



**HAL**  
open science

# Co-conception de composants hyperfréquences : Vers une conception globale du Front-End RF

Rozenn Allanic

► **To cite this version:**

Rozenn Allanic. Co-conception de composants hyperfréquences : Vers une conception globale du Front-End RF. Electronique. Université de Bretagne Occidentale (UBO), 2023. tel-04140805

**HAL Id: tel-04140805**

**<https://hal.science/tel-04140805v1>**

Submitted on 26 Jun 2023

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

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

Public Domain

# HABILITATION A DIRIGER DES RECHERCHES

L'UNIVERSITE  
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 644  
*MathSTIC Bretagne Océane*  
Spécialité : Électronique

Par

**Rozenn ALLANIC**

## « Co-conception de composants hyperfréquences : Vers une conception globale du Front-End RF »

**Habilitation à Diriger des Recherches**  
**présentée et soutenue à Brest, le 08/03/2023**  
**Unité de recherche : Lab-STICC, CNRS, UMR 6285**

### Rapporteurs avant soutenance :

Serge Verdeyme	Professeur des Universités, Université de Limoges
Philippe Ferrari	Professeur des Universités, Université Grenoble-Alpes
Patrice Gamand	Business Development, HDR, CISTEME

### Composition du Jury :

Président :	Nathalie Deltimple	Professeure des Universités, Université de Bordeaux
Examineurs :	Éric Kerhervé	Professeur des Universités, Université de Bordeaux
	Jérôme Billoué	Maître de conférences, HDR, Université de Tours
	Cédric Quendo	Professeur des Universités, Université de Bretagne Occidentale
	Thierry Le Gouguec	Maître de conférences, HDR, Université de Bretagne Occidentale
Invité :	Denis Le Berre	Maître de conférences, Université de Bretagne Occidentale



## Table des Matières

---

<b>Glossaire .....</b>	<b>1</b>
<b>Introduction générale .....</b>	<b>3</b>
<b>Chapitre 1 Composants hyperfréquences en fabrication additive .....</b>	<b>7</b>
<b>1.1 Introduction .....</b>	<b>9</b>
<b>1.2 Règles de conception spécifiques à la technologie d'impression DMLS.....</b>	<b>11</b>
1.2.1 Orientation et états de surface.....	11
1.2.2 Brides de raccordement.....	11
1.2.3 Perforations des dispositifs hyperfréquences.....	12
1.2.4 Guides d'ondes twistés, coudés et hélicoïdaux.....	14
1.2.5 Formes des iris de couplage.....	14
<b>1.3 Caractérisation des matériaux pour les technologies en impression plastique métallisée .....</b>	<b>15</b>
<b>1.4 Compacité des dispositifs hyperfréquences.....</b>	<b>17</b>
1.4.1 Réduction du poids .....	17
1.4.2 Réduction du volume .....	19
1.4.3 Intégration de plusieurs fonctions.....	24
<b>1.5 Formes complexes et flexibilité.....</b>	<b>32</b>
1.5.1 Antennes à fente.....	32
1.5.2 Antennes à fente et convertisseur de modes intégrés.....	37
<b>1.6 Conclusion .....</b>	<b>41</b>
<b>Chapitre 2 Composants hyperfréquences en technologie multicouche.....</b>	<b>43</b>
<b>2.1 .....</b>	<b>43</b>
<b>2.1 Introduction .....</b>	<b>45</b>
<b>2.2 Technologie multicouche à cavités .....</b>	<b>45</b>
2.2.1 Thermo-diffusion .....	45
2.2.2 Résonateur et filtre ESIW .....	47
2.2.3 Antenne et transition associée.....	49
<b>2.3 Technologie multicouche à vernis .....</b>	<b>53</b>
2.3.1 Objectifs.....	53
2.3.2 La technologie à vernis .....	53
2.3.3 Démonstrateurs large bande.....	54
<b>2.4 Conclusion .....</b>	<b>57</b>

<b>Chapitre 3</b>	<b>Composants hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur</b>	<b>59</b>
<b>3.1</b>	<b>Introduction .....</b>	<b>61</b>
<b>3.2</b>	<b>Composants accordables à 2 états .....</b>	<b>64</b>
3.2.1	Switches RF .....	64
3.2.2	Filtres accordables .....	68
3.2.3	Antennes accordables .....	80
3.2.4	Déphaseurs .....	85
<b>3.3</b>	<b>Composants hyperfréquences accordables à trois états.....</b>	<b>87</b>
3.3.1	Résonateurs à accordables à 3 états .....	87
3.3.2	SP3T.....	89
3.3.3	Antenne accordable en polarisation .....	91
<b>3.4</b>	<b>Composants hyperfréquences à accord continu .....</b>	<b>93</b>
3.4.1	Résonateur accordable .....	93
3.4.2	Filtre atténuateur .....	94
<b>3.5</b>	<b>Étude du canal de propagation.....</b>	<b>97</b>
3.5.1	Étude du canal de propagation silicium sans contrôle des frontières .....	98
3.5.2	Étude de l'impact d'une zone dopée sur le pourtour du substrat silicium	101
<b>3.6</b>	<b>Étude multiphysique.....</b>	<b>104</b>
3.6.1	Tenue en température.....	104
3.6.2	Tenue en puissance et non-linéarités .....	106
<b>3.7</b>	<b>Conclusion .....</b>	<b>108</b>
	<b>Conclusion générale &amp; Perspectives .....</b>	<b>109</b>
	<b>Bibliographie.....</b>	<b>113</b>
	<b>Annexe 1 : Valorisation de la recherche : Liste des travaux publiés.....</b>	<b>117</b>
	<b>Annexe 2 : Activités d'enseignement .....</b>	<b>124</b>
	<b>Annexe 3 : Curriculum Vitae.....</b>	<b>128</b>

---

## Table des Figures

Figure 1 : (a) Évolution du téléphone portable. (b) Application radar utilisant une antenne 2D dans le domaine de l'automobile. (c) Application radar utilisant une antenne 3D dans le domaine aéronautique. ....	3
Figure 2. Architectures simplifiées (a) d'un récepteur tri-bandes. (b) d'un émetteur / récepteur multi-bandes.....	4
Figure 3. Mes projets de recherche et encadrements de thèses et post-doctorats.....	5
Figure 4. Diagramme de GANTT concernant les projets et encadrements en lien avec les recherches sur la fabrication additive.....	9
Figure 5. Setup de mesure d'un guide d'ondes [14]. ....	12
Figure 6. Résultats de mesure RF du guide d'ondes imprimé horizontalement avant et après polissage des brides. (a) Coefficient de transmission. (b) Coefficient de réflexion [14]. ....	12
Figure 7. Impact de la dimension et du positionnement des perforations. (a) Étude de l'écart entre les perforations à volume constant. (b) Étude de la dimension des perforations à emplacement fixe [14]. ....	13
Figure 8. Conception de guides d'ondes perforés. Dessin et prototypes [14].....	13
Figure 9. Photographie des guides d'ondes imprimés par procédé DMLS (a) Guides twistés (b) Guides coudés (c) Guides hélicoïdaux [14]. ....	14
Figure 10. Illustration du dispositif de mesure en guide d'ondes [17]. ....	15
Figure 11. Cellule de caractérisation et dispositifs de calibration TRL en bande S [17]. ....	16
Figure 12. Modèle de la transition guide d'ondes WR340 (bande S). (a) vue de côté. (b) Plongeur d'excitation. (c) Vue de face. (d) Vue globale [17]. ....	16
Figure 13. Antenne ridgée (a) sans perforation. (b) avec perforation [18]. ....	17
Figure 14. Comparaison du niveau d'adaptation des antennes (3D) ultralégère (UL) avec perforations et sans perforation [18]. ....	18
Figure 15. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés des antennes (3D) ultralégère (UL) avec perforations et sans perforation [18]. ....	18
Figure 16. Comparaison simulation / mesure du niveau d'adaptation de l'antenne ultralégère (UL) avec perforations [18]. ....	18
Figure 17. Évolution du profil de l'antenne. (a) linéaire. (b) exponentiel. (c) incurvé [17]. ....	19
Figure 18. Design de l'antenne bicône. (a) Vue de profil. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté [17]. ....	19
Figure 19. Prototype fabriqué de l'antenne bicône [17]. ....	19
Figure 20. Comparaison simulation mesure du paramètre S11 (dB) [17]. ....	20
Figure 21. Diagramme de rayonnement. (a) Élévation (Phi=0deg en trait plein et Phi=90deg en pointillé). (b) Azimuth [17]. ....	20
Figure 22. (a) Antenne spirale d'Archimède. (b). Polarisation circulaire sur plan réflecteur. ....	21
Figure 23. Dessin de la cavité à permittivité diélectrique progressive. (a) Étude issue du stage. (b) Brevet [19].	21
Figure 24. (a) Évolution de la permittivité en fonction du rayon de l'antenne. (b) Dessin de l'antenne sur cavité à permittivité diélectrique progressive [21]. ....	22
Figure 25. Arrangement des inclusions avec variation (a) Selon le rayon. (b) Selon le rayon et la hauteur [21].	23
Figure 26. Réalisation du gradient de permittivité (a) Vue de coupe. (b) Fabrication d'un quart de disque à gradient selon le rayon. (c) Fabrication d'un quart de disque à gradient selon le rayon et la hauteur [21]. ....	23
Figure 27. Gains mesurés des antennes en co- et cross-polarisation. Avec cavité remplie d'absorbants (trait rouge). Avec cavité remplie d'air (trait noir). Avec gradient de permittivité selon le rayon (trait vert). Avec gradient de permittivité selon le rayon et la hauteur (trait bleu) [20]. ....	24
Figure 28. (a) Vue de coupe du guide d'onde. (b) Vue de côté [23]. ....	25
Figure 29. (a) Dessin de l'antenne cornet avec sa transition intégrée. (b) Champ électrique dans la transition vue de derrière. (c) Champ électrique dans la transition vue de côté [23]. ....	25
Figure 30. (a) Antenne conventionnelle usinée. (b) Antenne réalisée par impression plastique métallisée. (c) Comparaison des résultats de mesure en fonction du procédé de fabrication [23]. ....	26
Figure 31. Comparaison des diagrammes de rayonnement plan E à 15 GHz simulé et mesurés de l'antenne conventionnelle et des antennes imprimées [23]. ....	26
Figure 32. Transition ligne coaxiale à fente vers bifilaire en back-to-back (a) Dessin 3D. (b) Résultats de simulation électromagnétique [24]. ....	27

Figure 33. Transition adaptée à l'impression 3D (a) Dessin 3D avec anneaux de maintien. (b) Résultats de simulation électromagnétique [24].	27
Figure 34. De gauche à droite : Design HFSS de la transition sans support; Design HFSS de la transition avec supports et connecteurs; Photographie après impression SLA; Photographie après retrait des supports d'impression et ajout du vernis pelable; Photographie après dépôt de cuivre chimique; Photographie après dépôt d'étain électrolytique (transition finale) [24].	28
Figure 35. Comparaison simulation / mesure de la transition back-to-back [24].	28
Figure 36. Photographie d'une antenne « pétale » large bande [25].	29
Figure 37. Comparaison de la simulation de l'antenne pétale et de deux prototypes mesurés [25].	29
Figure 38. (a) Comparaison du diagramme de rayonnement simulé et mesuré. (b) Environnement de mesure [25].	29
Figure 39. Double transition coaxiale vers bifilaire pour l'alimentation d'une antenne à double polarisation. (a) Modèle HFSS <sup>TM</sup> . (b) Photographie du prototype fabriqué [26].	30
Figure 40. Résultats de simulation de la double transition [26].	30
Figure 41. Comparaison rétro-simulations / mesure de la double transition back-to-back. (a) Transmission (dB). (b) Isolation (dB) [17].	30
Figure 42. Antenne à double polarisation. (a) Dessin 3D. (b) Vue de coupe détaillée [17].	31
Figure 43. Résultats de simulation de l'antenne à double polarisation [17].	31
Figure 44. (a) Modèle 3D de la lentille diélectrique. (b) Vue de coupe [17].	32
Figure 45. Impact de la lentille sur le champ électrique. (a) sans lentille. (b) avec lentille [17].	32
Figure 46. Dessin d'un réseau d'antennes à fentes réalisé sous HFSS. (a) Vue de dessus (b) Vue de dessous [27].	33
Figure 47. Fabrication d'un réseau d'antennes à fentes. (a) Après impression 3D en SLA. (b) Après métallisation [27].	33
Figure 48. Modèles HFSS et prototypes de deux sous-réseaux d'antennes à fentes [28].	33
Figure 49. Comparaison simulation et mesures du diagramme de rayonnement avec le 1er sous réseau (à gauche) et le 2ème sous réseau (à droite) [28].	34
Figure 50. Modèles HFSS des deux réseaux d'antennes formés avec les deux sous-réseaux d'antennes à fentes [28].	34
Figure 51. Simulation de la reconfigurabilité de la direction des faisceaux en plan E et en plan H [28].	35
Figure 52. Modèles HFSS <sup>TM</sup> et prototypes. (a) 1 <sup>er</sup> sous-réseau. (b) 2 <sup>ème</sup> sous-réseau. (c) 3 <sup>ème</sup> sous-réseau. ....	36
Figure 53. Modèles HFSS <sup>TM</sup> des réseaux d'antennes. (a) Avec le 1 <sup>er</sup> sous-réseau. (b) Avec le 2 <sup>ème</sup> sous-réseau. (c) Avec le 3 <sup>ème</sup> sous-réseau. ....	36
Figure 54. (a) Antenne réseaux 24 voies. (b) Antenne réseaux conformée et son diagramme de rayonnement [30].	36
Figure 55. Antenne 3D conforme [30].	37
Figure 56. Accordabilité en diagramme de rayonnement de l'antenne 3D conforme [30].	37
Figure 57. Structure du convertisseur de mode TE <sub>10</sub> vers TE <sub>20</sub> [35] (a) Vue 3D. (b) vue de profil. ....	38
Figure 58. Champ électrique à 15 GHz. (a) Convertisseur de mode TE <sub>10</sub> vers TE <sub>20</sub> . (b) 2 convertisseurs en vis à vis. (c) Prototype imprimé en DMLS [35].	38
Figure 59. Comparaison simulation, mesure et rétro-simulation du double convertisseur [35].	38
Figure 60. Antenne 16 fentes alimentée en mode TE <sub>20</sub> . (a) Dessin 3D. (b) Prototype fabriqué [35].	39
Figure 61. Comparaison simulation / mesure du gain de l'antenne 16 fentes à 15 GHz. (a) Plan E. (b) Plan H [35].	39
Figure 62. Dessin du réseau de l'alimentation des 4 éléments. (a) Vue de dessus. (b) Vue 3D de la distribution du champ électrique [35].	40
Figure 63. Dessin du réseau d'antennes guides d'ondes à fentes. (a) Vue 3D. (b) Vue du dessous [35].	40
Figure 64. Prototype de l'antenne fabriquée [35].	40
Figure 65. Comparaison simulation / mesure du gain du réseau d'antennes. (a) Plan E. (b) Plan H [35].	41
Figure 66. Réalisation de cavités à air à partir de PCB classiques et de préimprégnés. (a) Détournage et perçage de la cavité. (b) Formation de la cavité par collage de deux PCB. [42]	46

Figure 67. Réalisation de cavités à air à partir de lamage et de thermo-diffusion. (a) Lamage mécanique de la cavité. (b) Lamage laser de la cavité. (c) Formation de la cavité par thermo-diffusion. [42].....	46
Figure 68. Cavité à piédestal partiellement remplie d'air. (a) Vue de côté. (b) Distribution du champ électrique. (c) Vue de dessus [42]. .....	47
Figure 69. Vue éclatée en 3D du résonateur à piédestal [43]. .....	48
Figure 70. Résonateur après (a) lamage et perçage des vias. (b) métallisation des vias et des parois de la cavité. (c) thermo-diffusion [42]. .....	48
Figure 71. Comparaison simulation / mesure du résonateur à piédestal [42]. .....	48
Figure 72. Dessin 3D du filtre à piédestal d'ordre 2 sans le plan métallique supérieur [42]. .....	49
Figure 73. Fabrication du filtre d'ordre 2 à piédestal. (a) Avec thermo-diffusion. (b) Après thermo-diffusion [42]. .....	49
Figure 74. Comparaison simulation / mesure du filtre d'ordre 2 à piédestal et cavité partiellement remplie d'air [42]. .....	49
Figure 75. (a) Double transition coplanaire vers guide d'ondes. (b) Zoom sur la transition et son excitation par micro-via [42]. .....	50
Figure 76. Résultats de simulation [44]. .....	50
Figure 77. Antenne intégrée avec sa transition. (a) Vue de dessous. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté [44]. ....	51
Figure 78. Réalisation de l'antenne intégrée associée à sa transition. (a) Transition après lamage du guide d'ondes et perçage des vias. (b) Transition après métallisation des parois du guide d'ondes et des vias. (c) Substrat du dessus après lamage de l'antenne cornet. (d) Substrat du dessus après métallisation des parois de l'antenne cornet. (e) Antenne et transition après thermo-diffusion vue de dessous. (d) Antenne et transition après thermo-diffusion vue de dessus [44]. .....	51
Figure 79. Démonstrateur sous test. ....	52
Figure 80. Comparaison simulation / mesure de l'antenne intégrée. (a) Paramètre en réflexion. (b) Gain de l'antenne [44]. .....	52
Figure 81. (a) Composant RF en technologie micro-ruban. (b,c,d) Ajout d'une couche de vernis de protection sur le cuivre. (e,f) – Dépôt d'une seconde couche de cuivre sur le vernis avec possibilité de faire des trous métallisés. (g,h) Déposition d'un troisième couche de vernis [42]. .....	54
Figure 82. Filtre à lignes couplées. (a) Référence. (b) Avec une couche de vernis avec des plots métalliques. (c) Avec une couche de vernis et résonateurs superposés [45]. .....	54
Figure 83. Comparaison des résultats de mesure des filtres. (a) Référence et avec une couche de vernis et des plots métalliques. (b) Référence et avec une couche de vernis et résonateurs superposés [45]. .....	55
Figure 84. Filtre ultra-large bande à éléments distribués [46]. .....	55
Figure 85. Filtre multicouche à éléments semi-localisés. (a) 1 <sup>ère</sup> couche de cuivre. (b) couche de vernis. (c) 2 <sup>ème</sup> couche de cuivre. (d) 2 <sup>ème</sup> couche de vernis [46]. .....	55
Figure 86. Comparaison simulation / mesure du filtre ULB [46]. .....	56
Figure 87. (a) Agencement des différentes couches. (b) Prototype de filtre à éléments semi-localisés et patches papillons [47]. .....	56
Figure 88. Comparaison simulation / mesure du filtre à éléments semi-localisés et patches papillons [47]. .....	56
Figure 89. Comparaison entre le concept classique utilisant des composants reportés et le concept de co-conception. ....	61
Figure 90. Diagramme de GANTT de mes activités de recherche sur les composants hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur. ....	63
Figure 91. Ligne micro-ruban dopée avec une jonction N <sup>+</sup> PP <sup>+</sup> [48]. (a) L = 20 mm et L <sub>dop</sub> = 20 mm. (b) Modélisation idéale à l'état OFF. (c) Modélisation simplifiée idéale à l'état ON [48]. .....	64
Figure 92. Modélisation de la ligne de transmission dopée [49]. .....	64
Figure 93. (a) Simulation électromagnétique de la ligne de transmission en fonction de la résistivité dans la jonction (i.e. de la tension de polarisation de l'élément actif). (b) Mesures de la ligne de transmission à l'état OFF (i.e. Pertes d'insertion et coefficient de réflexion) et à l'état ON (isolation) [49]. .....	65
Figure 94. Vue de dessus de 5 switches RF à base de jonctions N <sup>+</sup> P. (a) L <sub>dop1</sub> = 0,56 mm. (b) L <sub>dop2</sub> = 1,12 mm. (c) L <sub>dop3</sub> = 5 mm. (d) L <sub>dop4</sub> = 10 mm. (e) L <sub>dop5</sub> = 20 mm [50]. .....	66

Figure 95. Consommation en courant en fonction de la tension de polarisation de Switches RF à base de jonctions N+P de différentes surface [50].....	66
Figure 96. Switches RF à base de jonctions N+P de différentes surface. (a) Isolation à 3 GHz. (b) Isolation à 7,5 GHz [50].....	66
Figure 97. Concept de switch SPDT. (a) Mode en réception, i.e. état OFF. (b) Mode à l'émission, i.e. état ON. ....	67
Figure 98. Représentation idéale d'un switch SPDT. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON. ....	67
Figure 99. Switch SPDT à 2 voies d'entrée et 1 voie de sortie. (a) Dessin 3D. (b) Vue de dessus. (c) Photographie du dispositif sous test [51]. ....	68
Figure 100. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du switch. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [51]. ....	68
Figure 101. Dessin du filtre interdigités accordable. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON. ....	69
Figure 102. (a) Dessin 3D réalisé sous HFSS™. Résultats de simulations du filtre interdigités dans les deux états de fonctionnement.....	69
Figure 103. Masques du filtre interdigités. (a) Masque du dopage. (b) Masque de la métallisation.....	70
Figure 104. (a) Photographie du filtre interdigité. (b) Résultats de mesure.....	70
Figure 105. Comparaison rétro-simulations et mesures du filtre interdigité. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON. ....	71
Figure 106. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR. (b) Résultat de simulation circuit [53]. ....	72
Figure 107. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR où le résonateur basse-fréquence est court-circuité. (b) Résultat de simulation circuit [53]. ....	72
Figure 108. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR où le résonateur haute-fréquence est court-circuité. (b) Résultat de simulation circuit [53]. ....	72
Figure 109. (a) Dessin d'un filtre DBR accordable où l'élément d'accord est situé sur le résonateur HF. (b) Résultat de simulation électromagnétique à l'état OFF et à l'état ON [53]. ....	73
Figure 110. (a) Photographie du filtre DBR <sub>1</sub> . (b) Résultats de mesure dans les deux états de fonctionnement [53]. ....	74
Figure 111. Vue de dessus de 4 filtres DBR accordables. (a) DBR <sub>1</sub> avec des dimensions de zone dopée de 0,2 mm x 0,314 mm. (b) DBR <sub>2</sub> avec des dimensions de zone dopée de 1 mm x 0,314 mm. (c) DBR <sub>3</sub> avec des dimensions de zone dopée de 0,2 mm x 0,836 mm. (d) DBR <sub>4</sub> avec des dimensions de zone dopée de 2 mm x 1,5 mm [53]. ....	74
Figure 112. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable DBR <sub>2</sub> . (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53]. ....	75
Figure 113. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable DBR <sub>3</sub> . (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53]. ....	75
Figure 114. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable DBR <sub>4</sub> . (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53]. ....	76
Figure 115. Fréquence centrale d'un filtre DBR accordable à l'état ON en fonction de la longueur de la zone dopée, pour une fréquence centrale de 5,52 GHz à l'état OFF [53]. ....	76
Figure 116. Représentation idéale d'un filtre passe-bande à résonateurs en court-circuits [56]. ....	77
Figure 117. Représentation idéale d'un filtre passe-bande accordable d'ordre 2. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [56]. ....	77
Figure 118. (a) Dessin 3D du filtre accordable. (b) Résultat de simulation [56]. ....	77
Figure 119. Filtres d'ordre 4 accordable en bande passante [57]. ....	78
Figure 120. Exemples de possibilité d'accord en bande passante. (a) 15 % à 45 %. (b) 61 % à 94 % [57]. ....	78
Figure 121. Filtre à stubs d'ordre 4 accordable en fréquence centrale et en bande passante. (a) layout. (b) Réponse simulée électromagnétique dans les 2 états de fonctionnement.....	78
Figure 122. Filtre reconfigurable coupe-bande vers passe-bande. (a) Représentation idéale. (b) Dessin 3D sur silicium avec jonction intégrée.....	79
Figure 123. Filtre reconfigurable coupe-bande vers passe-bande (a) Prototype sous test. (b) Comparaison simulation / mesure à l'état OFF. (c) Comparaison simulation / mesure à l'état ON.....	79
Figure 124. Représentation idéale de l'antenne accordable en polarisation. (a) État OFF. (b) État ON [58]. ....	80
Figure 125. Représentation du champ électrique. (a) État OFF. (b) État ON [58]. ....	81
Figure 126. (a) Dessin de l'antenne reconfigurable sous HFSS™. (b) Prototype [58]. ....	81

Figure 127. Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion dans les deux états de fonctionnement. ....	81
Figure 128. (a) Antenne sous test dans la chambre anéchoïque. (b) Antenne sur son support imprimé en 3D. Zoom sur le positionneur. (c) Mesure du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (d) Mesure du gain réalisé normalisé à l'état ON [58]. ....	82
Figure 129. (a) Antenne patch à l'état OFF avec 2 voies d'alimentation pour un fonctionnement en polarisation circulaire. (b) Antenne patch à l'état ON avec une voie d'alimentation pour un fonctionnement en polarisation linéaire. (c) Layout de l'antenne patch avec sa zone dopée [59]. ....	82
Figure 130. (a) Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion de l'antenne. (b) Gain mesuré normalisé à l'état OFF. (c) Gain mesuré normalisé à l'état ON [59]. ....	83
Figure 131. (a) Layout de l'antenne accordable en polarisation linéaire 0° / 45°. (b) Résultat de mesure du paramètre en réflexion [60]. ....	84
Figure 132. (a) Représentation du champ électrique simulé à l'état OFF. (b) Représentation du champ électrique simulé à l'état ON. (c) Résultat de simulation du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (d) Résultat de simulation du gain réalisé normalisé à l'état ON [60]. ....	84
Figure 133. (a) Layout de l'antenne accordable en polarisation circulaire vers linéaire. (b) Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion [60]. ....	85
Figure 134. (a) Résultat de mesure du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (b) Résultat de mesure du gain réalisé normalisé à l'état ON [60]. ....	85
Figure 135. Concept du déphaseur à 2 états. ....	85
Figure 136. (a) Représentation idéale du déphaseur. (b) Déphasage entre les deux chemins en fonction de la longueur de la voie 2. ....	86
Figure 137. (a) Dessin du déphaseur avec ses deux zones dopées. (b) Photographie du démonstrateur. (c) Résultat de mesure dans les deux états de fonctionnement. (d) Déphasage mesuré entre les deux chemins. ....	86
Figure 138. Schéma du résonateur accordable à trois états. ....	87
Figure 139. Schéma du résonateur accordable à trois états avec les modèles de diodes simplifiés. (a) Sans tension de polarisation. (b) Avec une tension de polarisation [61]. ....	87
Figure 140. Schéma simplifié du résonateur accordable à trois états. (a) Avec une faible tension de polarisation. (b) Avec une tension de polarisation légèrement plus élevée [61]. ....	88
Figure 141. Résonateur accordable à 3 états. (a) Dessin 3D. (b) Photographie [61]. ....	88
Figure 142. Simulations électromagnétiques et mesures dans les 3 états de fonctionnement. (a) $S_{21}$ (dB). (b) $S_{11}$ (dB) [61]. ....	89
Figure 143. Paramètre $S_{11}$ (dB), comparaison entre les simulations et les mesures [61]. ....	89
Figure 144. Représentation idéale du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON <sub>1</sub> . (c) A l'état ON <sub>2</sub> . ....	89
Figure 145. Dessin vue du dessus du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON <sub>1</sub> . (c) A l'état ON <sub>2</sub> . ....	90
Figure 146. Dessin du switch SP3T avec les éléments d'accord intégrés. ....	91
Figure 147. Résultats de simulation du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON <sub>1</sub> . (c) A l'état ON <sub>2</sub> . ....	91
Figure 148. (a) Dessin de l'antenne accordable en polarisation avec son réseau d'alimentation. (b) Zoom sur le réseau d'alimentation. (c) Zoom sur un atténuateur variable [62]. ....	92
Figure 149. Résultats de simulation de l'antenne dans les différentes configurations [62]. ....	92
Figure 150. Résultat du diagramme de rayonnement simulés dans les différentes configurations [62]. ....	93
Figure 151. Résonateur à accord continu. (a) Dessin 2D. (b) Dessin 3D [63]. ....	94
Figure 152. Résultats de simulation du résonateur à accord continu. (a) $S_{21}$ (dB). (b) $S_{11}$ (dB) [63]. ....	94
Figure 153. Résultats de mesure du résonateur à accord continu. (a) $S_{21}$ (dB). (b) $S_{11}$ (dB) [63]. ....	94
Figure 154. (a) Concept de filtre atténuateur. (b) Dessin du filtre avec les six zones dopées vue de dessus [64].	95
Figure 155. Résultat de simulation du filtre atténuateur [64]. ....	95
Figure 156. Prototype sous test [64]. ....	95
Figure 157. Comparaison simulation / mesure (a) Résultats en réflexion. (b) Résultats en transmission [64]. ....	96
Figure 158. (a) Simulation du filtre atténuateur sur Comsol Multiphysics avec une tension de polarisation de 0,7 V. (b) Comparaison simulation avec Comsol Multiphysics et mesure [64]. ....	97
Figure 159. Exemple de communication sans fils à 4 canaux [65]. ....	98

Figure 160. Antennes dipôles sous test [66].....	99
Figure 161. Comparaison simulations / mesures [66].....	99
Figure 162. Étude des phénomènes de cavité à partir de simulations de 4 antennes sur une puce silicium [67]. .....	100
Figure 163. Comparaison des paramètres simulés $S_{11}$ (dB) et $S_{21}$ (dB) du cas idéal et du cas réel [67].....	100
Figure 164. Paramètre en réflexion d'antennes dipôles sur silicium avec un cas idéal de frontières rayonnantes en (1) et des frontières absorbantes en (3) [67].....	101
Figure 165. Cavité silicium entourée d'une frontière absorbante. (a) Vue de côté. (b) Vue 3D des 2 antennes dipôles placées sur un substrat silicium. (c) Antenne dipôle [70]. ....	101
Figure 166. Illustration des 3 scénarii envisagés de la forme de la zone dopée [70]. ....	102
Figure 167. Comparaison des performances en transmission des différents scénarii sans tension de polarisation. (a) Scénario 1 et Scénario 2.....	103
Figure 168. Paramètre en transmission de l'antenne avec zone dopée de forme triangulaire avec et sans tension de polarisation [70]. ....	103
Figure 169. Réseau de 4 antennes dipôles sur un substrat silicium avec une zone dopée circulaire [71]. ....	104
Figure 170. Résonateurs accordables. (a) Prototype sur FR4. (b) Prototype sur silicium. (c) Résultats de simulations sur FR4. (d) Résultats de simulation sur silicium [72]. ....	105
Figure 171. (a) Variation relative du second zéro de transmission en fonction de la température. (b) Pertes d'insertion dans les deux états OFF et ON en fonction de la température [72]. ....	105
Figure 172. Illustration du point à 1 dB de compression.....	106
Figure 173. Point de compression à 1 dB des switches de l'état de l'art. ....	107
Figure 174. Banc de mesure du point de compression à 1 dB mis en place au lab-STICC. ....	107
Figure 175. (a) Vue de dessus de l'antenne accordable sur substrat silicium poreux. (b) Vue de coupe. (c) Résultats de simulations en fonction de la variation de la hauteur de la zone de déplétion. ....	110
Figure 176. (a) Antenne patch à patches parasites accordable en diagramme de rayonnement. (b) Variation du diagramme de rayonnement en fonction de la mise à la masse (ou non) des patches parasites. ....	111
Figure 177. Antenne à patches parasites avec différents nombres et formes d'éléments parasites. ....	111
Figure 178. Système intégré avec réseau d'antenne accordable, switch et deux filtres accordables. ....	112



## Liste des Tableaux

<i>Tableau 1. Résultats de mesure de la rugosité de deux guides d'ondes en fonction de leur orientation lors de l'impression [14].</i>	11
<i>Tableau 2. Impact des formes des iris de couplage sur les performances (fréquence et bande passante) [14].</i>	15
<i>Tableau 3. Comparaison des poids d'antennes en fonction de la méthode de fabrication.</i>	17
<i>Tableau 4. Comparaison des performances des 2 réseaux d'antennes à 24 voies.</i>	35
<i>Tableau 5. Dimensions du filtre interdigité (en mm)</i>	70
<i>Tableau 6. Dimensions du filtre DBR (en mm)</i>	73

## Glossaire

<b>ABS</b>	Acrylonitrile Butadiène Styrène
<b>ADS</b>	Advanced Design System
<b>AFSIW</b>	Air-Filled Substrate Integrated Waveguide
<b>BF</b>	Basse Fréquence
<b>CMOS</b>	Complementary Metal Oxide Semi-conductor
<b>DBR</b>	Dual Behavior Resonator
<b>DLP</b>	Digital Light Processing
<b>DMLS</b>	Direct Metal Laser Sintering
<b>DUT</b>	Device Under Test
<b>ESIW</b>	Empty Substrate Integrated Waveguide
<b>FDM</b>	Fused Deposition Modelling
<b>HF</b>	Haute Fréquence
<b>LHCP</b>	Left Hand Circular Polarization
<b>LTCC</b>	Low Temperature Co-Fired Ceramic
<b>NoC</b>	Network-on-Chip
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>PIN</b>	Positive Intrinsic Negative
<b>PLA</b>	Polylactic Acid
<b>RF</b>	Radio Fréquence
<b>RHCP</b>	Right Hand Circular Polarization
<b>SIW</b>	Substrate Integrated Waveguide
<b>SLA</b>	Stereolithography Apparatus
<b>SLS</b>	Selective Laser Sintering
<b>SOLT</b>	Short Open Load Through
<b>SP3T</b>	Single Pole Triple Throw
<b>SPDT</b>	Single Pole Double Throw
<b>TE</b>	Transverse Électrique
<b>TEM</b>	Transverse Électromagnétique
<b>TRL</b>	Through Reflect Line
<b>WiNoC</b>	Wireless Network-on-Chip



## Introduction générale

L'évolution des marchés des composants électroniques actifs et passifs montre un besoin grandissant dans les domaines de la défense, du spatial, du médical, de l'automobile, de l'aéronautique et des télécommunications.

En effet, les applications dans le domaine des systèmes communicants se multiplient, et ce phénomène s'amplifie avec l'avènement de l'internet des objets (Internet of Things) et du tout-internet (Internet of Everything). A titre d'exemple, le nombre de téléphones mobiles et d'objets connectés ne cesse d'augmenter [1]. Compte tenu de la prolifération des standards dans les systèmes de télécommunication notamment le déploiement de la 5G, et bientôt de la 6G, l'accordabilité [2] et la montée en fréquence sont deux des priorités majeures afin de cibler des hauts débits. De nouvelles solutions de conception de systèmes des composants hyperfréquences doivent voir le jour, et ceci concerne aussi bien les switches RF, les filtres ou encore les antennes.

La Figure 1 (a) montre l'évolution non seulement de la téléphonie mobile mais de toutes les applications maintenant disponibles à partir des smartphones, ce qui nécessitent de faire coexister un certain nombre de normes (utilisant des antennes et des filtres hyperfréquences accordables) au sein d'un même outil. Les Figures 1 (b) et (c) représentent des antennes 2D et 3D, imprimées en plastique puis métallisées. Elles sont conçues pour avoir de bonnes performances, un poids et un encombrement réduit comparées aux technologies d'usinage classique tout en offrant la possibilité de modifier l'orientation du faisceau pour des applications de type radar.

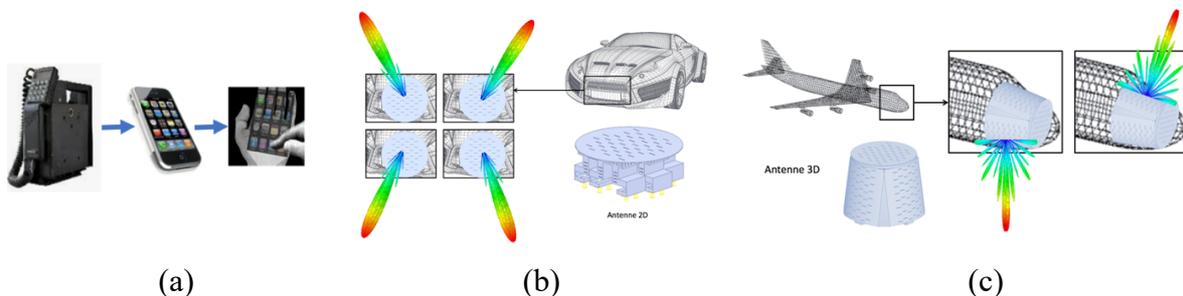


Figure 1 : (a) Évolution du téléphone portable. (b) Application radar utilisant une antenne 2D dans le domaine de l'automobile. (c) Application radar utilisant une antenne 3D dans le domaine aéronautique.

**Les performances, l'intégration, le poids, la reconfigurabilité et le coût** des dispositifs sont autant d'enjeux pour les concepteurs de dispositifs qui doivent faire face à de nombreux compromis pour répondre au mieux aux exigences des différentes applications.

**Les technologies volumiques** vont permettre d'obtenir des facteurs de qualité ou des gains élevés pour les filtres et les antennes respectivement. Ainsi, en ce qui concerne ces technologies, l'arrivée de **l'impression 3D** offre non seulement des possibilités **d'allègement et d'intégration** mais également l'opportunité aux chercheurs de modifier complètement la façon de concevoir les systèmes non-plus en assemblant des pièces ou des composants les uns avec les autres, comme avec les techniques d'usinage classiques, mais **en pensant « fonction globale » et méthode de co-conception.**

**Les technologies planaires** vont quant à elles permettre **d’optimiser la taille, le poids des composants et rendre plus facile l’accordabilité de leur fonction**. A l’heure actuelle, la versatilité des systèmes entraîne une complexité sans cesse grandissante qui ne peut être maîtrisée que par des **dispositifs de plus en plus flexibles** ce qui rend les études sur les systèmes accordables de plus en plus vitales. Pour cela, des solutions s’offrent aujourd’hui aux concepteurs, il s’agit soit de multiplier le nombre de composants (filtres ou antennes) par le nombre de normes ou de rendre ces composants flexibles, tel que le montre la Figure 2. Dans ce contexte, une réduction de la taille des systèmes peut être envisagée à partir de dispositifs hyperfréquences flexibles avec une diminution du nombre de composants ce qui induit également une diminution du coût de fabrication à grande échelle des systèmes électroniques.

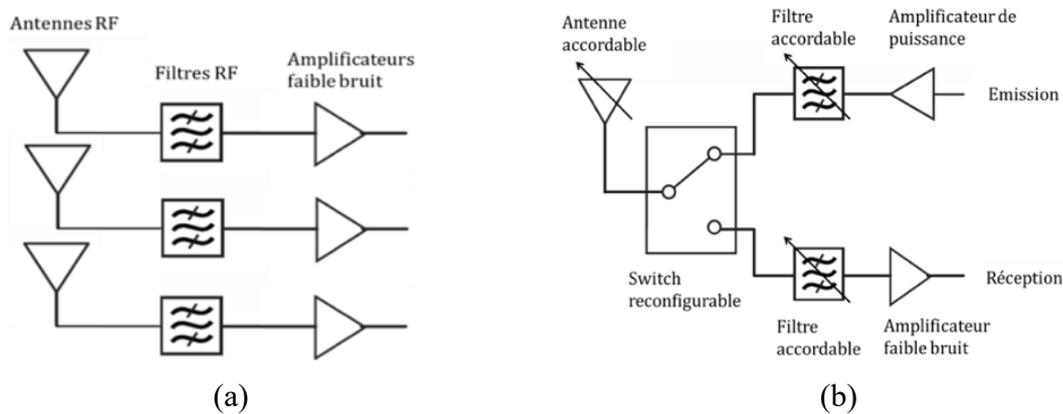


Figure 2. Architectures simplifiées (a) d’un récepteur tri-bandes. (b) d’un émetteur / récepteur multi-bandes.

Il existe différentes méthodes d’accordabilité [2]–[7] permettant de rendre ces dispositifs flexibles. Cependant, pour plusieurs raisons (temps de réponse, tension de commande, maîtrise technologique, performances électriques), l’utilisation de composants à semi-conducteurs reportés sur un circuit passif reste la voie la plus utilisée. L’interconnexion des éléments actifs et passifs provoque des effets parasites néfastes [8] et une limitation de la montée en fréquence liée à la fois aux éléments parasites inhérent à la mise en boîtier ainsi que la différence de taille entre l’élément actif reporté et les lignes de transmissions hyperfréquences. Enfin, cette méthode de conception est relativement rigide et, par essence, limitée en ce qui concerne les dispositifs flexibles (dimensions et localisation du composant actif, nécessité de réaliser des trous métallisés).

Entre ces deux familles de composants, volumiques et planaires, se trouve **les technologies multicouches** qui vont répondre **aux compromis intégration / performances et coût de fabrication**. Elles apportent des solutions aux besoins croissants de capacité et de débits où la fréquence de transmission et / ou la bande passante doit être augmentée. Pour cela, l’idée est d’utiliser plusieurs substrats ou couches diélectriques afin de minimiser la surface des composants tout en tirant partie de la troisième dimension afin d’augmenter la fréquence de fonctionnement des composants, et cela en optimisant les performances. Les limites technologiques peuvent être repoussées en permettant un rapprochement des lignes de transmission, ce qui offre alors des possibilités de couplages plus importantes.

De plus, les besoins en transmission d’information au sein même des systèmes augmentent fortement. Ces systèmes doivent transmettre de plus en plus d’information avec des débits

toujours plus élevés. Ces échanges intra-puces dans les systèmes WiNoC (Wireless Network-on-Chip) reposent sur une technique de communication sans fils permettant de minimiser les pertes liées aux interconnexions classiques entre composants. Ces communications sans fils offrent une possibilité de communication haute-fréquence avec une optimisation des débits pour les communications de faible portée. Les communications multi-échelles, intra- ou inter-puces, sont alors rendues possibles à condition de maîtriser le canal de propagation.

Dans ce contexte mes travaux, réalisés au Lab-STICC, portent principalement sur trois thématiques qui sont traitées chacune dans un chapitre de ce manuscrit. La première se concentre sur une conception de fonctions hyperfréquences réalisées en impression 3D, où l'on tire profit des degrés de liberté liés à cette technologie afin de proposer des composants hyperfréquences miniatures, faibles poids ou à fonctions multiples (transition + antenne, filtre + antenne...). Cependant, cette technologie 3D ne permet pas de répondre aux enjeux d'intégration indispensable pour certaines applications, ainsi, la deuxième thématique concerne la technologie multicouche afin de proposer des solutions en termes d'intégration, de coût et d'augmentation des performances. La troisième thématique porte sur les technologies planaires ayant comme objectif d'augmenter les possibilités d'intégration des systèmes et de proposer une solution alternative et innovante de co-conception (composants passifs et actifs) de fonctions hyperfréquences flexibles réalisées sur un substrat semi-conducteur, telles que les antennes, les filtres et les switches (présents dans tous les systèmes communicants), en considérant a priori toute leur complexité. Cette co-conception permet également d'accroître les débits en augmentant les bandes passantes et les fréquences de fonctionnement des dispositifs.

La Figure 3 représente les différents projets et encadrements de thèses et de post-doctorats autour de mes trois axes de recherche.

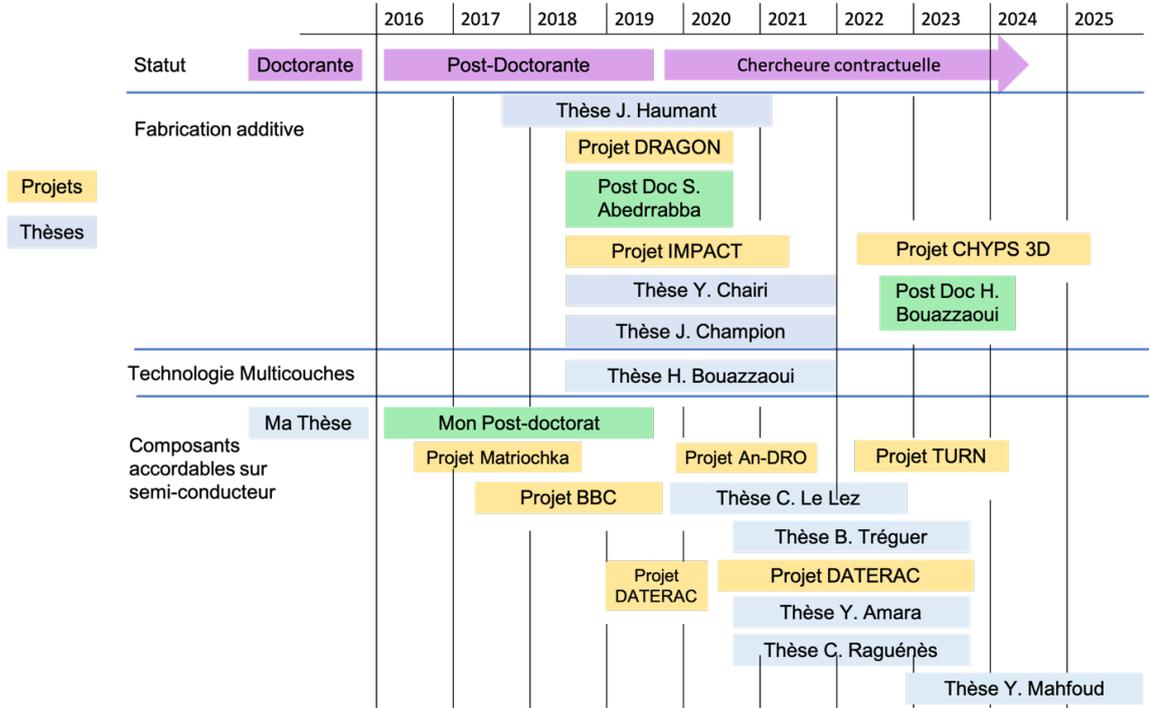


Figure 3. Mes projets de recherche et encadrements de thèses et post-doctorats.



## Chapitre 1 Composants hyperfréquences en fabrication additive

<b>1.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>9</b>
<b>1.2</b>	<b>Règles de conception spécifiques à la technologie d'impression DMLS</b>	<b>11</b>
1.2.1	Orientation et états de surface.....	11
1.2.2	Brides de raccordement.....	11
1.2.3	Perforations des dispositifs hyperfréquences.....	12
1.2.4	Guides d'ondes twistés, coudés et hélicoïdaux.....	14
1.2.5	Formes des iris de couplage.....	14
<b>1.3</b>	<b>Caractérisation des matériaux pour les technologies en impression plastique métallisées</b>	<b>15</b>
<b>1.4</b>	<b>Compacité des dispositifs hyperfréquences</b>	<b>17</b>
1.4.1	Réduction du poids .....	17
1.4.2	Réduction du volume .....	19
1.4.3	Intégration de plusieurs fonctions.....	24
<b>1.5</b>	<b>Formes complexes et flexibilité</b>	<b>32</b>
1.5.1	Antennes à fente.....	32
1.5.2	Antennes à fente et convertisseur de modes intégrés.....	37
<b>1.6</b>	<b>Conclusion</b>	<b>41</b>



## 1.1 Introduction

L'impression 3D ou la fabrication additive permet la construction de pièces en 3D par impression de couches successives. L'idée est de profiter des avantages de l'impression 3D permettant un prototypage rapide tout en offrant aujourd'hui une gamme de matériaux importante avec des caractéristiques (permittivité, pertes, tenue en température) adaptées à chaque application. En effet, le coût décroissant des imprimantes 3D, leur précision d'impression associés à l'augmentation de l'offre des matériaux font de cette nouvelle technologie est un atout considérable pour le prototypage rapide des dispositifs hyperfréquences. Ainsi, un de mes axes de recherche porte sur ce sujet sur lequel j'ai participé à 3 projets, j'ai co-encadré trois thèses et deux post-doctorants, tel que le montre la Figure 4. La thèse de Julien Haumant portait sur la « Conception de composants hyperfréquences en 3D plastique métallisé », la thèse de Jefferson Champion sur l'« Étude d'antennes compactes à large bande de fréquences à gradient d'indice » et la thèse de Youssef Chairi sur la « Conception, optimisation et réalisation de sous-ensembles hyperfréquences conformés à base de technologie additive métal ». Sarra Abedrabba a participé au projet DRAGON sur des antennes conformées 3D pour des applications radar et au projet IMPACT sur la conception et la réalisation de composants hyperfréquences en matière plastique avec métallisation totale ou sélective en 3D. Hassan Bouazzaoui a débuté en juillet 2022 en post-doctorat et travaille sur le projet CHYPS 3D, qui est un projet ASTRID MATURATION faisant suite à la thèse de Julien Haumant.

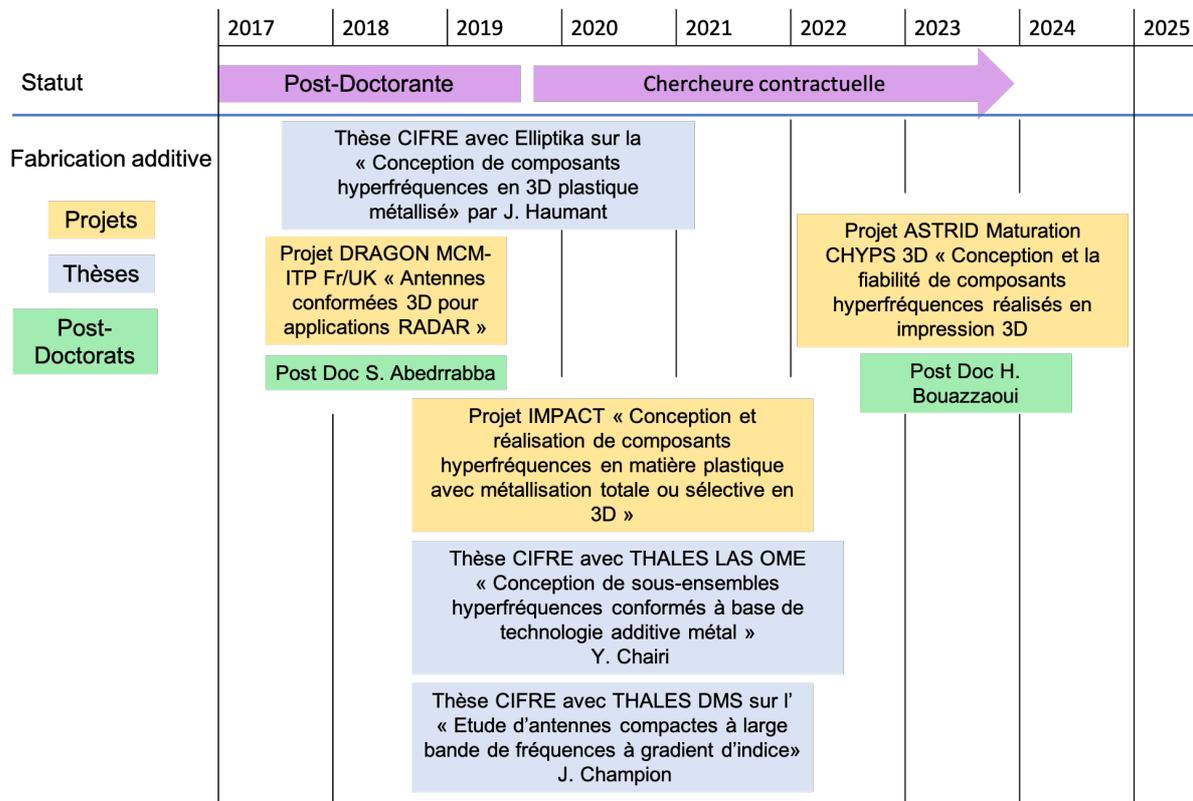


Figure 4. Diagramme de GANTT concernant les projets et encadrements en lien avec les recherches sur la fabrication additive.

La fabrication de composants hyperfréquences en technologie additive a pour objectif soit une miniaturisation du poids ou du volume des dispositifs hyperfréquences, soit d'offrir des degrés de libertés dans la conception de dispositifs de formes complexes afin de proposer de nouvelles solutions pour l'amélioration des performances.

Il existe plusieurs méthodes d'impression 3D [9] telles que le dépôt de fil fondu (FDM : Fused Deposition Modelling), la stéréo-lithographie (SLA : Stereolithography Apparatus ou DLP Digital Light Processing) ou le frittage laser (SLS : Selective Laser Sintering) parmi les méthodes les plus utilisées. La méthode FDM consiste à pousser un filament à l'aide d'un entraîneur dans une buse chauffée. La buse se déplace au-dessus du plateau et à chaque couche de fil fondu déposé, le plateau descend légèrement afin d'accueillir la couche suivante et ceci jusqu'à la réalisation de l'objet 3D désiré. L'impression par FDM est peu coûteuse, elle offre un large choix de matériau mais souffre d'une faible précision et d'une rugosité de surface non négligeable. Ensuite, la méthode par SLA consiste en une polymérisation de résine. La résine liquide est placée dans un bac dans lequel se trouve le support de pièce. Une fine couche de résine est ainsi présente entre le support et le fond transparent du bac. Sur le passage d'un faisceau laser, la couche de résine liquide présente sous le support se polymérise. Le plateau s'élève entre chaque passage du faisceau laser afin de former les couches successives de l'objet 3D. Contrairement à la SLA, la DLP utilise un vidéoprojecteur au lieu du laser pour polymériser la résine. La technique d'impression par stéréo-lithographie est plus précise que la FDM, cependant elle est plus coûteuse, la gamme de matériau est nettement moins importante et la dimension des pièces imprimables est plus faible. La technique d'impression par SLS, très utilisée par l'impression métal, utilise non plus du fil ou de la résine mais de la matière sous forme de poudre. Le lit de poudre est solidifié couche par couche par un laser forte puissance. L'impression métal permet de fabriquer des pièces robustes, capables de supporter de fortes puissance et température, cependant, il existe une importante rugosité de surface et c'est la technique d'impression la plus coûteuse. Cependant, elle ne nécessite pas de support d'impression, i.e. un avantage pour les pièces complexes, et la matière non solidifiée peut être réutilisée pour la pièce suivante.

Lors de la fabrication de pièces réalisées en technologie additive par impression 3D, les surfaces de ces pièces ne sont pas lisses ce qui dégrade les performances des composants RF. Les états de surface dépendent de l'imprimante utilisée, des paramètres d'impression, des matériaux ainsi que des orientations des pièces sur les plateaux d'impression. Il est bien entendu que les surfaces externes peuvent être usinées ou polies à posteriori alors que les rugosités internes aux composants sont plus problématiques. Des opérations de post-traitements sont souvent réalisées sur les surfaces externes [10]–[12].

Ainsi, après avoir donné quelques règles de conception liées à la technologie additive spécifiques à la technologie DMLS (Direct Metal Laser Sintering), des exemples de composants réalisés par impression 3D montrent les réponses obtenues aux problématiques d'intégration, de compacité, de réduction de poids ainsi que la flexibilité offerte par la technologie additive en termes de conception de formes complexes ou de co-conception de plusieurs sous-ensembles.

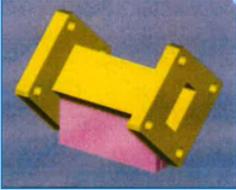
## 1.2 Règles de conception spécifiques à la technologie d'impression DMLS

### 1.2.1 Orientation et états de surface

Les états de surface dépendent des paramètres d'impression, des positionnements et des orientations lors de l'impression. Dans [13], des guides d'ondes ont été fabriqués en technologie DMLS en bandes Ku (12 GHz -18 GHz), Ka (26,5 GHz – 40 GHz) et Q (33 GHz – 50 GHz). Les guides ont été imprimés soit verticalement soit horizontalement avec un angle de 45° avec deux réglages machines différents. Il a été montré que pour un guide d'ondes une orientation verticale permet de minimiser les pertes, de même qu'un réglage lisse (smooth) comparé à un réglage standard (no-smooth).

Les états de surface prennent en compte la rugosité (liée aux différents changements de couches, aux paramètres d'impression ou au matériau), la géométrie et l'aspect des surfaces. Ainsi, afin d'étudier l'impact de l'orientation sur la rugosité, deux guides d'ondes ont été imprimés, l'un verticalement et l'autre horizontalement avec une orientation à 45° par rapport à la plateforme d'impression, avec le procédé de fabrication DMLS. Le métal conducteur est un alliage d'aluminium AlSi7Mg0,6 qui a une conductivité de  $2,6 \times 10^6$  S/m selon la norme ASTM B193. La rugosité est mesurée à l'aide d'un profilomètre DEKTAK 150 sur une distance de 5 mm, où le paramètre Rq indique la distance supplémentaire parcourue par la pointe par rapport à une surface lisse et le paramètre « perim » le pourcentage supplémentaire lié à cette distance. Comme le montre le Tableau 1, un guide imprimé verticalement présente une rugosité plus faible qu'un guide imprimé avec une orientation horizontale à 45°.

Tableau 1. Résultats de mesure de la rugosité de deux guides d'ondes en fonction de leur orientation lors de l'impression [14].

Guide d'ondes coupé en deux morceaux	Orientation durant le procédé de fabrication DMLS	Rugosité moyenne des faces internes des guides imprimés	
		Rq ( $\mu\text{m}$ )	Perim (%)
		36,42	15,5
		27,83	12,1

### 1.2.2 Brides de raccordement

Pour aller plus loin, la rugosité des surfaces externes peut également dégrader les performances des composants hyperfréquences lors de l'assemblage des pièces. Pour cela, un guide d'ondes en bande Ku a été mesuré avant et après polissage des brides de raccordement avec le setup de la Figure 5. La Figure 6 montre la différence des coefficients de transmission

et de réflexion mesurés de ce guide avant et après polissage des brides. Ainsi, la rugosité sur les brides de connexion dégrade l'adaptation à cause des gaps d'air entre la transition et le guide d'ondes, ce qui augmente les pertes d'insertion lors de la mesure.

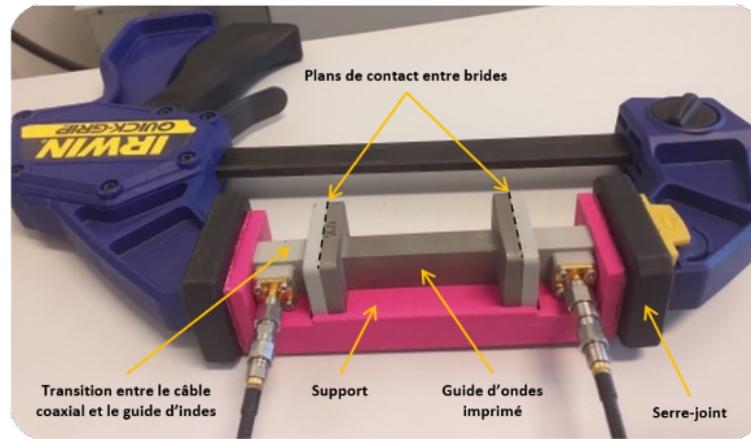


Figure 5. Setup de mesure d'un guide d'ondes [14].

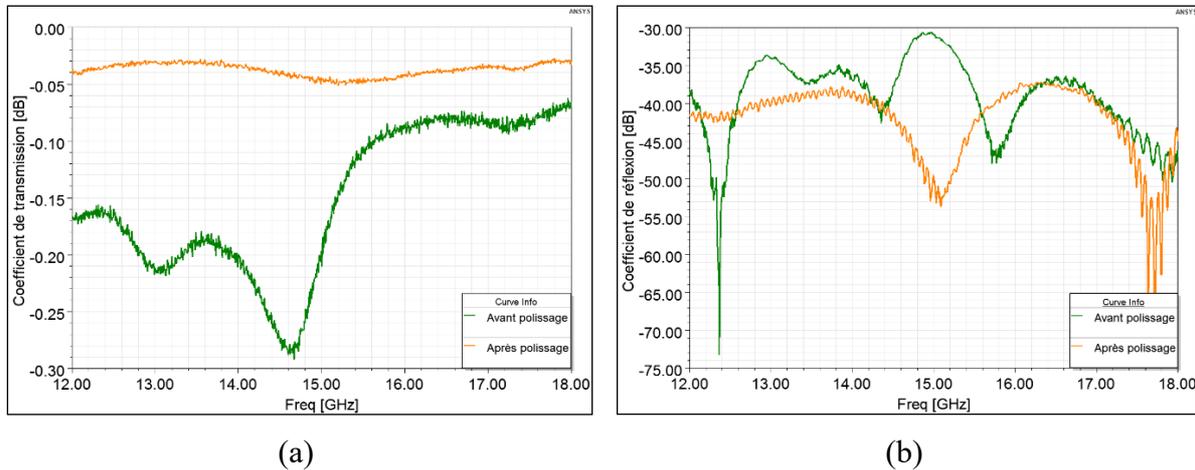


Figure 6. Résultats de mesure RF du guide d'ondes imprimé horizontalement avant et après polissage des brides. (a) Coefficient de transmission. (b) Coefficient de réflexion [14].

### 1.2.3 Perforations des dispositifs hyperfréquences

Pendant la métallisation des dispositifs hyperfréquences, l'évacuation de la matière en excès doit être favorisée par l'ajout de trous ou de fentes dans les dispositifs. Ces fentes doivent être dimensionnées de façon à ne pas perturber le champ électromagnétique [14]-[16]. Il est à noter que dans le cas de l'impression plastique métallisée par voie chimique, ces trous ou fentes vont également permettre l'évacuation des bulles d'air dans les bains.

Ainsi, des guides d'ondes maillés réalisés en technologie DMLS ont été étudiés dans la thèse de Youssef Chairi [14] afin de déterminer les dimensions optimales ainsi que le positionnement des perforations (Figure 7). Deux études ont été menées, à volume de perforations constant avec une modification de la position des perforations et à position fixe avec une variation de la taille des perforations. A volume constant des perforations, les pertes augmentent lorsque les mailles sont trop proches. De même, avec le même emplacement des perforations, plus la taille est

## 1.2 Règles de conception spécifiques à la technologie d'impression DMLS

importante plus les pertes sont importantes. Cependant, l'impact de l'emplacement des perforations est dix fois plus faible que l'impact du volume des perforations.

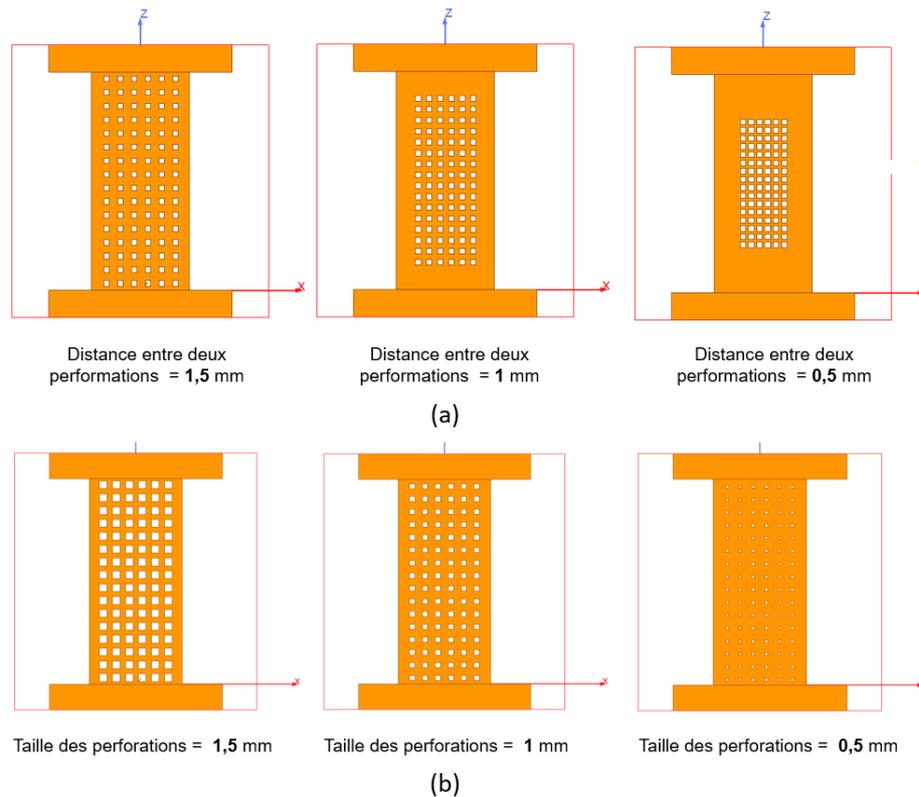


Figure 7. Impact de la dimension et du positionnement des perforations. (a) Étude de l'écart entre les perforations à volume constant. (b) Étude de la dimension des perforations à emplacement fixe [14].

Deux tailles de perforations ( $C_1 = 1 \text{ mm}$  et  $C_2 = 1,5 \text{ mm}$ ) ont été réalisées (Figure 8). Les perforations de forme carrées ont été orientées à  $45^\circ$  afin de minimiser les défauts pour une impression horizontale à  $45^\circ$  des guides. Des perforations trop importantes rendent les dispositifs trop fragiles comme le montre la Figure 8, où le guide avec les perforations de  $1,5 \text{ mm}$  espacées de  $0,9 \text{ mm}$  a cassé pendant la fabrication, tandis que le même guide avec des perforations de  $1 \text{ mm}$  espacées de  $1 \text{ mm}$  n'a subi aucun dommage.

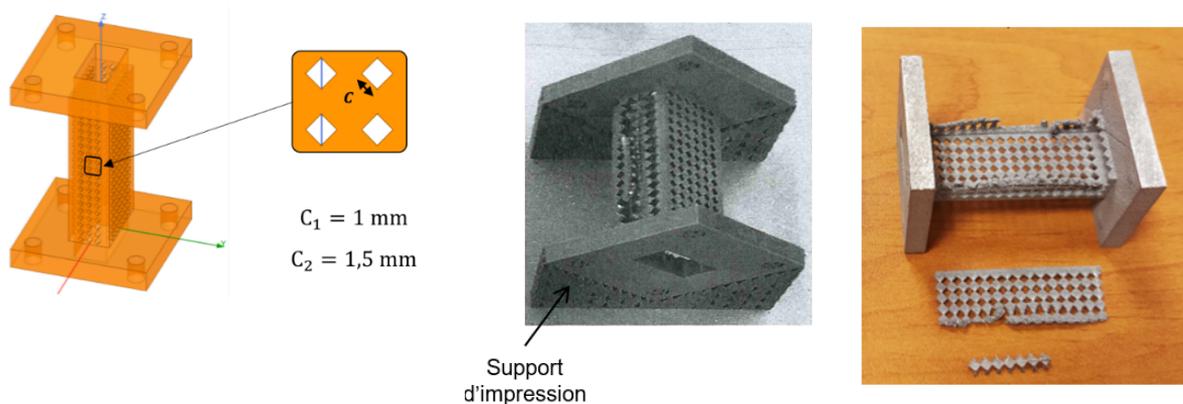


Figure 8. Conception de guides d'ondes perforés. Dessin et prototypes [14].

### 1.2.4 Guides d'ondes twistés, coudés et hélicoïdaux

Afin de connecter des dispositifs entre eux, certaines transformations, i. e. changement de plan ou de hauteur, sont parfois nécessaires. Pour vérifier l'impact de ces différentes transformations des guides d'ondes twistés de longueur 30 mm et 40 mm, des guides d'ondes coudés avec des angles de  $120^\circ$  et  $180^\circ$  ainsi que des guides d'ondes hélicoïdaux avec des diamètres d'hélice égales à 40 mm et 60 mm ont été imprimés par procédé DMLS (Figure 9). La même conclusion a été faite pour les différents guides d'ondes, plus le guide est petit plus les pertes d'insertion sont faibles. De même qu'à longueur égale, plus les angles sont petits plus les pertes d'insertion sont faibles.

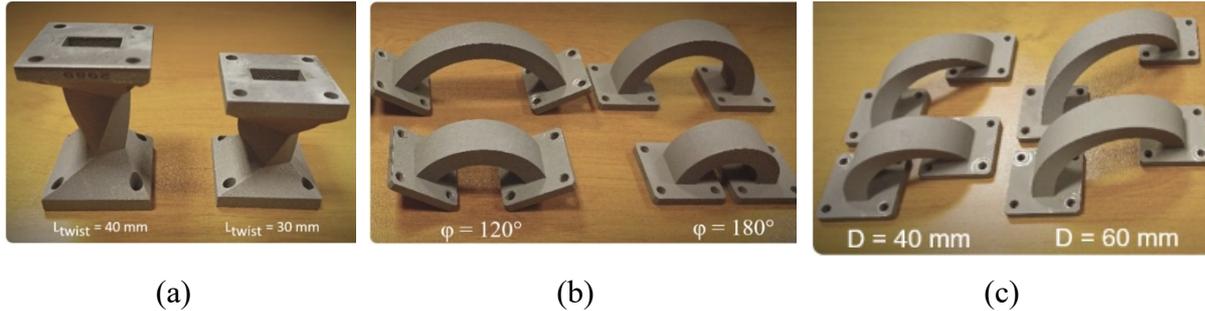


Figure 9. Photographie des guides d'ondes imprimés par procédé DMLS (a) Guides twistés (b) Guides coudés (c) Guides hélicoïdaux [14].

### 1.2.5 Formes des iris de couplage

Il est possible, une fois les pièces imprimées, de réaliser des étapes de post-traitements sur les surfaces externes (polissage ou retouches des fentes de rayonnement). Cependant, il est difficile voire impossible de reprendre les surfaces internes. Ainsi, pour minimiser l'impact de la rugosité lors de l'utilisation d'iris de couplage, i.e. fentes internes aux composants, une étude a été menée sur des filtres d'ordre 1 à 15 GHz fabriqués par impression DMLS avec différentes formes d'iris (Tableau 2).

Tableau 2. Impact des formes des iris de couplage sur les performances (fréquence et bande passante) [14].

Formes des iris	N°1	N°2	N°3	N°4	N°5	N°6
Décalage en fréquence	0,12 GHz	0,41 GHz	0,32 GHz	0,2 GHz	0,05 GHz	0,33 GHz
Décalage en bande passante	0,25 GHz	0,24 GHz	0,38 GHz	0,57 GHz	0,17 GHz	0,55 GHz

### 1.3 Caractérisation des matériaux pour les technologies en impression plastique métallisée

Une diminution de la fréquence de résonance a été observée pour toutes les formes, ainsi, tous les iris ont subi une augmentation de leur taille lors de l'impression. Cependant, la forme d'iris de couplage la moins sensible au procédé de fabrication et qui a montré la meilleure concordance avec les simulations et les mesures en termes de fréquence et de bande passante est la N°5 (avec un grand côté denté). Avec cet iris, le décalage de fréquence est seulement de 0,05 GHz, soit une variation de 3 %, vers les basses fréquences, et une augmentation de la bande passante de 0,17 GHz. Le plus grand décalage fréquentiel (0,41 GHz) est celui obtenu avec l'iris N°2 de forme elliptique. Il est à noter que la précision de fabrication est également liée à la position de l'objet 3D sur le plateau d'impression. Ainsi, le filtre d'ordre 1 qui a obtenu le plus faible décalage est celui qui est positionné au centre du plateau, là où le spot laser est parfaitement cylindrique.

Maintenant que des règles de conception ont été données pour la technologie d'impression DMLS, quelques spécificités liées à l'impression plastique vont être décrites dans la partie suivante.

### **1.3 Caractérisation des matériaux pour les technologies en impression plastique métallisée**

La large gamme des matériaux disponibles permet de réaliser des dispositifs hyperfréquences adaptés aux applications ciblées. Le choix du matériau se situe au niveau de :

- la permittivité diélectrique qui va permettre de répondre à des enjeux de compacité
- la tangente de pertes pour la fabrication de composant à haut facteur de qualité
- des propriétés mécaniques ou thermiques particulières.

Pour toutes ces applications, le concepteur doit avant tout caractériser le matériau et les bandes de fréquences d'utilisation. Le choix des dispositifs de caractérisation est limité. Les dispositifs en guide d'ondes permettent de caractériser le matériau sur une large bande de fréquence comparée aux structures résonantes et présentent l'avantage ici de pouvoir être fabriqués en impression 3D. La Figure 10 illustre un dispositif de mesure en guide d'ondes, où l'échantillon est placé dans la portion de guide d'ondes B entre les deux transitions A (transitions coaxiales vers guide d'ondes).

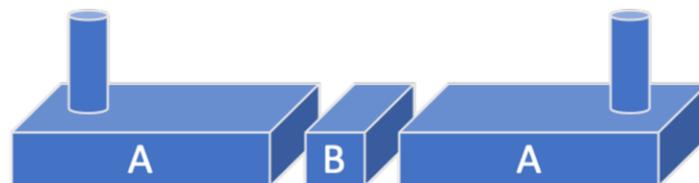


Figure 10. Illustration du dispositif de mesure en guide d'ondes [17].

Ainsi, dans le cadre de la thèse de Julien Haumant des cellules de caractérisation imprimées en 3D en bande S (2,2 GHz – 3,3 GHz) (Figure 11) et en bande C (5,85 GHz – 8,2 GHz) ont vu le jour [17]. Le dispositif a été pensé pour être réalisé par impression plastique métallisée (à partir d'une imprimante *Form3* alliant rapidité d'impression de pièces 3D et qualité industrielle). Vu les dimensions maximales autorisées par l'imprimante, la cellule a été divisée

en plusieurs parties : 2 transitions lignes coaxiales vers guides d'ondes, 2 prolongements de transition pour assurer l'établissement du mode fondamental et plusieurs supports de matériaux pour être adaptable à des épaisseurs différentes des échantillons à caractériser. La Figure 12 montre le modèle de transition avec plongeur d'excitation, dont les dimensions de la cellule en bande S sont les suivantes :  $l_c = 31,5$  mm,  $a = 86,36$  mm,  $b = 43,18$  mm et  $l = 140,7$  mm. De plus, afin de pouvoir mesurer la réponse des échantillons, le kit de calibration TRL composé d'un reflect et deux tronçons de guide différents a également été imprimé. Enfin, des algorithmes écrits sous Matlab permettent la conversion des paramètres S vers les paramètres diélectriques des échantillons mesurés. L'idée est ici d'imprimer les cellules de caractérisation en fonction des bandes de fréquence étudiées et des tailles d'échantillon, voire même de s'adapter à des formes d'échantillons particulières en imprimant les supports dédiés à chaque échantillon.



Figure 11. Cellule de caractérisation et dispositifs de calibration TRL en bande S [17].

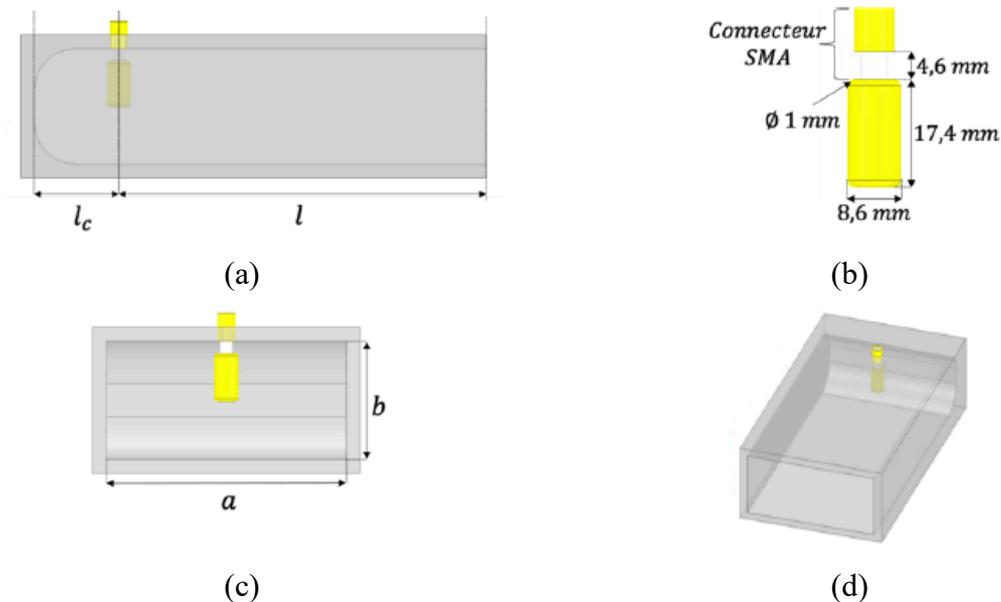


Figure 12. Modèle de la transition guide d'ondes WR340 (bande S). (a) vue de côté. (b) Plongeur d'excitation. (c) Vue de face. (d) Vue globale [17].

### 1.4 Compacité des dispositifs hyperfréquences

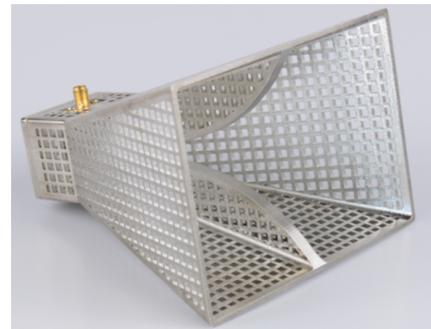
Grâce à la flexibilité de conception, l'impression 3D offre la possibilité de réaliser des formes nouvelles de composants hyperfréquences.

#### 1.4.1 Réduction du poids

Comparée à de l'usinage classique ou de l'impression métallique, l'impression plastique métallisée permet d'optimiser le poids des composants, le plastique métallisé pesant moins lourd que des parois en métal. De plus, quel que soit le type d'impression, il est possible de diminuer encore le poids des dispositifs par des perforations de parois sans perturbation du champ électromagnétique. Ces perforations doivent être positionnées dans des minimums de champ électrique et doivent être petites devant la longueur d'onde pour ne pas dégrader les performances du composant RF. Ces perforations peuvent être appliquées à des guides d'ondes, des filtres [15] ou encore des antennes. Ainsi, la Figure 13 illustre un exemple d'antenne avec et sans perforation [18]. Le poids des antennes est comparé dans le Tableau 3. Avec perforations et des parois affinées, le poids de l'antenne peut être divisé 5 par rapport à une antenne identique fabriquée en usinage classique et cela sans dégradation de l'adaptation (Figure 14) ni du diagramme de rayonnement (Figure 15). La Figure 16 montre une bonne concordance entre simulation et mesure de l'adaptation de l'antenne avec perforations, mis à part une légère dégradation, i.e. une faible remontée du coefficient de réflexion, due à un défaut de métallisation proche du connecteur.



(a)



(b)

Figure 13. Antenne ridgée (a) sans perforation. (b) avec perforation [18].

Tableau 3. Comparaison des poids d'antennes en fonction de la méthode de fabrication.

Antenne	Poids
Usinée	380 gr
Imprimée (parois de 3 mm)	180 gr
Imprimée (parois de 2 mm)	120 gr
Imprimée avec perforation et parois de 2 mm	76 gr

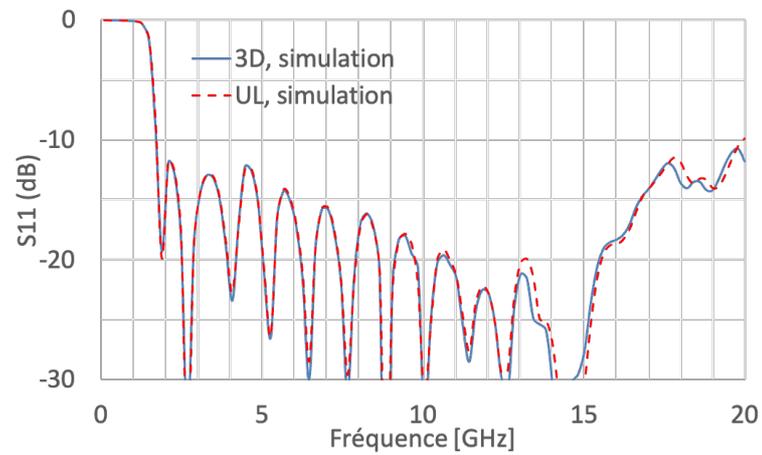


Figure 14. Comparaison du niveau d'adaptation des antennes (3D) ultralégère (UL) avec perforations et sans perforation [18].

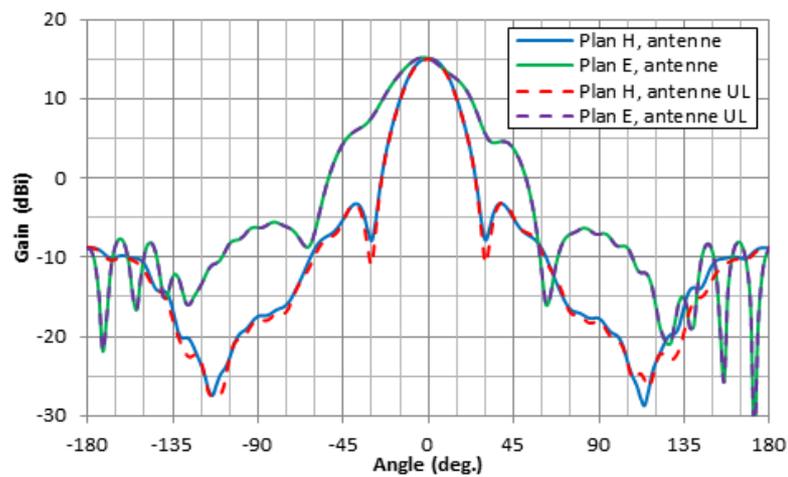


Figure 15. Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés des antennes (3D) ultralégère (UL) avec perforations et sans perforation [18].

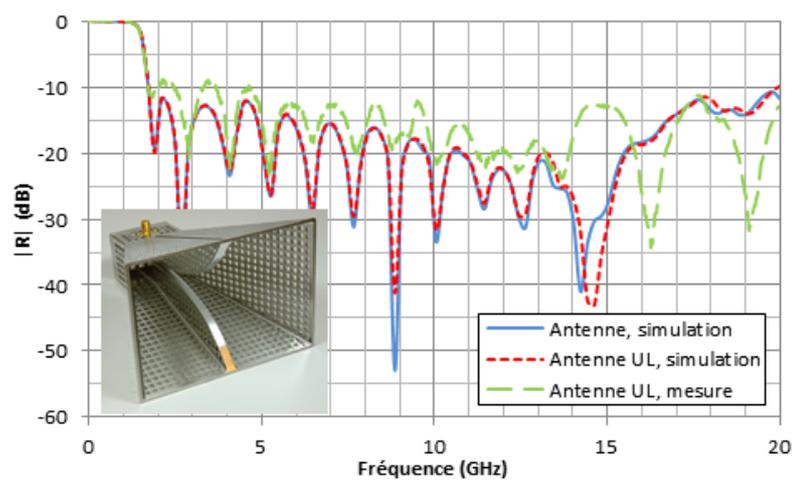


Figure 16. Comparaison simulation / mesure du niveau d'adaptation de l'antenne ultralégère (UL) avec perforations [18].

### 1.4.2 Réduction du volume

#### 1.4.2.1 Matériau à forte permittivité diélectrique

Aux journées nationales des microondes en 2019 était proposée aux étudiants une compétition, où l'objectif était de réaliser une antenne miniature de drone pour la détection des avions de ligne. L'antenne fabriquée devait avoir un plan de masse de dimension 20 mm x 150 mm correspondant à la dimension du capot supérieur du drone, elle devait être placée au centre du plan de masse et devait avoir une dimension maximale de 80 mm de longueur x 80 mm de largeur x 20 mm de hauteur. Ainsi, Julien Haumant en thèse en 2019 a proposé de concevoir une antenne bicône (Figure 17). Cette antenne est classiquement réalisée avec un profil linéaire, cependant, l'impression 3D offre une flexibilité dans la forme de conception qui a permis de transformer l'antenne d'un profil linéaire à un profil incurvé en passant par un profil exponentiel permettant de rendre cette antenne compacte. Pour améliorer encore sa compacité, l'antenne a été imprimée avec du fil de permittivité élevée ( $\epsilon_r = 10$ ). Ainsi, la Figure 18 présente le dessin de l'antenne bicône final rendue compacte grâce à l'utilisation d'un matériau à permittivité élevée et à sa forme particulière adaptée et optimisée à la technique d'impression. Cette antenne qui a été réalisée (Figure 19) rayonne à 1090 MHz (Figure 20) avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et un gain de 2 dBi (Figure 21). Elle a pu détecter un avion de ligne à plus de 350 km. Ainsi, la technique d'impression 3D a permis une originalité du profil et une utilisation d'un matériau à forte permittivité répondant ainsi au critère de compacité exigé par le concours.

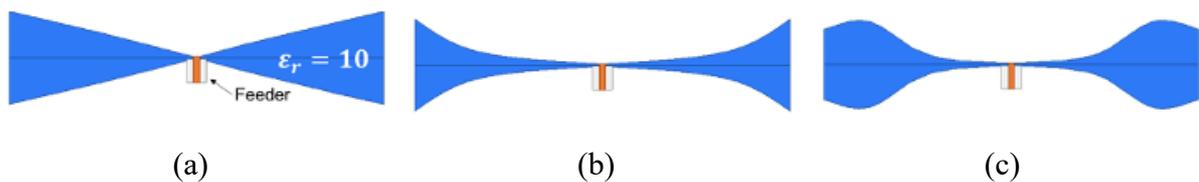


Figure 17. Évolution du profil de l'antenne. (a) linéaire. (b) exponentiel. (c) incurvé [17].

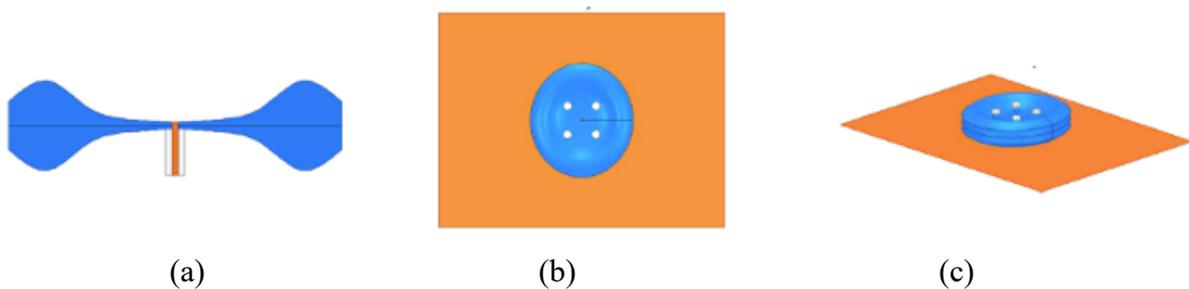


Figure 18. Design de l'antenne bicône. (a) Vue de profil. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté [17].



Figure 19. Prototype fabriqué de l'antenne bicône [17].

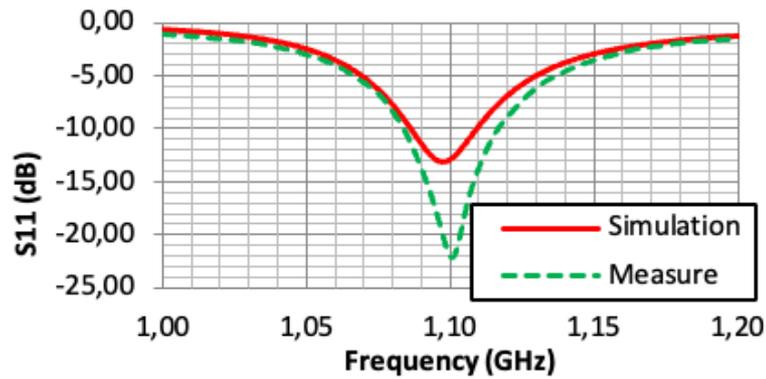


Figure 20. Comparaison simulation mesure du paramètre S11 (dB) [17].

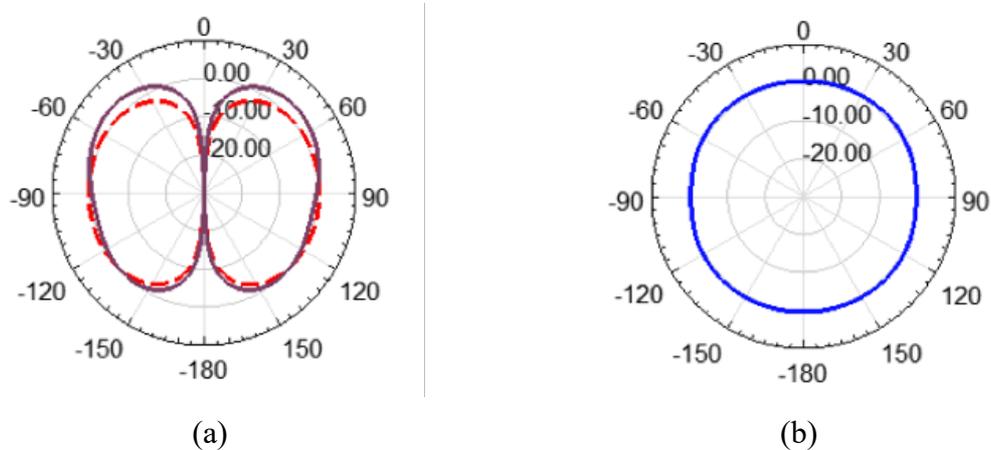


Figure 21. Diagramme de rayonnement. (a) Élévation (Phi=0deg en trait plein et Phi=90deg en pointillé). (b) Azimuth [17].

#### 1.4.2.2 Matériau à gradient de permittivité diélectrique

L'antenne précédente a montré que l'impression 3D pouvait offrir la possibilité d'imprimer des matériaux à permittivité élevée. Pour aller plus loin, dans le cadre de la thèse de Jefferson Champion, l'objectif était de concevoir des antennes compactes à large bande de fréquences avec une miniaturisation de la cavité située à l'arrière de l'antenne tout en améliorant les performances de celle-ci. L'antenne spirale d'Archimède (Figure 22 (a)) fait partie des antennes dites quasi-indépendantes de la fréquence, elle est définie par des angles, cependant la fréquence minimale est liée au diamètre extérieur des brins de l'antenne et la fréquence maximale par le diamètre intérieur (au centre de l'antenne). L'énergie du lobe arrière de l'antenne est perdue si l'antenne ne possède pas de plan réflecteur ou si la cavité est remplie d'absorbant. Avec une cavité, l'idée est d'avoir des interférences constructives sur toute la bande de fréquence, et donc un déphasage entre l'onde émise et l'onde réfléchi compris entre  $\pm 120^\circ$ . La polarisation circulaire d'une antenne spirale est définie par le sens de rotation des brins. De plus, si d'un côté de l'antenne spirale, la polarisation est de type RHCP (Right Hand Circular Polarization), de l'autre côté de l'antenne elle est de type LHCP (Left Hand Circular Polarization). Il en est de même lorsque l'onde réfléchi par le plan réflecteur métallique arrive au niveau de l'antenne. Ainsi, si la cavité a une hauteur  $\lambda/4$ , cela provoque deux fois un déphasage de  $90^\circ$ . De plus, un plan réflecteur métallique provoque un effet miroir entre l'onde

incidente et l'onde réfléchie par le plan, alors il y a un déphasage de  $+180^\circ$  entre ces 2 ondes. Avec une hauteur de cavité égale à  $\lambda/4$ , l'onde dans une cavité subit les déphasages successifs suivants :  $+90^\circ + 180^\circ + 90^\circ = 360^\circ$  (Figure 22). En résumé, la hauteur de la cavité optimale est  $h = \lambda/4$ , permettant une augmentation du gain de 3 dB par rapport à une antenne sans cavité.

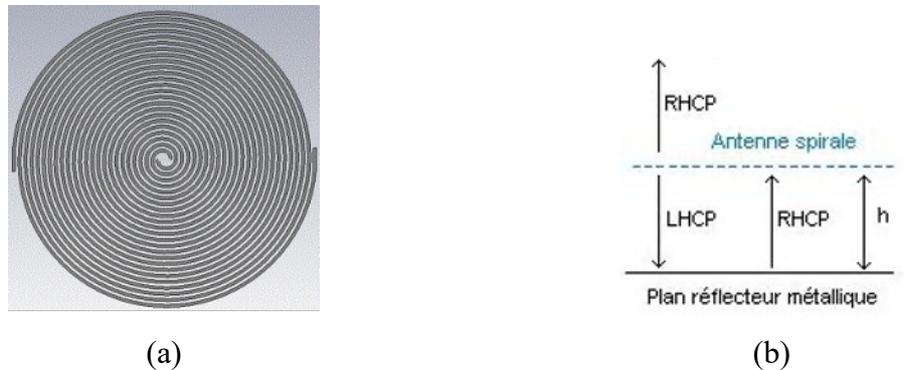


Figure 22. (a) Antenne spirale d'Archimède. (b). Polarisation circulaire sur plan réflecteur.

Lors de mon stage de Master 2 chez Thales Systèmes Aéroportés, une cavité à permittivité diélectrique progressive a été étudiée. L'objectif de cette cavité est d'éloigner électriquement le plan de masse du circuit rayonnant en ajoutant une permittivité diélectrique élevée vers l'extérieur de l'antenne et ainsi de diminuer la permittivité progressivement vers le centre afin de toujours rester dans la zone d'interférences constructives (Figure 23).

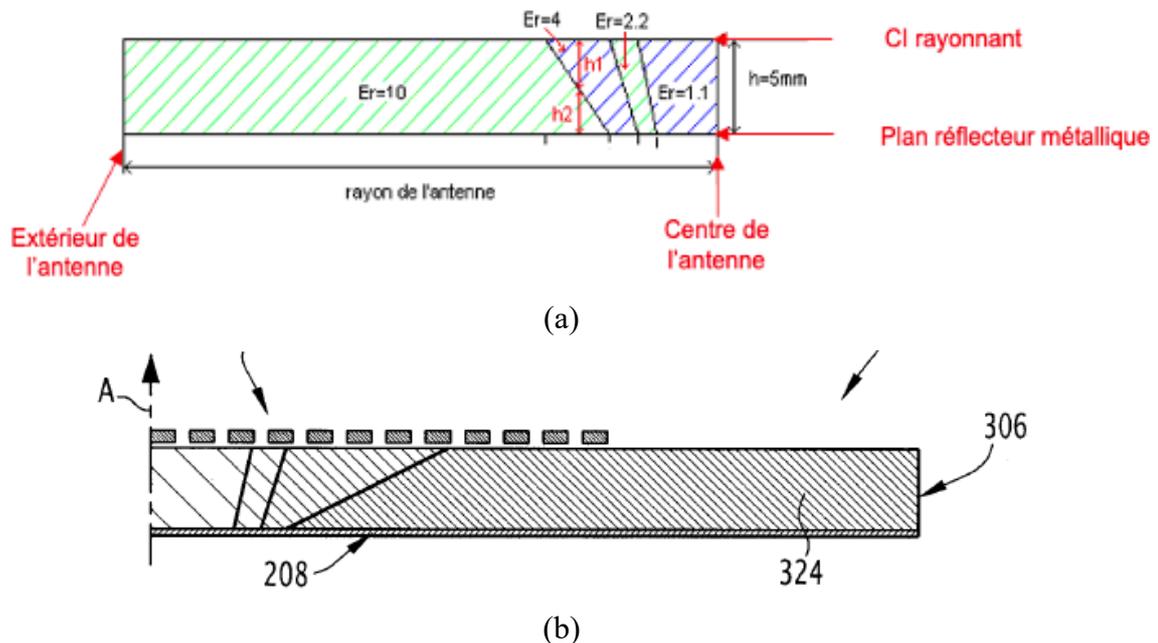


Figure 23. Dessin de la cavité à permittivité diélectrique progressive. (a) Étude issue du stage. (b) Brevet [19].

Ainsi, il est possible en utilisant une cavité remplie d'un ou plusieurs matériaux dont les caractéristiques permettent de rester dans la zone d'interférence constructive d'obtenir une antenne à cavité miniature et performante sur toute la bande de fréquence. Cependant, la précédente méthode présente des complexités de réalisation où des gaps d'air peuvent apparaître lors de l'association des différents matériaux. Pour pallier ce problème, il a été envisagé de tirer parti des avantages de l'impression 3D et de la gamme de permittivité des matériaux disponibles afin de structurer un matériau à gradient de permittivité. Ces travaux

réalisés dans le cadre de la thèse de Jefferson Champion [20] nécessitent bien sûr une connaissance précise des caractéristiques des matériaux une fois imprimés, ils doivent ainsi être caractérisés avant de définir le gradient.

Pour une hauteur de cavité,  $h$ , la permittivité relative en fonction de la fréquence peut être déterminée à partir de l'équation (1).

$$\varepsilon_r = \left(\frac{\lambda_0}{4h}\right)^2 \quad (1)$$

Sachant que l'anneau de rayonnement a un rayon théorique de  $\lambda_0/(2\pi)$  à une fréquence donnée, alors la permittivité relative en fonction du rayon  $r$  de l'antenne et de la hauteur de la cavité  $h$  fixée peut être calculée à partir de l'équation (2).

$$\varepsilon_r(r) = \left(\frac{\pi r}{2h}\right)^2 \quad (2)$$

Une optimisation d'une cavité de hauteur 20 mm a été effectuée à partir de quatre matériaux dont la permittivité est égale 1, 2, 5 et 10. Ainsi, la Figure 24 montre l'évolution de la permittivité souhaitée en fonction du rayon de l'antenne afin de rester dans la zone d'interférences constructives, ainsi que le dessin de l'antenne sur cavité à permittivité variable. Grâce à la méthode de fabrication envisagée du matériau à gradient de permittivité, i. e. imprimé en 3D, il est possible de choisir 2 matériaux différents en utilisant une imprimante telle que la RAISE 3D PRO qui possède deux têtes d'impression. Les matériaux choisis sont les PREPERM 3 et PREPERM 10, dont les permittivités et les tangentes de pertes théoriques données par le fabricant sont respectivement 3 et 10 pour la permittivité et  $4,6 \times 10^{-3}$  et  $3 \times 10^{-3}$  pour la tangente de pertes. Ces matériaux ont été préalablement caractérisés et présentent des permittivités réelles mesurées égales respectivement à 2,7 et 8,3. De plus, l'impression 3D permet de faire une variation de l'arrangement des inclusions selon le rayon (Figure 25 (a)) ou selon le rayon et la hauteur dans la cavité (Figure 25 (b)). Celles-ci ont été choisies de formes cubiques dans la version finale afin de mieux maîtriser le gradient. En effet, la taille des inclusions et la distance entre celles-ci présentent des différences plus petites entre théorie et mesure que lorsqu'il s'agit d'inclusions sphériques [22].

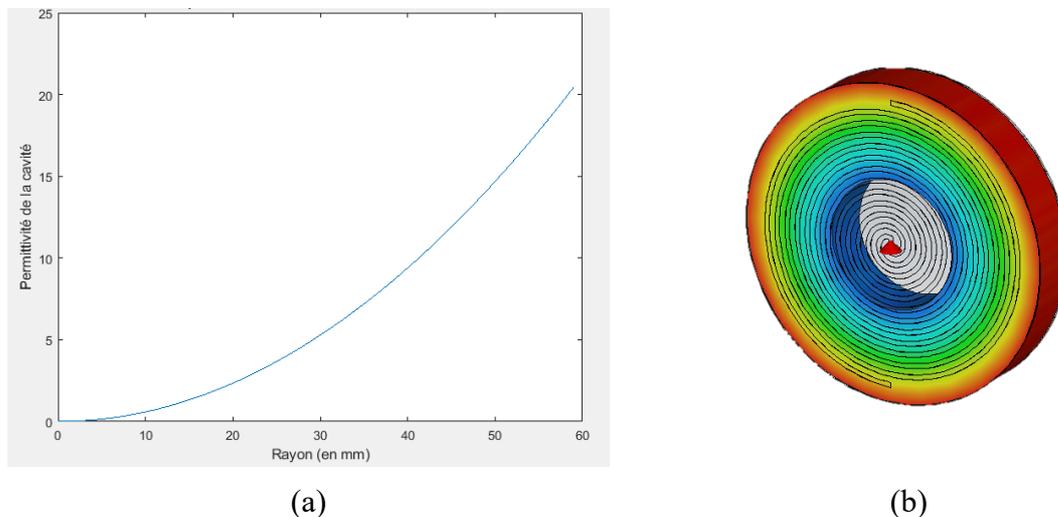


Figure 24. (a) Évolution de la permittivité en fonction du rayon de l'antenne. (b) Dessin de l'antenne sur cavité à permittivité diélectrique progressive [21].

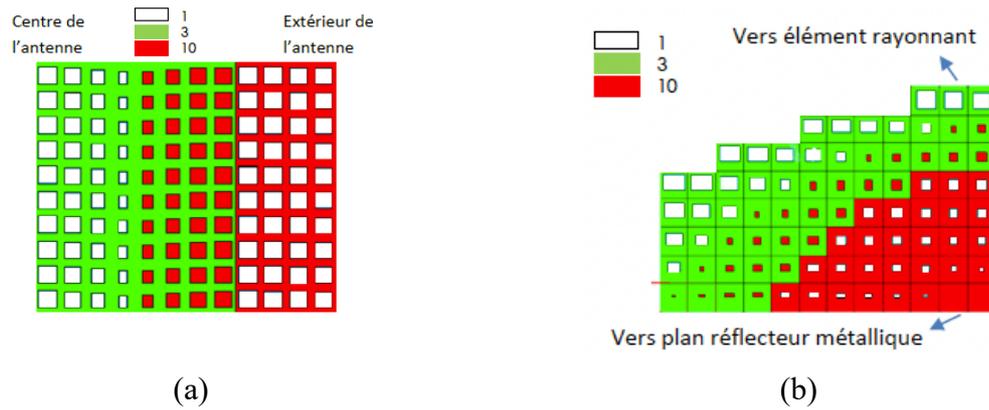


Figure 25. Arrangement des inclusions avec variation (a) Selon le rayon. (b) Selon le rayon et la hauteur [21].

La fabrication du gradient a été réalisée par parties qui ont ensuite été assemblées afin de diminuer le temps d'impression en cas de problèmes lors de la fabrication (Figure 26).

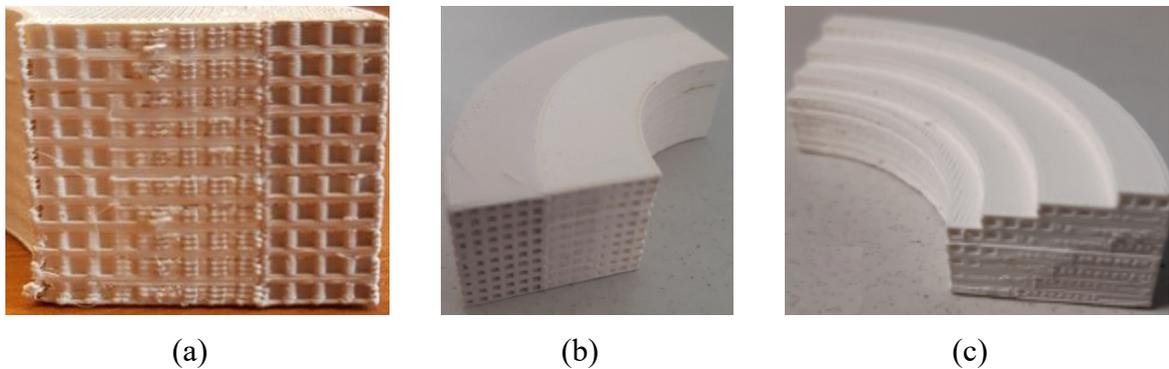


Figure 26. Réalisation du gradient de permittivité (a) Vue de coupe. (b) Fabrication d'un quart de disque à gradient selon le rayon. (c) Fabrication d'un quart de disque à gradient selon le rayon et la hauteur [21].

La Figure 27 présente les résultats mesurés des antennes avec cavité remplie d'absorbant, avec cavité d'air, avec cavité remplie du gradient de permittivité diélectrique. Hors de la bande de fréquence de fonctionnement théorique de l'antenne, le gradient de permittivité selon le rayon et la hauteur permet d'améliorer le gain à basses fréquences de plus de 7 dB entre 0,5 GHz et 0,7 GHz. L'impact du gradient est également visible autour de 7 GHz, en effet, le plan réflecteur de l'antenne avec cavité d'air entraîne une recombinaison destructive des ondes où le gain chute en-dessous de -20 dB. Le gradient permet également un léger décalage vers les hautes fréquences et donc un élargissement de la bande utile.

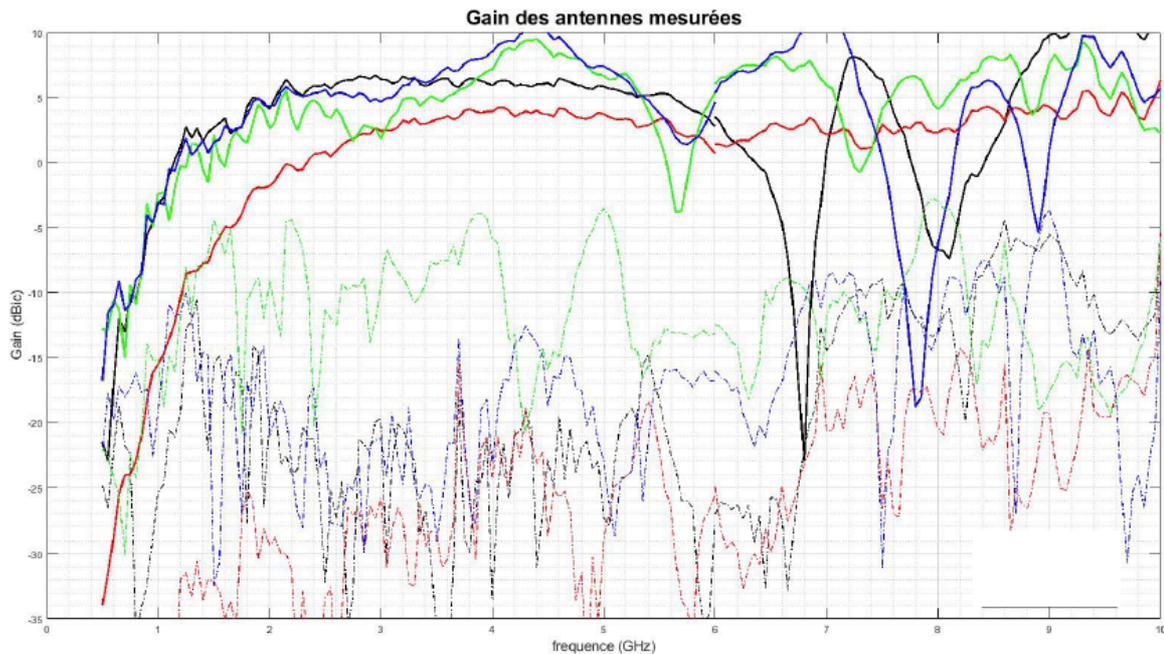


Figure 27. Gains mesurés des antennes en co- et cross-polarisation. Avec cavité remplie d'absorbant (trait rouge). Avec cavité remplie d'air (trait noir). Avec gradient de permittivité selon le rayon (trait vert). Avec gradient de permittivité selon le rayon et la hauteur (trait bleu) [20].

### 1.4.3 Intégration de plusieurs fonctions

En plus de réduire le poids et le volume, la fabrication en technologie additive offre également de nombreux degrés de liberté dans la conception des dispositifs hyperfréquences. Pour réaliser une pièce complexe en usinage classique, il est souvent nécessaire d'avoir recourt à l'assemblage d'une multitude de pièces élémentaires.

Avec l'impression 3D, les composants peuvent ne plus être réalisés individuellement mais plusieurs fonctions hyperfréquences peuvent être pensées et conçues en une seule fois. Ainsi, dans cette partie nous allons voir des antennes conçues avec leur systèmes d'excitation ainsi que la réalisation d'une lentille adaptée à l'antenne imprimée.

#### 1.4.3.1 Antenne et système d'excitation monolithique

- Antenne cornet

Des formes originales peuvent être envisagées comme par exemple pour la réalisation de transitions particulières pour des applications antennaires où la transition peut être imprimée en même temps que l'antenne. Ainsi, la Figure 28 montre le guide d'ondes correspondant à l'entrée d'une antenne cornet en bande Ku et la vue de coupe intégrant le plongeur coaxial. L'idée est d'utiliser la souplesse de l'impression 3D pour concevoir d'un seul bloc l'antenne et sa transition coaxiale vers guide d'ondes. Le plongeur est positionné à un quart de longueur d'onde de l'extrémité du guide afin que le champ s'établisse de façon optimale dans la cavité (Figure 29).

La Figure 30 montre une comparaison d'une antenne cornet conventionnelle usinée, une antenne réalisée par impression plastique métallisée ainsi qu'une comparaison de la simulation des performances mesurées de l'antenne de référence et de deux antennes imprimées avec deux

types de fils d'impression différents (ABS (Acrylonitrile-Butadiène-Styrène) et PLA (Polylactic Acid)). Les antennes sont adaptées (avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB) à partir de 11 GHz pour l'antenne usinée et 11,5 GHz pour la simulation et les mesures des antennes imprimées. Les différences entre simulation et mesures sont faibles et sont liées à la précision et la rugosité de l'impression. Pour optimiser les performances des antennes imprimées et faciliter l'impression et la métallisation, toutes les arêtes ont été incurvées. La Figure 31 présente les différents diagrammes de rayonnement mesurés et simulé en plan E à 15 GHz de l'antenne conventionnelle usinée et des antennes imprimées en 3D. Ainsi, l'antenne conventionnelle usinée possède une bande passante de 11 GHz à plus de 20 GHz et celle des antennes imprimées est de 11,5 GHz à plus de 20 GHz. Les diagrammes des antennes sont similaires que ce soit en simulation et en mesure et cela pour les différentes antennes. De plus, le gain à 15 GHz des antennes imprimées atteint 13,2 dBi soit supérieur de 0,6 dBi par rapport à l'antenne conventionnelle. Ensuite, un des avantages de la fabrication en impression 3D est le temps de prototypage, en effet le temps de fabrication de l'antenne conventionnelle est de l'ordre de quelques semaines alors que l'antenne imprimée métallisée peut être fabriquée en moins d'une semaine. Enfin, le poids de l'antenne imprimée est de 13 gr (soit 56 gr de moins qu'une antenne conventionnelle) pour un coût de fabrication d'environ 100 euros (estimé en 2018 au moment de la fabrication de l'antenne) soit plus de 350 euros de moins qu'une antenne conventionnelle.

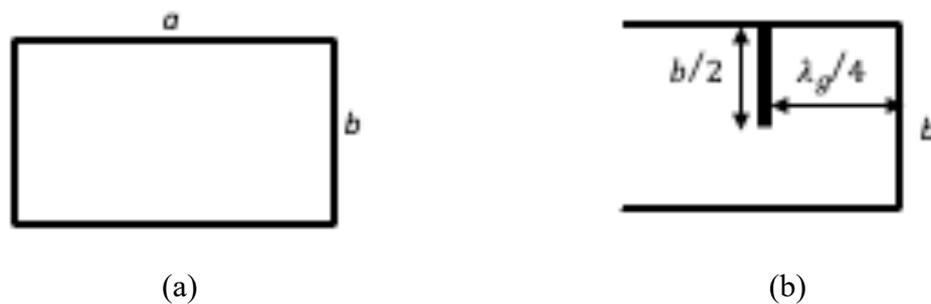


Figure 28. (a) Vue de coupe du guide d'onde. (b) Vue de côté [23].

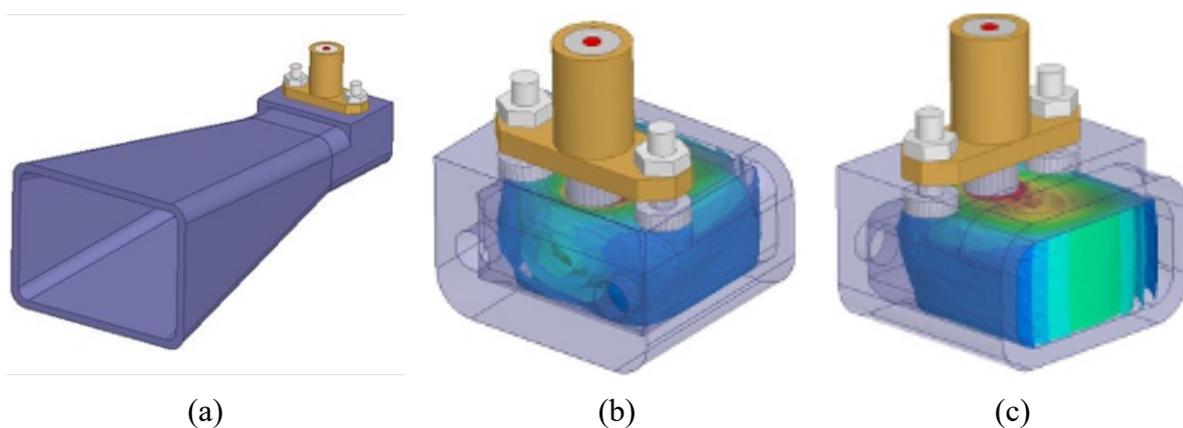


Figure 29. (a) Dessin de l'antenne cornet avec sa transition intégrée. (b) Champ électrique dans la transition vue de derrière. (c) Champ électrique dans la transition vue de côté [23].

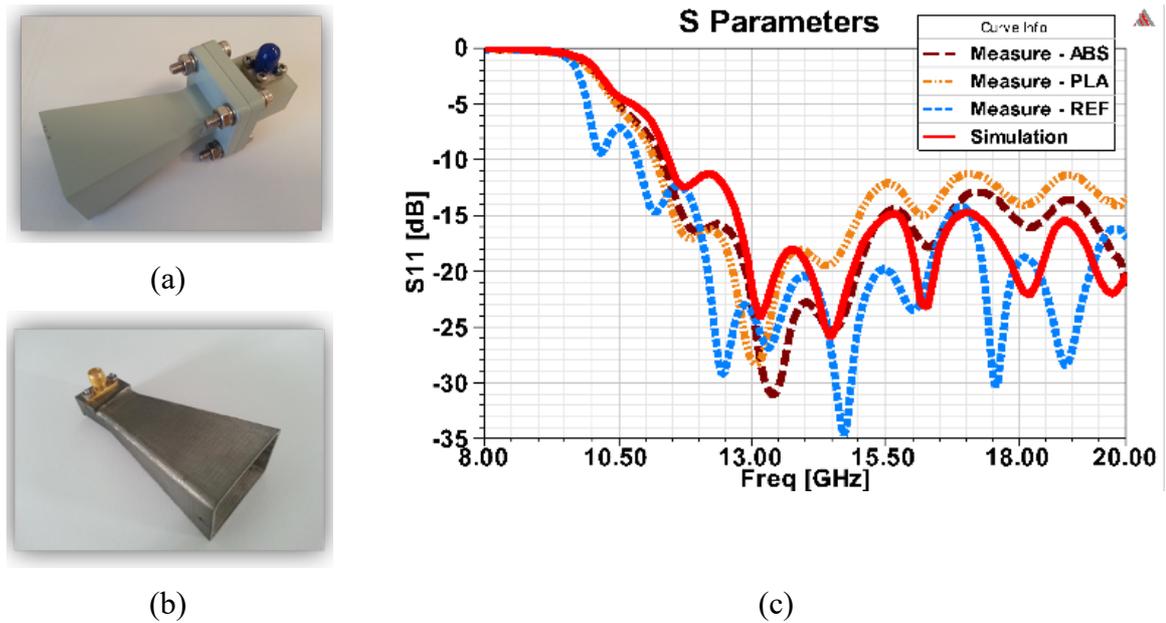


Figure 30. (a) Antenne conventionnelle usinée. (b) Antenne réalisée par impression plastique métallisée. (c) Comparaison des résultats de mesure en fonction du procédé de fabrication [23].

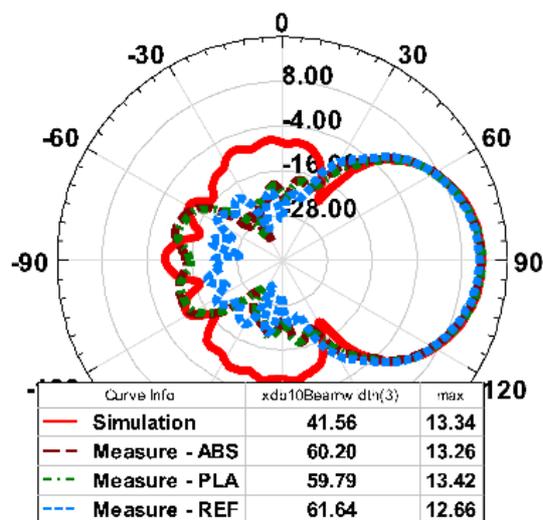


Figure 31. Comparaison des diagrammes de rayonnement plan E à 15 GHz simulé et mesurés de l'antenne conventionnelle et des antennes imprimées [23].

- Antenne pétale

Afin de montrer des possibilités en termes de performances d'antennes compactes, une antenne large bande a été conçue avec son système d'excitation. L'antenne choisie est une antenne « pétale » basée sur un cornet TEM à ouverture progressive qui fait partie des antennes indépendantes de la fréquence permettant ainsi de viser des applications large bande. L'antenne étant alimentée par une ligne bifilaire, une transition coaxiale vers bifilaire est donc nécessaire afin de pouvoir connecter et mesurer l'antenne.

La transition coaxiale vers une ligne bifilaire en passant par une ligne coaxiale à fente est présentée sur la Figure 32 [24]. Elle est réalisée en back-to-back afin de pouvoir être mesurée et d'évaluer ses performances. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0,55 dB entre 2,5 GHz

et 20 GHz avec une adaptation sur cette bande de fréquence supérieure à 20 dB. L'objectif est d'adapter cette transition à l'impression 3D, ainsi des anneaux de maintien, non métallisés, ont été rajoutés afin de garantir une distance constante entre les conducteurs intérieur et extérieur. Ces anneaux engendrent quelques pertes supplémentaires de l'ordre de 0,25 dB (Figure 33).

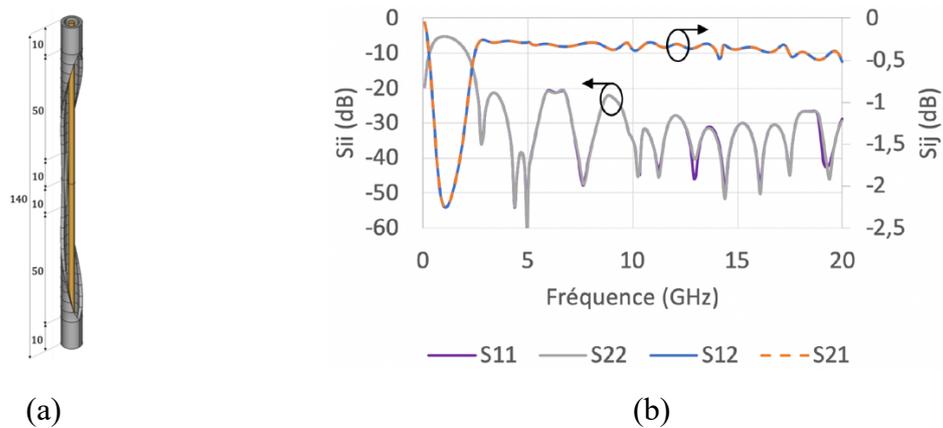


Figure 32. Transition ligne coaxiale à fente vers bifilaire en back-to-back (a) Dessin 3D. (b) Résultats de simulation électromagnétique [24].

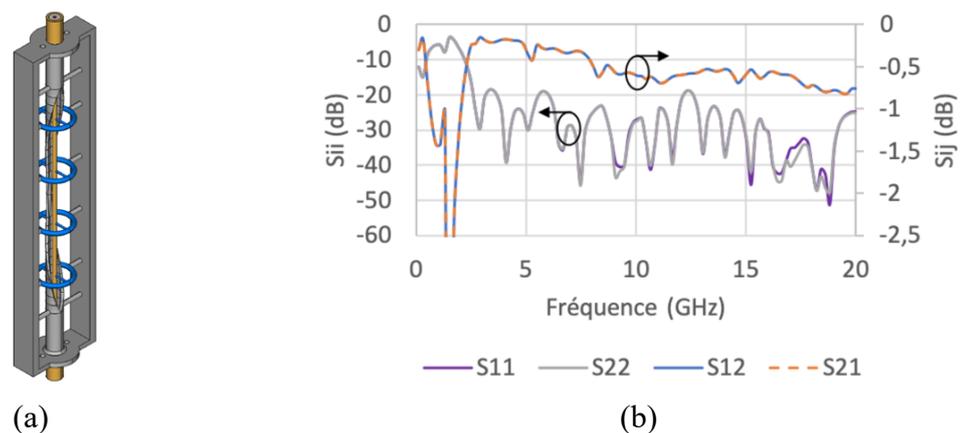


Figure 33. Transition adaptée à l'impression 3D (a) Dessin 3D avec anneaux de maintien. (b) Résultats de simulation électromagnétique [24].

La Figure 34 présente les différentes étapes de réalisation de la transition de la simulation vers l'étape finale de fabrication. Concernant la fabrication, en premier lieu la pièce est réalisée par impression plastique SLA avec des supports évitant l'effondrement des parties sensibles. Ensuite, les supports sont enlevés et du vernis pelable est ajouté sur les anneaux de maintien. Du cuivre est alors déposé par voie chimique pour finir par un dépôt d'étain électrolytique et ainsi obtenir la transition coaxiale vers bifilaire. Les résultats de mesure (Figure 35) présentent des pertes d'insertion de l'ordre de 1,15 dB à 20 GHz. Le niveau de pertes supérieur à la simulation est lié à la rugosité de surface issu du procédé de fabrication et de la conductivité de l'étain électrolytique inférieure à celle du cuivre. Cependant, mis à part quelques points en fréquence numérotés de 1 à 5 sur la Figure 35 qui présente une remontée du niveau d'adaptation autour des -10 dB et dont la périodicité laisse suggérer une résonance au sein de la structure, l'adaptation de 2,5 GHz à 40 GHz est supérieure à 13 dB, ce qui est suffisant pour des applications antennaires.

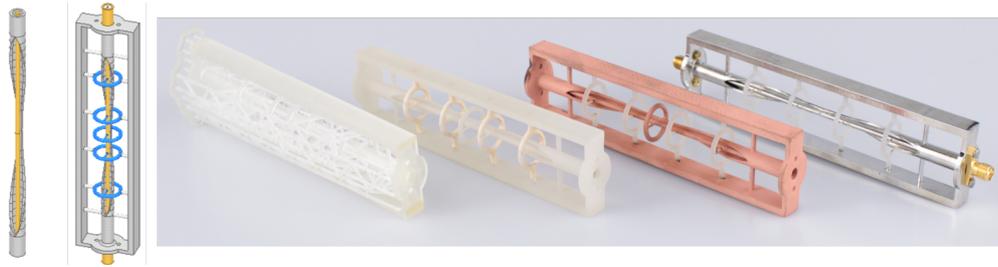


Figure 34. De gauche à droite : Design HFSS de la transition sans support; Design HFSS de la transition avec supports et connecteurs; Photographie après impression SLA; Photographie après retrait des supports d'impression et ajout du vernis pelable; Photographie après dépôt de cuivre chimique; Photographie après dépôt d'étain électrolytique (transition finale) [24].

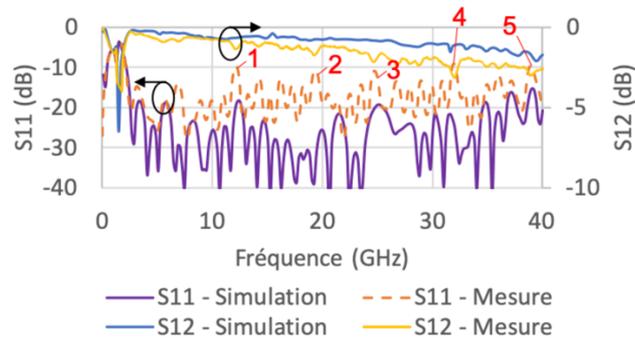


Figure 35. Comparaison simulation / mesure de la transition back-to-back [24].

L'antenne large bande choisie est une antenne pétale [25] telle que le montre la Figure 36 où le balun (BALanced - UNbalanced), i.e. transition de la ligne coaxiale vers la ligne bifilaire, est intégrée à l'antenne. L'antenne est basée sur une antenne cornet à ouverture progressive où chacun des brins a été replié afin d'augmenter la longueur électrique de l'antenne et ainsi de diminuer sa fréquence de fonctionnement minimale. Une optimisation globale est possible grâce à la conception monolithique de l'antenne et du balun associé. Ainsi, le balun permet l'adaptation d'impédance entre la ligne coaxiale  $50 \Omega$  et l'impédance d'entrée de l'antenne. L'impédance d'entrée de l'antenne est alors un degré de liberté. De plus, la dimension de l'antenne obtenue est de  $0,13 \lambda$  pour une fréquence de fonctionnement minimale de  $0,64 \text{ GHz}$  et son poids n'est seulement que de  $84 \text{ g}$ . Cette antenne a été simulée, fabriquée en deux exemplaires et mesurée. La comparaison entre la simulation et les mesures des deux prototypes est présentée Figure 37 et Figure 38 en termes d'adaptation et de gain. Les deux antennes ont été placées face à face à une distance de  $3,5 \text{ m}$  et sont supposées identiques. L'adaptation de l'antenne est supérieure à  $10 \text{ dB}$  entre  $0,6 \text{ GHz}$  et  $30 \text{ GHz}$  (limite liée aux connecteurs). Le gain de l'antenne n'a pas été mesuré en chambre anéchoïque, ainsi pour enlever les interférences liées aux trajets multiples une fenêtre temporelle a été appliquée lors de la mesure. Le gain mesuré est proche de celui simulé en co-polarisation, la cross-polarisation est dégradée probablement à cause de problèmes d'alignement.



Figure 36. Photographie d'une antenne « pétale » large bande [25].

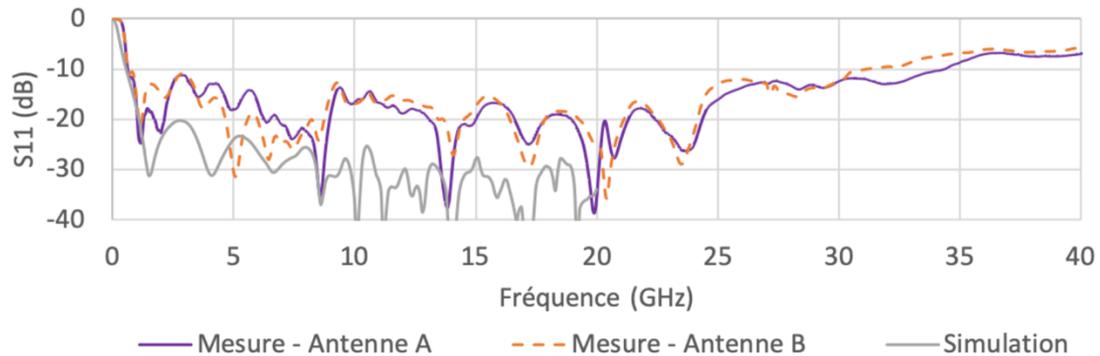
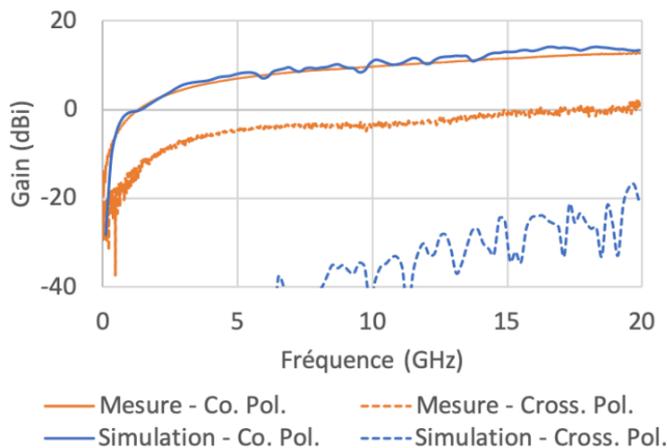
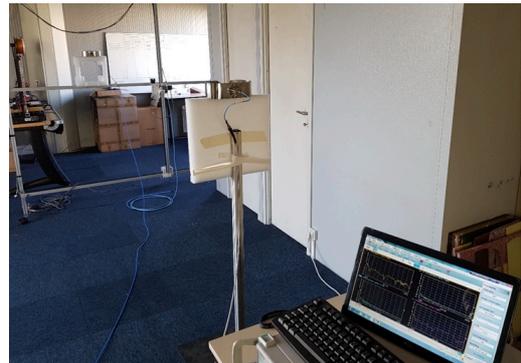


Figure 37. Comparaison de la simulation de l'antenne pétale et de deux prototypes mesurés [25].



(a)



(b)

Figure 38. (a) Comparaison du diagramme de rayonnement simulé et mesuré. (b) Environnement de mesure [25].

- Antenne à double polarisation

Pour aller plus loin et pour pallier le manque de transition large bande, l'idée est ici de réaliser une antenne à double polarisation avec transition intégrée. Afin d'être adaptée à une antenne, la transition doit permettre l'adaptation d'impédance et la séparation des polarisations. Ainsi, la Figure 39 représente une double transition qui permet de passer d'une alimentation coaxiale double à une alimentation double bifilaire pour l'excitation d'une antenne à double polarisation. Cette transition a été imprimée de façon symétrique afin de pouvoir être caractérisée mais elle peut tout à fait être imprimée en même temps qu'une antenne.

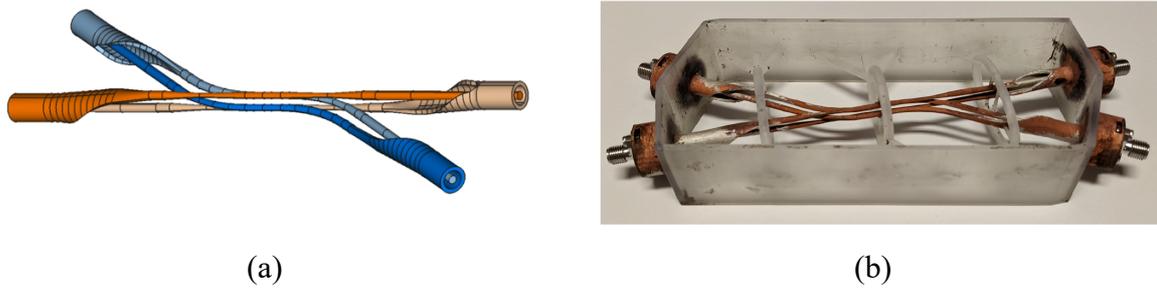


Figure 39. Double transition coaxiale vers bifilaire pour l'alimentation d'une antenne à double polarisation. (a) Modèle HFSS™. (b) Photographie du prototype fabriqué [26].

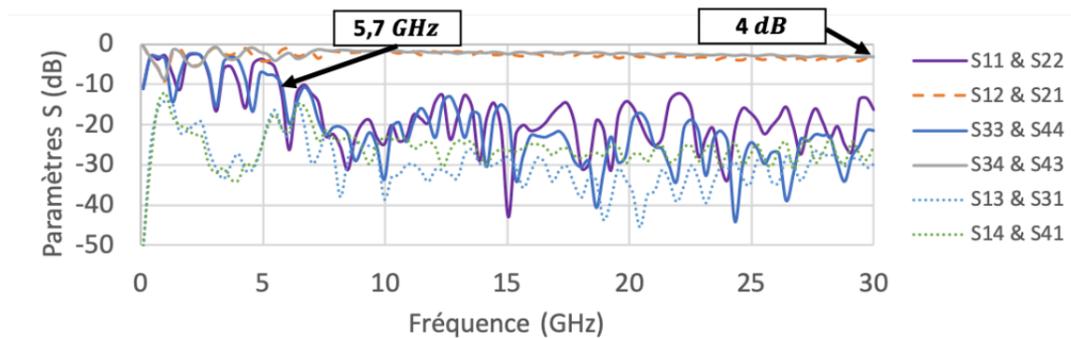


Figure 40. Résultats de simulation de la double transition [26].

Des comparaisons entre simulation et mesure sont présentées à la Figure 41. Les pertes d'insertion mesurées, de l'ordre de 8 dB à 20 GHz, plus élevées qu'en simulation (de l'ordre de 3 dB à 20 GHz) sont dues à des problèmes de fabrication des conducteurs intérieurs, des alimentations coaxiales décentrées, une mauvaise métallisation de certaines zones qui a été en partie compensée par une métallisation à partir de laque d'argent mais dont la conductivité n'est pas connue. Une conductivité simulée de l'ordre de 20000 S/m permettrait a priori d'expliquer la différence entre simulation et mesure sachant que l'épaisseur de métallisation n'est pas prise en compte dans les simulations et que les conducteurs ne sont pas simulés en plastique métallisé mais comme des conducteurs pleins. Les pertes par effet de peau ne sont donc pas prises en compte en simulation.

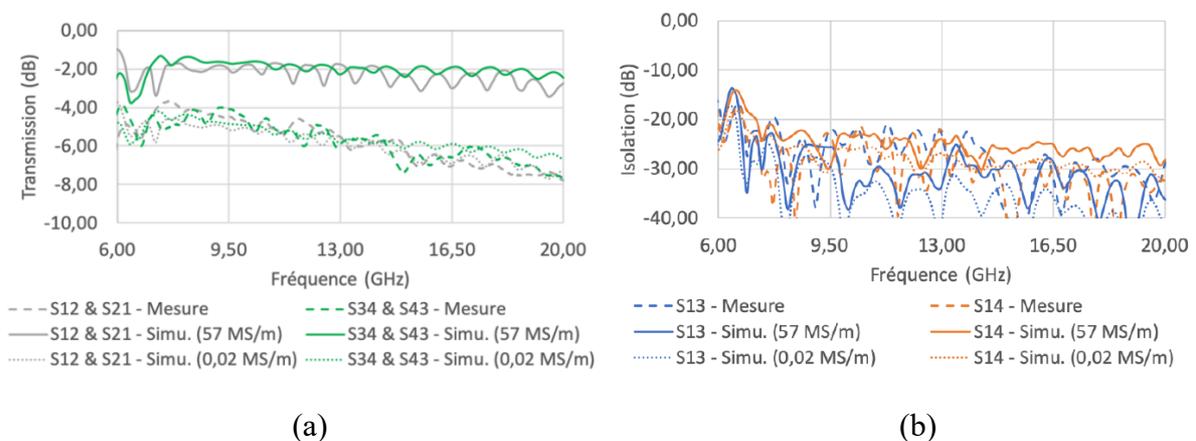


Figure 41. Comparaison rétro-simulations / mesure de la double transition back-to-back. (a) Transmission (dB). (b) Isolation (dB) [17].

Afin de valider le fonctionnement de la double transition, une antenne classique à quatre ridges avec transition intégrée a été conçue. La Figure 42 présente le dessin de l'antenne avec sa transition intégrée. La transition a pour rôle de séparer les polarisations et de convertir le mode TEM vers le mode TE. Sur la Figure 43, les résultats de simulation de l'antenne montrent une adaptation supérieure à 15 dB et un niveau de couplage entre les voies inférieur à -20 dB sur toute la bande de fréquence (de 6 GHz à 20 GHz). Cette antenne présente un gain réalisé simulé compris entre 9,5 dBi et 13,5 dBi sur toute la bande de fréquence.

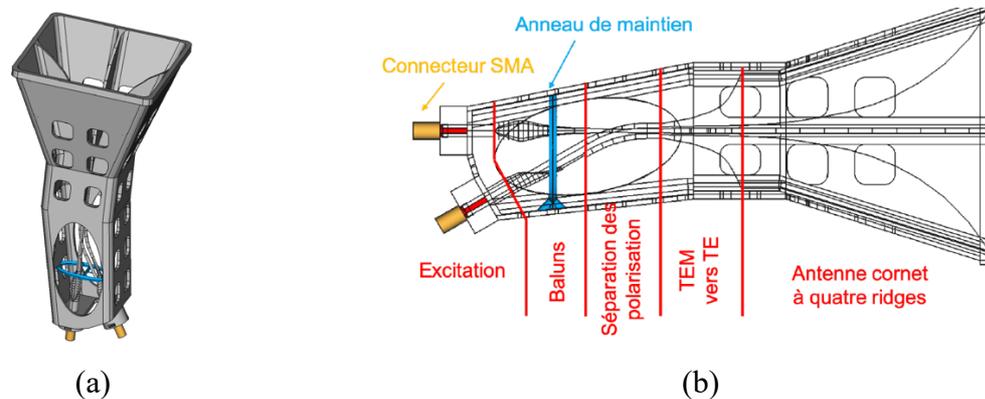


Figure 42. Antenne à double polarisation. (a) Dessin 3D. (b) Vue de coupe détaillée [17].

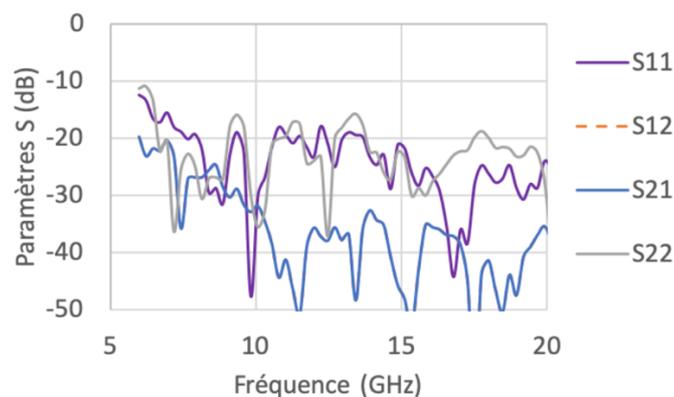


Figure 43. Résultats de simulation de l'antenne à double polarisation [17].

### 1.4.3.2 Amélioration des performances : conception d'une antenne et sa lentille

En plus de co-concevoir l'antenne et son système d'excitation, l'impression 3D offre de multiples possibilités telle que la conception d'une antenne et de sa lentille. En effet, le gain des antennes peut être amélioré avec l'utilisation de lentille directrice. Ces lentilles peuvent avoir des formes complexes grâce à l'impression 3D et nécessite des matériaux faibles pertes et imprimables en 3D telle que la résine Clear V4 ( $\epsilon_r = 2,89$  et  $\tan\delta = 0,03$ ). La Figure 44 est une illustration de la lentille utilisée sur l'antenne présentée à la Figure 42. Elle permet, comme le montre la Figure 45 (champ électrique simulé à 6 GHz), une concentration des champs dans la direction de rayonnement de l'antenne, le faisceau est plus directif et le gain est ainsi amélioré d'au moins 3 dB sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne.

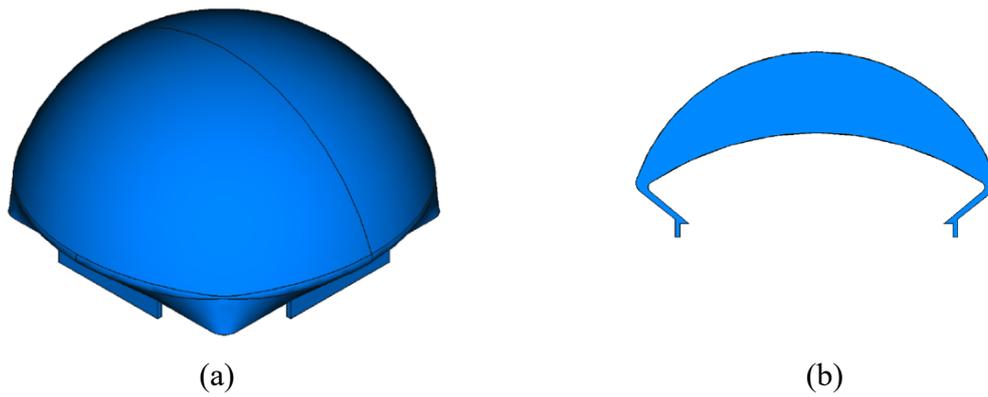


Figure 44. (a) Modèle 3D de la lentille diélectrique. (b) Vue de coupe [17].

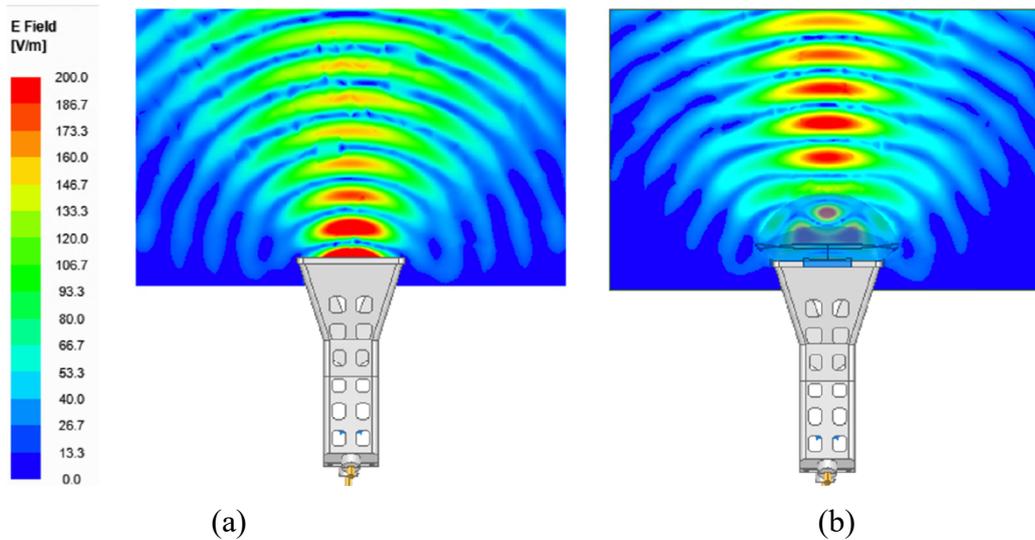


Figure 45. Impact de la lentille sur le champ électrique. (a) sans lentille. (b) avec lentille [17].

## 1.5 Formes complexes et flexibilité

### 1.5.1 Antennes à fente

La Figure 46 représente le dessin d'une antenne guide à 40 fentes rayonnantes qui a été conçue (par impression 3D SLA sur une imprimante Formlabs Form 2, Figure 47) comme antenne de référence avec des dimensions permettant de répondre aux exigences des autodirecteurs radar. Cependant, celle-ci a ensuite été modifiée par 20 sous-réseaux d'antennes à deux fentes afin de pouvoir apporter la flexibilité nécessaire en termes d'orientation de faisceau nécessaire à l'application visée.

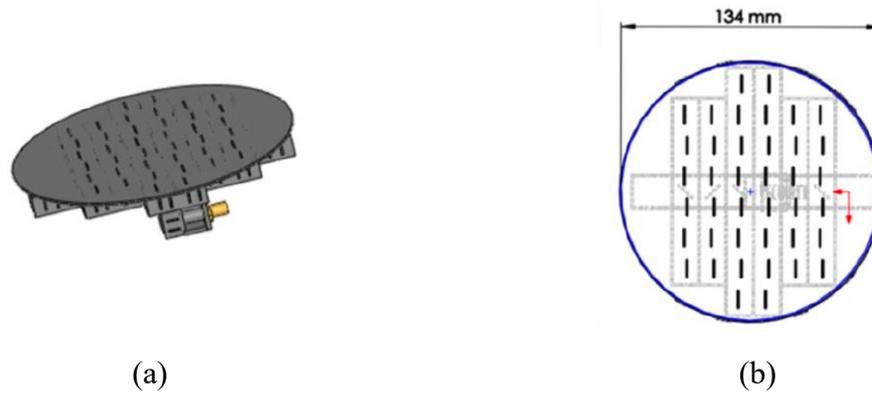


Figure 46. Dessin d'un réseau d'antennes à fentes réalisé sous HFSS. (a) Vue de dessus (b) Vue de dessus [27].

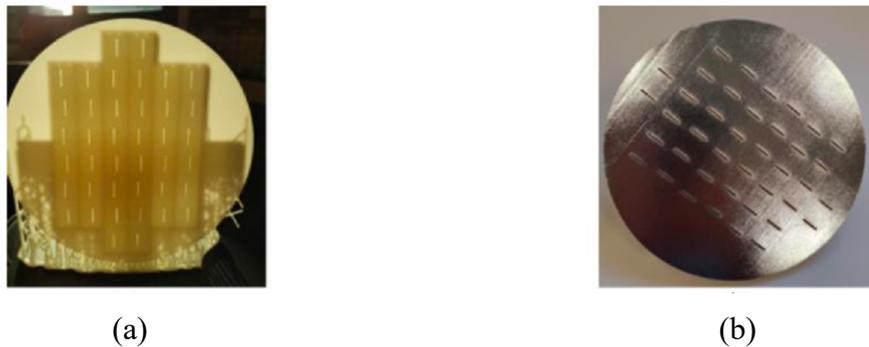


Figure 47. Fabrication d'un réseau d'antennes à fentes. (a) Après impression 3D en SLA. (b) Après métallisation [27].

La Figure 48 présente deux sous-réseaux d'antennes à fentes qui sont conçus dans le but d'être intégrés à une antenne réseau à dépointage électronique [28]. Ces sous-réseaux sont dessinés et optimisés pour être imprimés en SLA. Les étapes de métallisation sont les suivantes : un bain de palladium pour l'activation de l'interface suivi d'une croissance auto-catalytique du cuivre ( $3 \mu\text{m}$ ), une électrolyse du cuivre pour une croissance de  $10 \mu\text{m}$  et d'étain pour une protection supplémentaire de  $10 \mu\text{m}$ . De plus, des fentes non rayonnantes sont insérées dans la cavité de manière à favoriser la métallisation des parois internes. Les éléments sont alimentés par des connecteurs coaxiaux. Les dimensions des cavités et les écarts entre les fentes sont différents pour les deux versions. La première version est basée sur des petits réseaux d'antennes à fentes [29]. La deuxième version est issue de la première à partir de laquelle une optimisation a été effectuée, les positions des fentes et de l'alimentation ont alors été modifiées afin de passer d'un mode TEM au niveau du câble coaxial au mode  $\text{TE}_{10}$  du guide d'ondes. L'avantage de la première version réside en un écart plus important entre les fentes et donc des niveaux de lobes secondaires plus faibles (Figure 49).

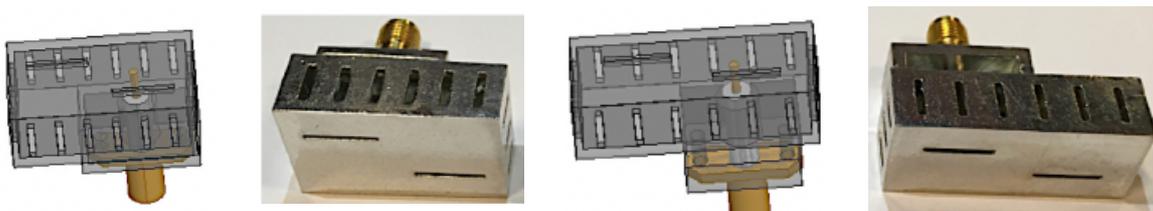


Figure 48. Modèles HFSS et prototypes de deux sous-réseaux d'antennes à fentes [28]

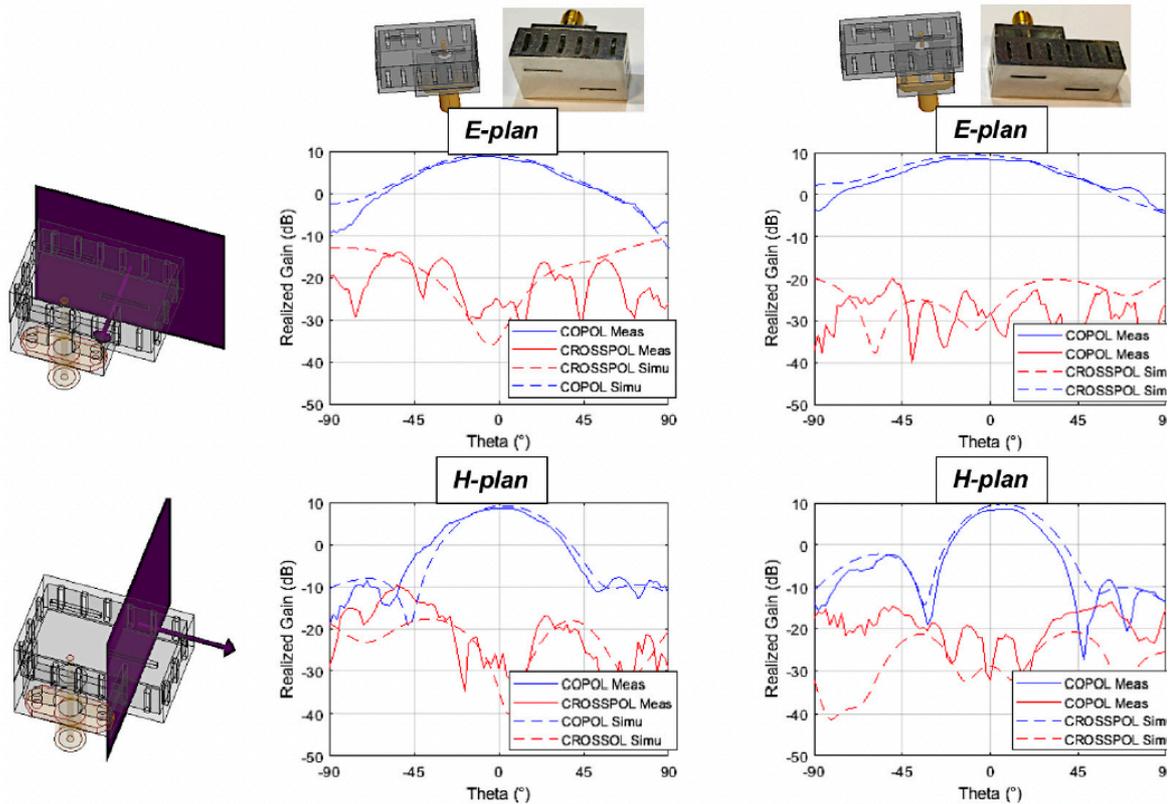


Figure 49. Comparaison simulation et mesures du diagramme de rayonnement avec le 1er sous réseau (à gauche) et le 2ème sous réseau (à droite) [28].

Ces éléments ont été mis en réseau afin de concevoir une antenne à dépointage électronique (Figure 50). L'antenne proposée possède 24 voies qui peuvent être contrôlées indépendamment. Les performances des deux antennes sont listées dans le Tableau 4. En appliquant la même loi d'amplitude et de phase sur chacun des éléments, il est alors possible d'orienter le faisceau. La Figure 51 montre la direction de faisceau principal orienté avec un angle de  $10^\circ$ ,  $20^\circ$  et  $30^\circ$ . Le dépointage du faisceau principal s'accompagne dans le plan E de l'arrivée de lobes de réseau, avec en plus dans le plan H, l'augmentation du niveau des lobes latéraux. Dans le cas du premier réseau, une orientation du faisceau de  $30^\circ$  induit un lobe de réseau apparaissant à  $-45^\circ$  avec un niveau de 17,7 dB pour un gain réalisé du lobe principal de 20,7 dB. Le deuxième réseau montre de meilleures performances pour le même angle d'orientation du faisceau. En effet, le lobe du réseau de 15,6 dB apparaît à  $97^\circ$  du faisceau principal dont le gain réalisé est de 21,6 dB.

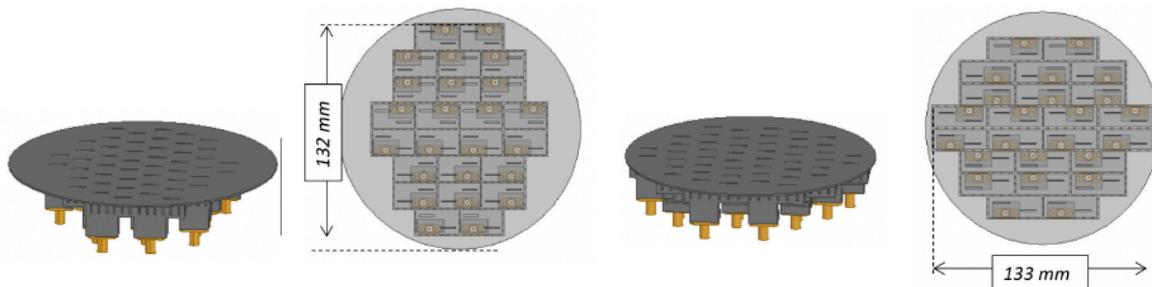


Figure 50. Modèles HFSS des deux réseaux d'antennes formés avec les deux sous-réseaux d'antennes à fentes [28].

Tableau 4. Comparaison des performances des 2 réseaux d'antennes à 24 voies.

Réseau à dépointage		1 <sup>ère</sup> version	2 <sup>ème</sup> version
Efficacité d'occupation par rapport au diamètre du plateau circulaire		79 %	81 %
Gain réalisé dans l'axe		23,2 dB	23,7 dB
Niveaux des lobes secondaires	Plan E	5,57 dB @ 17 °	1,55 dB @ 14 °
	Plan H	5,15 dB @ 16 °	5,44 dB @ 20°

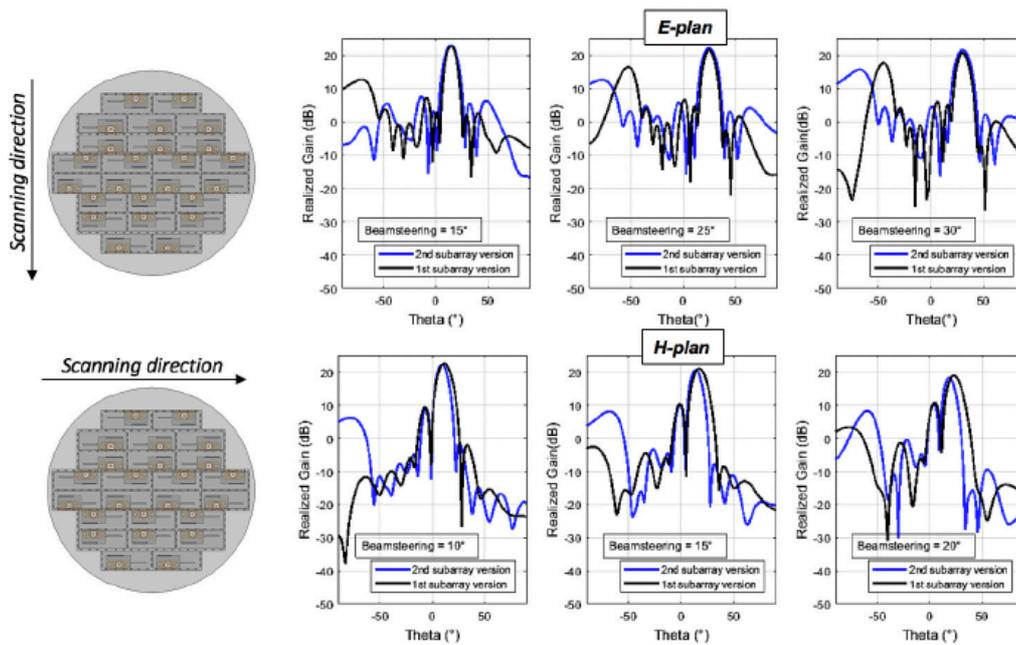


Figure 51. Simulation de la reconfigurabilité de la direction des faisceaux en plan E et en plan H [28].

Au lieu d'alimenter directement l'antenne par câble coaxial, il peut être plus utile en termes de pertes et de facilité de connexion de passer par une transition guide d'ondes vers câble coaxial. En effet, la Figure 52 montre trois sous-réseaux dont l'alimentation de l'élément rayonnant s'effectue par une transition guide d'ondes vers câble coaxial. La deuxième version permet d'être plus compact que la première, cependant l'éloignement nécessaire des fentes engendre une dégradation du gain dans l'axe. La troisième version est aussi compacte en termes de surface par rapport à la deuxième et garde le même écart entre les fentes que la première. Pour ce faire, le guide d'ondes a été replié et garde la même longueur électrique que la première version ; c'est la meilleure solution en termes de performances et de compacité. Ces trois éléments antennaires ont été mis en réseau pour former une antenne 20 voies dont le plateau est circulaire. L'idée est ainsi d'obtenir la forme la plus compacte avec les meilleures performances possibles.

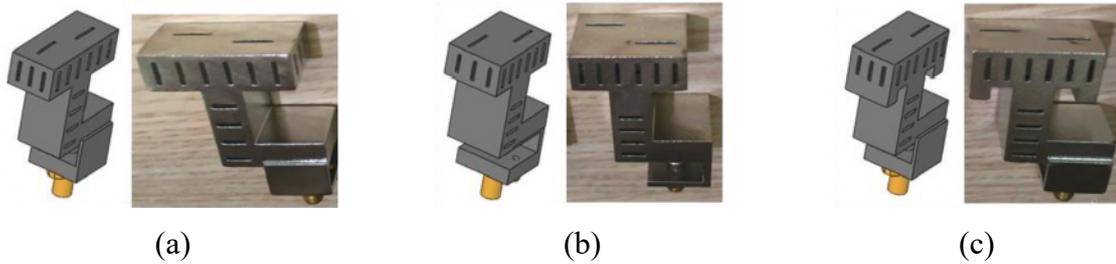


Figure 52. Modèles HFSS™ et prototypes. (a) 1<sup>er</sup> sous-réseau. (b) 2<sup>ème</sup> sous-réseau. (c) 3<sup>ème</sup> sous-réseau.

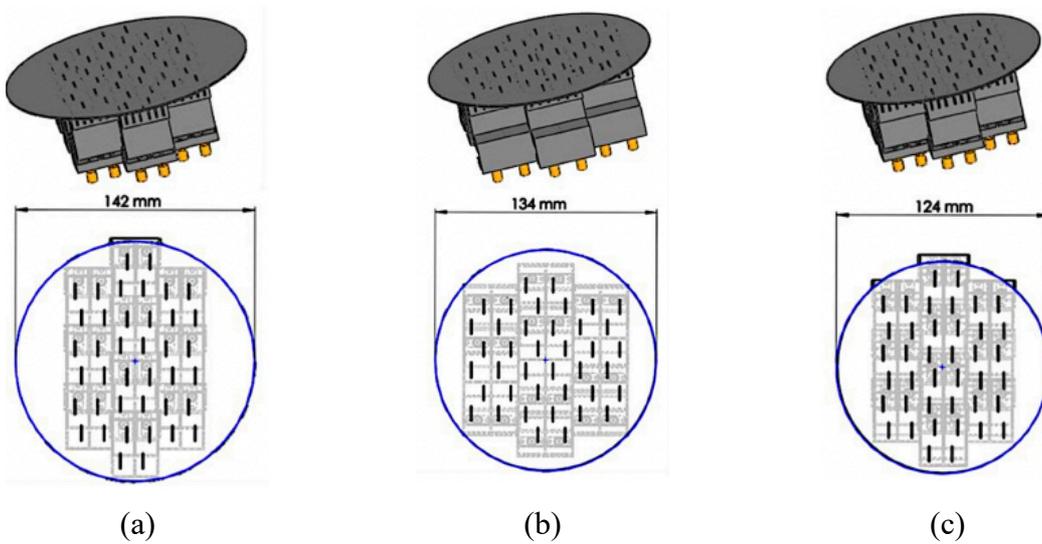


Figure 53. Modèles HFSS™ des réseaux d’antennes. (a) Avec le 1<sup>er</sup> sous-réseau. (b) Avec le 2<sup>ème</sup> sous-réseau. (c) Avec le 3<sup>ème</sup> sous-réseau.

Pour aller plus loin, la Figure 54 (a) et (b) présentent une antenne réseau à fentes 24 voies planaire et une antenne réseau 1 voie conformée. Ces antennes sont fabriquées en une seule pièce et l’objectif est de pouvoir réaliser une antenne conforme 3D (Figure 55) pour les autodirecteurs de missile. Chaque voie pouvant être contrôlée séparément en amplitude et en phase, il est possible d’orienter le faisceau comme le montre la Figure 56.

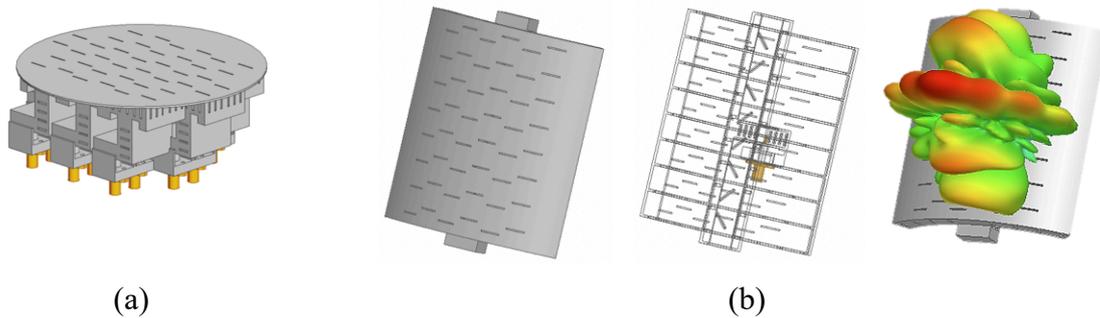


Figure 54. (a) Antenne réseaux 24 voies. (b) Antenne réseaux conformée et son diagramme de rayonnement [30].

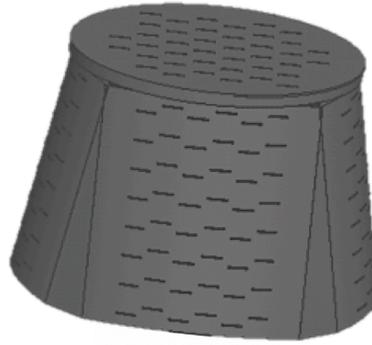


Figure 55. Antenne 3D conforme [30].

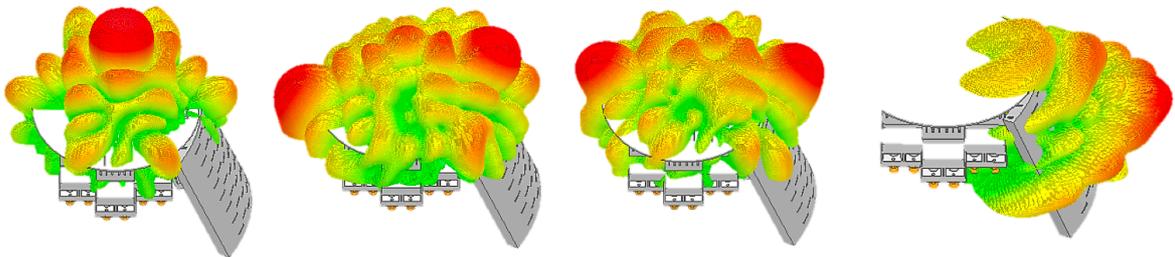


Figure 56. Accordabilité en diagramme de rayonnement de l'antenne 3D conforme [30].

### 1.5.2 Antennes à fentes et convertisseur de modes intégrés

Il n'est pas possible de faire un post-traitement sur les surfaces internes des objets 3D. Comme il a été noté précédemment les iris de couplage sont particulièrement sensibles et la moindre modification de leur forme ou de leur dimension entraîne des performances moindres des composants hyperfréquences. Une solution à base de jonction en T permet de remplacer les iris de couplage et d'améliorer les performances des antennes à fentes [31]. Ainsi, afin d'éliminer les fentes de couplage et de tirer parti de la flexibilité de conception liée à l'impression 3D, il a été envisagé de réaliser des réseaux d'antennes à fentes dont chaque élément antennaire est alimenté non pas classiquement en mode  $TE_{10}$  mais en mode  $TE_{20}$ . Les convertisseurs de mode sont utilisés dans beaucoup d'applications [32], [33]. Celui qui a été étudié ici (Figure 57) pour l'alimentation des sous-réseaux d'antennes guidées à fentes est basé sur [34] pour avoir une fréquence centrale de 15 GHz. Il est composé de 4 sections, la première permet la connexion via un guide d'ondes standard WR62 ( $a_1 = 15,8$  mm et  $b = 7,9$  mm) et supporte le mode  $TE_{10}$ . La deuxième est surdimensionnée de façon à propager le mode  $TE_{30}$  afin que le mode  $TE_{20}$  soit transmis et propagé dans la section 4 de hauteur plus faible via la section 3 comme le montre la Figure 58. Deux convertisseurs de mode ont été placés en face à face afin de pouvoir mesurer les performances. La Figure 58 présente le prototype fabriqué à partir du procédé DMLS dont les pertes d'insertion mesurées sont de 0,1 dB à 15 GHz. La Figure 59 montre une comparaison de la simulation, la mesure et une rétro-simulation prenant en compte un facteur d'échelle de 1,003 augmentant les dimensions du convertisseur de 0,3%. Cette augmentation implique le léger décalage fréquentiel observable sur la Figure 59.

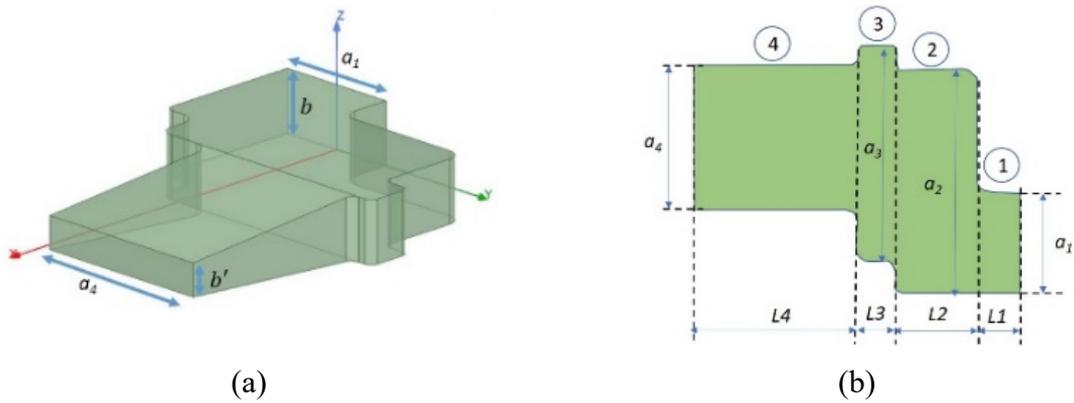


Figure 57. Structure du convertisseur de mode TE<sub>10</sub> vers TE<sub>20</sub> [35] (a) Vue 3D. (b) vue de profil.

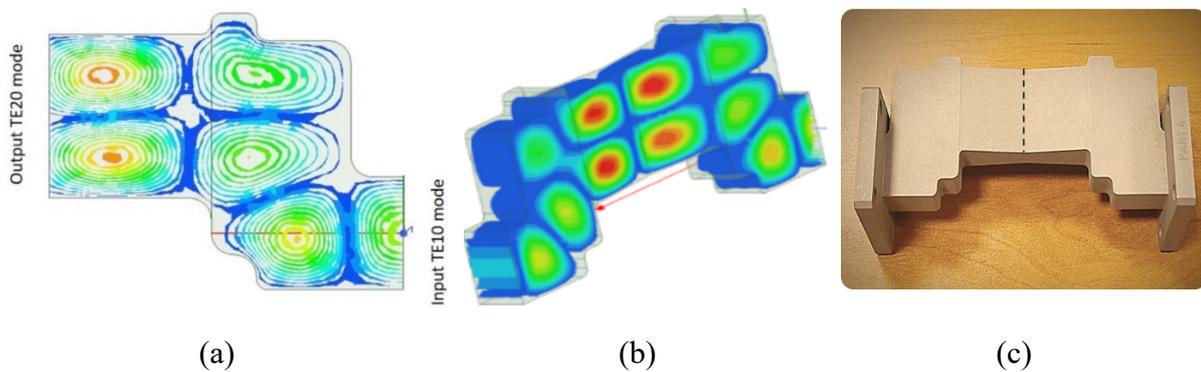


Figure 58. Champ électrique à 15 GHz. (a) Convertisseur de mode TE<sub>10</sub> vers TE<sub>20</sub>. (b) 2 convertisseurs en vis à vis. (c) Prototype imprimé en DMLS [35].

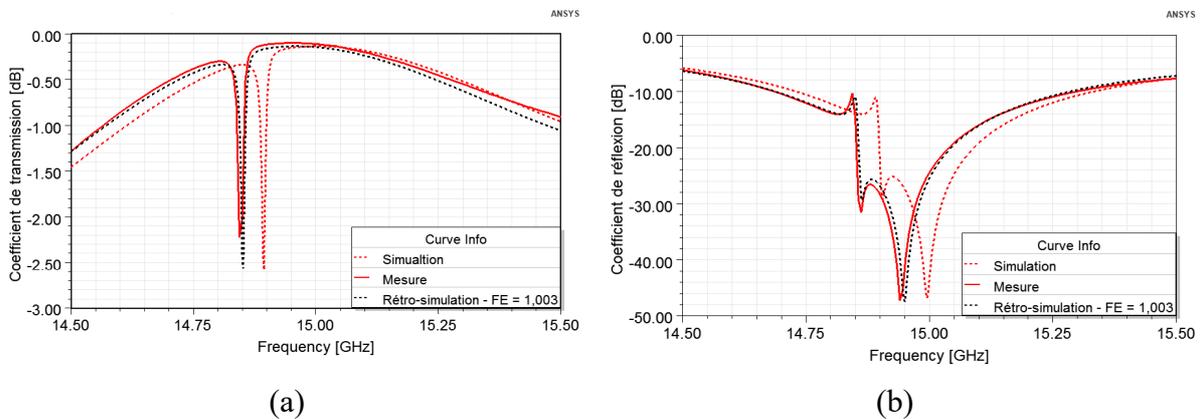


Figure 59. Comparaison simulation, mesure et rétro-simulation du double convertisseur [35].

Grâce au convertisseur de mode de TE<sub>10</sub> vers TE<sub>20</sub>, une antenne à 16 fentes sans iris de couplage a été dessinée, simulée et réalisée (Figure 60). Elle est alimentée en son centre par la portion de guide en TE<sub>20</sub> et terminée par un court-circuit à chaque extrémité. Les fentes sont longues de  $\lambda/2$  et également distantes de  $\lambda/2$ . Cette antenne a été mesurée en chambre anéchoïque et offre un gain de 18 dB avec un niveau de cross-polarisation inférieur de 30 dB par rapport au niveau de co-polarisation (Figure 61).

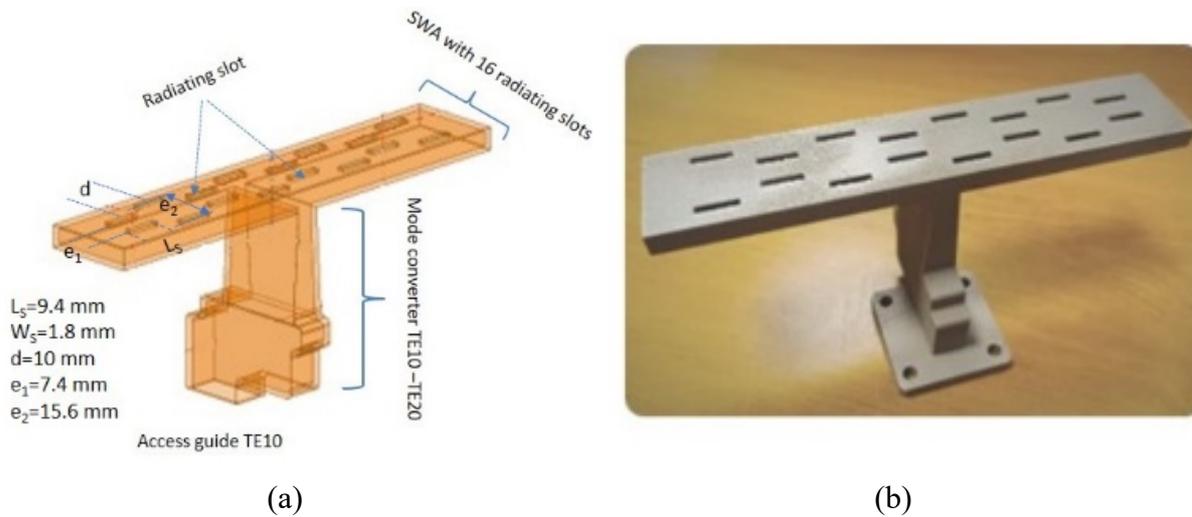


Figure 60. Antenne 16 fentes alimentée en mode TE<sub>20</sub>. (a) Dessin 3D. (b) Prototype fabriqué [35].

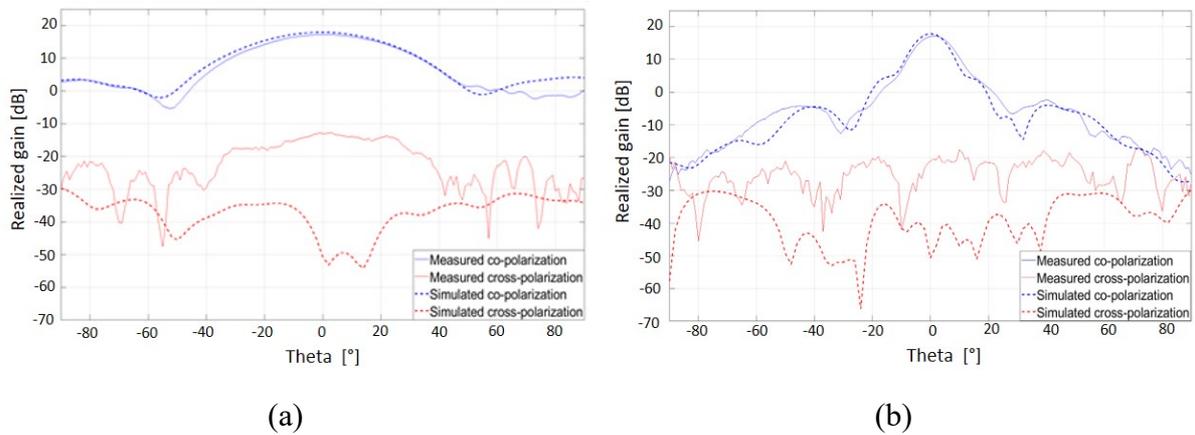


Figure 61. Comparaison simulation / mesure du gain de l'antenne 16 fentes à 15 GHz. (a) Plan E. (b) Plan H [35].

Cette antenne a ensuite été mise en réseau pour obtenir une antenne guide à 64 fentes (4x16 fentes). Pour cela, un réseau de distribution (Figure 62) a été réalisé afin que chaque sous-réseau soit alimenté de façon identique. Il possède un convertisseur de mode TE<sub>10</sub> vers TE<sub>20</sub>, la propagation se faisant en mode TE<sub>20</sub>, et trois diviseurs de puissance, le premier sert à séparer les deux chemins, le deuxième pour alimenter les sous-réseaux n°1 et n°3 et le troisième pour alimenter les sous-réseaux n°2 et n°4. Pour assurer que les signaux arrivent en phase pour alimenter chacun des éléments, il existe une différence de longueur de  $k \times \pi$  radians (avec  $k$  entier) entre les deux chemins.

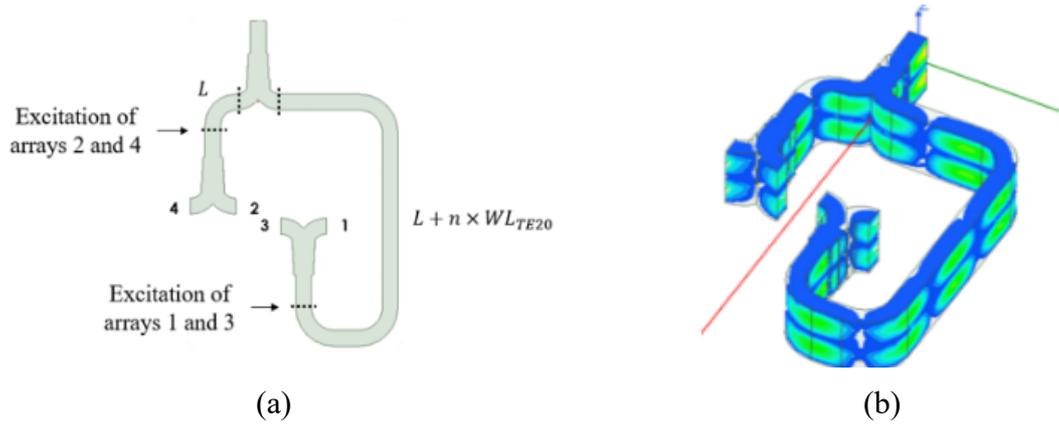


Figure 62. Dessin du réseau de l'alimentation des 4 éléments. (a) Vue de dessus. (b) Vue 3D de la distribution du champ électrique [35].

Ainsi, les 4 sous-réseaux antennaires et le réseau de distribution ont été assemblés pour former l'antenne de la Figure 63. Cette antenne a été fabriquée par procédé DMLS (Figure 64) et présente un gain mesuré supérieur à 22,2 dB avec des niveaux des lobes secondaires inférieurs à 10,1 dB (Figure 65).

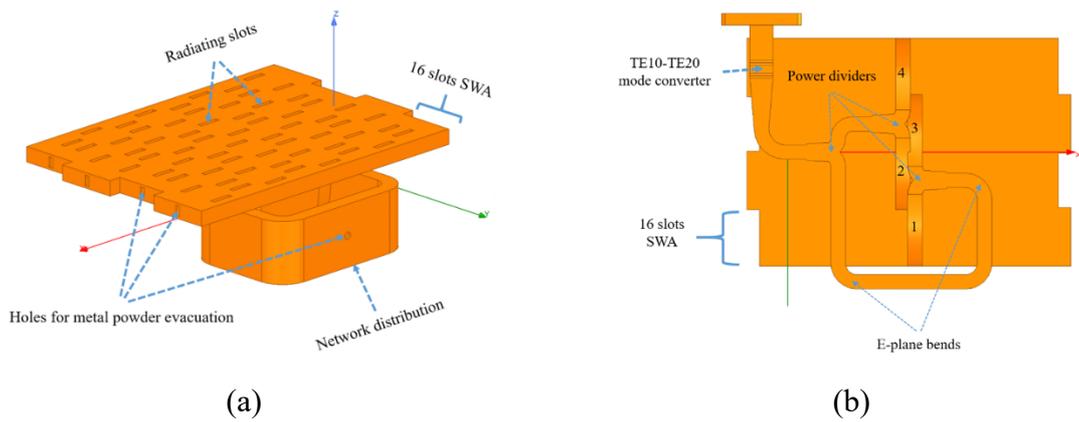


Figure 63. Dessin du réseau d'antennes guides d'ondes à fentes. (a) Vue 3D. (b) Vue du dessous [35].

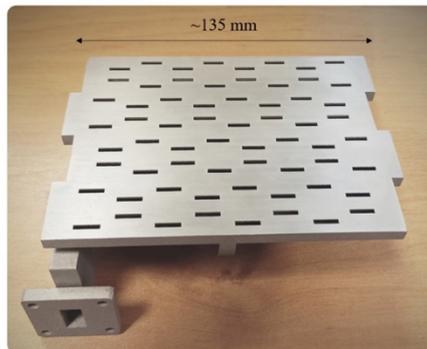


Figure 64. Prototype de l'antenne fabriquée [35].

## 1.6 Conclusion

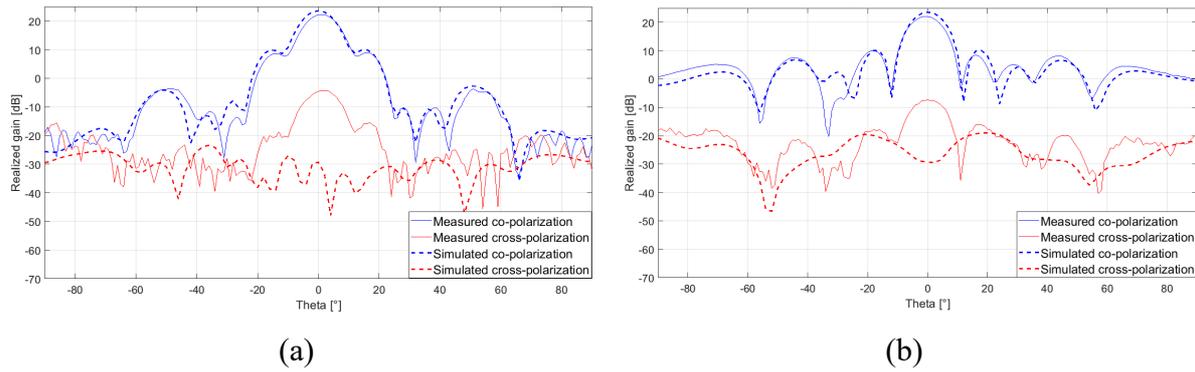


Figure 65. Comparaison simulation / mesure du gain du réseau d'antennes. (a) Plan E. (b) Plan H [35].

## 1.6 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre certains des avantages offerts par l'impression 3D. En effet, elle permet de gagner en rapidité de conception des prototypes en offrant ainsi la possibilité de faire des allers / retours rapides entre dessins et conceptions avec des faibles coûts de fabrication. La possibilité de jouer sur les épaisseurs des parois, les taux de remplissage et l'ajout de perforations permet de réduire drastiquement le poids des composants. De plus, la gamme de plus en plus importante des matériaux disponibles et le nombre de têtes des imprimantes 3D offre de nouvelles solutions en termes de compacité. Enfin, l'arrivée de l'impression 3D a révolutionné la façon de penser des concepteurs de composants hyperfréquences en offrant une flexibilité de conception. Plusieurs fonctions peuvent aujourd'hui être pensées, réfléchies et réalisées en un seul bloc réduisant les problèmes d'assemblage et permettant surtout des optimisations globales des fonctions.

L'impression 3D permet ainsi de répondre aux exigences de performances, d'améliorer la compacité par rapport aux technologies volumiques classiques, cependant cette technologie reste volumique et limite les possibilités d'intégration et de compacité. Ainsi, le chapitre suivant sur les technologies multicouches va offrir de nouveaux compromis compacité / performances / coût.



## Chapitre 2 Composants hyperfréquences en technologie multicouche

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>45</b>
<b>2.2</b>	<b>Technologie multicouche à cavités</b>	<b>45</b>
2.2.1	Thermo-diffusion .....	45
2.2.2	Résonateur et filtre ESIW .....	47
2.2.3	Antenne et transition associée.....	49
<b>2.3</b>	<b>Technologie multicouche à vernis</b>	<b>53</b>
2.3.1	Objectifs.....	53
2.3.2	La technologie à vernis .....	53
2.3.3	Démonstrateurs large bande.....	54
<b>2.4</b>	<b>Conclusion</b>	<b>57</b>



### 2.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la technologie volumique par impression 3D pouvait répondre aux exigences en termes de performances électriques tout en minimisant les coûts et les temps de prototypages. Dans ce chapitre, différentes technologies multicouches vont être présentées. Ces technologies multicouches présentent l'avantage :

- d'un encombrement réduit : utilisant la troisième dimension selon l'axe Z pour réaliser les composants hyperfréquences
- d'un bas coût
- de performances électriques élevées comparées aux technologies planaires classiques
- d'une intégrabilité aisée au sein d'un système complexe.

Ainsi, ce chapitre est divisé en deux parties, la première traite des technologies multicouches à cavité et la deuxième partie porte sur des technologies multicouches à vernis. Ces deux parties associent un faible coût de fabrication, des performances électriques élevées tout en répondant aux exigences de compacité.

Ces deux parties ont comme point commun de porter sur des technologies de rupture offrant de nouvelles perspectives de conception.

### 2.2 Technologie multicouche à cavités

Les objectifs de cette étude sont l'intégration, le faible coût de fabrication des composants ainsi que l'optimisation des performances électriques améliorées par rapport aux technologies planaires en formant des cavités dans les substrats pour tirer parti de la 3<sup>ème</sup> dimension, i. e. l'épaisseur du substrat. La technologie SIW (Substrate Integrated Waveguide) utilise déjà depuis de nombreuses années cette 3<sup>ème</sup> dimension pour former des cavités dans le substrat [36]-[37], mais la présence du diélectrique dans la cavité dégrade les performances électriques des composants, celles-ci étant fortement liées à la tangente de pertes du matériau utilisé. Ainsi, les technologies ESIW (Empty Substrate Integrated Waveguide) [38]-[39] ou AFSIW (Air-Filled Substrate Integrated Waveguide) [40]-[41] permettent de pallier ce problème en utilisant des cavités d'air. Grâce à ce type de technologie, les performances des dispositifs hyperfréquences peuvent être optimisées, cependant l'utilisation de vias pour délimiter les cavités limitent les possibilités de montée en fréquence et augmentent le coût de fabrication.

#### 2.2.1 Thermo-diffusion

Dans un contexte industriel, des études ont été menées pour réduire les coûts de fabrication et augmenter les performances des composants en utilisant des cavités remplies d'air formées dans l'épaisseur de substrats classiques à bas coût, tels que les substrats de type FR4 ou ROGERS. Habituellement, les cavités à air peuvent être réalisées par perçage et détournage du substrat puis par collage grâce à du pré-imprégné, i. e. résine thermodurcissable, comme le montre la Figure 66. L'un des problèmes majeurs de cette technique est la limitation liée aux distances minimales requises entre les perçages de la cavité et les bords de la cavité. Pour pallier ce problème et repousser ces limites, l'idée a été d'utiliser la thermo-diffusion pour former les cavités. Ces résultats de recherche sont issus de la thèse de Hassan Bouazzoui qui portait sur la

conception et la réalisation de nouvelles topologies de composants hyperfréquences en technologie PCB multicouche innovante. La formation de cavités par thermo-diffusion, comme le montre la Figure 67 est réalisée par des étapes de :

- Lamage mécanique puis laser afin d’optimiser la précision (élimination complète de l’épaisseur de substrat)
- Collage par thermo-diffusion
  - Pressage sous-vide
  - Rampe de température à pression contrôlée dont les paramètres ont été étudiés afin d’optimiser le temps du process et la tenue mécanique du collage.

En effet, la qualité du collage dépend de la température (rampe de montée, maintien et descente), de la pression (une forte pression permet de minimiser le vide entre les deux métaux à coller, cependant une trop forte pression engendre des risques de débordement de la jointure dans la cavité), de l’épaisseur du métal de collage (plus elle est faible, plus la durée de collage est faible, cependant une quantité de métal suffisante est nécessaire pour gommer les effets de rugosité des matériaux à coller) et enfin du type de métal de collage. Les études menées ont permis de montrer que des jointures étain / étain offrent une bonne tenue mécanique à moindre coût de fabrication (minimisation du coût du matériau de base et des temps de process) et ceci grâce à la faible température de transition visqueuse de l’étain (232 °C) comparée à celle du cuivre (1085 °C).

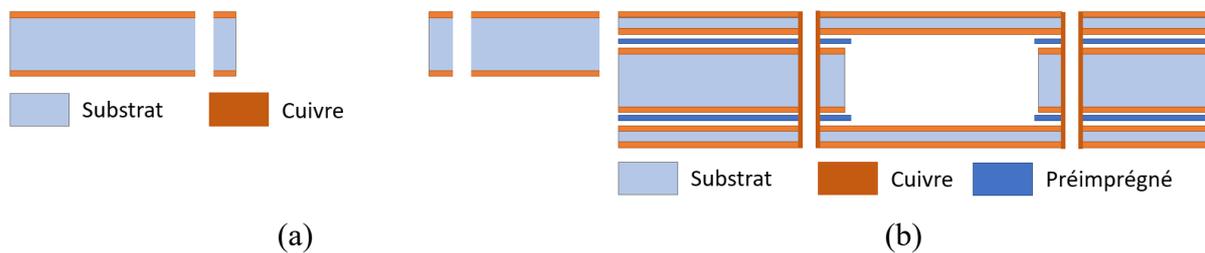


Figure 66. Réalisation de cavités à air à partir de PCB classiques et de préimprégnés. (a) Détourage et perçage de la cavité. (b) Formation de la cavité par collage de deux PCB. [42]

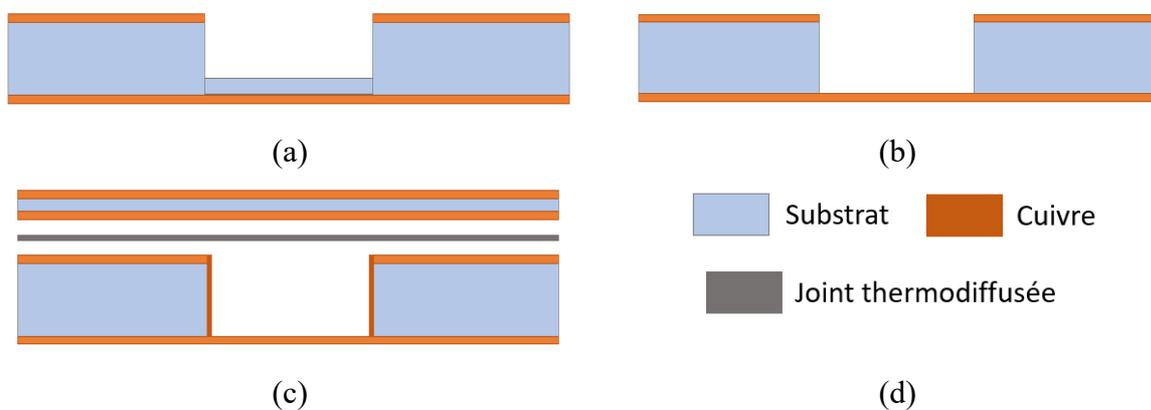


Figure 67. Réalisation de cavités à air à partir de lamage et de thermo-diffusion. (a) Lamage mécanique de la cavité. (b) Lamage laser de la cavité. (c) Formation de la cavité par thermo-diffusion. [42]

En résumé, le procédé de thermo-diffusion permet de réaliser des cavités d'air dans les substrats, augmentant ainsi les performances des composants hyperfréquences tout en minimisant les étapes et les coûts de fabrication et ceci en offrant une grande maîtrise et précision dans la formation des cavités.

### 2.2.2 Résonateur et filtre ESIW

La thermo-diffusion offre une grande flexibilité de conception. Pour illustrer cela, grâce à la collaboration de Leanne Johnson, une étude a été menée durant sa thèse sur un résonateur à piédestal et un filtre à cavités à air. La Figure 68 montre la vue en coupe et vue du dessus d'un résonateur à piédestal. Ce résonateur est constitué d'une cavité avec un plan métallique suspendu. L'objectif est d'optimiser le compromis entre :

- la compacité : qui peut être maximisée lorsque la cavité est remplie de diélectrique de permittivité supérieure à 1.
- les performances électriques : lorsque la tangente de pertes est nulle, i.e. la cavité est remplie d'air.

Ainsi, pour optimiser les performances et le maintien mécanique, le substrat diélectrique est conservé sous le plan métallique suspendu.

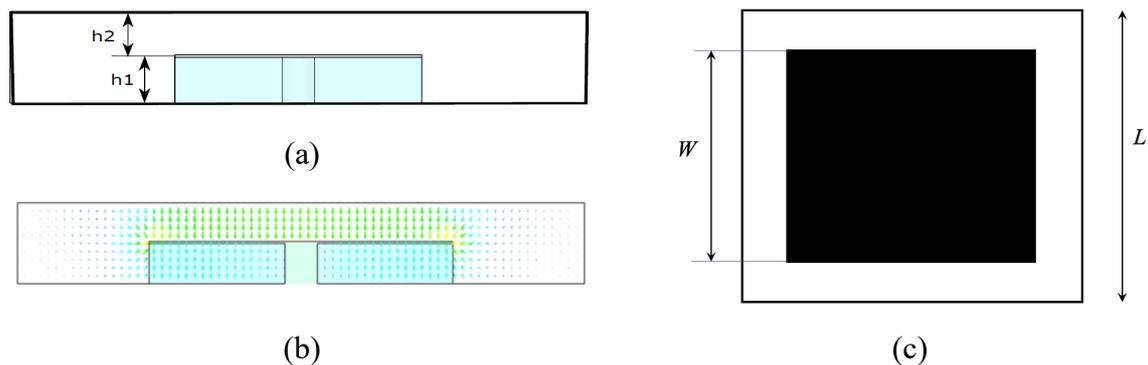


Figure 68. Cavité à piédestal partiellement remplie d'air. (a) Vue de côté. (b) Distribution du champ électrique. (c) Vue de dessus [42].

La Figure 69 illustre le dessin du résonateur associé à une transition coplanaire vers guide d'ondes. Elle présente les différentes couches de ce résonateur. Ce résonateur a été réalisé (Figure 70) avec les étapes de fabrication suivantes :

- un micro-usinage de la cavité (mécanique et laser) à partir d'un substrat Rogers RO4003C<sup>TM</sup> ( $\epsilon_r = 3,55$ ,  $\tan\delta = 0,0027$ )
- un perçage des vias
- une métallisation des vias et des parois de la cavité
- un dépôt d'étain sur le cuivre de la cavité et un feuillard pour le plan de masse supérieur
- une thermo-diffusion entre la cavité et un feuillard de cuivre couvert d'étain.

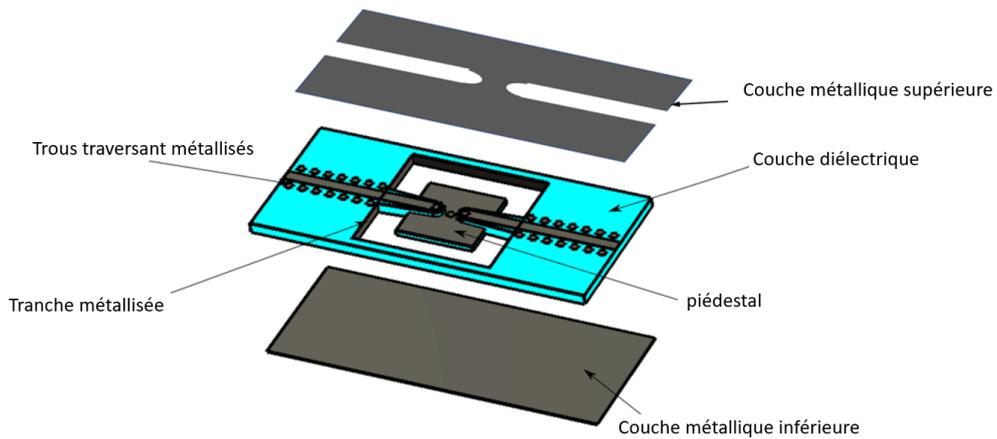


Figure 69. Vue éclatée en 3D du résonateur à piédestal [43].

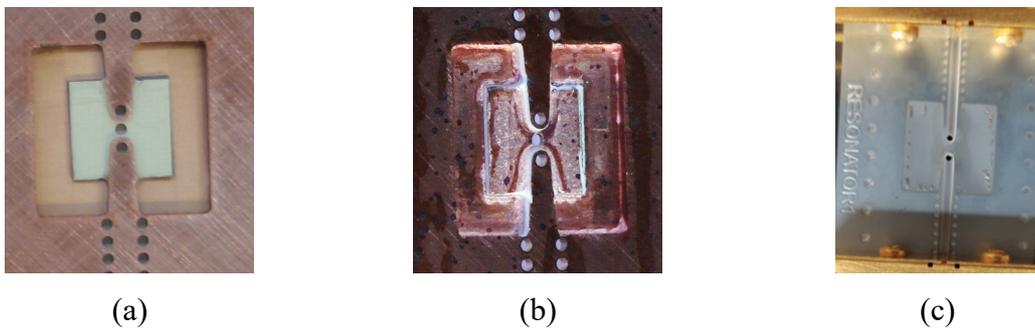


Figure 70. Résonateur après (a) lamage et perçage des vias. (b) métallisation des vias et des parois de la cavité. (c) thermo-diffusion [42].

Ce démonstrateur a été conçu pour fonctionner à la fréquence de résonance de 5 GHz. Ainsi, les dimensions sont les suivantes :  $W=7,84$  mm,  $L = 14$  mm,  $h_1 = h_2 = h/2 = 0,5$  mm. La Figure 71 montre une bonne concordance entre les résultats de simulation et de mesure. Les pertes d'insertion mesurées sont de 1,6 dB et le facteur de qualité à vide est de 285 (soit une augmentation de 50 % par rapport à un résonateur similaire rempli intégralement de diélectrique).

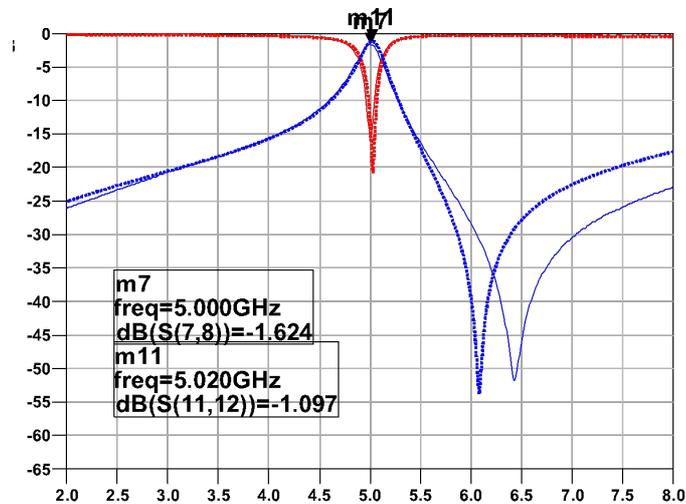


Figure 71. Comparaison simulation / mesure du résonateur à piédestal [42].

Pour aller plus loin, un filtre d'ordre 2 a été conçu (Figure 72) avec les mêmes étapes de fabrication que celles du résonateur à piédestal. La Figure 73 montre ce filtre réalisé avant et après les étapes de thermo-diffusion. Ce filtre présente une légère déformation du plan métallique supérieur ce qui a entraîné un décalage fréquentiel et une augmentation des pertes d'insertion, comme le montre la Figure 74.

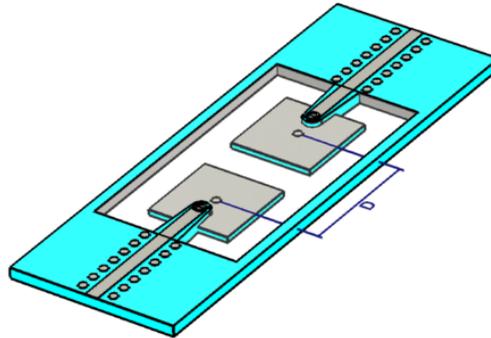


Figure 72. Dessin 3D du filtre à piédestal d'ordre 2 sans le plan métallique supérieur [42].



(a)



(b)

Figure 73. Fabrication du filtre d'ordre 2 à piédestal. (a) Avec thermo-diffusion. (b) Après thermo-diffusion [42].

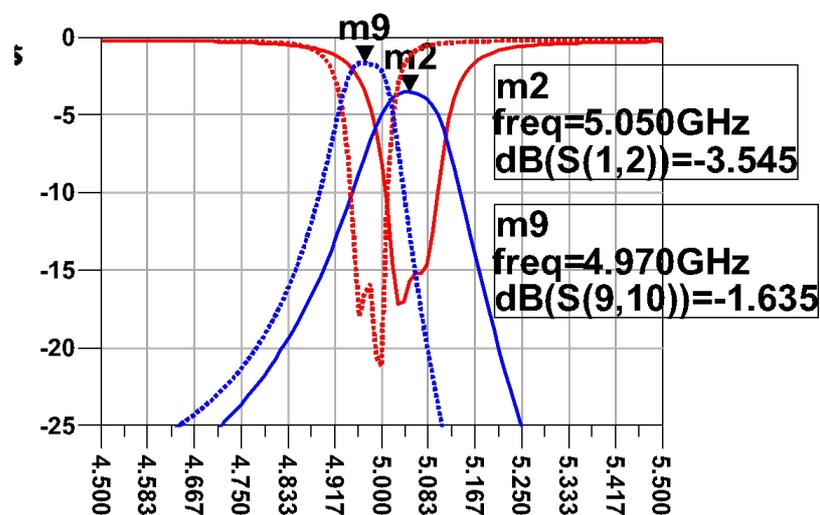


Figure 74. Comparaison simulation / mesure du filtre d'ordre 2 à piédestal et cavité partiellement remplie d'air [42].

### 2.2.3 Antenne et transition associée

Afin de mettre en avant les différentes possibilités qu'offre la thermo-diffusion, une étude sur une antenne cornet à 60 GHz intégrée dans un PCB a été menée. Pour cela, une transition

coplanaire vers guide d'ondes est présentée sur la Figure 75. Elle est réalisée sur un substrat Rogers RO4003C™ ( $\epsilon_r = 3,55, \tan\delta = 0,0027$ ), d'épaisseur 508  $\mu\text{m}$  et est optimisée pour fonctionner à 60 GHz. La Figure 76 montre le résultat de simulation du coefficient de réflexion ainsi que la répartition du champ électrique à 60 GHz. Le coefficient de réflexion est inférieur à -30 dB à 60 GHz avec une bande passante à -10 dB de 58,5 GHz à 61,5 GHz.

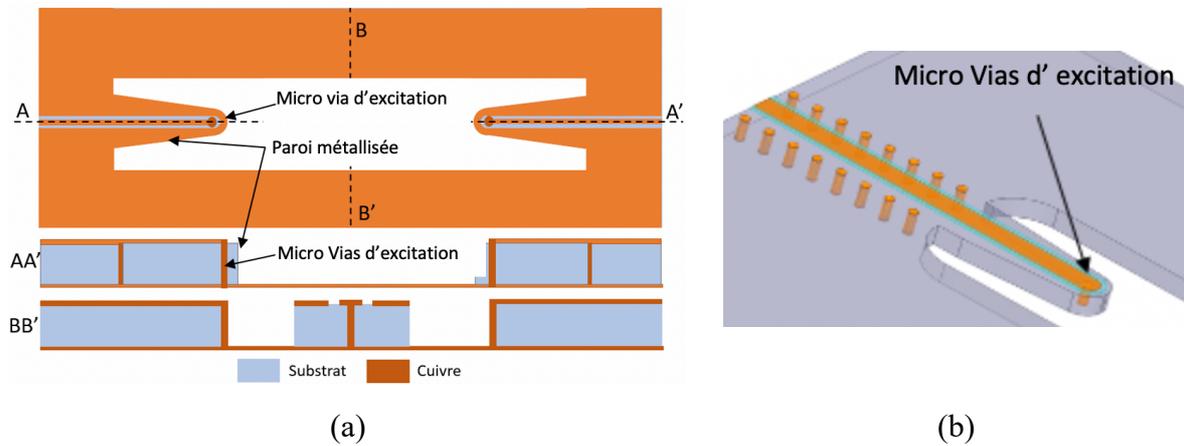


Figure 75. (a) Double transition coplanaire vers guide d'ondes. (b) Zoom sur la transition et son excitation par micro-via [42].

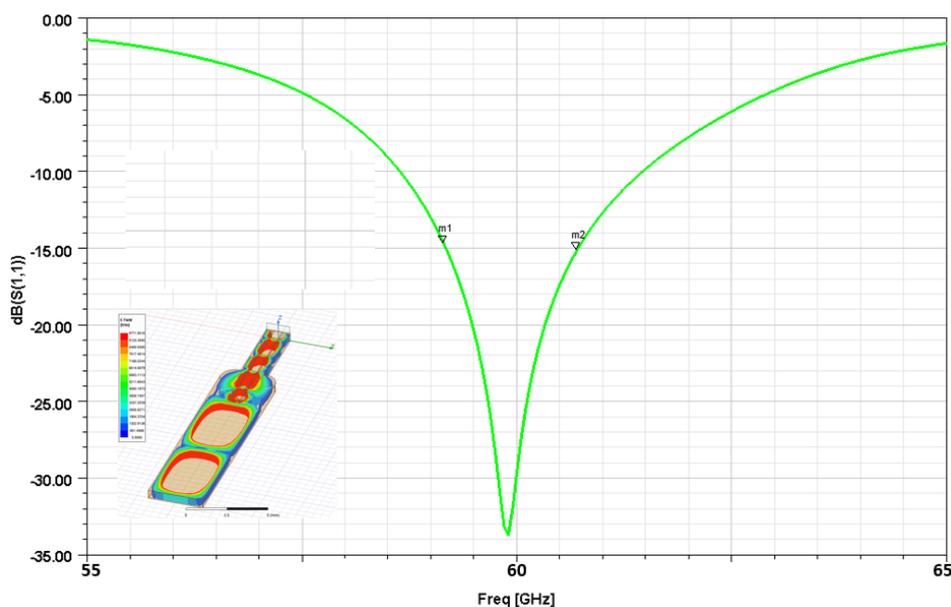


Figure 76. Résultats de simulation [44].

L'idée est d'utiliser cette transition pour exciter un guide d'ondes qui lui-même alimente une antenne cornet, le tout étant intégré dans une technologie multicouche à partir de deux substrats RO4003 d'épaisseur 508  $\mu\text{m}$ , collés par thermo-diffusion. Les Figure 77 et Figure 78 montrent respectivement le dessin de la transition, l'antenne et l'antenne intégrée et leurs étapes de fabrication. En premier lieu, les substrats sont micro-usinés et percés pour former la transition (le guide et les vias) et l'antenne. Ensuite, les substrats sont métallisés puis la transition est gravée. Enfin, les deux substrats sont collés par thermo-diffusion.

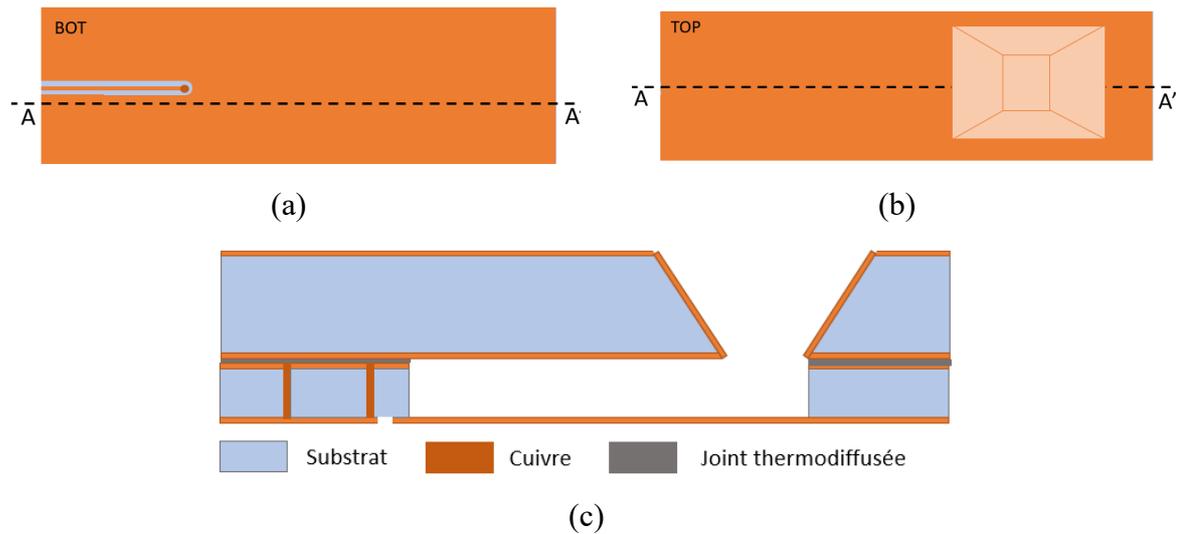


Figure 77. Antenne intégrée avec sa transition. (a) Vue de dessous. (b) Vue de dessus. (c) Vue de côté [44].

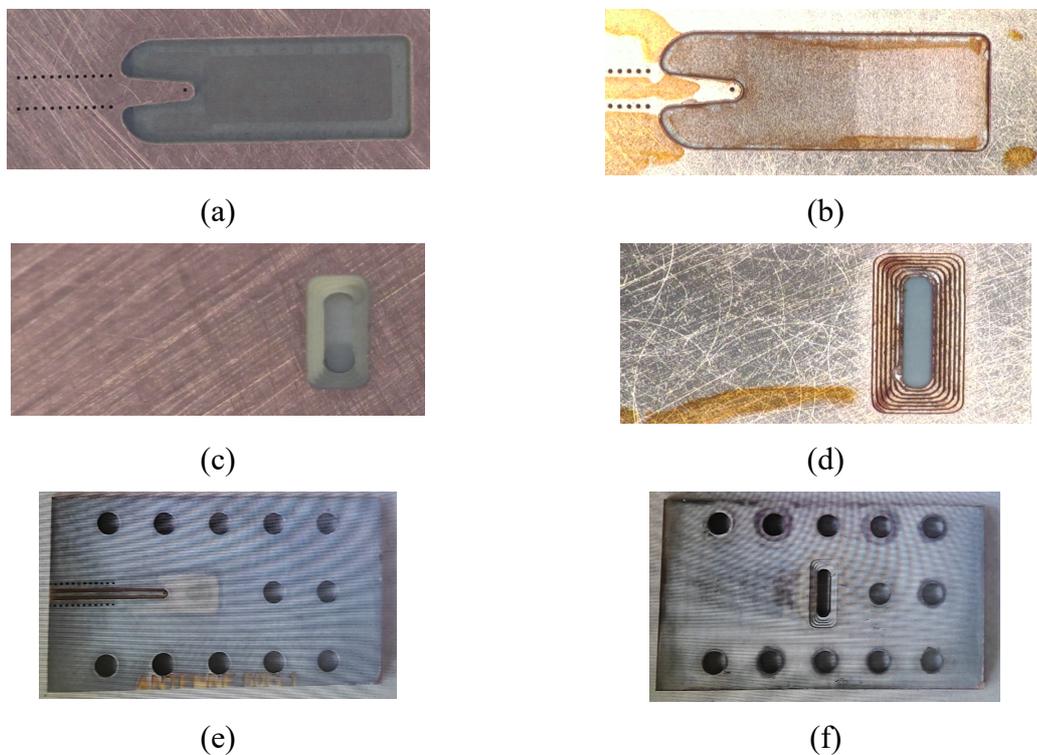


Figure 78. Réalisation de l'antenne intégrée associée à sa transition. (a) Transition après lamage du guide d'ondes et perçage des vias. (b) Transition après métallisation des parois du guide d'ondes et des vias. (c) Substrat du dessus après lamage de l'antenne cornet. (d) Substrat du dessus après métallisation des parois de l'antenne cornet. (e) Antenne et transition après thermo-diffusion vue de dessous. (f) Antenne et transition après thermo-diffusion vue de dessus [44].

Un connecteur bande V a été placé sur l'antenne cornet intégrée afin qu'elle puisse être caractérisée. La Figure 79 montre le setup de mesure, l'antenne cornet intégrée est placée en face d'une antenne cornet bande V sur un support en rotation et ceci dans une chambre anéchoïque. Afin de garantir le meilleur alignement possible des antennes, l'antenne sous test est maintenue au support en rotation par un collier de serrage. Les deux antennes sont reliées à un analyseur de réseau vectoriel Rohde&Schwarz ZVA 67. La Figure 80 montre le résultat de

retro-simulation et la mesure du coefficient de réflexion de l'antenne. Comparé à la simulation initiale, il y a un léger décalage, i.e. de 1%, de la fréquence de résonance égale à 59,4 GHz au lieu de 60 GHz. Le décalage est dû à la dé-métallisation de la transition lors de sa fabrication. Le gain simulé est d'environ 8 dB alors que le gain mesuré est de 5,5 dB dans l'axe. Pour faciliter la mesure du gain, la fabrication de supports en impression 3D est prévue afin de maintenir plus facilement l'antenne sur le support et garantir un bon alignement entre l'antenne de référence et l'antenne cornet intégrée.

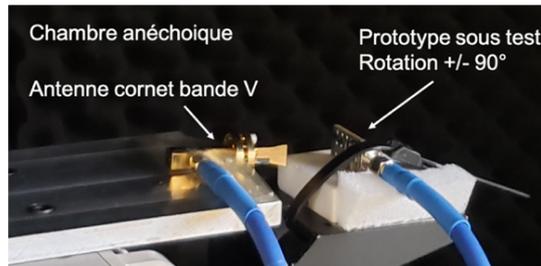
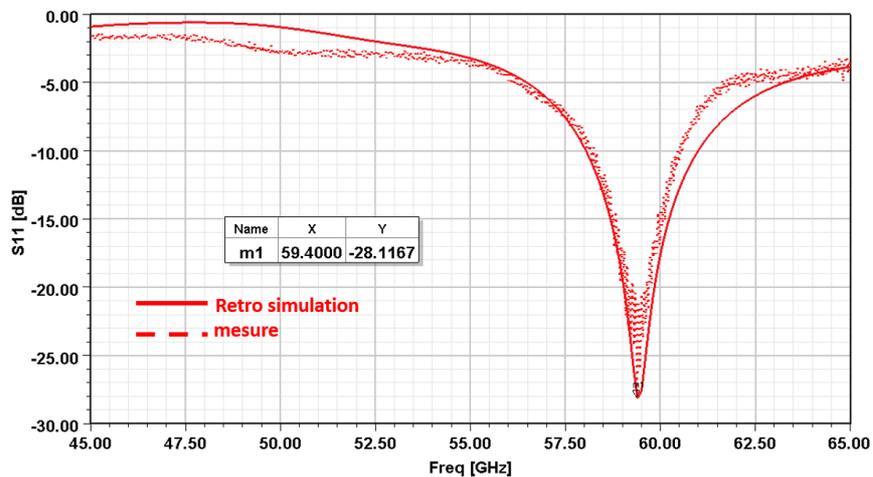
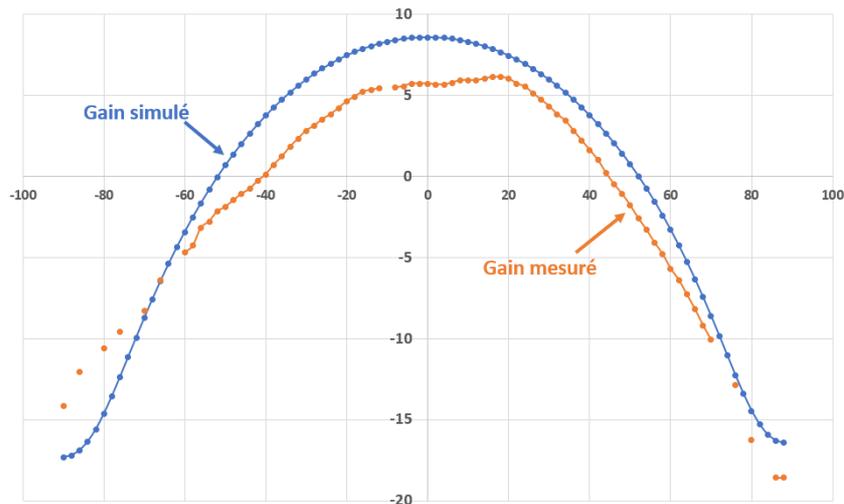


Figure 79. Démonstrateur sous test.



(a)



(b)

Figure 80. Comparaison simulation / mesure de l'antenne intégrée. (a) Paramètre en réflexion. (b) Gain de l'antenne [44].

### 2.3 Technologie multicouche à vernis

#### 2.3.1 Objectifs

Dans la partie précédente, nous avons vu qu'à partir de substrats collés il était possible de concevoir des dispositifs hyperfréquences faible coût avec des performances améliorées par rapport aux dispositifs planaires classiques en utilisant des cavités remplies d'air dans l'épaisseur des substrats. En effet, les performances électriques, la compacité et le coût des systèmes hyperfréquences font parties des nombreux compromis à satisfaire. La thèse d'Hassan Bouazzaoui a montré qu'il était également possible de proposer de nouvelles solutions technologiques à partir **de techniques de fabrication multicouche à base de vernis**, ceci permettant d'améliorer les performances électriques des composants tout en gardant une compacité importante et un faible coût de fabrication. En effet, le vernis est très largement utilisé chez tous les fabricants de PCB comme moyen de protection des circuits imprimés contre les effets de corrosion, des court-circuits... Dans cette thèse, ce produit « grand public » est utilisé comme support de propagation des ondes électromagnétiques. **Le premier avantage du vernis est donc le coût de fabrication et le second est donné par les degrés de libertés qu'il offre aux concepteurs.**

#### 2.3.2 La technologie à vernis

Les couches d'épaisseur maîtrisée permettent de dessiner des lignes de transmission qui peuvent être partiellement ou totalement superposées offrant une maîtrise des couplages entre les lignes de transmission. Ces couplages peuvent être forts et non atteignables par d'autres procédés multicouches, comme on peut le voir à la Figure 81. En effet, l'écart entre deux lignes côte à côte peut être réduit à environ 15  $\mu\text{m}$  contre 150  $\mu\text{m}$  en technologie classique. De plus, en utilisant la 3<sup>ème</sup> dimension selon l'axe Z, deux résonateurs peuvent être superposés avec un écart de l'ordre de 30  $\mu\text{m}$ . Ainsi, la gamme des impédances atteignables se trouvent élargie offrant la possibilité d'augmenter les couplages entre les résonateurs et par conséquent la bande passante et la réjection (dans le cas de couplage entre résonateurs non-adjacents). Pour réaliser des dispositifs hyperfréquences avec un vernis comme support de propagation, il a été nécessaire de le caractériser avec une ligne de transmission et un résonateur [42]. A partir de ces simples démonstrateurs, les caractéristiques rétro-simulées sont les suivantes :

- Une permittivité diélectrique :  $\epsilon_r = 5,4$
- Une tangente de pertes à 1 GHz :  $\tan\delta = 0,02$
- Une tangente de pertes au-delà de 5 GHz :  $\tan\delta = 0,04$

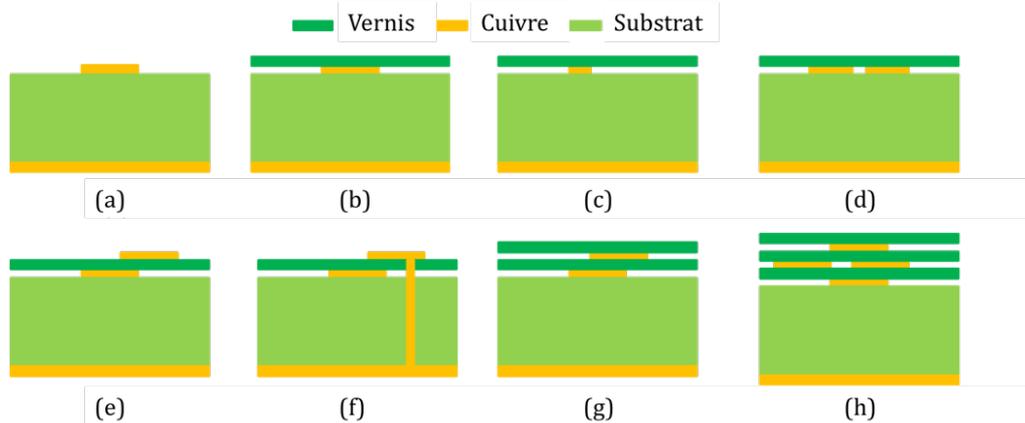


Figure 81. (a) Composant RF en technologie micro-ruban. (b,c,d) Ajout d'une couche de vernis de protection sur le cuivre. (e,f) – Dépôt d'une seconde couche de cuivre sur le vernis avec possibilité de faire des trous métallisés. (g,h) Déposition d'un troisième couche de vernis [42].

### 2.3.3 Démonstrateurs large bande

Afin de montrer les intérêts d'utiliser du vernis pour l'amélioration des performances, un premier démonstrateur, i.e. un filtre à lignes couplées d'ordre 5 (avec 5 lignes parallèles de longueur  $\lambda/4$ ), a été conçu pour fonctionner à 5 GHz avec une bande passante de 50 %. La Figure 82 présente trois filtres dont le premier sert de référence sans couche de vernis, le deuxième possède deux couches de vernis (la 1<sup>ère</sup> couche servant d'isolation entre les deux couches métalliques et la 2<sup>ème</sup> de protection comme l'utilisation classique du vernis) et des plots métalliques pour renforcer les couplages entre les résonateurs et le dernier présente des résonateurs superposés. Si, une fine couche de vernis est appliquée sur le filtre de référence, la bande passante passe à 58 %, si l'on ajoute des plots métalliques (jouant ainsi avec deux couches de vernis), la bande passante arrive à 62 % et finalement si les résonateurs sont superposés, la bande passante atteint 100 % de bande relative. La Figure 83 montre ainsi les comparaisons des résultats de mesure entre les différents filtres où l'on peut voir la nette augmentation de la bande passante entre le filtre de référence et le filtre à deux couches de vernis et résonateurs superposés et ceci sans dégradation des pertes d'insertion.

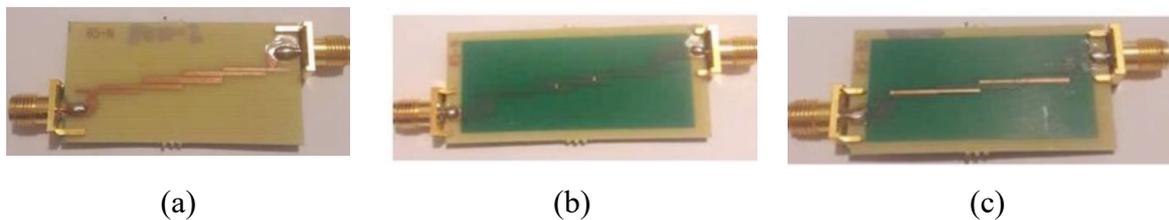


Figure 82. Filtre à lignes couplées. (a) Référence. (b) Avec une couche de vernis et des plots métalliques. (c) Avec une couche de vernis et des résonateurs superposés [45].

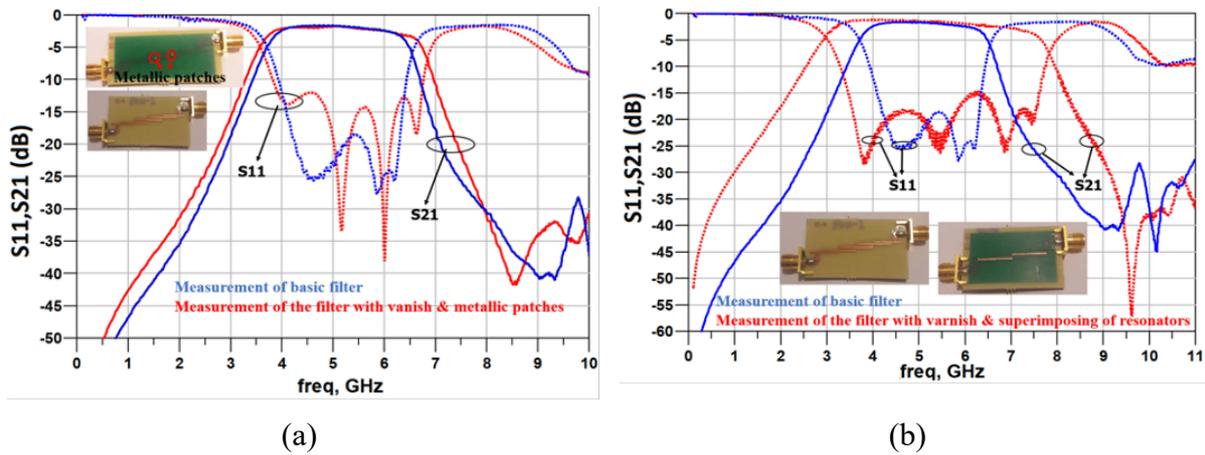


Figure 83. Comparaison des résultats de mesure des filtres. (a) Référence et avec une couche de vernis et des plots métalliques. (b) Référence et avec une couche de vernis et résonateurs superposés [45].

Pour aller plus loin en termes de bande passante, le filtre de la Figure 84 est un filtre à éléments semi-localisés à partir de patches et de lignes superposées. Ce filtre est réalisé avec deux couches de cuivre et deux couches de vernis comme le montre la Figure 85. Cette topologie permet d'obtenir un filtre à bande passante relative atteignant les 126 % mesurée (2,6 GHz – 11,5 GHz) avec une forte réjection en haut de la bande de fréquence.

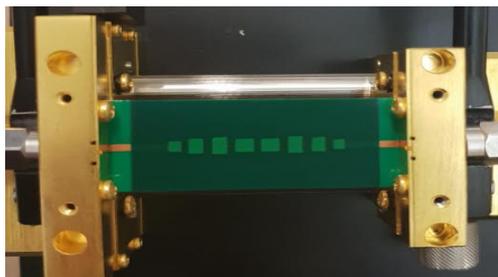


Figure 84. Filtre ultra-large bande à éléments distribués [46].

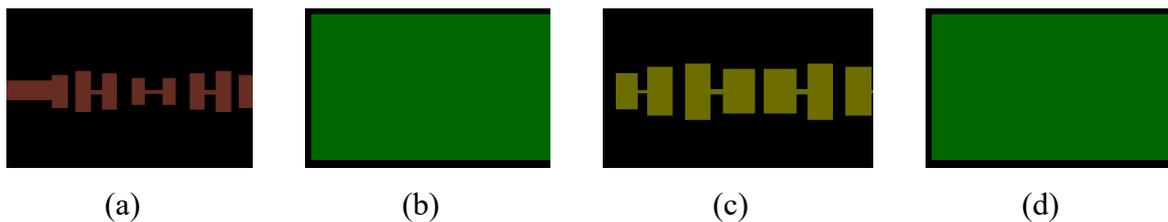


Figure 85. Filtre multicouche à éléments semi-localisés. (a) 1<sup>ère</sup> couche de cuivre. (b) couche de vernis. (c) 2<sup>ème</sup> couche de cuivre. (d) 2<sup>ème</sup> couche de vernis [46].

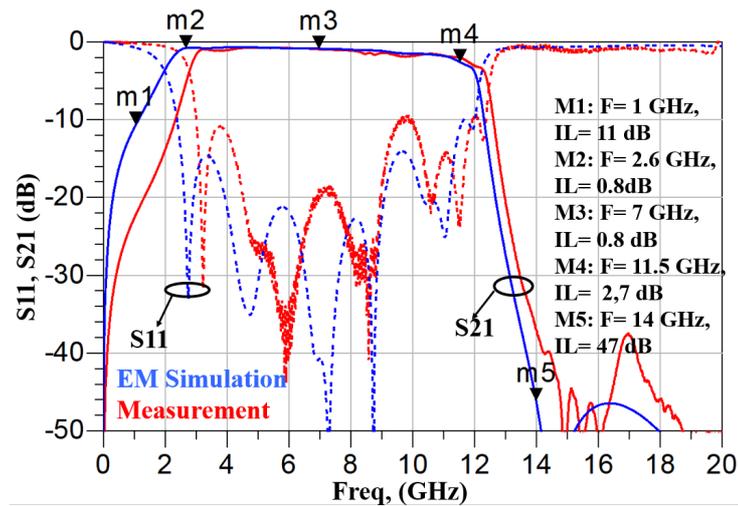


Figure 86. Comparaison simulation / mesure du filtre ULB [46].

En utilisant des patches papillons qui présentent une variation d'impédance selon le profil (Figure 87), la bande passante relative peut atteindre les 146 % (1,7 GHz – 11 GHz) et ceci avec de faibles pertes, une bonne rejection hors bande et une grande compacité (Figure 88).

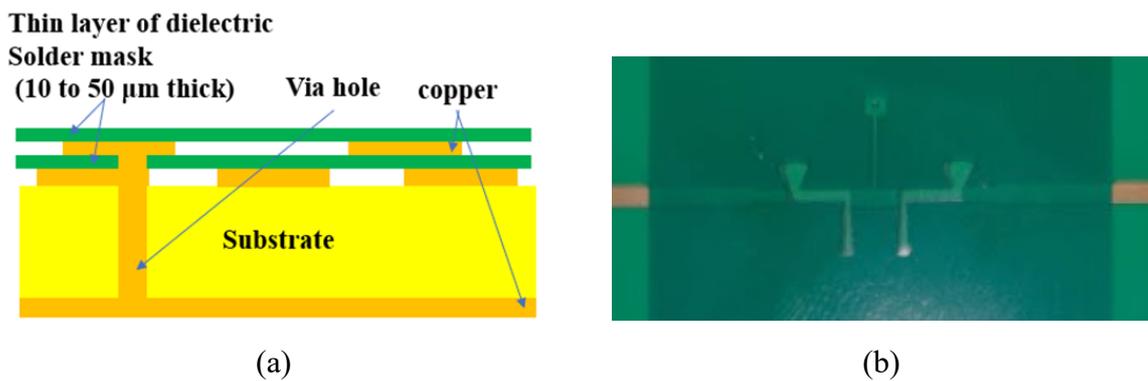


Figure 87. (a) Agencement des différentes couches. (b) Prototype de filtre à éléments semi-localisés et patches papillons [47].

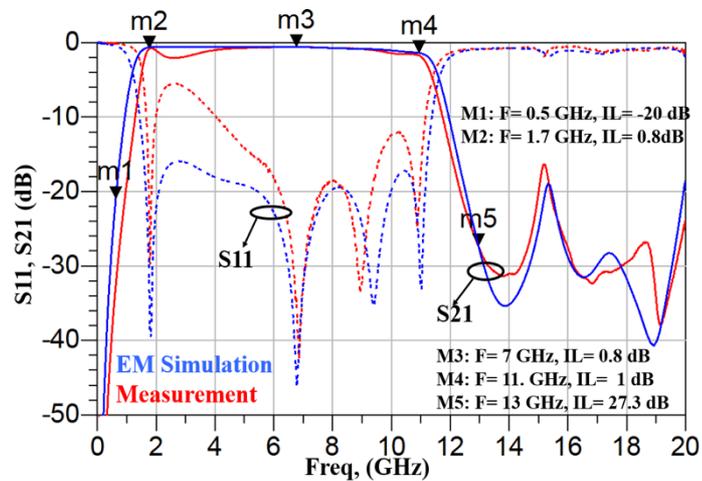


Figure 88. Comparaison simulation / mesure du filtre à éléments semi-localisés et patches papillons [47].

### 2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, la technologie multicouche à cavités intégrées a offert de nouveaux compromis en termes de performances, d'intégration et de coût. Pour illustrer ces compromis, un résonateur et un filtre ESIW, ainsi qu'une antenne cornet intégrée ont été proposés. Cette technologie prometteuse atteint des performances électriques intéressantes en utilisant des cavités partiellement ou complètement remplies d'air afin de diminuer l'impact des pertes diélectriques du substrat.

Ensuite, la technologie multicouche à base de vernis a montré qu'il était possible de concevoir des composants hyperfréquences :

- bas coût : à partir d'une couche diélectrique de vernis utilisée classiquement chez tous les fabricants de PCB
- compacts : en superposant les résonateurs selon l'axe Z
- avec de bonnes performances électriques : en élargissant la gamme d'impédance possible, augmentant ainsi les possibilités de couplage ce qui engendre une augmentation de la bande passante atteignable avec de niveaux de réjection hors bande élevés.

Dans le chapitre suivant sera discuté des solutions d'accordabilité de composants hyperfréquences planaires sur des substrats silicium.



## Chapitre 3 Composants hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur

<b>3.1</b>	<b>Introduction</b>	<b>61</b>
<b>3.2</b>	<b>Composants accordables à 2 états</b>	<b>64</b>
3.2.1	Switches RF .....	64
3.2.2	Filtres accordables .....	68
3.2.3	Antennes accordables .....	80
3.2.4	Déphaseurs .....	85
<b>3.3</b>	<b>Composants hyperfréquences accordables à trois états</b>	<b>87</b>
3.3.1	Résonateurs à accordables à 3 états .....	87
3.3.2	SP3T.....	89
3.3.3	Antenne accordable en polarisation .....	91
<b>3.4</b>	<b>Composants hyperfréquences à accord continu</b>	<b>93</b>
3.4.1	Résonateur accordable .....	93
3.4.2	Filtre atténuateur .....	94
<b>3.5</b>	<b>Étude du canal de propagation</b>	<b>97</b>
3.5.1	Étude du canal de propagation silicium sans contrôle des frontières .....	98
3.5.2	Étude de l'impact d'une zone dopée sur le pourtour du substrat silicium	101
<b>3.6</b>	<b>Étude multiphysique</b>	<b>104</b>
3.6.1	Tenue en température.....	104
3.6.2	Tenue en puissance et non-linéarités .....	106
<b>3.7</b>	<b>Conclusion</b>	<b>108</b>



### 3.1 Introduction

En plus de mes activités sur les dispositifs hyperfréquences en technologies volumiques en impression 3D et en technologie multicouche, l'axe principal de mes recherches, qui a débuté pendant ma thèse de 2013 à 2015, concerne la co-conception de dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur [48]. En effet, les applications dans les systèmes de télécommunication se multiplient, ainsi il devient nécessaire de concevoir des dispositifs hyperfréquences accordables afin de diminuer le nombre de composant des chaînes d'émission / réception, ce qui entraîne une réduction de la taille des systèmes et une baisse du coût de fabrication. A l'heure actuelle, en technologie planaire, il existe différentes méthodes d'accordabilité de ces dispositifs, avec l'utilisation de matériaux à caractéristiques variables ou de report de composants. Cependant, la première solution implique une faible accordabilité, des fortes pertes d'insertion et un encombrement significatif. L'interconnexion des éléments actifs et passifs de la deuxième solution provoque des effets parasites néfastes et une limitation de la montée en fréquence liée à la taille de l'élément reporté. La Figure 89 montre une comparaison d'un résonateur accordable réalisé en technologie classique et co-conçu avec la méthode proposée. La technologie classique pour la réalisation de fonctions hyperfréquences accordables rend peu flexible la conception en tenant compte des contraintes de fabrication (dimensions et localisation du composant d'accord, perçage et métallisation de via) tandis que la démarche novatrice de co-conception est basée sur l'utilisation d'un substrat semi-conducteur tel que le silicium où les éléments actifs et passifs sont pensés et réalisés dans un même flow de conception. Cette méthode permet d'éliminer toutes les contraintes de fabrication courantes et de s'affranchir des effets parasites liés à l'interconnexion entre les composants passifs et actifs (dégradant les performances globales des fonctions). De plus, cette méthode présente un fort intérêt au niveau de la flexibilité de conception par le choix du dimensionnement des zones dopées ; en effet, elles peuvent être localisées ou distribuées. Toutefois, ce concept nécessite que le support semi-conducteur soit à la fois compatible à la propagation de l'onde (faible pertes) et à la réalisation de l'élément d'accord.

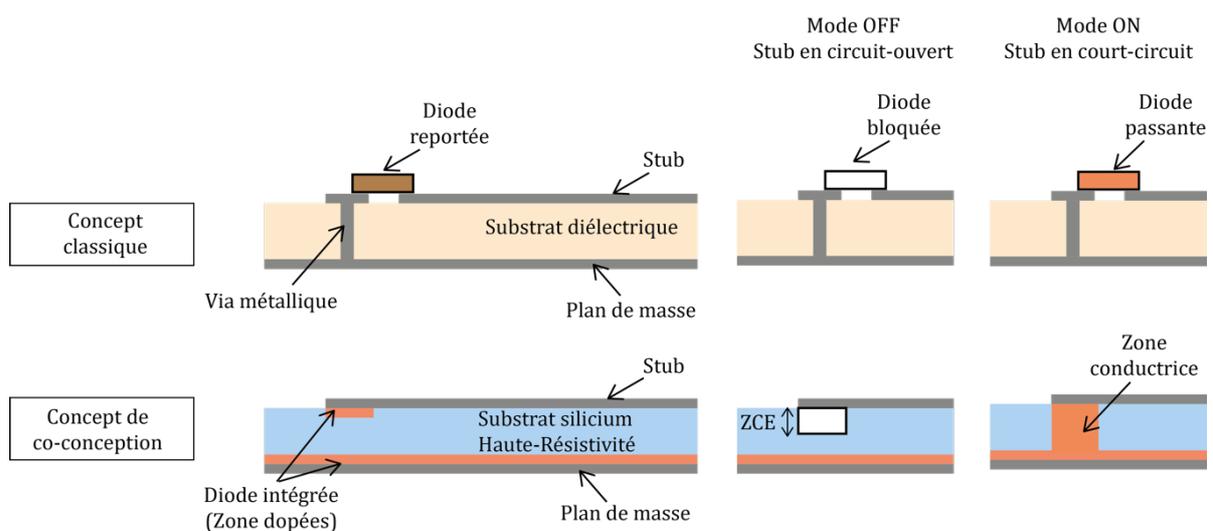


Figure 89. Comparaison entre le concept classique utilisant des composants reportés et le concept de co-conception.

De plus, à l'heure actuelle, il existe, d'une part, des solutions de simulation des comportements électriques de jonctions semi-conductrices et d'autre part des solutions de simulation électromagnétiques de circuits hyperfréquences. Cependant, la différence de dimensions des deux familles de composants (actifs et passifs) pose des problèmes de maillage pour la simulation d'une fonction hyperfréquence et de son élément d'accord. Ainsi, pour pallier ce problème, pendant ma thèse, j'ai proposé une solution de co-simulation de dispositifs hyperfréquences accordables basée sur un couplage faible entre des simulations électriques de l'élément d'accord et des simulations électromagnétiques des composants hyperfréquences. Mes travaux de simulation et de modélisation ont permis de lever un deuxième verrou en proposant une méthode de co-simulation. Elle a été validée à partir de la co-conception et de la mesure de démonstrateurs sur substrat silicium.

Ainsi, les fonctions accordables étudiées dans cette partie sont celles qui sont présentes dans les chaînes d'émission / réception de systèmes de télécommunications, tels que les antennes, les filtres, les déphaseurs et les switches. Pour ces composants, les éléments actifs sont réalisés à partir de jonctions semi-conductrices, jonctions  $N^+PP^+$ , fonctionnant en mode interrupteur ON / OFF, en vue d'une accordabilité discrète de la fonction hyperfréquence. Il sont ainsi directement intégrés dans le substrat et réalisent des court-circuits électriques dans l'épaisseur du substrat.

Dans ce chapitre, en premier lieu, des composants qui offrent une accordabilité discrète à 2 états de fonctionnement sont présentés, ensuite sont proposés des composants à accordabilité discrète à 3 états de fonctionnement en utilisant plusieurs zones dopées et pour aller plus loin, des composants à accordabilité continue. De plus, la méthode de co-conception offre des possibilités de jouer sur les frontières des substrats où une quatrième partie illustre la nécessité de maîtriser le canal de propagation en technologie CMOS afin de répondre aux exigences en termes de débits. Enfin, une étude multiphysique est initiée sur les problématiques de tenue en température, de tenue en puissance et de non-linéarités.

Ainsi, concernant ma thématique de recherche sur les dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur, la Figure 90 présente les différents projets et encadrements dans lesquels j'ai été ou je suis impliquée.

### 3.1 Introduction

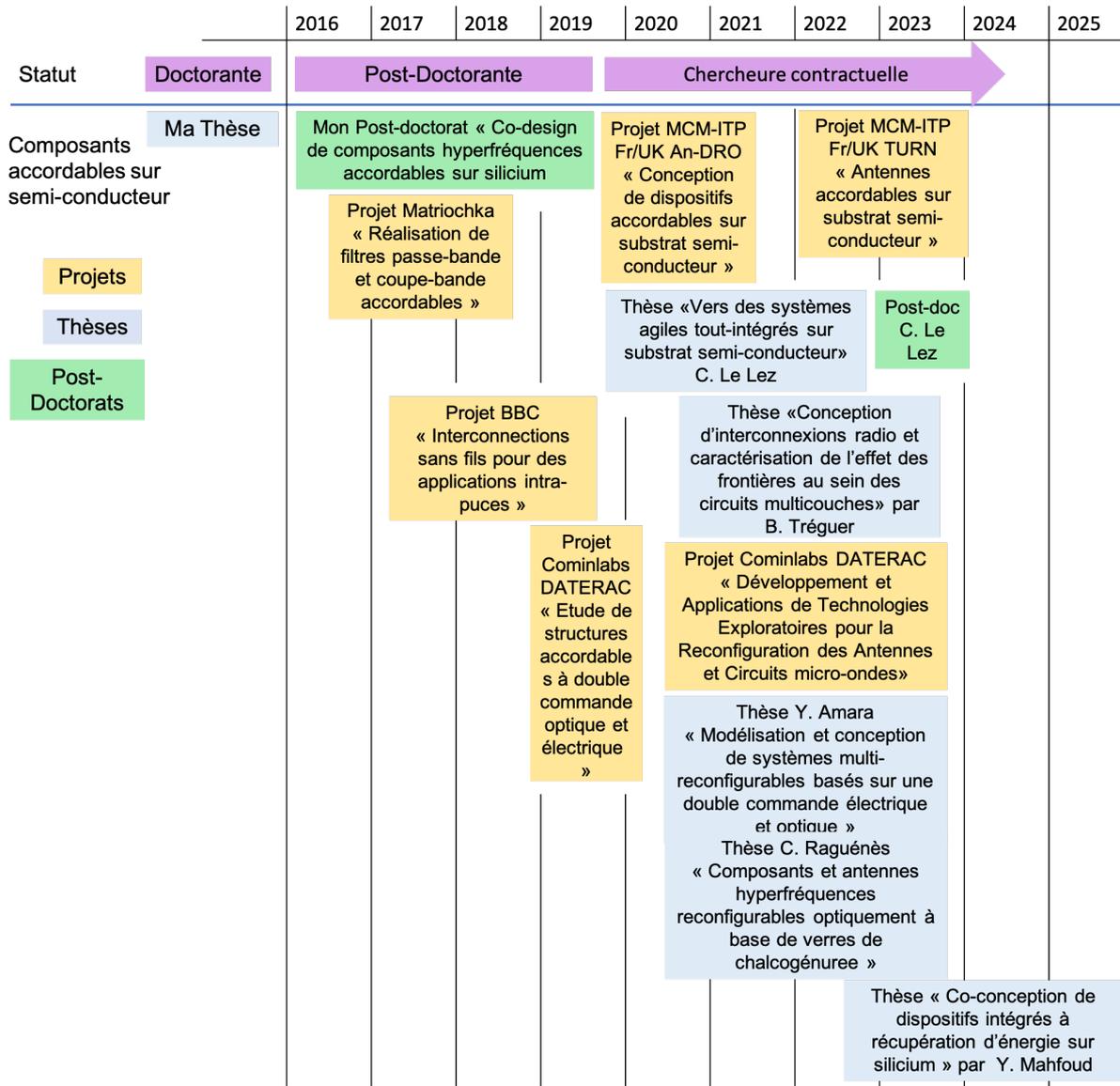


Figure 90. Diagramme de GANTT de mes activités de recherche sur les composants hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur

## 3.2 Composants accordables à 2 états

### 3.2.1 Switches RF

#### 3.2.1.1 SPST

Une ligne de transmission micro-ruban et son élément d'accord (Figure 91 (a)), i.e. une jonction  $N^+PP^+$  a été co-conçue sur un substrat silicium haute résistivité. La jonction  $N^+PP^+$  se comporte, en première approximation, à l'état OFF comme un interrupteur ouvert en parallèle sur la ligne de transmission (Figure 91 (b)), l'onde électromagnétique se propage dans le substrat. A l'état ON, la jonction se comporte comme un interrupteur fermé (Figure 91 (c)), l'onde électromagnétique est court-circuitée. Dans tous les démonstrateurs, la tension de polarisation est appliquée en même temps que le signal RF sur le ruban de la ligne de transmission et la masse DC est connectée à la masse RF. La modélisation de la ligne de transmission est donnée à la Figure 92. Ainsi, à l'état OFF, sans tension de polarisation ou avec une tension de polarisation positive, la jonction est polarisée en inverse, la diode peut être modélisée par une résistance élevée dont la résistivité correspond à la résistivité du substrat, tandis qu'à l'état ON, avec une faible tension de polarisation négative, la jonction est polarisée en direct, la diode peut être modélisée par une faible résistance, la résistivité diminue dans la jonction. Ce switch à élément d'accord distribué a permis de prouver le concept de co-conception d'une fonction passive et d'un élément actif [48].

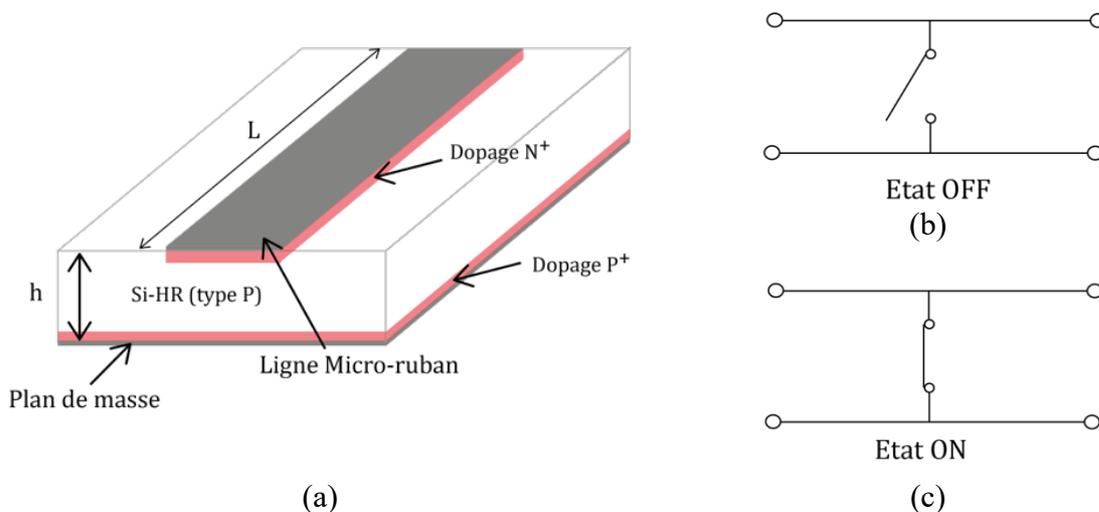


Figure 91. Ligne micro-ruban dopée avec une jonction  $N^+PP^+$  [48]. (a)  $L = 20$  mm et  $L_{dop} = 20$  mm. (b) Modélisation idéale à l'état OFF. (c) Modélisation simplifiée idéale à l'état ON [48].

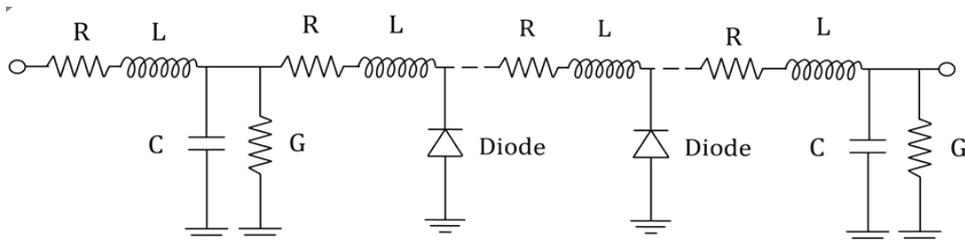


Figure 92. Modélisation de la ligne de transmission dopée [49].

Une approximation de la résistivité à l'état ON peut être trouvée à partir de simulations sous Silvaco en fonction des quantités de dopants et des profondeurs de jonctions. En simulation électromagnétique, une variation de la résistivité permet de prédire le comportement du switch

en fonction de la tension de polarisation de l'élément actif (Figure 93 (a)). La résistivité est prise en compte dans le calcul de la tangente de pertes à partir de l'équation (3).

$$\tan\delta = \frac{1}{\rho\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} + 0.0018 \quad (3)$$

A l'état OFF, avec une tension de polarisation de 0 V, l'onde électromagnétique se propage dans le substrat, les pertes d'insertion sont de l'ordre de 1 dB. Plus la tension de polarisation augmente (en négatif), plus la résistivité diminue dans la jonction, plus l'isolation entre les deux ports augmente, elle est supérieure à 20 dB sur toute la bande de fréquence simulée. La Figure 93 (b) présente les mesures dans les deux états de fonctionnement. Les pertes d'insertion sont inférieures 2 dB et l'isolation est supérieure à 40 dB sur tout la bande de fréquence mesurée.

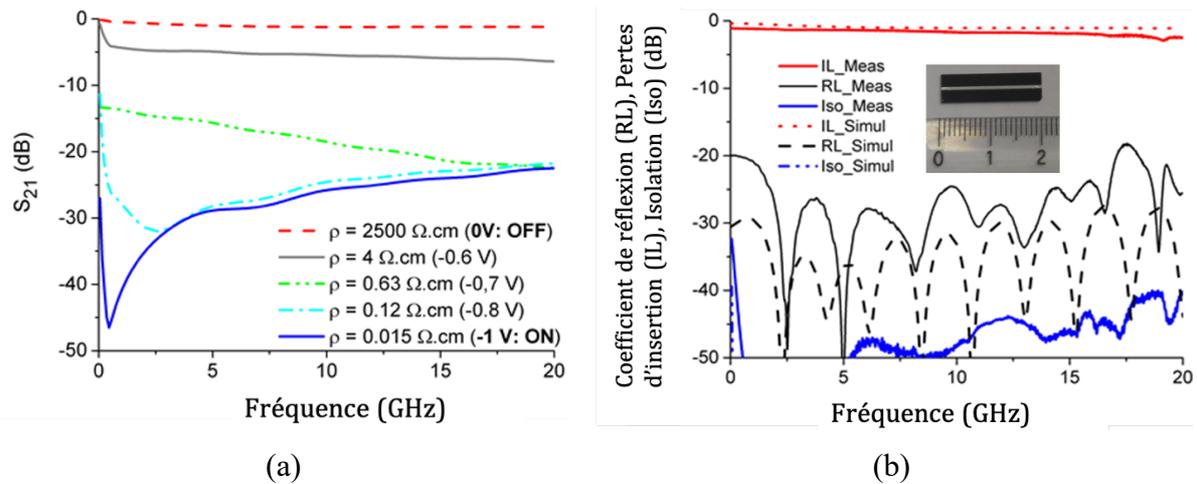


Figure 93. (a) Simulation électromagnétique de la ligne de transmission en fonction de la résistivité dans la jonction (i.e. de la tension de polarisation de l'élément actif). (b) Mesures de la ligne de transmission à l'état OFF (i.e. Pertes d'insertion et coefficient de réflexion) et à l'état ON (isolation) [49].

La méthode de conception permet de choisir la dimension de la zone dopée en fonction du composant, de sa taille ainsi que de la consommation et l'isolation souhaitées. Ainsi, l'impact de la dimension de la zone dopée sur les performances de switches RF à base de jonctions N<sup>+</sup>P a été étudié. La Figure 94 montre la vue de dessus de 5 switches RF avec différentes longueurs de zones dopées. A tension de polarisation constante, plus la zone dopée est grande plus la consommation est importante (Figure 95). Plus la taille de la jonction est importante, plus l'isolation peut être importante (Figure 96). Pour une isolation choisie, plus la taille de la jonction est petite plus la tension de polarisation doit être élevée et donc plus la consommation est élevée.

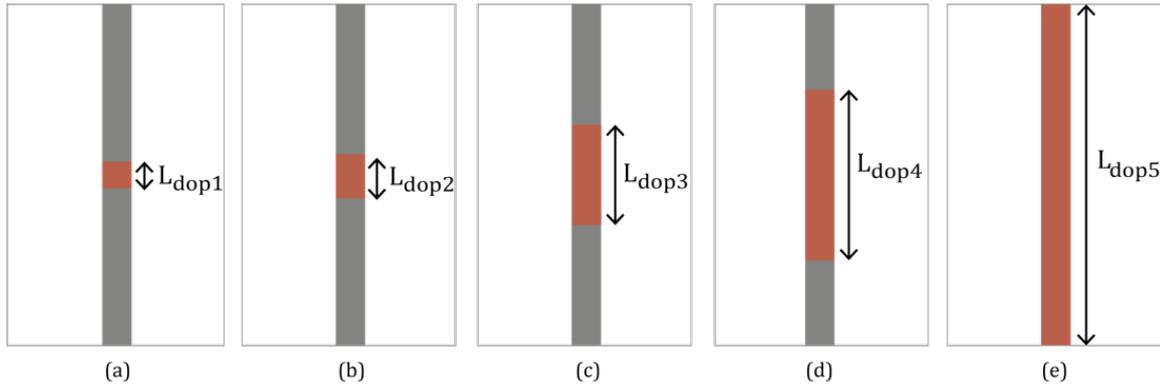


Figure 94. Vue de dessus de 5 switches RF à base de jonctions N<sup>+</sup>P. (a)  $L_{dop1} = 0,56$  mm. (b)  $L_{dop2} = 1,12$  mm. (c)  $L_{dop3} = 5$  mm. (d)  $L_{dop4} = 10$  mm. (e)  $L_{dop5} = 20$  mm [50].

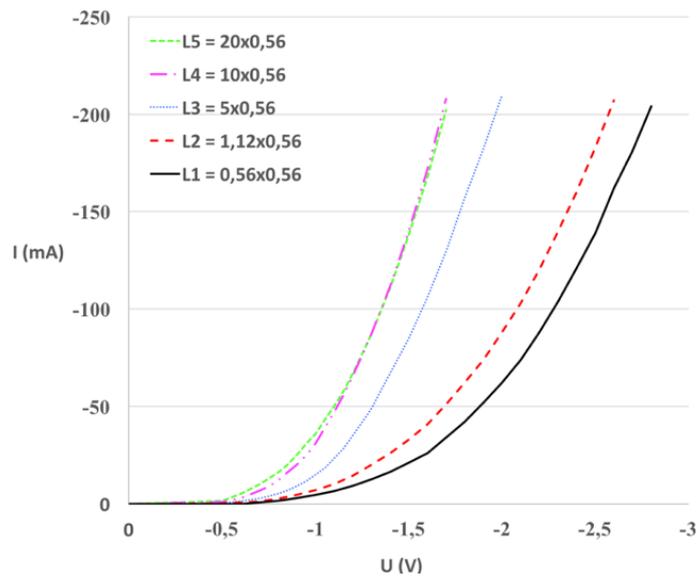


Figure 95. Consommation en courant en fonction de la tension de polarisation de Switches RF à base de jonctions N<sup>+</sup>P de différentes surface [50].

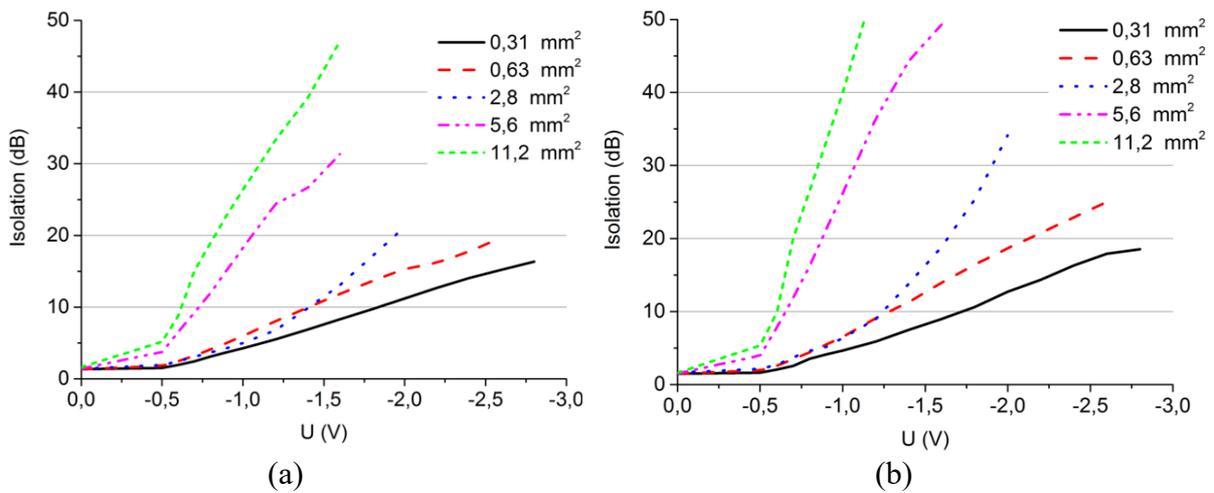


Figure 96. Switches RF à base de jonctions N<sup>+</sup>P de différentes surface. (a) Isolation à 3 GHz. (b) Isolation à 7,5 GHz [50].

3.2.1.2 SPDT

Pour aller plus loin, cette méthode de conception ouvre d'importantes possibilités de designs, ainsi, un switch à 1 voie d'entrée et 2 voies de sorties de type SPDT (Single Pole Double Throw) est représenté de manière idéale à la Figure 97. A l'état OFF, le signal est transmis de l'antenne à la voie de réception, à l'état ON le signal est transmis de la voie d'émission à l'antenne. Le concept est illustré sur la Figure 98. Les lignes  $Lq$  sont des lignes quart-d'onde et l'idée est de placer de façon judicieuse des zones dopées qui feront office d'interrupteurs afin d'assurer la commutation entre les voies de réception et d'émission. Ainsi, à l'état OFF, le résonateur est en circuit-ouvert, ce qui ramène un court-circuit électromagnétique à la jonction résonateur / ligne de transmission puis un circuit-ouvert près de la jonction en Y (près de l'antenne). La voie d'émission est donc transparente d'un point de vue électromagnétique et le signal passe de l'antenne à la voie de réception. A l'état ON, un interrupteur est placé à une distance égale à un quart de la longueur d'onde, ainsi la voie de réception est transparente d'un point de vue électromagnétique. De plus, le résonateur est en court-circuit, un circuit-ouvert est alors présent à la jonction résonateur / voie d'émission ce qui implique que le signal passe entre la voie d'émission et l'antenne.

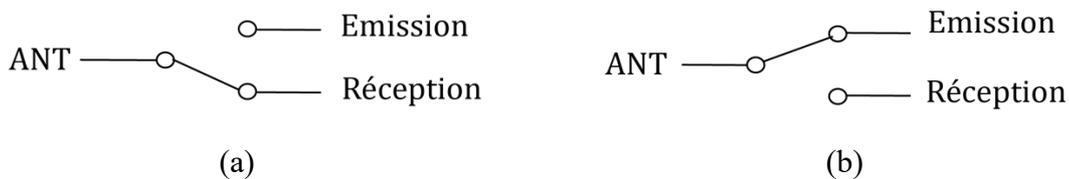


Figure 97. Concept de switch SPDT. (a) Mode en réception, i.e. état OFF. (b) Mode à l'émission, i.e. état ON.

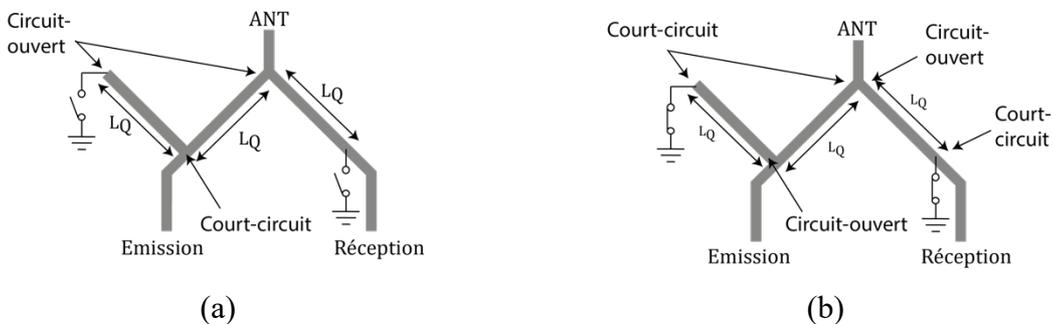


Figure 98. Représentation idéale d'un switch SPDT. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON.

La Figure 99 montre le dessin en 3D et une vue du dessus du switch SPDT où les zones dopées formant les éléments actifs qui sont des jonctions  $N^+PP^+$  sont représentées en rouge. Celles-ci sont également visibles sur la photographie du démonstrateur. Ce switch a été conçu pour fonctionner à une fréquence de 5 GHz. Les simulations de ce dispositif ont été réalisées avec une résistivité égale à 2500  $\Omega.cm$  dans la jonction à l'état OFF et 0,05  $\Omega.cm$  à l'état ON. Que ce soit en simulation ou en mesure (Figure 100), les pertes d'insertion sont inférieures à 0,9 dB à l'état OFF et 2,4 dB à l'état ON. L'isolation mesurée est supérieure à 30 dB dans les deux états de fonctionnement.

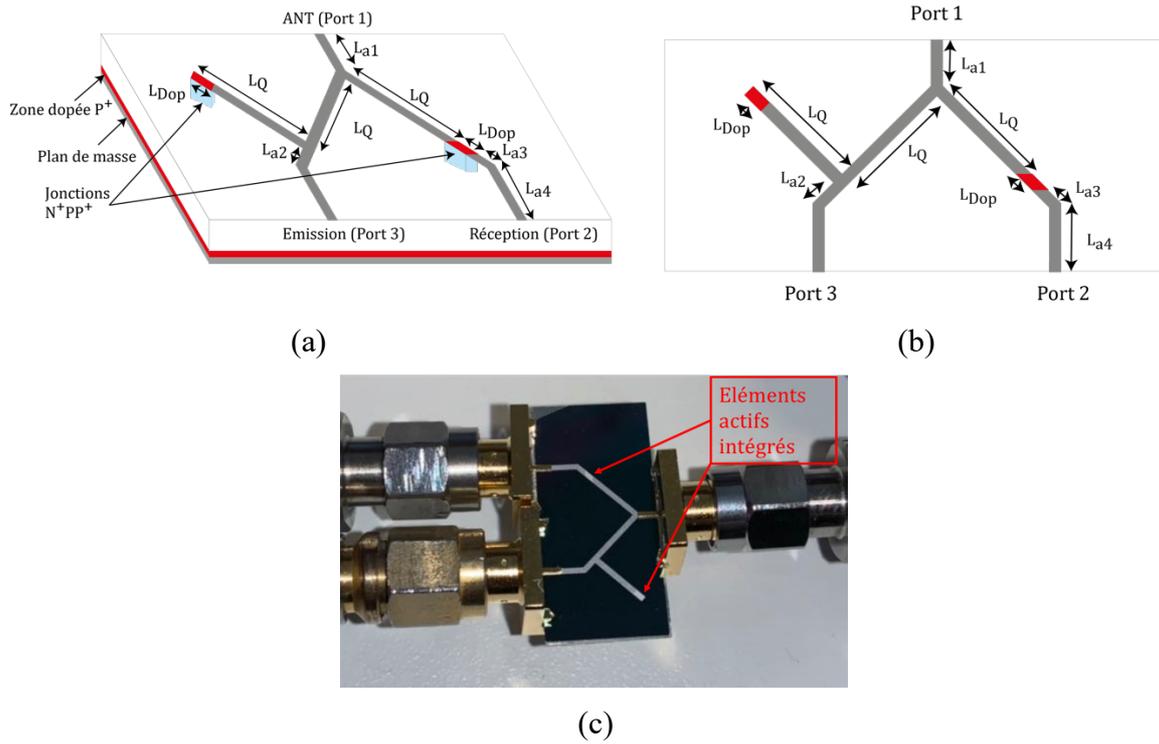


Figure 99. Switch SPDT à 2 voies d'entrée et 1 voie de sortie. (a) Dessin 3D. (b) Vue de dessus. (c) Photographie du dispositif sous test [51].

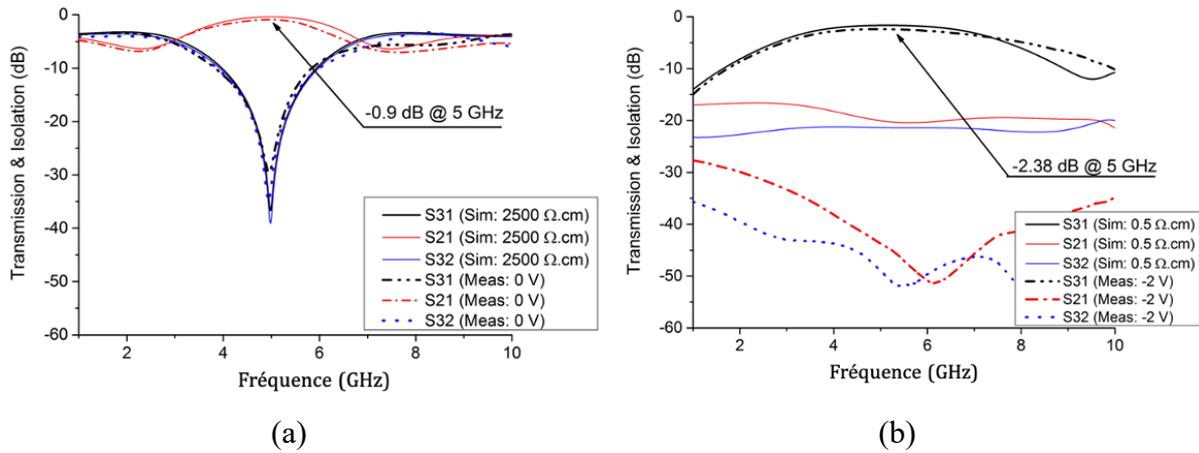


Figure 100. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du switch. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [51].

### 3.2.2 Filtrés accordables

Avec la méthode de co-conception, il est également possible de concevoir des filtres accordables en fréquence et / ou en bande passante. Dans cette partie sont présentés des filtres interdigités et des filtres DBR (Dual Behavior Resonator) accordables en fréquence ainsi que des filtres à stubs accordables en bande passante et des filtres à lignes couplées accordables dont la réponse commute d'un filtre coupe-bande à un filtre passe-bande.

3.2.2.1 Filtres interdigités

La Figure 101 représente le dessin d'un filtre interdigité à accès latéraux à stub où l'accordabilité en fréquence est réalisée par la commutation circuit-ouvert / court-circuit des extrémités des résonateurs [52].

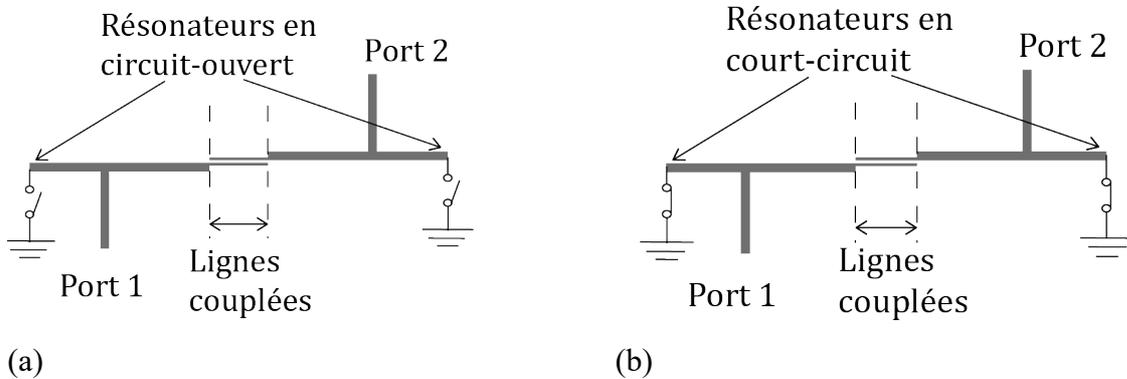


Figure 101. Dessin du filtre interdigités accordable. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON.

Le dessin de ce filtre et les résultats de simulations sont présentés à la Figure 102. La longueur des zones dopées permet de choisir la fréquence à l'état ON. Ce filtre a été conçu pour avoir une fréquence de résonance à l'état OFF (i. e. résonateurs en circuit-ouvert) de 3,5 GHz à 2,2 GHz à l'état ON (i. e. résonateurs en court-circuit). Les dimensions du filtre sont données dans le Tableau 5. Les simulations de ce filtre sont réalisées avec des approximations telles que les zones dopées sont simulées avec des formes parallélépipédiques et une conductivité égale à celle de l'aluminium à l'état ON. A l'état OFF, les pertes d'insertion sont de 1,7 dB et l'adaptation est supérieure à 14 dB tandis qu'à l'état ON, les pertes d'insertion sont de 2 dB et l'adaptation est supérieure à 17 dB. La réalisation de ce filtre nécessite deux masques (Figure 103), l'un pour les zones dopées et l'autre pour la métallisation.

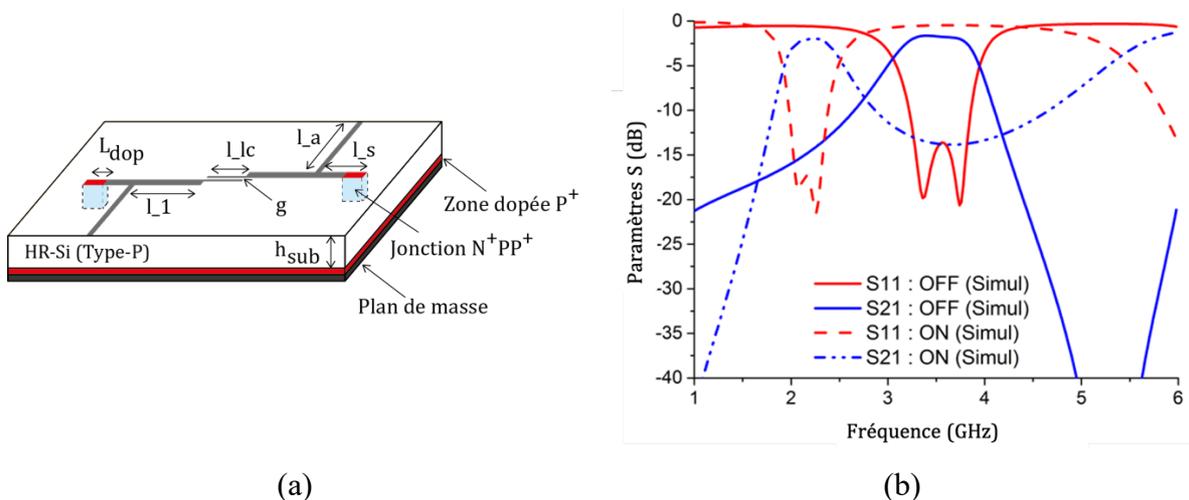


Figure 102. (a) Dessin 3D réalisé sous HFSS™. Résultats de simulations du filtre interdigités dans les deux états de fonctionnement.

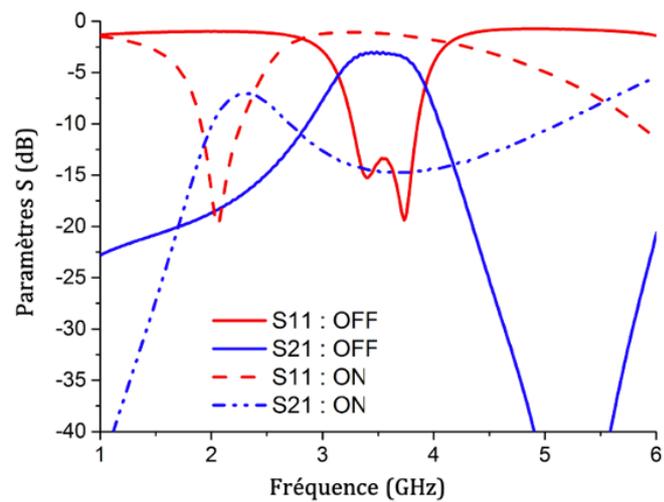
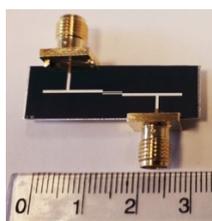
Tableau 5. Dimensions du filtre interdigité (en mm)

$l_a$	$w$	$l_{lc}$	$w_{lc}$	$l_s$	$l_l$	$g$	$l_{lop}$
5,2	0,55	3,75	0,17	4,55	6,43	0,19	2



Figure 103. Masques du filtre interdigités. (a) Masque du dopage. (b) Masque de la métallisation.

La Figure 104 (a) représente la photographie du filtre réalisé auquel des connecteurs ont été ajoutés. Pour la mesure, une calibration SOLT (Short Open Load Through) a été effectuée afin d'enlever les pertes liées aux câbles (les pertes des connecteurs ne sont pas enlevées lors d'une telle calibration). Tel que le montre la Figure 104 (b), à l'état OFF, le filtre présente une fréquence centrale de 3,5 GHz avec des pertes d'insertion mesurées de 3,1 dB et une adaptation de 13 dB. A l'état ON, avec une tension de polarisation de -2 V, les pertes d'insertion sont de l'ordre de -7 dB. Des retro-simulations (Figure 105) ont été effectuées pour comprendre les différences des niveaux de pertes entre les simulations et les mesures. Il s'avère que la résistivité du substrat était de l'ordre de 1000  $\Omega.cm$  (donnée fabricant entre 500  $\Omega.cm$  et 10000  $\Omega.cm$ ) au lieu des 2500  $\Omega.cm$ , ce qui explique l'augmentation du niveau de pertes à l'état OFF. A l'état ON, les pertes sont plus élevées que celles prévues à cause de la résistivité plus faible du substrat et la résistivité dans les zones dopées qui est de l'ordre 0,5  $\Omega.cm$ .



(a)

(b)

Figure 104. (a) Photographie du filtre interdigité. (b) Résultats de mesure.

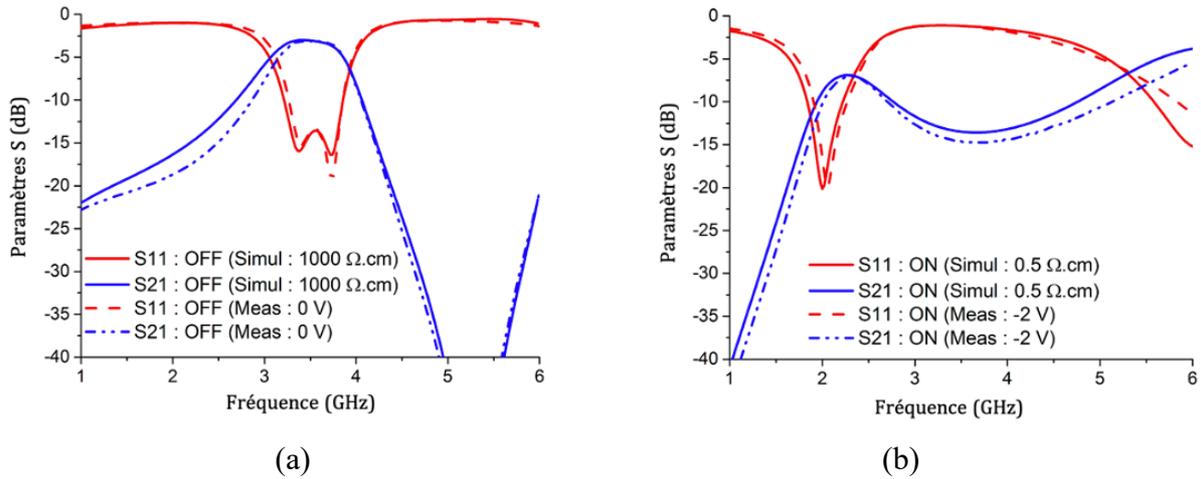


Figure 105. Comparaison rétro-simulations et mesures du filtre interdigité. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON.

Pour améliorer les niveaux de pertes sur ce type de filtre, il faudrait réaliser des gravures (affiner localement le silicium) sous les zones dopées afin d'améliorer la conductivité dans les jonctions.

#### 3.2.2.2 Filtres DBRs

Les filtres DBRs sont basés sur l'association parallèle de deux structures coupe-bande qui peuvent être des résonateurs en circuit-ouvert longs d'un quart de longueur d'onde, à une fréquence spécifique (Figure 106 (a)). Chaque résonateur a sa propre longueur spécifique pour donner un zéro de transmission. En sélectionnant de manière appropriée ces zéros de transmission, un filtre passe-bande peut être obtenu. Ainsi, le résonateur le plus long entraîne un zéro de transmission à basse fréquence ( $BF_1$ ) et le plus court un zéro de transmission à haute fréquence ( $HF_1$ ). La Figure 106 (b) montre un exemple de résultats simulés simplifiés, c'est-à-dire sans effet de bout ni pertes diélectriques où les deux zéros de transmission créent un filtre passe-bande à 5,7 GHz. Ces résultats de simulation ont été obtenus à l'aide du logiciel d'électronique Advanced Design System (ADS) de Keysight Technologies<sup>®</sup>. Ensuite, si un résonateur est court-circuité, cela modifie le zéro de transmission et, par conséquent, la fréquence centrale du filtre passe-bande.

En utilisant un seul élément d'accord, il existe deux manières alternatives de créer un DBR commutable. La première option consiste à court-circuiter un stub comme le montre la Figure 107 ; le zéro de transmission  $BF_1$  devient  $BF_2$ , modifiant ainsi la fréquence centrale de 5,7 GHz à 3,2 GHz, dans les états OFF et ON, respectivement. La deuxième option consiste à court-circuiter le résonateur haute fréquence (Figure 108); le zéro d'émission haute fréquence  $HF_1$  devient  $HF_2$ , ce qui permet de faire passer la fréquence centrale de 5,7 GHz à l'état OFF à 2,5 GHz à l'état ON (Figure 108 (b)).

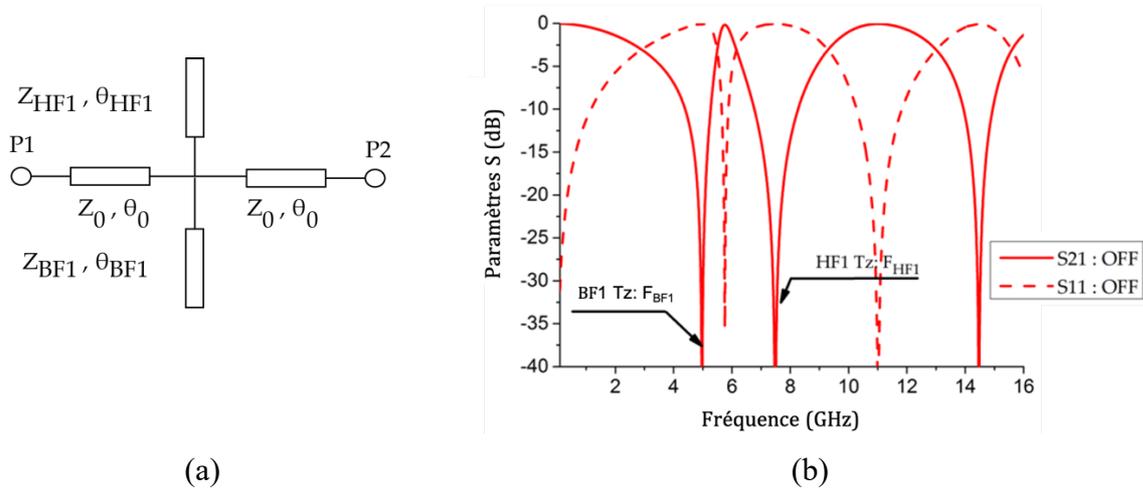


Figure 106. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR. (b) Résultat de simulation circuit [53].

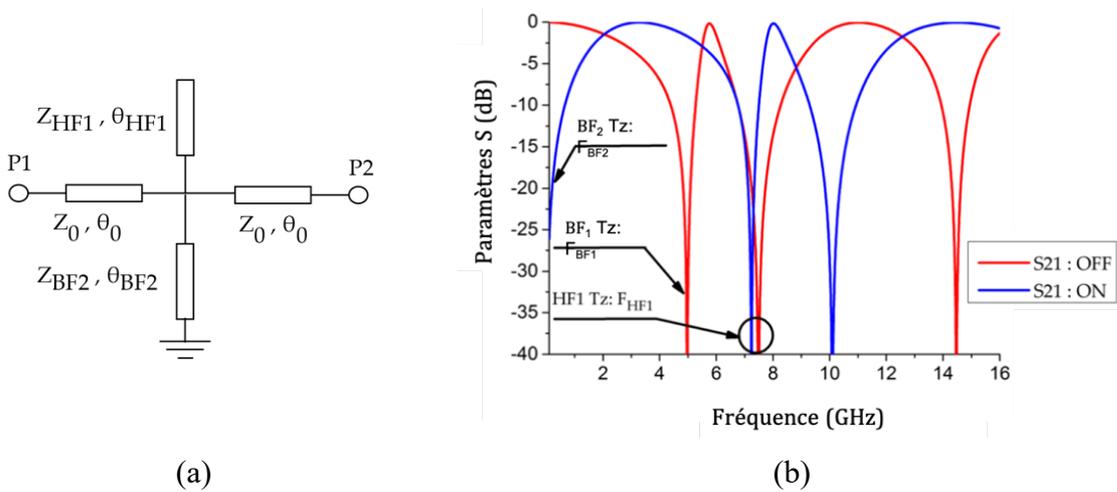


Figure 107. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR où le résonateur basse-fréquence est court-circuité. (b) Résultat de simulation circuit [53].

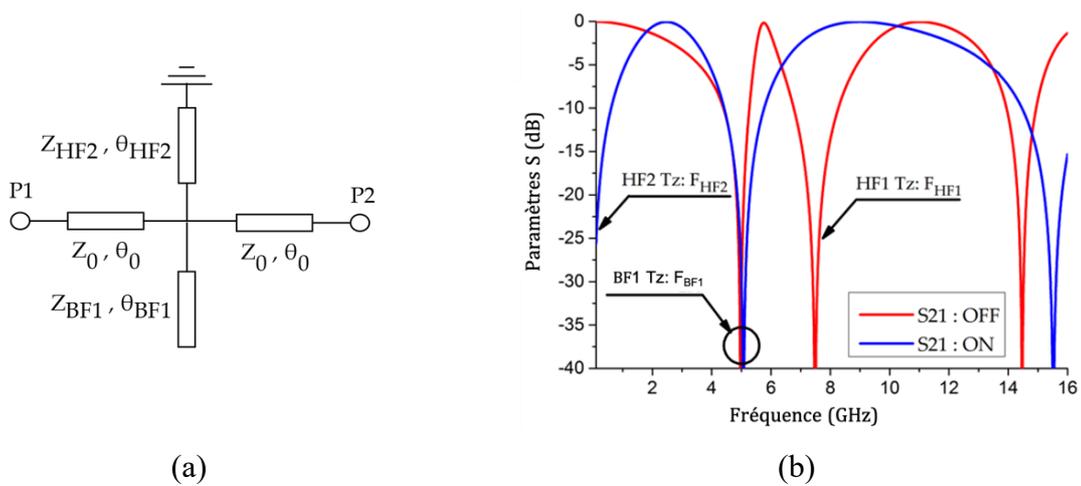


Figure 108. (a) Représentation idéale d'un filtre DBR où le résonateur haute-fréquence est court-circuité. (b) Résultat de simulation circuit [53].

La Figure 109 (a) montre la conception  $DBR_1$  commutable avec son élément actif intégré, situé à l'extrémité du résonateur HF. Les dimensions longueur x largeur des stubs basse fréquence et haute fréquence sont notées  $L_{\text{stubBF}} \times W_{\text{BF}}$  et  $L_{\text{stubHF}} \times W_{\text{HF}}$ , respectivement, et les dimensions de la zone dopée sont notées  $L_{\text{DOP}} \times W_{\text{DOP}}$ . Les longueurs et largeurs des deux résonateurs ont été calculées pour obtenir un zéro de transmission basse fréquence à 4,8 GHz et un zéro de transmission haute fréquence à 7,2 GHz, sur la base de la synthèse de [54]. Les largeurs des lignes d'accès ont été dimensionnées pour avoir une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  et leurs longueurs ont été choisies pour être suffisamment grandes afin d'être facilement mesurées. Les dimensions du  $DBR_1$  sont listées dans le Tableau 6.

Dans les simulations du démonstrateur  $DBR_1$  (Figure 109 (b)), les pertes du semi-conducteur ont été prises en compte en utilisant la résistivité du substrat dans le calcul de la tangente de perte avec une résistivité de  $2500 \Omega \cdot \text{cm}$  à l'état OFF et une résistivité de  $0,1 \Omega \cdot \text{cm}$  à l'état ON. A l'état OFF, les deux zéros de transmission à 4,8 GHz et 7,2 GHz permettent d'obtenir un filtre passe-bande à 5,52 GHz. Lorsque la jonction  $N^+PP^+$  est simulée en polarisation directe, le zéro de transmission haute fréquence commute vers le DC permettant une transmission à la fréquence centrale de 2,44 GHz. Les pertes d'insertion simulées sont de 0,9 dB à 5,52 GHz à l'état OFF et de 2,01 dB à 2,44 GHz à l'état ON.

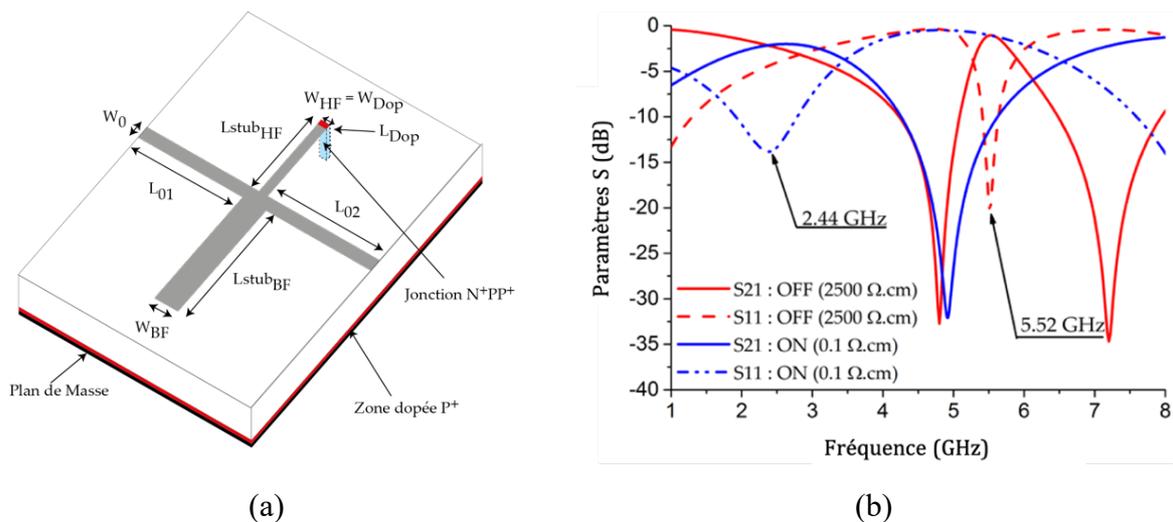


Figure 109. (a) Dessin d'un filtre DBR accordable où l'élément d'accord est situé sur le résonateur HF. (b) Résultat de simulation électromagnétique à l'état OFF et à l'état ON [53].

Tableau 6. Dimensions du filtre DBR (en mm)

	Accès	Résonateur Basse Fréquence	Résonateur Haute Fréquence	Zone dopée
Longueur	$L_{01} = 3,74$ $L_{02} = 4$	$L_{\text{stubBF}} = 5,46$	$L_{\text{stubHF}} = 3,8$	$L_{\text{dop}} = 0,2$
Largeur	$W_0 = 0,56$	$W_{\text{stubBF}} = 0,84$	$W_{\text{stubHF}} = 0,31$	$W_{\text{dop}} = 0,31$

Ce démonstrateur a été réalisé et mesuré (Figure 110). À l'état OFF, avec une tension de polarisation nulle, les deux zéros de transmission sont mesurés à 4,83 GHz et 7,2 GHz, ce qui engendre une fréquence centrale à 5,58 GHz avec un niveau de pertes d'insertion de 1,97 dB. A l'état ON, le zéro de transmission basse fréquence reste relativement constant, tandis que le zéro de transmission haute fréquence est déplacé vers le continu de sorte que la fréquence centrale est commutée à 2,55 GHz avec une tension de polarisation de -1,5 V. Le niveau de pertes d'insertion est alors de 1,9 dB.

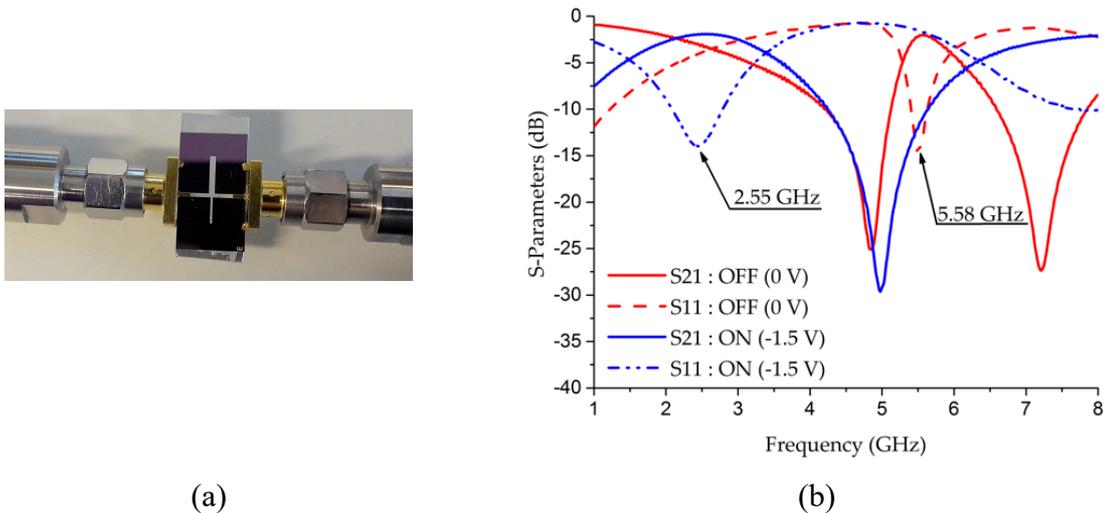


Figure 110. (a) Photographie du filtre DBR<sub>1</sub>. (b) Résultats de mesure dans les deux états de fonctionnement [53].

L'approche de co-conception offre une grande flexibilité et précision pour le dimensionnement et le positionnement des zones dopées. Afin de montrer un aperçu des possibilités sur les filtres DBR, trois autres démonstrateurs (Figure 111) avec différentes longueurs et largeurs de zones dopées ont été conçus et caractérisés. Seules les dimensions des zones dopées ont été modifiées par rapport au premier démonstrateur.

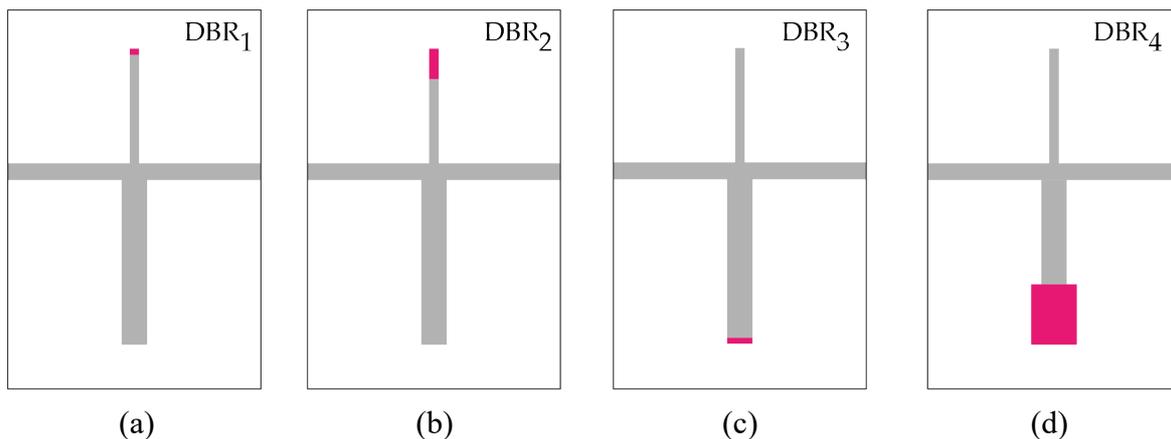


Figure 111. Vue de dessus de 4 filtres DBR accordables. (a) DBR<sub>1</sub> avec des dimensions de zone dopée de 0,2 mm x 0,314 mm. (b) DBR<sub>2</sub> avec des dimensions de zone dopée de 1 mm x 0,314 mm. (c) DBR<sub>3</sub> avec des dimensions de zone dopée de 0,2 mm x 0,836 mm. (d) DBR<sub>4</sub> avec des dimensions de zone dopée de 2 mm x 1,5 mm [53].

Les Figure 112 (a) et (b) montrent des comparaisons des résultats simulés et mesurés du filtre accordable DBR<sub>2</sub> dans les états OFF et ON. Comme pour le DBR<sub>1</sub>, un bon accord a été obtenu dans les deux états de fonctionnement. La zone dopée ( $L_{\text{dop}} = 1 \text{ mm}$ ) est plus longue que

### 3.2 Composants accordables à 2 états

pour le  $DBR_1$  sur le stub haute fréquence. Par conséquent, par rapport au  $DBR_1$ , la fréquence centrale est la même à l'état OFF, c'est-à-dire égale à 5,53 GHz, avec une tension de polarisation de 0 V. Le niveau de pertes d'insertion est de 1,97 dB. À l'état ON, avec une tension de polarisation de -1,2 V, le zéro de transmission le plus élevé est déplacé vers le courant continu et la fréquence centrale est à 2,6 GHz, avec un niveau de pertes d'insertion de 1,95 dB. La tension de polarisation est plus faible que pour le  $DBR_1$  car la zone dopée est plus longue.

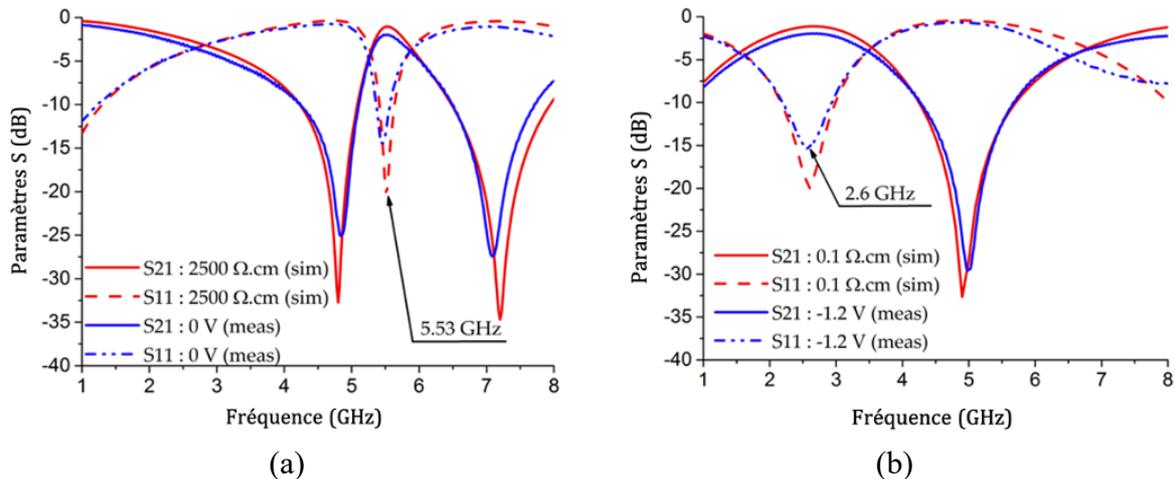


Figure 112. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable  $DBR_2$ . (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53].

Le filtre accordable  $DBR_3$  possède une zone dopée d'une longueur de 0,2 mm, située à l'extrémité du résonateur basse fréquence. La fréquence centrale de ce filtre commute de 5,53 GHz à l'état OFF (à 0 V) à 3,23 GHz à l'état ON (avec une tension de polarisation de -1,5 V) (Figure 113). Les niveaux de pertes d'insertion sont respectivement de 1,98 dB et 1,68 dB.

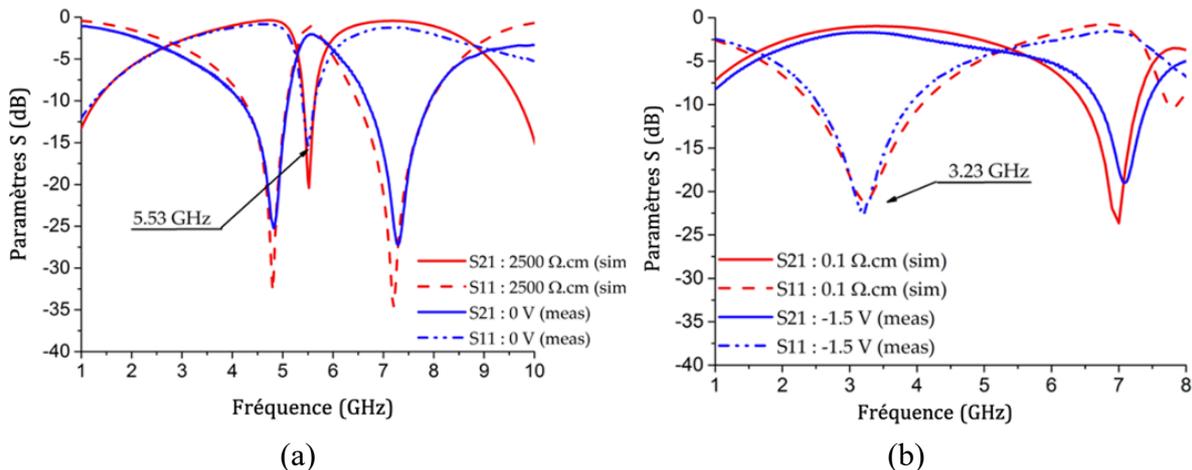


Figure 113. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable  $DBR_3$ . (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53].

Le dernier démonstrateur,  $DBR_4$ , a une zone dopée plus large et plus longue que le  $DBR_3$ , ceci implique un effet capacitif à l'état OFF, ce qui explique pourquoi la fréquence de résonance, à 5,2 GHz, est plus faible que pour les autres démonstrateurs (Figure 114). Le résonateur est plus court à l'état ON, ce qui engendre une fréquence de résonance de 3,8 GHz (à -1 V). Les pertes d'insertion sont de 1,94 dB et 1,95 dB dans les états OFF et ON, respectivement.

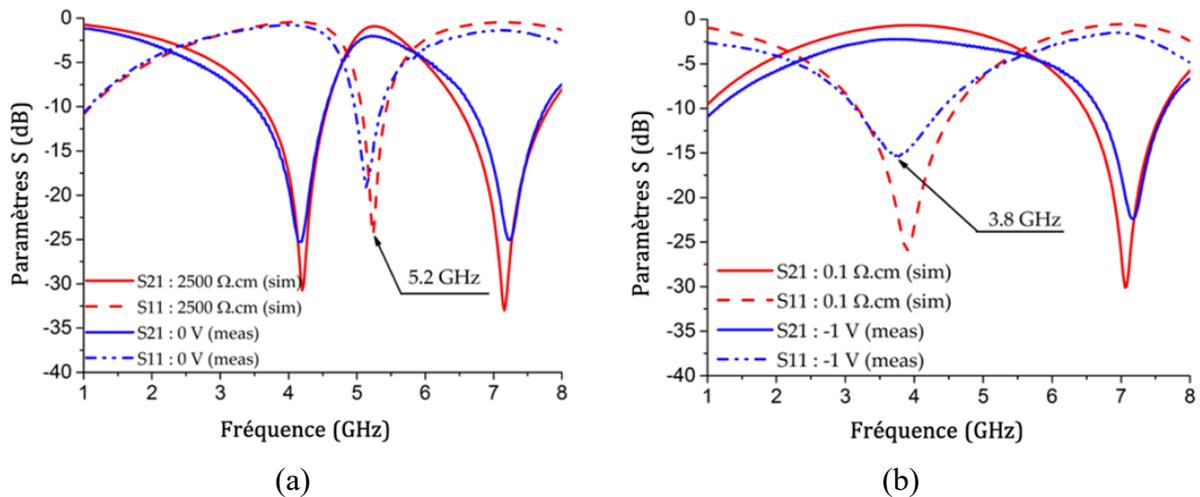


Figure 114. Comparaison entre les résultats simulés et mesurés du filtre accordable DBR4. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [53].

De plus, avec un filtre de 5,52 GHz à l'état OFF, la fréquence centrale à l'état ON peut être sélectionnée entre 2,44 GHz et 5 GHz en choisissant la longueur de la zone dopée et en court-circuitant soit le stub basse fréquence soit le stub haute fréquence (Figure 115). Le rapport peut être compris entre 1:1,1 et 1:2,25, ce qui offre de nombreuses possibilités en fonction de l'application visée. De plus, il faut noter que plus la surface de la zone dopée est grande, plus la tension de polarisation est faible. Ainsi, si la tension de polarisation n'est pas un problème, la taille peut être minimisée tout en maintenant la fréquence de commutation.

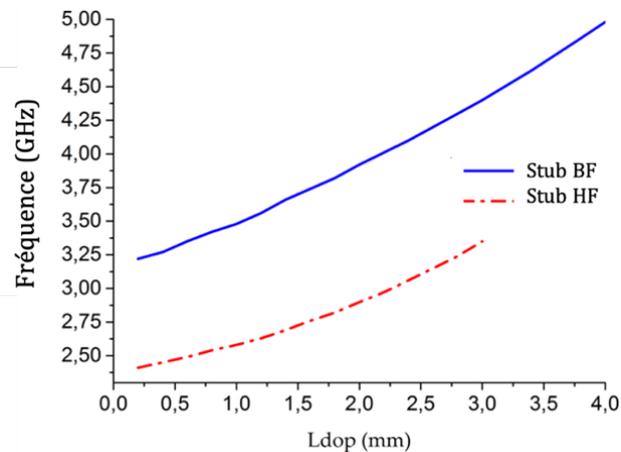


Figure 115. Fréquence centrale d'un filtre DBR accordable à l'état ON en fonction de la longueur de la zone dopée, pour une fréquence centrale de 5,52 GHz à l'état OFF [53].

### 3.2.2.3 Filtres accordables en bande passante

La Figure 116 est une représentation idéale d'un filtre passe-bande d'ordre  $n$  avec des terminaisons court-circuitées. A partir de la synthèse de ce filtre décrite dans [55], un filtre passe-bande accordable d'ordre 2 a été conçu en technologie microruban, à titre d'exemple. La synthèse fixe les dimensions des largeurs et des longueurs des inverseurs d'impédance et des résonateurs en court-circuit. Pour rendre ce filtre accordable, la longueur de chacun des résonateurs est multipliée par deux, en première approximation, lorsque les résonateurs sont en circuit-ouverts. Ainsi, la Figure 117 montre le filtre fonctionnant à 5 GHz avec une bande

### 3.2 Composants accordables à 2 états

passante de 30 % (soit une bande passante de 1,5 GHz comprise entre 4,25 GHz et 5,75 GHz, avec une ondulation de 0,01 dB) lorsque les résonateurs sont de longueur quart d'onde avec des terminaisons court-circuitées.

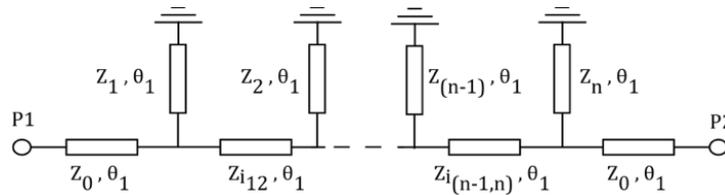


Figure 116. Représentation idéale d'un filtre passe-bande à résonateurs en court-circuit [56].

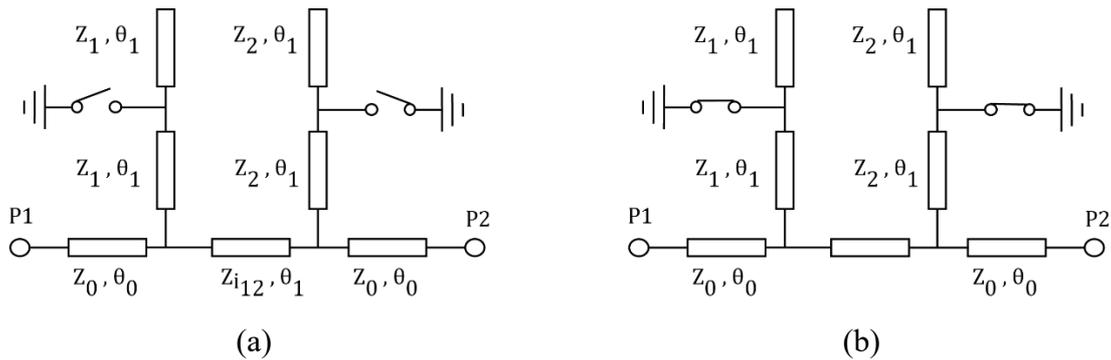


Figure 117. Représentation idéale d'un filtre passe-bande accordable d'ordre 2. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON [56].

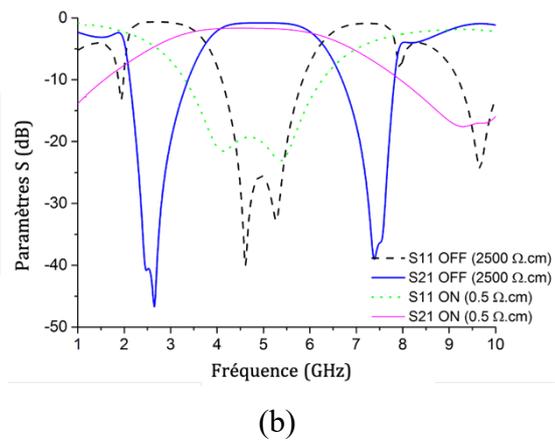
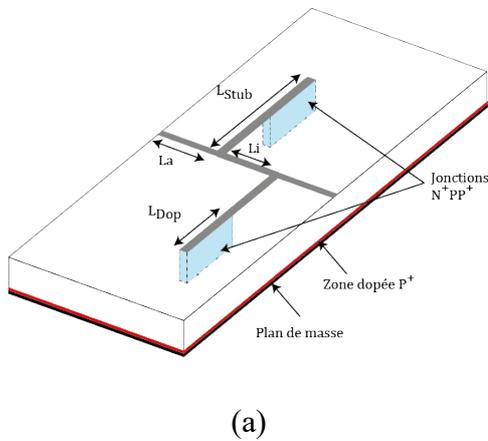


Figure 118. (a) Dessin 3D du filtre accordable. (b) Résultat de simulation [56].

Des filtres accordables d'ordre 4 (Figure 119) ont également été proposés sur une topologie similaire où les résonateurs à saut d'impédance permettent le choix des bandes passantes dans les deux états de fonctionnement. En effet, dans son livre Matthaei [55] propose la synthèse de filtres à stubs à saut d'impédance, et celle de filtres à stubs court-circuités. Basée sur ces synthèses, la synthèse développée pour les filtres à stubs en circuit-ouverts permet de choisir les bandes passantes et les fréquences centrales dans les deux états de fonctionnement. Pour illustrer les possibilités d'accord grâce à ce filtre et les synthèses proposées, la Figure 120 présente deux exemples de simulation idéale sous ADS<sup>©</sup> où la bande passante commute de 15 % à l'état OFF à 45 % à l'état ON dans le 1<sup>er</sup> cas, et de 61 % à 94 % dans le 2<sup>ème</sup> cas.

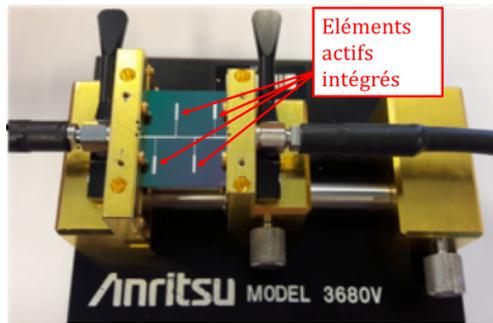


Figure 119. Filtrés d'ordre 4 accordable en bande passante [57].

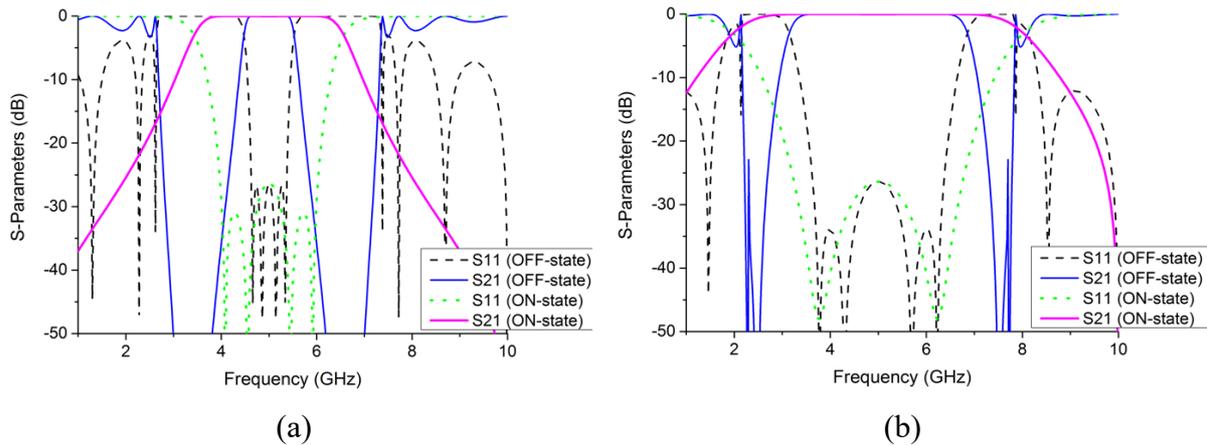


Figure 120. Exemples de possibilité d'accord en bande passante. (a) 15 % à 45 %. (b) 61 % à 94 % [57].

Pour aller plus loin avec les synthèses développées, il est possible d'envisager un accord en fréquence centrale et en bande passante tel que le montre la Figure 121. Le filtre proposé fonctionne à l'état OFF à la fréquence centrale de 8 GHz avec une bande passante de 20 % et à l'état ON à la fréquence centrale de 10 GHz avec une bande passante de 50 %. Bien sûr l'accord en bande passante est limité puisque les inverseurs ne sont pas accordables.

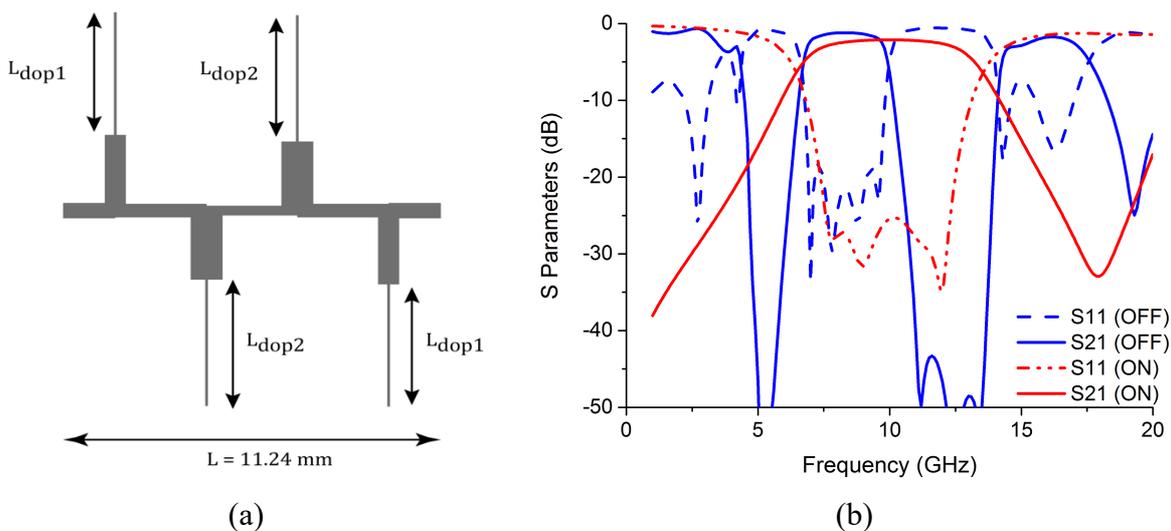


Figure 121. Filtre à stubs d'ordre 4 accordable en fréquence centrale et en bande passante. (a) layout. (b) Réponse simulée électromagnétique dans les 2 états de fonctionnement.

3.2.2.4 Filtre reconfigurable commutant de coupe-bande à passe-bande

Des travaux ont également été effectués à partir de différentes topologies de filtres afin de proposer un filtre commutable de coupe-bande à passe-bande. La Figure 122 montre la représentation idéale de ce filtre et son dessin 3D effectué sous HFSS™. A l'état ON, l'onde électromagnétique ne voit qu'un chemin, celui des lignes couplées et la synthèse de ce filtre est décrite dans [57], à partir de celle-ci une nouvelle synthèse a été écrite pour l'état OFF avec les deux chemins en parallèle.

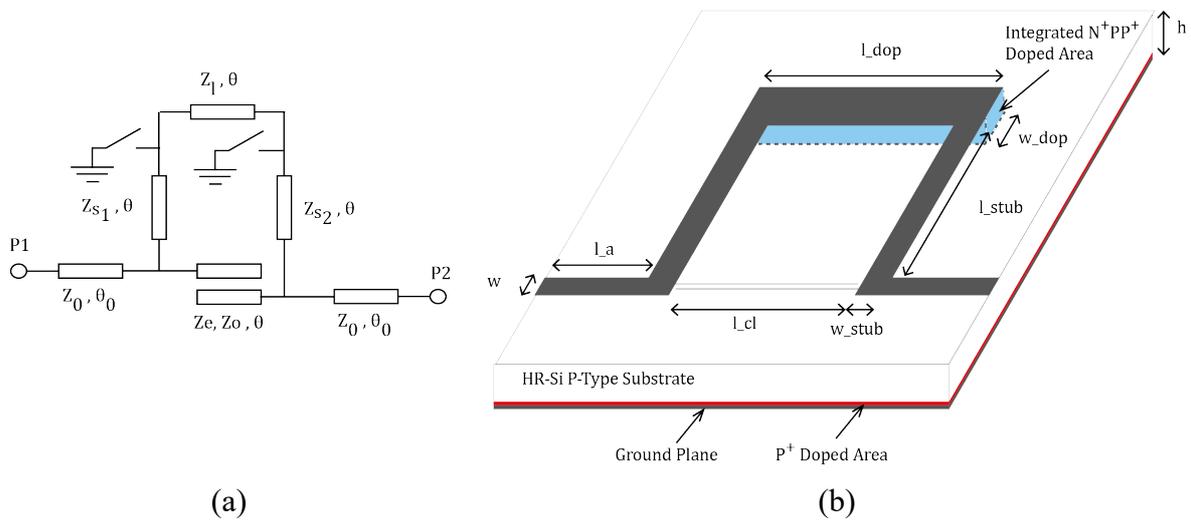
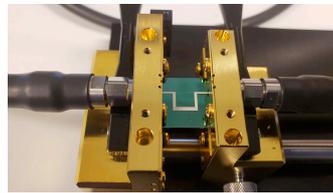
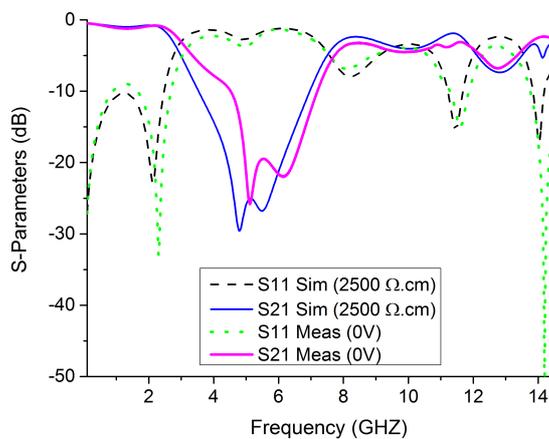


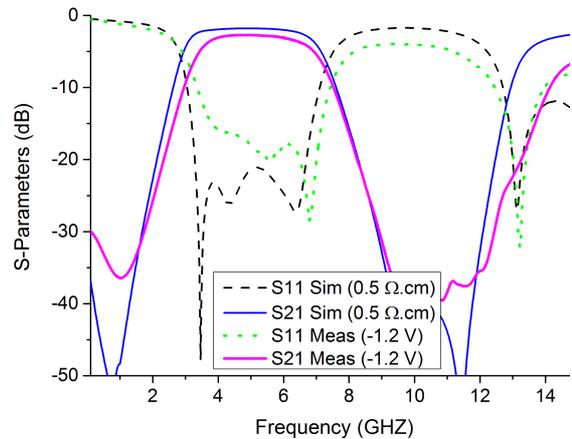
Figure 122. Filtre reconfigurable coupe-bande vers passe-bande. (a) Représentation idéale. (b) Dessin 3D sur silicium avec jonction intégrée.



(a)



(b)



(c)

Figure 123. Filtre reconfigurable coupe-bande vers passe-bande (a) Prototype sous test. (b) Comparaison simulation / mesure à l'état OFF. (c) Comparaison simulation / mesure à l'état ON.

La Figure 123 montre l'un des démonstrateurs réalisés, placé dans une cellule de mesure afin d'être mesuré ainsi qu'une comparaison simulation / mesure dans les deux états de fonctionnement. Ce filtre présente à l'état OFF, i. e. mode coupe-bande, un niveau de transmission inférieur à -16 dB avec une bande atténuée à -10 dB de 4,5 GHz à 7,2 GHz. A l'état ON, i. e. mode passe-bande, les pertes d'insertion mesurées sont de 2,7 dB pour une bande passante à -3 dB de 3,3 GHz à 7 GHz.

### 3.2.3 Antennes accordables

#### 3.2.3.1 Antennes accordables en fréquence

Pendant ma thèse, j'ai également appliqué ce concept à des antennes relativement simples (telles que les antennes patches), afin de valider l'accordabilité en fréquence d'antennes. Le concept étant déjà détaillé dans mon manuscrit de thèse celui-ci ne sera pas décrit dans ce manuscrit.

#### 3.2.3.2 Antennes accordables en polarisation

##### a) Reconfigurabilité entre deux polarisations linéaires

L'idée est d'utiliser une antenne patch carrée classique dont l'adaptation d'impédance est effectuée par une ligne quart-d'onde avec deux voies d'alimentation sur deux de ces côtés adjacents, tel que le montre la Figure 124. Lorsque l'antenne patch est alimentée par l'une des voies sa polarisation est linéaire et lorsqu'elle est alimentée par la deuxième voie sa polarisation est également linéaire mais à 90° par rapport à la 1<sup>ère</sup>. La commutation est réalisée par un stub de longueur  $\lambda/4$ , reconfigurable de circuit-ouvert à court-circuit. Ainsi, à l'état OFF, le résonateur est en circuit ouvert et l'antenne est alimentée par la voie 1. A l'état ON, le résonateur est en court-circuit, par conséquent transparent d'un point de vue électromagnétique à la fréquence de fonctionnement de l'antenne, et la voie 1 est également court-circuitée, l'antenne est ainsi alimentée par la voie 2.

Pour illustrer la reconfigurabilité en polarisation, la Figure 126 représente le champ électrique dans les deux états de fonctionnement, on peut ainsi observer une modification des fentes rayonnantes entre les deux états.

La Figure 126 présente le dessin de l'antenne vue de dessus avec les deux zones dopées permettant la commutation ainsi que la photographie d'un démonstrateur conçu pour fonctionner à 7,1 GHz.

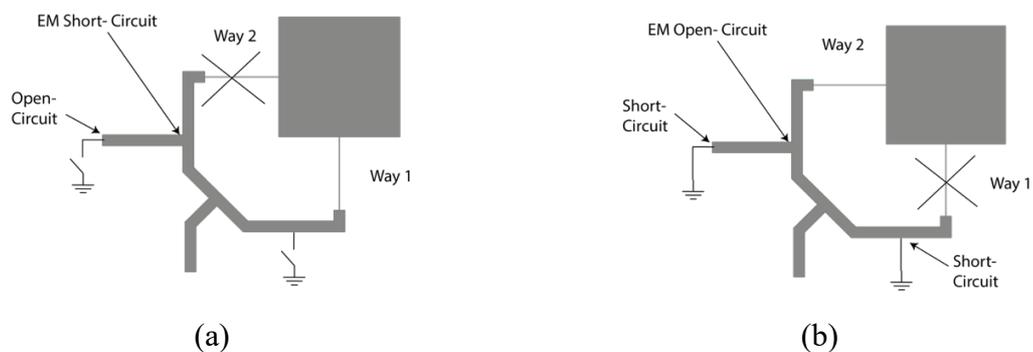


Figure 124. Représentation idéale de l'antenne accordable en polarisation. (a) État OFF. (b) État ON [58].



Figure 125. Représentation du champ électrique. (a) État OFF. (b) État ON [58].

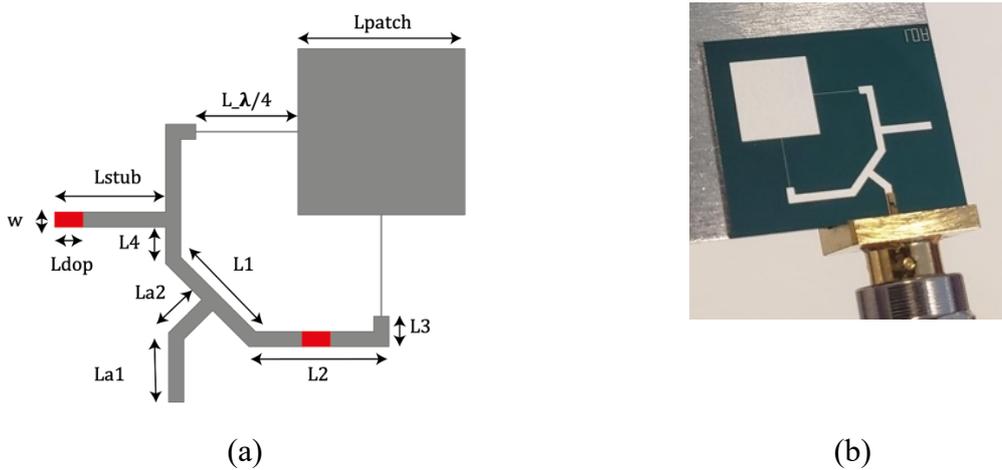


Figure 126. (a) Dessin de l'antenne reconfigurable sous HFSS™. (b) Prototype [58].

Ce démonstrateur a été mesuré en réflexion, comme le montre la Figure 127 avec un niveau d'adaptation supérieur à 12 dB dans les deux états, ainsi qu'en diagramme de rayonnement où la Figure 128 montre l'antenne dans la chambre anéchoïque sur son support imprimé en 3D et les résultats de mesure du gain réalisé normalisé. La différence entre la co-polarisation et la cross-polarisation est supérieure à 20 dB à l'état OFF et 15 dB à l'état ON.

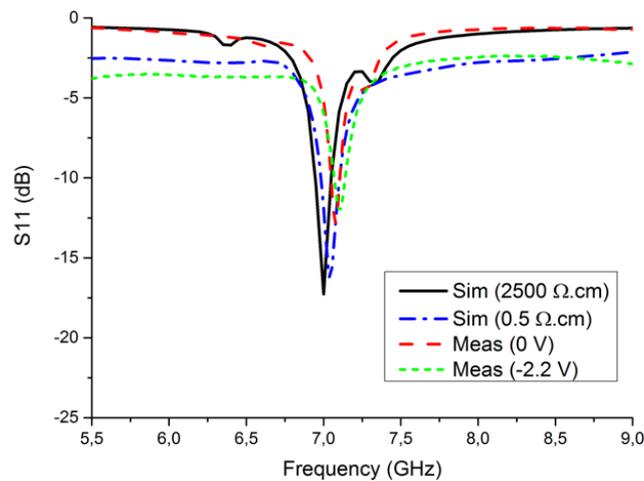


Figure 127. Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion dans les deux états de fonctionnement.

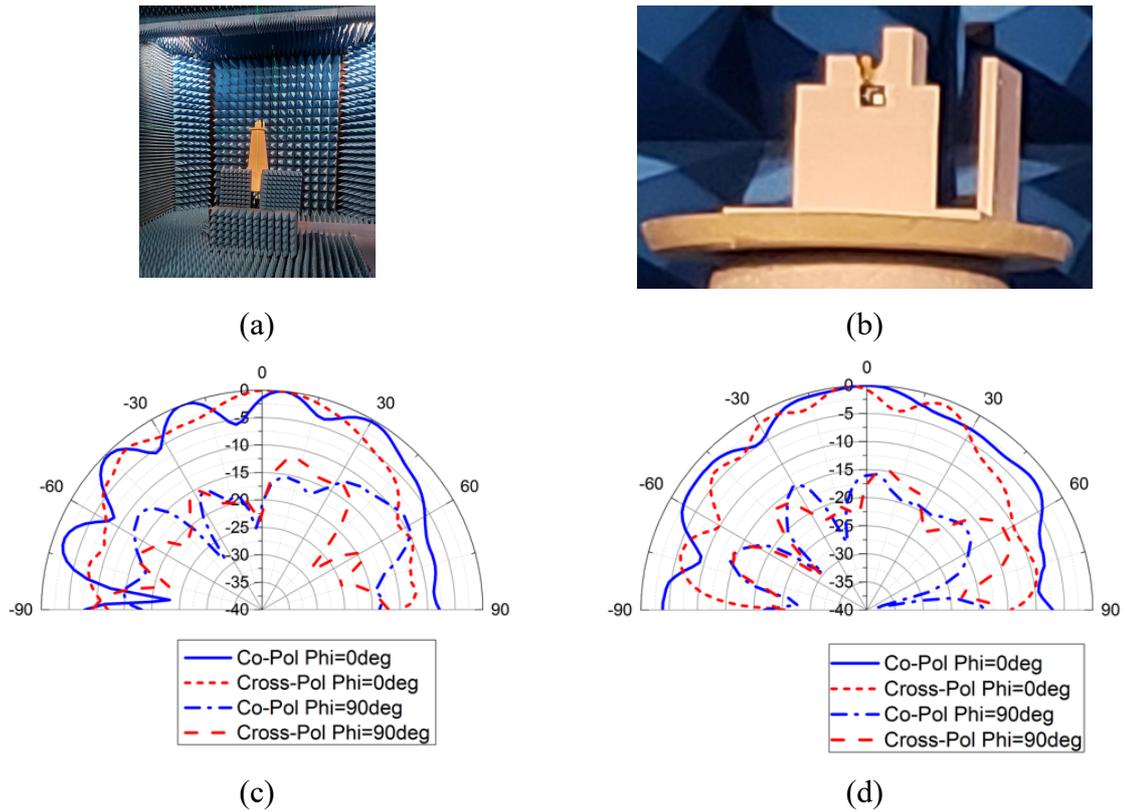


Figure 128. (a) Antenne sous test dans la chambre anéchoïque. (b) Antenne sur son support imprimé en 3D. Zoom sur le positionneur. (c) Mesure du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (d) Mesure du gain réalisé normalisé à l'état ON [58].

b) Reconfigurabilité entre une polarisation circulaire vers linéaire

L'antenne de la Figure 129 offre une reconfigurabilité entre une polarisation circulaire et une polarisation linéaire. En effet, à l'état OFF, les deux voies ayant une différence de longueur  $\lambda/4$  alimentent l'antenne avec un déphasage de  $90^\circ$  créant ainsi une polarisation circulaire. A l'état ON, la voie 2 est court-circuitée, l'antenne alimentée uniquement par la voie 1 fonctionne avec une polarisation linéaire.

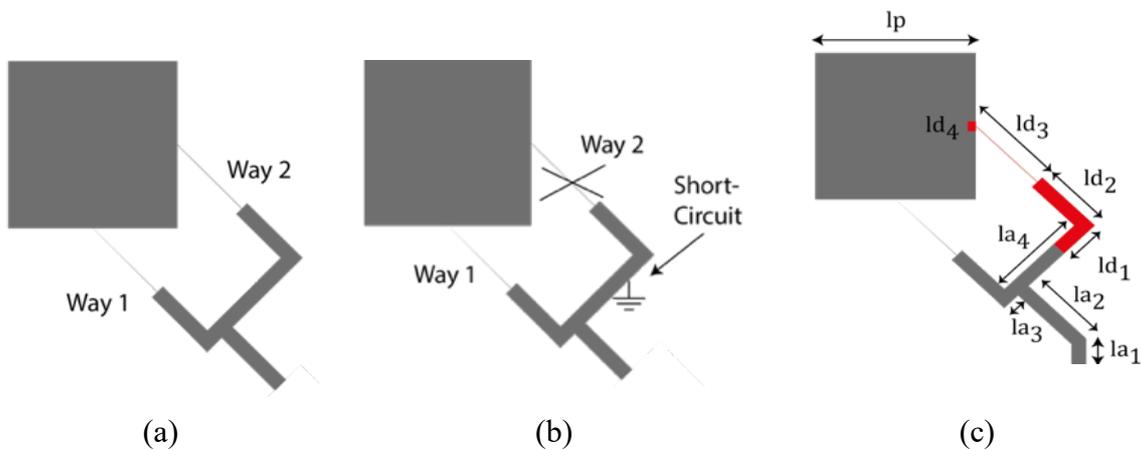


Figure 129. (a) Antenne patch à l'état OFF avec 2 voies d'alimentation pour un fonctionnement en polarisation circulaire. (b) Antenne patch à l'état ON avec une voie d'alimentation pour un fonctionnement en polarisation linéaire. (c) Layout de l'antenne patch avec sa zone dopée [59].

La Figure 130 présente une comparaison simulation / mesure du coefficient de réflexion ainsi que les diagrammes en rayonnement des gains mesurés normalisés dans les deux états de fonctionnement. Cette antenne fonctionne à 7,1 GHz avec une adaptation mesurée supérieure à 40 dB. A l'état OFF, la différence entre la co- et la cross-polarisation n'est pas nulle à cause des difficultés d'alignement de l'antenne d'émission et le démonstrateur dans la chambre anéchoïque, mais la différence est faible ce qui prouve le fait que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire. A l'état ON, la différence entre la co- et la cross-polarisation est supérieure à 10 dB et 25 dB dans les deux plans de l'antenne.

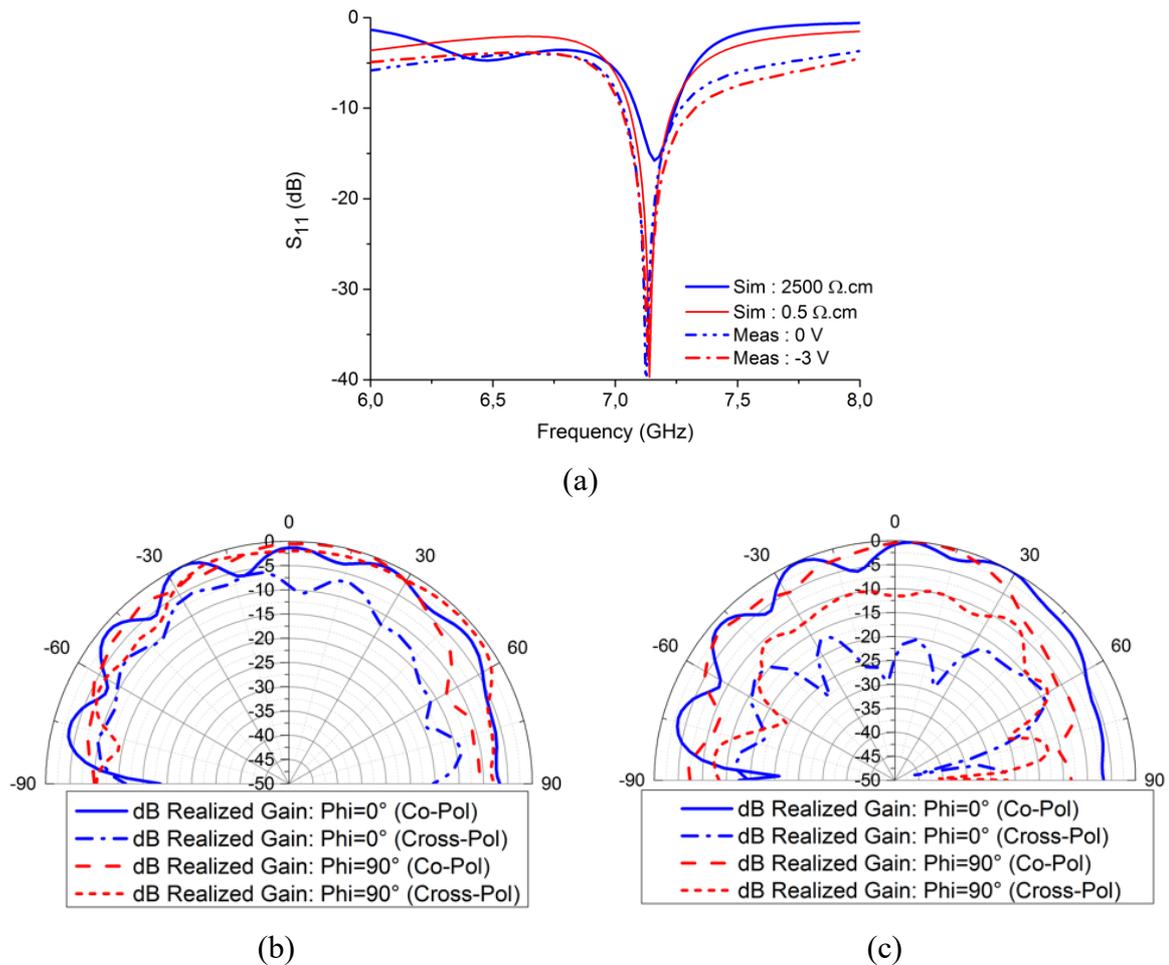


Figure 130. (a) Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion de l'antenne. (b) Gain mesuré normalisé à l'état OFF. (c) Gain mesuré normalisé à l'état ON [59].

#### c) Autres démonstrateurs

L'antenne patch de la Figure 131 fonctionne à 4,85 GHz et est accordable en polarisation commutant d'une polarisation linéaire 0° à une polarisation linéaire 45°. Cette antenne possède ses 4 coins tronqués, ce qui à l'état OFF offre la polarisation linéaire 0° avec 45 dB de différence entre la co- et la cross-polarisation et lorsque 2 coins en diagonale sont court-circuités alors la polarisation devient linéaire à 45° avec une différence de 15 dB entre la co- et la cross-polarisation (Figure 132).

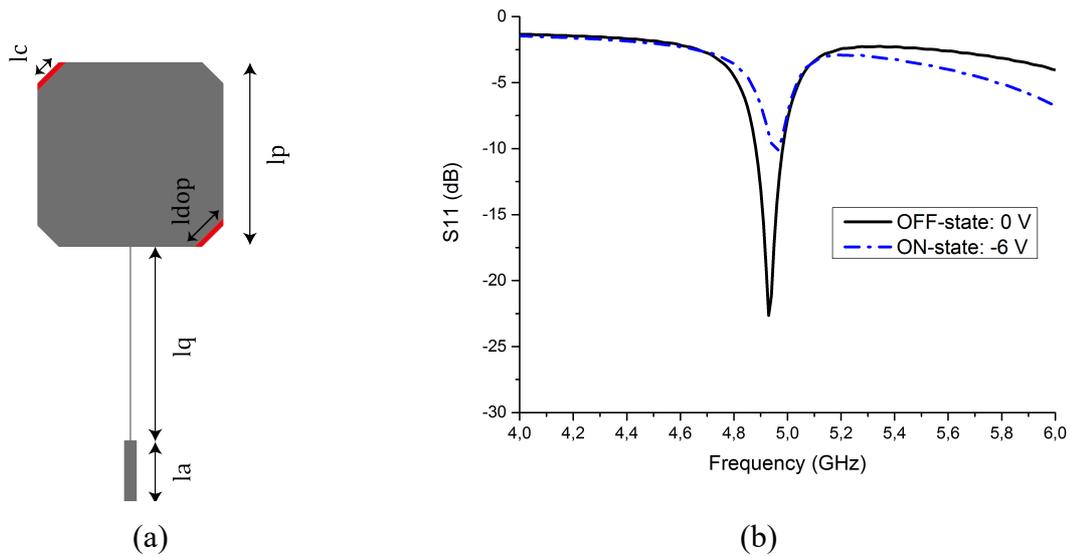


Figure 131. (a) Layout de l'antenne accordable en polarisation linéaire  $0^\circ / 45^\circ$ . (b) Résultat de mesure du paramètre en réflexion [60].

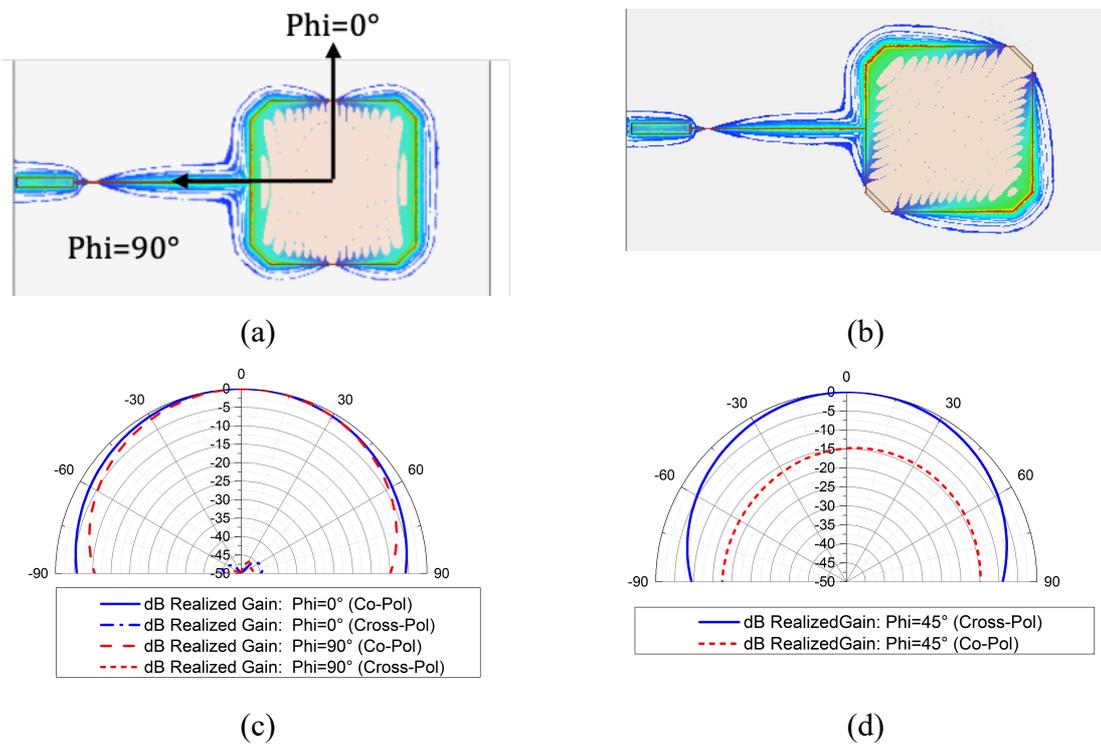


Figure 132. (a) Représentation du champ électrique simulé à l'état OFF. (b) Représentation du champ électrique simulé à l'état ON. (c) Résultat de simulation du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (d) Résultat de simulation du gain réalisé normalisé à l'état ON [60].

Si maintenant l'antenne patch possède seulement 2 coins tronqués à l'état OFF, comme le montre la Figure 133, alors la polarisation à l'état OFF est circulaire avec une différence co- et cross-polarisation nulle (Figure 134). A l'état ON, les 2 coins non-tronqués sont court-circuités offrant une polarisation linéaire à  $45^\circ$  avec une différence entre la co- et la cross-polarisation supérieure à 20 dB.

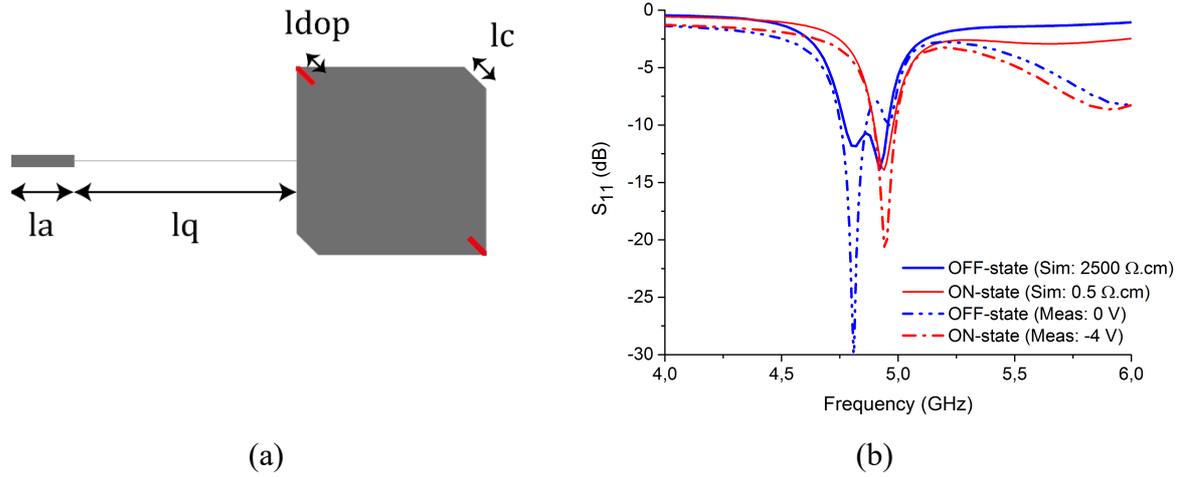


Figure 133. (a) Layout de l'antenne accordable en polarisation circulaire vers linéaire. (b) Comparaison simulation / mesure du paramètre en réflexion [60].

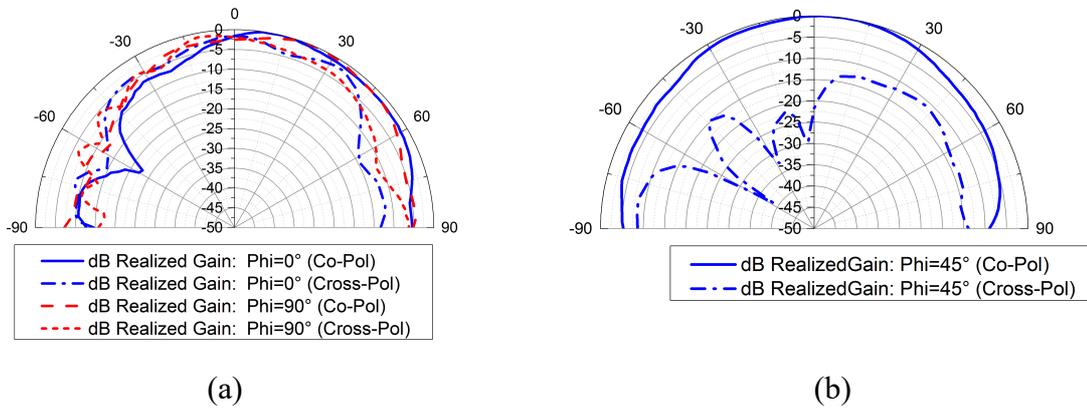


Figure 134. (a) Résultat de mesure du gain réalisé normalisé à l'état OFF. (b) Résultat de mesure du gain réalisé normalisé à l'état ON [60].

### 3.2.4 Déphaseurs

Après les switches, les filtres et les antennes, l'objectif est ici de montrer qu'il est également possible de concevoir des déphaseurs accordables. La Figure 135 illustre le concept. L'idée est de commuter entre deux chemins de longueur différente créant ainsi un déphasage différent. La Figure 136 montre une représentation idéale de ce déphaseur avec la possibilité de choisir le déphasage à l'état OFF en fonction de la longueur du chemin de la voie 2.

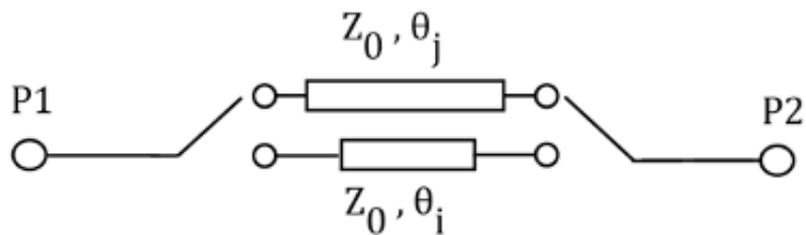


Figure 135. Concept du déphaseur à 2 états.

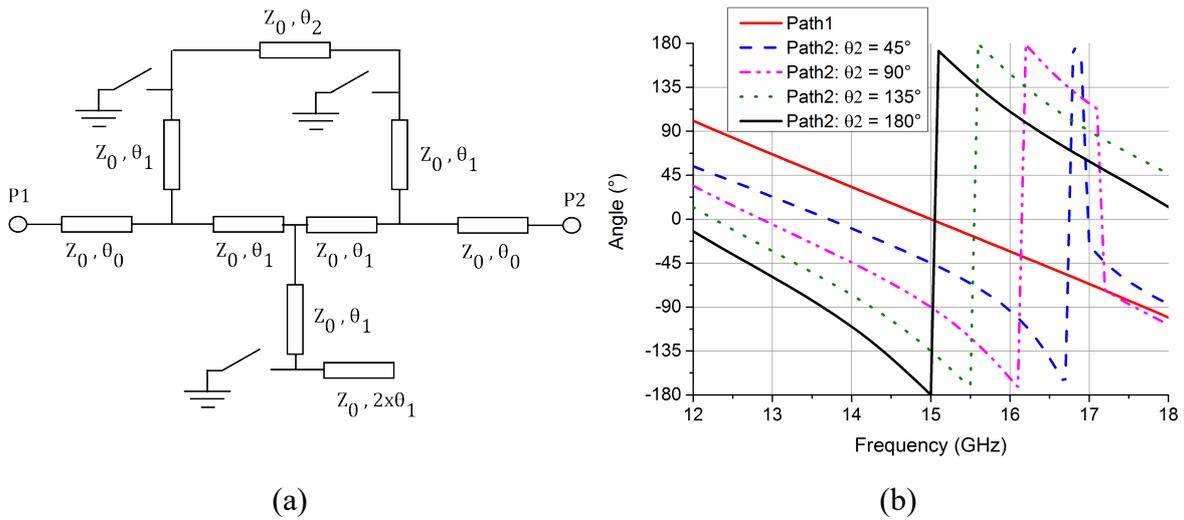


Figure 136. (a) Représentation idéale du déphaseur. (b) Déphasage entre les deux chemins en fonction de la longueur de la voie 2.

Une preuve de concept a été réalisée à partir d'un déphaseur fonctionnant à la fréquence de 15 GHz (Figure 137). Les pertes d'insertion sont comprises entre 1 dB et 3,3 dB à l'état OFF et l'état ON, respectivement et la différence de déphasage entre les deux chemins est de  $160^\circ$ . Il commute de  $1^\circ$  à  $161^\circ$  entre les deux états.

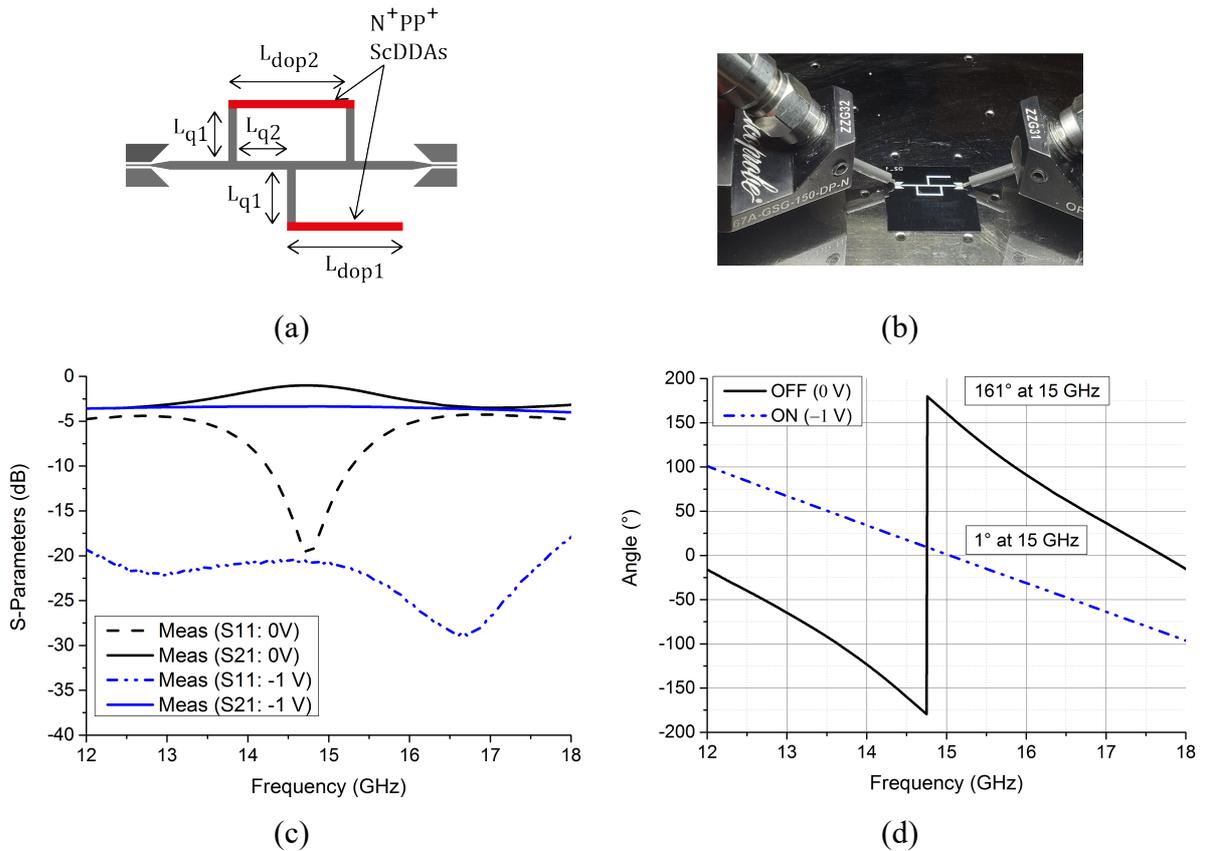


Figure 137. (a) Dessin du déphaseur avec ses deux zones dopées. (b) Photographie du démonstrateur. (c) Résultat de mesure dans les deux états de fonctionnement. (d) Déphasage mesuré entre les deux chemins.

### 3.3 Composants hyperfréquences accordables à trois états

#### 3.3.1 Résonateurs à accordables à 3 états

Pour aller plus loin et utiliser les degrés de libertés supplémentaires, un résonateur accordable à deux zones dopées (Figure 138) a été réalisé permettant ainsi trois états de fonctionnement différents et cela avec une commande unique [61]. Ce résonateur comporte ainsi 2 diodes intégrées dans le substrat, l'une à l'extrémité du résonateur et l'autre au milieu de celui-ci.

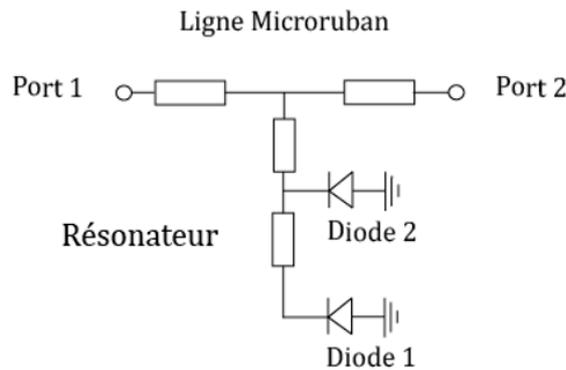


Figure 138. Schéma du résonateur accordable à trois états.

La Figure 139 montre le schéma du résonateur accordable où les diodes sont modélisées par des capacités en série avec des résistances lorsqu'elles ne sont pas polarisées (a) et avec des résistances uniquement lorsqu'elles sont polarisées en direct (b). Or, l'idée ici est de dimensionner les zones dopées avec des tailles différentes, dont le rapport entre les surfaces est suffisant pour permettre une commutation des jonctions l'une après l'autre avec des tensions de polarisation différentes. Par conséquent, si la diode 1 située à l'extrémité du résonateur a une surface nettement plus grande que la diode 2 située au milieu du résonateur, alors avec une faible tension de polarisation la résistance de la diode 1 est suffisamment faible pour être assimilée à un court-circuit (Figure 140 (a)). Ensuite, si la tension de polarisation augmente alors la résistivité dans la jonction diminue encore pour obtenir un court-circuit au niveau de la diode 2 (Figure 140 (b)).

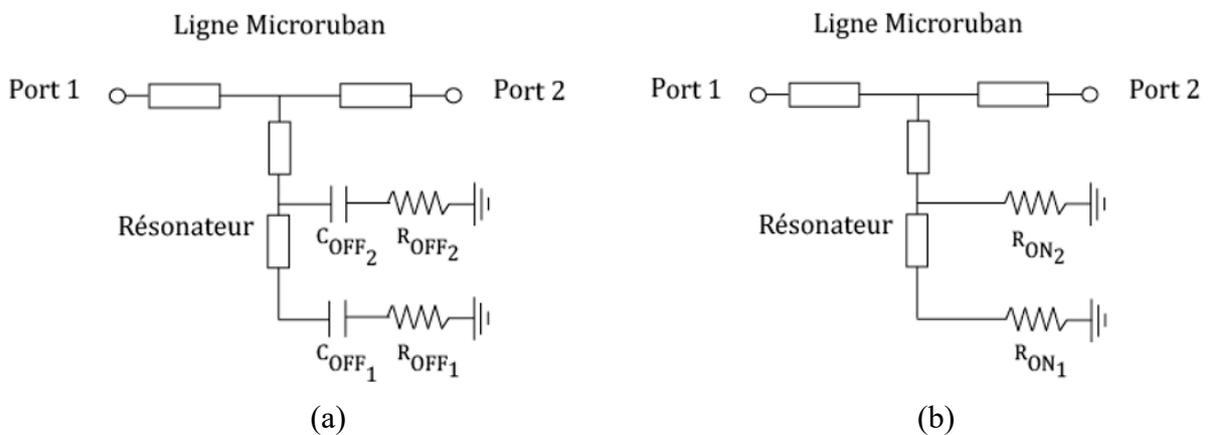


Figure 139. Schéma du résonateur accordable à trois états avec les modèles de diodes simplifiés. (a) Sans tension de polarisation. (b) Avec une tension de polarisation [61].

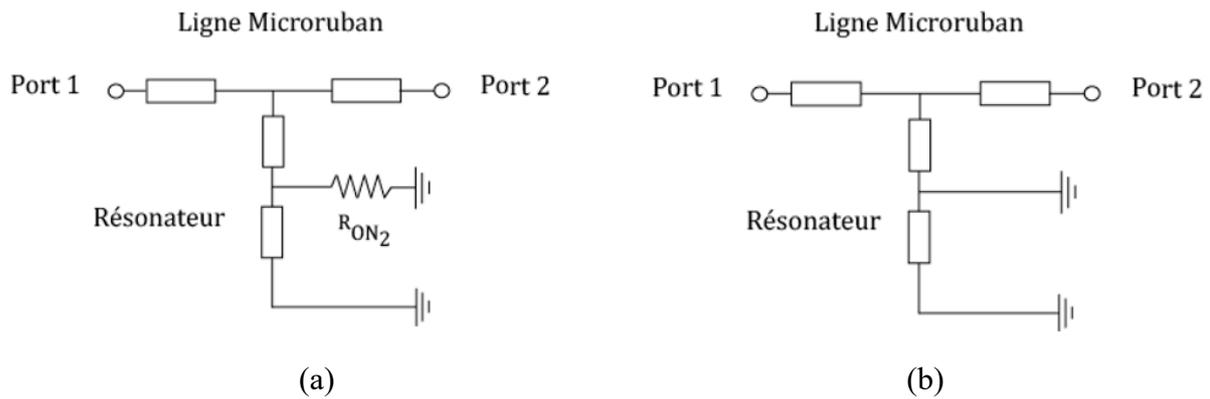


Figure 140. Schéma simplifié du résonateur accordable à trois états. (a) Avec une faible tension de polarisation. (b) Avec une tension de polarisation légèrement plus élevée [61].

La Figure 141 présente le dessin 3D et la photographie du résonateur accordables à 3 états. Les dimensions de la ligne de transmission sont  $w = 0,56$  mm et  $L = 20$  mm. La longueur du stub, de même largeur que la ligne de transmission, est  $L_{\text{stub}} = 18$  mm. Les zones dopées ont les dimensions suivantes :  $S_1 = L_{\text{dop1}} \times w_{\text{dop1}} = 3$  mm x 3 mm et  $S_2 = L_{\text{dop2}} \times w_{\text{dop2}} = 0,2$  mm x 0,2 mm. Ce résonateur a été réalisé pour avoir une fréquence de résonance égale à  $2,15$  GHz ( $\lambda/2$ ) à l'état OFF (0 V) lorsque le résonateur est en circuit-ouvert. L'état ON<sub>1</sub> est obtenu avec une faible tension de polarisation lorsque l'extrémité du résonateur passe d'un circuit-ouvert à un court-circuit. La fréquence de résonance est alors de  $1,55$  GHz ( $\lambda/4$ ). Avec une tension de polarisation légèrement plus élevée, le résonateur est court-circuité en son milieu, i. e. état ON<sub>2</sub>, et sa fréquence de résonance est alors de  $2,7$  GHz ( $\lambda/4$  au milieu du stub). Les jonctions sont simulées en considérant que ceux sont des parallélépipèdes rectangles dans l'épaisseur du substrat, avec une résistivité de  $2500 \Omega \cdot \text{cm}$  (état OFF),  $2 \Omega \cdot \text{cm}$  (état ON<sub>1</sub>) et  $0,05 \Omega \cdot \text{cm}$  (état ON<sub>2</sub>). La Figure 142 montre les résultats de simulation électromagnétique HFSS<sup>TM</sup> et de mesure dans les trois états de fonctionnement. La tension de polarisation est comprise entre 0 V et -1,6 V. En mesure, la fréquence de résonance commute de  $2,15$  GHz (0 V), à  $1,44$  GHz (-0,8 V), puis à  $3,3$  GHz (-1,6 V). Les pertes d'insertion sont comprises entre 1,4 dB et 1,5 dB pour les trois modes de fonctionnement. Les résultats de mesure sont proches des résultats issus des simulations électromagnétiques (Figure 143), les faibles différences sont liées aux incertitudes des quantités d'atomes dopants et aux approximations faites en simulation (forme parallélépipédique et résistivité homogène dans la jonction).

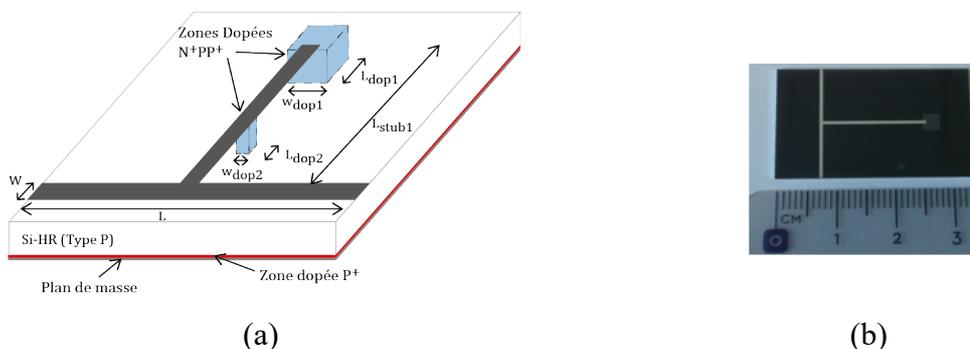


Figure 141. Résonateur accordable à 3 états. (a) Dessin 3D. (b) Photographie [61].

### 3.3 Composants hyperfréquences accordables à trois états

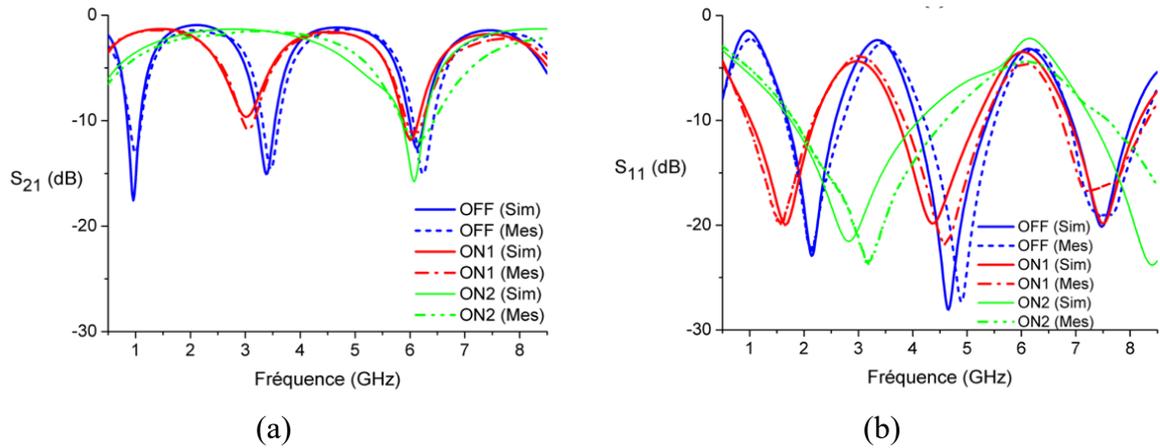


Figure 142. Simulations électromagnétiques et mesures dans les 3 états de fonctionnement. (a)  $S_{21}$  (dB). (b)  $S_{11}$  (dB) [61].

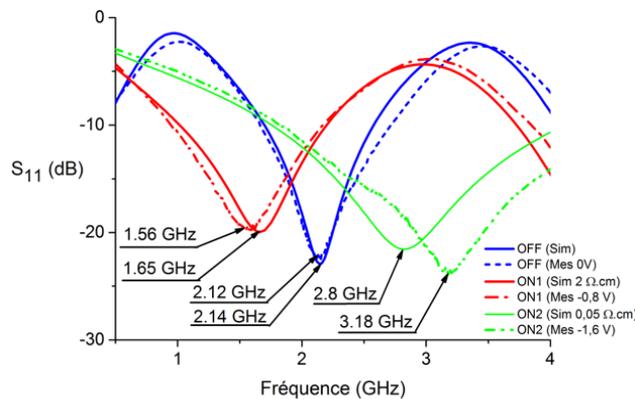


Figure 143. Paramètre  $S_{11}$  (dB), comparaison entre les simulations et les mesures [61].

#### 3.3.2 SP3T

Grâce à la flexibilité de dimensionnement des jonctions et à la possibilité d'avoir 3 états avec deux tailles de jonctions différentes, il a été envisagé de réaliser un commutateur SP3T (Single Pole Triple Throw) avec une voie d'entrée et 3 voies de sorties. Ainsi, la Figure 144 illustre le fonctionnement de ce switch. Le signal est transmis du Port 1 vers le Port 2 à l'état OFF, du Port 1 vers le Port 3 à l'état ON<sub>1</sub> et du Port 1 au Port 4 à l'état ON<sub>2</sub>.

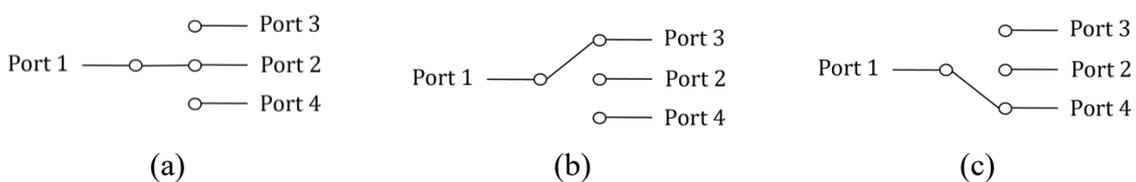


Figure 144. Représentation idéale du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON<sub>1</sub>. (c) A l'état ON<sub>2</sub>.

Pour réaliser ces différents chemins, la Figure 145 représente le dessin du switch dans les différents états. A l'état OFF, les résonateurs, d'une longueur  $\lambda/4$  et  $3\lambda/4$  respectivement sur les chemins vers le Port 4 et vers le Port 3, sont en circuit-ouverts et ramènent un court-circuit électromagnétique sur ces deux chemins (i. e. vers les Ports 3 et 4). Ainsi, l'onde électromagnétique passe du Port 1 au Port 2. A l'état ON<sub>1</sub>, il y a deux court-circuits, le premier

est sur la ligne de transmission vers le Port 2 (situé à  $\lambda/4$  de la division des voies) et le deuxième est sur le résonateur du chemin vers le Port 3 (situé à  $\lambda/4$  du chemin) ce qui ramène un circuit-ouvert au niveau du chemin vers le Port 3. Ainsi, le chemin vers le Port 4 est toujours court-circuité grâce au résonateur  $\lambda/4$  en circuit-ouvert, le chemin vers le Port 2 est également court-circuité et grâce au court-circuit sur le résonateur du chemin vers le Port 3, le résonateur est transparent d'un point de vue de l'onde électromagnétique et le signal est transmis du Port 1 au Port 3. Enfin, à l'état ON<sub>2</sub>, il existe deux court-circuits supplémentaires, le premier est situé sur la ligne de transmission sur le chemin vers le Port 3 (situé à  $\lambda/4$  de la division des voies), par conséquent, le chemin vers le Port 3 est transparent d'un point de vue de l'onde électromagnétique de la même façon que le chemin vers le Port 2. Le deuxième court-circuit est situé à l'extrémité du résonateur placé à  $\lambda/4$  du chemin vers le Port 4, ainsi le résonateur ramène un circuit-ouvert au niveau du chemin vers le Port 4 et le signal est ainsi transmis du Port 1 au Port 4.

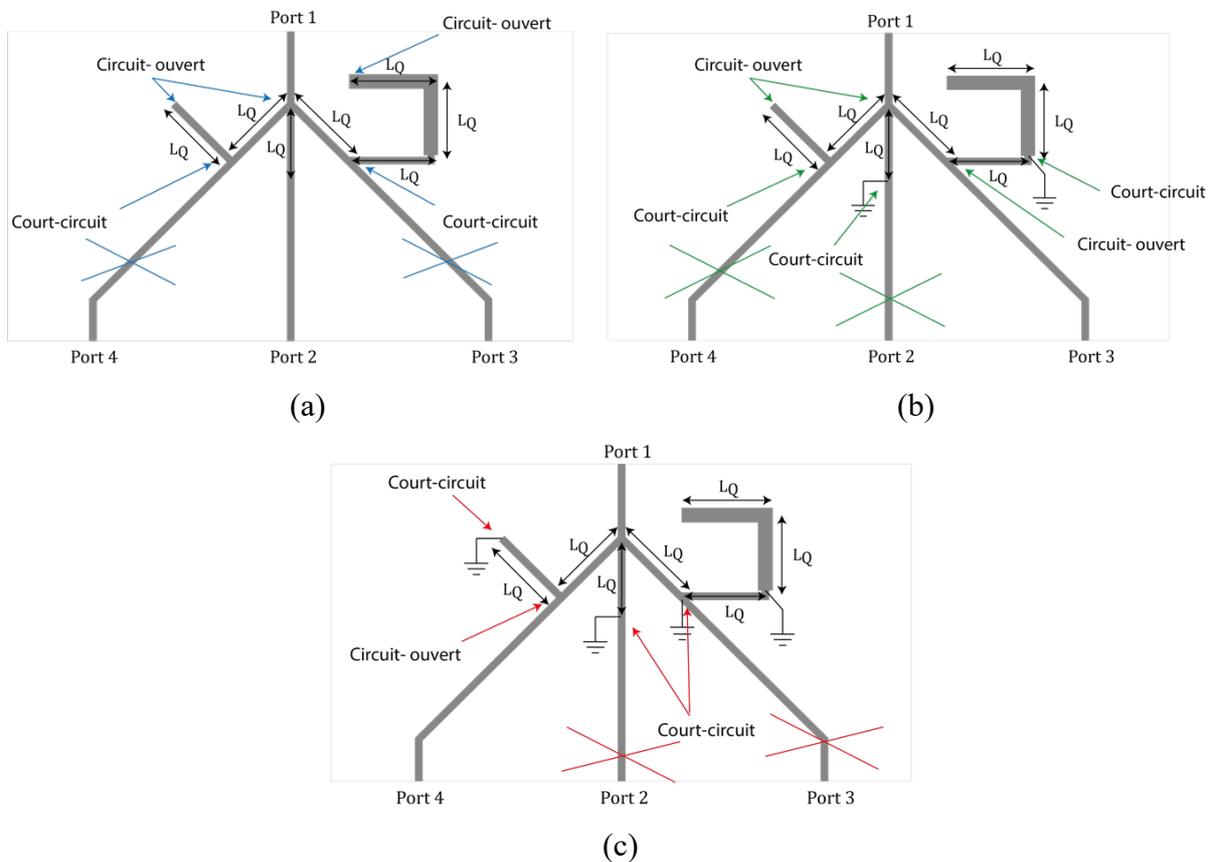


Figure 145. Dessin vue du dessus du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON<sub>1</sub>. (c) A l'état ON<sub>2</sub>.

Pour réaliser ce switch, quatre jonctions sont nécessaires comme le montre la Figure 146. Les deux jonctions les plus grandes permettent la commutation de l'état OFF à l'état ON<sub>1</sub> et les deux plus petites de l'état ON<sub>1</sub> à l'état ON<sub>2</sub>. La Figure 147 présente les résultats de simulations dans les trois états de fonctionnement. Les zones dopées sont simulées avec des résistivités égales à 2500  $\Omega$ .cm (état OFF), 2  $\Omega$ .cm (état ON<sub>1</sub>) et 0,05  $\Omega$ .cm (état ON<sub>2</sub>). Les pertes d'insertion sont inférieures à 4 dB dans les trois états de fonctionnement (le maximum du niveau de pertes simulées étant pour l'état ON<sub>1</sub>) et l'isolation est supérieure à 20 dB. Ce switch a été

### 3.3 Composants hyperfréquences accordables à trois états

simulé sur un substrat d'épaisseur de 675  $\mu\text{m}$  et pour améliorer les pertes d'insertion un autre switch sur un substrat de 350  $\mu\text{m}$  est en cours de fabrication.

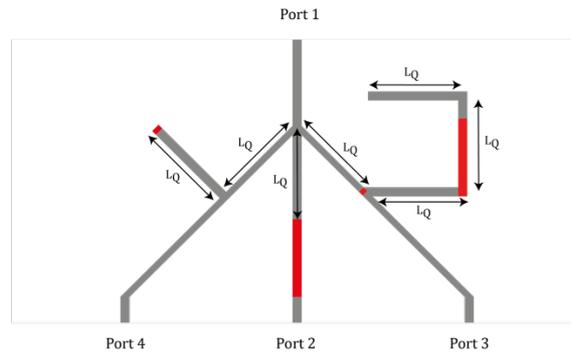


Figure 146. Dessin du switch SP3T avec les éléments d'accord intégrés.

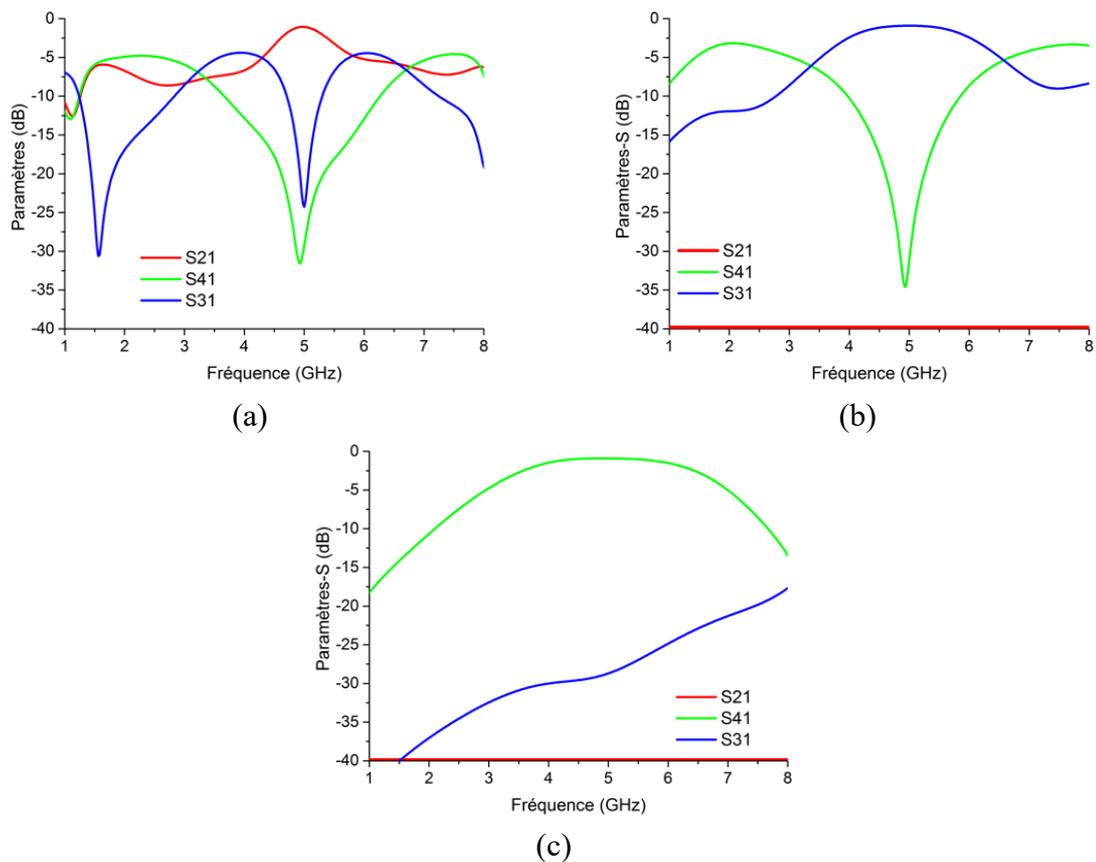


Figure 147. Résultats de simulation du switch SP3T. (a) A l'état OFF. (b) A l'état ON<sub>1</sub>. (c) A l'état ON<sub>2</sub>.

#### 3.3.3 Antenne accordable en polarisation

Dans le cadre de la thèse de Corentin Le Lez, actuellement en cours, sur la « Co-conception de dispositifs accordables hyperfréquences et de leurs éléments d'accord : vers des systèmes agiles tout-intégrés sur substrat semi-conducteur », il a été développé une antenne associée à son réseau d'alimentation deux voies accordable afin de rendre l'antenne accordable en polarisation (Figure 148). Ainsi, elle fonctionne à 15 GHz et commute d'une polarisation circulaire gauche à une polarisation linéaire horizontale ou verticale, ceci grâce à 3 coupleurs de proximité dont le premier sert de division de puissance et de déphaseur à 90° entre les deux

voies de sortie pour la polarisation circulaire. Les deux autres coupleurs possèdent chacun deux jonctions, servant ainsi d'atténuateurs variables permettant à l'antenne de fonctionner en polarisation linéaire lorsque l'un des deux atténuateurs est bloquant et l'autre passant, i. e. polarisation verticale ou horizontale en fonction de l'atténuateur choisi passant (l'autre étant bloquant). L'accès RF et deux patches papillons permettent de polariser les différentes jonctions.

Les Figure 149 et Figure 150 montrent les résultats de simulations du coefficient de réflexion et les diagrammes de rayonnement dans les différentes configurations. Le gain est respectivement de 2,5 dB, -0,3 dB et -1,2 dB dans les polarisations circulaire gauche, linéaire verticale et linéaire horizontale avec un rapport axial de 2,3 dB, 22 dB et 32 dB. La chute du gain dans les polarisations linéaires est liée au fait que la moitié de l'énergie sortant du 1<sup>er</sup> coupleur est atténuée.

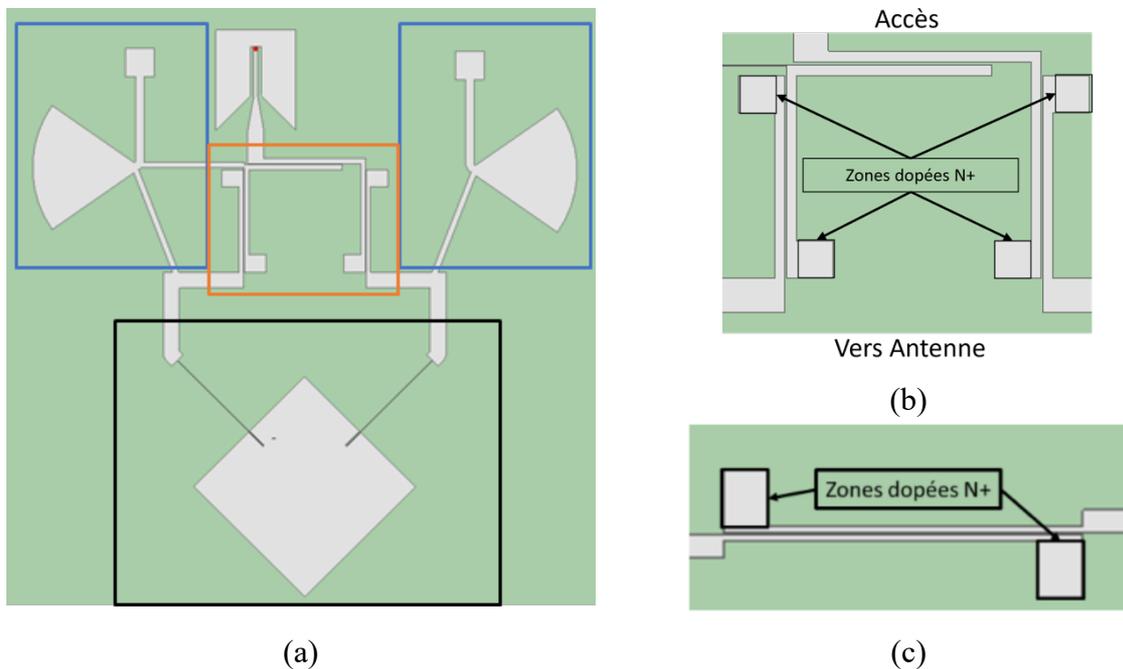


Figure 148. (a) Dessin de l'antenne accordable en polarisation avec son réseau d'alimentation. (b) Zoom sur le réseau d'alimentation. (c) Zoom sur un atténuateur variable [62].

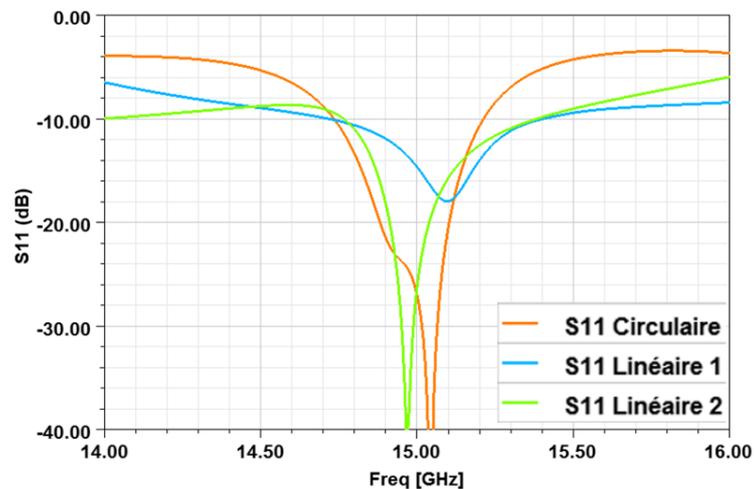
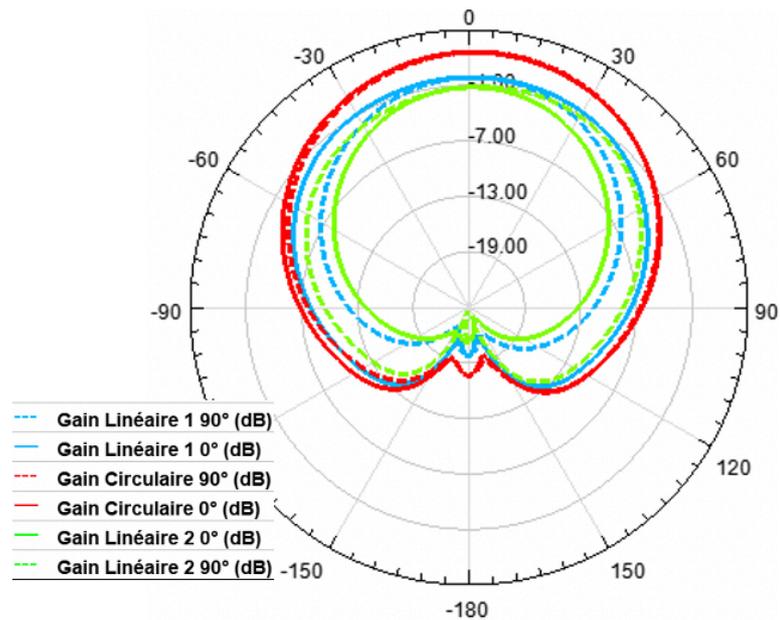


Figure 149. Résultats de simulation de l'antenne dans les différentes configurations [62].



## 3.4 Composants hyperfréquences à accord continu

### 3.4.1 Résonateur accordable

Les composants hyperfréquences accordables à 3 états offrent un aperçu de la flexibilité de conception des zones dopées. Pour aller plus loin, une zone dopée de forme triangulaire a été utilisée pour rendre un résonateur accordable de façon continue [62]. En effet, la précision des procédés de fabrication offre toutes les libertés dans le choix des dimensions, des positions et des formes des zones dopées. La Figure 151 montre un résonateur accordable dont la zone dopée est un triangle. L'idée est d'avoir une zone dopée longue dont la largeur décroît progressivement en partant de l'extrémité du résonateur afin d'avoir un déplacement progressif du plan de court-circuit lorsque la jonction est polarisée en direct. Les dimensions de la ligne de transmission et du résonateur sont les suivantes :  $L \times W = 20 \text{ mm} \times 0,54 \text{ mm}$  et  $L_{\text{stub}} \times W_{\text{stub}} = 20 \text{ mm} \times 2,6 \text{ mm}$ . La zone dopée triangulaire a une hauteur égale à  $L_{\text{dop}} = 12 \text{ mm}$  et une base située à l'extrémité du résonateur égale à la largeur du résonateur soit  $W_{\text{stub}} = 2,6 \text{ mm}$ . L'accordabilité de ce résonateur est simulée par variation de la résistivité de  $5 \Omega \cdot \text{cm}$  à  $0,1 \Omega \cdot \text{cm}$  dans la zone dopée, ce qui entraîne une variation de la fréquence de résonance de  $2,35 \text{ GHz}$  à  $3,3 \text{ GHz}$  (Figure 152). En mesure (Figure 153), une variation de la tension de polarisation entre  $-0,7 \text{ V}$  et  $-1,3 \text{ V}$  permet d'obtenir un accord continu de la fréquence de résonance de  $2,24 \text{ GHz}$  à  $3,3 \text{ GHz}$ . Ainsi, la forme originale et particulière de la zone dopée permet d'avoir une plage de variation de 50 % de la fréquence de résonance lorsque la jonction est polarisée en direct ce qui n'est pas atteignable avec une diode varactor classique.

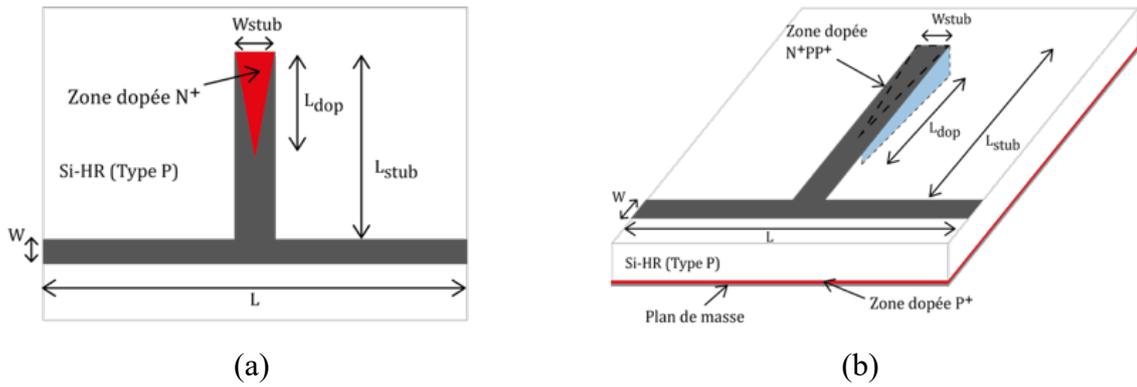


Figure 151. Résonateur à accord continu. (a) Dessin 2D. (b) Dessin 3D [63].

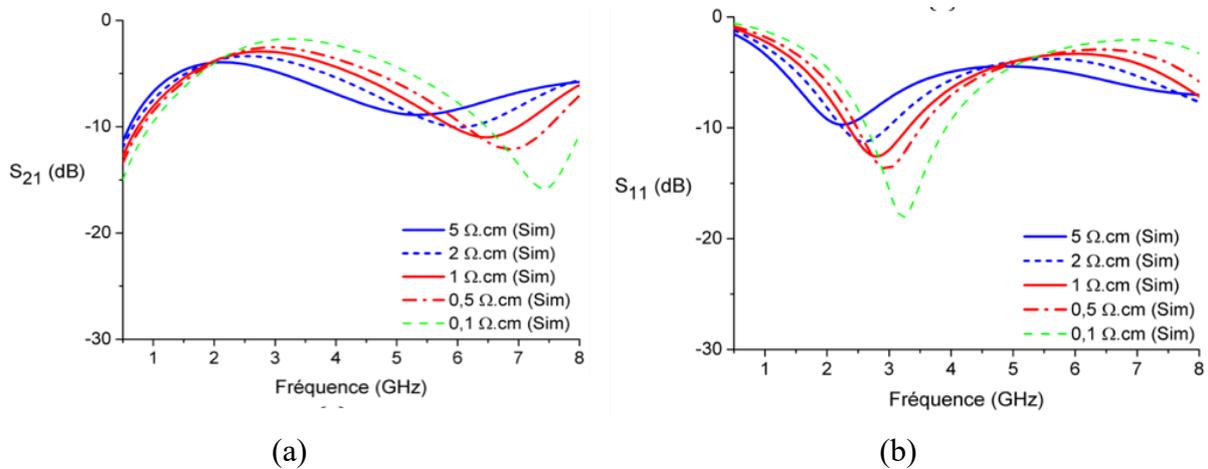


Figure 152. Résultats de simulation du résonateur à accord continu. (a)  $S_{21}$  (dB). (b)  $S_{11}$  (dB) [63].

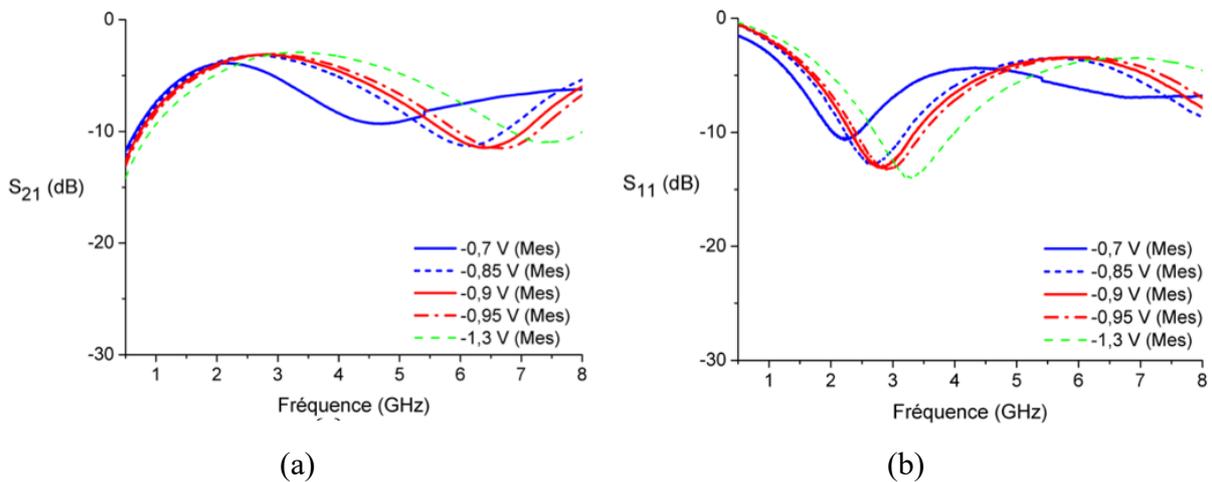


Figure 153. Résultats de mesure du résonateur à accord continu. (a)  $S_{21}$  (dB). (b)  $S_{11}$  (dB) [63].

### 3.4.2 Filtre atténuateur

Toujours dans l'idée de réaliser des composants à accord continu, le filtre proposé ici comporte des atténuateurs variables où la variation de la tension de polarisation des zones dopées fait varier l'atténuation du filtre de manière continue. Le démonstrateur étudié ici est un filtre à lignes couplées d'ordre 2 fonctionnant à 10,6 GHz (Figure 154) où chaque extrémité de lignes couplées possède un atténuateur variable.

### 3.4 Composants hyperfréquences à accord continu

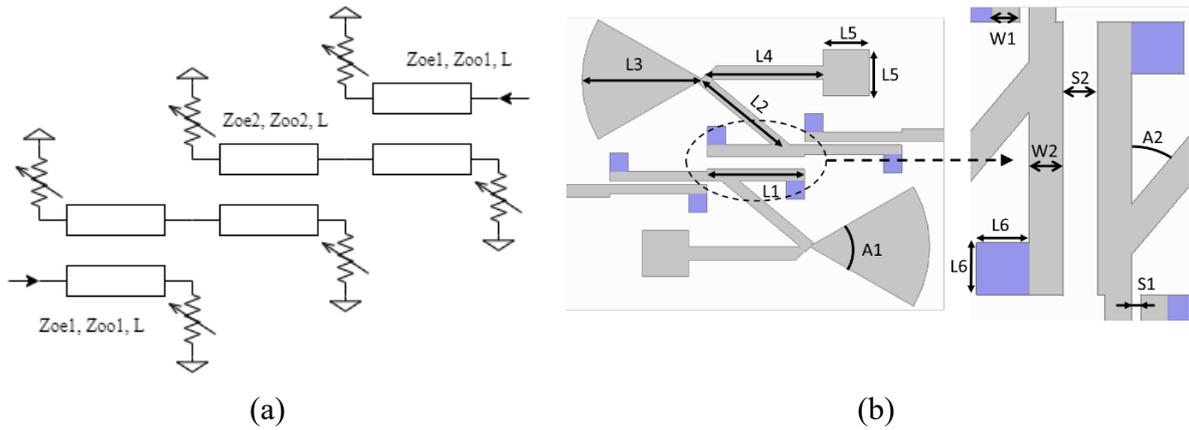


Figure 154. (a) Concept de filtre atténuateur. (b) Dessin du filtre avec les six zones dopées vue de dessus [64].

Les pertes d'insertion simulées sont de 1,3 dB et l'atténuation diminue progressivement en diminuant la résistivité dans les zones dopées et peut atteindre les 30 dB avec une résistivité de 5 Ω.cm et ceci avec un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. La Figure 156 montre le prototype sous test. Il est placé sur une station sous pointe et mesuré à l'aide de deux pointes RF. Deux des jonctions sont polarisées grâce aux pointes RF et deux pointes DC alimentent chacune des deux autres jonctions.

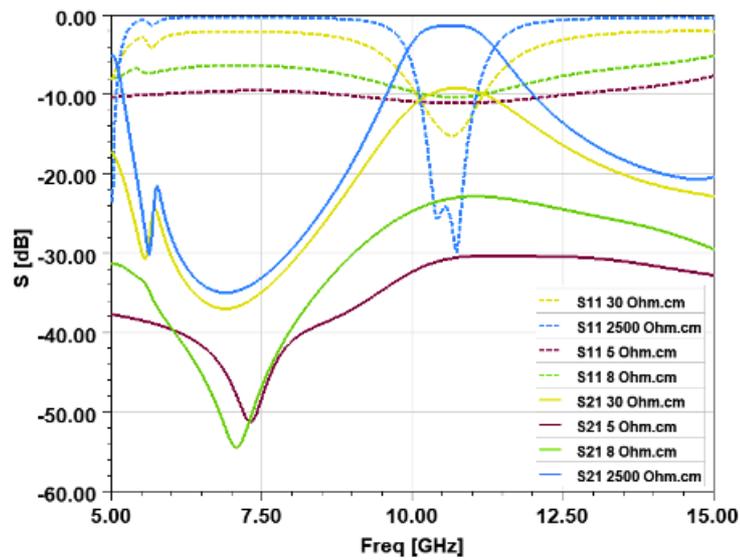


Figure 155. Résultat de simulation du filtre atténuateur [64].

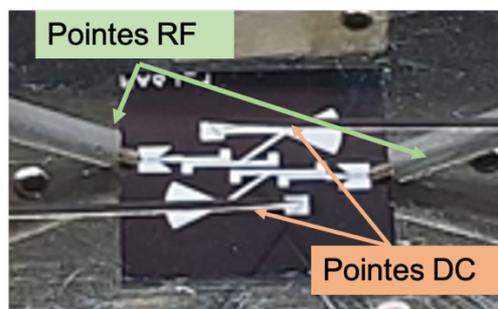


Figure 156. Prototype sous test [64].

La Figure 157 présente une comparaison des résultats de simulation et de mesure du filtre atténuateur. En mesure, les pertes d'insertion sont de 2,8 dB à l'état OFF, sans tension de polarisation. La tension de polarisation variant de 0,5 V à 2,5 V permet une atténuation allant de 9 dB à 45 dB.

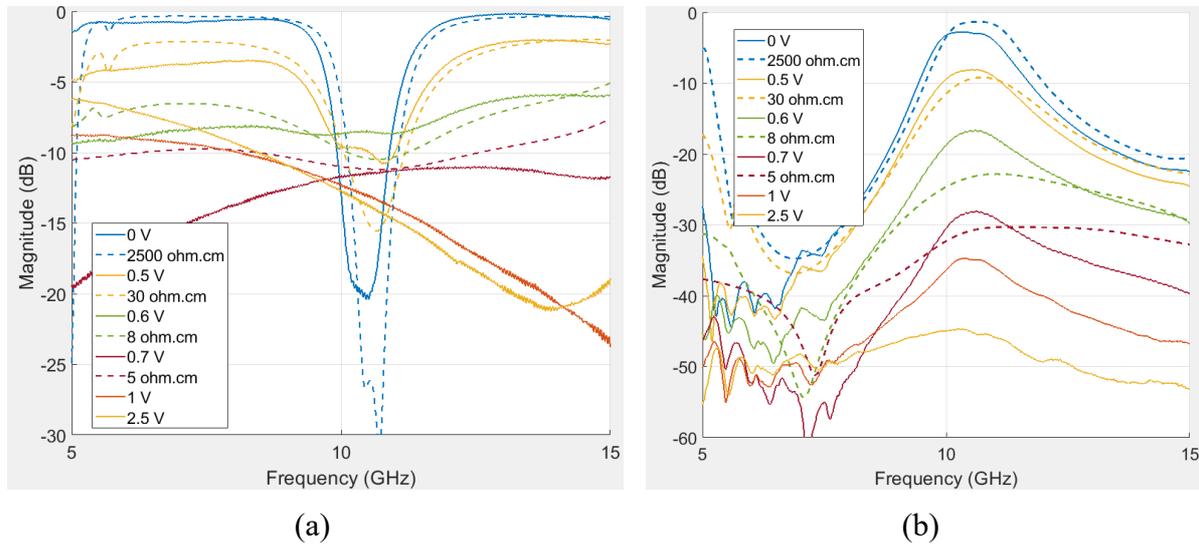


Figure 157. Comparaison simulation / mesure (a) Résultats en réflexion. (b) Résultats en transmission [64].

Comme pour le résonateur à accord continu quelques différences apparaissent entre simulation et mesure, cela est dû au fait qu'en simulation les zones dopées sont approximées à des parallélépipèdes rectangles avec une résistivité homogène dans toute l'épaisseur du substrat. Or, l'homogénéité de la résistivité dans la jonction est loin d'être garantie, de même que la forme parallélépipédique.

Des études pour améliorer la modélisation proposée pendant ma thèse ont débuté pour prendre en compte les effets des transports des charges dans les simulations électromagnétiques grâce au simulateur Comsol Multiphysics qui propose un module semi-conducteur et un module RF. En effet, la Figure 158 montre la vue de dessus du filtre atténuateur avec les variations de résistivité dans le substrat pour une tension de polarisation DC appliquée égale à 0,7 V, ainsi qu'une comparaison simulation / mesure. On constate que la jonction s'étend spatialement et n'est pas limitée à la surface de la zone dopée. La tension simulée ne correspond pas à la tension appliquée, la différence peut être en partie expliquée par la chute de la tension au sein du réseau de polarisation.

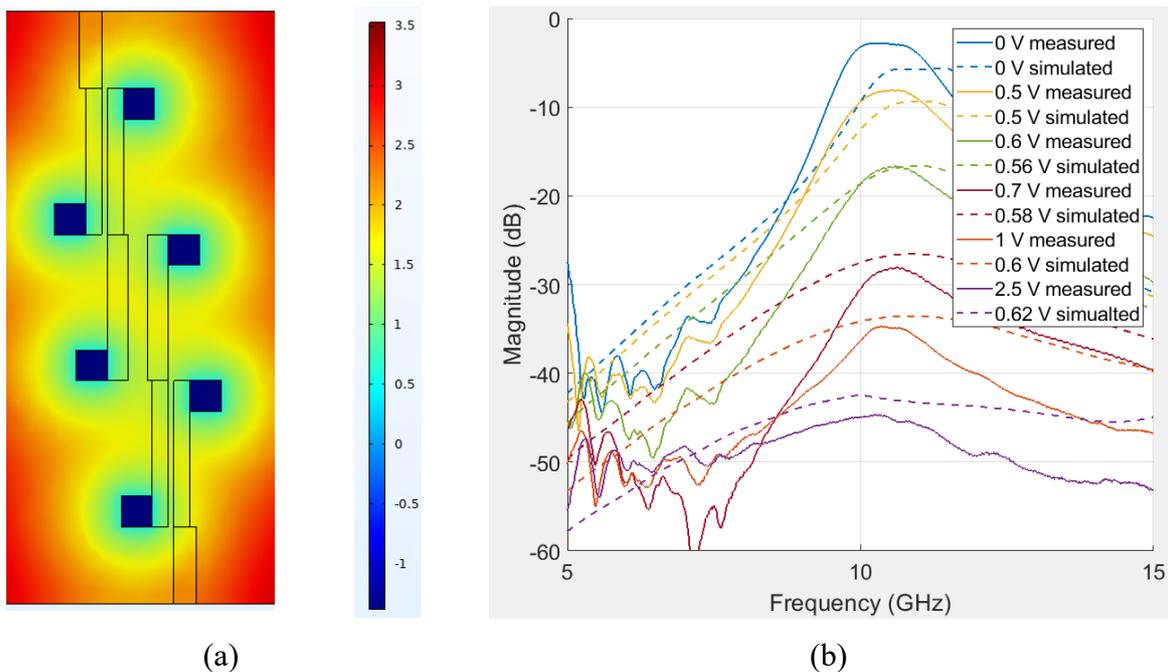


Figure 158. (a) Simulation du filtre atténuateur sur Comsol Multiphysics avec une tension de polarisation de 0,7 V. (b) Comparaison simulation avec Comsol Multiphysics et mesure [64].

### 3.5 Étude du canal de propagation

Dans les parties précédentes nous avons vu l'intérêt de la méthode de co-conception des composants hyperfréquences accordables. Dans cette partie, la même méthode va être utilisée non plus pour rendre le ou les composants accordables mais pour rendre les frontières des substrats accordables afin de proposer de nouvelles solutions de communication sur puces à haut-débits.

En effet, les systèmes électroniques sont en perpétuelles évolutions pour répondre aux besoins et aux exigences des utilisateurs et ainsi faire face aux nouvelles contraintes en termes de débits, de temps de latence et de consommation.

Pour cela, les concepts de réseaux sur puces NoC (Network-on-Chip) apportent de nouvelles solutions en s'affranchissant des solutions classiques d'interconnexions entre les différents composants. En effet, afin de répondre aux besoins en termes de débits, il est possible d'augmenter la fréquence de fonctionnement mais cela induit une augmentation des pertes dans les liaisons entre les composants. L'interconnexion entre les composants et la maîtrise du canal de propagation deviennent alors des enjeux majeurs à l'augmentation des débits et des performances des systèmes communicants.

Une des questions est ainsi de savoir comment faire communiquer rapidement tous ces composants entre eux sans perdre de puissance du signal. Les études autour de ce sujet ont pour ma part débuté en 2016 avec la thèse de Ishan El Masri [65] qui portait sur la « caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium : Applications aux interconnexions sans fils intra-puce pour les systèmes WiNoC » et continuent avec la thèse de Bryan Tréguer, en cours actuellement, sur la « Conception d'interconnexion radio et caractérisation de l'effets des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS (Complementary Metal-

Oxide-Semi-conductor), PCB ou LTCC (Low Temperature Co-Fired Ceramic) ». La Figure 159 montre un exemple d'application visée où le système mixe les communications filaires sur des courtes distances entre cœurs et sans fils entre antennes pour des besoins de communications plus longues distances.

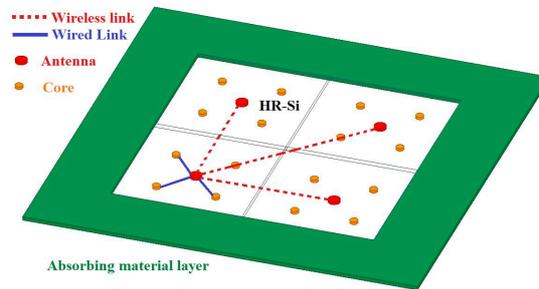


Figure 159. Exemple de communication sans fils à 4 canaux [65].

### 3.5.1 Étude du canal de propagation silicium sans contrôle des frontières

Dans cette étude, le canal de propagation est un substrat silicium choisi pour répondre aux besoins de compatibilités avec la technologie CMOS. Le choix des antennes s'est porté sur des patches et des dipôles, les patches pour l'étude de l'impact du substrat et sa capacité à stocker l'énergie, les dipôles pour leur diagramme de rayonnement omnidirectionnel afin de répondre au mieux aux exigences des applications de type « broadcast », permettant d'optimiser la transmission de l'énergie dans le plan de l'antenne pour une diffusion de 1 vers N et de prendre en compte les contraintes et limites liées à la fabrication.

Des premiers tests ont été effectués dans la bande Ka (26-40 GHz), compromis entre montée en fréquence (et bande passante large) et contraintes de mesure. La Figure 160 montre deux antennes sous test séparées d'une distance de 7,5 mm. Ces deux antennes sont de longueur proche de  $\lambda g/2$  à 30 GHz, conçue sur un substrat silicium de résistivité 2.5 k $\Omega$ .cm et d'épaisseur 655  $\mu$ m afin de modéliser le canal de propagation et pouvoir étudier ces communications intra-puces sans fils. La Figure 161 montre une comparaison entre les résultats simulés et mesurés des paramètres en réflexion et en transmission. Il y a un léger décalage dans les fréquences de résonance et de multiples résonances. La bande passante à -10 dB est de 6,3 GHz (17,4%) en simulation et 11,1 GHz (30,8%) en mesure. Ces différences entre simulation et mesure ont plusieurs causes :

- La différence de permittivité entre le substrat silicium et l'air forme une cavité électrique (avec des parois magnétiques), cela engendre des réflexions sur les bords de la cavité.
- Le silicium ayant une permittivité très élevée, le champ électromagnétique est concentré dans le substrat, un atout pour les applications visées, mais engendre des trajets multiples d'où l'intérêt d'étudier le canal de propagation.
- L'incertitude sur les pertes de silicium (donnée fabricant entre 500  $\Omega$ .cm et 10 k $\Omega$ .cm) peut expliquer la différence de largeur de bande passante.
- L'environnement de l'antenne et les conditions de mesure (mesure sous pointes) peuvent également engendrer des différences entre simulation et mesure.

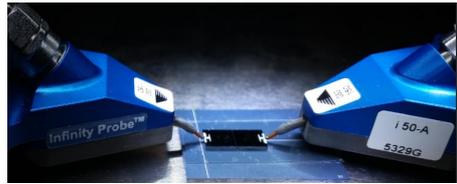


Figure 160. Antennes dipôles sous test [66].

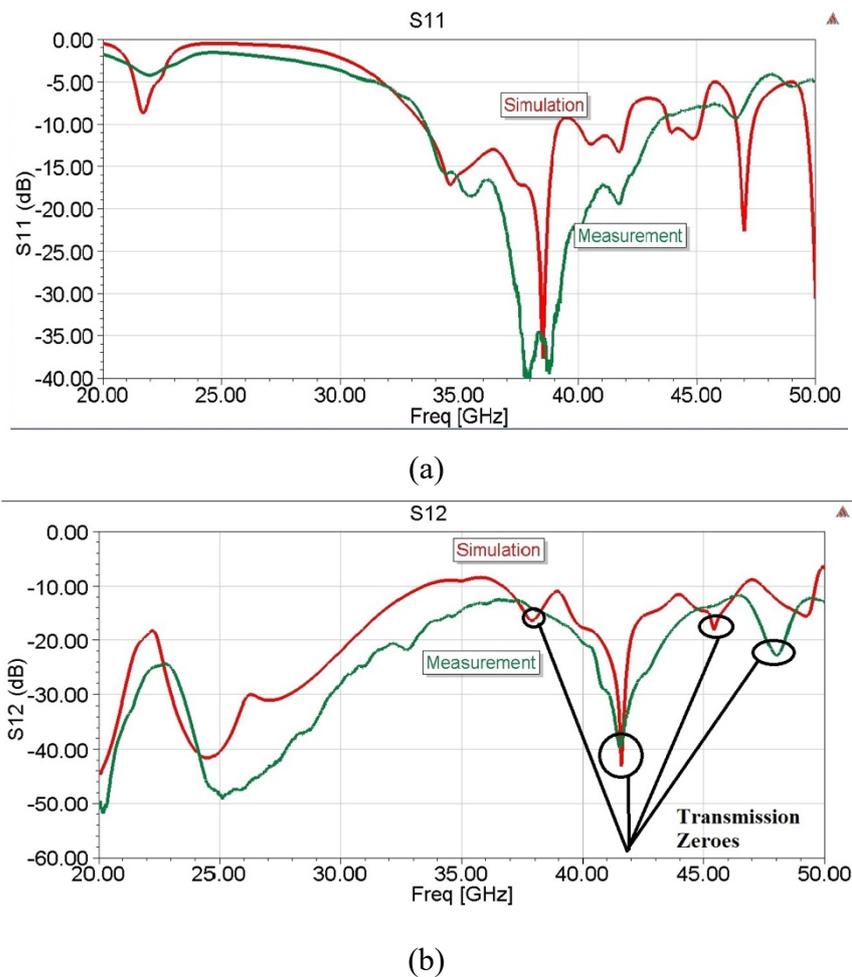


Figure 161. Comparaison simulations / mesures [66].

La différence de permittivité entre le silicium et l'air engendre des réflexions multiples aux interfaces ce qui forme une cavité et provoque une diminution des niveaux de transmission. Pour mettre clairement en évidence l'effet de cavité, deux cas ont été simulés dans le V bande (40-75 GHz) à partir de 4 antennes placées sur un substrat silicium, telle que le montre la Figure 162. La distance de séparation entre 2 antennes adjacentes est fixée à 10 mm et la distance entre les antennes diagonales est de 14,1 mm.

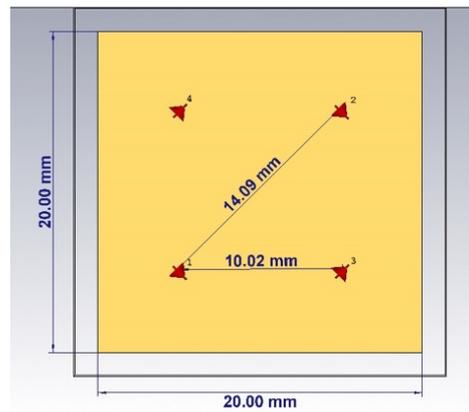


Figure 162. Étude des phénomènes de cavité à partir de simulations de 4 antennes sur une puce silicium [67].

Les deux cas simulés sont les suivants :

- Cas idéal (1) : le substrat possède des dimensions latérales infinies simulées à l'aide de la limite de rayonnement sur les bords du silicium
- Cas réel (2) : le substrat possède des dimensions latérales finies simulées à l'aide d'une boîte à air entourant le substrat de silicium.

La Figure 163 montre les résultats de simulation de ces deux cas. Dans le cas idéal, il existe une seule résonance qui correspond à la fréquence de résonance du dipôle. La bande passante s'étend de 42 GHz à 74 GHz. Dans le cas réel, avec des dimensions de substrat finies, de multiples résonances apparaissent.

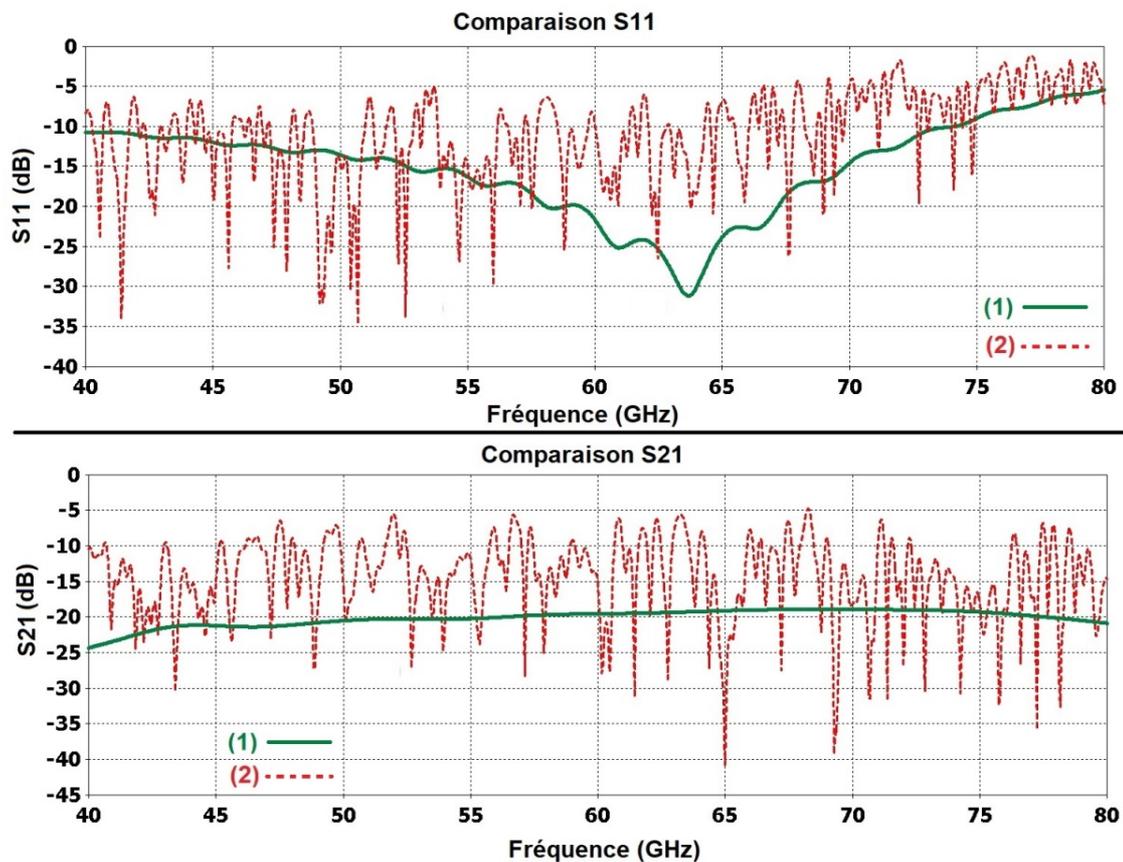


Figure 163. Comparaison des paramètres simulés S11 (dB) et S21 (dB) du cas idéal et du cas réel [67].

### 3.5 Étude du canal de propagation

Ainsi, l'idée est de pouvoir minimiser l'effet « cavité » du substrat silicium en diminuant les réflexions multiples à l'interface silicium-air, et ceci en ajoutant une couche d'absorbant autour de la cavité silicium [67]-[69]. Pour illustrer, l'effet d'une couche absorbante, la Figure 164 compare les antennes de la Figure 162 avec une simulation comprenant des frontières absorbantes collées au substrat en (1) pour simuler un cas idéal de substrat infini et une simulation avec une frontière absorbante autour du substrat en (3). Cette comparaison permet de mettre en évidence l'intérêt de maîtriser les frontières silicium-air pour diminuer le nombre de résonance.

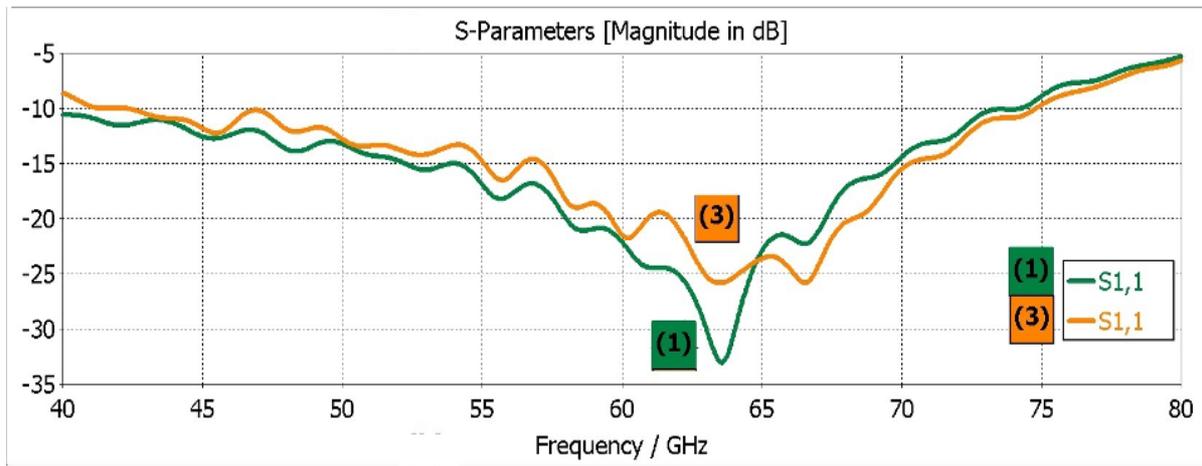


Figure 164. Paramètre en réflexion d'antennes dipôles sur silicium avec un cas idéal de frontières rayonnantes en (1) et des frontières absorbantes en (3) [67].

#### 3.5.2 Étude de l'impact d'une zone dopée sur le pourtour du substrat silicium

Pour cela, l'idée est d'utiliser une zone dopée sur le pourtour du substrat silicium. Cette zone dopée forme une jonction  $N^+PP^+$  dans l'épaisseur du substrat comme le montre la Figure 165. Cette jonction se comporte comme une diode PIN où lorsqu'elle est polarisée en direct permet de diminuer la résistivité sous la zone dopée dans toute l'épaisseur du substrat et ainsi d'absorber les ondes électromagnétiques. Le contrôle des frontières du silicium rend alors possible la diminution des zéros de transmission et par conséquent l'augmentation de la bande passante utile.

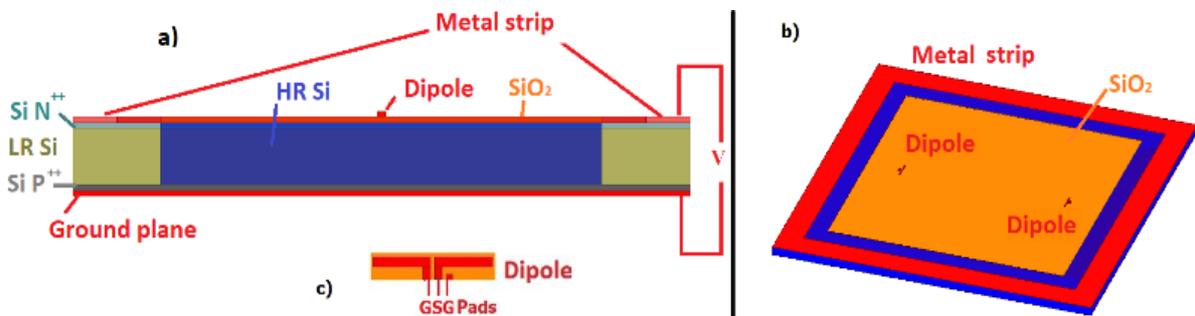


Figure 165. Cavité silicium entourée d'une frontière absorbante. (a) Vue de côté. (b) Vue 3D des 2 antennes dipôles placées sur un substrat silicium. (c) Antenne dipôle [70].

Grâce au procédé de fabrication utilisé, basé sur des étapes classiques de fabrication de composants semi-conducteurs, la zone dopée est réalisée avec un masque de photolithographie et offre ainsi la possibilité d'avoir des formes très particulières. La Figure 166 illustre 3 des scénarios envisagés pour montrer l'intérêt de la méthode de control de frontières. Le scénario 1 comporte 2 antennes dipôles en face à face sur un substrat silicium haute résistivité sans la zone dopée. Le scénario 2 possède une zone dopée de largeur 3.5 mm sur tout le pourtour du substrat silicium tandis que la zone dopée du scénario 3 est de forme triangulaire inspirée des chambres anéchoïques. La Figure 167 compare les transmissions des différents scénarios sans tension de polarisation. En effet, même sans tension de polarisation de la zone dopée, le nombre de zéros de transmission est clairement diminué. Cependant, il est clair que l'application d'une tension de polarisation directe (-1,5 V, tension appliquée sur la jonction N<sup>+</sup>PP<sup>+</sup>) diminue encore le nombre de zéros et améliore la bande passante (Figure 168). En résumé, la bande passante à -3 dB entre les deux antennes sans zone dopée est d'environ 1 GHz, avec la zone dopée rectangulaire et tension de polarisation, elle est proche de 10 GHz et atteint les 12 GHz avec les motifs triangulaires.

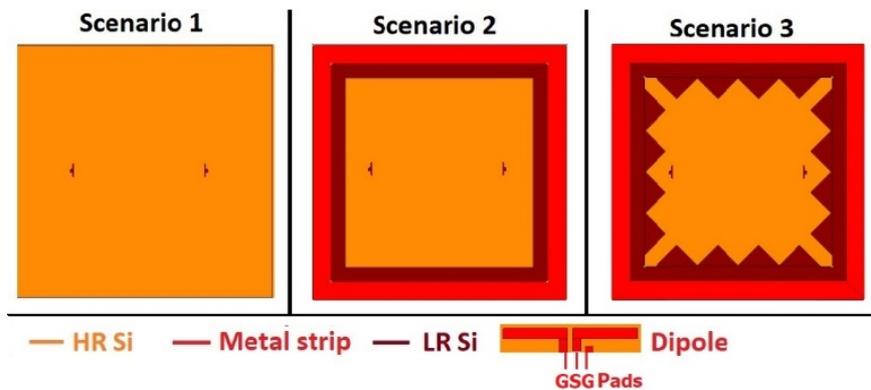
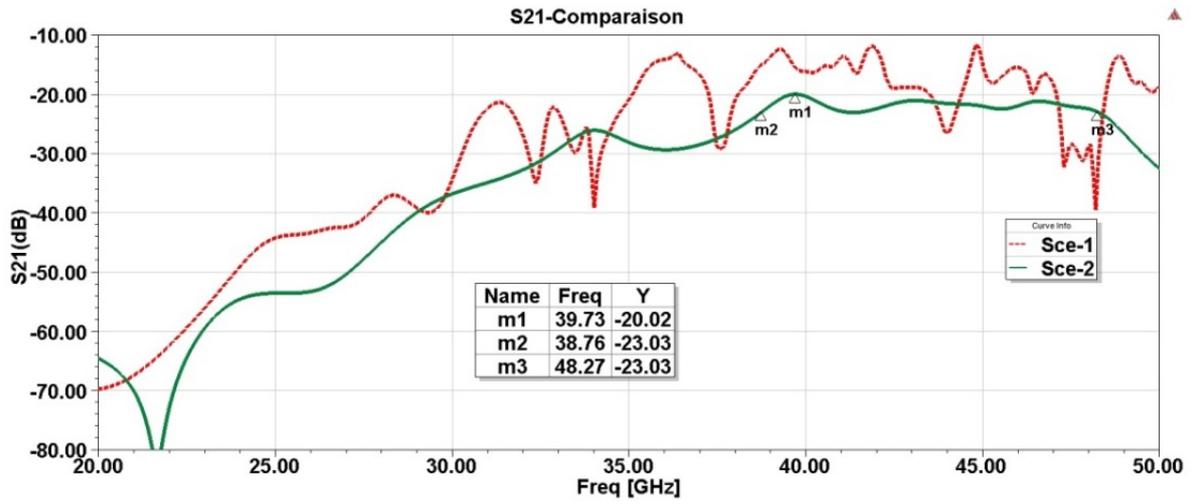
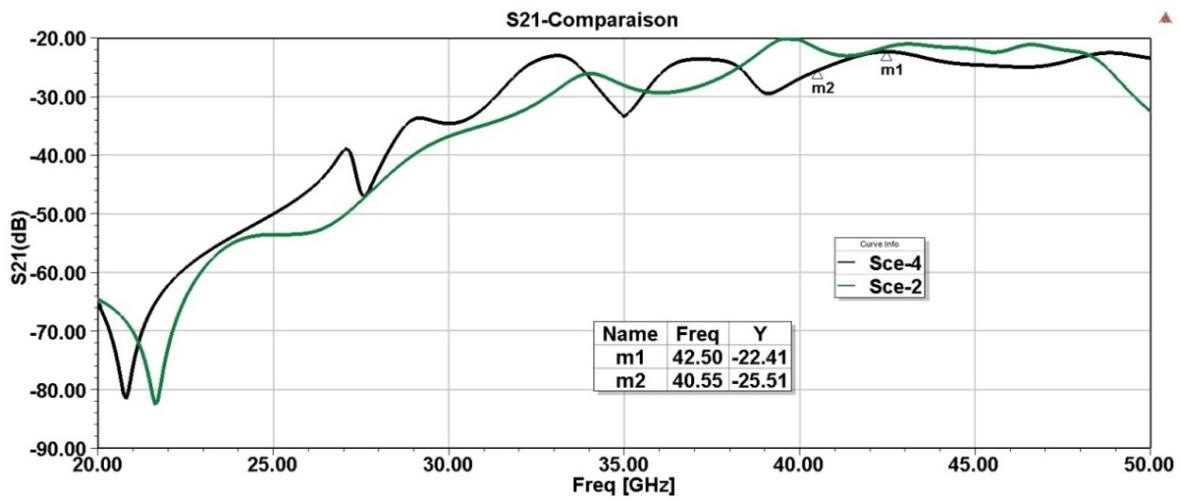


Figure 166. Illustration des 3 scénarii envisagés de la forme de la zone dopée [70].

### 3.5 Étude du canal de propagation



(a)



(b)

Figure 167. Comparaison des performances en transmission des différents scénarii sans tension de polarisation.

(a) Scénario 1 et Scénario 2.

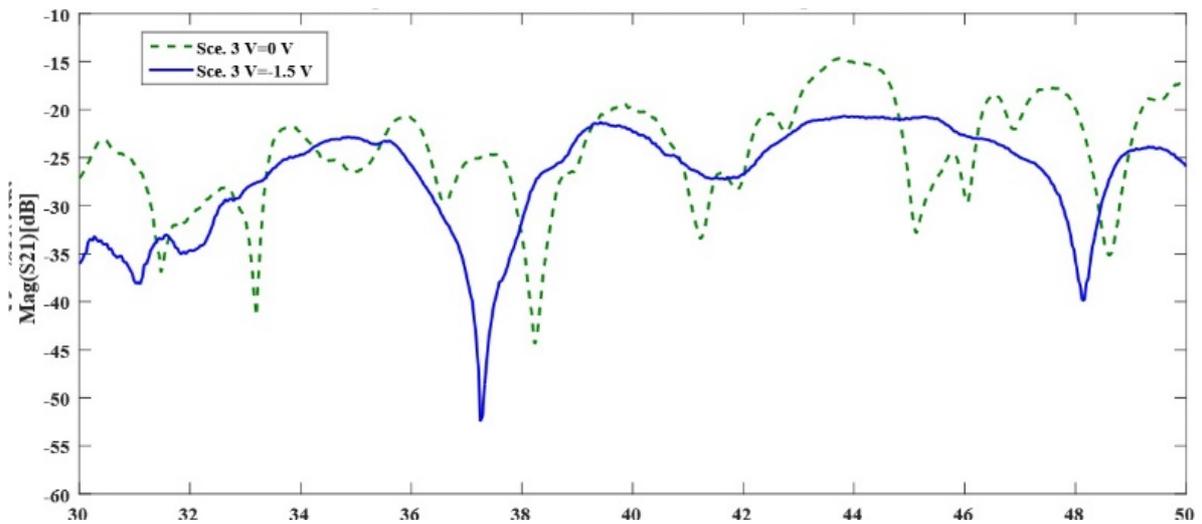


Figure 168. Paramètre en transmission de l'antenne avec zone dopée de forme triangulaire avec et sans tension de polarisation [70].

Dans la thèse de Bryan Tréguer, actuellement en cours, il a été montré que l'utilisation de zone dopée circulaire, telle que le montre la Figure 169, permet d'atteindre des bandes passantes supérieures à 17 GHz pour une fréquence de résonance d'antenne dipôle égale à 70 GHz.

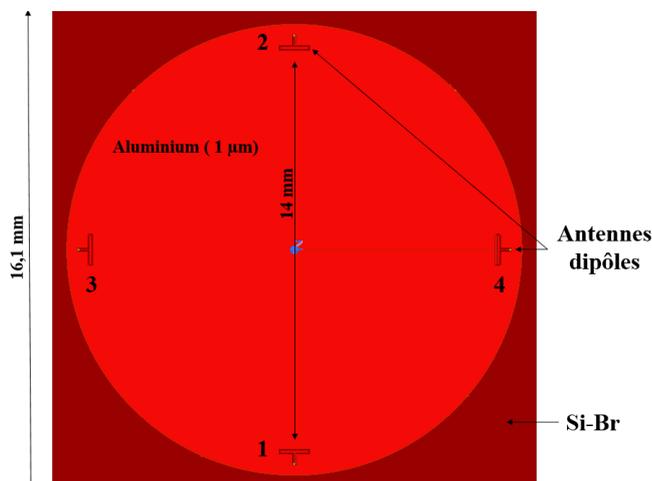


Figure 169. Réseau de 4 antennes dipôles sur un substrat silicium avec une zone dopée circulaire [71].

### 3.6 Étude multiphysique

La co-conception entre les composants actifs et passifs offrent de nombreux avantages en termes de reconfigurabilité et de maîtrise des frontières. La méthode proposée permet de repousser des limites en termes d'intégration, d'accordabilité, de montée en fréquence ou encore de débits. Dans cette partie, des études mutliphysiques permettant de comparer les tenues en température, en puissance et les effets non linéaires issus de la co-conception de composants sur substrat semi-conducteur sont proposées.

#### 3.6.1 Tenue en température

Un autre avantage de cette co-conception a été mis en avant avec l'étude en température du comportement de deux résonateurs accordables. Le premier est conçu sur substrat diélectrique associé à une diode PIN du commerce (SMP1340 LF) et comparé à un deuxième résonateur accordable sur silicium. Ces résonateurs ont été simulés et réalisés pour avoir des fréquences de résonance similaires. Le résonateur sur FR4 fonctionne à 2,8 GHz à l'état OFF et à 1,45 GHz à l'état ON, tandis que le résonateur sur silicium fonctionne à 2,96 GHz à l'état OFF et 2,1 GHz à l'état ON (Figure 170).

Une augmentation de la température implique une variation de la permittivité relative, de la conductivité des métaux et une dilatation du composant, ce qui entraîne des modifications du comportement des dispositifs hyperfréquences.

Ainsi, des études ont été faites en plaçant ces résonateurs dans une étuve en appliquant une température allant de 30 °C à 150 °C par pas de 10 °C, une stabilisation du comportement des composants a été attendu à chaque pallier. La Figure 171 montre la variation en fonction de la température de la fréquence du deuxième zéro de transmission et des pertes d'insertion pour les deux résonateurs dans les deux états de fonctionnement. Entre 30 °C et 150 °C, pour le résonateur sur FR4, la variation de fréquence du deuxième zéro de transmission est de 3,33 % et 3,24 % dans les états OFF et ON, respectivement, alors qu'elle est d'environ 1 % et 1,5 %

### 3.6 Étude multiphysique

pour le substrat silicium dans les états OFF et ON, respectivement. La variation de la fréquence de résonance par rapport à la température est ici en technologie silicium, plus faible qu'avec la technologie FR4. De plus, on constate que le résonateur sur silicium présente un niveau de pertes constant jusqu'à 100 °C, tandis que les pertes du résonateur sur FR4 augmentent dès qu'il y a une augmentation de la température.

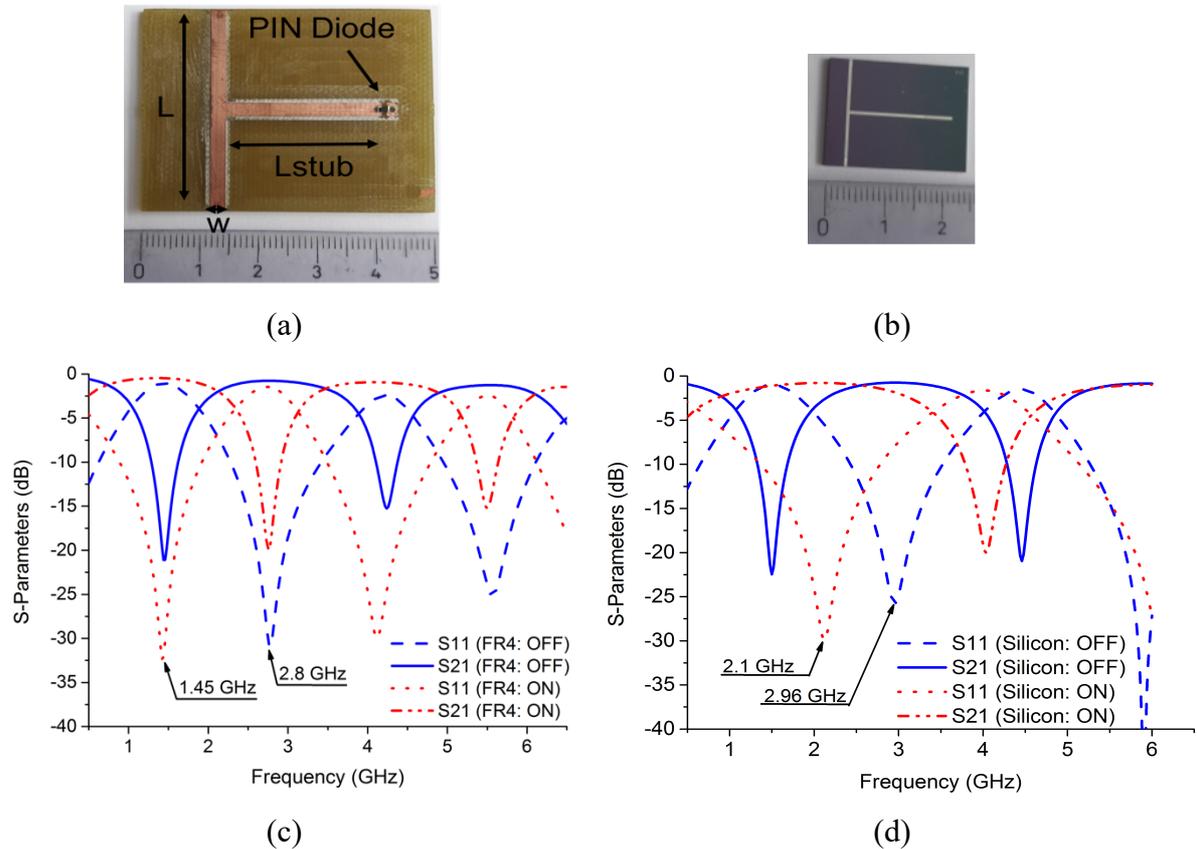


Figure 170. Résonateurs accordables. (a) Prototype sur FR4. (b) Prototype sur silicium. (c) Résultats de simulations sur FR4. (d) Résultats de simulation sur silicium [72].

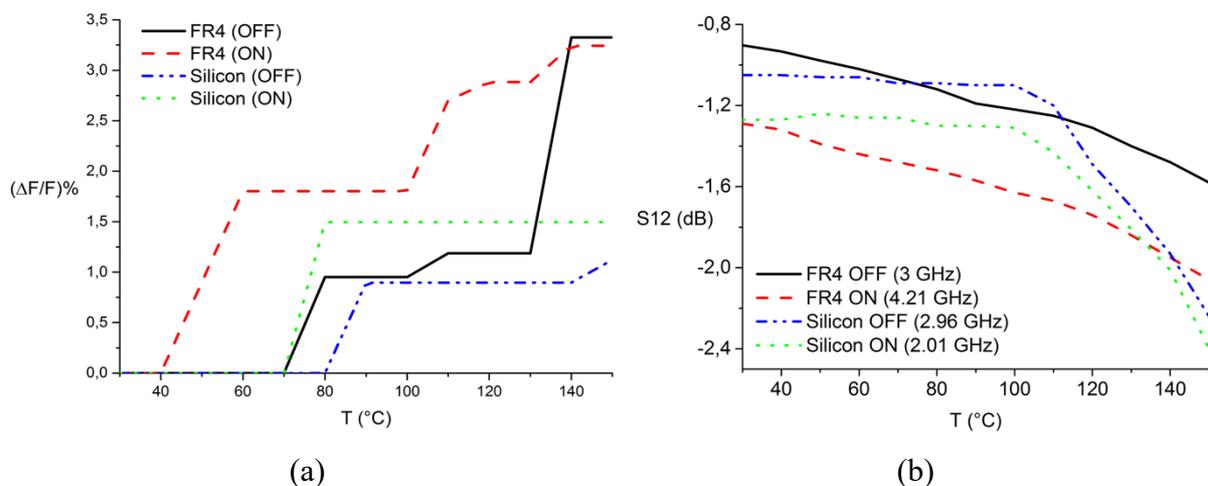


Figure 171. (a) Variation relative du second zéro de transmission en fonction de la température. (b) Pertes d'insertion dans les deux états OFF et ON en fonction de la température [72].

De plus, lors d'une variation de température liée à une application de puissance élevée, la chaleur est concentrée sur l'élément d'accord dans le cas d'un composant reporté, tandis que dans le cas de dispositifs hyperfréquences accordables conçus sur silicium, la chaleur est répartie dans tout le composant (non plus uniquement dans l'élément d'accord) ce qui diminue drastiquement l'effet de la température.

### 3.6.2 Tenue en puissance et non-linéarités

A forte puissance, certains composants peuvent se comporter comme des éléments non-linéaires. Il en résulte une distorsion du signal et un phénomène d'intermodulation. Même si les niveaux des signaux d'intermodulation sont faibles, cela peut être un problème si les puissances en jeu sont fortes, si la même antenne est utilisée à la fois pour l'émission et la réception, si le récepteur présente un très faible niveau de sensibilité et surtout si les nouvelles composantes fréquentielles d'intermodulation tombent dans la bande de réception.

Les composants sont caractérisés par leur puissance à 1 dB de compression. C'est l'écart entre la puissance réelle en sortie et la puissance théorique si le composant avait un comportement linéaire (Figure 172). Le phénomène de compression est source de raies harmoniques au niveau du spectre de sortie. Au-delà d'une certaine puissance d'entrée, la puissance de sortie de la fréquence fondamentale du signal n'est plus proportionnelle à celle d'entrée, mais elle est également répartie sur les fréquences harmoniques. Par conséquent, il est nécessaire de travailler dans la zone linéaire afin de minimiser les puissances des fréquences harmoniques.

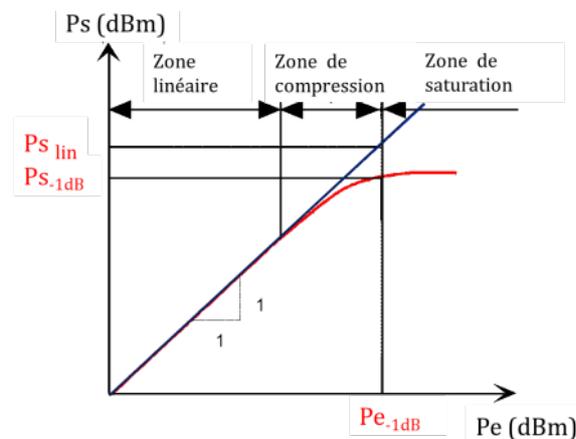


Figure 172. Illustration du point à 1 dB de compression

La Figure 173 représente les points de compression à 1 dB des switches en fonction de la fréquence de l'état de l'art.

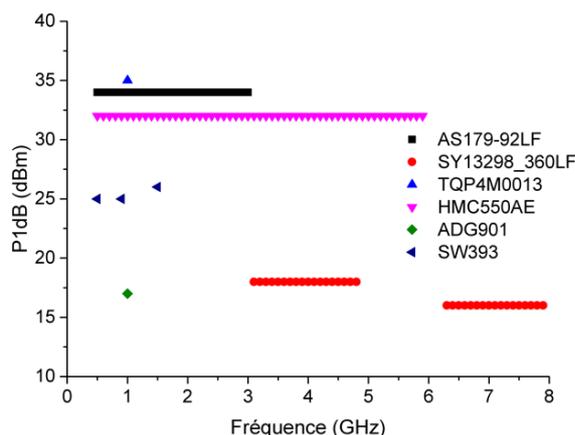


Figure 173. Point de compression à 1 dB des switches de l'état de l'art.

Nos jonctions  $N^+PP^+$  doivent être caractérisées en termes de tenue en puissance et d'apparition des effets non-linéaires (puissance d'apparition des produits d'intermodulation, point de compression à 1 dB).

La Figure 174 illustre le système de mesure, mis en place au lab-STICC, permettant la caractérisation du point de compression, appliqué à nos composants sur silicium.

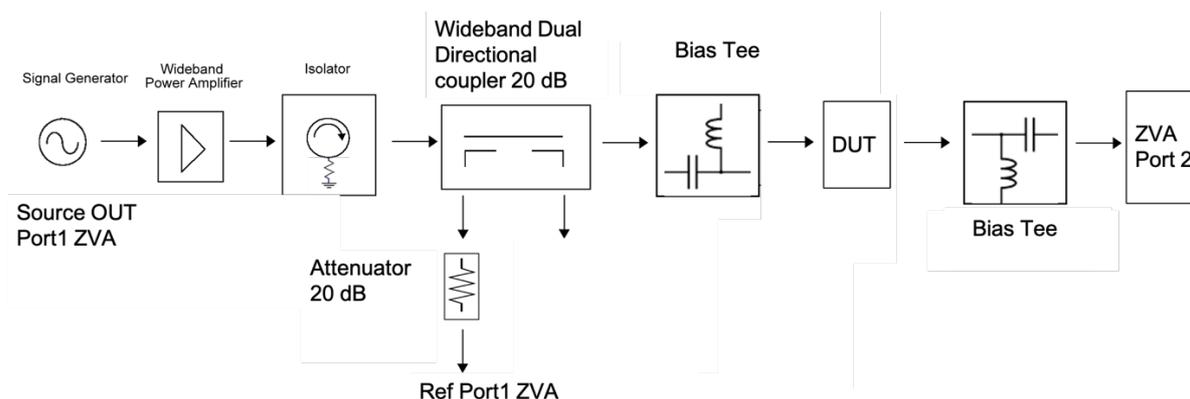


Figure 174. Banc de mesure du point de compression à 1 dB mis en place au lab-STICC.

Des premières mesures ont été faites à 2 GHz avec une puissance appliquée au DUT allant jusqu'à 30 dBm sur des switches sur silicium avec des jonctions  $N^+PP^+$ . Quelle que soit la longueur de la jonction (de 0,56 mm à 20 mm), il n'y a pas eu de comportement non linéaire observé.

Pour aller plus loin et pouvoir monter en puissance le banc de test, il nous faut trouver des tés de polarisation qui supportent plus de 5 W, ainsi nous pourrions continuer les tests en puissance.

Au-delà des tests en puissance, il est également envisagé de caractériser nos switches en termes de temps de commutation et ceci sur les différentes jonctions ( $N^+P$  et  $N^+PP^+$ ), avec différentes longueurs et différentes épaisseurs de substrat.

### 3.7 Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer la flexibilité qu'apporte la méthode de co-conception de dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat silicium. Des switches, des filtres, des déphaseurs et des antennes ont été proposés ; en effet, cette méthode de co-conception peut s'appliquer à tous les composants présents dans les chaînes d'émission / réception. Avec des jonctions  $N^+PP^+$ , il est possible d'obtenir des fonctionnements à reconfigurabilité deux et trois états ou une accordabilité continue en jouant sur la taille et / ou les formes des zones dopées.

Ensuite, l'étude sur les technologies CMOS a montré l'importance de contrôler les frontières du silicium afin d'augmenter les bandes passantes transmissibles entre deux antennes. Des solutions de frontières absorbantes à partir de jonctions  $N^+PP^+$  à formes particulières ont été proposées afin d'obtenir des bandes passantes supérieures à 17 GHz.

Enfin, les composants réalisés par la méthode de co-conception offre une meilleure stabilité en température grâce au substrat semi-conducteur et à l'utilisation de jonctions distribuées.

## Conclusion générale & Perspectives

Ce mémoire est le fruit de travaux de recherche collectifs réalisés au sein d'une équipe depuis mon premier post-doctorat au lab-STICC en mars 2016.

Le premier chapitre portait sur les composants hyperfréquences volumiques. La technologie volumique répond au critère de performance électrique, associée à l'impression 3D, elle offre également la possibilité de réduction de poids, de volume, de temps et de coût de prototypage. Ajouté à cela, la technologie volumique en impression 3D donne une flexibilité de conception des composants hyperfréquences, ceux-ci pouvant être réalisés avec des formes complexes d'une ou plusieurs fonctions en même temps afin de toujours gagner en performances. Pour illustrer ces avantages, des guides, des filtres, des cellules de caractérisation, des cavités et des antennes ont été proposés dans ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre traitait des technologies multicouches afin de répondre au besoin de compacité de certaines applications. Des études ont été menées sur des technologies multicouches à cavité et des technologies multicouches à vernis. Dans cette partie, différents démonstrateurs ont été étudiés afin de montrer la possibilité d'augmentation des performances grâce :

- A la thermo-diffusion, il est possible de réaliser des cavités à air, les pertes sont diminuées et les facteurs de qualité améliorés.
- A l'utilisation du vernis, la gamme des impédances est augmentée, de même que les couplages, ce qui offre de nouvelles solutions en termes de bande passante avec des coûts de fabrication faibles.

Dans le troisième chapitre, une méthode de co-conception des éléments actifs et passifs a été adaptée pour des switches, des résonateurs, des filtres, des déphaseurs et des antennes accordables. Cette méthode offre une flexibilité de conception avec des degrés de liberté sur la position, la dimension et la forme de la zone dopée rendant possible la reconfigurabilité multi-états voire continue. Grâce à la méthode proposée, il a été également montré que si les frontières sont maîtrisées, les bandes passantes transmises entre deux antennes peuvent être élargies et les débits augmentés.

Ces trois chapitres ont un point commun qui est la co-conception, en effet que ce soit en technologie volumique, multicouche ou planaire sur substrat semi-conducteur, les performances et la compacité sont nettement améliorées si plusieurs fonctions ou systèmes d'alimentation et composant ou encore composants passif et actif sont pensés et conçus en même temps.

Ainsi, pour aller plus loin, des perspectives de co-conception de fonctions plus complexes sont envisagées en impression 3D. L'ajout de composants actifs dans les cavités à air en technologie multicouche sera une petite révolution de la co-conception de composants accordables. Concernant les études de co-conception sur silicium, une caractérisation des jonctions doit être faite afin de pouvoir répondre aux questions de tenue en puissance, de non-linéarités, de temps de commutation en fonction du type de jonction, de la taille de la zone dopée... La modélisation doit également être améliorée afin de pouvoir prédire de manière plus

précise, le comportement de jonctions particulières. Pour pallier aux problèmes de pertes dans le silicium, des membranes sous les zones dopées sont envisagées pour l'amélioration des pertes des composants accordables sur substrat semi-conducteur.

Pour toujours repousser les limites en termes de performances, une thèse a débuté sur un sujet d'actualité qui est la récupération d'énergie. En effet, l'idée est de tirer parti de la flexibilité de co-conception afin de concevoir des antennes large-bande sur substrat semi-conducteur en même temps que la partie redresseur afin d'améliorer l'efficacité des systèmes.

De plus, la permittivité du silicium n'étant pas un atout pour le rayonnement des antennes, des études sur substrat silicium poreux vont débiter. En effet, le silicium poreux permet de diminuer les pertes du substrat, et ainsi d'augmenter le facteur de qualité des composants et surtout de baisser cette permittivité diélectrique [73]-[75]. Une autre limite à la méthode de co-conception de dispositifs accordables sur silicium actuelle se situe au niveau des pertes liées à l'élément d'accord. Or, une co-conception de l'élément actif et de la fonction passive à partir de silicium poreux basse-résistivité permettra d'avoir des jonctions plus courtes, ce qui aura pour effet d'augmenter le facteur de qualité non seulement de la fonction passive mais également de l'élément actif, visant de meilleures performances globales. En effet, l'impact du pourcentage de porosité, l'impact de la résistivité du substrat initialement choisi doivent être étudiés afin de viser les meilleures compromis intégration / coût / performances.

La Figure 175 montre un exemple d'antenne patch sur silicium poreux. Les résultats de simulation montrent le potentiel de cette approche. En effet, une variation supérieure à 30 % de la fréquence de résonance est obtenue.

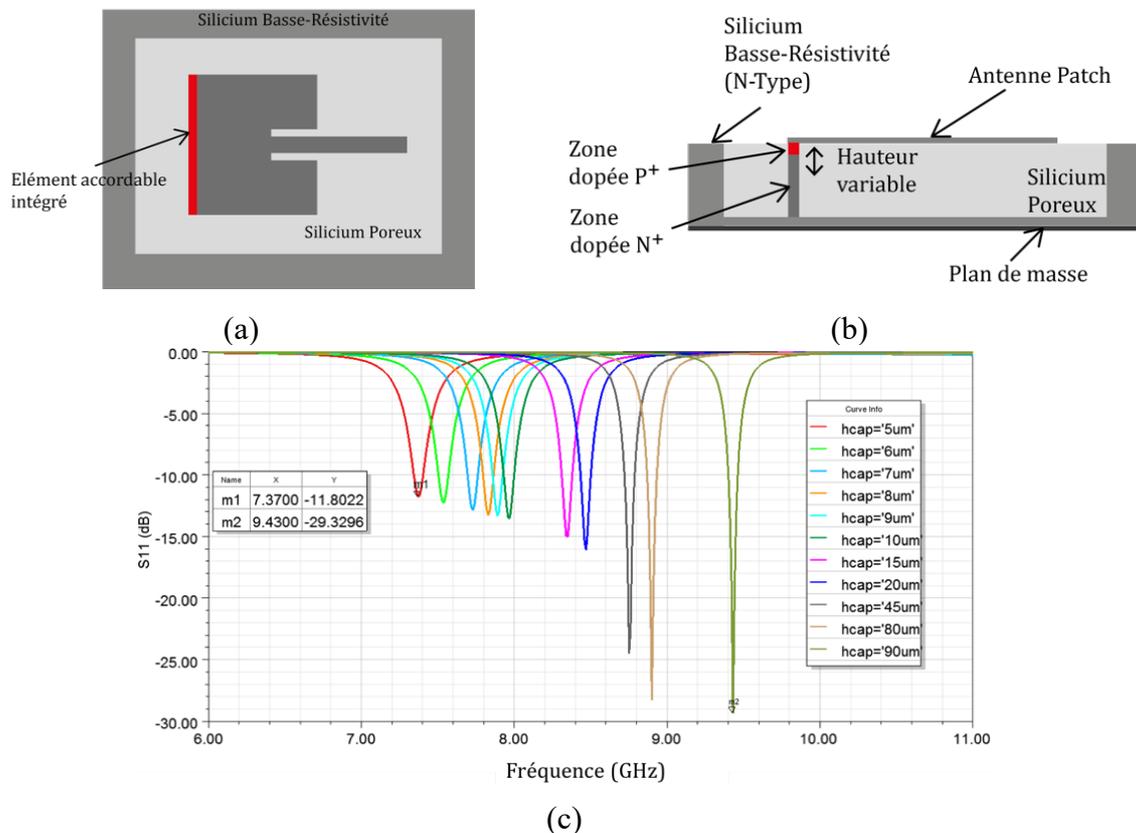


Figure 175. (a) Vue de dessus de l'antenne accordable sur substrat silicium poreux. (b) Vue de coupe. (c) Résultats de simulations en fonction de la variation de la hauteur de la zone de déplétion.

Dans la littérature, des variations de 20 % ont été répertoriées et ceci pour des fréquences autour de 3 GHz [76]-[77]; des variations plus importantes ont été atteintes avec des diodes varactors mais ceci pour des fréquences encore plus faibles autour de 1.7 GHz [78], or des avantages de cette co-conception se situe au niveau du choix des dimensions des zones dopées et de l'intégration de l'élément d'accord. Cet élément d'accord n'est alors plus un frein à la montée en fréquence.

Ensuite, une des perspectives des travaux présentés est de parler plutôt système que co-conception de fonctions. L'objectif est alors de concevoir des réseaux d'antennes accordables en diagramme de rayonnement tel que le montre la Figure 176, où les éléments parasites seront contrôlés via des algorithmes afin d'optimiser les trajectoires des faisceaux en fonction des scénarios envisagés. La Figure 177 montre la flexibilité de design dans le dimensionnement des patches parasites qui permettraient d'avoir une orientation précise du faisceau.

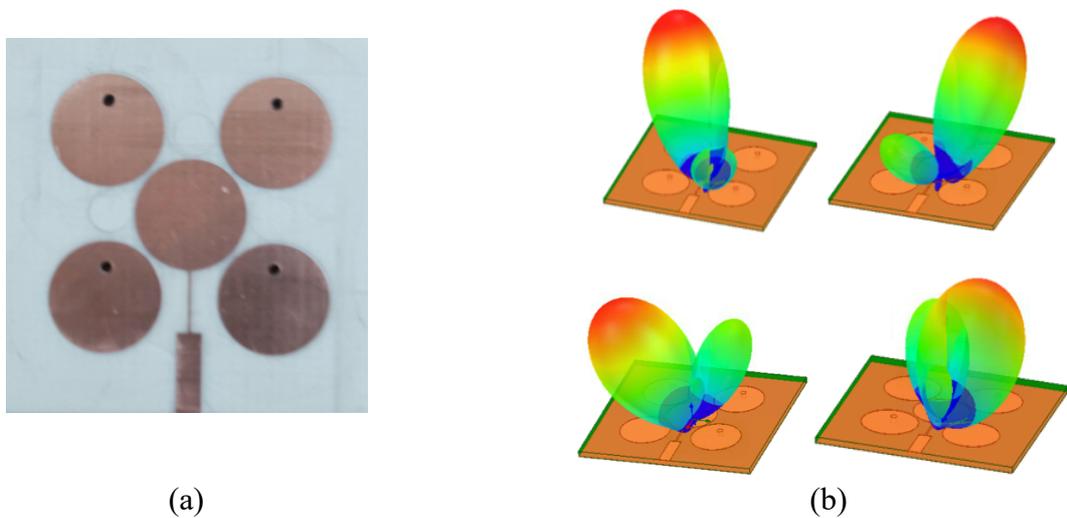


Figure 176. (a) Antenne patch à patches parasites accordable en diagramme de rayonnement. (b) Variation du diagramme de rayonnement en fonction de la mise à la masse (ou non) des patches parasites.

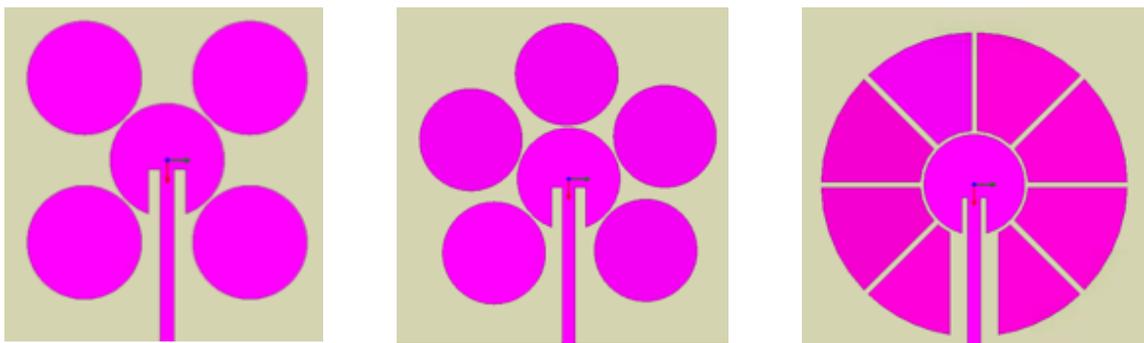


Figure 177. Antenne à patches parasites avec différents nombres et formes d'éléments parasites.

**Le système complet** pourrait ressembler à celui de la Figure 178 où un substrat silicium présenterait à la fois des zones de silicium poreux et des zones dopées afin de rendre les composants agiles et ainsi d'intégrer sur un même substrat un réseau d'antenne accordable, un switch permettant la commutation entre l'émission et la réception et des filtres accordables. **Cette couche physique de composants sera gérée par une intelligence artificielle capable de contrôler les éléments actifs pour répondre au mieux aux scénarios envisagés.**

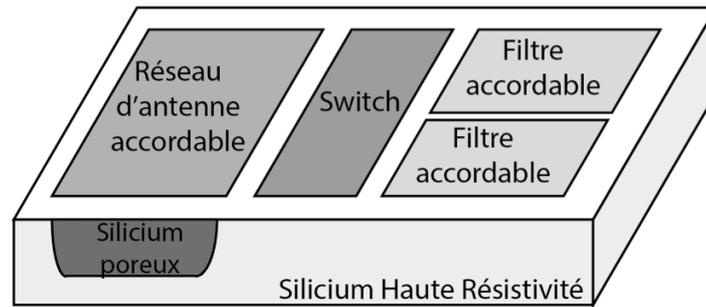


Figure 178. Système intégré avec réseau d'antenne accordable, switch et deux filtres accordables.

Dans une approche un peu plus lointaine, je souhaiterai pouvoir mixer mes deux principaux axes de recherche en intégrant les composants hyperfréquences accordables dans des fonctions hyperfréquences réalisées par impression 3D et ainsi profiter des degrés de libertés et performances de chacune des technologies et ceci visant les applications mobiles, radars civile et militaire, ainsi que la récupération d'énergie prometteuse grâce au développement de l'IoT...

## Bibliographie

- [1] G. Wikstrom *et al.*, “Challenges and technologies for 6G,” in *2nd 6G Wireless Summit 2020: Gain Edge for the 6G Era, 6G SUMMIT 2020*, 2020.
- [2] B. Rohrdantz, V. Schmidt, and A. F. Jacob, “Microstrip ring resonator based frequency reconfigurable band-pass filters at K-band,” in *2014 20th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, MIKON 2014*, 2014.
- [3] J. Lee, Z. M. Tsai, and H. Wang, “A band-pass filter-integrated switch using field-effect transistors and its power analysis,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 768–771.
- [4] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, B. Margesin, and F. Giacomozzi, “A novel MEMS-tunable hairpin line filter on silicon substrate,” in *Proceedings of the 36th European Microwave Conference, EuMC 2006*, 2006, pp. 803–806.
- [5] L. Rodrigues, T. Varum, and J. N. Matos, “Reconfigurable Filtenna for 5G/LEO Constellations Mobile Terminals,” in *14th European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2020*, 2020.
- [6] C. Saha, J. Y. Siddiqui, A. P. Freundorfer, L. A. Shaik, and Y. M. M. Antar, “Active Reconfigurable Ultra-Wideband Antenna with Complementary Frequency Notched and Narrowband Response,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 100802–100809, 2020.
- [7] Y. J. Zhang, J. Cai, and J. X. Chen, “Design of Novel Reconfigurable Filter with Simultaneously Tunable and Switchable Passband,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 59708–59715, 2019.
- [8] J. Lee, Z. Tsai, and H. Wang, “A Band-Pass Filter-Integrated Switch Using Field-Effect Transistors and Its Power Analysis,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2006, pp. 768–771.
- [9] “La technologie en quelques mots | Fabrication Additive.” [Online]. Available: <https://www.la-fabrication-additive.com/la-fabrication-additive-en-quelques-mots/>. [Accessed: 21-Dec-2021].
- [10] “Traitement thermique pour pièces de fabrication additive 3D - Carbolite.” [Online]. Available: <https://www.carbolite-gero.fr/fr/applications/applications-de-traitement-thermique/additive-manufacturing/>. [Accessed: 21-Dec-2021].
- [11] “3D Printing and 5-Axis Machining Combined in One Machine | Engineering.com.” [Online]. Available: <https://www.engineering.com/story/3d-printing-and-5-axis-machining-combined-in-one-machine>. [Accessed: 21-Dec-2021].
- [12] M. D. Benge, R. C. Huck, and H. H. Sigmarsson, “X-band performance of three-dimensional, selectively laser sintered waveguides,” in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2014, pp. 13–14.
- [13] A. Martin-Guennou *et al.*, “Direct metal laser sintering process investigation: application to 3D slotted waveguide antennas,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 14, pp. 1921–1929, Nov. 2017.
- [14] Y. Chairi, “Conception, optimisation et réalisation de sous-ensembles hyperfréquences conformés à base de technologie additive métal”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2022.
- [15] K. Donnart, A. Manchec, J. Haumant, G. Cochet, D. Diedhiou, C. Quendo, **R. Allanic**, E. Rius, J.-F. Favennec, “Miniature Air-Filled SIR Coaxial Resonators filter made by 3D printing SLA”, in *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTT '19)*, ESA-ESTEC, 2019.
- [16] F. Le Borgne, G. Cochet, J. Haumant, D. Diedhiou, K. Donnart, and A. Manchec, “An Integrated Monobloc 3D Printed Front-end in Ku-band,” in *2019 49th European Microwave Conference, EuMC 2019*, 2019, pp. 786–789.
- [17] J. Haumant, “Conception de composants hyperfréquences en 3D plastique métallisé”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2021.
- [18] J. Haumant, G. Cochet, D. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, R.-M. Sauvage, “Méthode d’Allègement par Impression 3D Appliquée à une Antenne Cornet Vivaldi Simple Polarisation”, *21ème Journées Nationales Microondes, Caen*, 2019.
- [19] M. Jousset, S. Mallegol, and **R. Allanic**, “ANTENNE FILAIRE AMELIOREE A LARGE BANDE DE FREQUENCES.” 2014. [Online]. Available: <http://patent.ipexl.com/FR/3003702-a1.html>. [Accessed: 13-Apr-2015].

- [20] J. Champion, “Étude d’antennes compactes à large bande de fréquences à gradient d’indice”, Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2022.
- [21] J. Champion, S. Mallegol, I. Pele, E. Goron, J. Benedicto, N. Martin, **R. Allanic**, C. QUENDO, « Antenne filaire à large bande de fréquences à cavité progressive par gradient d’indice », TSA1298, Juillet 2021 [Brevet déposé]
- [22] J. Champion, J. Benedicto, N. Martin, M. Cariou, V. Laur, **R. Allanic**, S. Mallégol, C. Quendo, “Caractérisation d’un matériau à inclusions d’air réalisé par technologie additive”, 16èmes *Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Toulouse, Nov. 2020.
- [23] J. Haumant, D. Diedhiou, A. Manchec, A. Martin-Guennou, Y. Quéré, C. Quendo, **R. Allanic**, “Study of Designing and Manufacturing of a Ku-Band Pyramidal Horn Antenna With Integrated Transition Using 3-D printing Technology”, in *Proc. European Microwave Conference (EuMC), Sep 2018, Madrid, Spain*.
- [24] J. Haumant *et al.*, “Ultra Wideband Transition from Coaxial Line to Two Parallel Lines Manufactured Using Additive Manufacturing Technology,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2019, vol. 2019-June, pp. 1217–1220.
- [25] J. Haumant, D. Diedhiou, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, C. Person, R.-M. Sauvage, “Antenne Papillon repliée Ultra-Large Bande Réalisée en Fabrication Additive”, *21ème Journées Nationales Microondes, Caen, 2019*.
- [26] J. Haumant, A.-C. Amiaud, D. L. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, « Technique d’excitation pour antenne ultra-large bande à double polarisation (DUAL) » Aout 2021 [Brevet déposé]
- [27] S. Abedrabbha *et al.*, “Subarray Optimization for Compactness Improvement of a 3D Printed Adaptive Phased Array Antenna Operating in Ku-band | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore,” in *16th European Radar Conference*, 2019.
- [28] S. Abedrabbha, **R. Allanic**, N. Dubroca, J. Haumant, C. Quendo, and T. Merlet, “A 3D-Printed Coaxial-fed Waveguide 2-Slot Array for an AESA Radar Application in the Ku-band | IEEE Conference Publication | IEEE Xplore,” in *16th European Radar Conference*, 2019, pp. 948–951.
- [29] R. S. Elliott and L. A. Kurtz, “The Design of Small Slot Arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 2, pp. 214–219, 1978.
- [30] S. Abedrabbha *et al.*, “DRAGON: Adaptive RF Seekers based on 3-D Conformal Antennas,” in *2019 International Radar Conference, RADAR 2019*, 2019.
- [31] Y. Tyagi, P. Mevada, S. Chakrabarty, and R. Jyoti, “High-efficiency broadband slotted waveguide array antenna,” *IET Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 11, no. 10, pp. 1401–1408, Aug. 2017.
- [32] Y. Xu *et al.*, “Design and test of a broadband rectangular waveguide TE<sub>10</sub>–TE<sub>20</sub> mode converter,” *Electron. Lett.*, vol. 56, no. 15, pp. 778–779, Jul. 2020.
- [33] P. Zhao, Q. Wang, and J. Deng, “A Novel Broadband Rectangular Waveguide TE<sub>01</sub>-TE<sub>20</sub> Mode Converter,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 9, pp. 747–749, Sep. 2018.
- [34] V. A. Dolgashev, S. G. Tantawi, and C. D. Nantista, “Design of a compact, multi-megawatt, circular TE<sub>01</sub> mode converter,” in *AIP Conference Proceedings*, 2006, vol. 807, pp. 431–438.
- [35] Y. Chairi, S. Abedrabbha, **R. Allanic**, A.-C. Amiaud, A. El Oualkadi, C. Quendo, T. Merlet, K. Reklouï, T. Le Gougec, “Design of a Slotted Waveguide Antenna Based on TE<sub>20</sub> Mode in Ku-Band Suitable for Direct Metal Laser Sintering”. *Electronics* 2022, *11*, 2079.
- [36] A. E. Mostrah *et al.*, “C-Band Inductive Post SIW alumina filter for a Space Application. Experimental analysis of the thermal behavior,” *2010 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010, pp. 103-106.
- [37] B. Potelon, C. Quendo, J. Favennec, E. Rius, S. Verdeyme and C. Person, "Design of Bandpass Filter Based on Hybrid Planar Waveguide Resonator," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 3, pp. 635-644, March 2010, doi: 10.1109/TMTT.2010.2040351.
- [38] J. A. Ballesteros, E. Diaz-Caballero, M. D. Fernandez, H. Esteban, A. Belenguer and V. Boria, "Performance comparison of a four-pole folded filter realized with standard and empty substrate integrated waveguide technologies," *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, 2017, pp. 412-415, doi: 10.23919/EuMC.2017.8230877.
- [39] A. L. Borja, A. Belenguer, H. Esteban and V. E. Boria, "Design and Performance of a High-*Q* Narrow Bandwidth Bandpass Filter in Empty Substrate Integrated Coaxial Line at Ku -Band," in *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 11, pp. 977-979, Nov. 2017, doi: 10.1109/LMWC.2017.2750118.

- [40] T. Martin, A. Ghiotto, T. -P. Vuong, K. Wu and F. Lotz, "Compact Quasi-Elliptic and Highly Selective AFSIW Filter with Multilayer Cross-Coupling," *2019 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, pp. 718-721, doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700728.
- [41] N. H. Nguyen, F. Parment, A. Ghiotto, K. Wu and T. P. Vuong, "A fifth-order air-filled SIW filter for future 5G applications," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/IMWS-AMP.2017.8247355.
- [42] H. Bouazzaoui, "Conception et réalisation de nouvelles topologies de composants Hyperfréquences en technologie PCB multicouche innovante", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2022.
- [43] L. Johnson, H. Bouazzaoui, E. Meyer, P. Meyer, B. Potelon, C. Quendo, **R. Allanic**, A. Manchec, « Résonateur SIW partiellement vide en technologie PCB multicouche innovante », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [44] H. Bouazzaoui, **R. Allanic**, A. Manchec, B. Potelon, C. Quendo, « Module millimétrique composé d'une transition coplanaire vers guide d'onde alimentant une antenne cornet intégrée au substrat et entièrement réalisé en technologie circuit imprimé (PCB) » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [45] H. Bouazzaoui, K. Donnart, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, F. Karpus, H. Bouillaud, "Ultra-Wideband Bandpass Low-cost Multilayer Technologies Filter Using Varnish", in *Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, Sep 2018, Madrid, Spain.
- [46] H. Bouazzaoui, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, B. Potelon, F. Karpus, "Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Solder-Mask-Based Multilayer Technology", in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [47] H. Bouazzaoui, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, K. Donnart, B. Potelon, F. Karpus, "Ultra-Wideband Bandpass filter on new Multilayer PCB Technology using Solder Mask", in *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTT '19)*, ESA-ESTÉC, 2019.
- [48] **R. Allanic**, "Modélisation et co-conception de dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2015.
- [49] **R. Allanic**, Y. Quéré, D. Le Berre, and C. Quendo, "A Novel Approach to Co-Design microwave Devices with Distributed Switches," in *IEEE Asia Pacific Microwave Conf. (APMC)*, 2016.
- [50] **R. Allanic et al.**, "Impact of the doped areas sizes in the performances of microwave SPST switches integrated in a silicon substrate," in *IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2018, pp. 1-4.
- [51] **R. Allanic et al.**, "A Novel 5-GHz SPDT Switch Using Semiconductor Distributed Doped Areas," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 30, no. 4, 2020.
- [52] **R. Allanic et al.**, "Frequency reconfigurable interdigital filter using semi-conductor distributed doped areas," in *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, APMC*, 2019, vol. 2019-Decem.
- [53] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, "Switchable DBR Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs) ", *Electronics* 2020, 9, 2021.
- [54] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, "Narrow Bandpass Filters Using Dual-Behavior Resonators Based on Stepped-Impedance Stubs and Different-Length Stubs," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1034-1044, Mar. 2004.
- [55] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Volume 1. 1964.
- [56] **R. Allanic et al.**, "Bandpass Filter at 5 GHz with Reconfigurable Bandwidth Using Integrated ScDDAs," *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, pp. 377-380, doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784349.
- [57] **R. Allanic et al.**, "A Novel Synthesis for Bandwidth Switchable Bandpass Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 122599-122609, 2020.
- [58] **R. Allanic et al.**, "Polarization reconfigurable patch antenna using ScDDAs," *2022 52nd European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, accepted paper.
- [59] **R. Allanic et al.**, "Circular to Linear Reconfigurable Polarization Antenna using Semiconductor Distributed Doped Areas," in *IEEE Asia Pacific Microwave Conf. (APMC)*, 2022, accepted paper.

- [60] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D.S. De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, "On-Chip Polarization Reconfigurable Microstrip Patch Antennas Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs)". *Electronics* 2022, 11, 1905. <https://doi.org/10.3390/electronics11121905>
- [61] **R. Allanic et al.**, "Three-State Microwave Tunable Resonator Integrating Several Active Elements on Silicon Technology in a Global Design," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 2, 2018.
- [62] C. Le Lez, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, R-M Sauvage, A. Leuliet, T. Merlet, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué "Co-conception d'une antenne à 15 GHz accordable en polarisation et de son réseau d'alimentation » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [63] **R. Allanic et al.**, "Continuously tunable resonator using a novel triangular doped area on a silicon substrate," *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 12, 2018.
- [64] C. Le Lez, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, R-M Sauvage, A. Leuliet, T. Merlet, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué "Fully Integrated Bandpass Filter with High Isolation Attenuator Using Semi-conductor Distributed Doped Areas » in *IEEE Asia Pacific Microwave Conf. (APMC)*, 2022, accepted paper.
- [65] I. El Masri, "Caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium : Applications aux interconnexions sans fils intra-puce pour les systèmes WiNoC", Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2019.
- [66] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, and C. Quendo, "Integrated dipole antennas and propagation channel on silicon in Ka band for WiNoC applications," in *2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2018, pp. 1–4.
- [67] I. El Masri, H. Kumar Mondal, T. Le Gouguec, C. Roland, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo and J.-P. Diguët, "Accurate Channel Models for Realistic Design Space Exploration of Future Wireless NoCs," in *Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS)*, 2018, pp. 1–8.
- [68] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, "Propagation Channel in Silicon in the Sub-THz Band for MPSoCs", in *IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2019, France.
- [69] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, "Electromagnetic Characterization of the Intrachip Propagation Channel in Ka and V Bands", *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 9, no. 10, pp. 1931–1941, July 2019.
- [70] I. El Masri, T. Le Gouguec, P. -M. Martin, **R. Allanic** and C. Quendo, "A CMOS-Compatible Solution for Propagation Channels on Silicon in the mm-Wave Band," *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, 2021, pp. 256-259, doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338135.
- [71] Bryan Treguer, Thierry Le Gouguec, Pierre-Marie Martin, **Rozenn Allanic**, Cédric Quendo « Etude du canal de propagation d'un réseau sans fils sur puce de type WiNoC (Wireless Network-on-Chip) à 60 GHz », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [72] **R. Allanic**, J. Paola Cortes, J. Benedicto, D. Le Berre, Y. Quéré, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, "Temperature Dependence of Tunable Resonators on FR4 and Silicon", in *IEEE Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2017, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [73] M. Capelle, J. Billoué, G. Gautier and P. Poveda, "Study of Porous Silicon Substrate for the Integration of Radiofrequency Monolithic Circuits", *2013 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-State Circuits*, Hong Kong, 2013, pp. 1-2.
- [74] M. Capelle, J. Billoué, P. Poveda and G. Gautier, "Porous Silicon / Silicon Hybrid Substrate Applied to the Monolithic Integration of Common-Mode and Bandpass RF Filters", in *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 62, no. 12, pp. 4169-4173, déc. 2015.
- [75] J. Billoué *et al.*, "Integration of RF Inductors and Filters on Mesoporous Silicon Isolation Layers", *Phys. Status Solidi*, Vol. 208, no. 6, pp. 1449-1452, jun. 2011.
- [76] W. Y. Sam and Z. Zakaria, "The investigation of the varactor diode as tuning element on reconfigurable antenna," *2016 IEEE 5th Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, Kaohsiung, 2016, pp. 13-14.
- [77] Y. J. Sung, "Simple Tunable Dual-Band Microstrip Patch Antenne", in *Electronics Letters*, vol. 45, No. 13, pp. 666-667, June 2009.
- [78] J. Kishor, P. Kumar and A.K. Shrivastav, "Designing of Varacator Tuned Microstrip Patch Antenna", *2008 International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications*, Jaipur, 2008, pp. 907-909.

## Annexe 1 : Valorisation de la recherche : Liste des travaux publiés

### Publications

- [P.1] Leanne Johnson, Hassan Bouazzaoui, Elmine Meyer, Petrie Meyer, Benjamin Potelon, Cédric Quendo, **Rozenn Allanic**, “Novel High-Q Partially Air-filled Pedestal Resonator and Filter Integrated in a Printed Circuit Board (PCB)”, in *IEEE Access*, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3208351.
- [P.2] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “On-Chip Bandstop to Bandpass Reconfigurable Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs)” *Electronics* 2022, 11, 3420. <https://doi.org/10.3390/electronics11203420>
- [P.3] Y. Chairi, S. Abedrrabba, **R. Allanic**, A.-C. Amiaud, A. El Oualkadi, C. Quendo, T. Merlet, K. Reklouï, T. Le Gouguec, “Design of a Slotted Waveguide Antenna Based on TE<sub>20</sub> Mode in Ku-Band Suitable for Direct Metal Laser Sintering”. *Electronics* 2022, 11, 2079. <https://doi.org/10.3390/electronics11132079>
- [P.4] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D.S. De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “On-Chip Polarization Reconfigurable Microstrip Patch Antennas Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs)”. *Electronics* 2022, 11, 1905. <https://doi.org/10.3390/electronics11121905>
- [P.5] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Switchable DBR Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs)”, *Electronics* 2020, 9, 2021.
- [P.6] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “A Novel Synthesis for Bandwidth Switchable Bandpass Filters Using Semi-Conductor Distributed Doped Areas”, *IEEE ACCESS*, vol. 8, pp. 122599–122609, July 2020.
- [P.7] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “A Novel 5-GHz SPDT Switch Using Semiconductor Distributed Doped Areas”, *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 421–424, March 2020.
- [P.8] El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, “Electromagnetic Characterization of the Intrachip Propagation Channel in Ka and V Bands”, *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 9, no. 10, pp. 1931–1941, July 2019.
- [P.9] **R. Allanic**, D. Le Berre, Y. Quéré, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Continuously Tunable Resonator Using a Novel Triangular Doped Area on a Silicon Substrate”, *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 12, pp. 1095-1097, November 2018.
- [P.10] **R. Allanic**, D. Le Berre, Y. Quéré, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Three-State Microwave Tunable Resonator Integrating Several Active Elements on Silicon Technology in a Global Design,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 2, pp. 141–143, 2018.
- [P.11] **R. Allanic**, Y. Quéré, D. Le Berre, C. Quendo, “Intrinsically microwave tunable resonator designed on silicon”, *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 20, pp. 1697–1699, Sep. 2016.

## Brevet

- [B.1] « Antenne filaire améliorée à large bande fréquences », Jousset Michel, Mallegol Stéphane, **Allanic Rozenn**. FR3003702-A1. Sept. 2014.
- [B.2] J. Haumant, A-C. Amiaud, D. L. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, « Technique d'excitation pour antenne ultra-large bande à double polarisation (DUAL)» Aout 2021 [Brevet déposé]
- [B.3] J. Champion, S. Mallegol, I. Pele, E. Goron, J. Benedicto, N. Martin, **R. Allanic**, C. QUENDO, « Antenne filaire à large bande de fréquences à cavité progressive par gradient d'indice », TSA1298, Juillet 2021 [Brevet déposé]

## Conférences internationales invitées

- [C.1] **R. Allanic**, C. Quendo, D. Le Berre, Y. Quéré, " Tunable Microwave Devices for Smart Systems", 8th ISSS (Bangalore) 2017.
- [C.2] C. Quendo, **R. Allanic**, J.-L. Mattei, D. Souriou, Cong Nha Le, "Miniaturisation of electronic devices by using magneto-dielectric nanomaterials", Workshop on Microwave Nanotechnologies (MiNa), Bangalore, 2017.
- [C.3] C. Quendo, **R. Allanic**, D. Le Berre, Y. Quéré, "Novel Approaches to Design Tunable Devices", IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON), 2017.

## Conférences et workshops internationaux

- [C.4] **R. Allanic et al.**, "Circular to Linear Reconfigurable Polarization Antenna Using Semiconductor Distributed Doped Areas" in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Yokohama, Japan, 2022, pp. 833-835, doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999748.
- [C.5] C. Le Lez, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, R-M Sauvage, A. Leuliet, T. Merlet, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué « Fully Integrated Bandpass Filter with High Isolation Attenuator Using Semi-conductor Distributed Doped Areas » in *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Yokohama, Japan, 2022, pp. 443-445, doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999799.
- [C.6] **R. Allanic et al.**, "Polarization Reconfigurable Patch Antenna Using ScDDAs", 52nd European Microwave Conference (EuMC), Milan, Italy, 2022, pp. 600-603, doi: 10.23919/EuMC54642.2022.9924481.
- [C.7] **R. Allanic et al.**, "Bandpass Filter at 5 GHz with Reconfigurable Bandwidth Using Integrated ScDDAs," *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, 2022, pp. 377-380, doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784349.
- [C.8] I. El Masri, T. Le Gouguec, P. -M. Martin, **R. Allanic** and C. Quendo, "A CMOS-Compatible Solution for Propagation Channels on Silicon in the mm-Wave Band," *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, 2021, pp. 256-259, doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338135.
- [C.9] J. Haumant, P. Massaloux, D. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, R.-M. Sauvage, "Ultralight Wideband Open Boundary Quad-Ridged Antenna

- manufactured Using 3D Printing Technology”, *15<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP*, March 2021, Düsseldorf, Germany.
- [C.10] Y. Chairi, **R. Allanic**, A.-C. Amiaud, S. Abedrrabba, A. El Oualkadi, C. Quendo, T. Merlet, K. Reklouli, T. Le Gouguec, “Ku-Band Lightweight Aluminium Waveguides Fabricated by Direct Metal Laser Sintering Process”, *International Symposium on advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT)*, Nov. 2020, Kenitra, Morocco.
- [C.11] **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Frequency Reconfigurable Interdigital Filter Using Semi-conductor Distributed Doped Areas”, in *IEEE Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Dec. 2019, Singapore.
- [C.12] **R. Allanic**, C. Quendo, D. Le Berre, “A Novel Approach to Co-Design Microwave Tunable Devices”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.13] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, “EM Analysis of a Propagation Channel in the Sub-THz Band for Many-Core Architectures”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.14] H. Bouazzaoui, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, B. Potelon, F. Karpus, “Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Solder-Mask-Based Multilayer Technology”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.15] M. A. Sanchez-Soriano, **R. Allanic**, V. Le Saux, H. Bouazzaoui, A. Manchec, C. Quendo, “Self-Heating Study on a First Order Filter with Discrete and Continuous Tuning”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.16] S. Abedrrabba, **R. Allanic**, N. Dubroca, J. Haumant, C. Quendo, T. Merlet, “A 3D-printed Coaxial-fed Waveguide 2-Slot Array for an AESA Radar Application in the Ku-band”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Microwave Conference (EuMC)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.17] S. Abedrrabba, **R. Allanic**, C. Quendo, A. Guennou-Martin, J. Haumant, G. Cochet, Y. Quéré, T. Merlet, “Subarray Optimization for Compactness Improvement of a 3D Printed Adaptive Phased Array Antenna Operating In Ku-band”, in *IEEE 49<sup>th</sup> European Radar Conference (EuRAD)*, Oct. 2019, Paris, France.
- [C.18] S. Abedrrabba, K. Ahiska, M. Chatterjee, **R. Allanic**, A. Balleri, C. Quendo, T. Merlet, “DRAGON: Adaptive Seekers based on 3D Conformal Antennas”, in *International Radar Conference*, Sept. 2019, Toulon, France.
- [C.19] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, “Propagation Channel in Silicon in the Sub-THz Band for MPSoCs”, in *IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2019, France.
- [C.20] J. Haumant, **R. Allanic**, C. Quendo, D. Diedhiou, A. Manchec, C. Person, R-M Sauvage, “Ultra Wideband Transition From Coaxial Line to Two Parallel Lines Manufactured Using Additive Manufacturing Technology”, in *Proc. International Microwave Symposium (IMS)*, 2019, Boston, USA.
- [C.21] H. Bouazzaoui, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, K. Donnart, B. Potelon, F. Karpus, “Ultra-Wideband Bandpass filter on new Multilayer PCB Technology using Solder

- Mask”, in *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTT '19)*, ESA-ESTEC, 2019.
- [C.22] J. Haumant, G. Cochet, D. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, R.-M. Sauvage, “Ultralight Wide-band Double Ridged Horn Antenna Using Additive Technologies”, in *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTT '19)*, ESA-ESTEC, 2019.
- [C.23] K. Donnart, A. Manchec, J. Haumant, G. Cochet, D. Diedhiou, C. Quendo, **R. Allanic**, E. Rius, J.-F. Favennec, “Miniature Air-Filled SIR Coaxial Resonators filter made by 3D printing SLA”, in *Microwave Technology and Techniques Workshop (MTT '19)*, ESA-ESTEC, 2019.
- [C.24] I. El Masri, H. Kumar Mondal, T. Le Gouguec, C. Roland, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo and J.-P. Diguët, “Accurate Channel Models for Realistic Design Space Exploration of Future Wireless NoCs,” in *Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS)*, 2018, pp. 1–8.
- [C.25] **R. Allanic**, D. Le Berre, Y. Quéré, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “A Fully Integrated Frequency Reconfigurable Antenna Co-designed as a Whole Circuit on Silicon”, in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2018, Kyoto, Japan.
- [C.26] J. Haumant, D. Diedhiou, A. Manchec, A. Martin-Guennou, Y. Quéré, C. Quendo, **R. Allanic**, “Study of Designing and Manufacturing of a Ku-Band Pyramidal Horn Antenna With Integrated Transition Using 3-D printing Technology”, in *Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, Sep 2018, Madrid, Spain.
- [C.27] H. Bouazzaoui, K. Donnart, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, F. Karpus, H. Bouillaud, “Ultra-Wideband Bandpass Low-cost Multilayer Technologies Filter Using Varnish”, in *Proc. European Microwave Conference (EuMC)*, Sep 2018, Madrid, Spain.
- [C.28] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, “Integrated Dipole Antennas and Propagation Channel on Silicon in Ka Band for WiNoC Applications”, in *IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2018, pp. 1–4.
- [C.29] **R. Allanic** et al., “Impact of the doped areas sizes in the performances of microwave SPST switches integrated in a silicon substrate,” in *2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2018, pp. 1–4.
- [C.30] **R. Allanic**, C. Quendo, D. Le Berre, Y. Quéré, “Tunable Microwave Devices for Smart Systems”, 8th ISSS (Bangalore) 2017.
- [C.31] **R. Allanic**, J. Paola Cortes, J. Benedicto, D. Le Berre, Y. Quéré, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Temperature Dependence of Tunable Resonators on FR4 and Silicon”, in *IEEE Proc. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2017, Kuala Lumpur, Malaysia.
- [C.32] **R. Allanic**, Y. Quéré, D. Le Berre, and C. Quendo, “A Novel Approach to Co-Design microwave Devices with Distributed Switches,” in *IEEE Proc. Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC)*, Dec. 2016, New Delhi, India.

### *Conférences nationales*

- [C.33] Ihsan El Masri, Bryan Tréguer, Thierry Le Gouguec, Pierre-Marie Martin, **Rozenn Allanic**, et al.. Contrôle du canal de transmission pour des communications sans fils sur puces silicium en bande Q (30-50 GHz). *Journées nationales Microondes : JNM 2022*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.34] **Rozenn Allanic**, Denis Le Berre, Cédric Quendo, David Chouteau, Virginie Grimal, et al.. Intégration de zones dopées distribuées pour la réalisation d'un Switch SPDT à 5 GHz. *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.35] **Rozenn Allanic**, yves Quéré, Cédric Quendo, Denis Le Berre, David Chouteau, et al.. Intégration de zones dopées distribuées pour la réalisation d'un filtre accordable en bande passante. *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.36] Bryan Treguer, Thierry Le Gouguec, Pierre-Marie Martin, **Rozenn Allanic**, Cédric Quendo « Etude du canal de propagation d'un réseau sans fils sur puce de type WiNoC (Wireless Network-on-Chip) à 60 GHz », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.37] A. Coatanea, G. Cochet, A. Manchec, J. Haumant, D. Diedhiou, C. Quendo, **R. Allanic**, K. Mear, « Réseau d'antennes cornets ultraléger en bande Ka par impression 3D », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.38] A. Aitbenalla, H. Bouazzaoui, A. Manchec, F. Kouassi, G. Cochet, D. Diedhiou, J. Haumant, B. Potelon, C. Quendo, **R. Allanic**, « Réseau d'antennes à fentes 4x4 en technologie ESIW dans la bande Ka », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.39] F. Kouassi, H. Bouazzaoui, A. Aitbenalla, A. Manchec, B. Potelon, G. Cochet, D. Diedhiou, J. Haumant, C. Quendo, K. Mear, **R. Allanic**, « Filtre en Technologie ESIW assemblé par Thermo-diffusion », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.40] J. Haumant, P. Massaloux, D. Diedhiou, A. Manchec, G. Cochet, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, R-M. Sauvage, « Filtre en Technologie ESIW assemblé par Thermo-diffusion », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.41] L. Johnson, H. Bouazzaoui, E. Meyer, P. Meyer, B. Potelon, C. Quendo, **R. Allanic**, A. Manchec, « Résonateur SIW partiellement vide en technologie PCB multicouche innovante », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.42] Y. Amara, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, E. Fourn, « Résonateur reconfigurable à base de lignes couplées à éléments d'accord intégrés sur substrat silicium », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.43] J. Champion, J. Benedicto, N. Martin, **R. Allanic**, V. Laur, S. Mallécol, I. Pelé, E. Goron, C. Quendo, « Caractérisation de matériaux à inclusions réalisés par technologie additive » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.44] H. Bouazzaoui, **R. Allanic**, A. Manchec, B. Potelon, C. Quendo, « Module millimétrique composé d'une transition coplanaire vers guide d'onde alimentant une

- antenne cornet intégrée au substrat et entièrement réalisé en technologie circuit imprimé (PCB) » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.45] C. Le Lez, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, R-M Sauvage, A. Leuliet, T. Merlet, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué « Co-conception d'une antenne à 15 GHz accordable en polarisation et de son réseau d'alimentation » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.46] C. Le Lez, **R. Allanic**, D. Le Berre, C. Quendo, R-M Sauvage, A. Leuliet, T. Merlet, D. Silva De Vasconcellos, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, « Filtre à lignes couplées commutées pour accord en fréquence » *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.47] C. Raguénés, E. Fourn, C. Quendo, **R. Allanic**, D. Le Berre, « Application de verre de chalcogénure à la reconfiguration de filtre DBR », *22èmes journées nationales microondes*, Jun 2022, Limoges, France.
- [C.48] J. Champion, J. Benedicto, N. Martin, M. Cariou, V. Laur, **R. Allanic**, S. Mallécol, C. Quendo, « Caractérisation d'un matériau à inclusions d'air réalisé par technologie additive », *16èmes Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux*, Toulouse, Nov. 2020.
- [C.49] K. Donnart, A. Manchec, H. Aouidad, C. Quendo, E. Rius, J-F. Favennec, **R. Allanic**, « Filtre coupe-bande à effet SIR fonctionnant en bande L », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.50] H. Bouazzaoui, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, K. Donnart, B. Potelon, F. Karpus, « Filtres ultras large-bande à éléments distribués réalisés à partir d'une nouvelle technologie PCB multicouche à base de Vernis », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.51] H. Bouazzaoui, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, B. Potelon, F. Karpus, « Filtre ultra large-bande à éléments semi-localisés réalisé à partir d'une technologie PCB multicouche à base de Vernis », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.52] J. Haumant, D. Diedhiou, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, C. Person, R-M Sauvage, « Transition Ultra-Large Bande d'une Ligne Coaxiale vers une Ligne Bifilaire Réalisée en Fabrication Additive », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.53] J. Haumant, G. Cochet, D. Diedhiou, A. Manchec, **R. Allanic**, C. Quendo, C. Person, R.-M. Sauvage, « Méthode d'Allègement par Impression 3D Appliquée à une Antenne Cornet Vivaldi Simple Polarisation », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.54] S. Abedrabba, **R. Allanic**, C. Quendo, A. Guennou-Martin, Y. Quéré, T. Merlet, « Antenne à fentes à cavité pour des applications de réseaux d'antennes adaptatifs », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.55] I. El Masri, T. Le Gougec, P.-M. Martin, **R. Allanic**, C. Quendo, « Caractérisation électromagnétique du canal de propagation dans la bande millimétrique pour des réseaux sans fils sur puce », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.
- [C.56] N. Dubroca, R. Allanic, C. Quendo, E. Itcia, T. Merlet, R-M Sauvage. « Réduction du couplage mutuel entre deux antennes patchs carré », *21ème Journées Nationales Microondes*, Caen, 2019.

- [C.57] J. Haumant, D. Diedhiou, A. Manchec, C. Quendo, **R. Allanic**, C. Person, R.-M. Sauvage, “Antenne Papillon repliée Ultra-Large Bande Réalisée en Fabrication Additive”, *21ème Journées Nationales Microondes, Caen, 2019*.
- [C.58] R. Allanic, Y. Quéré, D. Le Berre, C. Quendo, D. Chouteau, V. Grimal, D. Valente, J. Billoué, “Co-conception de résonateurs hyperfréquences accordables à éléments d’accord intégrés dans un substrat silicium (résonateur trois états à accord discret et résonateur continu)”, JNM 2017.

*Mémoire de thèse*

- [T.1] R. Allanic « Modélisation et conception de fonctions accordables sur substrat semi-conducteur : étude d’une nouvelle démarche de co-conception », Université de Bretagne Occidentale, Lab-STICC, 2015.

## Annexe 2 : Activités d'enseignement

2022-2023 Vacataire (8 h ETD) :

**Responsable d'un projet dans l'unité d'enseignement Dispositifs actifs hyperfréquences (12h) :** L'objectif de ce projet est pour les étudiants d'approfondir leurs compétences sur les logiciels de simulations électromagnétiques ADS et Momentum. Ainsi, dans ce projets les étudiants doivent simuler le comportement d'un résonateur à stub accordable à l'aide d'une diode PIN avec les logiciels ADS et Momentum. L'idée est de créer le design circuit du résonateur sur ADS, de réaliser le modèle du résonateur sous Momentum, de simuler son comportement électromagnétique, d'interpréter et d'analyser les résultats puis d'utiliser ce modèle dans une simulation hybride sous ADS et générer le layout qui servirait à la conception du circuit.

2021-2022 Vacataire (52 h ETD) :

**Responsable des deux modules de conception assisté par ordinateur (CAO) pour les hyperfréquences au 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> semestre pour des étudiants de Master 1 (2x33h TP) :** L'objectif de ces modules est de montrer aux étudiants un large spectre d'outils de simulation de composants électroniques hyperfréquences. En effet, à travers les différents TP, des composants électroniques hyperfréquences, tels que des lignes de transmission, des guides d'ondes, des résonateurs, des filtres et des composants accordables (switches et résonateurs accordables) sont dessinés et simulés à l'aide des logiciels de simulations ADS, Momentum, HFSS et CST. Une initiation au logiciel Matlab est également donnée aux étudiants, ce logiciel de calcul étant très utilisé chez les ingénieurs et chercheurs.

**Co-Responsable du module de modélisation et d'optimisation pour les hyperfréquences pour des étudiants de Master 2 (12h TP) :** Un projet portant sur la co-simulation d'un résonateur et de son élément d'accord (diode PIN et diode Varactor) est proposé. Les objectifs de ce projet sont de prendre en main le logiciel Silvaco à l'aide de l'exemple d'une diode PN, de simuler sous Silvaco, le comportement d'une diode PIN fonctionnant comme un interrupteur ON/OFF ou d'une diode varactor ayant une variation continue de sa capacité lorsqu'elle est polarisée en inverse. La diode est formée par une jonction  $P^+NN^+$  ou  $P^+N^+$ . Le comportement de la diode est simulé en fonction de la tension de polarisation. Celle-ci permet par la suite de rendre un résonateur accordable. Pour finir, les étudiants doivent co-simuler la partie active et la partie passive d'un résonateur hyperfréquence accordable sous HFSS dont l'élément d'accord a été préalablement simulé sous Silvaco.

2020-2021 Vacataire (52 h ETD) :

Responsable des deux modules de conception assisté par ordinateur (CAO) pour les hyperfréquences au 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> semestre pour des étudiants de Master 1 (2x33h TP)

**Co-Responsable du module de modélisation et d'optimisation pour les hyperfréquences pour des étudiants de Master 2 (12h TP) :** Un projet portant sur la co-simulation d'un switch SPDT. Ce switch est en premier lieu simulé de façon idéal sous

ADS. L'élément d'accord, i.e. une jonction  $N^+P^+$ , est simulé sous Silvaco après avoir pris en main le logiciel en étudiant une diode PN. Pour finir, le switch SPDT est co-simulé partie active et passive sous le logiciel HFSS.

2019-2020 Vacataire (52 h ETD) :

**Responsable** des deux modules de **conception assisté par ordinateur (CAO) pour les hyperfréquences** au 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> semestre pour des étudiants de Master 1 (2x33h TP)

Co-Responsable du module de modélisation et d'optimisation pour les hyperfréquences pour des étudiants de Master 2 (12h TP)

2018-2019 Vacataire (127 h ETD) :

**Électronique Numérique** 2 groupes de TP pour des étudiants de Licence 1 (2x30h TP). Il s'agissait d'apprendre aux étudiants les concepts de base de l'électronique numérique (fonctionnement des différentes portes logiques ET, OU, OU-EXCLUSIF... ainsi que celui des bascules). Ces TP étaient réalisés sur des maquettes permettant de visualiser les résultats des câblages sur des afficheurs ou des LEDs pour un apprentissage ludique.

**VHDL** pour des étudiants de Licence 2 SPI (10-12 étudiants) : 28 h (7x4h TP). Le VHDL est un langage (bas niveau) basé sur la description matérielle d'une architecture d'un système électronique. Il permet d'aborder les notions de conception, de simulation et de programmation des composants électroniques numériques (FPGA) avec visualisation des résultats soit sur un simulateur, soit sur une carte électronique. Les étudiants étaient évalués sur des exercices simples, pendant 30 min à chaque séance par groupe de 4 étudiants, afin de contrôler leur progression ainsi qu'un examen final à la fin de la série de TP.

**Encadrement de projet intégrateur** pour des étudiants de M2 (26h TP). 7 binômes ont étudié en partenariat avec une entreprise des filtres hyperfréquences ou des antennes afin de confronter les étudiants avec les problématiques des entreprises.

**Responsable** des deux modules de **conception assisté par ordinateur (CAO) pour les hyperfréquences** aux 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> semestre pour des étudiants de Master 1 (1x28h et 1x36h TP)

Co-Responsable du module de modélisation et d'optimisation pour les hyperfréquences, pour des étudiants de Master 2 (12h TP)

2017-2018 Vacataire (116 h ETD) :

**Électronique Numérique** 2 groupes de TP pour des étudiants de Licence 1 (2x30h TP)

**Encadrement de projet intégrateur** pour des étudiants de M2 (26h TP). 7 binômes

**Responsable** des deux modules de **conception assisté par ordinateur (CAO) pour les hyperfréquences** aux 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> semestre pour des étudiants de Master 1 (1x28h et 1x36h TP)

Co-Responsable du module de modélisation et d'optimisation pour les hyperfréquences, 2 groupes d'étudiants de Master 2 (2x12h TP)

2016-2017 Vacataire (100 h ETD) :

**Encadrement d'un projet Émetteur / Récepteur** pour des étudiants de Licence 3 (1x56h TP +2x2h CM). L'objectif de ce projet était d'étudier un détecteur de métaux, de proposer des modifications en termes de performances, de compacité ou de design. Les étudiants devaient comprendre le fonctionnement, simuler certaines fonctions sur ADS, réaliser le schéma de câblage, concevoir la carte électronique avec des maquettes de tests et des composants traversant ou une carte réalisée avec des composants CMS et une fraiseuse numérique (LPKF) pour finir par une démonstration de leur détecteur de métaux.

**Électronique Numérique** pour des étudiants de Licence 1 (1x42h TP).

**Encadrement de projets de mécatronique** pour des étudiants de Licence 2 (1x30h TP). Pour mener à bien leur projet (1 par binôme), les étudiants devaient choisir le sujet proposé par des entreprises (et comprendre sa problématique), interagir avec les entreprises, réaliser les maquettes électroniques analogiques et faire de la programmation de cartes Arduino avec acquisition et gestion des informations issues des capteurs ainsi que la conception de la partie mécanique via des imprimantes 3D.

Projet Bibliographique sur les filtres accordables, encadrement d'un binôme de Licence 2 (8h TD).

2014-2015 Monitrice (54 h ETD) :

Systèmes de Télécommunications pour des étudiants de Master 2 Électronique Télécommunications et Réseaux (33 étudiants) : 12 h (6x2h) de cours magistraux (CM) (en amphithéâtre) et 12 h (6x2h) de travaux dirigés (TD). L'objectif de ce module était d'approfondir les connaissances des étudiants en termes de systèmes de télécommunications. Après avoir introduit quelques rappels sur les fondamentaux, j'ai abordé différentes problématiques telles que les architectures des émetteurs / récepteurs, les contraintes des différentes normes (avec comme exemples les normes GSM et UMTS, dont les caractéristiques peuvent être transposées à d'autres normes), les bilans de liaison, les facteurs de bruit, des notions de linéarités et de dynamique. Cette première expérience en enseignement m'a demandé beaucoup d'investissement afin d'appréhender sereinement les CM, autant d'un point de vue pédagogique que scientifique. Pour faciliter la compréhension des CM, j'ai fourni aux étudiants de nombreux exemples afin qu'ils puissent transposer la théorie à des cas pratiques et ainsi se projeter dans leurs futurs métiers. En effet, pour ces étudiants dont la plupart était en dernière année de leur cursus universitaire, les TD ont été l'occasion d'échanges très intéressants au cours desquels nous avons pu discuter des problématiques des entreprises, basés en partie sur mon expérience du terrain. Du fait de la responsabilité qui m'était confiée, j'ai eu la chance d'assurer les examens en m'occupant à la fois de la rédaction du sujet jusqu'à la correction des copies. Cette opportunité m'a permis d'avoir une expérience riche et une véritable vision du métier d'enseignant.

**VHDL** pour des étudiants de Licence 2 SPI (10-12 étudiants) : 28 h (7x4h) TP

Simulations des procédés de fabrication de composants semi-conducteurs ainsi que leurs comportements électriques (logiciels Athena et Atlas de Silvaco) au près d'étudiants de Master 2 : un CM (2h) et un TP (4h). Cet enseignement portait sur la conception et la simulation de composants semi-conducteurs. Après un rappel sur la physique des semi-conducteurs, ce module avait pour objectif de simuler la fabrication des composants semi-conducteurs et leur comportement électrique (logiciel de Silvaco)

2013-2014 Monitrice (65 h ETD) :

**Systèmes de Télécommunications** pour des étudiants de Master 2 Électronique Télécommunications et Réseaux (33 étudiants) : 12 h (6x2h) CM et 12 h (6x2h) TD

**VHDL** pour des étudiants de Licence 2 SPI (10-12 étudiants) : 20 h (5x4h) TP

**Simulations électromagnétiques sur les logiciels HFSS et ADS** au près d'étudiants de Master 2 ESCO (3 x 3h + 1 x 4h TP). Les TP de CAO portaient sur les méthodes de simulation de dispositifs hyperfréquences (guides d'ondes, filtres et antennes). L'objectif était de présenter des outils de simulation circuit (logiciel ADS) et de simulation électromagnétique (logiciel HFSS) et mettre en avant l'importance d'avoir une vision globale de la réponse attendue du circuit, afin d'avoir un esprit critique sur les résultats de simulation.

## Annexe 3 : Curriculum Vitae

**Rozenn ALLANIC**



Date et lieu de naissance : 24/03/1980 à Brest

Nationalité : Française

Situation de famille : Mariée, 2 enfants

Situation actuelle : Chercheur contractuelle

Courriel : [Rozenn.Allanic@univ-brest.fr](mailto:Rozenn.Allanic@univ-brest.fr)

Unité de recherche : Lab-STICC UMR CNRS 6285, Pôle MatRF, Équipe DH  
6 Avenue Le Gorgeu  
CS 93837  
29238 Brest Cedex 3

### FORMATIONS

---

- 2012 – 2015**     **Doctorat en électronique, Lab-STICC** : « Modélisation et co-conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d'une nouvelle démarche de co-conception ».
- 2010 – 2012**     **Master Electronique Télécommunications et Réseaux**, option électronique des systèmes communicants, UBO, mention **Très Bien**.
- Juin 2010**        **Licence d'Electronique, Electrotechnique et Automatique**, UBO, mention **Bien**.
- 2007 (6 mois)**    Formation **Multi Compétences Réseaux** (électronique (microprocesseurs), informatique (Langage C et systèmes Temps Réel), et systèmes réseaux) AFPA – Brest. (6 mois).
- 2004**  
**(3 semaines)**     Formation **Maintenance IRM** (Imagerie par Résonance Magnétique), Société General Electrics – Milwaukee – USA. (3 semaines).
- 1998 – 2000**     **D.U.T. Génie Electrique et Informatique Industrielle** option Automatismes et Systèmes – IUT de Brest.
- Juin 1998**        **Baccalauréat Série S** option Technologies Industrielles, Lycée La Croix Rouge – Brest.

### ACTIVITES DE RECHERCHE

---

- Depuis 2019**     **Chercheure**, Lab-STICC - Université de Bretagne Occidentale (UBO) – Brest.  
**Travaux de recherche** : Co-conception de **dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat silicium**. **Conception d'antennes réseaux 2D et 3D à balayages électronique**. **Co-conception de composants hyperfréquences 3D**.

**2016** – Recherche **Post-Doctorale**, Lab-STICC - UBO – Brest. **Travaux de recherche :**  
**2019** Co-conception de **dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat silicium** à partir de la méthode de co-conception développée pendant ma thèse.  
**Conception d’antennes réseaux 2D et 3D à balayages électronique.**

**2013** – **Recherche doctorale**, Lab-STICC.

**2015** « **Modélisation et co-conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d’une nouvelle démarche de co-conception** »

Résumé: L’objectif est de co-concevoir des dispositifs passifs et leur élément d’accord. **Cette démarche de co-conception est basée sur une co-simulation** utilisant un couplage faible entre le comportement **électrique des jonctions semi-conductrices et le comportement électromagnétique des dispositifs micro-ondes**. Habituellement, l’accordabilité d’un dispositif nécessite de souder des composants (dont les caractéristiques sont figées par les fabricants), de réaliser des circuits de polarisation, de percer et métalliser des vias, sans compter les problèmes d’interconnexion entre composants actifs et dispositifs passifs. L’idée développée dans ces travaux est d’utiliser un support de transmission à base de semi-conducteur afin d’intégrer directement le composant d’accord dans le substrat. Ce concept permet d’éviter les composants reportés tout en apportant plus de flexibilité aux concepteurs de fonctions accordables (lignes, guides, filtres, antennes...). Cette démarche a été validée à partir de nombreux démonstrateurs accordables sur un substrat silicium haute résistivité, tels que des switches RF, des résonateurs accordables, des guides d’ondes reconfigurables, des filtres accordables en bande passante et en fréquence centrale, ainsi que des antennes accordables en fréquence... Ces travaux font apparaître d’importantes perspectives en termes de nouvelles topologies de switches RF, de filtres interdigités, SIW, d’antennes accordables en polarisation, ainsi que de dispositifs à accord continu.

Mention : Très Honorable  
Date de soutenance : Le 02 Décembre 2015  
Directeur de thèse : M. Cédric QUENDO, Professeur  
Encadrants : M. Yves QUERE, Maître de conférences  
M. Denis LE BERRE, Maître de conférences  
Université : Université de Bretagne Occidentale - Brest  
Laboratoire : Lab-STICC UMR 6285

Membres du jury :

M. Christian PERSON (Président) : Pr., Lab-STICC, Telecom Bretagne, Plouzané  
M. Eric KERHERVE (Rapporteur) : Pr., IMS, Université de Bordeaux, Talence  
M. Serge VERDEYME (Rapporteur) : Pr., XLIM, Université de Limoges  
M. Cédric QUENDO (Directeur de Thèse) : Pr., Lab-STICC, UBO, Brest  
M. Yves QUERE (Co-encadrant) : Maître de conférences, Lab-STICC, UBO, Brest  
M. Denis LE BERRE (Co-encadrant) : Maître de conférences, Lab-STICC, UBO, Brest  
M. Jérôme BILLOUE (Examinateur) : Maître de conférences, GREMAN, Université de Tours  
M. Fabrice ROQUETA (Examinateur) : Ing., ST Microelectronics, Tours  
M. Jean François VILLEMAZET (Invité) : Ing., Thales Alenia Space, Toulouse  
M. Johann LE NEZET (Invité) : Ing. DGA MI, Bruz  
M. Rémi SEGALIN (Invité) : Ing., Thales Systèmes Aéroportés, Brest

**2012** Société THALES SYSTEMES AEROPORTES – Brest. **Stage de recherche :**  
**6 mois** « Simulation et optimisation d’antenne spirale large bande métamatériau », dont l’objectif est de simuler et réaliser une **antenne large bande**, de faible encombrement et de performances reproductibles (gain, diagrammes de rayonnement, adaptation), à partir d’une technologie circuit imprimé sans absorbant.

## ACTIVITES D'ENSEIGNEMENT

- 2019 – 2022**     **Vacataire** (Travaux Pratiques du Master 1 au Master 2 : 78 h/an) : Outils de CAO pour les hyperfréquences. Méthode de Modélisation et d'optimisation avancée.
- 2016 – 2019**     **Vacataire** (Travaux Pratiques de la licence 1 au Master 2 : 490 h) : Électronique Numérique. Outils de CAO pour les hyperfréquences. Méthode de Modélisation et d'optimisation avancée. Encadrement de projet intégrateur.
- 2013 – 2015**     **Monitorat – UBO** (Nombre d'heures total : 128 h équivalent TD de la licence 1 au Master 2) :
- Cours magistraux et travaux dirigés en Master 2: Systèmes de télécommunications (60 h)
  - Travaux pratiques en Master 2 : Simulations électromagnétiques HFSS et ADS (13 h).
  - Travaux pratiques en Master 2 : Simulations des procédés de fabrications de composants semi-conducteurs ainsi que leurs comportements électriques (logiciels Athena et Atlas de Silvaco) (7 h).
  - Travaux pratiques en Licence 2 : VHDL (48 h).

## AUTRES EXPERIENCES PROFESSIONNELLES

- 2010 (4 mois)**     Société JABIL – Brest : **Technicienne méthodes** : Réalisation de programmes de test pour des cartes électroniques (in situ et fonctionnel).
- 2007 – 2008**     Société JABIL – Brest : **Technicienne méthodes**
- 2006**             Interim : **Câblage** électrique.
- 2004 – 2005**     Société ASSYSTEM – Papeete – Tahiti : **Technicienne médicale** : Installation, maintenance et dépannage des appareils de radiologie et IRM.
- 2000 – 2004**     Société SIREN – Lorient – France : **Technicienne en programmation** : Réalisation de programmes de test pour des cartes électroniques (in situ et fonctionnel), dans le domaine militaire, de l'automobile, de la téléphonie...
- 2000**  
**(10 semaines)**     Société IFREMER – Brest. **Stage de DUT** : Programmation en Langage C et Visual basic, d'un appareil capable d'enregistrer des signaux sous-marins.

## RECHERCHE & VALORISATION

### *Indicateurs scientifiques :*

Indice h=8 en juillet 2022 (indice hirsch qui signifie que l'auteur a au moins 8 papiers cités 8 fois tandis que ces autres papiers sont cités moins de 8 fois)

Nombre de citations : 153 citations

### *Mots-clés des activités de recherche :*

Antennes, Accordable, Déphaseurs, Diodes, Dispositifs passifs, Filtres, Hyperfréquence, Impression 3D, Reconfigurable, Réseaux d'antennes, ScDDA, Semi-conducteur, Silicium, Switches, Technologie Additive.

### *Activité éditoriale :*

Présidente de session d'une session de **Présentations Orales** : Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) 2017, Kuala Lumpur, Malaysia, European Microwave Conference (EuMC) 2019, Paris, France.

Présidente de session d'une session de **Session Poster** : Asia-Pacific Microwave Conference (APMC) 2018, Kyoto, Japan.

**Co-organisatrice** des Workshops, Short Courses, Focus Sessions and Special Sessions, à la conférence internationale European Microwave Conference (EuMC) 2019.

Activités de relecture pour les journaux : « Transactions on Microwave Theory and Techniques » (depuis 2020), « International Journal of Electronics » (depuis 2017), « Microwave and Wireless Components Letters » (depuis 2018), « Transactions on Electron Devices » (depuis 2019), « IET Microwaves, Antennas & Propagation » (depuis 2019), « IEEE ACCESS » (depuis 2020) et MDPI Electronics (depuis 2022).

Activités de relecture les conférences internationales : Asia Pacific Microwave Conference (APMC) (depuis 2017), European Microwave Conference (EuMC) (depuis 2019)

### *Participation à des contrats de recherche :*

2022-2024: Participation au projet ASTRID Maturation CHYPS 3D financé par l'AID portant sur la conception et la fiabilité de composants hyperfréquences réalisés en impression 3D. Projet réalisé en collaboration avec les sociétés Elliptika et Thalès LAS OME.

2022-2024: Responsable du projet MCM-ITP (Programme Franco/UK) TURN portant sur la réalisation d'antennes accordables sur substrat semi-conducteur utilisant des zones dopées distribuées comme élément actif.

2020-2023: Participation au projet MURCEO financé par la région Bretagne et le laboratoire d'excellence COMINLABS portant sur la modélisation et conception de systèmes multi-reconfigurables basés sur une double commande électrique et optique. Projet réalisé en collaboration avec le laboratoire de l'IETR à Rennes.

2020-2023: Participation au projet CAHROC financé par la région Bretagne et le laboratoire d'excellence COMINLABS portant les composants et antennes hyperfréquences reconfigurables optiquement à base de verres de chalcogénure. Projet réalisé en collaboration avec le laboratoire de l'IETR à Rennes.

2019 (6 mois): Responsable du projet DATERAC financé par le laboratoire d'excellence COMINLABS portant sur l'étude de structure accordable à double commande optique et électrique. Projet réalisé en collaboration avec le laboratoire de l'IETR à Rennes.

2019-2021: Responsable du projet MCM-ITP (Programme Franco/UK) An-DRO portant sur la réalisation d'antennes accordables sur substrat semi-conducteur utilisant des zones dopées distribuées comme élément actif.

2018-2021: Participation au projet RAPID IMPACT portant sur la conception et réalisation de composants hyperfréquences en matière plastique avec métallisation totale ou sélective en 3D.

2017-2020: Participation au projet BBC financé par la région Bretagne et le laboratoire d'excellence COMINLABS portant sur les interconnexions sans fils pour des applications intra-puces.

2017-2019: Participation au programme MCM-ITP (Programme Franco/UK) DRAGON sur les antennes conformées 3D pour applications RADAR.

2016-2018: Participation au projet RAPID Matriochka portant sur la réalisation de filtres passe-bande et coupe-bande accordables.

#### *Participation aux jurys et suivi de thèses (hors encadrement) :*

Membre du jury de la thèse de :

- Mikaël Fray sur des antennes large bande (juillet 2019)
- Ihsan El Masri sur la caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium (novembre 2019)
- Fabien Le Borgne sur l'étude de résonateurs et filtres coupe-bande planaires accordables par MEMS ou diode varactor (avril 2022)

Membre du comité de suivi individuel de Olivier Occello dont la thèse porte sur « l'Auto-test et auto-calibrage basés sur l'apprentissage automatique pour les systèmes intégrés en bande millimétrique ». Thèse en cours (2020-2023) RFIC-Lab sous la direction de Philippe Ferrari et Manuel Barragan Asian.

#### *Encadrements de thèses (5 thèses soutenues et 5 thèses en cours) :*

##### *Thèses soutenues*

Thèse de Hassan Bouazzaoui (2018-2021) soutenue le 13/07/2022 : « Conception et réalisation de nouvelles topologies de composants Hyperfréquences en technologie PCB multicouche innovante ».

- Financement : CIFRE
- Directeur : Benjamin Potelon
- Encadrants académiques : *Cédric QUENDO, Rozenn Allanic (30 %)*
- Encadrants industriels : *Alexandre MANCHEC (Elliptika), Olivier Traon (Protecno)*

Thèse de Youssef Chairi (2018-2021) soutenue le 30/06/2022 : « Conception, optimisation et réalisation de sous-ensembles hyperfréquences conformés à base de technologie additive métal ».

- Financement : CIFRE
- Directeurs : *Thierry Le Gouguec, Kama Reklaoui*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (30 %), Cédric Quendo, Ahmed El Oualkadi*
- Encadrants industriels : *Anne-Charlotte Amiaud (Thales LAS), Thomas Merlet (Thales LAS)*

Thèse de Jefferson Champion (2018-2021) soutenue le 26/04/2022 : «Etude d'antennes compactes à large bande de fréquences à gradient d'indice ».

- Financement : CIFRE
- Directeur : *Cédric Quendo*
- Encadrants académiques : *Noham Martin, Jessica Benedicto, Rozenn Allanic (30 %)*
- Encadrants industriels : *Stéphane Malléol (Thales), Erwan Goron (Thales)*

Thèse de Julien Haumant (2017-2020) soutenue le 12/03/2021 : « Conception de composants hyperfréquences en 3D plastique métallisé ».

- Financement : CIFRE
- Directeurs : *Cédric QUENDO, Christian PERSON*
- Encadrante académique : *Rozenn Allanic (50 %)*
- Encadrants industriels : *Daouda DIEHDIOU (Elliptika), Alexandre MANCHEC (Elliptika), Rose-Marie Sauvage (DGA)*

Thèse de Norbert Dubrocca (2016-2019) soutenue le 26/11/2019 : « Optimisation technologique d'une antenne réseau à balayage électronique en bande Ku ».

- Financement : CIFRE Défense
- Directeur : *Cédric Quendo*
- Encadrante académique : *Rozenn Allanic (50 %)*
- Encadrants industriels : *Eric Itcia (Thales LAS), Thomas Merlet (Thales LAS), Rose-Marie Sauvage (DGA)*

#### *Thèses en cours*

Thèse de Yanis Mahfoud (2022-2025) : «CONCERN : Co-conception de dispositifs intégrés à récupération d'énergie sur silicium».

- Financement : CDE UBO
- Directeur : *Cédric Quendo*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (40 %), Denis Le Berre*

Thèse de Clément Raguénès (2020-2023) : «Characterization and applications of Chalcogenide Glasses for the Optical Reconfiguration of Antennas and Microwave Devices».

- Financement : CominLabs
- Directeurs : *Cédric Quendo, Erwan Fourn*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (30 %), Denis Le Berre*

Thèse de Youcef Amara (2020-2023) : «Modélisation et conception de systèmes multi-reconfigurables basés sur une double commande électrique et optique».

- Financement : CominLabs
- Directeurs : *Cédric Quendo, Erwan Fourn*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (30 %), Denis Le Berre*

Thèse de Bryan Tréguer (2020-2023) : «Conception d'interconnexions radio et caractérisation de l'effet des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS, PCB ou LTCC».

- Financement : CDE UBO
- Directeur : *Thierry Le Gouguec*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (30 %), Cédric Quendo, Pierre-Marie Martin*

Thèse de Corentin Le Lez (2019-2022) : «Co-conception de dispositifs accordables hyperfréquences et de leurs éléments d'accord : vers des systèmes agiles tout-intégrés sur substrat semi-conducteur».

- Financement : CIFRE Défense
- Directeur : *Cédric Quendo*
- Encadrants académiques : *Rozenn Allanic (40 %), Denis Le Berre*
- Encadrants industriels : *Thomas Merlet (Thales LAS), Rose-Marie Sauvage (DGA)*

### *Encadrements de stagiaires*

Encadrement de stage de fin d'étude (Master 2) de Papa Boubacar Sarr (avril-juillet 2022) sur la « Co-conception d'antennes hyperfréquences accordables sur substrat silicium poreux »

Encadrement de stage de fin d'étude (Master 2) de Sefssaf Abdelkhalek (avril-août 2022) sur la « Modélisation de jonctions semi-conductrices sur silicium à l'aide du logiciel Silvaco »

Encadrement de stage de Souha Awedi (octobre-décembre 2020 et janvier-mars 2022) sur la « Conception et optimisation d'antennes à patches parasites »

Encadrement de stage de fin d'étude (Master 2) de Vincent Lamamy (avril-septembre 2019) sur « Co-conception de dispositifs hyperfréquences accordables sur substrat silicium »

Encadrement de 3 stages de deux mois (Master 1) (avril-juin 2019) sur « Co-conception d'antennes accordables sur substrat silicium »

### *Valorisation*

<i>Type de l'article</i>	<i>Nombre</i>
<i>Revue internationale avec comité de lecture</i>	<i>11</i>
<i>Brevets</i>	<i>3</i>
<i>Papiers invités dans des conférences internationales</i>	<i>3</i>
<i>Conférences internationales avec comité de lecture</i>	<i>29</i>
<i>Conférences nationales avec comité de lecture</i>	<i>26</i>
<i>Total</i>	<i>72</i>



---

**Titre : Co-conception de composants hyperfréquences : Vers une conception globale du Front-End RF**

**Mots clés :** Antenne, co-conception, filtre, reconfigurable, semi-conducteur, switches

**Résumé :** Ce mémoire s'articule autour de trois grands axes : Le premier se concentre sur une conception de fonctions hyperfréquences réalisée en impression 3D, où l'on tire profit des degrés de liberté liés à la technologie afin de proposer des composants hyperfréquences miniatures, faibles poids ou à fonctions multiples. Le deuxième concerne l'étude de composants en technologie multicouches à cavité et à vernis. Grâce à ces technologies, il est possible de répondre au besoin de compacité. De plus, l'amélioration des performances (diminution des pertes et augmentation du facteur de qualité) a été montrée grâce à la thermo-diffusion, avec laquelle il est possible de réaliser des cavités à air. L'utilisation du vernis, permet d'augmenter

la gamme des impédances, de même que les couplages, ce qui offre de nouvelles solutions en termes de bande passante avec des coûts de fabrication faibles. Et enfin le troisième axe porte sur une solution alternative et innovante de co-conception de fonctions hyperfréquences flexibles réalisées sur un substrat semi-conducteur, telles que les antennes, les filtres et les switches (présents dans tous les systèmes communicants), en considérant a priori la complexité liée à leur association d'un point de vue global. En effet, les éléments actifs et passifs sont conçus et optimisés dans un même flux de conception, ce qui offre une flexibilité de conception en s'affranchissant des contraintes et problèmes liés aux reports de composants.

---

**Title: Co-design of microwave components: Towards a global design of the RF Front-End**

**Keywords:** Antenna, co-design, filter, reconfigurable, semi-conductor, switches

**Abstract:** This manuscript revolves around three main axes: The first focuses on microwave functions design carried out in 3D printing, where we take advantage of the degrees of freedom linked to these kind of technologies in order to propose miniature, low weight or multifunctional microwave components. The second concerns the study of components in multilayer technologies using cavities or solder-mask. Thanks to these technologies, it is possible to meet the need for compactness and to improve the performance of the devices (reduction of losses and increase in the quality factor). Indeed, thermo-diffusion makes possible to achieve air cavities. In addition, thanks to the use of solder-mask, the range of

impedances is increased, as well as the couplings, which offers new solutions in terms of bandwidth with low manufacturing costs. And finally the third axis concerns an alternative and innovative solution for the co-design of flexible microwave functions carried out on a semiconductor substrate, such as antennas, filters and switches (present in all communicating systems), by considering the complexity of the function in a global point of view. Indeed, the active and passive elements are designed and optimized in the same design flow, which offers design flexibility by overcoming the constraints and problems associated with component transfers.