillage métallique à pas micrométrique et le micromaillage métallique. Le facteur de mérite résistance par carré/transparence optique le plus élevé est obtenu pour le grillage métallique ( $FoM = 150\ 000$ ), cependant le grillage étant visible à l'œil nu, il ne peut pas être utilisé dans le cadre de ces travaux (antennes à faible impact visuel). La seconde valeur de facteur de mérite la plus élevée est associée au matériau métallique maillé à pas micrométrique spécifiquement développé à l'IETR ( $FoM$  entre 7 000 à 70 000). Celui-ci présente une transparence optique dans le domaine du visible ajustable entre 70% et 90% et une résistance par carré paramétrable de  $0,015\ \Omega/\text{sq}$  à des valeurs supérieures. Lors de cette étude, les verres électroniques (Corning et silice) ont été sélectionnés en raison de leurs caractéristiques diélectriques contrôlées et de leurs faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta < 0.005$ ). Un substrat monocristallin a aussi été utilisé (Saphir) afin de contrôler la croissance cristallographique du matériau ferroélectrique déposé à sa surface. Parmi les différentes technologies permettant de rendre agiles les antennes transparentes sans dégrader leur impact visuel, les composants de dimensions sub-millimétriques ont été privilégiés : diode *Beam Lead* et transistor MESFET sans boîtier pour leur facilité d'intégration dans les dispositifs antennaires, ainsi que le

matériaux ferroélectrique  $\text{KTa}_{1-x}\text{Nb}_x\text{O}_3$  (KTN) déposé en couche mince sur saphir en raison de ses performances en hyperfréquences ( $\tan \delta < 0,2$  et  $\epsilon_r$  variant de 700 à 400 soit une agilité de 55%) et de sa transparence optique élevée (>50% dans le domaine du visible).

La deuxième partie de ce travail a été consacrée à la conception, la fabrication et la caractérisation de deux prototypes d'antennes transparentes actives, et ce pour la première fois à l'international. Une première antenne monopôle méandree miniature en bande FM utilisant un transistor MESFET sans boîtier a été conçue, réalisée et mesurée. Cette antenne a permis de mettre en lumière les limites du matériau transparent et conducteur utilisé aux basses fréquences ( $\sim 100$  MHz) en raison des problèmes d'effet de peau dans l'épaisseur du métal, mais aussi dans la largeur des rubans métalliques. Les performances en réception ont été mesurées (SNR et RSSI) et comparées à celles d'une antenne opaque commerciale. Une différence de 4 dB est obtenue pour le SNR, ce qui assure la réception de tous les canaux de la bande FM avec l'antenne transparente. De plus, une miniaturisation égale à  $\lambda_0/21$  a été obtenue grâce à l'utilisation d'un monopôle méandree et de l'association d'un transistor MESFET. Un deuxième prototype d'antenne agile en fréquence fonctionnant en bande X (de 8,8 GHz à 9,6 GHz) a été développé et a mis en évidence un décalage de la fréquence de fonctionnement de 400 MHz, imputé au maillage à ces fréquences. Une différence de 3 dB est mesurée au niveau du gain entre l'antenne opaque de référence et cette antenne transparente.

De part les résultats des prototypes caractérisés précédemment, la troisième partie de ce travail s'est focalisée sur l'influence du maillage en bande X ( $\sim 10$  GHz) et V ( $\sim 60$  GHz). Elle a permis de déterminer des règles de conception dans l'utilisation du matériau métallique maillé à pas micrométrique :

- la largeur des rubans métalliques ainsi que leur épaisseur doivent rester supérieures à trois fois l'épaisseur de peau à la fréquence de fonctionnement afin de supprimer toutes pertes par effet de peau ;
- le pas du maillage doit être maintenu inférieur à la longueur d'onde divisée par 100 afin de minimiser son influence sur les performances électromagnétiques de l'antenne ;
- le pas du maillage doit aussi rester inférieur à la résolution de l'œil à la distance d'observation afin de garantir le faible impact visuel de l'antenne ;
- en technologie microruban, le décalage fréquentiel de l'antenne provoqué par le maillage peut être réduit en imprimant l'empreinte de l'élément rayonnant dans le plan de masse.

Dans la quatrième partie, une antenne agile en fréquence et totalement transparente fonctionnant en bande X (10 GHz) a été conçue, réalisée et caractérisée. Cette antenne reprend l'architecture de l'antenne précédemment étudiée dans le deuxième chapitre en substituant la diode *Beam Leam* par le matériau ferroélectrique KTN transparent déposé en une couche mince de 450 nm d'épaisseur. L'oxyde ferroélectrique a été localisé sur une faible zone ( $350 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ ) afin de limiter les pertes diélectriques provoquées par la couche agile. L'emploi du saphir comme substrat a de plus permis de miniaturiser l'antenne d'un facteur 1,5 grâce à sa plus forte permittivité diélectrique ( $\epsilon_r = 10$ ) comparativement à celle du précédent substrat de verre

Corning 1737 ( $\epsilon_r = 5,7$ ). Une agilité en fréquence de 200 MHz (10,6 GHz à 10,8 GHz) a été mesurée correspondant à 1,9% pour l'antenne transparente.

Enfin, une transmission optique (1540 nm)/hyperfréquence (1,4 GHz) a été réalisée en promouvant la transparence optique du matériau par la traversée d'un faisceau laser bi-fréquence au travers du plan réflecteur de l'antenne. Cette transmission a permis entre autres de s'affranchir de la connectique hyperfréquence au niveau de l'antenne d'émission en alimentant cette dernière directement par le faisceau laser via une photodiode de dimensions réduites ( $400 \mu\text{m} \times 400 \mu\text{m}$ ). La puissance reçue (-90 dBm) est obtenue avec une puissance laser de 8 mW à une distance entre antennes de 1 m et avec un gain d'antennes de 5,7 dBi. A cette fréquence, aucune différence n'a été notée entre l'antenne de référence opaque et l'antenne transparente.

Ainsi, les nombreuses études engagées ont permis de lever différents verrous technologiques et de conception associés au matériau métallique maillé à pas micrométrique dans le domaine hyperfréquence : décalage en fréquence, pertes par effet de peau, connectique. De plus, ces études ont aussi permis d'élargir le domaine spectral d'utilisation du maillage métallique à pas micrométrique de  $\sim 100$  MHz jusqu'à  $\sim 60$  GHz. La dernière partie réalisée a ouvert la voie de la conception des antennes transparentes fonctionnant à plus hautes fréquences (bandes millimétrique supérieures à 60 GHz et térahertz), dont les problèmes associés à la connectique, d'un point de vue mécanique : réalisation et positionnement des connecteurs, et d'un point de vue électromagnétique : perturbation des performances hyperfréquences de l'antenne par la connectique, restent rédhibitoires. Enfin, à ces fréquences, la réalisation des porteuses hyperfréquences à partir de lasers bi-fréquence est relativement aisée, comparativement aux basses fréquences pour lesquelles il reste difficile d'avoir accès à un laser stable en fréquence. Il serait intéressant d'approfondir cette étude en développant des prototypes actifs à 60 GHz et à des fréquences supérieures utilisant une porteuse optique...



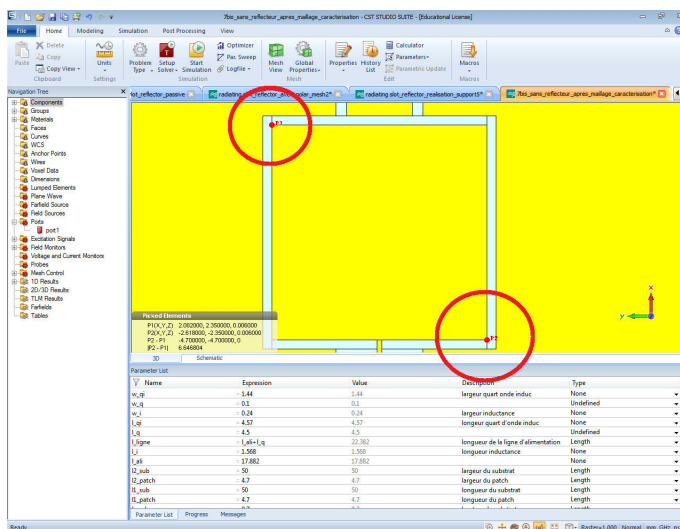
## ANNEXE

### A

# MACRO DE CRÉATION DU MAILLAGE

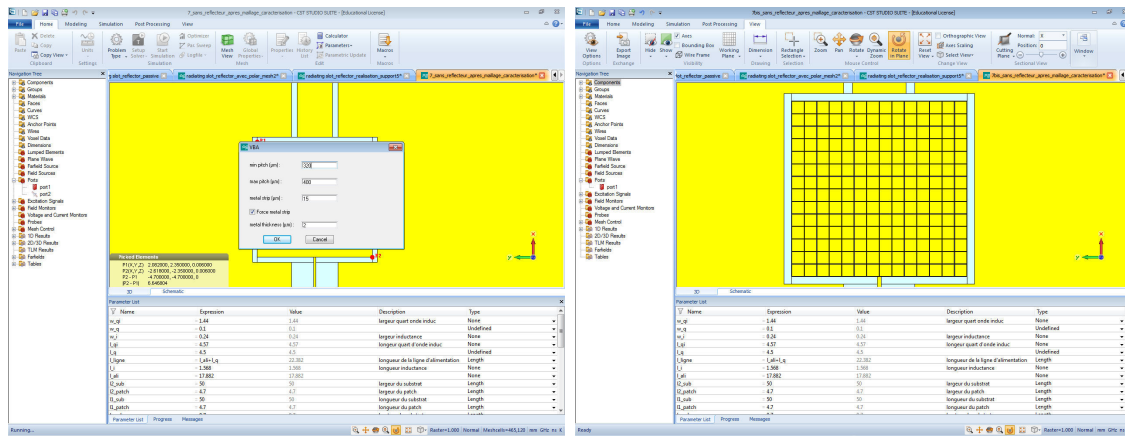
Cette macro a été développée afin de pouvoir mailler rapidement les antennes conçues. Elle est écrite en *Visual Basic* et est utilisée sur CST Microwave Studio. Elle permet de mailler chaque partie rectangulaire de l'antenne et fonctionne de la manière suivante :

1. Sélectionner les deux coins opposés d'un rectangle à mailler



2. Lancer la macro
3. Rentrer les paramètres de maille et choisir ou non de fixer la largeur de ruban métallique

## ANNEXE A. MACRO DE CRÉATION DU MAILLAGE



4. Répéter les étapes précédentes pour mailler les autres parties de l'antenne

Voici la dernière version du code *Visual Basic* :

OPTION EXPLICIT

SUB Main ()

```

DIM dx1 AS DOUBLE
DIM dy1 AS DOUBLE
DIM dz1 AS DOUBLE
DIM dx2 AS DOUBLE
DIM dy2 AS DOUBLE
DIM dz2 AS DOUBLE
DIM dxmin AS DOUBLE
DIM dymin AS DOUBLE
DIM dzmin AS DOUBLE
DIM dxmax AS DOUBLE
DIM dymax AS DOUBLE
DIM dzmax AS DOUBLE
DIM e_metal_macro AS DOUBLE
DIM e AS DOUBLE
DIM i AS INTEGER
DIM nam AS STRING
DIM aimin AS DOUBLE
DIM aimax AS DOUBLE
DIM d AS DOUBLE
DIM d0 AS DOUBLE
DIM n0 AS DOUBLE
DIM a AS DOUBLE
DIM n2 AS DOUBLE
DIM d2 AS DOUBLE
DIM d_min AS DOUBLE
DIM n_min AS DOUBLE
DIM n1 AS DOUBLE
    
```

## ANNEXE A. MACRO DE CRÉATION DU MAILLAGE

---

```
DIM d1 AS DOUBLE
DIM ai AS DOUBLE
DIM ex AS DOUBLE
DIM ey AS DOUBLE
DIM ax AS DOUBLE
DIM ay AS SINGLE
DIM cst_result AS INTEGER
DIM Force AS BOOLEAN

BeginHide ' Creation d'une boite de dialogue afin de rentrer les
          ' parametres de maille

      BEGIN Dialog UserDialog 500,203 ' %GRID:10,7,1,1
          Text 30,21,150,21,"min_pitch(micrometre)",.Text1
          Text 30,56,140,21,"max_pitch(micrometre)",.Text2
          Text 30,91,150,14,"metal_strip(micrometre)",.Text3
          TextBox 190,21,110,14,.pmin
          TextBox 190,56,110,14,.pmax
          TextBox 190,91,110,14,.em
          OKButton 70,175,90,21
          CancelButton 200,175,90,21
          Text 30,147,150,14,"metal_thickness(micrometre)",.Text4
          TextBox 190,147,110,14,.et
          CheckBox 30,119,210,14,"Force_metal_strip",.ChB
      END Dialog

      DIM dlg AS UserDialog
      dlg.pmin= "320"
      dlg.pmax= "400"
      dlg.em= "15"
      dlg.et= "2"
      dlg.ChB= True
      cst_result = Dialog(dlg)
      assign "cst_result" ' writes e.g. "cst_result = -1/0/1"
                        ' into history list

      IF (cst_result = 0) THEN EXIT All

      aimin=Evaluate(dlg.pmin)/1000
      aimax=Evaluate(dlg.pmax)/1000
      e=Evaluate(dlg.em)/1000
      e_metal_macro=Evaluate(dlg.et)/1000
      Force=Evaluate(dlg.ChB)

      assign "aimin" ' writes into history list
      assign "aimax"
```



```
    assign "e"  
    assign "e_metal_macro"  
    assign "Force"  
  
EndHide  
  
IF (cst_result =0) THEN EXIT All ' if cancel is clicked, exit all  
  
'dzmin=0.7  
  
Pick.GetPickpointCoordinates(1,dx1,dy1,dz1)  
Pick.GetPickpointCoordinates(2,dx2,dy2,dz2)  
  
' Calcul des min et max  
  
IF dx1<dx2 THEN  
    dxmin=dx1  
    dxmax=dx2  
ELSE  
    dxmin=dx2  
    dxmax=dx1  
END IF  
  
IF dy1<dy2 THEN  
    dymin=dy1  
    dymax=dy2  
ELSE  
    dymin=dy2  
    dymax=dy1  
END IF  
  
IF dz1<dz2 THEN  
    dzmin=dz1  
    dzmax=dz2  
ELSE  
    dzmin=dz2  
    dzmax=dz1  
END IF  
  
' Calcul du pas en x si on force la largeur de ruban  
  
IF (Force = True) THEN  
    d=dxmax-dxmin  
    d0=0  
    n0=0
```

## ANNEXE A. MACRO DE CRÉATION DU MAILLAGE

---

```
a=0
ex=e

IF (d<(aimin+e)) THEN

    ax=d-e
    n0=1
    d0=n0*ax+e

ELSEIF ((d>aimax+e) AND (d-e<2*aimin)) THEN

    ax=(d-ex)/2
    n0=2
    d0=n0*ax+e

ELSE

    FOR ai=aimin TO aimax STEP 0.001

        n2=0
        d2=0
        d_min=0
        n_min=0
        WHILE (d2<d)
            n2=n2+1
            d2=n2*ai+e
        WEND
        n1=n2-1
        d1=n1*a+e

        IF ABS(d1-d)<ABS(d2-d) THEN
            d_min=d1
            n_min=n1
        ELSE
            d_min=d2
            n_min=n2
        END IF

        IF ABS(d-d_min)<ABS(d-d0) THEN
            d0=d_min
            n0=n_min
            a=ai
        END IF

    
```

```

        NEXT

        IF d=d0 THEN
            ax=a
        ELSE
            ax=a
        END IF
    END IF
END IF

' Calcul du pas en x si on ne force pas la largeur de ruban

IF (Force = False) THEN
    d=dxmax-dxmin
    d0=0
    n0=0
    a=0

    IF (d<(aimin+e)) THEN

        ex=e
        ax=d-e
        n0=1
        d0=ax+e

    ELSEIF ((d>aimax+e) AND (d-e<2*aimin)) THEN

        IF (((d-e)*1000 MOD 2) = 0) THEN
            ex=e
            ax=(d-ex)/2
            n0=2
            d0=n0*ax+e
        ELSE
            ex=e-0.001
            ax=(d-ex)/2
            n0=2
            d0=n0*ax+e
        END IF

    ELSE

        FOR ai=aimin TO aimax STEP 0.001

            n2=0
            d2=0

```

```
        d_min=0
        n_min=0
        WHILE (d2<d)
            n2=n2+1
            d2=n2*ai+e
        WEND
        n1=n2-1
        d1=n1*a+e

        IF ABS(d1-d)<ABS(d2-d) THEN
            d_min=d1
            n_min=n1
        ELSE
            d_min=d2
            n_min=n2
        END IF

        IF ABS(d-d_min)<ABS(d-d0) THEN
            d0=d_min
            n0=n_min
            a=ai
        END IF

    NEXT

    IF d=d0 THEN
        ex=e
        ax=a
    ELSE
        ex=e-(d0-d)
        ax=a
    END IF
END IF

' Definition du maillage en x

IF (Force = True) THEN      ' Si on force la largeur de ruban

    nam=Solid.GetNextFreeName
    WITH Brick
        .Reset
        .Name CSTR(nam)
        .Component "Mesh_1Design"
        .Material "PEC"
```

```
.Xrange CSTR(dxmin), CSTR(dxmin+ex)
.Yrange CSTR(dymin), CSTR(dymax)
.Zrange CSTR(dzmin), CSTR(dzmin+e_metal_macro)
.Create
END WITH

IF n0=1 THEN

    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)
        .Vector CSTR(ax+(d-d0)), "0", "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH

ELSEIF n0=2 THEN

    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)
        .Vector CSTR(ax+(d-d0)/2), "0", "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH

    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)+"_1"
        .Vector CSTR(ax+(d-d0)/2), "0", "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
```

```
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions "1"  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

ELSE

```
WITH Transform  
.Reset  
.Name "Mesh_1_Design:"+CSTR(nam)  
.Vector CSTR(ax+(d-d0)/2), "0", "0"  
.UsePickedPoints "False"  
.InvertPickedPoints "False"  
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions "1"  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

```
WITH Transform  
.Reset  
.Name "Mesh_1_Design:"+CSTR(nam)+"_1"  
.Vector CSTR(ax), "0", "0"  
.UsePickedPoints "False"  
.InvertPickedPoints "False"  
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions CSTR(n0-2)  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

```
WITH Transform  
.Reset  
.Name "Mesh_1_Design:"+CSTR(nam)+"_1_"+CSTR(n0-2)  
.Vector CSTR(ax+(d-d0)/2), "0", "0"  
.UsePickedPoints "False"
```

```

        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH

END IF

END IF

IF (Force = False) THEN      ' Si on ne force pas la largeur de ruban

    nam=Solid.GetNextFreeName
    WITH Brick
        .Reset
        .Name CSTR(nam)
        .Component "Mesh□Design"
        .Material "PEC"
        .Xrange CSTR(dxmin), CSTR(dxmin+ex)
        .Yrange CSTR(dymin), CSTR(dymax)
        .Zrange CSTR(dzmin), CSTR(dzmin+e_metal_macro)
        .Create
    END WITH

    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh□Design:"+CSTR(nam)
        .Vector CSTR(ax), "0", "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions CSTR(n0)
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH

END IF

' Calcul du pas en y si on force la largeur de ruban

```

```

IF (Force = True) THEN
    d=dymax-dymin
    d0=0
    n0=0
    a=0
    ey=e

    IF (d<(aimin+e)) THEN

        ay=d-e
        n0=1
        d0=n0*ay+e

    ELSEIF ((d>aimax+e) AND (d-e<2*aimin)) THEN

        ay=(d-ey)/2
        n0=2
        d0=n0*ay+e

    ELSE

        FOR ai=aimin TO aimax STEP 0.001

            n2=0
            d2=0
            d_min=0
            n_min=0
            WHILE (d2<d)
                n2=n2+1
                d2=n2*ai+e
            WEND
            n1=n2-1
            d1=n1*a+e

            IF ABS(d1-d)<ABS(d2-d) THEN
                d_min=d1
                n_min=n1
            ELSE
                d_min=d2
                n_min=n2
            END IF

            IF ABS(d-d_min)<ABS(d-d0) THEN
                d0=d_min
    
```



```

                                n0=n_min
                                a=ai
                                END IF

                                NEXT

                                IF d=d0 THEN
                                    ay=a
                                ELSE
                                    ay=a
                                END IF
                                END IF
                                END IF
                                END IF

' Calcul du pas en y si on ne force pas la largeur de ruban

IF (Force = False) THEN
    d=dymax-dymin
    d0=0
    n0=0
    a=0

    IF (d<(aimin+e)) THEN

        ey=e
        ay=d-e
        n0=1
        d0=n0*ay+e

    ELSEIF ((d>aimax+e) AND (d-e<2*aimin)) THEN

        IF (((d-e)*1000 MOD 2) = 0) THEN
            ey=e
            ay=(d-ey)/2
            n0=2
            d0=n0*ay+e
        ELSE
            ey=e-0.001
            ay=(d-ey)/2
            n0=2
            d0=n0*ay+e
        END IF
    ELSE

```

## ANNEXE A. MACRO DE CRÉATION DU MAILLAGE

---

```
FOR ai=aimin TO aimax STEP 0.001

    n2=0
    d2=0
    d_min=0
    n_min=0
    WHILE (d2<d)
        n2=n2+1
        d2=n2*ai+e
    WEND
    n1=n2-1
    d1=n1*a+e

    IF ABS(d1-d)<ABS(d2-d) THEN
        d_min=d1
        n_min=n1
    ELSE
        d_min=d2
        n_min=n2
    END IF

    IF ABS(d-d_min)<ABS(d-d0) THEN
        d0=d_min
        n0=n_min
        a=ai
    END IF

NEXT

IF d=d0 THEN
    ey=e
    ay=a
ELSE
    ey=e-(d0-d)
    ay=a
END IF
END IF

' Definition du maillage en y

IF (Force = True) THEN      ' Si on force la largeur de ruban

    nam=Solid.GetNextFreeName
    WITH Brick
```

```
.Reset
.Name CSTR(nam)
.Component "Mesh_Design"
.Material "PEC"
.Xrange CSTR(dxmin), CSTR(dxmax)
.Yrange CSTR(dymin), CSTR(dymin+ey)
.Zrange CSTR(dzmin), CSTR(dzmin+e_metal_macro)
.Create
END WITH
```

```
IF n0=1 THEN
```

```
    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)
        .Vector "0",CSTR(ay+(d-d0)), "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH
```

```
ELSEIF n0=2 THEN
```

```
    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)
        .Vector "0", CSTR(ay+(d-d0)/2), "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH
```

```
    WITH Transform
        .Reset
```

```
.Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)+"_1"  
.Vector "0", CSTR(ay+(d-d0)/2), "0"  
.UsePickedPoints "False"  
.InvertPickedPoints "False"  
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions "1"  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

ELSE

```
WITH Transform  
.Reset  
.Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)  
.Vector "0", CSTR(ay+(d-d0)/2), "0"  
.UsePickedPoints "False"  
.InvertPickedPoints "False"  
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions "1"  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

```
WITH Transform  
.Reset  
.Name "Mesh_Design:"+CSTR(nam)+"_1"  
.Vector "0", CSTR(ay), "0"  
.UsePickedPoints "False"  
.InvertPickedPoints "False"  
.MultipleObjects "True"  
.GroupObjects "False"  
.Repetitions CSTR(n0-2)  
.MultipleSelection "False"  
.Destination ""  
.Material ""  
.Transform "Shape", "Translate"  
END WITH
```

```
WITH Transform
```

```

        .Reset
        .Name "Mesh□Design:"+CSTR(nam)+"_1_"+CSTR(n0-2)
        .Vector "0", CSTR(ay+(d-d0)/2), "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions "1"
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH

END IF

END IF

IF (Force = False) THEN      ' Si on ne force pas la largeur de ruban

    nam=Solid.GetNextFreeName
    WITH Brick
        .Reset
        .Name CSTR(nam)
        .Component "Mesh□Design"
        .Material "PEC"
        .Xrange CSTR(dxmin), CSTR(dxmax)
        .Yrange CSTR(dymin), CSTR(dymin+ey)
        .Zrange CSTR(dzmin), CSTR(dzmin+e_metal_macro)
        .Create
    END WITH

    WITH Transform
        .Reset
        .Name "Mesh□Design:"+CSTR(nam)
        .Vector "0", CSTR(ay), "0"
        .UsePickedPoints "False"
        .InvertPickedPoints "False"
        .MultipleObjects "True"
        .GroupObjects "False"
        .Repetitions CSTR(n0)
        .MultipleSelection "False"
        .Destination ""
        .Material ""
        .Transform "Shape", "Translate"
    END WITH
END IF

```

END WITH

END IF

END SUB




# ANNEXE

## B

### FICHE JCPDS $\text{KTA}_{0,77}\text{NB}_{0,23}\text{O}_3$

70-2011		Wavelength= 1.54056				C
KTa <sub>0.77</sub> Nb <sub>0.23</sub> O <sub>3</sub>		2 $\theta$	Int	h	k	l
Potassium Tantalum Niobium Oxide						
		22.235	669	1	0	0
		31.648	999*	1	1	0
		39.020	42	1	1	1
		45.366	300	2	0	0
		51.082	226	2	1	0
		56.368	314	2	1	1
		66.100	145	2	2	0
		70.684	88	2	2	1
		75.142	109	3	1	0
		79.510	19	3	1	1
		83.817	40	2	2	2
		88.089	32	3	2	0
Rad.: CuK $\alpha$ $\lambda$ : 1.54060 Filter:		d-sp: Calculated				
Cut off: 17.7 Int.: Calculated I/Icor.: 12.23						
Ref: Calculated from ICSD using POWD-12++, (1997)						
Ref: Abrahams, S.C., Bernstein, J.L., Ferroelectrics, 6, 247 (1974)						
Sys.: Cubic		S.G.: Pm3m (221)				
a: 3.99485	b:	c:	A:	C:		
$\alpha$ :	$\beta$ :	$\gamma$ :	Z: 1	mp:		
Ref: Ibid.						
Dx: 6.454	Dm:	ICSD # : 006122				
Peak height intensity. R-factor: 0.000. PSC: cP5. Mwt: 247.79. Volume[CD]: 63.75.						

 © 1999 JCPDS-International Centre for Diffraction Data. All rights reserved  
PCPDFWIN v. 2.02





## Résumé

Avec le développement de l'internet des objets et l'augmentation des applications sans fil, les antennes sont de plus en plus présentes au quotidien. Cependant, l'implantation de ces antennes est un challenge tant d'un point de vue technologique (intégration des antennes dans les dispositifs), que psychologique (acceptabilité des antennes par le grand public). Dans ce contexte, le développement d'antennes optiquement transparentes permet non seulement leur implantation sur de nouvelles surfaces (vitrages d'immeubles, écrans de smartphones ...), mais promeut aussi leur acceptabilité par le grand public grâce à leur faible impact visuel. Ce travail présente la conception, la fabrication et la caractérisation d'antennes actives optiquement transparentes. Le matériau transparent et conducteur utilisé est un maillage métallique à pas micrométrique développé spécifiquement, alliant conductivité électrique et transparence optique élevées. Dans ce cadre, un premier prototype d'antenne transparente et miniature en bande FM utilisant un transistor MESFET de dimensions sub-millimétriques a été réalisé. Des antennes agiles en fréquence en bande X (~10 GHz) couplées, soit à une diode varicap localisée (agilité ~10%), soit à un matériau ferroélectrique (agilité ~2%), ont été développées et étudiées. Une antenne passive transparente a été conçue en bande V (~60 GHz). Enfin, une transition optique (1540 nm) / hyperfréquence (1,4 GHz) a été réalisée et caractérisée, basée sur la transmission optique d'un faisceau laser au travers du matériau constitutif de l'antenne. Pour l'ensemble des prototypes réalisés, une transparence optique supérieure à 80% dans le domaine du visible associée à une résistance par carré inférieure à  $0,1 \Omega/\text{sq}$  ont été utilisées.

**Mots clés :** Antennes transparentes, antennes actives, antennes agiles en fréquence, matériaux transparents et conducteurs, maillage métallique à pas micrométrique, transmission opto-hyperfréquence

## Abstract

Within the development of the Internet of Things (IoT) and the increase of the wireless communications, antennas are even more present on everyday life. However, antenna implementation is a real challenge, from a technological point of view (antenna integration into the devices) and from a psychological point of view (acceptability by the general public). Within this framework, the development of optically transparent antennas on new surfaces (glass windows, smartphone screens ...) is of great interest to improve the network coverage and to assist the general public in acceptability thanks to the low visual impact of such printed antennas. The present work deals with the design, the fabrication and the characterization of optically transparent and active antennas. The transparent and conducting material used is a micrometric mesh metal film specifically developed, associating high electrical conductivity and high optical transparency. A first optically transparent and miniature FM antenna based on a MESFET transistor with micrometric size has been designed and fabricated. Frequency agile antennas operating in X-band (~10 GHz), based on a beam-lead varactor (agility ~10%) and on a ferroelectric material (agility ~2%), have been developed and characterized. An optically transparent and passive antenna has been studied in V-band (~60 GHz). At last, optics (1540 nm) / microwave (1.4 GHz) transition has been performed based on the transmission of a laser beam through the transparent antenna. For all prototypes, an optical transparency level higher than 80% coupled with a sheet resistance value lower than  $0.1 \Omega/\text{sq}$  have been used.

**Keywords :** Transparent antennas, active antennas, frequency agile antennas, transparent and conducting material, micrometric mesh metal film, opto-microwave transmission