



**HAL**  
open science

# Conception d'interconnexions radio et caractérisation de l'effet des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS, PCB

Bryan Treguer

► **To cite this version:**

Bryan Treguer. Conception d'interconnexions radio et caractérisation de l'effet des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS, PCB. Electronique. Université de Bretagne occidentale - Brest, 2023. Français. NNT : 2023BRES0103 . tel-04593006

**HAL Id: tel-04593006**

**<https://theses.hal.science/tel-04593006>**

Submitted on 29 May 2024

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

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

# Thèse de doctorat de

L'UNIVERSITE  
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

ECOLE DOCTORALE N° 644  
Mathématiques et Sciences et Technologies  
de l'Information et de la Communication en Bretagne Océane  
Spécialité : Électronique

Par

**Bryan TREGUER**

**Conception d'interconnexions radio et caractérisation de l'effet des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS, PCB.**

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 20/12/2023

Unité de recherche : Lab-STICC, CNRS, UMR 6285

## Rapporteurs avant soutenance :

Bernard FLECHET                      Professeur, Université Savoie Mont Blanc  
Daniela DRAGOMIRESCU            Professeur, INSA Toulouse

## Composition du Jury :

Président :	Philippe BESNIER	DR CNRS, INSA Rennes
Rapporteurs :	Bernard FLECHET	Professeur, Université Savoie Mont Blanc
	Daniela DRAGOMIRESCU	Professeur, INSA Toulouse
Examineurs :	Rozenn ALLANIC	Chercheuse HDR, Université de Bretagne Occidentale
	Philippe BESNIER	DR CNRS, INSA Rennes
	Pierre-Marie MARTIN	Maître de conférences, Université de Bretagne Occidentale
Dir. de thèse :	Thierry LE GOUGUEC	Maître de conférences HDR, Université de Bretagne Occidentale

# Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude envers M. Bernard FLECHET, Professeur à l'Université Savoie Mont Blanc et Mme Daniela DRAGOMIRESCU, Professeur à l'INSA Toulouse pour l'honneur qu'ils m'ont fait d'accepter d'évaluer mon travail.

Je tiens également à remercier M. Philippe BESNIER, Directeur de recherche au CNRS à l'INSA Rennes pour l'honneur qu'il m'a fait de participer aux comités de suivi annuels et de présider le jury de thèse.

Je voudrais remercier mon directeur de thèse, M. Thierry LE GOUGUEC, Maître de Conférences, pour m'avoir permis d'effectuer cette thèse. Ses conseils scientifiques et son engagement constant tout au long de ce travail de recherche ont été précieux.

Mes remerciements vont également à M. Pierre-Marie MARTIN, Maître de Conférences, pour son aide pédagogique, sa disponibilité, sa culture scientifique et sa sympathie. Cela a été un grand plaisir d'échanger lors de ces 3 années. Je voudrais remercier Mme Rozenn ALLANIC, Docteur, dont les idées novatrices et l'aide apportée pour mesurer les circuits ont grandement enrichi cette thèse. Je souhaite exprimer ma reconnaissance envers M. Cédric QUENDO, Professeur, pour ses grandes qualités scientifiques et humaines. Ses commentaires constructifs et ses conseils ont fortement contribué à la réussite de ce travail.

Je remercie mes collègues doctorants, post-doctorants et les membres du laboratoire Lab-STICC. Leurs aides, leurs critiques constructives et leur esprit de camaraderie ont contribué de manière significative à mon épanouissement scientifique.

Un merci particulier au laboratoire GREMAN dont les réalisations de circuits ont permis de valoriser mon travail.

Je voudrais remercier ma famille, Gwen et mes amis pour leur soutien inconditionnel. Merci de m'avoir encouragé et supporté tout au long de cette thèse. Votre soutien a été inestimable.

Enfin, je tiens à exprimer ma gratitude envers la région Bretagne et le COMINLABS pour le financement de la thèse et des conférences.



# Sommaire

<b>Introduction Générale.....</b>	<b>16</b>
<b>1 Etat de l'art sur les systèmes NoC et les contraintes associées .....</b>	<b>20</b>
1.1 Introduction/contexte.....	20
1.2 Etat de l'art des interconnexions dans les NoC .....	23
1.2.1 Interconnexions filaires .....	23
1.2.2 Interconnexions 3D .....	24
1.2.3 Interconnexions CNT .....	25
1.2.4 Interconnexions optiques.....	25
1.2.5 Interconnexions RF guidées .....	26
1.2.6 Interconnexions par ondes de surface .....	27
1.2.7 Interconnexions sans fils (WiNoC).....	28
1.2.8 Comparaison des différentes technologies.....	30
1.3 Éléments d'architecture WiNoC.....	31
1.3.1 Introduction .....	31
1.3.2 Hypothèses retenues pour la thèse .....	32
1.3.3 Cavités et guide à plans parallèles.....	33
1.3.3.1 Modélisation d'un guide d'ondes à plans parallèles de dimension finie.....	36
1.3.3.2 Exemple de résultat.....	37
1.4 Caractéristiques du substrat silicium .....	38
1.4.1 Propriétés électromagnétiques du silicium.....	38
1.4.2 Etat de l'art du silicium dopé .....	41
1.4.3 Études des antennes réalisées sur substrat silicium.....	43
1.5 Conclusion .....	47
<b>2 Etude du canal de propagation d'un réseau sans fils sur puce de type WiNoC..</b>	<b>48</b>
2.1 Introduction .....	48
2.2 Architecture .....	48
2.3 Etudes des propriétés du substrat.....	49
2.3.1 Influence de la permittivité .....	49

2.3.2	Influence de l'épaisseur.....	50
2.3.3	Influence d'autres dimensions.....	53
2.3.3.1	Variation de la largeur du substrat : .....	53
2.3.3.2	Variation de la longueur du substrat : .....	54
2.3.3.3	Variation de la distance inter-élément d'un substrat : .....	55
2.4	Dimensionnement et conception du canal de propagation Si.....	56
2.4.1	Problèmes des réflexions multiples.....	56
2.4.2	Solution pour un substrat Silicium.....	58
2.4.2.1	Présentation de la solution .....	58
2.4.2.2	Validation de la solution .....	59
2.4.3	Optimisation de la forme de la zone à pertes .....	61
2.4.3.1	Études de la propagation entre deux TSV pour différentes formes d'absorbant Si-BR.....	62
	Études de la propagation entre quatre antennes TSV pour différentes formes d'absorbant Si-BR.....	64
2.4.4	Validation de l'optimisation, fabrication et mesure .....	67
2.4.4.1	Substrat circulaire : distances inter-élément de 6 mm_2 dipôles.....	68
2.4.4.2	Substrat circulaire : distances inter-élément 14 mm_2 dipôles .....	72
2.4.4.3	Substrat circulaire : distances inter-élément 6 mm_4 dipôles.....	74
2.4.4.4	Substrat circulaire : distances inter-élément de 14 mm_4 dipôles.....	77
2.4.4.5	Motifs triangulaires : distances inter-élément de 14 mm_4 et 2 dipôles.....	78
2.5	Problématique des antennes : réseau sans fils de 4 antennes TSV- Bande V [45-67 GHz] 81	
2.6	Propagation au sein d'un PCB.....	84
2.7	Conclusion.....	86
<b>3</b>	<b>Etude des possibilités de réalisation de canaux adaptatifs.....</b>	<b>88</b>
3.1	Introduction .....	88
3.2	Possibilité de réalisation de réflecteurs .....	88
3.2.1	Réflecteurs dans le cas d'un substrat circulaire .....	90
3.2.2	Réflecteurs dans le cas d'un substrat triangulaire .....	92
3.2.3	Réflecteurs à métallisation inférieure.....	93
3.3	Possibilité de réalisation de guide CPW à SIW .....	95

3.3.1	Principe et intérêt .....	95
3.3.2	Dimensionnement.....	97
3.3.3	Simulations d'interconnexions CPW-SIW.....	98
3.4	Conclusion .....	102
<b>4</b>	<b>Analyse des performances des systèmes WiNoC mesurés.....</b>	<b>104</b>
4.1	Introduction .....	104
4.2	Analyse du retard de groupe.....	104
4.3	Réponse impulsionnelle HFSS .....	105
4.4	Système de modulation OOK.....	106
4.4.1	Etude temporelle .....	106
4.4.2	Analyse du diagramme de l'œil .....	108
4.5	Estimation des performances du système WiNoC .....	111
4.6	Comparaison des performances avec la littérature.....	115
4.7	Conclusion.....	117
<b>5</b>	<b>Conclusion générale et Perspectives.....</b>	<b>119</b>
5.1	Perspectives .....	121
5.1.1	Transmission niveau intra-puce, futures mesures .....	121
5.1.2	Silicium poreux .....	122
5.1.3	Chambres réverbérantes .....	122
5.1.4	Réalisation d'un démonstrateur.....	122



# Table des figures

<b>Figure 1</b> : Projection du nombre de transistors basée sur les productions d'Intel [2].....	16
<b>Figure 2</b> : Illustration d'un SoC (System on Chip) [9] .....	20
<b>Figure 3</b> : SoC basé sur l'infrastructure de communication : connexions point à point (a) ; .....	21
<b>Figure 4</b> : Evolution du débit binaire (Gb/s) en fonction du rapport signal sur bruit pour 3 bandes passantes.....	21
<b>Figure 5</b> : Evolution du contenu en semi-conducteurs des systèmes électroniques [12]..	22
<b>Figure 6</b> : Architecture d'un réseau sur puce NoC [14].....	22
<b>Figure 7</b> : Topologies NoC : (a) anneau ; (b) octogone ; (c) étoile ; (d) Maillage 4x4 ; (e) Tore 4x4 ; (f) Tore plié 4x4 ; (g) papillon ; (h) arbre binaire ; (i) arbre dense [15].....	23
<b>Figure 8</b> : Architecture NoC 3D [18].....	24
<b>Figure 9</b> : Applications de la structure des nanotubes de carbone (CNT) alignés verticalement [22]. .....	25
<b>Figure 10</b> : Architecture ONoC et interfaces optiques [27].....	26
<b>Figure 11</b> : Architecture hiérarchique d'un MPSoC pour des interconnexions RF-guidées [32]. .....	27
<b>Figure 12</b> : Décroissance de la propagation des ondes de surface Zenneck [36].....	27
<b>Figure 13</b> : Schéma de principe des communications WiNoC dans une architecture informatique hétérogène [37]. .....	28
<b>Figure 14</b> : Communication Broadcast (1 : N) (a) ; communication Multicast (N : M) (b). .....	28
<b>Figure 15</b> : Architecture hybride d'un NoC (sans fil/câblé) avec des sous-réseaux hétérogènes en configuration « small world » [39].....	29
<b>Figure 16</b> : Variation de l'affaiblissement de propagation (dB) en fonction de l'emplacement d'une antenne fixe dipôle repliée (a) et d'une antenne log-périodique plane (b), vue du dessus de l'emplacement de l'antenne (c) [46].....	30
<b>Figure 17</b> : Schéma représentant l'architecture générale WiNoC.....	31
<b>Figure 18</b> : Taux d'erreur binaire (Bit Error Rate) d'un émetteur-récepteur OOK, en fonction du rapport signal/bruit (SNR) par bit [50].....	32
<b>Figure 19</b> : Antenne dipôle à la frontière air-silicium [54]. .....	33
<b>Figure 20</b> : Structure d'un guide à plans parallèles.....	34
<b>Figure 21</b> : Structure d'un guide d'ondes rectangulaire. ....	35
<b>Figure 22</b> : Géométrie des 2 plans parallèles permettant de réaliser la méthode PPM. ....	36
<b>Figure 23</b> : Paramètres S entre deux ports obtenus via le programme Zpp. ....	38

<b>Figure 24</b> : Représentation de la structure étudiée. ....	39
<b>Figure 25</b> : Évolution des tangentes des pertes en fonction de la fréquence pour différentes résistivités. ....	40
<b>Figure 26</b> : Distribution du champ électrique sur silicium à 60 GHz. ....	41
<b>Figure 27</b> : Dopage de type N au phosphore (a), dopage de type P au bore (b) [65]. ....	42
<b>Figure 28</b> : Etapes illustrant la fabrication d'une diode P <sup>+</sup> N [65]. ....	43
<b>Figure 29</b> : Diagrammes de rayonnement 3D (gain en dB) et diagramme dans le plan yOz (gain en dB) [72]. ....	45
<b>Figure 30</b> : Présentation de différentes antennes étudiées sur silicium. ....	46
<b>Figure 31</b> : Canal WiNoC, topologie à 16 cœurs : vue transversale (a) ; vue du dessus (b). ....	49
<b>Figure 32</b> : Evolution des fréquences de résonances (GHz) en fonction de la permittivité relative $\epsilon_r$ pour différentes hauteurs de substrat. ....	50
<b>Figure 33</b> : Influence de la fréquence en GHz, pour un volume de 83 nm <sup>3</sup> et du volume (nm <sup>3</sup> ), à 60 GHz, sur le nombre de modes excités dans un substrat de permittivité $\epsilon_r = 11.9$ . ....	51
<b>Figure 34</b> : Substrat seul, simulé à 40 GHz sur HFSS <sup>TM</sup> . ....	52
<b>Figure 35</b> : Comparaison de la bande passante en transmission à -3dB (GHz) et des zéros de transmissions dans la bande [30-50 GHz] en fonction de la permittivité $\epsilon_r$ pour différentes largeurs de substrat. ....	53
<b>Figure 36</b> : Influence de la longueur d'un substrat $\epsilon_r = 11.9$ sur HFSS <sup>TM</sup> ; résultats de simulation en adaptation (a) et en transmission (b). ....	54
<b>Figure 37</b> : Influence de la distance inter-élément noté 'Ldip' d'un substrat $\epsilon_r = 11.9$ sur HFSS <sup>TM</sup> ; résultats de simulation en adaptation (a) et en transmission (b). ....	55
<b>Figure 38</b> : Propagation du champ électromagnétique entre 2 antennes dans le cas idéal (a) et dans le cas réel (b) à 60 GHz ; simulation de la réponse impulsionnelle dans le cas idéal et réel (c). ....	57
<b>Figure 39</b> : Vue latérale de la structure simulée (a) ; modèle électrique avec et sans polarisation (b) ; vue du dessus de la structure. ....	59
<b>Figure 40</b> : Influence de la métallisation sur la face supérieure d'un substrat de silicium dans la bande Ka, (a) métallisation partielle ; (b) métallisation totale ; (c) paramètres S <sub>21</sub> simulés. ....	60
<b>Figure 41</b> : Antenne TSV simulée sur le logiciel HFSS <sup>TM</sup> . ....	61
<b>Figure 42</b> : Paramètres en transmission S <sub>21</sub> pour 3 configurations d'absorbant (10 Ω.cm). ....	62
<b>Figure 43</b> : Représentation des 9 scénarios étudiés pour un réseau sans fils de 2 antennes TSV. ....	63

<b>Figure 44</b> : Représentation des 9 scénarios pour un réseau sans fils de 4 antennes TSV.	65
<b>Figure 45</b> : Simulations de 4 antennes TSV, pour 3 configurations d'absorbant ( $10 \Omega.cm$ ). (a) transmission face à face $S_{ij}$ ; (b) transmission $S_{ij}$ à $45^\circ$ .	66
<b>Figure 46</b> : (a) Comparaison entre un substrat circulaire et rectangulaire sur les paramètres $S_{21}$ , simulation HFSS <sup>TM</sup> ; (b) cartographie des vecteurs de champ électrique à 60 GHz....	68
<b>Figure 47</b> : Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 6 mm (a) Si-BR=350 $\mu m$ ; (b) Si-BR=1550 $\mu m$ .	69
<b>Figure 48</b> : Photos du dispositif de mesure de la station sous-pointes (a) et circuit mesuré (b).	69
<b>Figure 49</b> : Paramètres S en simulations, pour deux zones dopées de longueur différente, 350 $\mu m$ et 1550 $\mu m$	70
<b>Figure 50</b> : Mesures en transmission des paramètres $S_{21}$ pour plusieurs tensions de polarisation, distance inter-éléments de 6 mm	70
<b>Figure 51</b> : Mesures et simulations de deux antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ ; (b) $S_{21}$ .	71
<b>Figure 52</b> : Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 14 mm (a) et circuit mesuré (b).	73
<b>Figure 53</b> : Mesures et simulations de deux antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm (a) $S_{11}$ , $S_{22}$ ; (b) $S_{21}$ .	73
<b>Figure 54</b> : Comparaison entre le cas idéal (a) et réel (b).	75
<b>Figure 55</b> : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm (a) $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face $S_{ij}$ ; (c) transmission $S_{ij}$ à $45^\circ$ .	76
<b>Figure 56</b> : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm (a) $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face $S_{ij}$ ; (c) transmission $S_{ij}$ à $45^\circ$ .	77
<b>Figure 57</b> : Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 14 mm (a) et circuit mesuré (b).	79
<b>Figure 58</b> : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles pour une distance inter-élément de 14 mm (a) transmission face à face $S_{ij}$ ; (b) transmission $S_{ij}$ à $45^\circ$ .	79
<b>Figure 59</b> : Mesures et simulations de 2 antennes dipôles pour une distance inter-élément de 14 mm : (a) transmission face à face $S_{ij}$ ; (b) comparaison forme anéchoïque et circulaire.	80
<b>Figure 60</b> : Structure de 4 antennes TSV simulée sous HFSS <sup>TM</sup> en vue du dessus et vue 3D.	81
<b>Figure 61</b> : Comparaison en simulation (HFSS <sup>TM</sup> ) d'un réseau sans fils de 4 antennes TSV avec un réseau sans fils de 4 antennes dipôles pour une distance inter-éléments de 14 mm (a) paramètre $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face; (c) paramètre $S_{ij}$ transmission à $45^\circ$ ; (d) Distribution du champ électromagnétique à 60 GHz dans le cas idéal.	83

<b>Figure 62</b> : Via en 3D alimentée par une transition CPW (a) ; Structure de 4 Vias sur un substrat Rogers entouré d'un PLA, distance inter-élément de 20 mm (b). .....	85
<b>Figure 63</b> : Comparaison paramètres $S_{ij}$ [dB] avec et sans PLA-C.....	86
<b>Figure 64</b> : Structure de l'antenne Yagi-Uda (a) ; principe de fonctionnement du réflecteur (b) ; diagramme de rayonnement de l'antenne à l'état off et à l'état on [98].....	89
<b>Figure 65</b> : Structure simulée pour un réseau sans fils de 4 antennes dipôles (a) ; zoom sur la zone de détournement des réflecteurs (b). .....	90
<b>Figure 66</b> : Résultats de simulation avec et sans réflecteur (a) ; Champ électromagnétique avec réflecteur à 60 GHz (b) ; Champ électromagnétique sans réflecteur à 60 GHz (c). ..	91
<b>Figure 67</b> : Courant de surface à 60 GHz au niveau de la métallisation supérieur, sans réflecteurs .....	92
<b>Figure 68</b> : Réseau sans fils de 4 antennes TSV, distance inter-élément de 14 mm (a) ; Champ électromagnétique avec réflecteur à 60 GHz (b) ; Résultats de simulation avec et sans réflecteur (c). .....	93
<b>Figure 69</b> : Résultats de simulation d'un réseau sans fils de 4 antennes TSV pour un détournement au niveau de la partie inférieure du substrat. ....	94
<b>Figure 70</b> : Comparaison des résultats de simulation entre une polarisation au niveau du plan métallique inférieur et au niveau du plan métallique supérieur. ....	94
<b>Figure 71</b> : Schéma de principe des interconnexions WiNoC de type broadcast ou unicast pour 8 antennes dipôles. ....	95
<b>Figure 72</b> : Valeurs de conception de la fente triangulaire conique (en haut) et de la fente en V (en bas). ....	96
<b>Figure 73</b> : Structure CPW-SIW simulée sur substrat silicium.....	97
<b>Figure 74</b> : Evolution du paramètre de transmission $S_{21}$ en fonction de la largeur des réflecteurs. ....	98
<b>Figure 75</b> : Structures étudiées pour 2 largeurs de réflecteurs différentes (a) ; 4 transitions CPW-SIW (b). ....	99
<b>Figure 76</b> : Comparaison des résultats de simulation des paramètres $S_{21}$ et $S_{11}$ pour des largeurs de réflecteur de 2.9 mm et 5 mm.....	99
<b>Figure 77</b> : Paramètres S avec/sans réflecteurs actifs (a) ; comparaison des transmissions face à face $S_{21}$ et $S_{43}$ avec/sans réflecteurs actifs (b).....	100
<b>Figure 78</b> : Schéma simulé sur HFSS de 4 transitions CPW-SIW (a) ; Champ électromagnétique simulé à 52 GHz (b) ; paramètres S sans polarisation des réflecteurs (c) ; paramètres S avec polarisation des réflecteurs (d). ....	101
<b>Figure 79</b> : Retard de groupe mesuré avec et sans polarisation pour un circuit circulaire d'une distance inter-éléments de 14 mm. ....	105
<b>Figure 80</b> : Réponse impulsionnelle simulée entre deux antennes dipôles sur HFSS <sup>TM</sup> , avec et sans polarisation, pour un circuit circulaire d'une distance inter-éléments de 14 mm. ....	106

<b>Figure 81</b> : (a) Vue d'ensemble de la simulation simplifiée ADS; (b) programme ADS fournissant le diagramme de l'œil et le SNR des circuits mesurés et simulés.....	107
<b>Figure 82</b> : (a) tension de sortie de la partie réceptrice sans polarisation, $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$ ; (b) tension de sortie de la partie réceptrice avec polarisation, $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$ ; (c) Diagramme de l'œil sans polarisation; (d) Diagramme de l'œil avec polarisation. ....	108
<b>Figure 83</b> : Performance de démodulation BER en fonction du SNR pour les techniques considérées avec $\alpha = 60\%$ . ....	110
<b>Figure 84</b> : Résistance mesurée ( $\Omega$ ) en fonction de la tension de polarisation $V_{\text{bias}}$ (V).112	
<b>Figure 85</b> : Puissance mesurée $P_{\text{mes}}$ (mW) en fonction de la tension de polarisation $V_{\text{bias}}$ (V). ....	113
<b>Figure 86</b> : Positionnement des interconnexions WiNoC réalisées au cours de cette thèse par rapport à d'autres interconnexions. ....	117
<b>Figure 87</b> : Vue schématique du démonstrateur envisagé lors du projet RECISF.....	123



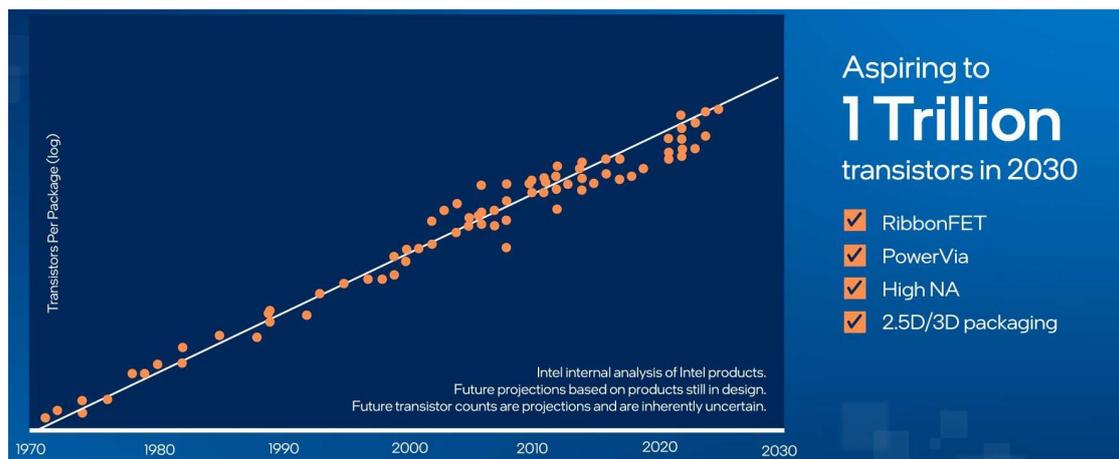
# Liste des Tableaux

<b>Tableau 1 :</b> Tableau comparatif des interconnexions étudiées précédemment.....	31
<b>Tableau 2 :</b> Résumé des résultats pour le guide à plan parallèle [56].....	34
<b>Tableau 3 :</b> Etat de l'art des antennes silicium. ....	46
<b>Tableau 4 :</b> Valeurs théoriques des substrats HR en fonction de la permittivité. ....	52
<b>Tableau 5 :</b> Résultats de simulation des 9 configurations.....	63
<b>Tableau 6 :</b> Résultats de simulation des 9 configurations, transmission face à face. ....	65
<b>Tableau 7 :</b> Résultats de simulation des 9 configurations, transmission à 45°. ....	67
<b>Tableau 8 :</b> Caractéristiques des circuits mesurés pour des distances inter-élément de 6 et 14 mm.....	74
<b>Tableau 9 :</b> Comparaison de la transmission en bande V de deux antennes dipôles. ....	81
<b>Tableau 10 :</b> Comparaisons des simulations entre TSV et Dipôles pour un Si-BR de 10 $\Omega$ .cm. ....	84
<b>Tableau 11 :</b> Caractéristiques du diagramme de l'œil pour deux antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire. ....	109
<b>Tableau 12 :</b> Caractéristiques du diagramme de l'œil pour deux antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm, substrat circulaire. ....	109
<b>Tableau 13:</b> Caractéristiques du diagramme de l'œil pour 4 antennes TSV simulées, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire, transmission face à face.....	111
<b>Tableau 14:</b> Caractéristiques du diagramme de l'œil pour 4 antennes TSV simulées, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire, transmission à 45°. ....	111
<b>Tableau 15 :</b> Estimations des consommations globales pour 2 antennes dipôles mesurées ayant une distance inter-élément de 6 et 14 mm, transmission face à face. ....	113
<b>Tableau 16 :</b> Estimations des consommations globales pour 4 antennes dipôles mesurées ayant une distance inter-élément de 3 et 10 mm à 45°. ....	114
<b>Tableau 17:</b> Estimations de la consommation globale du circuit de 4 antennes TSV. ....	115
<b>Tableau 18:</b> Estimations des consommations globales pour 4 antennes TSV simulées ayant une distance inter-élément de 14 mm (face à face) et 10 mm (45°).....	115
<b>Tableau 19 :</b> Comparaison des mesures réalisées pour une interconnexion WiNoC par rapport à l'état de l'art. ....	116



# Introduction Générale

De nos jours, de nouvelles applications telles que l'intelligence artificielle (IA), le big data ou l'internet des objets (Internet of Things) se développent rapidement, augmentant la demande de traitement des signaux et de puissance de calcul. La demande de débits de données liés à l'IA ou à l'IoT augmente en raison de l'expansion rapide des technologies numériques et des appareils connectés. Le rapport IRDS (International Roadmap for Devices and Systems) de 2021 indique qu'il y aura plus de 350 milliards d'appareils électroniques IA et IoT d'ici 2030 [1].



**Figure 1** : Projection du nombre de transistors basée sur les productions d'Intel [2].

En effet, la complexité des puces électroniques augmente en raison du nombre toujours croissant de transistors, Figure 1, et de la nécessité de connecter de plus en plus de composants électroniques au sein d'une même puce. Il est nécessaire de créer des puces plus rapides et plus puissantes qui consomment peu d'énergie avec une taille réduite. Les réseaux sur puce (Network on Chip) sont des réseaux nés de la nécessité d'établir davantage de liens au sein d'une puce et d'améliorer les communications internes.

Les limites physiques de la réduction de la taille des puces ayant presque été atteintes, le NoC est apparu comme un concept prometteur. Les NoC actuels étant principalement filaires, l'un des principaux problèmes associés aux réseaux sur puce est le transfert d'informations entre les différents cœurs.

Pour répondre aux besoins croissants des applications mentionnées ci-dessus, il est essentiel à la fois de miniaturiser et d'augmenter le débit de données des circuits. Cette augmentation du débit, liée à la miniaturisation, au rapprochement des lignes et l'augmentation des longueurs, entraîne plusieurs effets indésirables sur les signaux propagés. Des problèmes de désadaptations, de diaphonie, de latence, de désynchronisation

ou un encombrement important pour les architectures de communication interne peuvent survenir [3]. Pour surmonter ces problèmes, plusieurs approches de nouvelles interconnexions sont envisagées dans la littérature. Il s'agit notamment des interconnexions RF guidées, 3D, CNT ou optiques... Ces interconnexions seront détaillées via un état de l'art.

Dans le contexte des circuits NoC, la mise en œuvre d'interconnexions sans fils WiNoC (Wireless network-on-chip) semble être une solution prometteuse [4], [5]. Les liaisons sans fils permettent de réaliser des communications sur de longues distances entre des nœuds éloignés sans routage complexe. Elles facilitent la diffusion et permettent la communication multicast de données, indispensables aux calculs parallèles ou la distribution d'horloges [6].

L'objectif de cette thèse est de démontrer l'intérêt d'utiliser des liaisons sans fils sur puce de type WiNoC pour la propagation au niveau intra-puce. Pour ce faire, un état de l'art des interconnexions sans fils est réalisé dans le chapitre 1. Ce chapitre permet d'expliquer les raisons et avantages de l'utilisation des WiNoC dans le but d'établir une communication broadcast. Un substrat silicium a été choisi comme support de propagation. Ses caractéristiques électromagnétiques sont ensuite discutées et particulièrement l'impact de la permittivité sur les performances des communications.

Le second chapitre consiste en une étude du canal de propagation d'un système WiNoC en bande V. Dans le but d'optimiser la largeur de bande à -3 dB, le contrôle du canal dédié et sa caractérisation font l'objet d'une étude approfondie. Dans un premier temps les caractéristiques électromagnétiques puis dimensionnelles du substrat silicium sont étudiées. Plusieurs structures de silicium ont été simulées sur le logiciel de simulation électromagnétique HFSS<sup>TM</sup>, basé sur la méthode des éléments finis [7]. La largeur et la longueur du substrat silicium ont un impact sur le signal propagé. L'influence des frontières air-substrat silicium et de la distance inter-élément en fonction de la permittivité est également réalisée. Ces études vont permettre de dimensionner le canal de propagation en bande V.

Le chapitre 3 propose plusieurs méthodes permettant d'optimiser le canal de transmission sur silicium. Premièrement un moyen d'établir des communications sans fils par l'intermédiaire de réflecteurs est démontré. L'association de réflecteurs avec une zone dopée Si-BR pour des réseaux d'antennes dipôles permet d'agir sur la direction du signal. L'orientation du signal dans la direction voulue (communications face à face ou à 45 °) est obtenue en jouant sur la résistivité de ces réflecteurs.

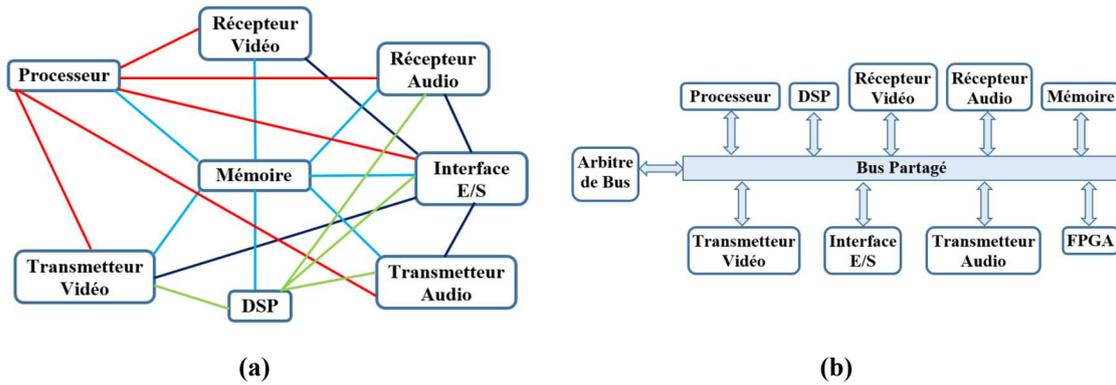
Une autre méthode de transition est réalisée en reprenant ce concept de réflexion, tout en essayant d'améliorer les bandes passantes. La conception de transition CPW (Coplanar Waveguide) à SIW (Substrate Integrated Waveguide) est ainsi effectuée.

Dans le but d'effectuer des communications broadcast, des vias sont réalisés sur un substrat de type Rogers. Contrairement au silicium, ce substrat est réalisable d'un point de vue technologique.

Enfin le dernier chapitre permet d'évaluer le système WiNoC (débit, SNR) via une étude temporelle. L'accès aux mesures temporelles n'étant pas disponible (pas de générateur de signaux ni d'oscilloscope HF), une estimation du rapport signal à bruit, à partir des mesures fréquentielles, a été réalisée à l'aide de simulations ADS (Advanced Design System). Une conclusion générale est proposée ainsi que des perspectives pour ces travaux de recherche.







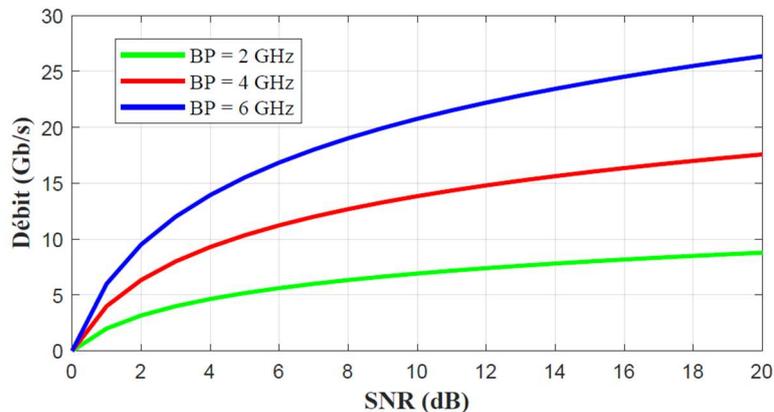
**Figure 3** : SoC basé sur l'infrastructure de communication : connexions point à point (a) ; en bus partagé (b) [11].

Cette architecture permet de réduire le nombre de liaisons filaires sur la puce. Son principal inconvénient est son impossibilité à réaliser le parallélisme des communications lorsque plusieurs blocs communiquent simultanément. Cela peut entraîner des goulots d'étranglements. La bande passante est ainsi limitée, la consommation électrique est élevée.

Le théorème de Shannon Hartley, (1), permet d'évaluer la capacité d'information d'un canal de communication en bit/s. Plus la bande passante est large et plus le rapport signal sur bruit « SNR » est élevé plus le débit binaire sera élevé comme illustré Figure 4.

$$C = Bp \cdot \log_2(1 + S/N) \tag{1}$$

Avec C le débit binaire (bit/s), Bp la bande passante (GHz) et S/N le rapport signal sur bruit (dB).



**Figure 4** : Evolution du débit binaire (Gb/s) en fonction du rapport signal sur bruit pour 3 bandes passantes.

Les systèmes électroniques modernes requièrent des interconnexions de plus en plus complexes entre les différents composants. D'après le dernier rapport IRDS (International

Roadmap for Devices and Systems) de 2022, le contenu en semi-conducteurs des systèmes électroniques a doublé en 20 ans, Figure 5 [12].

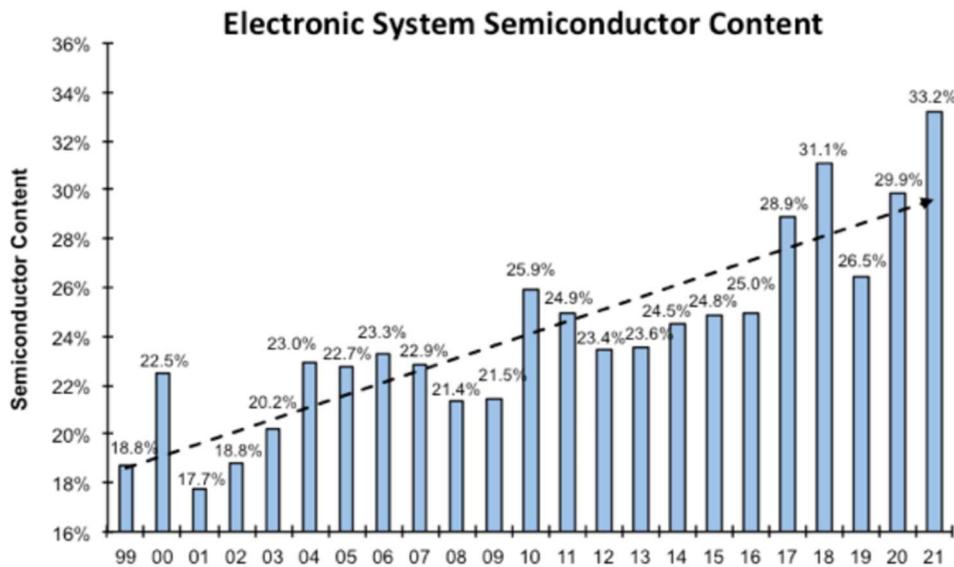


Figure 5 : Evolution du contenu en semi-conducteurs des systèmes électroniques [12].

L'augmentation des demandes en termes de performances, débit, flexibilité et des coûts en surface peuvent entraîner des limitations de performance ainsi qu'une consommation d'énergie élevée. C'est pourquoi, les NoC (Network on Chip) ont peu à peu remplacé les SoC [13]. Un NoC agit comme un réseau de communication au sein du SoC, permettant de réaliser des connexions à haut débit et à faible latence entre les composants.

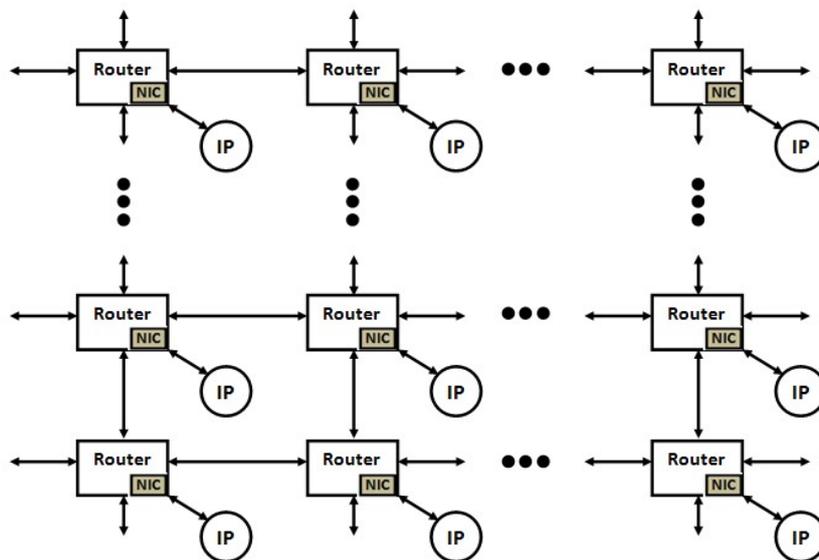
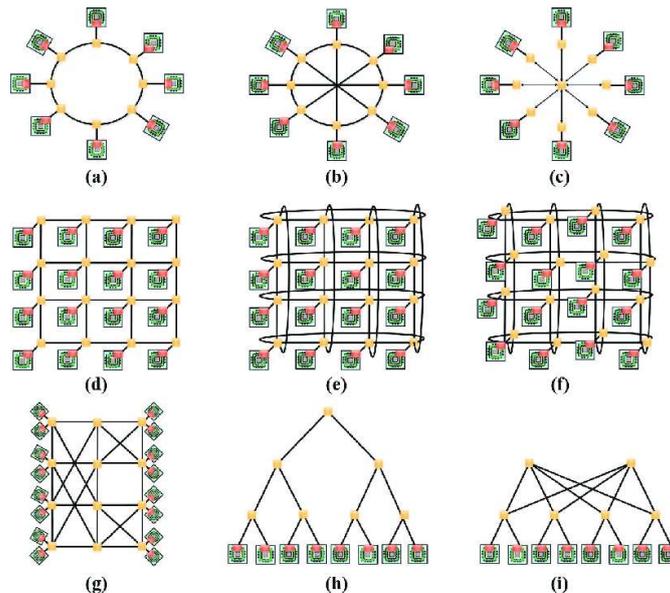


Figure 6 : Architecture d'un réseau sur puce NoC [14].

Une architecture NoC est illustrée sur la Figure 6. Elle est composée (i) de cœurs IP tels que la mémoire, les microprocesseurs (CPU) ou les entrées/sorties (E/S), (ii) de routeurs

responsables de la gestion des paquets de données entre les différents blocs fonctionnels, (iii) d'interface réseau (Network Interface) responsable de l'interface entre le protocole de communication par paquets du réseau sur puce NoC et les cœurs IP et (iv) d'interconnexions filaires réalisant les interconnexions inter-éléments au sein du réseau.

Il existe de nombreuses topologies distinctes pour caractériser les NoCs. Elles sont illustrées sur la Figure 7. La topologie en réseau maillé (7-d) est la plus utilisée de par sa facilité d'implémentation.



**Figure 7 :** Topologies NoC : (a) anneau ; (b) octogone ; (c) étoile ; (d) Maillage 4x4 ; (e) Tore 4x4 ; (f) Tore plié 4x4 ; (g) papillon ; (h) arbre binaire ; (i) arbre dense [15].

Les interconnexions des réseaux sur puce NoC étant filaires, des effets indésirables sur la transmission des signaux, tels que des problèmes de diaphonie (défaut dans la transmission d'un signal, dû à un transfert d'énergie d'un signal sur un autre, [16]), de latence et de désynchronisation sont fréquents. Ces problèmes peuvent avoir une incidence négative sur les performances du NoC et engendrer des défauts de fonctionnement des puces. Plusieurs approches ont été explorées dans la littérature pour surmonter ces difficultés liées aux transmissions filaires et sont décrites dans la prochaine section.

## 1.2 Etat de l'art des interconnexions dans les NoC

### 1.2.1 Interconnexions filaires

Les réseaux sur puces ont permis d'intégrer un nombre de cœurs importants. Son architecture est composée de nœuds comprenant des cœurs IP. Chaque cœur IP est relié au

routeur câblé NoC grâce à l'unité d'interface réseau. Les interconnexions sont réalisées par l'intermédiaire de liens métalliques.

Comme évoqué précédemment, les limites des interconnexions filaires ont été atteintes en termes de performances en raison de l'augmentation constante du nombre de cœurs et des composants.

En effet les interconnexions métalliques, utilisées pour connecter deux nœuds, occupent une grande surface ce qui rend le routage complexe. De plus, les problèmes de latence liés aux communications longues distances, les interférences ou la forte consommation d'énergie ( plus de 50% de la puissance dynamique d'un microprocesseur [17]) due aux longueurs filaires ont nécessité l'introduction de nouveaux paradigmes qui seront évoqués ci-dessous.

### 1.2.2 Interconnexions 3D

Les interconnexions 3D permettent d'accroître la densité d'intégration des NoC. Elles sont généralement réalisées par des TSV (Through Silicon Via) permettant de réaliser des connexions verticales à travers le silicium. Les liaisons étant courtes, la latence est très faible et les consommations d'énergie minimales. La Figure 8 montre l'architecture d'un NoC 3D [18]. Les liens verticaux sont réalisés par des TSV ce qui assure les connexions inter-couches tandis que le NoC filaire assure les communications latérales.

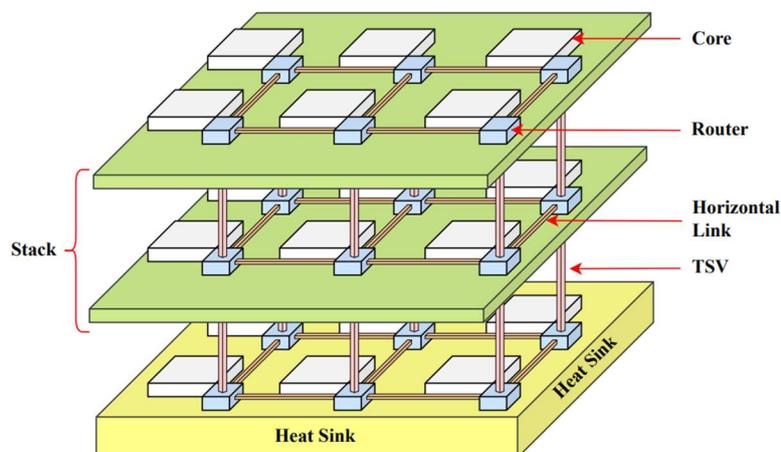
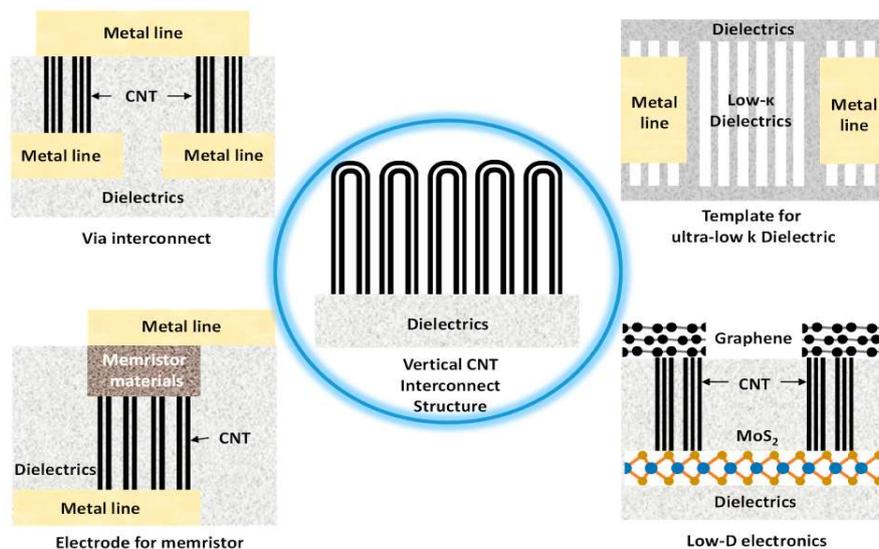


Figure 8 : Architecture NoC 3D [18].

Bien que prometteuse, cette technologie présente également des inconvénients. La grande densité de TSV peut entraîner un couplage capacitif ou inductif néfaste pour les performances. Par ailleurs, les difficultés liées au routage et aux dissipations thermiques restent encore problématiques [19], [20]. Malgré ces inconvénients, cette approche se développe largement.

### 1.2.3 Interconnexions CNT

Les interconnexions par nanotubes de carbone (Carbon NanoTubes - CNT) à base de graphène, sont l'une des approches émergentes permettant de remplacer les interconnexions classiques. De par leur conductivité électrique ( de  $10^5$  à  $10^7$  s/m [21]), elles ont l'avantage de présenter de faibles pertes et permettent d'obtenir des performances élevées avec une amélioration de l'efficacité énergétique. La Figure 9 montre les différentes applications des CNT [22], on retrouve les applications d'interconnexions CNT verticales au sein d'un diélectrique. Les CNT permettent de réaliser des diélectriques à faible densité poreuse ou de réaliser des électrodes pour une intégration ultra-dense des memristors.



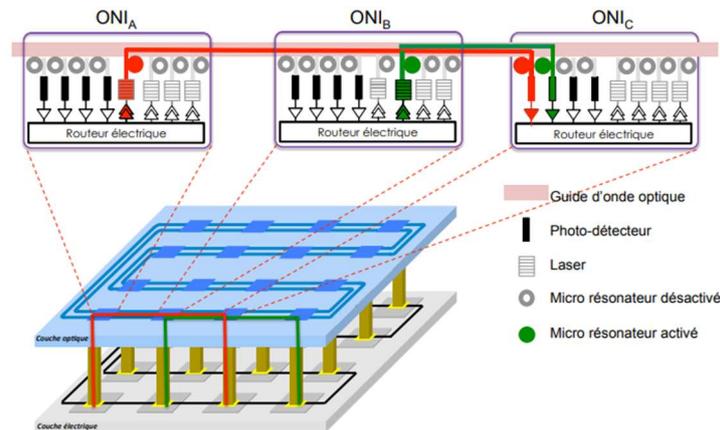
**Figure 9 :** Applications de la structure des nanotubes de carbone (CNT) alignés verticalement [22].

Pendant les processus d'intégration et de compatibilité (densité, la chiralité, la température de traitement) restent toujours des défis technologiques à relever [23]. De plus, il est difficile de contrôler le diamètre ou le désalignement des CNT [24].

### 1.2.4 Interconnexions optiques

Les interconnexions optiques permettent d'obtenir une large bande passante, une vitesse de transmission importante et un taux de communication élevé. [25]

Une technique de multiplexage par répartition en longueur d'onde (Wavelength Division Multiplexing) dans le but d'optimiser les réseaux optiques sur puce (ONoC) a été étudiée [26]. Plusieurs longueurs d'onde peuvent être utilisées comme canal à grande largeur de bande afin de réduire le temps de transmission. La Figure 10 résume l'architecture ONoC [27]. L'amélioration des performances en termes de bande passante et de latence est obtenue.



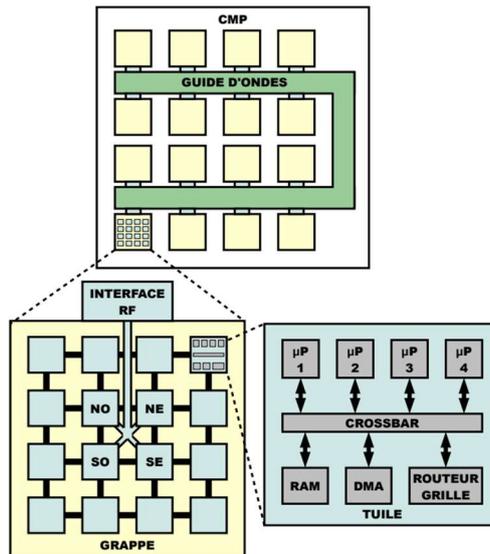
**Figure 10 :** Architecture ONoC et interfaces optiques [27].

Cependant les problèmes de dissipation thermique et de retard liés à l'augmentation des fréquences et de densité de puissance subsistent pour les ONoC [28]. D'autre part, cette technologie reste également coûteuse car elle met en œuvre deux technologies (optique et électrique) qu'il faut faire cohabiter. De plus, les composants optiques tels que les filtres, les modulateurs, les guides d'ondes et les coupleurs sont sensibles aux défauts de fabrication et aux variations de température. Ainsi, des imperfections dans la conception peuvent influencer les performances des composants optiques [29]. C'est pourquoi les ONoC ne sont pas encore assez matures à l'échelle industrielle.

### 1.2.5 Interconnexions RF guidées

Les interconnexions RF-I (Radio-Frequency interconnect) sont proposées comme une alternative aux interconnexions classiques [30], [31]. Les lignes de transmission utilisées pour la propagation offrent l'avantage de fournir une faible latence avec une bande passante élevée. La Figure 11 montre l'architecture hiérarchique d'un multiprocesseur sur puce en considérant des interconnexions RF pour les NoC [32].

Les interconnexions RF guidées sont compatibles avec les technologies silicium CMOS. Elles se caractérisent par une faible consommation d'énergie par rapport aux interconnexions filaires car elles n'utilisent qu'un seul support de transmission pour transporter les signaux.



**Figure 11** : Architecture hiérarchique d'un MPSoC pour des interconnexions RF-guidées [32].

La communication simultanée par multidiffusion peut être mise en œuvre sur un seul guide d'ondes physique pour de nombreux récepteurs. Cependant elle présente plusieurs inconvénients tels que la surface occupée ou le risque d'interférence avec d'autres composants [33], [34].

### 1.2.6 Interconnexions par ondes de surface

Pour améliorer les performances de communication inter- et intra-puce, la technique d'interconnexion par ondes de surface SWI (Surface Wave Interconnect) Zenneck est utilisée par A. Karkar *et al.* [35]. Ce type d'interconnexion est constitué d'ondes électromagnétiques bidimensionnelles inhomogènes guidées par une surface.

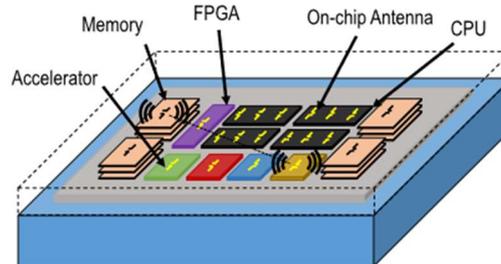


**Figure 12** : Décroissance de la propagation des ondes de surface Zenneck [36].

Cette surface représente le guide d'ondes qui dirige le signal dans un milieu 2D homogène. Par conséquent, la dissipation d'énergie du champ électrique dans le SWI est faible ce qui permet de réduire la consommation d'énergie, d'accélérer les vitesses de propagation des signaux (jusqu'à 67 %) et de fonctionner sur une large bande de fréquences [36]. Toutefois, cette étude reste théorique et n'a pas encore été testée dans la pratique.

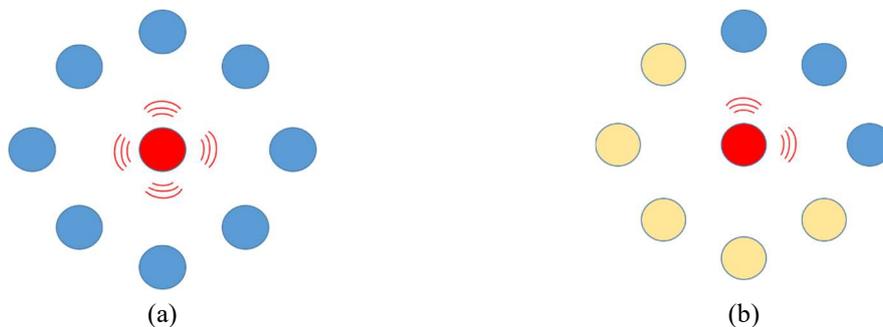
## 1.2.7 Interconnexions sans fils (WiNoC)

Les interconnexions sans fils sur puce (WiNoC) constituent l'une des principales alternatives aux interconnexions filaires grâce à leur faible complexité de routage. Contrairement aux interconnexions NoC métalliques, la technologie WiNoC permet de réduire la latence et la dissipation de puissance des circuits [37]. Le schéma de principe des communications sans fils à l'échelle de la puce est illustré sur la Figure 13.



**Figure 13** : Schéma de principe des communications WiNoC dans une architecture informatique hétérogène [37].

Les systèmes WiNoC ont été retenus pour effectuer les travaux durant cette thèse, le but étant de réaliser des communications broadcast, Figure 14 (a), (diffusion d'un émetteur unique vers un l'ensemble des récepteurs) ou multicast, Figure 14 (b) (diffusion d'un émetteur unique vers un groupe de récepteur) sur la bande passante la plus large possible.



**Figure 14** : Communication Broadcast (1 : N) (a) ; communication Multicast (N : M) (b).

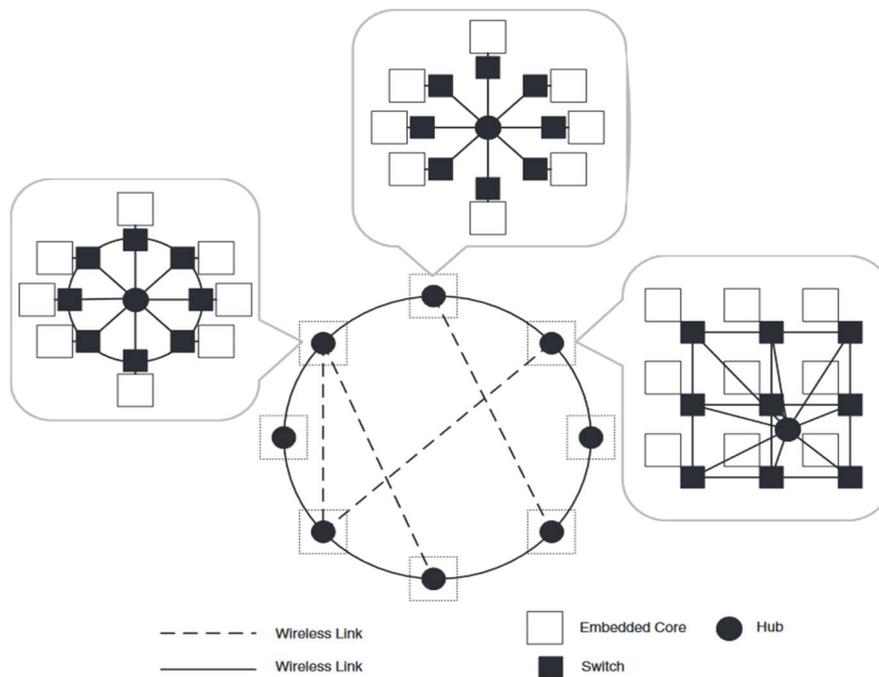
Plusieurs études visant à améliorer les performances des réseaux sans fils peuvent être trouvées dans la littérature. Dans un premier temps, le fort potentiel du WiNoC a été étudié d'un point de vue architectural [38]. Sa grande évolutivité, sa large bande passante et sa faible latence en font une technologie très prometteuse.

Des solutions hybrides employant les WiNoC avec d'autres types d'interconnexions sont fréquemment développées [39] (Figure 15). Dans [40], la conception de l'îlot de tension-fréquence (Voltage Frequency Island), associé à de nouvelles architectures NoC comme le mSWNoC (millimeter-wave small world Wireless Network on chip), a permis

de démontrer en simulation des économies d'énergie dans les puces à multi-cœurs, en plaçant les interconnexions au centre de chaque région, réduisant ainsi la distance de communication entre les cœurs. D'autres architectures hybrides tendent à réduire la latence et à augmenter le débit des réseaux sans fils grâce à l'interconnexion sans fil inter-sous-réseaux à base de nanotubes de carbone (CNT) [41].

Cependant les interconnexions sans fils sont confrontées à des limitations significatives. La consommation d'énergie ou les difficultés liées à la propagation, telles que la fréquence de transmission, la température de fonctionnement, les pertes diélectriques et la nécessité de réduire la consommation d'énergie ou la latence des circuits constituent un axe important de recherche [42], [43].

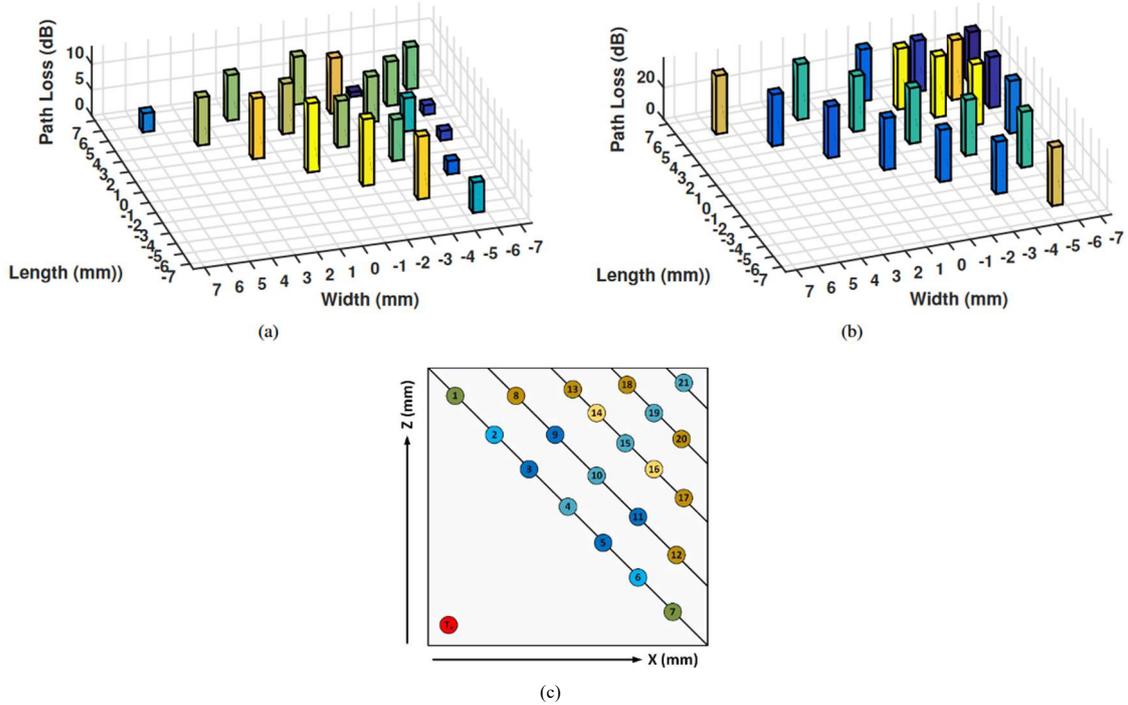
De plus, les systèmes RF nécessitant un débit élevé, tels que les réseaux sans fils à grande vitesse WiNoC, il est nécessaire de disposer de communications à large bande. C'est pourquoi les études sur le canal de propagation représentent un aspect crucial. Il a été démontré, en simulation du canal de propagation intra-puce à 200 GHz, la possibilité d'obtenir une largeur de bande à -3 dB importante pour des niveaux de transmission élevés [44].



**Figure 15 :** Architecture hybride d'un NoC (sans fil/câblé) avec des sous-réseaux hétérogènes en configuration « small world » [39].

D'autres études soulignent l'importance de l'emplacement de l'antenne sur les performances du circuit. Les antennes directionnelles sont plus performantes que les

antennes omnidirectionnelles en termes de temps de propagation car elles sont optimisées pour des communications point à point. Les pertes aux bords de la puce peuvent être faibles en raison de l'interférence constructive du signal [45], [46]. Les pertes dans le canal de propagation sont néfastes pour le signal propagé puisqu'elles proviennent de trajets multiples et de recombinaisons.



**Figure 16 :** Variation de l'affaiblissement de propagation (dB) en fonction de l'emplacement d'une antenne fixe dipôle repliée (a) et d'une antenne log-périodique planeaire (b), vue du dessus de l'emplacement de l'antenne (c) [46].

Ainsi, les interférences ne permettent pas d'obtenir une largeur de bande suffisamment élevée malgré l'utilisation d'antennes directionnelles [47].

En définitive, les WiNoC offrent quand même des perspectives prometteuses et à fort potentiel, notamment pour les communications broadcast [48].

## 1.2.8 Comparaison des différentes technologies

Pour conclure, les WiNoCs proposent une alternative aux interconnexions classiques dites filaires. Plusieurs types d'interconnexions ont été développés parmi lesquels, les interconnexions optiques, par ondes de surface, 3D, CNT, RF guidées. La mise en œuvre d'un prototype de démonstration pour la technologie WiNoC a pu être réalisée et testée [49]. Elle offre une évolutivité plus simple facilitant ainsi l'intégration des composants. Sa reconfigurabilité et sa flexibilité en font un atout pour les communications de type broadcast car elles permettent d'optimiser les performances des WiNoC.

Il semble intéressant de proposer un tableau récapitulatif des avantages et inconvénients de ces technologies NoC, (Tableau 1). Il est impératif de prendre en compte la capacité des interconnexions à supporter les signaux sur de larges bandes passantes. Les interconnexions WiNoC permettent de réaliser des communications point à point avec l'avantage d'offrir une plus grande flexibilité et reconfigurabilité par rapport aux autres interconnexions. De plus, elles sont compatibles avec la technologie CMOS. Cette technologie étant largement utilisée dans la fabrication de circuits intégrés, ce type d'interconnexions est privilégié dans cette thèse.

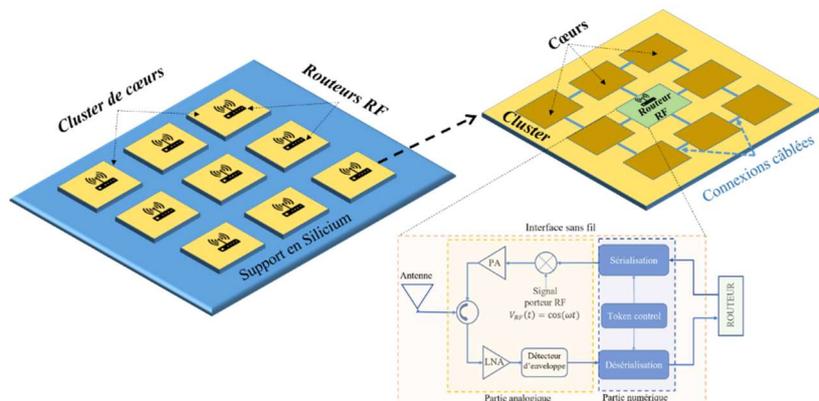
**Tableau 1 :** Tableau comparatif des interconnexions étudiées précédemment.

Types d'interconnexions	Bande passante	Consommation	Délai	Distance inter-élément
Filaires	🔴	🔴	🔴	🔴
CNT	🟢	🟢	🟢	🟡
RF guidées	🟢	🟡	🟢	🟡
Optiques	🟢	🔴	🟢	🟡
3D	🟡	🟢	🟢	🔴
WiNoC	🟢	🔴	🟢	🟢

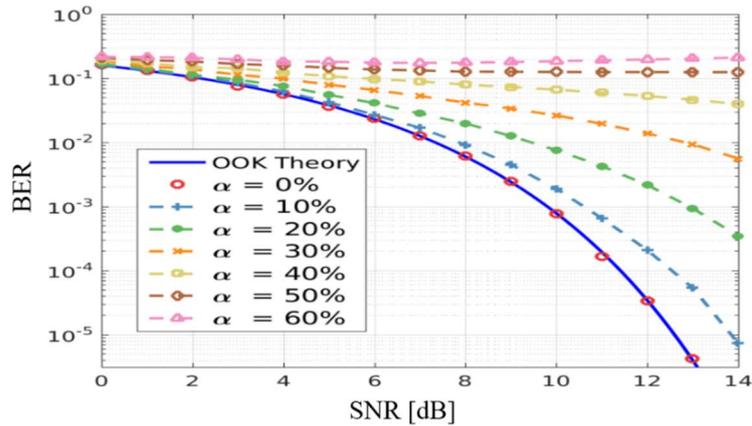
## 1.3 Éléments d'architecture WiNoC

### 1.3.1 Introduction

L'architecture générale WiNoC est présentée sur la Figure 17 . Elle est composée d'un cluster de cœurs dont les interconnexions sans fils permettent de relier les routeurs RF. Les interconnexions sans fils réalisent des communications entre plusieurs clusters de cœurs et permettent d'effectuer des calculs parallèles. La plupart des architectures de réseaux sans fils sur puce (WiNoC) existantes sont basées sur la technique de modulation tout ou rien, OOK (On-Off keying). Cette modulation est très simple et peu gourmande en énergie et en espace [49].



**Figure 17:** Schéma représentant l'architecture générale WiNoC



**Figure 18:** Taux d'erreur binaire (Bit Error Rate) d'un émetteur-récepteur OOK, en fonction du rapport signal/bruit (SNR) par bit [50].

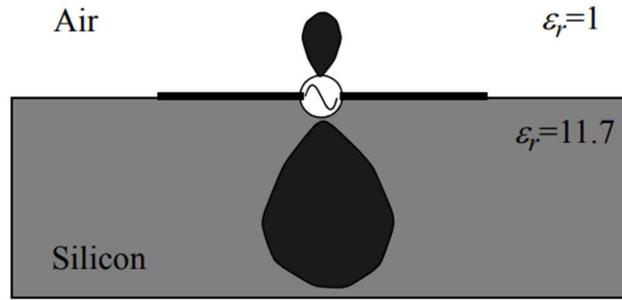
La Figure 18 représente le taux d'erreur binaire (Bit Error Rate) d'un émetteur-récepteur OOK, en fonction du rapport signal/bruit (SNR) par bit, dans diverses conditions de trajets multiples, [50]. Le gain du trajet réfléchi est représenté par le symbole «  $\alpha$  ». La dégradation de la communication devient effective dès que la valeur «  $\alpha$  » augmente. Cela se traduit par une augmentation du taux d'erreur binaire, pour un SNR donné, dégradant les performances du signal en termes de débit de données.

C'est pourquoi, il est nécessaire de limiter les trajets multiples pour les systèmes WiNoC. En effet la modulation OOK nécessite des coefficients de transmission lisses sur une large bande passante pour pouvoir transmettre des débits de données élevés [51]. Pour atteindre ces objectifs plusieurs hypothèses sont retenues.

### 1.3.2 Hypothèses retenues pour la thèse

Les interconnexions sans fils considérées dans les WiNoC impliquent un environnement de type Silicium. Il est important de prendre en compte cet environnement. Ainsi plusieurs travaux ont démontré que la forte permittivité du silicium par rapport à l'air entraîne un confinement de l'énergie électromagnétique au sein du substrat silicium [52].

En raison de leur forte permittivité, les antennes sur silicium ont une faible efficacité. Une grande partie de l'énergie est stockée et se propage principalement dans le silicium, [53], comme le montre la Figure 19 [54].



**Figure 19** : Antenne dipôle à la frontière air-silicium [54].

L'équation (2) permet de chiffrer le rayonnement dans l'air. Le rapport entre la puissance rayonnée  $P_{\text{air}}$  dans l'air par rapport à la puissance réellement injectée sur un substrat diélectrique noté  $P_{\text{total}}$ , est considérée [55].

$$\frac{P_{\text{air}}}{P_{\text{total}}} = \frac{1}{\epsilon_r^3} \quad (2)$$

Dans le cas du silicium, pour une permittivité  $\epsilon_r = 11.9$ , l'énergie rayonnée dans l'air est inférieure à 3%. L'énergie étant confinée dans le substrat, il est préférable d'utiliser une couche dédiée à la propagation, entre deux plans parallèles, permettant de limiter les pertes par rayonnement.

### 1.3.3 Cavités et guide à plans parallèles

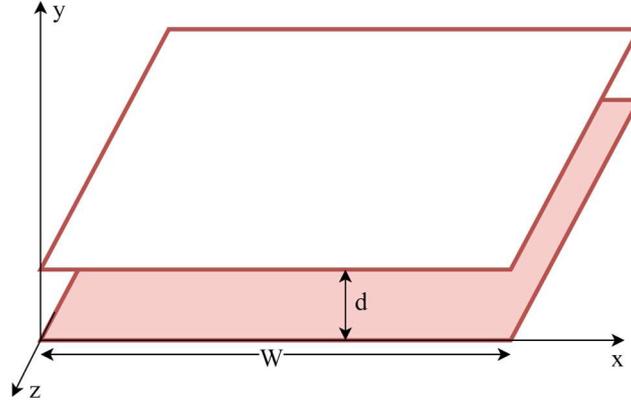
Le guide d'ondes à plans parallèles sur silicium constitue l'une des solutions permettant de maximiser la propagation. Le rayonnement électromagnétique se propageant essentiellement dans le substrat, les plans parallèles vont permettre de limiter le rayonnement dans l'air.

Le substrat silicium peut être considéré comme une cavité diélectrique où chaque mode de résonance se forme à une fréquence qui lui est spécifique. Dans le cas du silicium, ce brassage de modes peut provoquer des modes dégénérés (plusieurs modes fonctionnant à la même fréquence).

Afin d'analyser les propriétés du substrat en termes de cavités électromagnétiques, un premier modèle consistant en un guide d'ondes à plans parallèles est défini. Il permet d'analyser 4 types de modes de propagation électromagnétique :

- Les modes hybrides ayant à la fois un champ magnétique  $H_z$  et un champ électrique  $E_z$  avec  $z$  l'axe de propagation.
- Les modes TE (transverses électrique)  $E_z = 0$ .
- Les modes TM (Transverse Magnétique)  $H_z = 0$ .
- Les modes TEM (transverse électromagnétique)  $E_z = H_z = 0$ .

Le guide d'ondes à plaques parallèles est le type de guide le plus simple qui peut supporter les modes TM et TE et le mode TEM car il est structuré par deux plaques conductrices planes. Dans la géométrie du guide d'ondes à plans parallèles, la largeur de la bande,  $W$ , est supposée être beaucoup plus grande que la hauteur  $d$ , Figure 20.



**Figure 20** : Structure d'un guide à plans parallèles.

**Tableau 2** : Résumé des résultats pour le guide à plan parallèle [56].

Quantity	TEM Mode	TM <sub>n</sub> Mode	TE <sub>n</sub> Mode
$k$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega\sqrt{\mu\epsilon}$
$k_c$	0	$n\pi/d$	$n\pi/d$
$\beta$	$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$	$\sqrt{k^2 - k_c^2}$
$\lambda_c$	$\infty$	$2\pi/k_c = 2d/n$	$2\pi/k_c = 2d/n$
$\lambda_g$	$2\pi/k$	$2\pi/\beta$	$2\pi/\beta$
$v_p$	$\omega/k = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$	$\omega/\beta$	$\omega/\beta$
$\alpha_d$	$(k \tan \delta)/2$	$(k^2 \tan \delta)/2\beta$	$(k^2 \tan \delta)/2\beta$
$\alpha_c$	$R_s/\eta d$	$2kR_s/\beta\eta d$	$2k_c^2 R_s/k\beta\eta d$

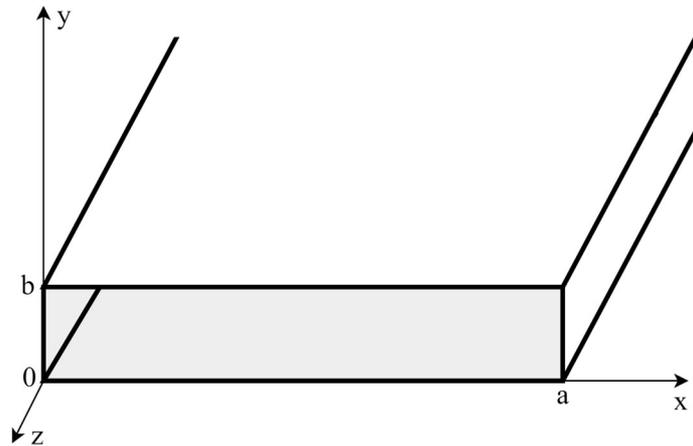
Les résultats des différentes équations des modes TEM, TM et TE pour le guide à plans parallèles peuvent être résumés sur le Tableau 2 ci-dessus. Avec  $k_c$  le nombre d'onde de coupure,  $\beta$  la constante de propagation,  $v_p$  la vitesse de phase,  $\alpha_d$  l'atténuation due aux pertes diélectriques,  $\alpha_c$  l'atténuation conductrice.

La fréquence de coupure pour les modes TE<sub>n</sub> et TM<sub>n</sub> est la même, elle est donnée par :

$$f_{c_n} = \frac{n}{2d \cdot \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_r}} \quad (3)$$

Avec  $d$  la hauteur du substrat.  $\epsilon_0 = 1/(36\pi \cdot 10^9)$  et  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$

En court-circuitant les faces latérales du guide à plans parallèles, un guide d'onde rectangulaire est créé. Le guide d'ondes rectangulaire vide peut propager les modes TM et TE, mais pas les ondes TEM puisqu'il n'y a alors plus de conducteurs disjoints. Les modes TM et TE d'un guide d'ondes rectangulaire ont des fréquences de coupure en dessous desquelles la propagation n'est pas possible, comme les modes TM et TE du guide à plaques parallèles. Là aussi on suppose que la largeur est très grande par rapport à la hauteur du guide,  $a \gg b$ , Figure 21.



**Figure 21** : Structure d'un guide d'ondes rectangulaire.

La fréquence de coupure pour les modes  $TE_{mn}$  et  $TM_{mn}$  d'un guide d'ondes rectangulaire est la même. Elle est donnée par :

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2d \cdot \sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2} \quad (4)$$

Finalement lorsque toutes ses sections sont fermées et court-circuitées à leurs extrémités, une cavité rectangulaire peut être considérée comme résonante. Cette donnée est à prendre en considération d'un point de vue de la propagation intra-puce.

La fréquence de résonance du mode  $TE_{mnp}$  ou  $TM_{mnp}$  est donnée par la formule suivante :

$$f_{c_{mnp}} = \frac{c}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p \cdot \pi}{d}\right)^2} \quad (5)$$

Avec  $a$ ,  $b$  et  $c$  les dimensions de la cavité et  $m$ ,  $n$ ,  $p$  les indices des modes. Si  $b < a < d$ , le mode de résonance dominant (fréquence de résonance la plus basse) sera le mode  $TE_{101}$ . Le mode résonnant TM dominant est le mode  $TM_{110}$ .

Les dimensions du guide d'onde à plans parallèles étant finies, elles vont avoir une influence sur les caractéristiques de propagation. Ces influences sont étudiées par la suite. Pour des raisons de dimensionnement rapide, des outils permettant de modéliser le comportement d'une cavité à plans parallèles sont utilisés.

### 1.3.3.1 Modélisation d'un guide d'ondes à plans parallèles de dimension finie

Des travaux précédents ont cherché à modéliser la propagation du signal par la méthode PPM (Parallel Plates Method) [57] [58]. Un guide d'ondes à plans parallèles est formé à l'aide de deux plans métalliques, l'un sur la partie inférieure du substrat et l'autre sur la partie supérieure du substrat, Figure 22.

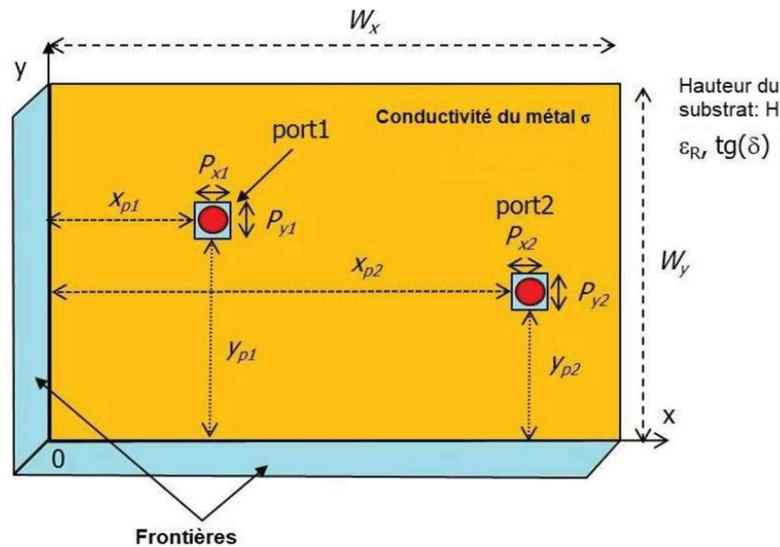


Figure 22 : Géométrie des 2 plans parallèles permettant de réaliser la méthode PPM.

Fondée sur la théorie d'impédances des plans parallèles  $[Z_{pp}]$ , ce modèle permet d'analyser les caractéristiques de propagation d'un substrat multicouches (LTCC, PCB ou CMOS). Les modes présents dans la cavité sont déterminés en tenant compte des différentes conditions aux frontières : PEC (Perfect Electric Conductor), PMC (Perfect Magnetic Conductor), ouvertes ou créées à l'aide de vias (trous métallisés) métalliques.

Le guide à plans parallèles va permettre d'exciter un mode TE lorsque l'épaisseur du substrat est suffisamment faible par rapport aux dimensions latérales du plan. La matrice d'impédance  $[Z_{pp}]$  est calculée en fonction des conditions aux limites des frontières et du positionnement des ports sur le substrat. Elle représente l'interaction inter-élément et les modes pouvant exister entre les deux plans métalliques. La matrice peut être déterminée par l'équation (6) [58].

$$Z_{ppij} = \frac{j\omega\mu H}{W_{xeff} W_{yeff}} \cdot \sum_{m=0}^{m=+\infty} \sum_{n=0}^{n=+\infty} \frac{C_m^2 \cdot C_n^2 \cdot F_{BCx}^2 \cdot F_{BCy}^2 \cdot F_{pi} \cdot F_{pj}}{K_{xm}^2 + K_{yn}^2 - K^2} \quad (6)$$

Avec  $C_m^2, C_n^2 = 1$  pour  $m, n = 0$  et  $C_m^2, C_n^2 = 2$  pour  $m, n \neq 0$ ,

Le nombre d'ondes de coupure selon les axes x et y est donné par :

$$K_{xm} = \frac{m\pi}{W_x} \text{ et } K_{yn} = \frac{n\pi}{W_y} \quad (7)$$

Tandis que le nombre d'ondes dans les milieux avec pertes est défini par :

$$K = \omega \cdot \sqrt{\varepsilon\mu} \cdot \left(1 - j \cdot \frac{\tan(\delta) - \left(\frac{\delta_s}{H}\right)}{2}\right) \quad (8)$$

Où  $\tan(\delta)$  est la tangente des pertes diélectriques et les pertes du conducteur électrique sont données par :

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_c\sigma_c}} \quad (9)$$

Pour des conditions aux limites idéales comme des PEC ou PMC, les fonctions  $F_{BC\xi}$  (l'indice  $\xi$  indique l'axe x ou y) prennent en compte la limite latérale des plans parallèles et peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} F_{BC\xi} = \sin(K_{\xi i} \cdot \xi) \text{ pour le PEC} \\ F_{BC\xi} = \cos(K_{\xi i} \cdot \xi) \text{ pour le PMC} \end{cases} \quad (10)$$

La fonction décrivant l'influence des ports est donnée par :

$$F_{pi} = \text{sinc}\left(\frac{k_m \cdot p_x}{2}\right) \cdot \text{sinc}\left(\frac{k_n \cdot p_y}{2}\right) \quad (11)$$

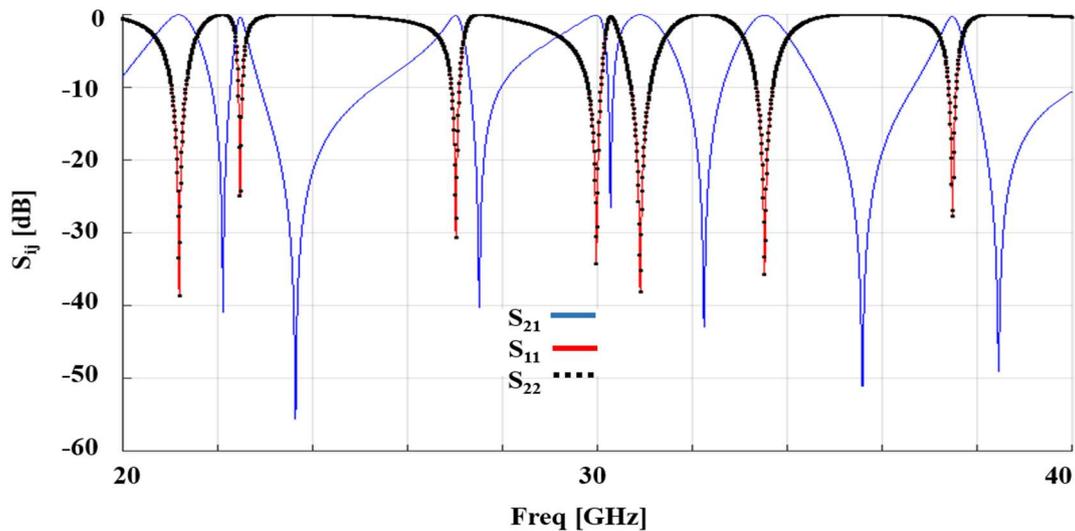
Il est possible de modéliser également la propagation sur un substrat silicium pour des antennes dipôles. Les dipôles faisant office de ports, une bonne concordance entre simulation HFSS, mesure et modèle PPM peut être prouvée [59].

### 1.3.3.2 Exemple de résultat

Une illustration du programme  $Z_{pp}$ , sur matlab, est montrée ci-dessous. Les caractéristiques du substrat considéré pour réaliser cette simulation sont les suivantes :

- Epaisseur = 200  $\mu\text{m}$ ,
- Permittivité  $\varepsilon_r=1$ ,
- Largeur = Longueur = 20 mm

Les frontières sont définies en tant que conducteur magnétique parfait PMC (Perfect magnetic conductor). Les paramètres S d'adaptation et de transmission entre les deux ports sont obtenus, Figure 23, pour une bande de fréquence comprise entre 20 et 40 GHz.



**Figure 23** : Paramètres S entre deux ports obtenus via le programme Zpp.

L'obtention d'une large bande-passante sur le canal de propagation n'est pas si aisée et de nombreux zéros de transmissions sont observés. On peut constater que les frontières du guide d'onde à plans parallèles ont une très grande influence sur la propagation. Il va être nécessaire de les maîtriser pour obtenir de larges bandes passantes. Compte tenu du contexte CMOS, il paraît raisonnable de considérer que la propagation du signal sera réalisée sur un substrat silicium. D'autres outils, de simulation électromagnétique (HFSS<sup>TM</sup>, CST), nous permettront d'aborder des géométries plus complexes.

## 1.4 Caractéristiques du substrat silicium

### 1.4.1 Propriétés électromagnétiques du silicium

Comme cela a été évoqué dans le paragraphe précédent, nous allons considérer une propagation dans un substrat silicium. Il est important de connaître les caractéristiques de propagation au sein de ce matériau. Le substrat silicium est un matériau semi-conducteur ayant une constante diélectrique relativement élevée ( $\epsilon_r = 11.9$ ). Il peut être considéré comme isolant si sa résistivité est élevée. Sa forte permittivité relative provoque la concentration du champ électromagnétique ce qui permet de réduire ainsi les pertes par rayonnement. Le silicium possède des propriétés semi-conductrices notables. En effet, sa conductivité est située entre celle d'un isolant (inférieure à  $10^{-8}$  S/m) et celle d'un conducteur (de  $10^6$  à  $10^7$  S/m).

Un substrat silicium peut être représenté de la manière suivante, Figure 24. Il comprend une hauteur  $H_{Si}$ , une couche de dioxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>) de 2 à 4  $\mu\text{m}$  et un plan de masse en aluminium variant de 2 à 4  $\mu\text{m}$ . Les antennes simulées vont permettre d'étudier la propagation au niveau intra-puce sur un substrat haute résistivité (Si-HR) de 5000  $\Omega\cdot\text{cm}$ .

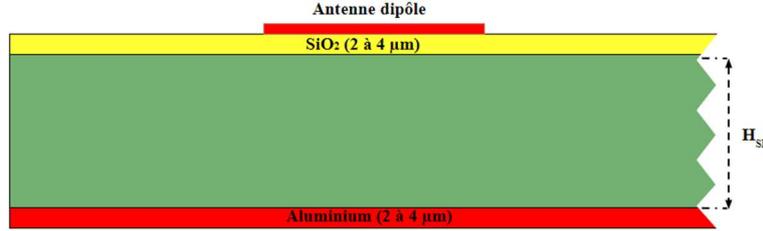


Figure 24 : Représentation de la structure étudiée.

Ses propriétés et son faible coût en font le matériau semi-conducteur le plus utilisé dans l'électronique (dispositif de puissance, circuits intégrés, transistors, diodes...). Sa perméabilité magnétique notée  $\mu$  est égale à celle du vide  $\mu_0$  car le silicium est un matériau non magnétique. Ainsi, il convient de noter que la perméabilité  $\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

L'équation du facteur de propagation peut être exprimée par  $\gamma = \alpha + j\beta$  avec  $\alpha$  la constante d'atténuation en Np/m et  $\beta$  sa constante de phase en Rad/m. Deux types d'atténuation peuvent être distinguées,  $\alpha_c$  (atténuation conductive) et  $\alpha_d$  (atténuation diélectrique). La propagation étant majoritairement confinée au sein du silicium, l'atténuation due au diélectrique  $\alpha_d$  (Np/cm) peut s'écrire :

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0} \cdot \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{\text{eff}}(f) - 1}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}(f)}} \cdot \tan \delta \quad (12)$$

Ou  $\epsilon_r = 11.9$ ,  $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide et  $\epsilon_{\text{eff}}$  la permittivité effective [60].

Les pertes d'un substrat silicium sont définies par la tangente de pertes (13), elles dépendent de la résistivité du substrat, plus la résistivité est élevée plus les pertes sont faibles. Un silicium haute résistivité (Si-HR) a peu de pertes à contrario d'un substrat basse résistivité (Si-BR).

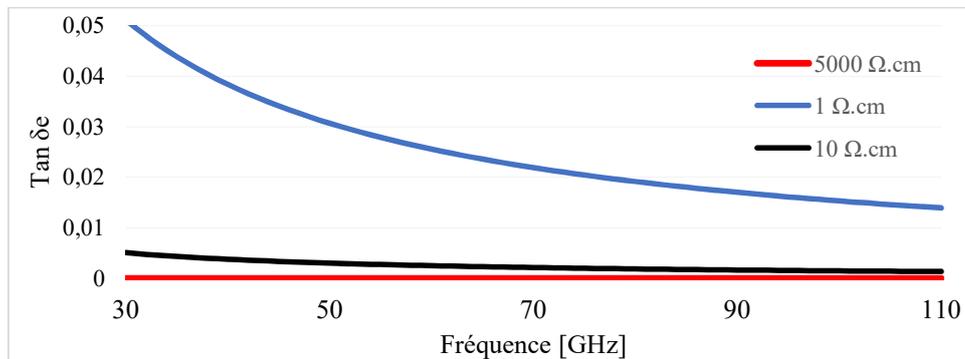
$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} + \frac{1}{\epsilon' \cdot \omega \cdot \rho} \quad (13)$$

Avec  $\epsilon''/\epsilon' = 0.0018$  [61],  $\rho$  la résistivité du substrat,  $\epsilon' = \epsilon_0 \epsilon_r$  la permittivité du silicium et  $\omega$  la pulsation égale à  $2 \cdot \pi \cdot f$ . L'augmentation de la fréquence de travail des circuits permet de réduire les pertes du semi-conducteur.

L'atténuation diélectrique  $\alpha_d$  (dB/cm) peut être obtenue après insertion des valeurs associées au silicium, l'équation devient :

$$\alpha d = \frac{\epsilon_{eff}(f) - 1}{\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \cdot \left\{ 1.7905 \cdot 10^{-3} f + \frac{153.09}{\rho} \right\} \quad (14)$$

Où  $f$  est la fréquence en GHz et  $\rho$  la résistivité en  $\Omega.cm$  [61].

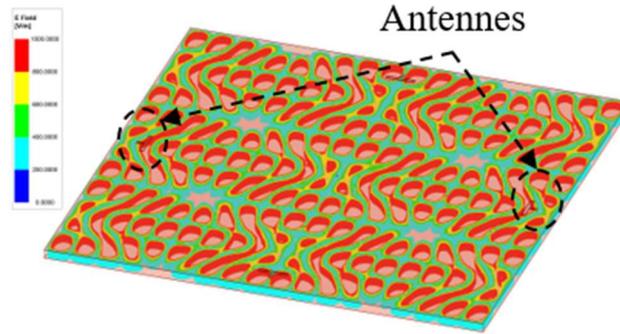


**Figure 25 :** Évolution des tangentes des pertes en fonction de la fréquence pour différentes résistivités.

La Figure 25 montre l'influence de la fréquence sur les tangentes de pertes du substrat silicium, notée  $Tan(\delta_e)$ , en fonction de 3 résistivités étudiées. Les pertes sont importantes pour la propagation au sein du silicium car elles sont directement liées à la résistivité. La valeur de la tangente de pertes lorsque  $r=5000 \text{ ohm.cm}$  tend vers 0.0018.

Des travaux sur l'impact de la température sur le silicium ont été réalisés pour des résonateurs accordables [62]. Cette étude montre que les propriétés thermiques du silicium en comparaison à du FR4 ont peu d'impact sur le fonctionnement des résonateurs (pertes et fréquence de résonance) et ce pour des températures allant jusqu'à  $100^\circ\text{C}$ .

La résistivité du silicium peut varier de quelques  $m\Omega.cm$  à quelques  $k\Omega.cm$ . Le choix de la résistivité dépend de l'application visée. Si le silicium est choisi pour être le milieu de propagation électromagnétique, sa résistivité doit être la plus élevée possible pour minimiser les pertes diélectriques. Cependant, sans modifications, cette forte résistivité associée à une forte permittivité provoque de nombreuses recombinaisons et détériore la propagation du signal. En effet, le différentiel de permittivité aux interfaces air-silicium provoque des réflexions partielles importantes (multi-trajet) néfastes pour les WiNoC [63]. Ces interfaces agissent comme des murs magnétiques et de nombreuses recombinaisons et interférences sont observées comme le montre la Figure 26.



**Figure 26 :** Distribution du champ électrique sur silicium à 60 GHz.

Ces interférences peuvent être destructives et constructives.

Plusieurs travaux de recherche ont été menés sur la propagation des signaux sur un substrat de silicium. Ils ont montré l'intérêt d'utiliser les interconnexions WiNoC sur les bandes passantes les plus larges possibles afin d'obtenir une bonne efficacité énergétique [64] [51]. Ces larges bandes passantes ont été obtenues en contrôlant les limites air-silicium ( $\epsilon_{rAir} = 1$  vs.  $\epsilon_{rSi} = 11.9$ ).

Le dopage est l'une des solutions permettant de contrôler la résistivité du silicium. Il permet d'augmenter efficacement sa conductivité électrique  $\sigma$ , comme cela va être expliqué dans la section suivante.

### 1.4.2 Etat de l'art du silicium dopé

Il est important de distinguer le silicium intrinsèque (non dopé) et le silicium extrinsèque (dopé). Le silicium intrinsèque fait référence à un semi-conducteur pur dont les concentrations d'électrons libres ( $n$ ) et de trous ( $p$ ) sont égales. Le matériau est électriquement neutre ce qui signifie qu'il y a le même nombre d'électrons négatifs que de charges positives. On peut ainsi noter (15) :

$$n = p = n_i \quad (15)$$

Avec  $n_i$  représentant la densité de porteurs intrinsèques.

Le silicium peut être dopé pour créer des semi-conducteurs de type N ou de type P nécessaire à la création d'une jonction PN. Un grand nombre de travaux ont exploités ses propriétés extrinsèques (polarisation d'une jonction  $N^+P^+$ ).

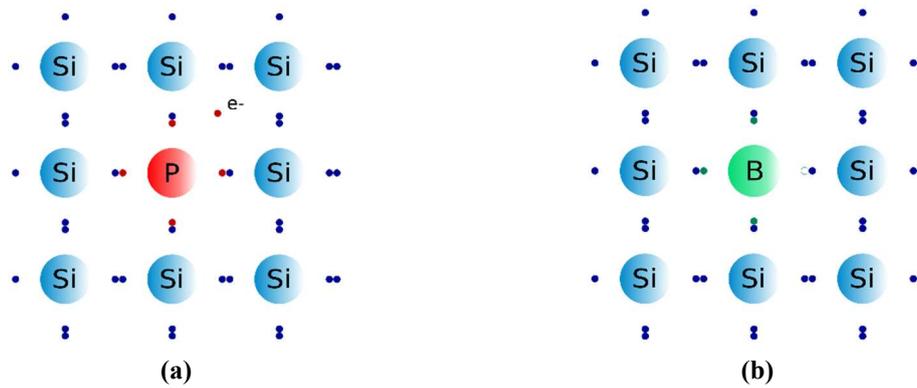


Figure 27 : Dopage de type N au phosphore (a), dopage de type P au bore (b) [65].

Le dopage de type N (un électron en plus), Figure 27 (a), est caractérisé par l'incorporation d'atomes donneurs  $N_d$  avec  $n \approx N_d$  et  $p \approx n_i^2/N_d$ . Le dopage étant effectif uniquement lorsque  $N_d \gg n_i$  avec  $n_i = 10^{10}$  at/cm<sup>3</sup>. Le dopage de type P (déficit d'électron), Figure 27 (b), est caractérisé par le nombre d'atomes accepteurs  $N_a$  ou  $p \approx N_a$  et  $n \approx n_i^2/N_a$ . [65].

La conductivité électrique d'un matériau étant inversement proportionnelle à sa résistivité son équation peut s'écrire (16) :

$$\sigma = 1/\rho = q \cdot (n \cdot \mu_n + p \cdot \mu_p) \quad (16)$$

Avec  $q$  la charge des électrons. La formation d'une jonction PN résulte de la mise en contact des dopages de types P et N. La réalisation d'une diode P<sup>+</sup>N est illustrée sur la Figure 28. Les étapes de fabrications sont détaillées ci-dessous [65], [66].

1) Nettoyage de la surface de silicium RCA puis oxydation thermique par voie humide. Le nettoyage RCA (Radio Company of America) permet de conditionner l'adhérence des couches d'oxyde à déposer ainsi que la qualité de l'interface Si-SiO<sub>2</sub>. L'oxydation thermique par voie humide constitue la première étape de fabrication.

2) Photolithographie. Ce procédé consiste en un dépôt d'une résine photosensible puis développée après insolation à travers le masque.

3) Retrait résine + oxyde des zones dopées.

4) Retrait résine : Élimination de la totalité de la résine par gravure plasma.

5) Dépôt de Sol-Gel : Procédé consistant à enduire le wafer d'une goutte de sol gel de bore.

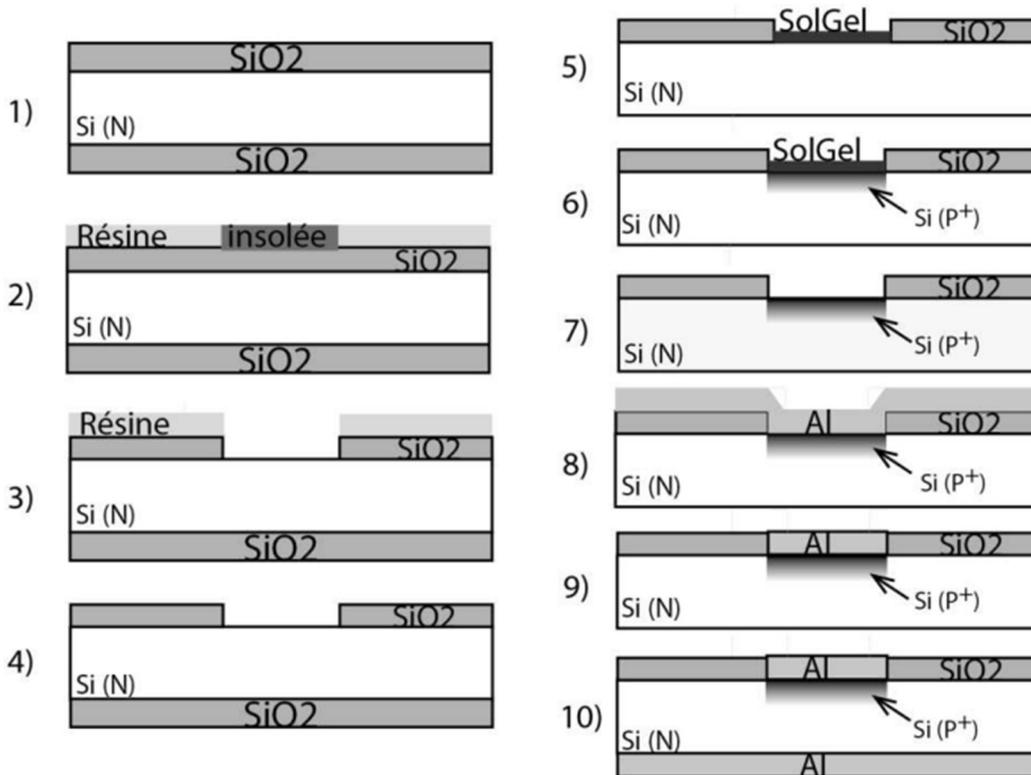
6) Diffusion des atomes de Bore permettant d'effectuer le dopage

7) Retrait Sol-Gel : Dissolution de l'excès de sol gel.

8) Dépôt d'aluminium d'une épaisseur de 2  $\mu\text{m}$  face avant :

9) Gravure aluminium : Réalisation d'une seconde photolithographie puis gravure de l'aluminium réalisée par gravure ionique.

10) Dépôt d'aluminium d'une épaisseur de 2  $\mu\text{m}$  face arrière



**Figure 28 :** Etapes illustrant la fabrication d'une diode P<sup>+</sup>N [65].

Le dopage non uniforme du silicium permet d'améliorer les performances de propagation en diminuant les trajets multiples et les recombinaisons. Diverses études ont exploité les propriétés du silicium sur divers sujets : filtres DBR commutables utilisant des zones dopées distribuées semi-conductrices [67], résonateurs accordables [68] ou encore des switch SPDT [69]. Cette technique sera davantage détaillée dans la section silicium dopé du chapitre 2.

### 1.4.3 Études des antennes réalisées sur substrat silicium

La haute permittivité du substrat silicium combinée à une montée en fréquence des circuits permet de réduire la taille des antennes. Cependant les antennes sur puce souffrent d'un faible gain, d'une bande passante étroite et d'un faible rayonnement en raison de la constante diélectrique élevée et de la faible résistivité du silicium. L'étude, [70], propose un état de l'art des différentes techniques et technologies mises en œuvre pour réaliser des

antennes sur puce à haute performance, dans la bande millimétriques et térahertz (THz). On y retrouve entre autres des antennes zig-zag, quasi-Yagi, monopoles et dipôles...

Plusieurs paramètres permettent d'évaluer les caractéristiques de l'antenne [71].

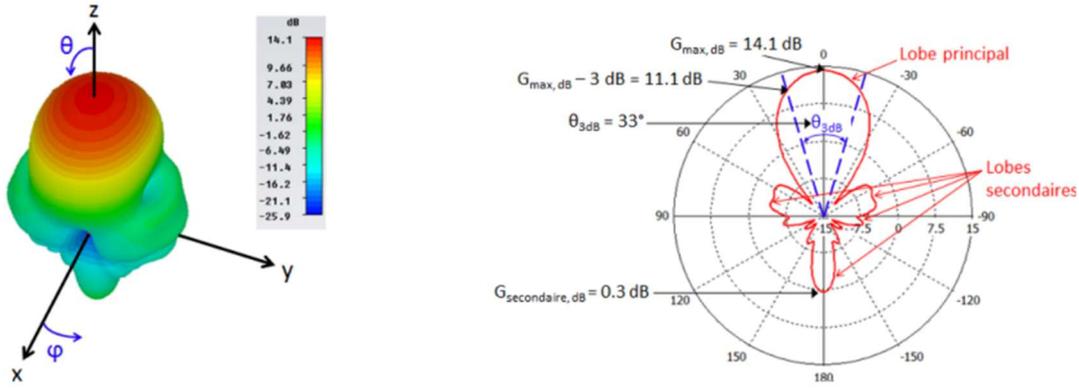
- **Le gain** : Le gain permet de décrire les performances d'une antenne. Il s'agit d'une mesure qui prend en compte l'efficacité de l'antenne ainsi que ses capacités directionnelles. Le gain d'une antenne noté  $G(\theta, \Phi)$ , dans une direction donnée  $(\theta, \Phi)$  est défini comme "le rapport d'intensité, dans une direction donnée  $P(\theta, \Phi)$ , à l'intensité de rayonnement obtenue si la puissance était rayonnée de façon isotrope. L'intensité du rayonnement correspondant à la puissance rayonnée de manière isotrope est égale à la puissance acceptée par l'antenne ( $P_{in}$ ) divisée par  $4\pi$ .

$$G(\theta, \Phi) = 4\pi \cdot \frac{P(\theta, \Phi)}{P_{in}} \quad (17)$$

- **Le rendement** : L'efficacité de rayonnement ou rendement de l'antenne noté  $\eta$  (généralement exprimée en %), est le rapport de la puissance rayonnée totale ( $P_{rad}$ ) sur la puissance d'entrée totale ( $P_{in}$ ) :

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (18)$$

- **La fréquence de résonance** : La fréquence de résonance notée  $f_0$  d'une antenne est la fréquence pour laquelle l'antenne est conçue. Une antenne est considérée comme adaptée ( $50 \Omega$ ) lorsque son coefficient de réflexion  $S_{ii}$  est inférieur à -10 dB. Sa bande d'adaptation ou bande passante en Hz est définie à -10 dB.
- **Le diagramme de rayonnement** : Il définit la répartition de la puissance rayonnée  $P(\theta, \Phi)$  d'une antenne dans l'espace. Le diagramme de rayonnement rend compte de la directivité et du gain de l'antenne comme présenté sur la Figure 29.

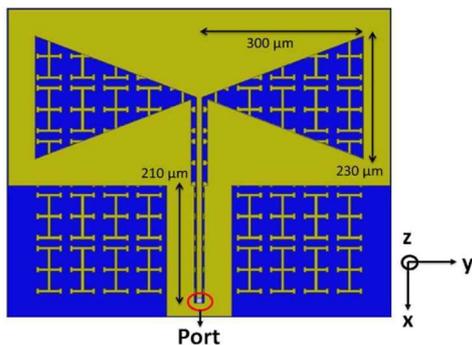


**Figure 29 :** Diagrammes de rayonnement 3D (gain en dB) et diagramme dans le plan yOz (gain en dB) [72].

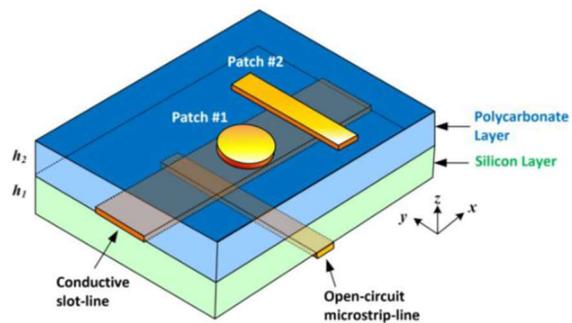
La plupart des antennes sur puces utilisent des technologies basées sur l'utilisation de silicium, telles que SiGe et CMOS, en raison de leur technologie avancée et de leur compatibilité avec les circuits numériques à grande échelle. Dans la littérature l'amélioration des performances des antennes sur puces, pour des substrats à haute résistivité, est visée. En effet la miniaturisation d'une antenne, pour des performances élevées (gain, efficacité), est cruciale mais complexe [73]. Pour assurer des débits élevés, la montée en fréquence est indispensable.

Des études sur la conception d'antenne sur puce à gain élevé sur substrat silicium ont été réalisées pour des applications Téràhertz [74], [75].

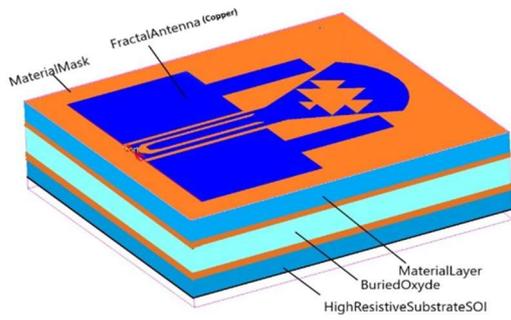
Pour les procédés CMOS réalisés sur silicium, le gain est négatif [76], [77]. Seules des modifications de structure permettent d'obtenir des gains plus importants et d'élargir la largeur de bande par l'intégration d'un guide d'ondes SIW [78], [79] ou d'une cavité d'air [80]. Les structures des différentes antennes sont présentées ci-dessous sur la Figure 30.



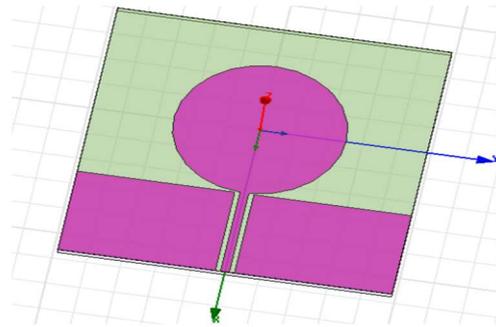
Modèle de simulation de l'antenne à fente bowtie [74].



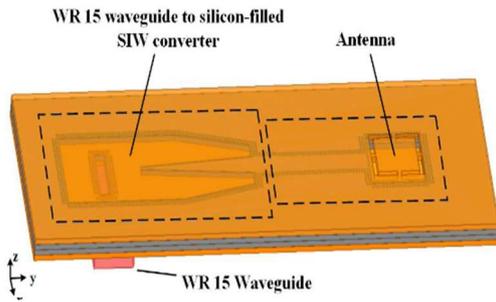
Antenne intégrée sur puce à base de silicium [75].



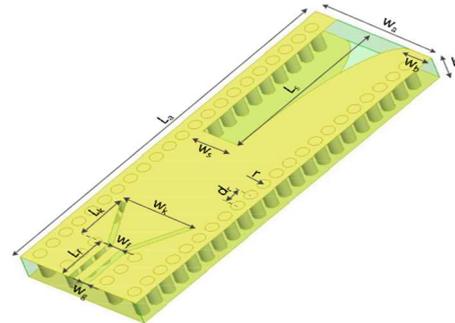
Structure NoChA de l'antenne sur puce [76].



Disposition d'un disque circulaire sur une antenne monopôle à puce [77].



Géométrie de l'antenne à faisceau conique [78].



Structure de l'antenne à fente conique proposée pour la bande W [79].

**Figure 30** : Présentation de différentes antennes étudiées sur silicium.

Un état de l'art des différents procédés de fabrication, fréquences centrales ( $f_0$ ), bande passante à -10 dB, efficacité  $\eta$  est effectué dans le Tableau 3. Dans le cadre de cette thèse, la propagation au niveau intra-puce sera traitée. Le but étant de propager le signal sur une bande passante suffisamment large afin d'obtenir des débits élevés.

**Tableau 3** : Etat de l'art des antennes silicium.

Ref	Procédé	Antennes	Nb antennes	$f_0$ (GHz)	BW (%)	$\eta$ (%)	Gain max (dBi)	Surface (mm <sup>2</sup> ) ou (mm <sup>3</sup> )
[78]	Si MEMS	fente remplie d'air	1	60	2,17	> 80%	3	-
[76]	Silicium	Bi-UWB	4x4	129	43.2 2	-	-5.795	0,824
[79]	Silicium CMOS	fente conique elliptique	7x7	94	7,45	-	18,5	-
[74]	IHP 0,13-um Bi-CMOS	Fente-Bowtie	1	97	-	-	-1.78	0,71*0,31 *0,65
[77]	Silicium CMOS	monopole	1	55	-	-	-4,96	1.953* 1.93*0.25

Ref	Procédé	Antennes	Nb antennes	fo (GHz)	BW (%)	$\eta$ (%)	Gain max (dBi)	Surface (mm <sup>2</sup> ) ou (mm <sup>3</sup> )
[75]	standard 120 um Silicium	Mécanisme d'alimentation couplée	15	300	8,5	70.8%	11.71	20*3,5*0,126
[80]	Si MEMS	résonateur diélectrique	1	11	54	-	6,8	19 × 19 × 1
[81]	28-nm Bulk CMOS	dipôle	2x2	127-154	19	50	8.2	-
[82]	40-nm Bulk CMOS Process	Patch	1	150	13	53	4,1	0,8*0,8

Les antennes dipôles sont intéressantes pour des communications point à point mais leur directivité n'est pas idéale pour des communications de type broadcast ou multicast. Une antenne omnidirectionnelle serait optimale pour cette application car elle émet la même puissance dans toutes les directions. Le signal sera propagé de manière uniforme au sein du substrat silicium. Le TSV (Through silicon via) est une solution envisagée pour résoudre ce problème.

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, les différentes solutions d'interconnexions pour les systèmes NoC ont été étudiées. Il est apparu que l'une des solutions les plus prometteuses est l'utilisation d'interconnexions sans fils WiNoC. Cette technologie est plus propice à la propagation multicast et broadcast. De plus, elle est compatible avec le procédé CMOS et simplifie grandement les opérations de routage. Ces systèmes WiNoC impliquent une propagation dans un substrat qui peut-être naturellement considéré comme du silicium. De ce fait, les différentes caractéristiques du silicium ont été dressées. Les problèmes électromagnétiques liés au différentiel de permittivité air-silicium ont un impact sur la propagation. La propagation guidée à plans parallèles devrait limiter les recombinaisons tout en améliorant la bande passante à -3 dB.

Les désavantages liés à la propagation sur silicium ont été abordés. Un état de l'art des antennes sur substrat silicium permet de comprendre qu'il est difficile d'obtenir de bonnes performances en termes de gain sans modification de structures.

Le silicium étant compatible avec les technologies CMOS, des solutions sont proposées dans le chapitre suivant. Ce substrat sera utilisé comme moyen de propagation.

## 2 Etude du canal de propagation d'un réseau sans fils sur puce de type WiNoC

### 2.1 Introduction

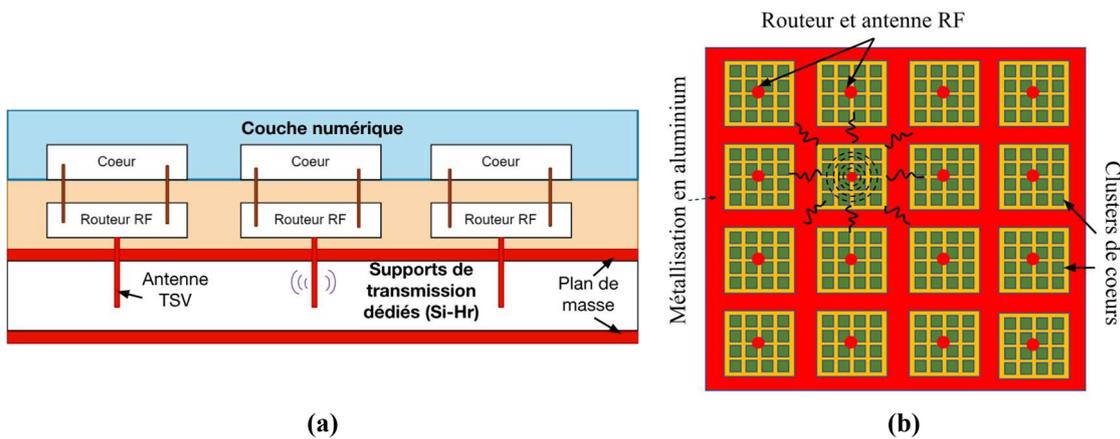
Dans le contexte des CMOS (Complementary Metal-Oxide Semi-conductor), les interconnexions de réseaux sans fils sur puce (WiNoC) sont prometteuses. La conception des circuits CMOS nécessite des transistors nMOS (transistor à oxyde de métal de type n) et pMOS (transistor à oxyde de métal de type p). Les transistors sont interconnectés par des fils métalliques sur un substrat silicium faiblement dopé. Les WiNoC vont être utilisés pour relier des clusters de cœurs entre eux. Cette interconnexion permet une faible complexité de routage, des communications multiples et simultanées et une réduction du couplage mutuel lié aux interconnexions câblées.

Dans la plupart des études sur le WiNoC, la propagation des ondes électromagnétiques est considérée dans l'air. Les antennes ont donc été spécifiquement conçues pour rayonner dans l'espace libre [83]. Une approche permettant de limiter ce rayonnement dans l'air, pour une architecture WiNoC, est détaillée dans la section suivante.

### 2.2 Architecture

Pour supprimer totalement la propagation dans l'air, nous proposons d'utiliser un substrat silicium placé entre deux plans métalliques. Ce support peut être considéré comme un guide d'ondes à plaques parallèles. Quant au substrat silicium, plus la résistivité est élevée plus les pertes sont faibles, ainsi il vaut mieux utiliser un substrat haute-résistivité.

Le concept d'un réseau sans fils sur puce utilisant ce support de propagation en silicium à haute résistivité est illustré à la Figure 31. La Figure 31. (a) montre une vue en coupe transversale de l'architecture WiNoC que nous envisageons. La Figure 31. (b) propose une topologie à 16 antennes et 256 cœurs. Dans ce scénario, l'utilisation de 16 antennes TSV peut être considérée comme des électrodes. Des clusters de cœurs permettent de réaliser des communications de type multicast (N vers M) ou broadcast (1 vers N).



**Figure 31** : Canal WiNoC, topologie à 16 cœurs : vue transversale (a) ; vue du dessus (b).

Plusieurs articles dans le domaine du WiNoC ont déjà repris ces architectures de réseau maillé [84], jusqu'aux systèmes à 256 cœurs [85]. L'impact sur la surface totale est minime, ce qui réduit considérablement l'empreinte des antennes. Compte tenu de la taille des puces, la propagation intra-puce devrait être possible pour une distance inter-élément de 10 à 20 mm. Comme démontré dans le chapitre 1, il est nécessaire de maîtriser les frontières air-silicium du guide à plans parallèles.

Dans ce chapitre, des solutions pour maîtriser ces frontières seront présentées. Le concept d'absorbant silicium basse résistivité (Si-Br) appliqué au guide d'ondes à plaques parallèles est repris dans le but d'atteindre la bande passante la plus large possible au niveau intra-puce à 60 GHz. A cette fréquence, les dimensions des antennes rayonnantes peuvent être facilement gravées sur la couche métallique supérieure dans les processus CMOS.

Le cheminement amenant au choix de la structure WiNoC finale est détaillé dans la première partie. Nous nous plaçons au niveau de la couche physique. Dans ce chapitre, les bandes de fréquences bande Ka [27-40] GHz et V [40-75] GHz sont envisagées. Dans le paragraphe suivant, les caractéristiques des substrats sont étudiées. La compréhension de ces propriétés va permettre de dimensionner, par la suite, notre canal de propagation.

## 2.3 Etudes des propriétés du substrat

### 2.3.1 Influence de la permittivité

L'influence de la permittivité d'un substrat sur la propagation et le dimensionnement d'un canal de propagation est étudiée.

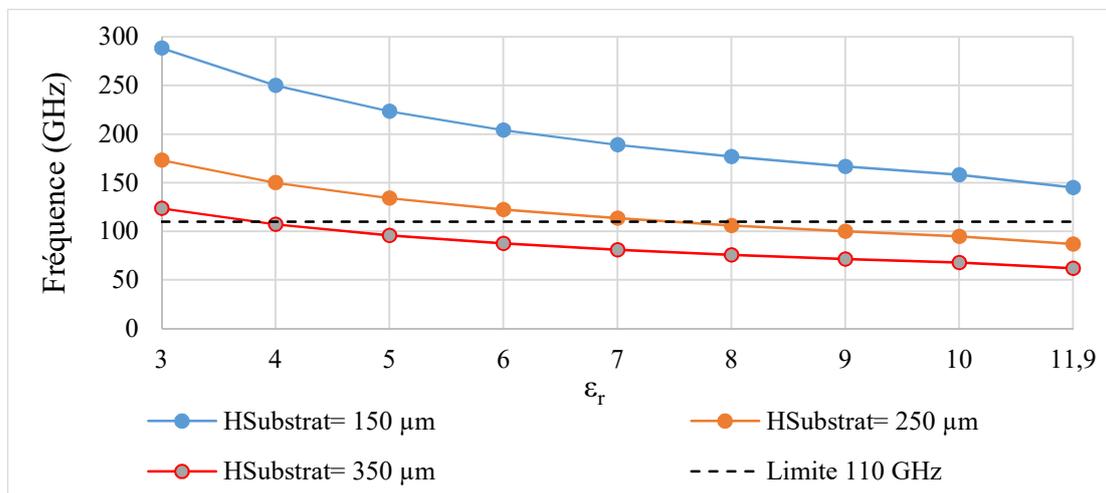
Le rapport entre la fréquence de travail du circuit, la permittivité du substrat et sa hauteur est décrite par la relation (19) :

$$H = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot 4} \quad (19)$$

Avec H la hauteur du substrat (m), c la vitesse de propagation de l'onde ( $m \cdot s^{-1}$ ), f la fréquence de travail (Hz) et  $\epsilon_r$  la permittivité relative.

En prévision de futures mesures, une limite à 110 GHz a été fixée correspondant à la fréquence maximale mesurable au laboratoire. La Figure 32 montre le lien théorique entre la valeur de permittivité relative d'un substrat et sa fréquence de résonance. Pour une même hauteur de substrat plus la permittivité relative est faible plus sa fréquence de résonance sera élevée. L'impact le plus important pour définir la fréquence de résonance du substrat se situe au niveau de sa hauteur. En effet, plus la hauteur du substrat est grande, plus la fréquence diminue.

Théoriquement, à partir d'une hauteur  $H_{\text{substrat}}$  de 350  $\mu m$ , une fréquence théorique  $F_{\text{théorique}} = 62$  GHz est trouvée pour une permittivité relative de 11.9.



**Figure 32** : Evolution des fréquences de résonances (GHz) en fonction de la permittivité relative  $\epsilon_r$  pour différentes hauteurs de substrat.

La permittivité n'est pas le seul facteur à prendre en compte pour le dimensionnement d'un canal de propagation. En effet, une cavité surdimensionnée donne lieu à de nombreux modes d'excitation. La largeur, la longueur liée aux distances inter-élément et la hauteur d'un substrat sont autant d'éléments à prendre en considération. Ces caractéristiques sont étudiées dans la section suivante.

### 2.3.2 Influence de l'épaisseur

Dans cette partie, plusieurs facteurs agissant sur la qualité du signal propagé au sein d'un substrat, d'une permittivité  $\epsilon_r = 11.9$ , sont étudiés. Cette étude est réalisée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS<sup>TM</sup>.

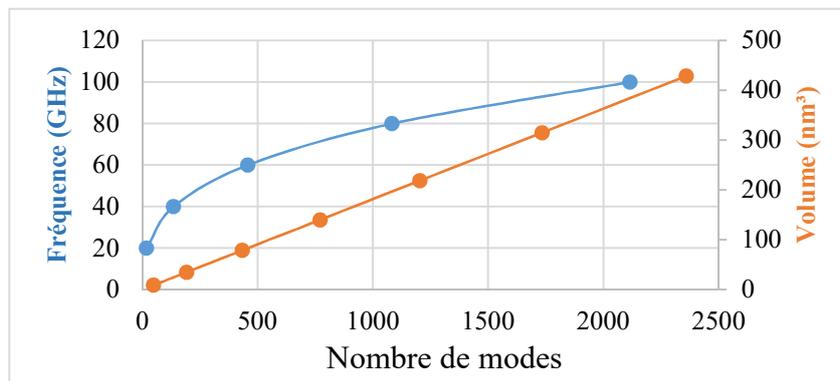
Le calcul du nombre de mode est donné par l'équation (20) [86] :

$$N = \frac{8 \cdot \pi \cdot V}{\lambda^3} \cdot \frac{\delta F}{f_0} \quad (20)$$

Avec  $V$  le volume en ( $m^3$ ),  $\lambda$  la longueur d'onde ( $m$ ),  $f_0$  la fréquence ( $Hz$ ). et  $\delta F = 2/3 \cdot f_0$  ( $Hz$ )

La relation montre une corrélation entre l'augmentation de la fréquence et l'augmentation du nombre de modes dans la cavité. De plus, le volume du substrat est également à prendre en compte. Dans le cas WiNoC, la communication intra-puce doit être réalisable pour une distance inter-élément allant de 10 à 20 mm correspondant à la taille des puces.

La Figure 33 a été tracée afin de montrer d'une part, l'influence de la fréquence, pour un volume donné, sur le nombre de modes (courbe bleue). D'autre part, l'influence du volume, pour une fréquence fixée à 60 GHz, sur le nombre de modes (courbe orange). Le volume donné correspond à un substrat d'une largeur et d'une longueur égales à 15.4 mm pour une épaisseur de 350  $\mu m$ , soit 83  $nm^3$ . Le nombre de modes augmente proportionnellement au volume du substrat comme le montre la Figure 33.



**Figure 33** : Influence de la fréquence en GHz, pour un volume de 83  $nm^3$  et du volume ( $nm^3$ ), à 60 GHz, sur le nombre de modes excités dans un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 11.9$ .

Le choix de ne pas abaisser la fréquence de travail du substrat est multiple : conservation des débits élevés, diminution de la taille des composants et comparaison des futurs circuits réalisés avec la littérature car de nombreux travaux utilisent cette bande de fréquence libre. A 60 GHz, le nombre de modes excités estimé est de 457 pour un volume de 83  $nm^3$ . Afin de réduire le temps de simulation et le nombre de modes excités, la bande de fréquence [30-50 GHz] est étudiée.

La propagation du signal dans un substrat haute résistivité est simulée par l'intermédiaire d'antennes dipôles résonant à 40 GHz. Dans le but d'obtenir des

transmissions optimales, les longueurs des dipôles et la hauteur des substrats doivent respecter les dimensions théoriques suivantes :

- $\lambda/4$  pour la hauteur des substrats notés «  $H_{\text{subThéorique}}$  »,
- $\lambda/2$  pour la longueur des dipôles notés «  $L_{\text{dipThéorique}}$  ».

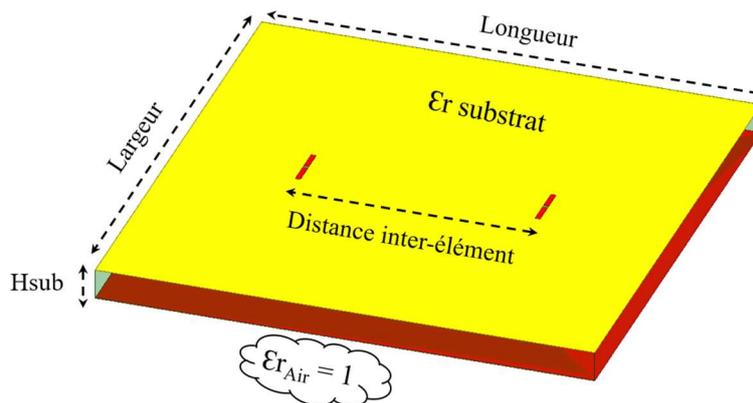
$H_{\text{subRéal}}$  indique la hauteur réellement appliquée en simulation permettant de résonner à 40 GHz. Les résultats de simulations sont montrés ci-dessous sur le Tableau 4:

**Tableau 4 :** Valeurs théoriques des substrats HR en fonction de la permittivité.

$\epsilon_r$	$H_{\text{subThéorique}}$ ( $\mu\text{m}$ )	$H_{\text{subRéal}}$ ( $\mu\text{m}$ )	$L_{\text{dipThéorique}}$ (mm)
4	938	818	1.88
6	765	680	1.53
8	662	598	1.33
10	593	544	1.19
11.9	544	505	1.09

Les permittivités varient de 4 à 11.9 dans le but d'évaluer l'impact du différentiel de permittivité entre l'air et le substrat sur la propagation du signal. Plus la permittivité est élevée, plus  $H_{\text{subThéorique}}$  et  $L_{\text{dipThéorique}}$  sont faibles. La résistivité des substrats est de 5000  $\Omega\cdot\text{cm}$ .

Plusieurs simulations ont ensuite été effectuées en faisant varier la longueur et largeur du substrat illustré Figure 34. Les résultats des simulations ont permis d'évaluer les influences du volume sur les signaux propagés, en termes de bande passante et de zéros de transmissions.



**Figure 34 :** Substrat seul, simulé à 40 GHz sur HFSS™.

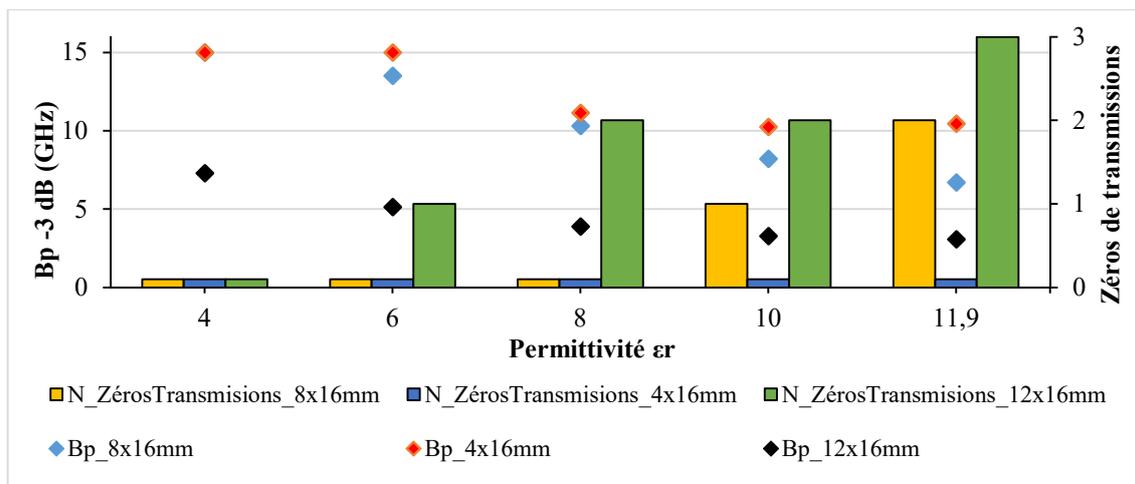
## 2.3.3 Influence d'autres dimensions

### 2.3.3.1 Variation de la largeur du substrat :

Pour cette étude, la distance inter-élément a été fixée à  $0.5 \lambda_0 = 3.75$  mm à 40 GHz. Cette distance a été choisie afin de limiter les effets des couplages mutuels entre antennes. Les simulations sont effectuées dans un environnement réel, c'est-à-dire en prenant en compte les interférences air-substrat aux frontières.

La Figure 35 récapitule les simulations HFSS effectuées pour une longueur de substrat fixée à 16 mm et trois largeurs différentes de 4, 8 et 12 mm. Les hauteurs de substrat sont optimisées en fonction de chaque permittivité, c'est pourquoi les comparaisons sont indépendantes. Ainsi, pour une même permittivité, plus la largeur de la cavité est grande, plus le nombre de zéros de transmissions est élevé.

La largeur du substrat a également une influence sur la bande passante, plus celle-ci est petite plus la cavité se rapproche d'un guide d'ondes. C'est pourquoi les meilleures performances en termes de bande passante pour un substrat silicium ( $\epsilon_r = 11.9$ ) sont atteintes pour une largeur de 4 mm, avec une  $B_p = 10.5$  GHz contre une  $BP_{-3dB} = 3$  GHz pour une largeur de 12 mm.



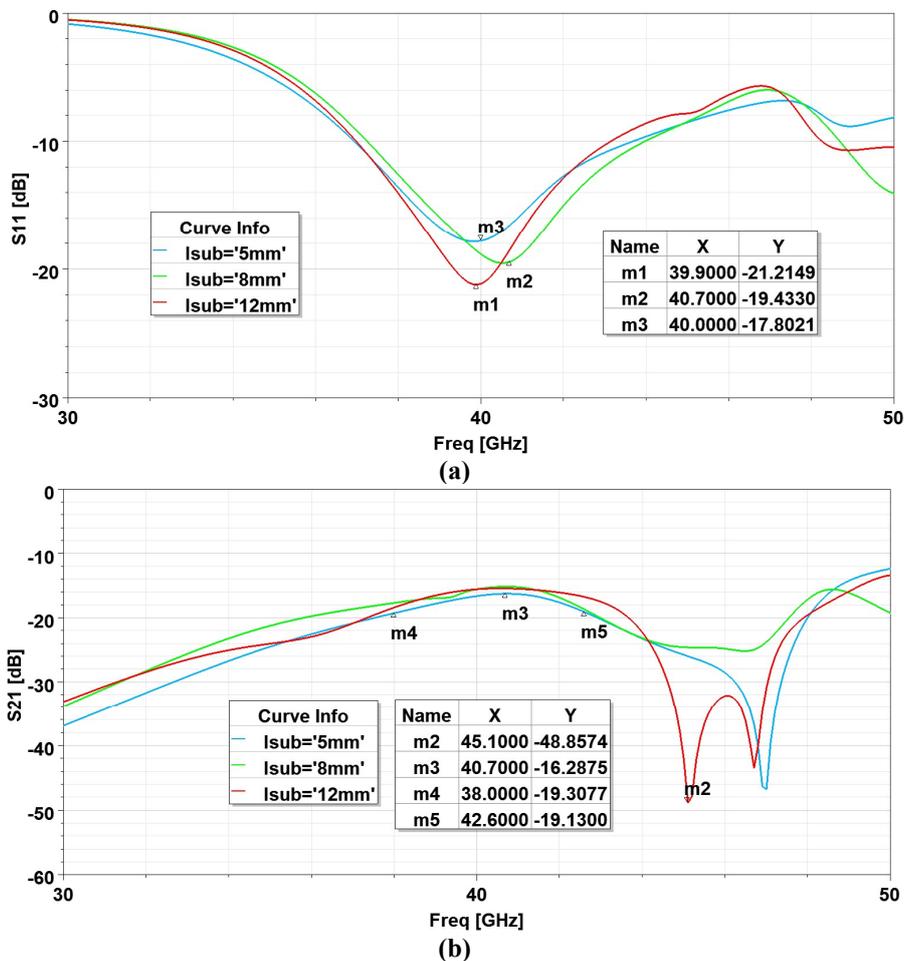
**Figure 35 :** Comparaison de la bande passante en transmission à -3dB (GHz) et des zéros de transmissions dans la bande [30-50 GHz] en fonction de la permittivité  $\epsilon_r$  pour différentes largeurs de substrat.

L'impact de la permittivité sur la propagation montre également le lien entre le différentiel de permittivité (Air-Substrat) et le nombre de zéros de transmissions. Un substrat silicium de permittivité  $\epsilon_r = 11.9$  engendrera plus d'effets néfastes sur le signal propagé (recombinaisons, faible bande-passante, trajets multiples...) qu'un substrat de plus faible permittivité. Une des solutions permettant de réduire la permittivité est de réaliser du silicium poreux. Ce thème sera abordé en perspective dans les chapitres suivants. Pour notre

étude et dans le but de réaliser des communications de type broadcast (de 1 vers N) sur un réseau maillé, un substrat se rapprochant par sa forme d'un guide d'ondes n'est pas privilégié. Cependant il reste utile pour une communication point à point. La variation de la longueur du substrat est ensuite étudiée.

### 2.3.3.2 Variation de la longueur du substrat :

La seconde phase de cette étude consiste à évaluer l'impact de la longueur, pour un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 11.9$ , sur la propagation. La hauteur du substrat théorique correspond à  $544 \mu\text{m}$  pour 40 GHz. En simulation, une hauteur optimale de  $505 \mu\text{m}$  a été obtenue, permettant de limiter les trajets multiples en transmission. La distance inter-élément est toujours fixée à  $0.5 \lambda_0$ , soit 3.75 mm. La taille du dipôle est de 1.09 mm.



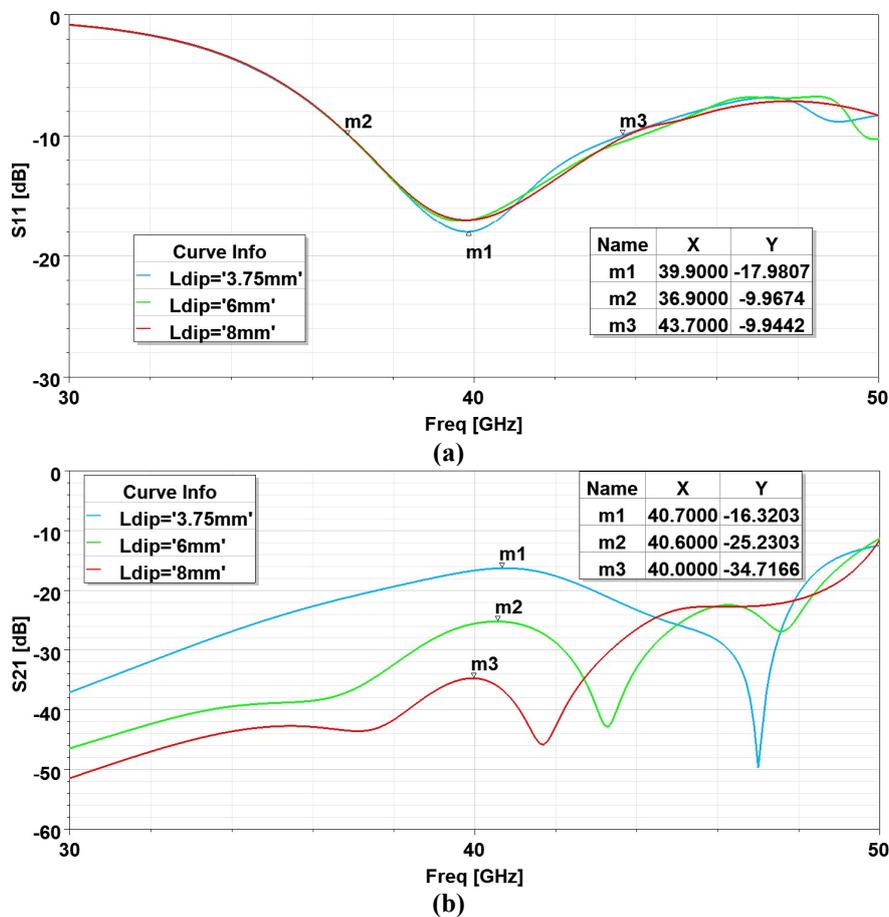
**Figure 36 :** Influence de la longueur d'un substrat  $\epsilon_r = 11.9$  sur HFSS™ ; résultats de simulation en adaptation (a) et en transmission (b).

Sur la Figure 36, trois longueurs de substrat sont étudiées pour une largeur de 8 mm. Les résultats de simulation montrent que le changement de longueur n'a pas d'influence sur la fréquence de résonance à  $\lambda_g/4$ . Les coefficients de réflexions ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ) obtenus se situent

entre -17.8 et -21.2 dB. Plus la longueur est importante, plus le coefficient de réflexion est faible. En augmentant la longueur du substrat, la distance entre les dipôles et la frontière Air-Substrat est modifiée. La distance permettant d'obtenir le meilleur compromis entre bande-passante, niveau et zéros de transmission est de  $\lambda/4$ , correspondant à une longueur 'Lsub=5mm'. Pour cette simulation, le coefficient de transmission ( $S_{12}= S_{21}$ ) est de -16.3 dB pour une bande passante BP-3dB de 4.6 GHz ce qui reste insuffisant pour les WiNoC.

### 2.3.3.3 Variation de la distance inter-élément d'un substrat :

Des distances inter-élément de 3,75 mm (i.e.  $0.5\lambda_0$ ), 6 mm et 8 mm ont été simulées pour une largeur de 8 mm. La structure reprend les mêmes caractéristiques que précédemment avec des dipôles placés en face à face. La distance entre les dipôles et la frontière Air-Substrat est  $\lambda/4$ .



**Figure 37 :** Influence de la distance inter-élément noté 'Ldip' d'un substrat  $\epsilon_r = 11.9$  sur HFSS™ ; résultats de simulation en adaptation (a) et en transmission (b).

La Figure 37 présente les résultats de simulation en adaptation (a) et transmission (b). Lorsque la distance inter-élément augmente, les coefficients d'adaptation sont similaires. On obtient pour une distance  $L_{dip} = 3.75$  mm,  $S_{11} = S_{22} = -18$  dB avec une bande

passante en adaptation BP<sub>-10dB</sub> égale à 6.8 GHz. Comme exposé sur la Figure 37 (b), l'augmentation de la distance a une incidence sur la bande passante et les niveaux de transmission. Le niveau de transmission décroît progressivement dans la partie basse du spectre en passant de -16.3 dB à -34.7 dB pour des distances de 3.75 mm et 8 mm respectivement. La bande passante diminue également avec l'apparition de zéros de transmission.

En conclusion, le dimensionnement de la cavité du substrat est important dans le but de réaliser des interconnexions WiNoC. Une cavité surdimensionnée verra l'apparition de modes détériorant la qualité du signal. La largeur du substrat et la distance inter-élément influent sur le niveau de transmission et de bande passante à -3 dB. Les résultats de simulations ont montré que les meilleures caractéristiques ont été obtenues pour un substrat se rapprochant d'un guide d'ondes. Cependant un tel substrat n'est pas envisagé pour la communication broadcast car il est plutôt adapté pour des communications point à point.

La hauteur du substrat va jouer sur la fréquence d'adaptation, le nombre de modes et donc la bande passante. Pour du silicium ( $\epsilon_r = 11.9$ ) une hauteur fixée à  $\lambda_g/4$  est optimale pour une fréquence donnée, néanmoins il est complexe de trouver des substrats répondant parfaitement à cette caractéristique.

Enfin, la permittivité élevée du silicium provoque des trajets multiples et des recombinaisons aux frontières air-substrat. Comme introduit précédemment au chapitre 1, la propagation sur substrat silicium est fortement dégradée en raison du différentiel de permittivité entre le silicium et l'air. Dans la section suivante, le dimensionnement du canal de propagation pour un substrat silicium est proposé. Des moyens permettant de limiter les recombinaisons et trajets multiples sont discutés.

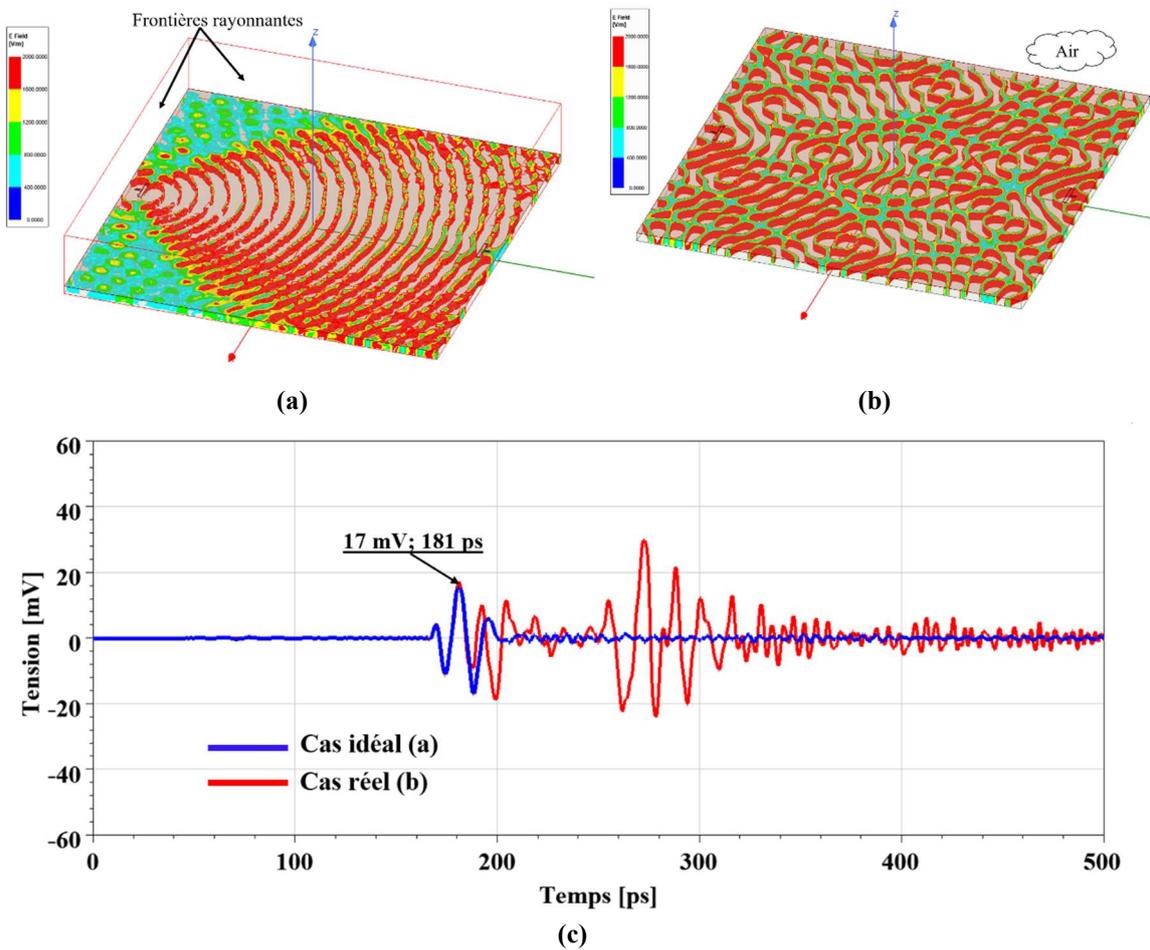
## **2.4 Dimensionnement et conception du canal de propagation Si**

### **2.4.1 Problèmes des réflexions multiples**

Le phénomène de trajet multiples et de recombinaisons est une donnée importante à analyser dans le cadre d'une propagation WiNoC. La vitesse des ondes dans l'air et dans le substrat est différente. Cette différence introduit une recombinaison des ondes, qui conduit à des ondulations sur la transmission en fonction de la fréquence. Le différentiel de permittivité entre l'air et silicium contribue à générer des trajets multiples dégradant les performances de propagation du signal. Les ondes réfléchies aux frontières interfèrent de manière constructive ou destructive.

Le terme « trajets multiples », se rapportant à un modèle de rayon, est employé lorsqu'un signal se propage sur de nombreux chemins pour atteindre un récepteur. Au sein des systèmes WiNoC, ils peuvent engendrer des interférences et des distorsions du signal. Ainsi, des erreurs dans le transfert d'information peuvent être provoquées ce qui est problématique dans les systèmes de transmission numériques hauts débits.

Le cas idéal représenté sur la Figure 38 (a), a été simulé en considérant des frontières rayonnantes placés aux interfaces, sur le logiciel HFSS<sup>TM</sup>. Les dimensions du substrat silicium sont les suivantes : 15,4\*15,4\*0,35 mm<sup>3</sup>. La distance inter-élément est de 14 mm. La longueur du dipôle est déterminée par la relation  $L_{dip} = \lambda g / 2$ , soit 0.72 mm à 60 GHz. Le champ est uniforme car il ne prend pas en compte les interférences liées aux frontières air-substrat. A contrario, la distribution du champ électromagnétique dans le cas réel, Figure 38 (b), laisse apparaître de nombreuses résonances et trajets multiples.



**Figure 38 :** Propagation du champ électromagnétique entre 2 antennes dans le cas idéal (a) et dans le cas réel (b) à 60 GHz ; simulation de la réponse impulsionnelle dans le cas idéal et réel (c).

La Figure 38 (c) montre la réponse impulsionnelle simulée sous HFFS pour les deux cas présentés. Les dipôles sont alimentés par une impulsion gaussienne de 1 V et d'une largeur de 4 ps. La simulation temporelle montre que les interférences sont fortement diminuées pour un milieu infini (cas idéal) par rapport au cas réel. Pour appliquer les techniques de modulation OOK, un milieu se rapprochant du cas idéal est favorisé. Par la suite, la forme fréquentielle sera utilisée pour évaluer la largeur de bande réalisable en transmission.

## 2.4.2 Solution pour un substrat Silicium

### 2.4.2.1 Présentation de la solution

Les études précédentes ont montré une corrélation entre la détérioration de la propagation du signal et la différence de permittivité entre l'Air et le Silicium. En effet la différence de permittivité entre le substrat silicium et l'air a un effet négatif sur la propagation et provoque des recombinaisons réduisant ainsi la bande passante à -3 dB disponible.

L'un des moyens retenus pour limiter les trajets multiples est d'utiliser une zone à pertes, (Figure 39). Ce procédé permet d'atténuer les ondes réfléchies aux interfaces et d'obtenir de larges bandes [44]. Dans le cadre de l'utilisation d'une démodulation on-off keying (OOK), cette large bande va favoriser l'obtention de débits importants.

Au bord de la périphérie de la cavité, un substrat silicium basse résistivité (Si-BR), est obtenu en polarisant une jonction  $N^+$  (côté supérieur) P (substrat)  $P^+$  (côté inférieur) dans la hauteur du substrat, comme le montre la Figure 39 (a) et (c). Le substrat silicium a une épaisseur de 350  $\mu\text{m}$  correspondant à une longueur d'onde guidée  $\lambda_g/4$  à 60 GHz. Les zones dopées  $N^+$  et  $P^+$  sont réalisées sur les faces supérieure et inférieure par des techniques de dépôt sol-gel puis de diffusion.

Ces zones dopées sont réalisées en introduisant des impuretés. Une tension de polarisation appliquée sur la jonction  $N^+P^+$  permet de jouer sur la résistivité du substrat silicium et ainsi de contrôler les pertes. L'amélioration des performances au niveau de la propagation intra-puce est obtenue [59].

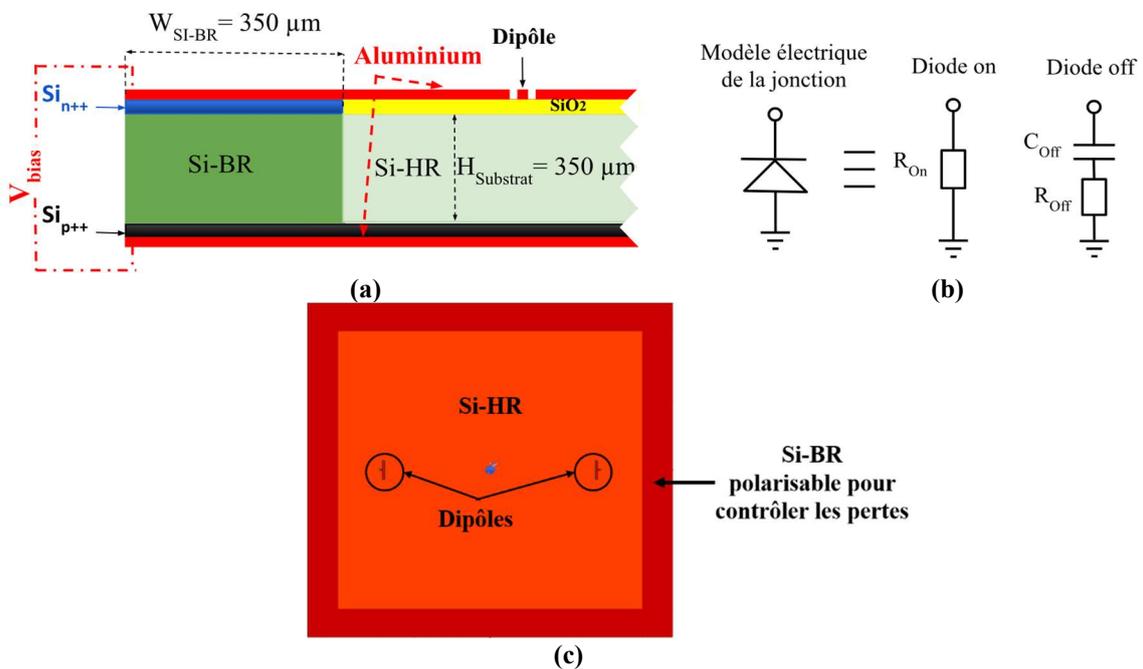
Le modèle de la jonction  $N^+P^+$  intégrée est illustré Figure 39 (b). Lorsque la tension de polarisation est négative, la diode est passante et peut être modélisée par une résistance de faible valeur. Lorsque la tension de polarisation est égale à 0 ou positive, la diode est bloquée et agit comme un circuit RC en série. Cette technique permet de contrôler la différence de permittivité aux limites air-silicium réduisant ainsi les trajets multiples [87].

Une métallisation à plans parallèles en aluminium est définie afin de limiter le rayonnement des antennes dans l'air et ainsi maximiser la bande passante. Le plan métallique supérieur du substrat et le plan de masse sont en aluminium et ont une épaisseur de 2  $\mu\text{m}$ . Une couche de dioxyde de silicium  $\text{SiO}_2$  ( $\epsilon_r = 4$ ) d'une hauteur de 1  $\mu\text{m}$  sert d'isolant.

La détermination de la résistance réalisée en fonction de la résistivité du substrat est décrite par la relation classique (21) :

$$R = \rho \frac{\ell}{S} \quad (21)$$

Avec  $R$ , la résistance ( $\Omega$ ),  $\rho$  : la résistivité du substrat ( $\Omega \cdot \text{cm}$ ),  $\ell$  la longueur (m) et  $S$  en  $\text{m}^2$ .



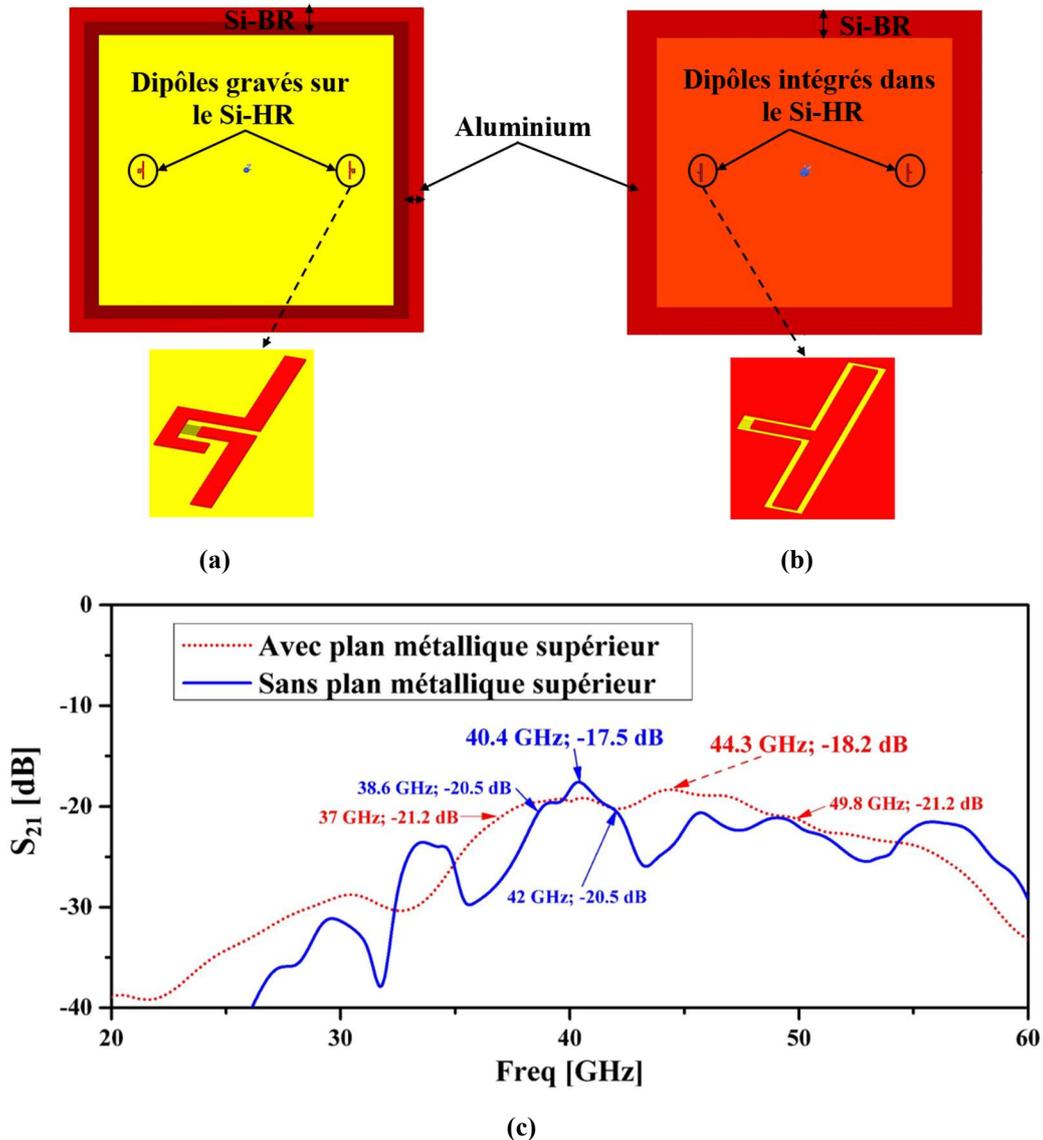
**Figure 39** : Vue latérale de la structure simulée (a) ; modèle électrique avec et sans polarisation (b) ; vue du dessus de la structure.

### 2.4.2.2 Validation de la solution

Dans cette section, les caractéristiques de propagation de la couche de silicium dédiée sont étudiées. Deux antennes dipôles sont proposées pour transmettre le signal dans le canal. Le but est de démontrer le potentiel de l'utilisation de couches environnantes à pertes pour optimiser la largeur de bande dans le canal de propagation. L'intérêt de la métallisation de la face supérieure du substrat de silicium dédié est illustré à la Figure 40. La comparaison de deux structures de propagation, sans et avec un plan métallique supérieur est effectuée.

Les dipôles sont conçus pour fonctionner dans la bande (Ka) à 40 GHz avec une épaisseur de substrat de 675  $\mu\text{m}$ . La métallisation supérieure et le plan de masse en aluminium limitent le rayonnement dans le plan z, les pertes par rayonnement [44], [46] et augmentent donc les niveaux de transmission. L'avantage d'un dipôle dans cette étude est sa simplicité de fabrication.

La Figure 40 (a) montre un circuit avec une métallisation partielle en aluminium sur les bords du substrat (côté rouge) utilisé dans [88]. Les deux dipôles sont gravés sur un substrat Si-HR (côté jaune) entouré d'un substrat Si-BR agissant comme un absorbant.



**Figure 40 :** Influence de la métallisation sur la face supérieure d'un substrat de silicium dans la bande Ka, (a) métallisation partielle ; (b) métallisation totale ; (c) paramètres  $S_{21}$  simulés.

Sur la Figure 40 (b), la métallisation en aluminium est totale, les dipôles sont intégrés dans le Si-HR et entourés par le Si-BR. La Figure 40 (c) montre les résultats de la simulation HFSS<sup>TM</sup> dans les deux cas, pour une transmission entre les dipôles.

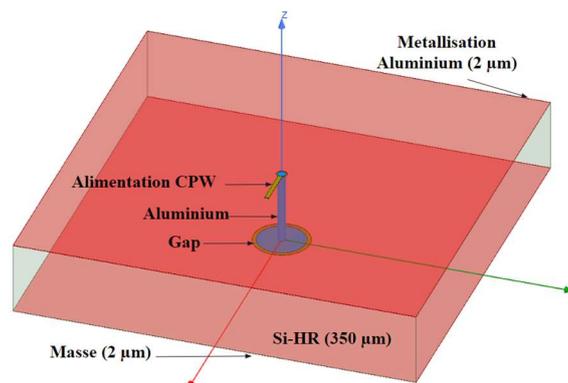
Dans le premier cas, sans plan métallique supérieur (courbe bleue), les antennes dipôles sont formées par un dépôt d'aluminium sur la surface supérieure du substrat de silicium. Une grande partie du signal se propage dans le silicium mais une infime partie de l'énergie est rayonnée dans l'air. Par conséquent, un guide d'ondes à plaques parallèles est proposé.

L'utilisation d'un plan métallique améliore le canal de propagation en réduisant le nombre de modes.

Dans le second cas, avec un plan métallique sur la face supérieure (courbe rouge), des fentes sont gravées dans l'aluminium pour former les antennes dipôles. Le substrat de silicium est utilisé comme milieu de propagation. Le rayonnement électromagnétique est guidé par le guide d'ondes métalliques à plaques parallèles, ce qui permet de réduire les zéros de transmission et d'augmenter la bande passante à - 3 dB. En effet, avec une métallisation supérieure, la bande passante à - 3 dB est multipliée par 4. Elle passe de 3,4 GHz à 12,8 GHz pour des niveaux de transmission similaires,  $S_{21} = -18,2$  dB, contre  $S_{21} = -17,5$  dB.

### 2.4.3 Optimisation de la forme de la zone à pertes

Les antennes TSV (Through Silicon Via) offrent une alternative aux interconnexions planaires traditionnelles. Comme son nom l'indique, le TSV est un port traversant qui a l'avantage de propager le signal directement dans la couche de silicium à des niveaux supérieurs à -3 dB, en simulation, mais avec une faible largeur de bande de transmission [89], [90]. Ces antennes peuvent être utilisées comme antennes RF et permettent de réaliser des liaisons multi-cœurs sans fils dans un substrat multicouche.



**Figure 41** : Antenne TSV simulée sur le logiciel HFSS<sup>TM</sup>.

Le TSV simulé est illustré à la Figure 41. Il suit le même concept que dans la première partie avec une jonction intégrée formant une couche de substrat Si-BR à la périphérie du substrat Si-HR. La plaque parallèle conductrice est en aluminium. L'accès 50  $\Omega$  est simulé avec un Lumped port. La hauteur (350  $\mu\text{m}$ ) et le rayon (20  $\mu\text{m}$ ) des TSV définissent sa fréquence de résonance. Sa hauteur dépend également de la hauteur du substrat. A 60 GHz,  $H_{\text{substrat}} = H_{\text{TSV}} = 350 \mu\text{m}$ . Il est possible de jouer sur l'adaptation en ajustant le diamètre des disques au niveau de la masse.

### 2.4.3.1 Études de la propagation entre deux TSV pour différentes formes d'absorbant Si-BR

Diverses configurations de géométrie d'absorbant (Si-BR) ont été étudiées dans le but de maximiser la propagation intra-puce. Les 9 structures sont représentées sur la Figure 43. Les parties « vertes » correspondent à la zone de silicium dopée. Plusieurs résistivités de la zone Si-BR ont été testées allant de 0.1 à 10  $\Omega\cdot\text{cm}$ . L'étude de la propagation est réalisée à l'aide de deux antennes TSV en considérant une distance inter-élément de 6 mm. La Figure 42 montre le paramètre  $S_{21}$  avec trois configurations d'absorbant étudiées, pour une résistivité de 10  $\Omega\cdot\text{cm}$ .

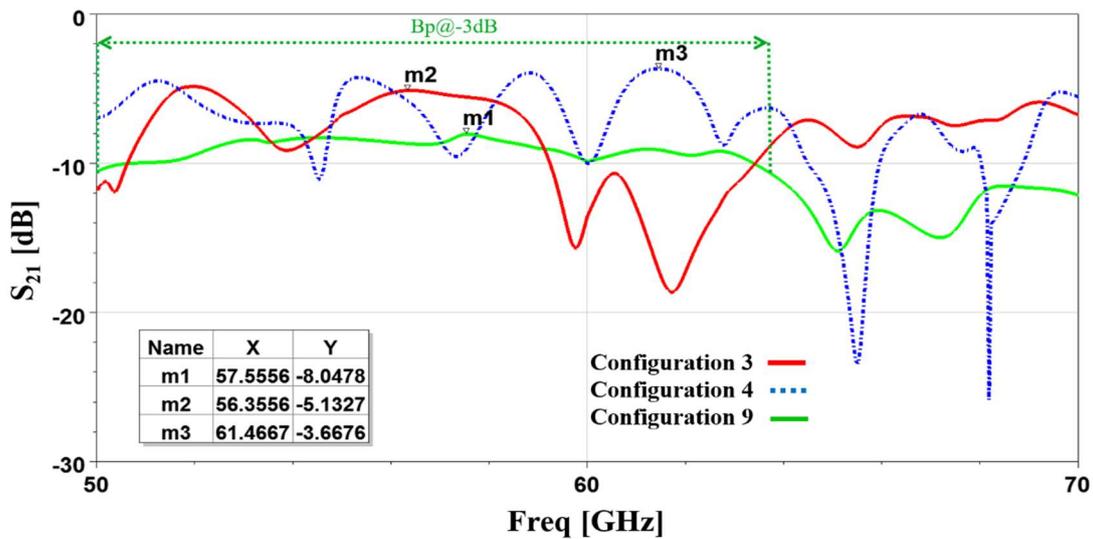


Figure 42 : Paramètres en transmission  $S_{21}$  pour 3 configurations d'absorbant (10  $\Omega\cdot\text{cm}$ ).

Les résultats des simulations dans la bande de fréquence [50-70 GHz] sont présentés sur le Tableau 5. On y retrouve les caractéristiques de propagation entre les deux antennes TSV (niveau max, bande passante à - 3dB, nombre de zéros de transmission...).

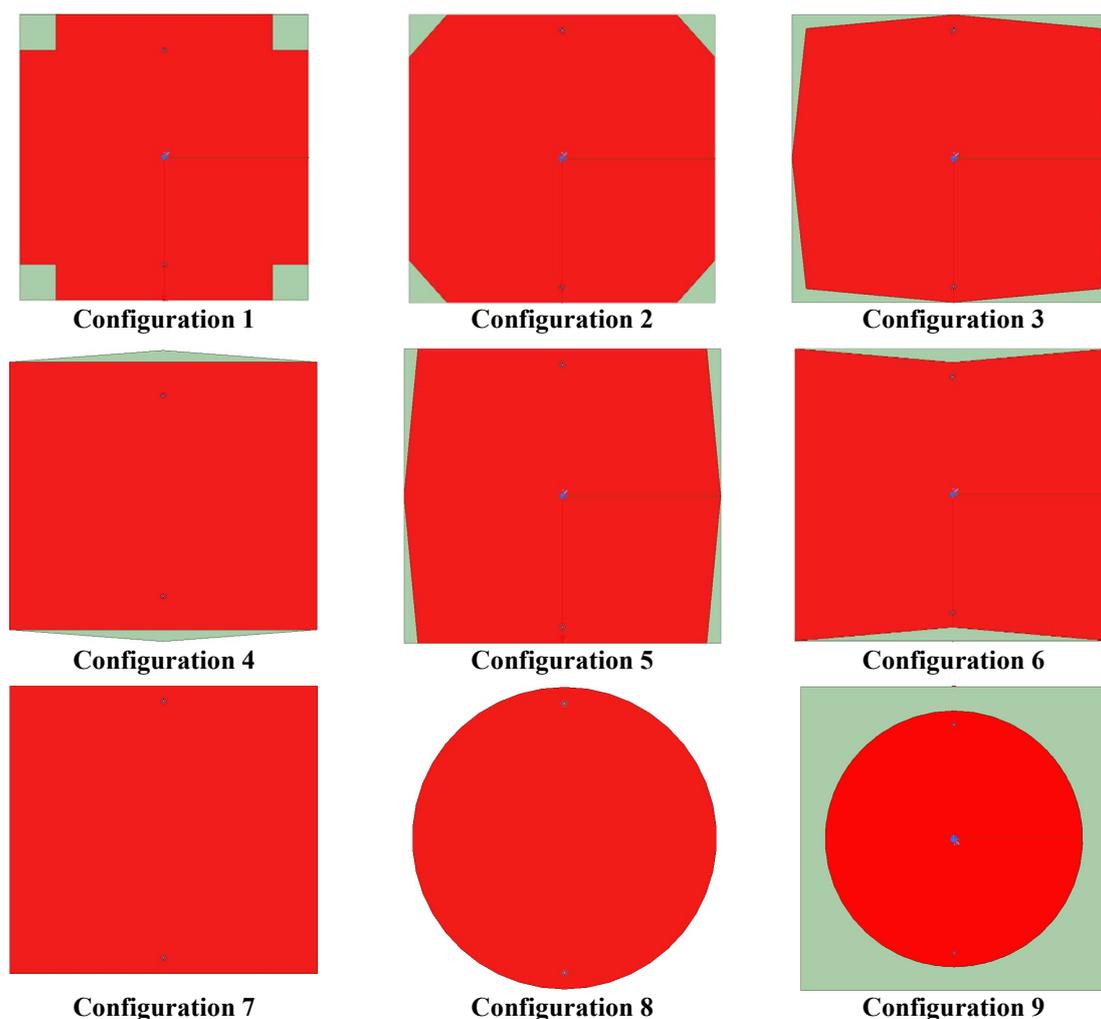


Figure 43 : Représentation des 9 scénarios étudiés pour un réseau sans fils de 2 antennes TSV.

Tableau 5 : Résultats de simulation des 9 configurations.

Transmission : 2 antennes	Résistivité Si-Br ( $\Omega.cm$ )	Fréquence de résonance (GHz)	Nb de zéros de transmission	BW-3dB_Sij (GHz)	Sij_max (dB)
Configuration 1	1	60.2	1	5.9	-5
Configuration 1	10	63	3	3.6	-1.7
Configuration 2	1	60.2	2	8.3	-4.1
Configuration 3	10	58.4	2	4.5	-5.1
Configuration 4	10	62.3	5	2.1	-3.7
Configuration 5	1	60.6	1	13.3	-18.1
Configuration 5	0.1	63	1	7.8	-5.2
Configuration 6	10	60	5	3.4	-3.5
Configuration 7	Aucun	64	6	2	-1.1
Configuration 8	Aucun	62.6	4	3.9	-1
Configuration 9	10	61.6	1	14	-8

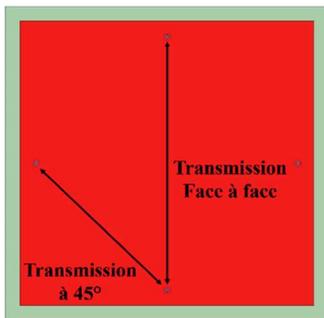
Sans absorbant, la forme circulaire (Configuration 8) a une bande passante doublée par rapport à un substrat rectangulaire (Configuration 7). On obtient respectivement, une  $BP_{-3dB}$  égale à 3.9 GHz contre une  $BP_{-3dB}$  égale à 2 GHz, pour un niveau de transmission

similaire. Au regard du nombre de zéros de transmission, de la bande passante à -3 dB et du niveau de transmission, le meilleur compromis serait de réaliser un substrat circulaire entouré d'un absorbant basse résistivité, comme présenté sur la configuration 9.

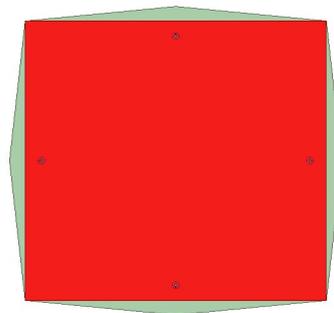
Une large bande-passante  $BP_{-3dB}$ , égale à 14 GHz, et des niveaux de transmissions élevés,  $S_{12} = -8$  dB, sont obtenus. Dans ce cas, la résistivité du Si-BR est de  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ . La forme de substrat Si-HR circulaire permet de diminuer la dimension totale de la cavité et ainsi le nombre de modes excités.

### Études de la propagation entre quatre antennes TSV pour différentes formes d'absorbant Si-BR

Pour valider la configuration de forme circulaire, une topologie de 4 antennes a été modélisée. L'évaluation du canal de propagation est effectuée pour des transmissions face à face et à  $45^\circ$ , comme illustré sur la configuration 1. Plusieurs formes d'absorbant sont comparées pour des résistivités de 1 et  $10 \Omega \cdot \text{cm}$ .



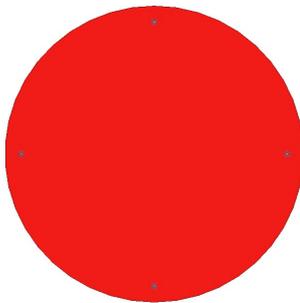
Configuration 1



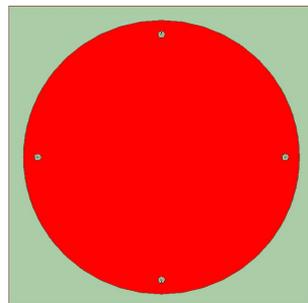
Configuration 2



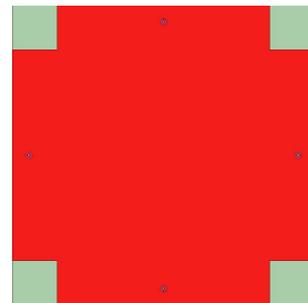
Configuration 3



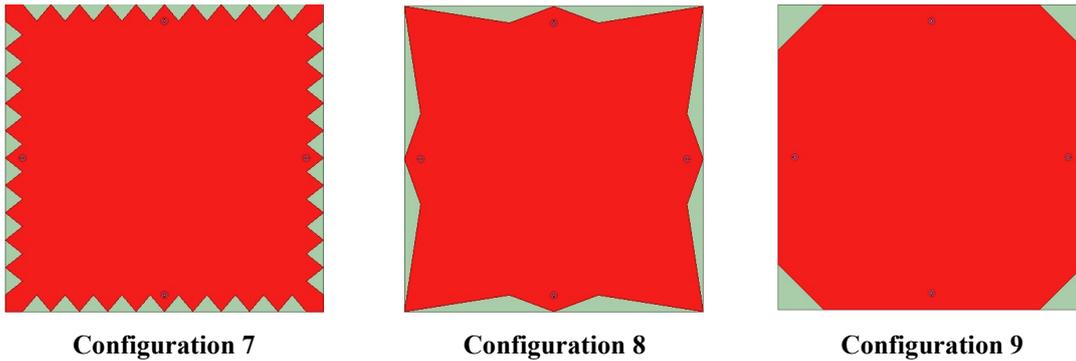
Configuration 4



Configuration 5



Configuration 6



**Figure 44** : Représentation des 9 scénarios pour un réseau sans fils de 4 antennes TSV.

**Tableau 6** : Résultats de simulation des 9 configurations, transmission face à face.

Transmission : 4 antennes	Résistivité Si-BR ( $\Omega.cm$ )	Fréquence de résonance (GHz)	Nb de zéros de transmission	BW-3dB $S_{ij}$ (GHz)	$S_{ij\_max}$ (dB)
Configuration 1	1	55.8	0	14.8	-19.2
Configuration 1	10	61.3	2	6	-8.9
Configuration 2	1	55.6	1	14	-19.2
Configuration 2	10	61.3	1	2.3	-6.8
Configuration 3	Aucun	61.3	5	2.9	-1.3
Configuration 4	Aucun	54.7	6	2.4	-2.1
Configuration 5	1	56.1	0	15.4	-19.1
Configuration 5	10	61.5	2	5	-10.1
Configuration 6	1	61.1	1	3.6	-8.6
Configuration 6	10	60.4	2	2.8	-3
Configuration 7	1	60.2	1	7.7	-21.6
Configuration 7	10	59.4	3	2.2	-10.3
Configuration 8	1	60.8	1	9.3	-10.7
Configuration 8	10	63.1	3	6.5	-24.2
Configuration 9	1	61.3	3	2.6	-5.8
Configuration 9	10	59.3	4	3.5	-2.4

La comparaison entre les 9 structures représentées Figure 44, va permettre de déterminer la forme d'absorbant comportant les meilleurs compromis. Quatre antennes TSV omnidirectionnelles sont simulées pour une distance inter-élément de 6 mm.

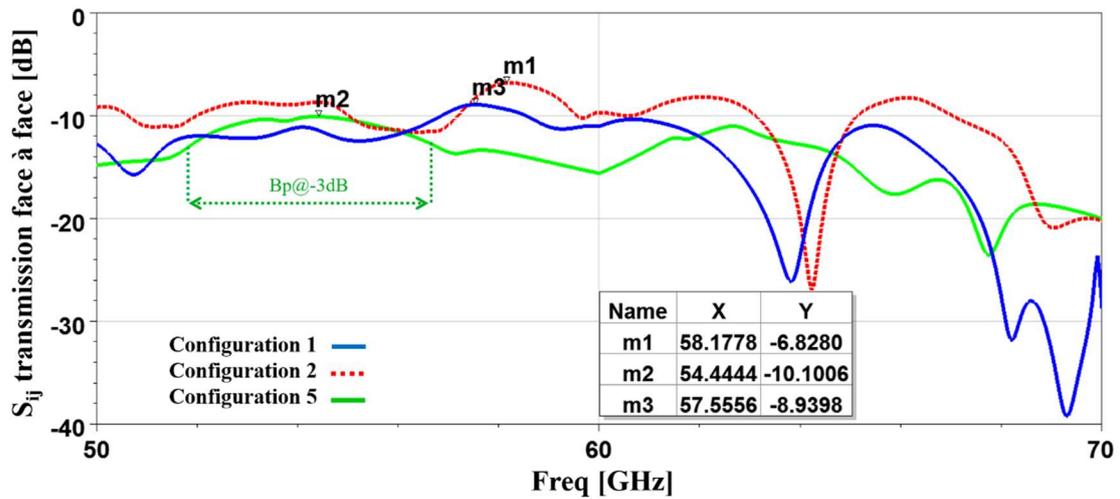
Des configurations rectangulaires et circulaires, sans absorbant, sont étudiées (Config. 3 et 4). Le Tableau 6 résume les performances simulées des 9 configurations pour une transmission face à face. La configuration 1 fournit une bande passante en transmission face-à-face de 14.8 GHz mais avec un très faible niveau de transmission de l'ordre de -19.2 dB, pour une résistivité d'absorbant Si-BR = 1  $\Omega.cm$ .

Une résistivité d'1  $\Omega.cm$  augmente les pertes. Ainsi, les configurations 1, 2 et 5 présentent des niveaux de transmission directe inférieure à -19 dB pour une transmission face-à-face et inférieure à -16 dB pour des transmissions à 45°. La taille de l'absorbant n'est pas négligeable, la configuration 6 permet d'obtenir un niveau de -8.6 dB mais pour une

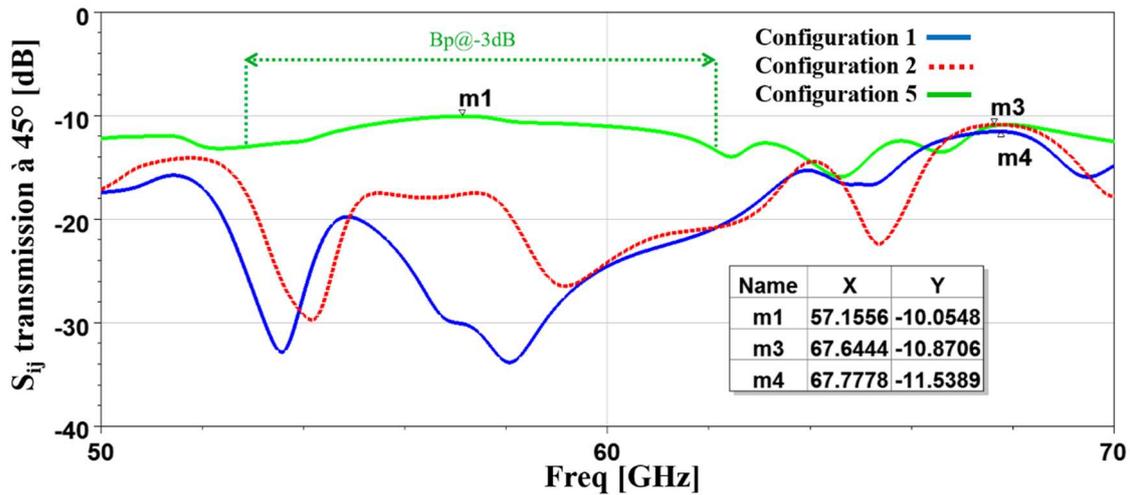
bande passante de 3.6 GHz. Un compromis est trouvé sur les configurations 1 et 5 pour une résistivité de 10  $\Omega$ .cm.

Les résultats de simulations pour 3 configurations sont illustrés sur la Figure 45. Que ce soit en transmission face à face, Figure 45 (a), ou à 45° Figure 45 (b), la configuration 5 (basée sur un absorbant circulaire) présente le meilleur compromis niveau de transmission-bande passante ( $S_{ij} < -20$  dB ;  $BP_{-3dB} > 15$  GHz).

Les caractéristiques des 9 configurations simulées, pour une transmission à 45° (voir configuration 1), sont présentées sur le Tableau 7 ci-dessous. La plus large bande-passante est obtenue pour la configuration 5 avec  $BP_{-3dB} = 9.2$  GHz, pour un niveau de transmission de -10 dB. Pour réaliser des communications broadcast, le meilleur compromis est d'utiliser la forme circulaire.



(a)



(b)

Figure 45 : Simulations de 4 antennes TSV, pour 3 configurations d'absorbant (10  $\Omega$ .cm). (a) transmission face à face  $S_{ij}$  ; (b) transmission  $S_{ij}$  à 45°.

**Tableau 7** : Résultats de simulation des 9 configurations, transmission à 45°.

Transmission à 45° : 4 antennes	Résistivité Si-BR ( $\Omega.cm$ )	Fréquence de résonance (GHz)	Nb_Zéro de transmission	BW-3dB_Sij (GHz)	Sij_max (dB)
Configuration 1	1	55.8	1	6	-17
Configuration 1	10	61.3	2	3.1	-11.5
Configuration 2	1	55.6	1	4.8	-16.7
Configuration 2	10	61.3	3	2.7	-10.9
Configuration 3	Aucun	61.3	6	2	-7
Configuration 4	Aucun	54.7	5	3.8	-6.3
Configuration 5	1	56.1	1	7	-17.9
Configuration 5	10	61.5	1	9.2	-10.1
Configuration 6	1	61.1	1	5.3	-9.7
Configuration 6	10	60.4	4	2.7	-7.6
Configuration 7	1	60.2	1	5.6	-20.4
Configuration 7	10	59.4	3	1.9	-13.4
Configuration 8	1	60.8	1	15.8	-19
Configuration 8	10	63.1	2	8.8	-9.9
Configuration 9	1	61.3	3	3.8	-8.9
Configuration 9	10	59.3	4	3.5	-7.3

#### 2.4.4 Validation de l'optimisation, fabrication et mesure

La fabrication d'antennes TSV au Lab-STICC étant impossible d'un point de vue technologique, des antennes « dipôles », ont été développées. Elles permettent de diminuer le coût de fabrication et valident ainsi par la mesure notre approche. L'importance du niveau de transmission est secondaire par rapport à la largeur de bande passante à -3 dB puisqu'un LNA peut permettre de l'amplifier. De plus, le niveau de transmission doit être aussi constant que possible sur la bande de fréquence la plus large possible. Pour cette étude, la fréquence de travail des antennes a été fixée à 60 GHz pour des distances inter-élément de 6 mm et 14 mm.

Dans ce document, la caractérisation et le contrôle du canal dédié sont étudiés afin de maximiser la largeur de bande. Cette section décrit notre approche, présente la conception, la simulation et la mesure dans la bande de fréquences [30-67] GHz, pour 2 et 4 antennes gravées dans la plaque métallique supérieure d'un substrat silicium. La réalisation des limites absorbantes (Si-BR) à partir d'une tension de polarisation contrôlable est démontrée. Les résultats en matière de transmission et de largeur de bande sont comparés à diverses études sur les WiNoC dans la littérature.

L'aspect géométrique du substrat a été étudié précédemment pour augmenter la largeur de bande en considérant un guide d'ondes à plaques parallèles en silicium. La Figure 46 (a) présente les zéros de transmission et la cartographie du champ électromagnétique dans deux cas (circulaire et rectangulaire).

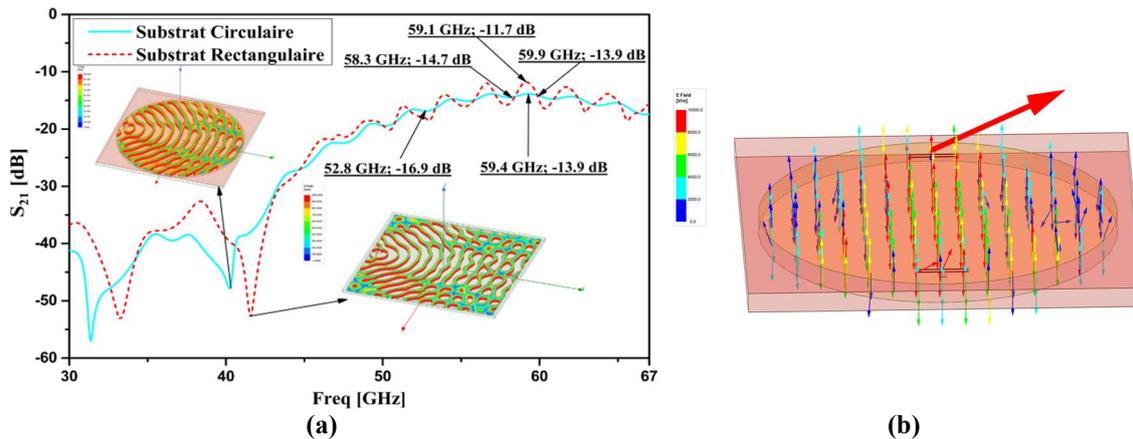
L'épaisseur du substrat est de 350  $\mu m$  de manière à n'exciter qu'un seul mode TE au sein d'une propagation en 2D, comme le montre la Figure 46 (b). L'équation (22) est

utilisée pour calculer la fréquence de coupure du premier mode supérieur  $TE_{11}$  du guide d'ondes à plaques parallèles, on suppose que  $W_{Sub} \gg H_{Sub}$  :

$$f_{c11} = \frac{1}{2 \cdot H_{Sub} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (22)$$

Où  $\epsilon_r = 11,9$ , la largeur et la hauteur du substrat sont respectivement  $W_{Sub} = 16,1$  mm et  $H_{Sub} = 350$   $\mu$ m.

Dans notre circuit à 60 GHz, la fréquence de coupure du premier mode supérieur est de 124 GHz, ce qui signifie qu'un seul mode TEM se propage entre 0 et 124 GHz.



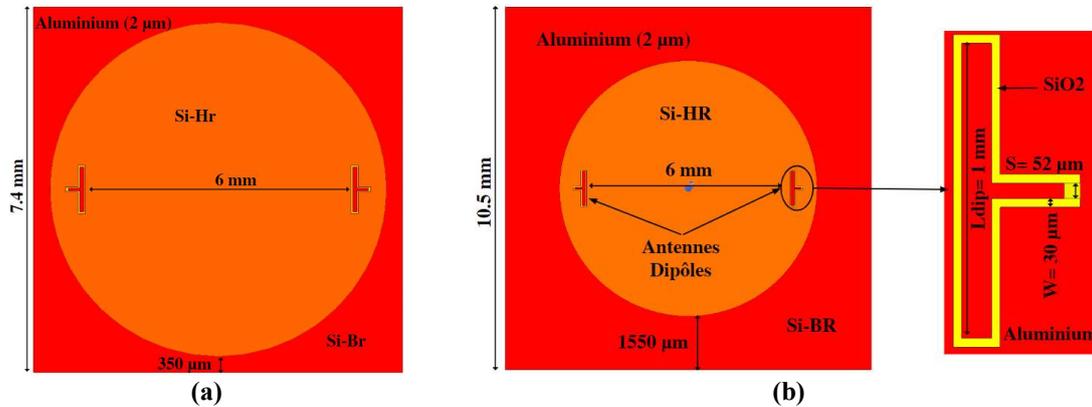
**Figure 46 :** (a) Comparaison entre un substrat circulaire et rectangulaire sur les paramètres  $S_{21}$ , simulation HFSS<sup>TM</sup>; (b) cartographie des vecteurs de champ électrique à 60 GHz.

Une structure avec un substrat circulaire permet d'améliorer la largeur de bande en transmission en évitant les recombinaisons présentes dans les coins du substrat rectangulaire. La diminution des interférences permet d'obtenir une bande passante à -3 dB supérieure à 14 GHz contre seulement 1.6 GHz pour un substrat rectangulaire.

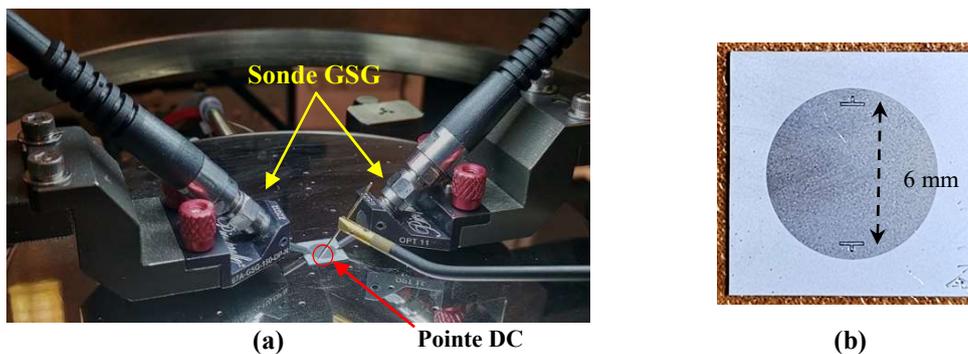
#### 2.4.4.1 Substrat circulaire : distances inter-élément de 6 mm\_2 dipôles

Les premières mesures ont été effectuées pour une distance inter-éléments de 6 mm. Cette distance a initialement été choisie afin d'étudier les différents modes d'excitation des canaux. Un substrat circulaire Si-HR, comprenant deux antennes dipôles d'une longueur d'1 mm gravées dans la plaque métallique supérieure, est défini. Dans un premier temps, en simulation, les dimensions totales du circuit conçues pour résonner à 60 GHz, représentaient 7,4\*7,4\*0,35 mm<sup>3</sup>, Figure 47 (a). Les contraintes de fabrication du circuit exigeaient une longueur et une largeur minimale de 10,5 mm. Pour satisfaire cette contrainte, la longueur du Si-BR a été augmentée, en passant de 0,35 mm ( $\lambda_g/4$ ) en simulation à 1,55 mm en fabrication comme illustré Figure 47 (b). Ce changement de dimension explique le décalage en fréquence observé Figure 49.

Les antennes sont placées à une distance correspondant à  $\lambda_g/4$  de la partie BR. Une alimentation CPW de  $50 \Omega$  est simulée en tant que lumped port sur HFSS™. Les circuits ont été réalisés au laboratoire GREMAN à Tours puis mesurés au Lab-STICC à l'aide d'une station sous-pointes et d'un analyseur de réseau ZVA67 Rhodes & Schwarz capable de fonctionner jusqu'à 67 GHz.



**Figure 47 :** Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 6 mm (a) Si-BR=350  $\mu\text{m}$  ; (b) Si-BR=1550  $\mu\text{m}$ .



**Figure 48 :** Photos du dispositif de mesure de la station sous-pointes (a) et circuit mesuré (b).

La Figure 48 illustre le dispositif de mesure de la station sous-pointes (a) et le circuit silicium pour une distance inter-éléments de 6 mm (b). Deux sondes GSG, connectées à l'analyseur de réseau ZVA67, sont placées directement sur l'alimentation du guide d'ondes coplanaire (CPW) des dipôles. Une pointe DC est utilisée pour polariser la jonction Si-BR à l'aide d'un générateur fournissant une tension continue négative. Les mesures ont été effectuées dans la bande de fréquence 30-67 GHz après une calibration à l'aide d'un kit SOLT (Short, Open, Load and Thru). La calibration va permettre de corriger les erreurs liées aux câbles RF et aux composants internes de l'analyseur.

L'intérêt de contrôler les limites air-silicium est démontré par les résultats de la Figure 50. Les tensions de polarisation indiquées sont les tensions mesurées sur le circuit dans la région dopée. Elles permettent d'optimiser la largeur de bande passante à -3 dB.

Plus la tension appliquée est élevée, plus le signal transmis est aplani et plus l'atténuation des effets parasites est importante.

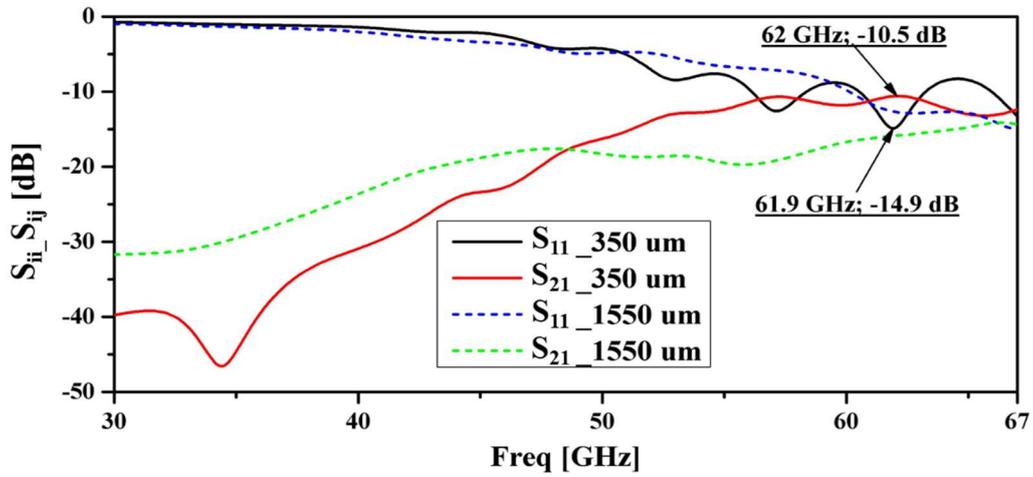


Figure 49 : Paramètres S en simulations, pour deux zones dopées de longueur différente, 350  $\mu\text{m}$  et 1550  $\mu\text{m}$

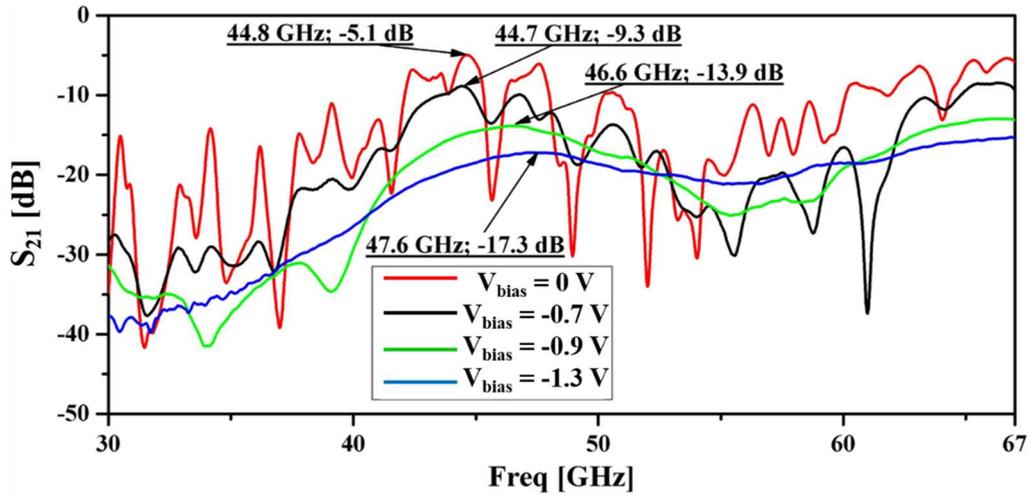
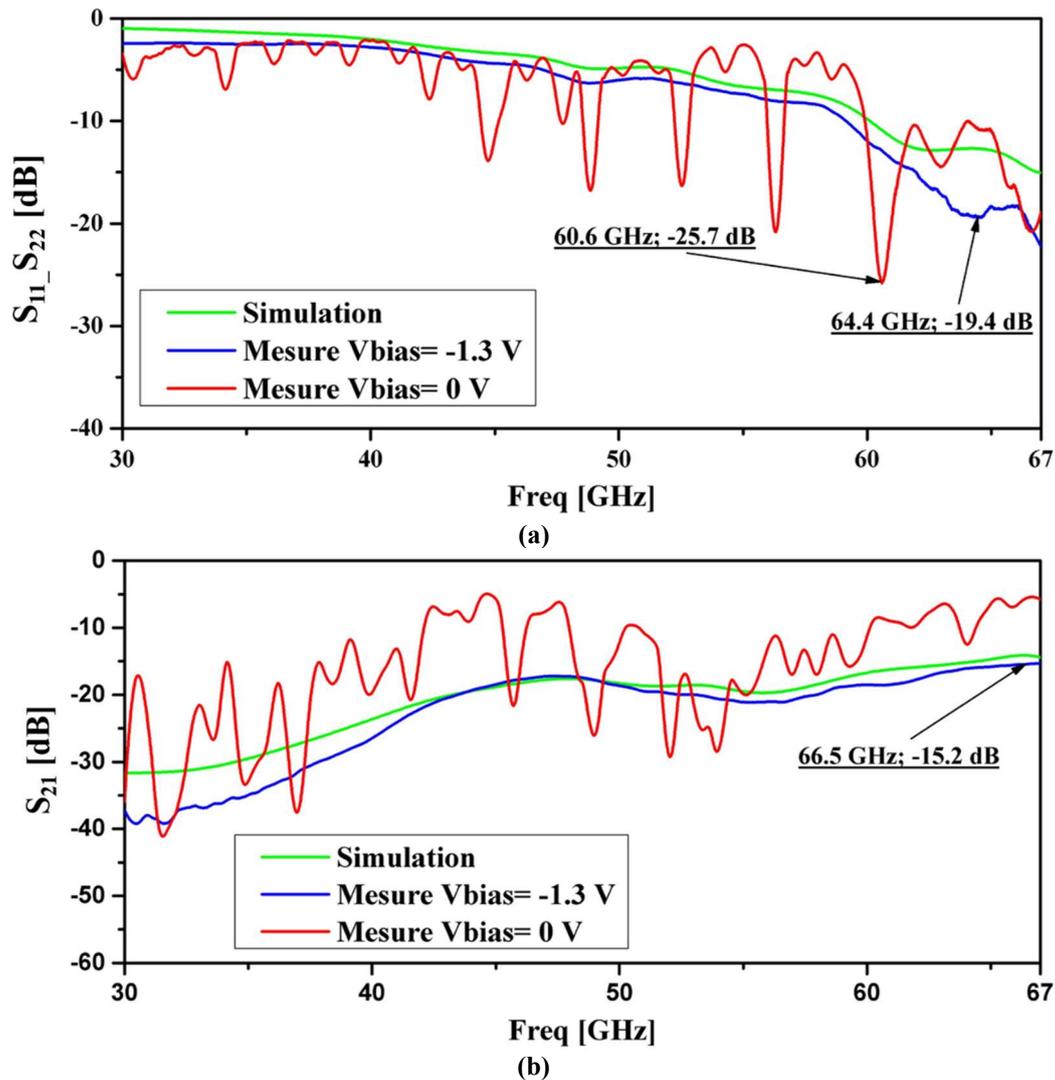


Figure 50: Mesures en transmission des paramètres  $S_{21}$  pour plusieurs tensions de polarisation, distance inter-éléments de 6 mm



**Figure 51** : Mesures et simulations de deux antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ; (b)  $S_{21}$ .

La Figure 51 (a) montre qu'un maximum d'adaptation est présent au-delà de la bande de fréquence disponible sur le dispositif de mesure. Les simulations réalisées avec le logiciel HFSS<sup>TM</sup>, en considérant une conductivité Si-BR de 10 S/m, concordent avec les mesures des circuits.

Le niveau d'adaptation  $S_{11}$  obtenu pour une tension de polarisation  $V_{bias} = -1.3$  V est de -19.4 dB à 64.4 GHz, avec une largeur de bande de -10 dB supérieure à 8 GHz (de 59 GHz à une fréquence supérieure à 67 GHz). Le silicium dopé permet de contrôler la résistivité du Si-BR. La Figure 51 (b) montre que les recombinaisons diminuent lorsqu'une tension de polarisation  $V_{bias} = -1,3$  V est appliquée sur la zone Si-BR. Pour une distance inter-éléments de 6 mm, la transmission maximale  $S_{21}$  mesurée sur la bande [30-67 GHz]

est de -15,2 dB, pour une bande-passante  $BW_{-3dB}$  supérieure à 6 GHz. La distance inter-élément est ensuite augmentée à 14 mm de manière à atteindre la dimension d'une puce.

#### **2.4.4.2 Substrat circulaire : distances inter-élément 14 mm\_2 dipôles**

La Figure 52 montre le substrat silicium simulé puis mesuré. Les antennes sont positionnées à 350  $\mu\text{m}$  des zones dopées, ce qui correspond à  $\lambda_g/4$  à 60 GHz.

La Figure 53 (a) et (b) présente les coefficients de réflexion et de transmission entre les deux antennes à dipôles pour une distance inter-éléments de 14 mm avec et sans tension de polarisation ( $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$  et  $V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$ ). L'effet significatif de la polarisation sur le comportement de la couche Si-BR est clairement démontré en considérant à la fois le coefficient de réflexion  $S_{11}$  et le coefficient de propagation  $S_{21}$ . Le niveau de réflexion minimum est obtenu pour une fréquence proche de 60 GHz. L'utilisation d'une tension de polarisation de -1,2 V implique une modification de la résistivité de la couche, estimée à 10  $\Omega\cdot\text{cm}$ , ce qui réduit considérablement les effets parasites aux frontières. Cela conduit à une réduction du nombre de résonances. Des observations similaires peuvent être faites en ce qui concerne le coefficient de transmission  $S_{21}$ .

Le coefficient de transmission  $S_{21}$ , entre les deux antennes, montre une amélioration de la bande passante pour une tension de -1,2 V (Figure 53 (b)). Les zéros de transmission sont clairement supprimés. La bande passante du circuit est comprise entre 51,2 GHz et 65,3 GHz, ce qui correspond à une partie de la bande V [50-75 GHz]. Par conséquent, la largeur de bande à -3 dB disponible atteint 14.1 GHz alors qu'elle n'est que de 0,9 GHz lorsque  $V_{\text{bias}} = 0\text{V}$ .

Le niveau maximal de  $S_{21}$  est réduit,  $S_{21} = -15,6 \text{ dB}$ , lorsque la tension de polarisation est appliquée. À 6 mm, le niveau de transmission maximal n'est amélioré que de 0,4 dB par rapport à la distance de 14 mm. Cette faible augmentation peut s'expliquer par le fait que le niveau de transmission maximal pour la distance inter-élément de 6 mm est atteint pour une fréquence supérieure à 67 GHz. La largeur du Si-BR étant multipliée par plus de 4, la transmission est plus faible dans ce cas.

La longueur optimale de Si-BR permettant d'améliorer le niveau de transmission est de 0,35 mm, correspondant à  $\lambda_g/4$  à 60 GHz. Bien que le niveau de transmission soit faible, un simple amplificateur faible bruit large bande permettrait d'augmenter cette valeur grâce à la planéité du signal propagé. Le gain du LNA peut compenser les pertes, comme nous le verrons dans le chapitre 4. Ce système ne nécessite pas d'égaliseur ou d'autre dispositif de correction du signal [91], contrairement aux travaux antérieurs [92].

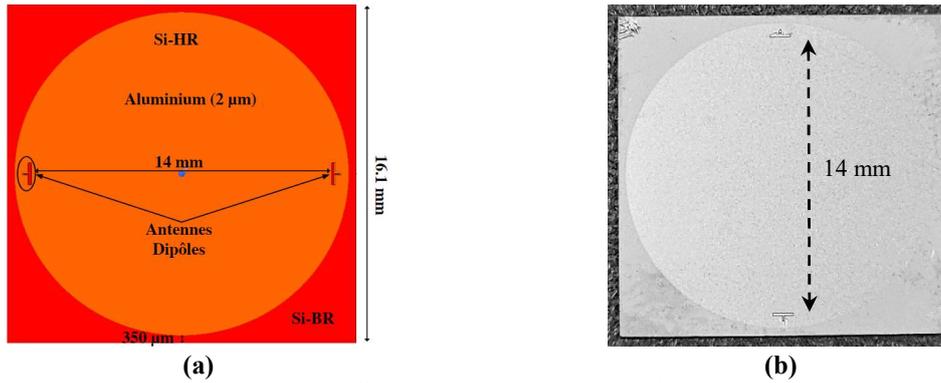


Figure 52 : Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 14 mm (a) et circuit mesuré (b).

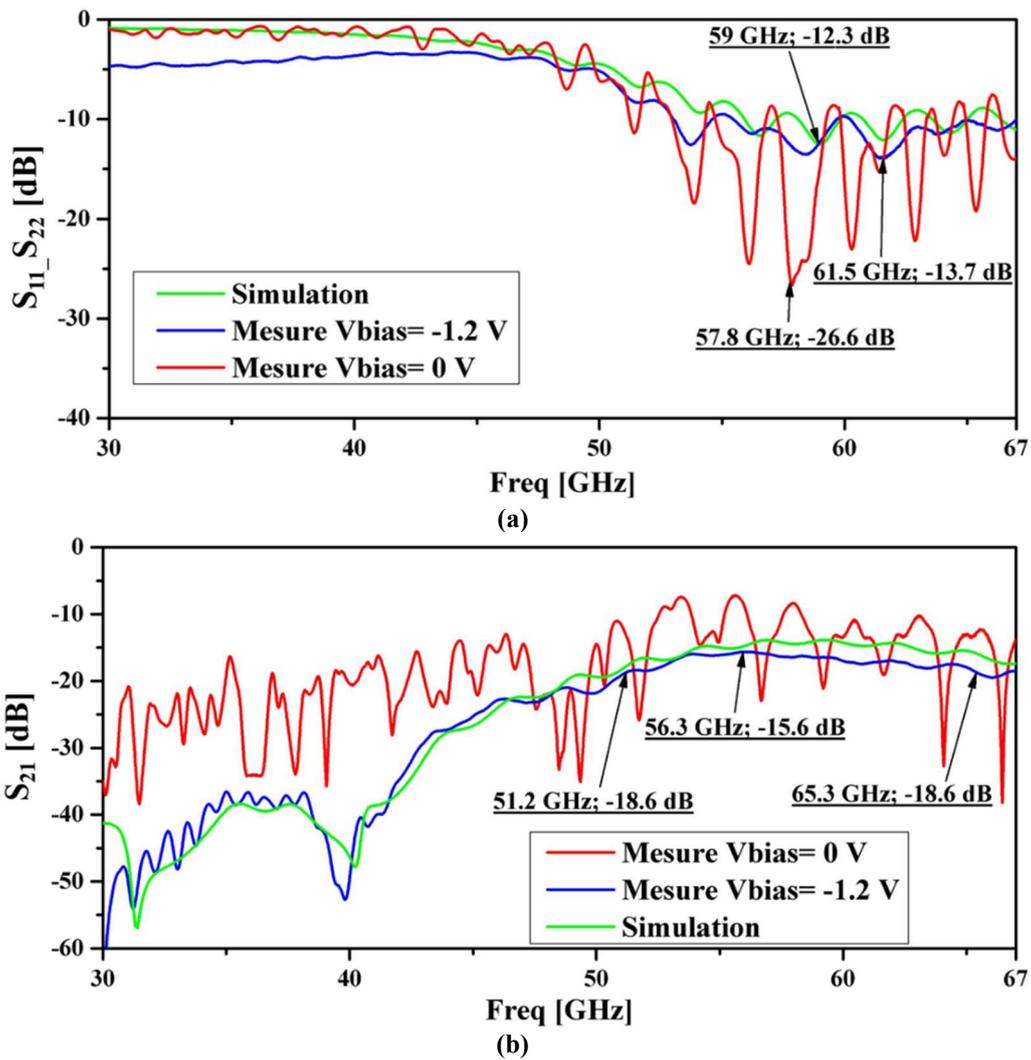


Figure 53 : Mesures et simulations de deux antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm (a)  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ; (b)  $S_{21}$ .

Les résultats par simulations électromagnétiques ont été obtenus (courbe verte sur les Figure 51 et Figure 53) en considérant une conductivité Si-BR de 10 S/m. Une bonne

corrélation entre mesure et simulation est observée, ce qui permet de valider l'optimisation de la largeur de bande à l'aide du logiciel HFSS<sup>TM</sup>. Il est clair que l'absorbant joue un rôle fondamental dans la propagation du signal avec une atténuation des zéros de transmission ainsi qu'une augmentation de la bande passante utile de 3 dB.

Les largeurs de bande passante à -3 dB et la transmission maximale mesurée en fonction de la tension de polarisation du silicium dopé sont présentées dans le Tableau 8 pour des distances inter-éléments de 6 mm et 14 mm.

**Tableau 8 :** Caractéristiques des circuits mesurés pour des distances inter-élément de 6 et 14 mm.

$V_{\text{bias}}$ (V)	BW - 3 dB (GHz)	S21_Max. (dB)
0	1.1	-5.1
0.4	>2.5	-6.3
0.4	>2.5	-7.2
0.5	>2.6	-7.9
0.7	>3.3	-10.7
0.7	>4.2	-11.5
0.8	>4.4	-12.2
0.9	>4.4	-12.7
0.9	>4.5	-13.3
1.2	>4.7	-14.4
1.3	>5	-14.8
1.3	>5.1	-15.5

**6 mm**

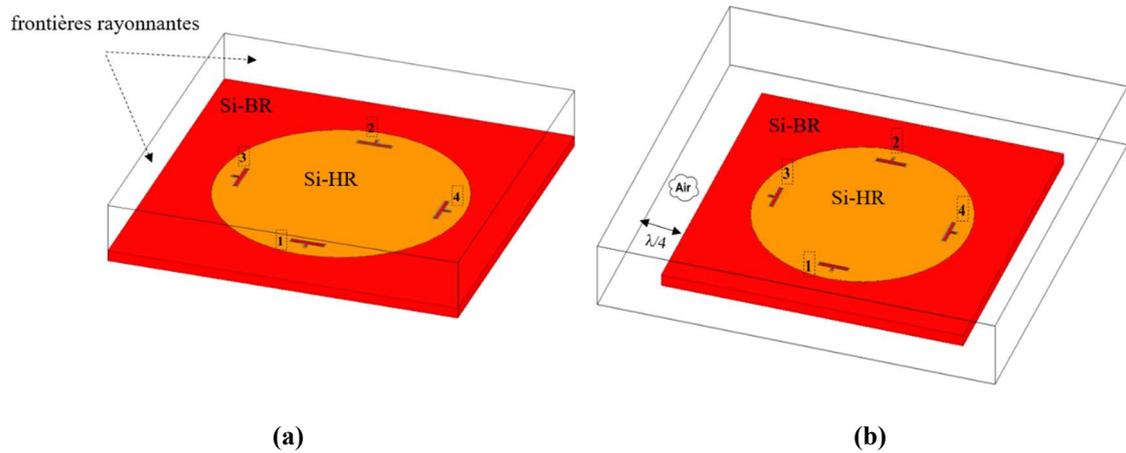
$V_{\text{bias}}$ (V)	BW - 3 dB (GHz)	S21_Max. (dB)
0	0.9	-7.2
0.4	1.1	-8.5
0.5	1.5	-10.2
0.6	2.2	-11.3
0.8	8.3	-12.1
0.8	10.5	-12.9
0.8	10.6	-13
0.8	10.8	-13.6
0.9	12.5	-14
1	12.9	-15.4
1.1	13.3	-15.6
1.2	14.1	-15.7

**14 mm**

En conclusion, l'augmentation de la tension de polarisation permet de réduire la résistivité dans la zone à pertes et ainsi maximiser la largeur de bande-passante. Ce dispositif est ensuite testé pour un réseau sans fils de 4 antennes dipôles, en simulation et mesures, ce qui permet d'analyser le système WiNoC pour des transmissions de type broadcast.

#### 2.4.4.3 Substrat circulaire : distances inter-élément 6 mm\_4 dipôles

Des réseaux sans fils de 4 antennes sont réalisés et comparés dans le cas réel (prise en compte des interférences air-silicium) et le cas idéal qui résulte en une propagation dans un plan infini avec des frontières rayonnantes. Dans le cas de la Figure 54, les réseaux sont simulés pour une distance inter-élément de 6 mm.



**Figure 54** : Comparaison entre le cas idéal (a) et réel (b).

La Figure 55 montre les paramètres S en adaptation et en transmission pour deux tensions de polarisation (0V et -1,2V). La simulation est réalisée pour une résistivité de 10  $\Omega$ .cm sur la zone Si-BR. La propagation dans le cas réel (interférence air-silicium) est simulée à l'aide d'une boîte d'air de  $\lambda/4$  par rapport au substrat. Le cas idéal (propagation dans un environnement infini) est simulé en considérant des limites de rayonnement placées sur les interfaces air/silicium).

Les coefficients d'adaptation sont présentés Figure 55 (a). Le cas idéal (courbe noire) simule un milieu infini. En raison d'une distance inter-élément de 6 mm la propagation en visibilité directe est prédominante. Il n'y a pas de réflexion ou de recombinaison des ondes, sauf de manière résiduelle à l'interface avec la zone dopée. Une concordance entre la simulation (dans le cas idéal et réel) et la mesure ( $V_{\text{bias}} = -1.2$  V) est trouvée en transmission face à face, Figure 55 (b), et à  $45^\circ$ , Figure 55 (c). Ceci s'explique par la largeur de Si-BR, suffisamment grande pour se rapprocher d'un milieu infini. Une bande passante supérieure à 20 GHz est mesurée pour une tension de polarisation de -1.2 V en propagation face à face.

L'un des désavantages majeurs de l'antenne dipôle pour les communications broadcast est sa directivité, ainsi, la bande passante est de seulement 4.9 GHz en transmission à  $45^\circ$ , pour un niveau de propagation  $S_{ij} = -23.6$  dB, Figure 55 (c).

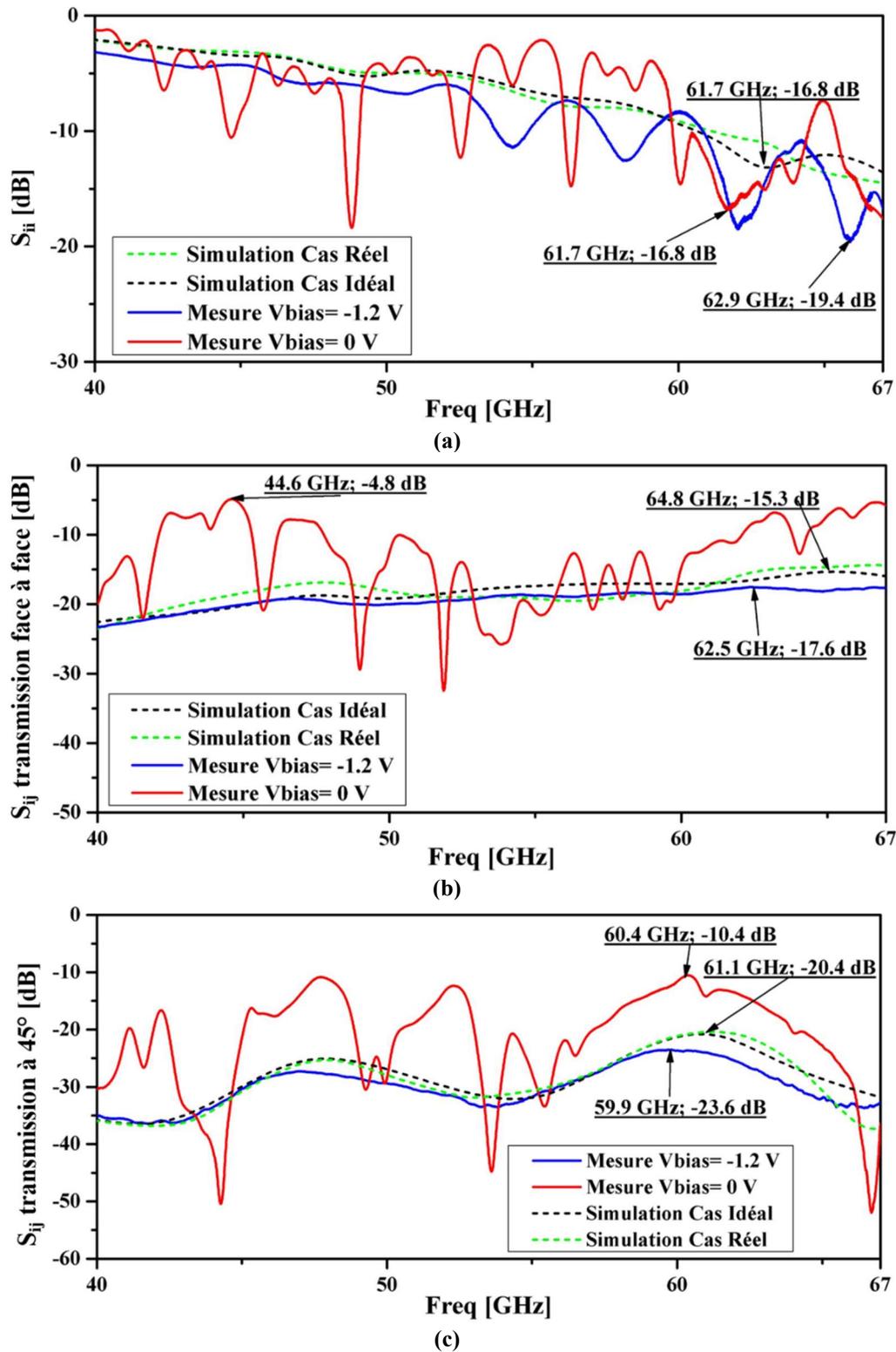


Figure 55 : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm (a)  $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face  $S_{ij}$ ; (c) transmission  $S_{ij}$  à  $45^\circ$ .

### 2.4.4.4 Substrat circulaire : distances inter-élément de 14 mm\_4 dipôles

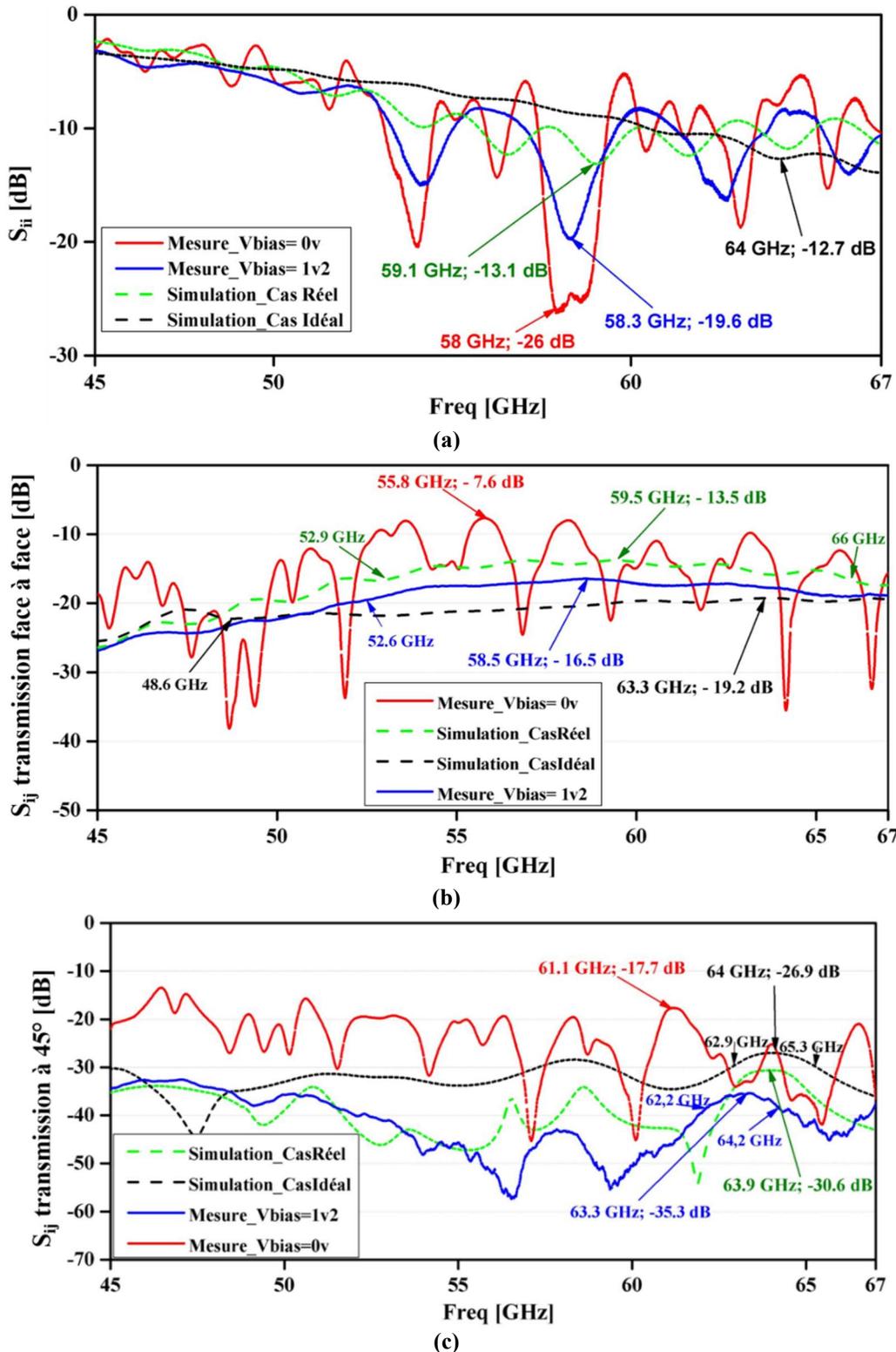


Figure 56 : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm (a)  $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face  $S_{ij}$ ; (c) transmission  $S_{ij}$  à 45°.

Une distance inter-élément plus élevée provoque un bilan de puissance sur l'antenne de réception qui diffère car l'énergie reçue en transmission directe est naturellement plus faible. La Figure 56 (b) montre que la tension de polarisation appliquée à la jonction intégrée entraîne une augmentation de la largeur de bande à -3dB. En effet, une largeur de bande de plus de 14,4 GHz est obtenue pour un niveau de transmission maximal de -16,5 dB avec une tension de polarisation de -1,2V. Sans polarisation, le substrat est considéré comme étant entièrement à haute résistivité.

De plus, le niveau de transmission maximal est plus élevé dans le cas 'réel' que dans le cas 'idéal' avec respectivement  $S_{ij} = -16,5$  dB contre  $S_{ij} = -19,2$  dB.

- Dans le cas réel, les interférences constructives aux limites 'Si-HR'-'Si-BR/air' augmentent le niveau du signal à plusieurs fréquences.
- Dans le cas idéal, les ondes sont propagées dans un milieu infini.

Dans le cas réel, Figure 56 (c), les interférences sont destructives. Le niveau de propagation est plus faible que dans le cas idéal,  $S_{ij} = -30,6$  dB contre  $S_{ij} = -26,9$  dB. Pour des antennes dipôles placées à  $45^\circ$  l'une de l'autre, la propagation dans un milieu infini ne permet pas d'obtenir de larges bandes passantes car la distance de propagation en visibilité directe est encore plus grande (plus de sensibilité aux réflexions). En effet, la largeur de bande passante à -3 dB, dans le cas idéal, n'est que de 2,4 GHz (courbe noire).

En conclusion, les antennes dipôles ne sont pas optimales pour les communications broadcast car seul des transmissions directes permettent d'obtenir de fortes bandes. Une bande passante supérieure à 14.4 GHz a été obtenue pour un niveau de transmission de -16.5 dB par l'intermédiaire d'un absorbant circulaire. Des améliorations sur la forme de l'absorbant sont proposées par la suite.

#### **2.4.4.5 Motifs triangulaires : distances inter-élément de 14 mm\_4 et 2 dipôles**

Les motifs triangulaires sur un substrat circulaire proposent une approche novatrice pour améliorer la propagation sur silicium. Ils s'inspirent directement des chambres anéchoïques réalisées pour fonctionner à 60 GHz. Leur design est rendu possible grâce au procédé de fabrication. Le but de cette étude est d'améliorer les bandes passantes sur silicium en favorisant la transmission des signaux et en minimisant les perturbations indésirables. La Figure 57 montre la vue du dessus du substrat simulé à 14 mm de distance inter-élément puis mesuré avec 4 pointes GSG.



Figure 57 : Vue de dessus du circuit étudié en simulation pour une distance inter-élément de 14 mm (a) et circuit mesuré (b).

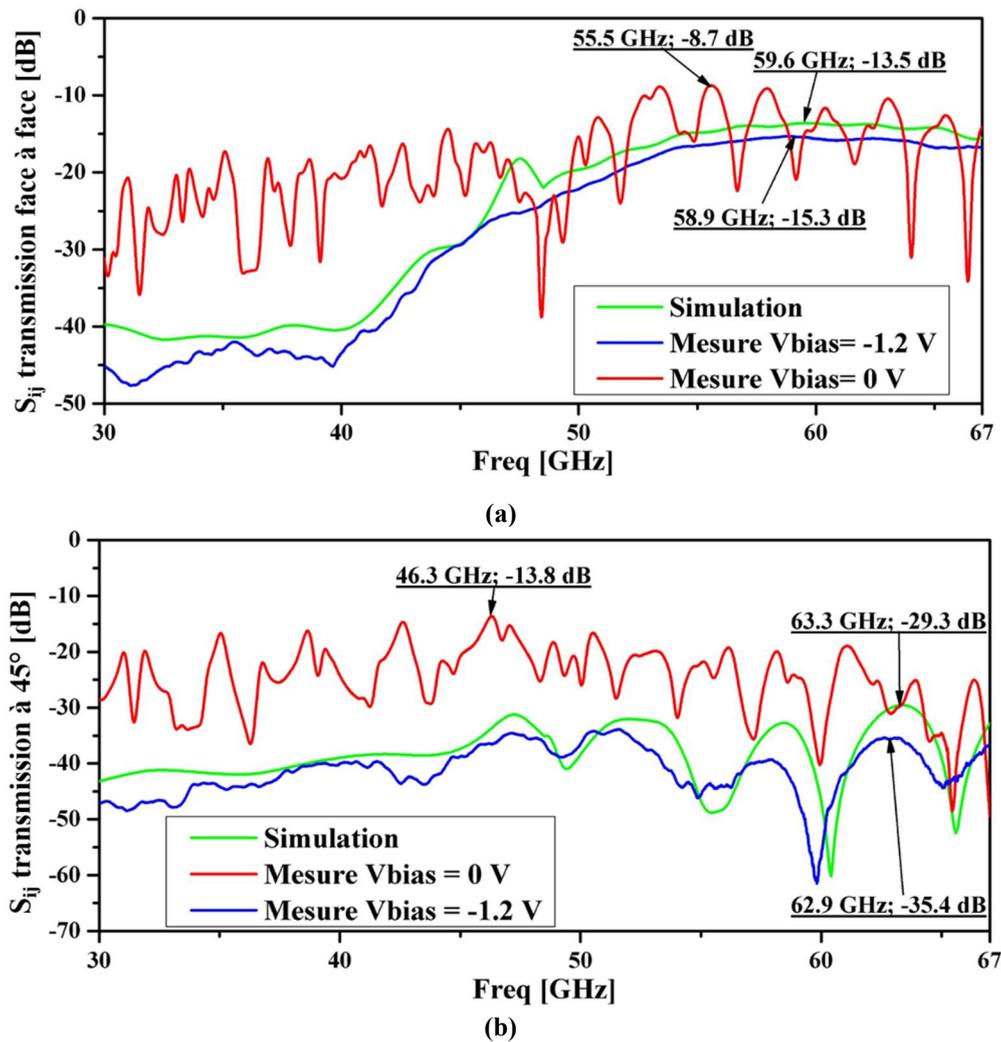
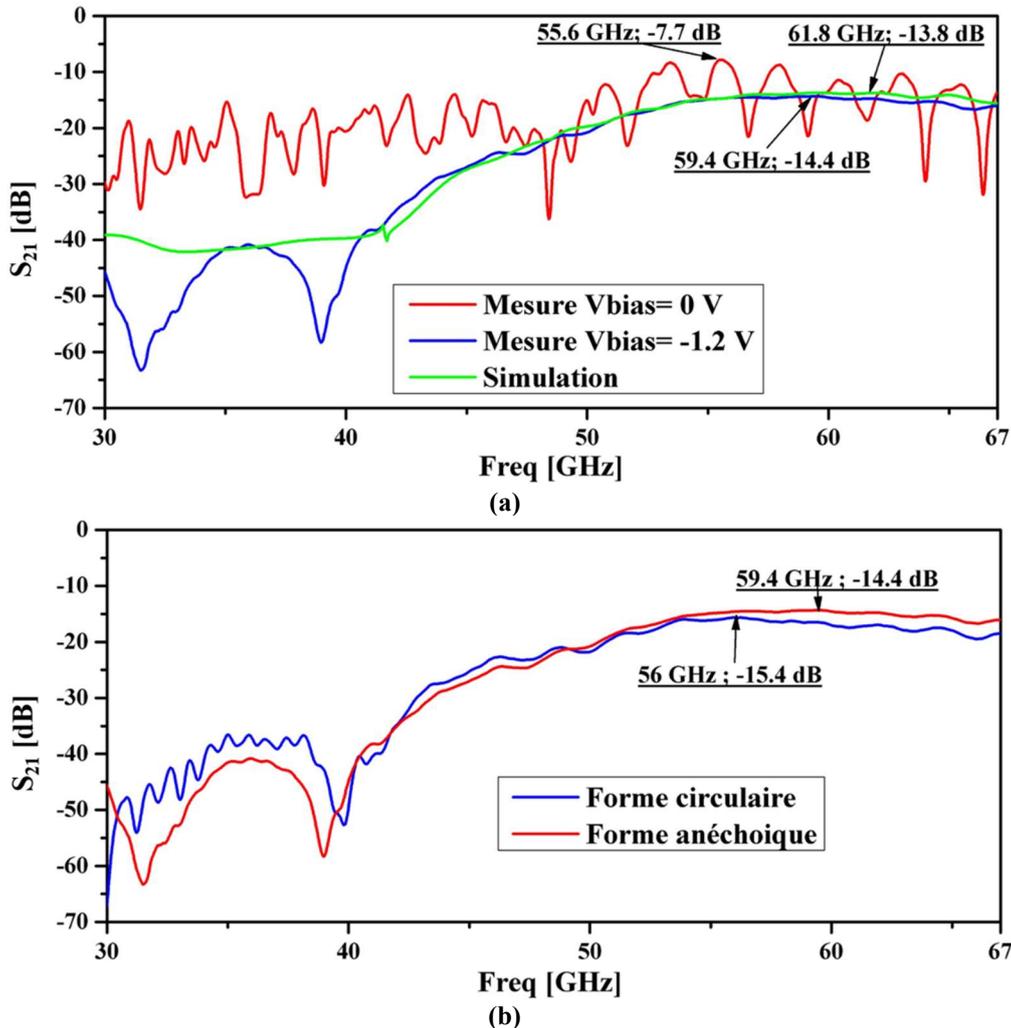


Figure 58 : Mesures et simulations de 4 antennes dipôles pour une distance inter-élément de 14 mm (a) transmission face à face  $S_{ij}$ ; (b) transmission  $S_{ij}$  à 45°.

La transmission face à face est favorisée au détriment d'une transmission à 45°. En comparaison avec un substrat circulaire, le substrat de forme anéchoïque permet

d'augmenter le niveau de transmission  $S_{ij}$  de 1.2 dB en mesure ( $V_{bias} = -1.2V$ ). On obtient Figure 58 (a), un niveau  $S_{ij} = -15.3$  dB pour une bande passante  $BW_{-3dB} > 14.3$  GHz. En revanche, les caractéristiques de propagation en transmission à  $45^\circ$ , Figure 58 (b), sont similaires avec  $S_{ij} = -35.4$  dB pour une largeur de bande à -3 dB de 2 GHz.



**Figure 59** : Mesures et simulations de 2 antennes dipôles pour une distance inter-élément de 14 mm : (a) transmission face à face  $S_{ij}$  ; (b) comparaison forme anéchoïque et circulaire.

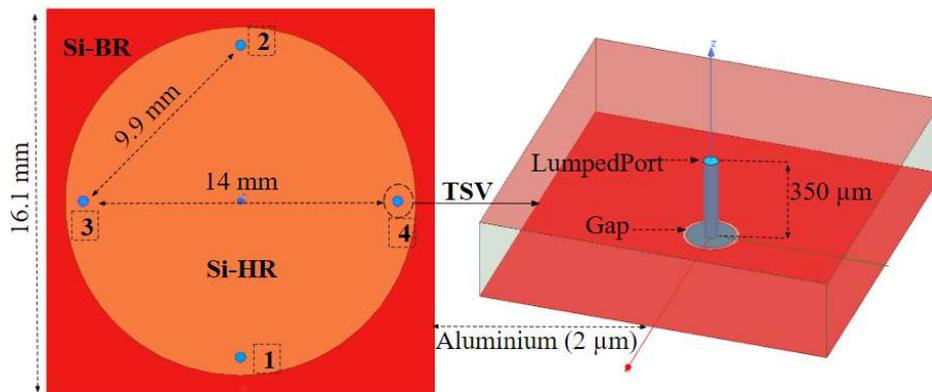
L'intérêt d'utiliser une forme anéchoïque se caractérise essentiellement en propagation directe pour des antennes dipôles directives. Pour 2 éléments simulés et mesurés, Figure 59 (b), la forme anéchoïque proposée permet d'améliorer le niveau de transmission d'1 dB. Le Tableau 9 présente une comparaison des bandes passantes et des niveaux de transmission obtenus par divers auteurs. Pour une transmission face à face, la bande passante mesurée est supérieure à 15 GHz, ce qui représente l'une des plus grandes largeurs de bande passante dans la littérature. Idéalement la propagation serait maximisée via des antennes omnidirectionnelles. Il convient d'étudier dans le prochain paragraphe des

antennes TSV, déjà présentées dans les paragraphes précédents, car elles offrent une solution alternative aux antennes dipôles.

**Tableau 9** : Comparaison de la transmission en bande V de deux antennes dipôles.

Référence	Bande de Fréquence (GHz)	Distance Inter-élément (mm)	Transmission Max. (dB)	BW $-3$ dB (GHz)
[89] (Simulations)	60-63	6	-3	<3
[51] (Simulations)	40-80	14.2	-18	28
[93] (Simulations)	50-70	5	-8 à -18	<2
[94] (Simulations)	58-62	10	-30	<4
[95] (Mesures)	50-60	12	-14	<10
<b>Antenne dipôle (Mesures)</b>	<b>30-67</b>	<b>6</b>	<b>-15.2</b>	<b>&gt;6</b>
<b>Antenne dipôle (Mesures)</b>	<b>30-67</b>	<b>14</b>	<b>-15.7</b>	<b>14.1</b>
<b>Antenne dipôle : forme anéchoïque (Mesures)</b>	<b>30-67</b>	<b>14</b>	<b>-14.4</b>	<b>&gt;15</b>

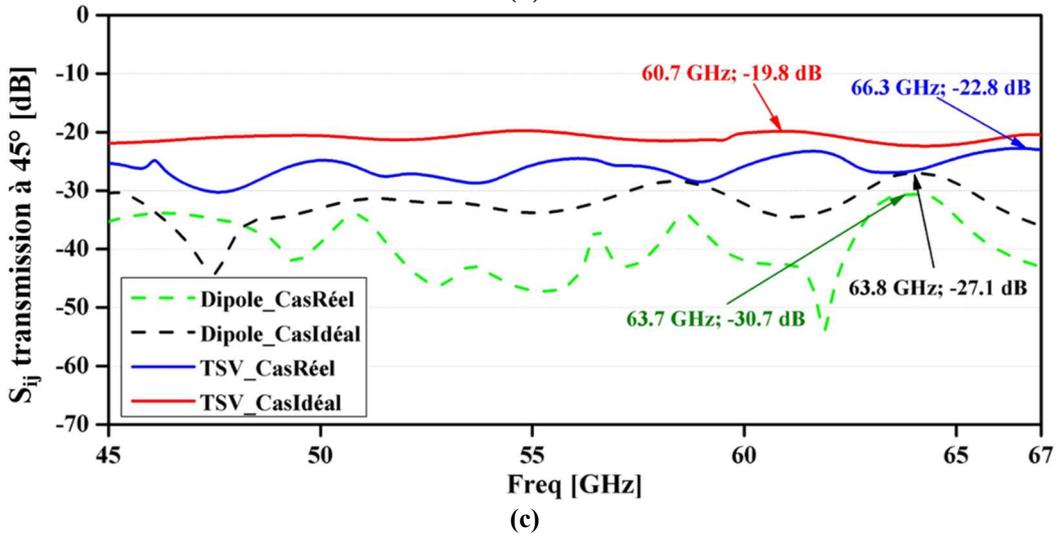
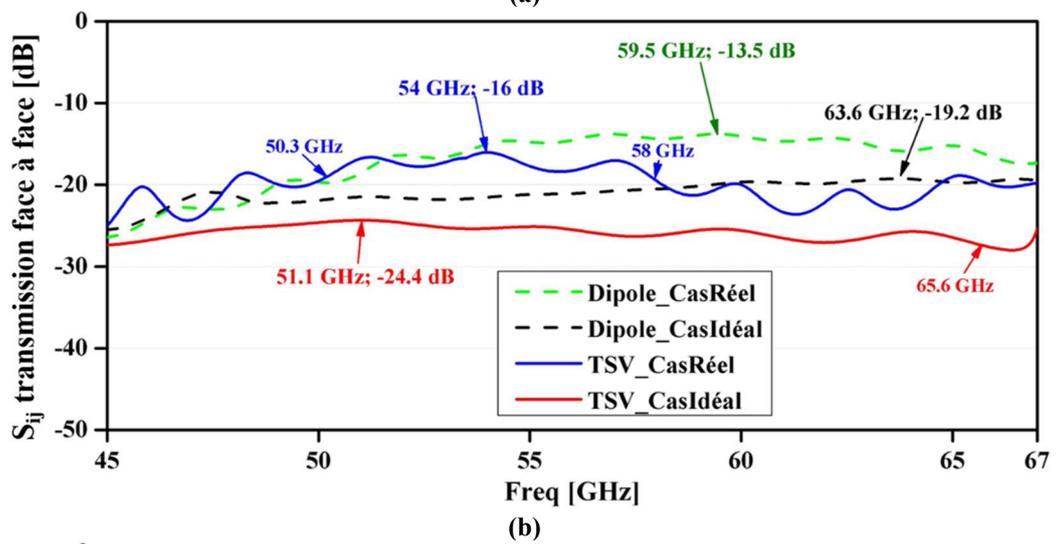
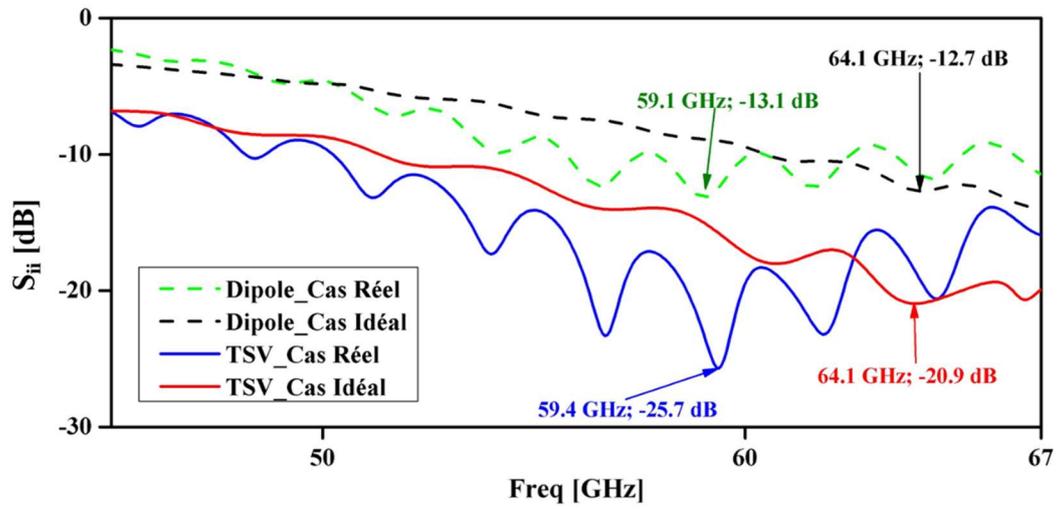
## 2.5 Problématique des antennes : réseau sans fils de 4 antennes TSV- Bande V [45-67 GHz]

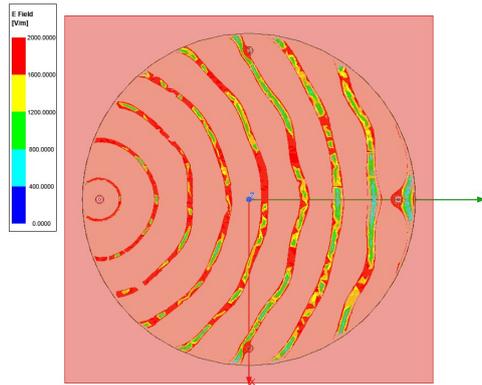


**Figure 60** : Structure de 4 antennes TSV simulée sous HFSS™ en vue du dessus et vue 3D.

Afin de réaliser des liaisons sans fils à l'intérieur d'un substrat multicouche, un réseau sans fils de 4 antennes TSV est simulé sous HFSS™ dans la bande de fréquence [45-67] GHz. Le TSV se comporte comme une antenne monopôle typique à disque. Pour résonner à 60 GHz sur un substrat de 350 µm, il doit être entièrement traversant. Un gap d'air au niveau du plan de masse permet de ne pas court-circuiter le circuit. La réalisation d'un disque dans le plan métallique inférieur permet l'adaptation de l'antenne en contrôlant la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne. La distance inter-éléments est de 14 mm,

ce qui permet de comparer les réseaux d'antennes dipôles et TSV. La structure simulée est illustrée sur la Figure 60.





(d)

**Figure 61 :** Comparaison en simulation (HFSS™) d'un réseau sans fils de 4 antennes TSV avec un réseau sans fils de 4 antennes dipôles pour une distance inter-éléments de 14 mm (a) paramètre  $S_{ii}$ ; (b) transmission face à face; (c) paramètre  $S_{ij}$  transmission à  $45^\circ$ ; (d) Distribution du champ électromagnétique à 60 GHz dans le cas idéal.

Les résultats des simulations des cas idéaux et réels de l'environnement des TSV sont analysés et comparés aux cas des dipôles précédemment étudiés. Comme le montre la Figure 61 (a), la fréquence d'adaptation est similaire entre les dipôles et les TSV, que ce soit dans le cas idéal ou réel, nous obtenons respectivement  $S_{ii} = -13.1$  dB à 59.1 GHz et  $S_{ii} = -25.7$  dB à 59.4 GHz. Les antennes TSV présentent un niveau d'adaptation plus élevé en raison de l'ajustement du rayon du disque au niveau de la masse. Pour ces simulations, la valeur de  $R_{disc}$  est fixée à  $70 \mu\text{m}$ .

Comme le montre la Figure 61 (b), lorsque les antennes sont face à face, les largeurs de bande et les niveaux de transmission sont plus élevés pour les antennes dipôles. Cette différence est principalement due à la différence de directivité des antennes. L'antenne TSV est omnidirectionnelle, rayonnant uniformément dans toutes les directions tandis que l'antenne dipôle est plus directionnelle.

- La largeur de bande obtenue pour les TSV dans le cas idéal est similaire à celle des dipôles avec  $BP_{-3dB} = 20,5$  GHz.

- La largeur de bande des antennes TSV dans le cas réel est inférieure à celle des dipôles avec  $BP_{-3dB} 7,7$  GHz contre  $BP_{-3dB} = 13,1$  GHz.

Plusieurs améliorations pourraient être apportées pour maximiser cette largeur de bande et se rapprocher ainsi du cas du milieu infini. L'augmentation de la largeur de la zone Si-BR en fait partie.

La Figure 61 (c) montre l'intérêt d'utiliser des antennes omnidirectionnelles pour les communications de type broadcast. Si l'on considère des transmissions entre deux antennes placées à  $45^\circ$ , dans le cas idéal, la largeur de bande est supérieure à 20 GHz pour les TSV, contre 2,4 GHz pour les dipôles. Les simulations réalisées à l'aide de TSV montrent que le

signal propagé subit moins de dégradations, ce qui se traduit par un champ électromagnétique uniforme, Figure 61 (d).

**Tableau 10 :** Comparaisons des simulations entre TSV et Dipôles pour un Si-BR de 10  $\Omega$ .cm.

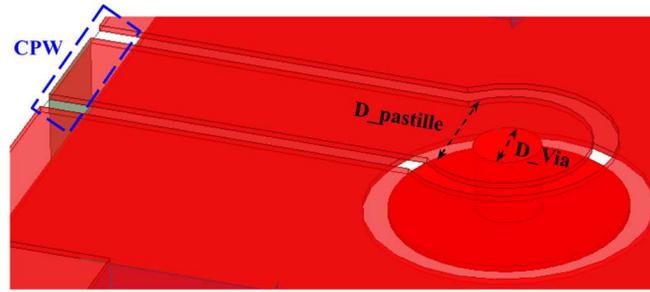
Paramètres S	TSV				Dipôle			
	Cas Idéal		Cas Réel		Cas Idéal		Cas Réel	
	S <sub>ij</sub> (dB)	BW <sub>-3dB</sub> (GHz)						
S <sub>ij</sub> Transmission Face-à-face	-24.4	20.5	-16	7.7	-19.2	18.7	-13.5	13.1
S <sub>ij</sub> Transmission à 45°	-19.8	>20	-22.8	>2.9	-27.1	2.4	-30.7	1.9

Les résultats des simulations sont résumés dans le Tableau 10. Il reprend la largeur de bande passante à -3 dB et les niveaux de signal propagé des deux réseaux étudiés dans ce paragraphe. En conclusion, la solution serait de réaliser des vias sur silicium. Cependant cette technologie n'étant pas réalisable au sein du Lab-STICC un autre substrat a été étudié permettant de valider cette approche. L'objectif est la réalisation d'un véhicule de test.

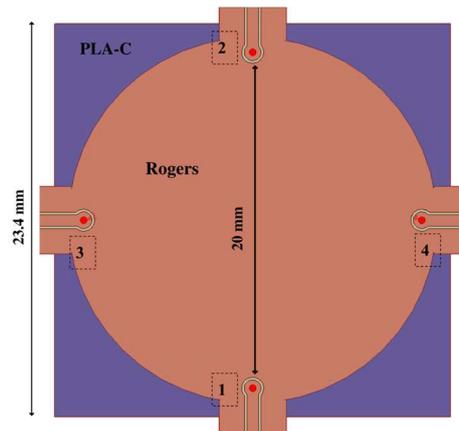
## 2.6 Propagation au sein d'un PCB

Un PCB (Printed Circuit Board) est un substrat multicouche qui permet de relier les composants électroniques d'un appareil. C'est un matériau isolant généralement de faible permittivité. Le substrat choisi pour cette étude est un substrat Rogers R04003C d'une permittivité  $\epsilon_r = 3.35$  pour une tangente de perte  $\tan \delta = 0.0027$  et d'une hauteur de 406  $\mu\text{m}$ .

Dans cette étude la propagation électromagnétique entre 4 vias est étudiée pour une distance inter-élément de 20 mm. Les vias suivent le même procédé de conception que des antennes TSV, illustré Figure 62 (a), traversant entièrement la hauteur du Rogers. Ils sont alimentés par une alimentation CPW 50  $\Omega$ . Deux pastilles, au niveau de la partie supérieure de la métallisation et au niveau de la masse, permettent d'adapter la fréquence de résonance à 50 GHz. Afin de minimiser le coefficient de réflexion et maximiser l'adaptation, le diamètre « D<sub>pastille</sub> » est de 1 mm tandis que le diamètre des Vias « D<sub>Via</sub> » est de 400  $\mu\text{m}$ .



(a)



(b)

**Figure 62** : Via en 3D alimentée par une transition CPW (a) ; Structure de 4 Vias sur un substrat Rogers entouré d'un PLA, distance inter-élément de 20 mm (b).

Les problématiques liées aux interfaces air-substrat étant toujours d'actualité, un matériau absorbant, en PLA chargé avec des particules de carbones, permettant de contrôler les interférences aux frontières est envisagé. L'acide polylactique chargé de particule de carbone ou PLA-C (Polylactic Acid) est un polymère biodégradable obtenu à partir d'amidon de maïs pouvant servir d'absorbant en raison de ses pertes diélectriques élevées [96].

Le PLA-C est introduit dans le but de réaliser un absorbant entourant le substrat. La caractérisation électromagnétique des propriétés diélectriques du PLA-C a été réalisée au Lab-STICC pour une bande de fréquence [70-110 GHz], [97]. Par approximation à 60 GHz, sa permittivité  $\epsilon_r$  est de 9 et sa tangente des pertes, noté  $\tan \delta$ , est égale à 0.45. L'association du PLA-C autour du substrat Rogers est illustré Figure 62 (b), pour une forme circulaire, choisie car facilement réalisable.

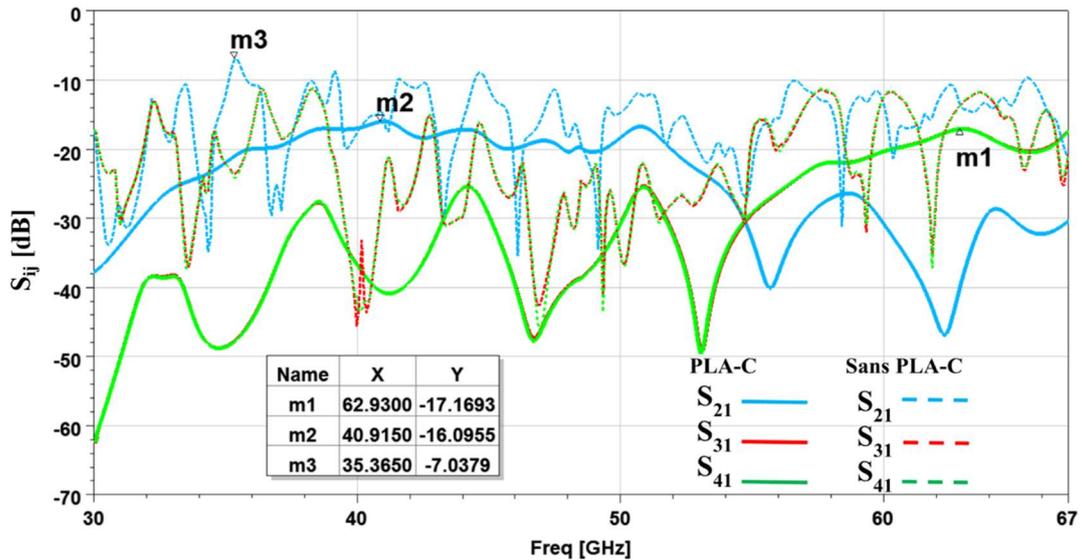


Figure 63 : Comparaison paramètres  $S_{ij}$  [dB] avec et sans PLA-C.

La Figure 63 montre les résultats de simulation des paramètres de propagation  $S_{ij}$ , en tenant compte de la présence du PLA-C dans le cas de 4 vias. L'ajout de l'acide polylactique permet de réduire les zéros de transmission. Deux grandes bandes passantes sont obtenues pour des basses fréquences et hautes fréquences pour une transmission face à face et à  $45^\circ$ .

On obtient des bandes passantes à  $-3$  dB,  $BW_{-3dB} = 7.7$  GHz autour de 40 GHz pour un niveau de transmission de  $S_{21} = -16.1$  dB et une bande passante  $BW_{-3dB} = 5$  GHz autour de 65 GHz pour un niveau de transmission  $S_{31} = -17.2$  dB.

Cette solution permet d'obtenir de larges bandes passantes sans besoin de polarisation. Le circuit étant passif, il ne consomme pas contrairement au silicium utilisant une zone dopée. Les réalisations sont en cours et feront l'objet d'une exploitation ultérieurement.

## 2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, l'utilisation d'un support de propagation à plans parallèles, en silicium, est proposée. Il faut cependant contrôler les frontières pour limiter les trajets multiples.

L'utilisation d'antennes dipôles ou TSV pour exciter le guide d'ondes à plaques parallèles, pour les applications de communication sans fils, a été discutée. Des substrats circulaires entourés d'une jonction à faible résistivité Si-BR ont été introduits pour optimiser la largeur de bande disponible.

Le canal de propagation, contrôlé par une tension de polarisation sur le bord périphérique du substrat Si-BR a permis d'évaluer une largeur de bande à -3 dB en transmission face à face à plus de 15 GHz. Cette bande passante a été obtenue dans le cas d'un substrat « circulaire-triangulaire » et pour une distance inter-élément de 14 mm. Les simulations temporelles, reprenant certains de ces circuits, seront présentées dans le chapitre 4.

Les antennes dipôles, étant directives, ne sont pas les mieux adaptées pour les communications de type broadcast. C'est la raison pour laquelle un réseau sans fils de 4 antennes TSV a été proposé. Les antennes TSV ont l'avantage d'être omnidirectionnelles, propageant le signal de façon uniforme. La simulation du réseau TSV, dans le cas d'une propagation dans un milieu infini, démontre le grand intérêt de ce type d'antennes. Des largeurs de bande passante de 20,5 GHz pour des transmissions face à face et supérieures à 20 GHz pour des transmissions à 45° sont obtenues dans le cas idéal. Des perspectives d'amélioration sont envisagées pour obtenir de meilleures caractéristiques de transmission dans des structures réelles. Par exemple, la forme et la longueur de la limite absorbante entre Si-HR et Si-BR peuvent être optimisées pour élargir la largeur de bande à -3dB.

Enfin dans le but de réaliser des antennes omnidirectionnelles, des vias sont étudiés sur un substrat de type Rogers. Un absorbant biodégradable, PLA-C, permet d'améliorer la propagation des signaux. L'avantage de cette solution est qu'elle ne consomme pas d'énergie (solution passive). Ces études sont en attente de réalisation.

Dans le chapitre 3, les possibilités de réalisation de canaux adaptatifs permettant la réalisation de transmission de type broadcast mais également point à point vont être développées.

# 3 Etude des possibilités de réalisation de canaux adaptatifs

## 3.1 Introduction

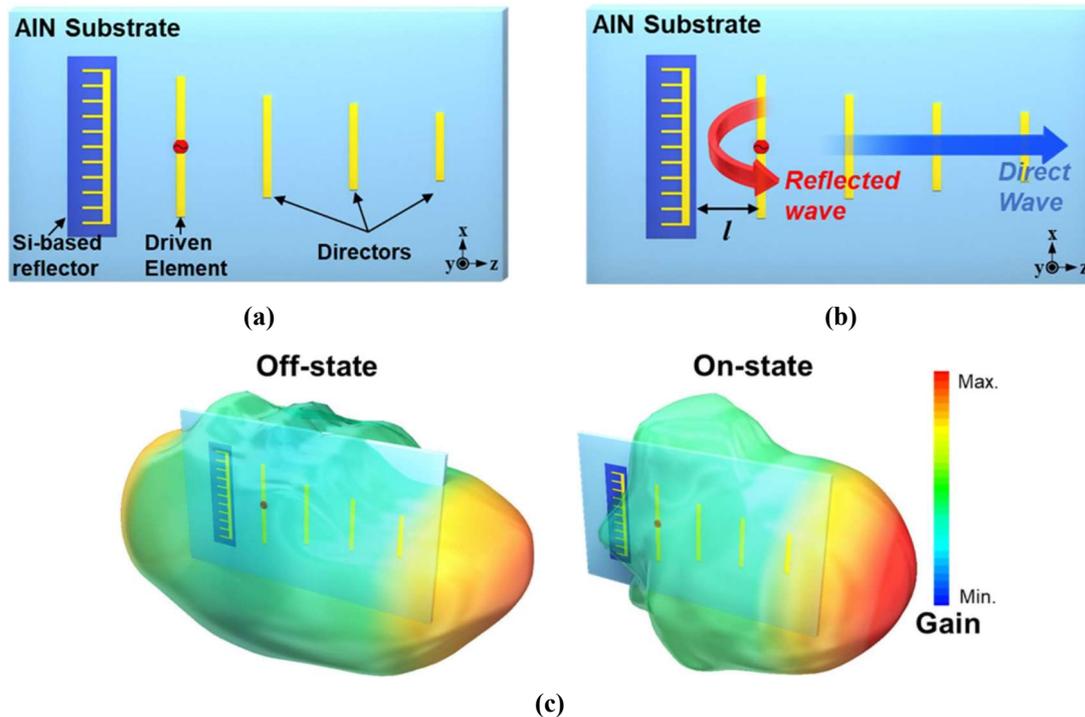
Précédemment la propagation broadcast pour des réseaux sans fils d'antennes TSV ou dipôles a été étudiée. Il est apparu qu'avec des antennes directives, la propagation sur silicium présentait des niveaux et bandes passantes élevées, pour des transmissions face à face, contrairement aux communications à 45°. L'une des solutions envisagées a consisté à propager le signal au sein du silicium via des antennes TSV omnidirectionnelles. Les résultats de simulations, dans un cas idéal, ont présenté une bande passante supérieure à 20 GHz pour des communications à 45°. Le cas idéal peut être atteint en augmentant la longueur de zone dopée du silicium mais au prix d'une augmentation de la consommation d'énergie.

Si nous avons démontré la possibilité de faire des transmissions broadcast ou multicast, il est intéressant de considérer les possibilités d'amélioration de transmission point à point. Dans ce chapitre, le canal de propagation sera modifié de façon à répondre aux différents modes de fonctionnement (broadcast, multicast et point à point). L'objectif est d'obtenir un canal actif permettant la modification des caractéristiques de propagation. Pour ce faire, la réalisation de réflecteurs contrôlables sera étudiée. Des axes d'améliorations seront ensuite proposés au niveau de la structure. Enfin une solution composée de transitions CPW à SIW commandables permettant d'accroître la bande passante est présentée.

## 3.2 Possibilité de réalisation de réflecteurs

L'une des solutions envisagées est de réaliser des réflecteurs (Si-dopé) permettant de propager le signal en fonction d'un changement de résistivité dans la zone N+PP+.

Ce concept de réflecteurs n'est pas nouveau dans la littérature. L'utilisation d'un réflecteur en silicium, avec un plasma à l'état solide a été étudiée dans [98]. La caractérisation d'une antenne Yagi-Uda reconfigurable sur un substrat nitrure d'aluminium haute permittivité ( $\epsilon_r = 8.56$ ) est étudiée, Figure 64.

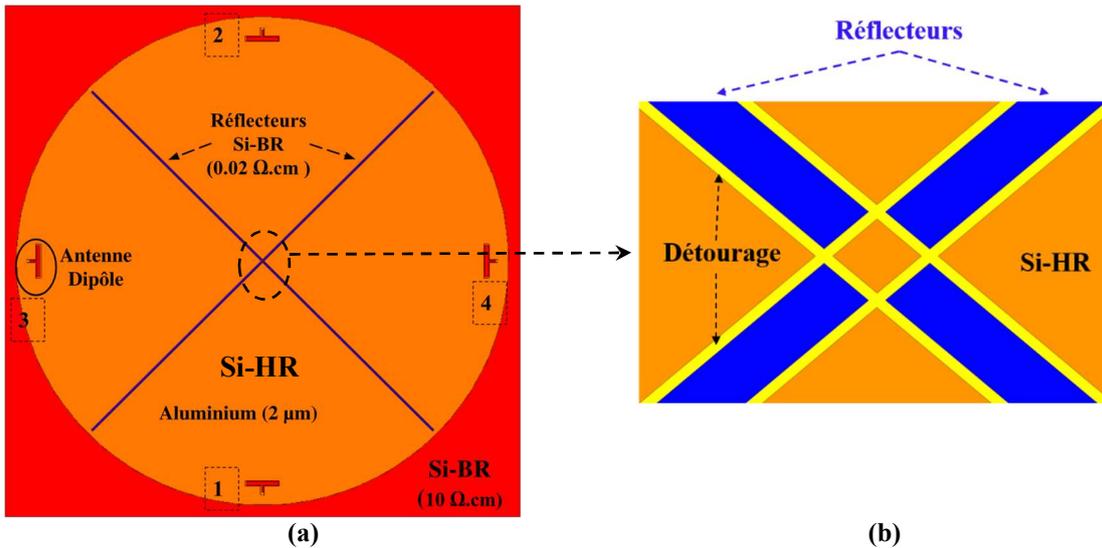


**Figure 64 :** Structure de l'antenne Yagi-Uda (a) ; principe de fonctionnement du réflecteur (b) ; diagramme de rayonnement de l'antenne à l'état off et à l'état on [98].

Le réflecteur en silicium d'une conductivité de  $10^4$  à  $10^5$  S/m, est composé de diodes PIN connectées en série. Les diodes sont composées d'une zone semi-conductrice intrinsèque entre une région dopée de type p et une région dopée de type n. Lorsque ce réflecteur de silicium à plasma est activé, le gain de l'antenne réalisé à l'avant augmente de plus de 2 dBi. La réalisation d'un canal actif sera inspirée de ces travaux.

L'objectif de ce chapitre est de réaliser la conception d'un milieu contrôlable permettant de réaliser une communication broadcast ou point à point. La propagation entre antennes doit être réalisable pour une transmission face à face ou à  $45^\circ$ . Le signal propagé sera ainsi orienté dans la direction voulue en jouant sur la résistivité de ces réflecteurs. Pour réaliser cette étude, les caractéristiques du substrat Silicium ayant été mesurées pour un réseau sans fils de 4 antennes dipôles sont reprises, cette structure est illustrée Figure 65.

La forme du substrat est circulaire. La résistivité des réflecteurs lorsqu'ils sont actifs est de  $0.02 \Omega \cdot \text{cm}$ . La largeur des réflecteurs Si-BR est de  $50 \mu\text{m}$ . Les réflecteurs proposés sont de longueur égale à la zone de propagation de l'onde électromagnétique. Ils sont formés de 2 lignes tronquées au centre, en bleu Figure 65 (b) et orientées à  $45^\circ$  pour une longueur de 6.2 mm.



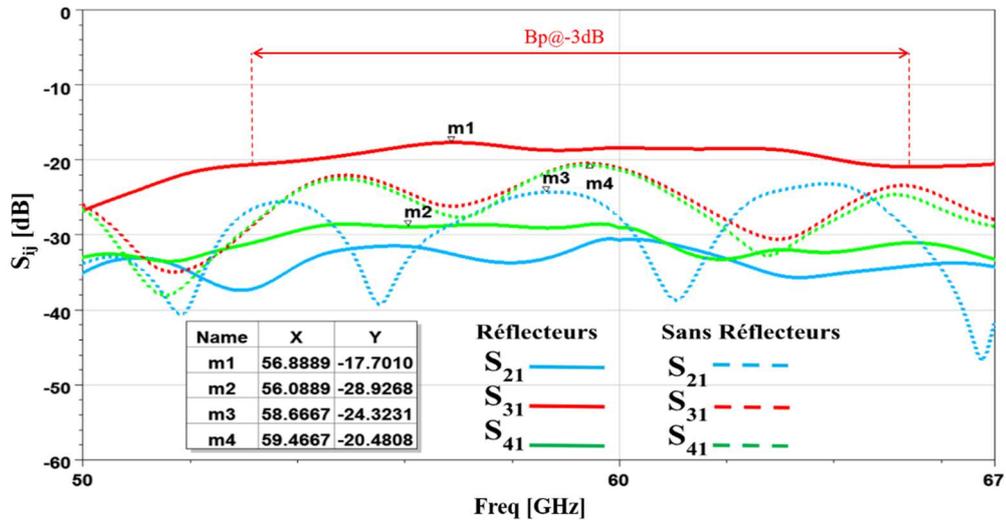
**Figure 65** : Structure simulée pour un réseau sans fils de 4 antennes dipôles (a) ; zoom sur la zone de détournement des réflecteurs (b).

Dans un premier temps et dans le but de réaliser une validation expérimentale, des antennes dipôles sont utilisées. Comme introduit au chapitre précédent, une zone dopée Si-BR de  $10 \Omega.cm$  permet d'augmenter significativement la bande-passante. Les 4 réflecteurs sont également formés grâce à la réalisation de zones dopées. L'application d'une tension négative sur l'un ou plusieurs réflecteurs va permettre de modifier la conductivité du réflecteur et ainsi dévier le signal sans l'atténuer lorsque le réflecteur est très conducteur. La conductivité nécessaire des réflecteurs est de  $5000 s/m$  soit une résistivité de  $0.02 \Omega.cm$ . Sans polarisation, la résistivité des « réflecteurs » est similaire à celle du substrat haute résistivité ( $5 k\Omega.cm$ ) et les signaux ne sont pas, à priori, déviés.

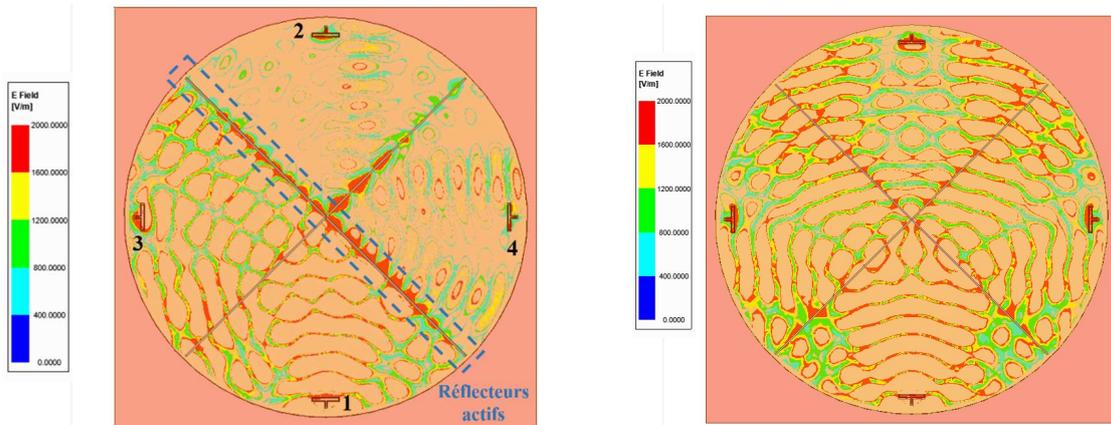
### 3.2.1 Réflecteurs dans le cas d'un substrat circulaire

La propagation sur un substrat silicium composé de 4 antennes dipôles est étudiée pour une distance inter-élément de 14 mm en reprenant la structure présentée Figure 65.

Sur la Figure 66 (b), on observe qu'avec l'activation des deux réflecteurs en diagonale, le paramètre  $S_{31}$  est privilégié. La bande passante à -3 dB passe de 2.6 GHz à 11.7 GHz pour un niveau de transmission amélioré de 2.8 dB. A contrario les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$  sont inférieurs à -28 dB.



(a)



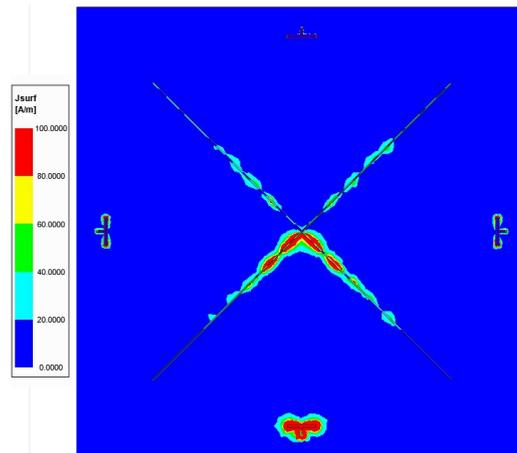
(b)

(c)

**Figure 66** : Résultats de simulation avec et sans réflecteur (a) ; Champ électromagnétique avec réflecteur à 60 GHz (b) ; Champ électromagnétique sans réflecteur à 60 GHz (c).

Les antennes dipôles, gravées au niveau de la métallisation supérieure, propagent le signal au sein du substrat silicium mais également au niveau de la métallisation par des ondes de surface. Ainsi le détournage permettant de réaliser les réflecteurs a un impact direct sur les performances de propagation.

Sans réflecteurs actifs, le signal privilégié pour une antenne directive aurait dû être  $S_{21}$  or son niveau de transmission est inférieur aux transmissions à  $45^\circ$  ( $S_{21} = -24.3$  dB contre  $S_{31} = S_{41} = -20.5$  dB). Le détournage agit comme un mur magnétique, les courants de surface y sont sensibles comme illustré Figure 67.

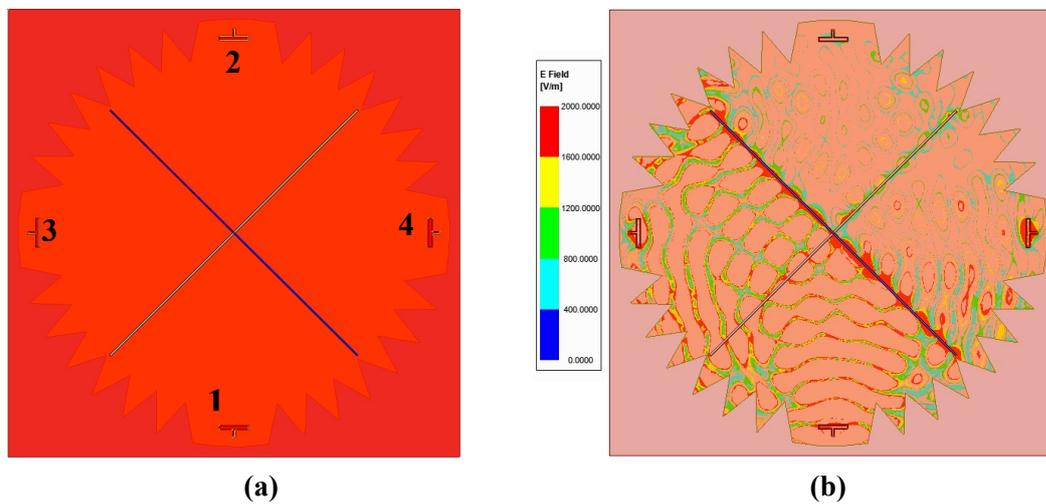


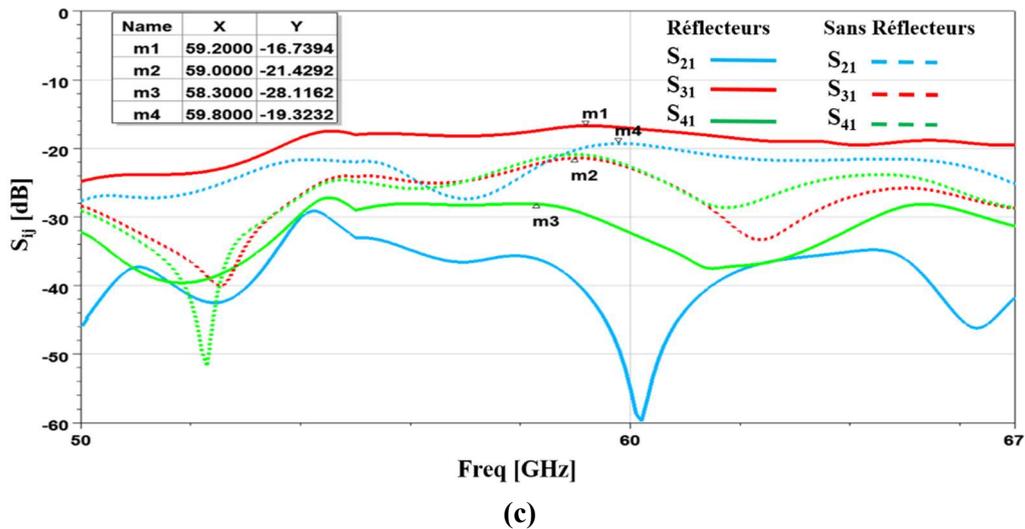
**Figure 67** : Courant de surface à 60 GHz au niveau de la métallisation supérieur, sans réflecteurs

Pour pallier ce problème, des solutions peuvent être envisagées. D'une part en agissant directement sur la forme de la structure (formes anéchoïques) ou d'autre part en réalisant le détournement au niveau de la métallisation inférieure.

### 3.2.2 Réflecteurs dans le cas d'un substrat triangulaire

La structure triangulaire présentée dans le chapitre 2 est reprise pour 4 antennes dipôles et une distance inter-élément de 14 mm, Figure 68 (a). La longueur des réflecteurs et la largeur sont les mêmes que celles définies précédemment. La Figure 68 (b) montre la distribution du champ électromagnétique obtenu à 60 GHz lorsque la communication privilégiée est le paramètre  $S_{31}$ . Les réflecteurs dopés à  $0.02 \Omega \cdot \text{cm}$  permettent d'isoler les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$ .





**Figure 68 :** Réseau sans fils de 4 antennes TSV, distance inter-élément de 14 mm (a) ; Champ électromagnétique avec réflecteur à 60 GHz (b) ; Résultats de simulation avec et sans réflecteur (c).

La forme d'absorbant triangulaire permet d'améliorer la bande passante en transmission face à face lorsqu'il n'y pas de réflecteurs actifs. Sans réflecteurs, les résultats de simulations, Figure 68 (c), montrent que la bande passante en transmission face à face est de 7.5 GHz pour un niveau de transmission de  $S_{21} = -19.3$  dB.

Lorsque les deux réflecteurs sont actifs, le niveau de transmission  $S_{31}$  à  $45^\circ$  est de -16.7 dB pour une bande-passante de 11.7 GHz, soit une amélioration de 4.7 dB et de 9 GHz respectivement. Les niveaux de transmission  $S_{21}$  et  $S_{41}$  sont inférieurs à -28 dB sur toute la plage de fréquence étudiée.

### 3.2.3 Réflecteurs à métallisation inférieure

Comme évoqué précédemment, le détournage au niveau de la métallisation supérieure a un impact sur la propagation, les antennes dipôles étant gravées sur cette métallisation. Un détournage permettant de réaliser les réflecteurs au niveau de la masse pourrait permettre d'améliorer les niveaux de bandes passantes lorsque les réflecteurs sont inactifs. Les dipôles étant directifs, les paramètres  $S_{21}$  et  $S_{34}$  devraient voir leur bande passante élargies.

Sans polarisation des réflecteurs, Figure 69, la transmission directe ( $S_{21} = S_{43}$ ) est égale à -16.4 dB pour une bande passante ( $Bw_{-3\text{ dB}}$ ) supérieure à 11 GHz. Les paramètres de transmission pour des antennes situées à  $45^\circ$  ( $S_{31} = S_{41}$ ) présentent un niveau maximal de transmission de -26 dB. Lorsque le réflecteur est polarisé, la bande passante de  $S_{31}$  passe de 1.5 GHz à 11.1 GHz pour un niveau de transmission de -16.4 dB. Seul un très faible niveau de signal passe. Les niveaux de transmission des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$  sont inférieurs à -47 dB sur l'ensemble de la bande.

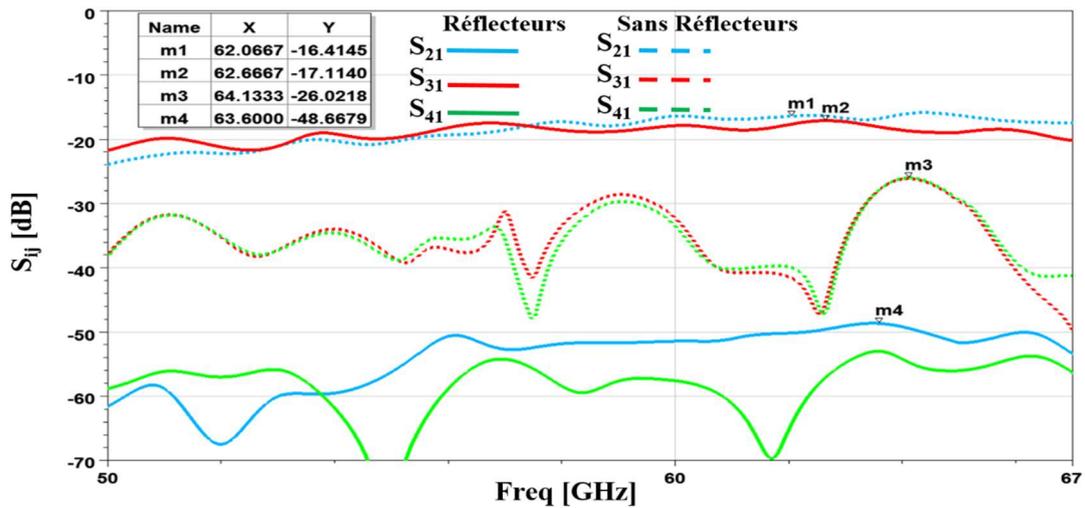


Figure 69 : Résultats de simulation d'un réseau sans fils de 4 antennes TSV pour un détournement au niveau de la partie inférieure du substrat.

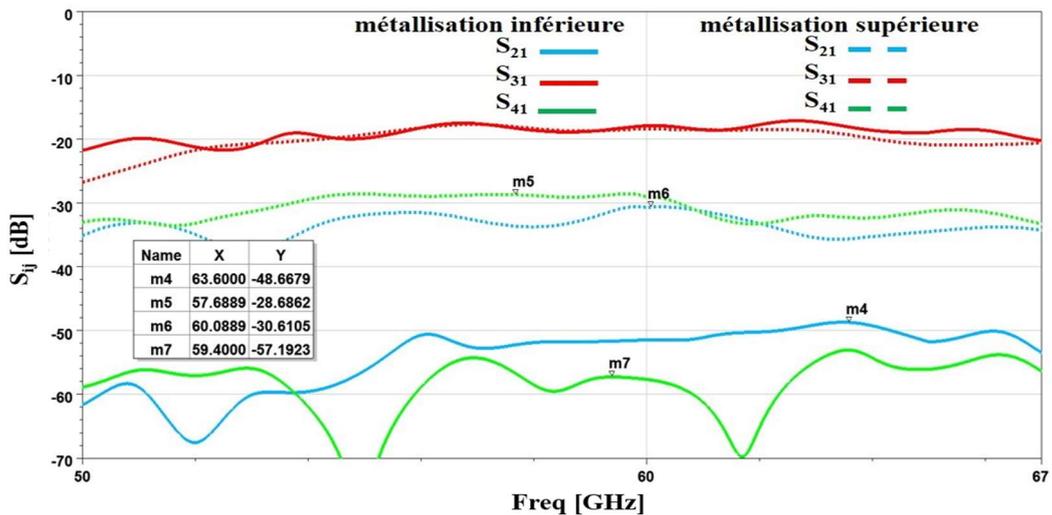


Figure 70 : Comparaison des résultats de simulation entre une polarisation au niveau du plan métallique inférieur et au niveau du plan métallique supérieur.

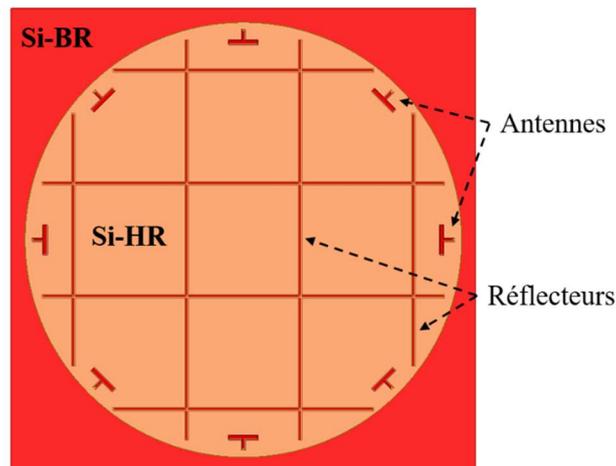
La comparaison des niveaux de polarisation présentés Figure 70, montre l'intérêt de réaliser le détournement au niveau du plan métallique inférieur. Lorsque la tension de polarisation est appliquée sur les réflecteurs en diagonales, le paramètre  $S_{31}$  est privilégié. Les niveaux de transmission sont similaires, le principal changement se situe au niveau l'isolation des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{41}$ . Pour un détournement au niveau du plan métallique supérieur du substrat, les niveaux d'isolation sont inférieurs à -27 dB. Ils sont améliorés de 20 dB par l'intermédiaire d'une polarisation au niveau de la masse. Un changement

au niveau de la forme du substrat peut également impacter la propagation. D'autres moyens permettant d'améliorer la largeur de bande passante sont ensuite explorés.

### 3.3 Possibilité de réalisation de guide CPW à SIW

#### 3.3.1 Principe et intérêt

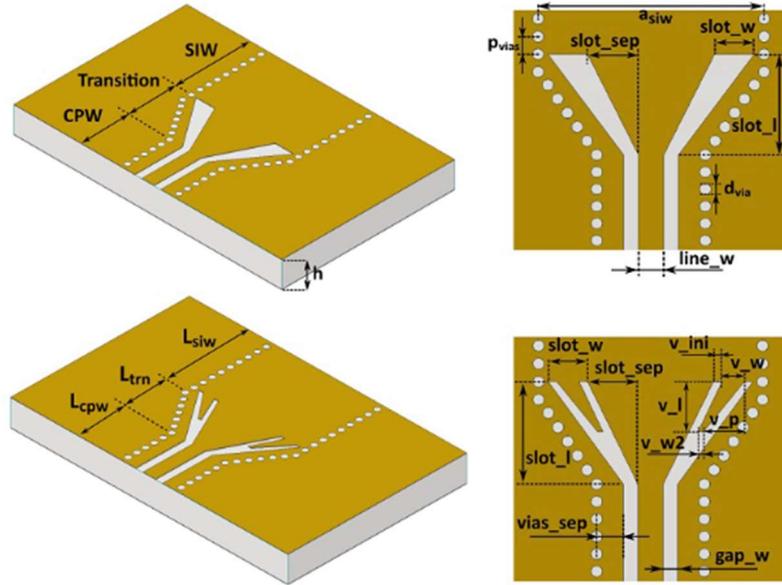
La réalisation de réflecteurs permet d'optimiser les transmissions point à point, suivant leur résistivité, tout en gardant la possibilité de réaliser des communications broadcast. Le schéma de principe pour 8 antennes dipôles est illustré sur la Figure 71.



**Figure 71** : Schéma de principe des interconnexions WiNoC de type broadcast ou unicast pour 8 antennes dipôles.

La technique d'alimentation CPW (coplanar waveguide) à SIW (Substrate Integrated Waveguide) est réalisée dans le but d'améliorer les connexions point à point ou broadcast.

La conception d'un guide d'ondes intégré au substrat (SIW) excité par un guide d'ondes coplanaire (CPW) est une option viable pour les applications de circuits intégrés à ondes millimétriques. La Figure 72 montre la conception 3D d'une transition CPW-SIW pour un substrat Rogers TMM10i ( $\epsilon_r = 9.8$ ), [99]. La transition SIW présente une longueur  $slot_1 \approx \lambda/4$ .



**Figure 72** : Valeurs de conception de la fente triangulaire conique (en haut) et de la fente en V (en bas).

La ligne d'adaptation du CPW a une impédance de  $50 \Omega$ . Le guide SIW est conçu à l'aide de vias (trous métallisés) d'un rayon «  $d$  » et séparé d'une distance «  $p$  » décrits par l'équation (23) ci-dessous, [100].

$$\begin{cases} d < \frac{\lambda g}{5} \\ p < 2d \end{cases} \quad (23)$$

La gamme de fréquences est déterminée par la largeur «  $a$  » du guide d'ondes SIW par l'équation (24), [101].

$$a = \frac{c}{2 \cdot f_c \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (24)$$

Où «  $c$  » est la vitesse de la lumière,  $f_c$  la fréquence de coupure du SIW, et  $\epsilon_r$  est la permittivité du substrat.

L'équation simplifiée permettant de propager un mode  $TE_{10}$  est donnée par l'équation (25)

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot a} \quad (25)$$

Ces techniques permettent d'obtenir de hauts niveaux de transmission sur une large bande passante. Dans [102], la bande de fréquences étudiée est de [18,5-27 GHz], le

substrat choisi est du RT Duroid 5880 d'une permittivité  $\epsilon_r = 2,2$ . Les niveaux de transmissions obtenus sont supérieurs à - 0.7 dB sur la totalité de la bande étudiée.

### 3.3.2 Dimensionnement

Pour cette étude, la technique CPW-SIW est reprise pour un substrat silicium. Le guide SIW n'est cependant pas formé à l'aide de vias mais grâce aux réflecteurs précédemment introduits. La largeur entre les réflecteurs permettant de réaliser un guide SIW est calculée en reprenant l'équation (24).

L'impédance de l'onde dans le substrat peut être calculée grâce à l'équation (26) :

$$Z_{Si} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = 377 \cdot \frac{1}{\sqrt{11.9}} = 109 \Omega \quad (26)$$

L'alimentation CPW-50 $\Omega$  à SIW va servir d'adaptation d'impédance pour le silicium  $Z_{Si} = 109 \Omega$ . Dans un premier temps plusieurs guides CPW-SIW sont étudiés pour une largeur  $Z_{SIW}$  de 2.9 mm correspondant à une fréquence de coupure théorique à 51 GHz. La Figure 73 montre la structure simulée sur substrat silicium. Elle est constituée de deux sections d'absorbant situées derrière la transition CPW-SIW. La résistivité de ces absorbants est de 10  $\Omega$ .cm. Les réflecteurs lorsqu'ils sont actifs ont une résistivité de 0.02  $\Omega$ .cm correspondant à une conductivité de 5000 s/m. La propagation est effectuée sur un substrat silicium haute-résistivité Si-HR de 5000  $\Omega$ .cm.

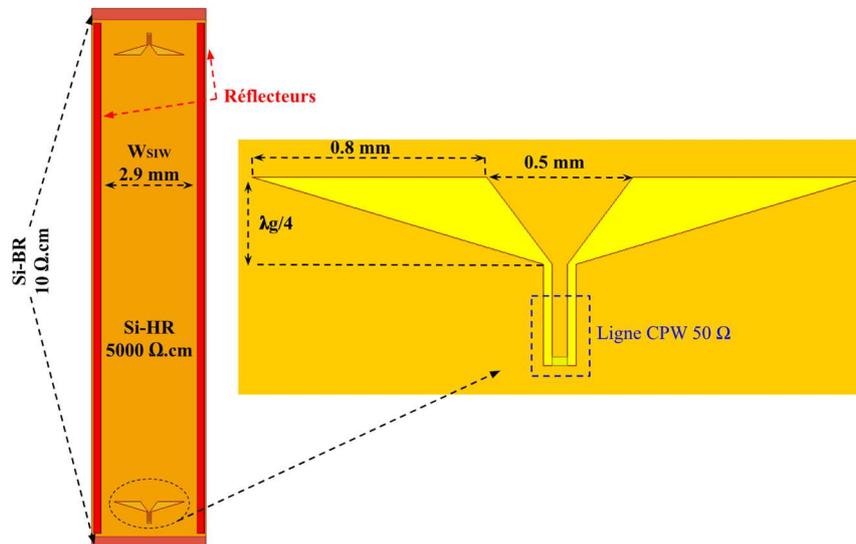
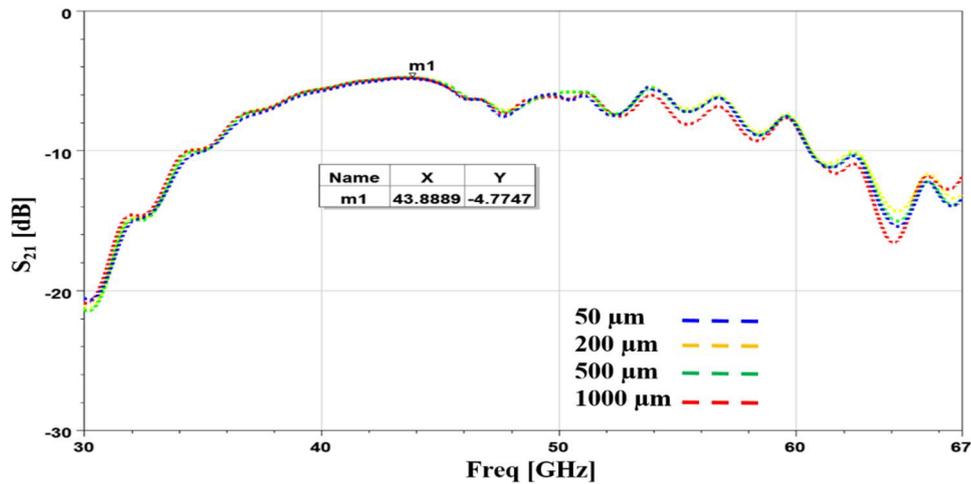


Figure 73 : Structure CPW-SIW simulée sur substrat silicium



**Figure 74** : Evolution du paramètre de transmission  $S_{21}$  en fonction de la largeur des réflecteurs.

Sur l'exemple ci-dessus la largeur des réflecteurs est de 200  $\mu\text{m}$ . L'impact des largeurs de réflecteurs sur la transmission est minime comme le montre la Figure 74. Pour des largeurs de réflecteurs de 50, 200 et 500  $\mu\text{m}$  la bande passante est estimée à 21 GHz en simulation pour un niveau de transmission de -4.8 dB ce qui constitue une grande amélioration des performances.

Un substrat de la taille d'une puce (16.3  $\text{mm}^2$ ) est ensuite utilisé pour étudier la propagation via une alimentation CPW-SIW.

### 3.3.3 Simulations d'interconnexions CPW-SIW

La Figure 75 (a) montre la réalisation de deux transitions séparées d'une distance inter-élément de 14 mm. Deux largeurs  $W_{\text{SIW}}$  ont été choisies à 2.9 mm et 5 mm. Théoriquement l'augmentation de la largeur devrait abaisser la fréquence de résonance des transitions CPW-SIW. Lorsque les réflecteurs sont polarisés, leurs résistivités passent de 5000  $\Omega\cdot\text{cm}$  à 0.02  $\Omega\cdot\text{cm}$ . Le substrat circulaire utilisé pour la propagation est un substrat Si-HR entouré d'une zone polarisée Si-BR de 10  $\Omega\cdot\text{cm}$ . Plusieurs simulations sont réalisées dans le but de maximiser la bande passante, le niveau de transmission du signal et déterminer l'influence de la largeur des réflecteurs sur la propagation. La Figure 75 (b) présente un réseau sans fils de 4 transitions CPW-SIW pour une largeur  $W_{\text{SIW}}$  fixée à 2.9 mm.

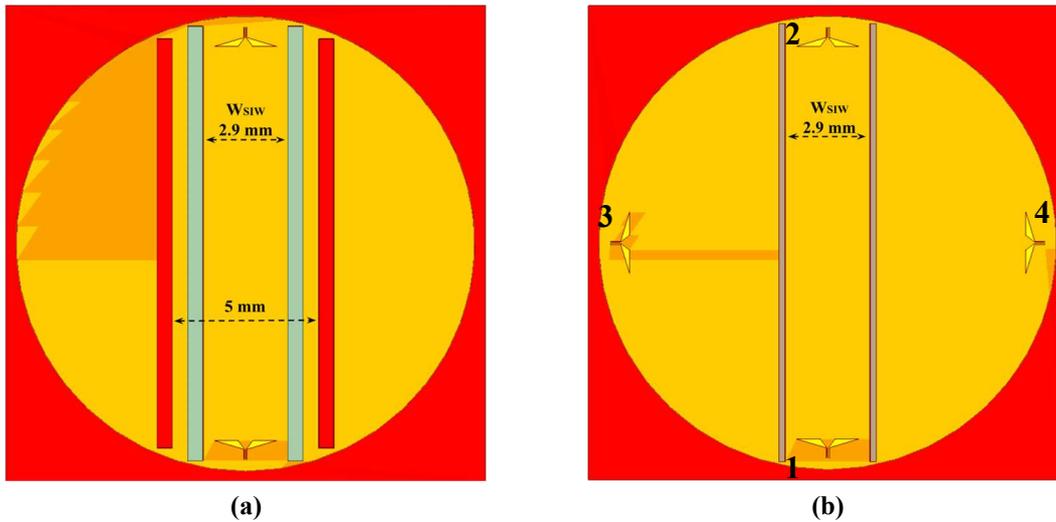


Figure 75 : Structures étudiées pour 2 largeurs de réflecteurs différents (a) ; 4 transitions CPW-SIW (b).

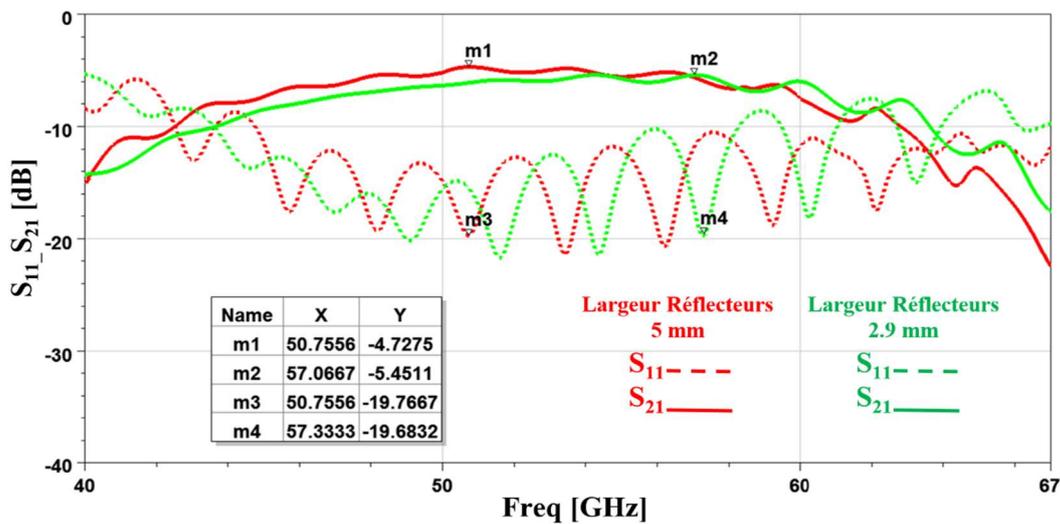


Figure 76 : Comparaison des résultats de simulation des paramètres  $S_{21}$  et  $S_{11}$  pour des largeurs de réflecteur de 2.9 mm et 5 mm.

La Figure 76 montre les résultats de simulations pour une propagation face à face. Le niveau de transmission  $S_{21}$  est de - 5.5 dB, pour une largeur  $W_{SIW} = 2.9$  mm avec une bande-passante  $BW_{-3\text{ dB}} = 15.4$  GHz. Le maximum de transmission est obtenu à 57 GHz. L'augmentation de la largeur  $W_{SIW}$  à 5 mm permet d'abaisser la fréquence de résonance. La fréquence pour laquelle le niveau de transmission maximal est atteinte est située à 50.8 GHz pour un niveau  $S_{21} = -4.7$  dB et une bande passante  $BW_{-3\text{ dB}} = 16.1$  GHz.

Il est intéressant de constater, Figure 77 (a), que sans polarisation le niveau de transmission face à face, en simulation, est doublé par rapport aux antennes dipôles étudiées au chapitre 2. Cela peut être dû à l'adaptation d'impédance réalisée par la transition CPW-SIW. Un niveau de transmission  $S_{21} = -9.5$  dB est obtenu pour une bande

passante de 11.5 GHz. Après polarisation des jonctions des réflecteurs, le niveau de transmission est amélioré de 5.4 dB :  $S_{21} = -4$  dB pour une bande passante de 15.2 GHz.

La Figure 77 (b) montre que sans réflecteur actif les transmissions face à face  $S_{21}$  et  $S_{43}$  présentent également des niveaux supérieurs aux dipôles avec  $S_{21} = -9.5$  dB et  $S_{34} = -10$  dB et des bandes passantes de 11.5 GHz et 11 GHz respectivement.

Le dopage des réflecteurs permet d'améliorer la transmission  $S_{21}$  tout en isolant  $S_{34}$  ( $S_{21} = -4$  dB contre  $S_{34} < -40$  dB).

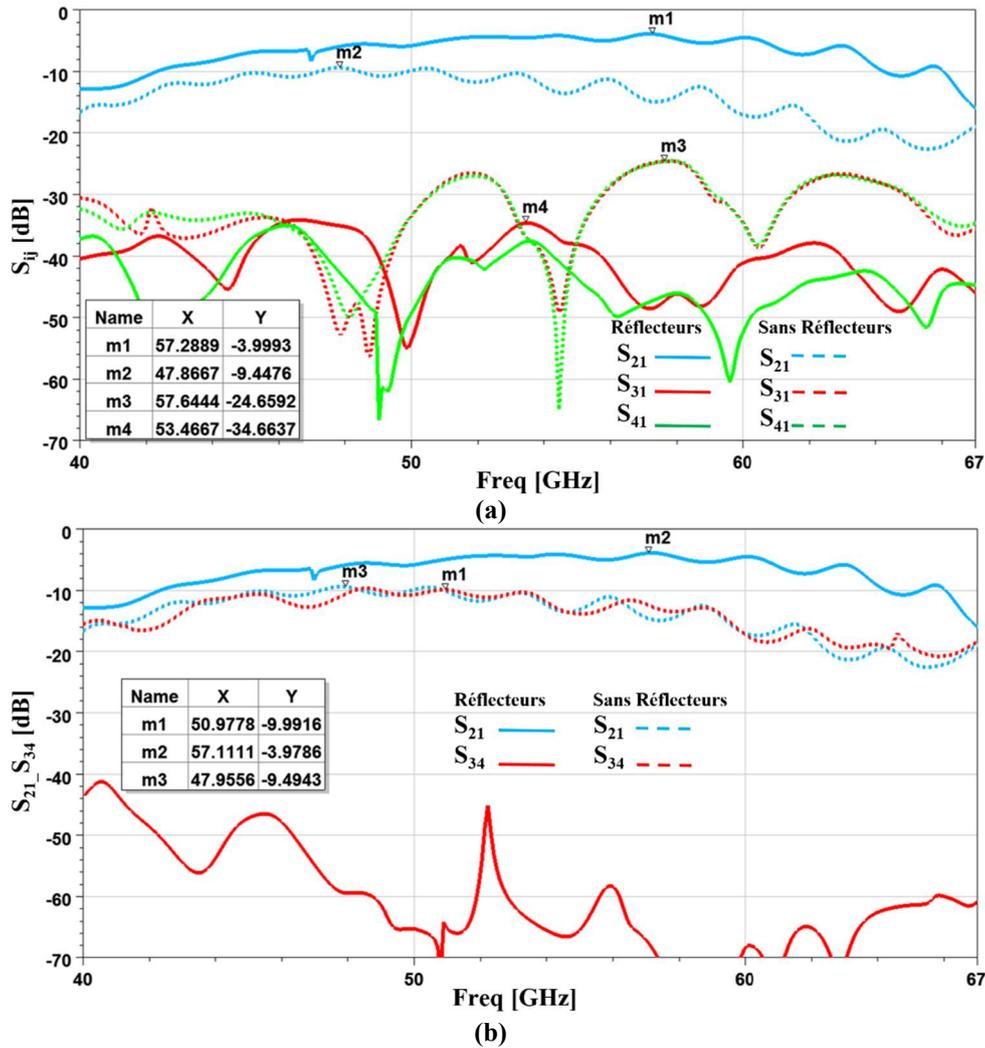


Figure 77 : Paramètres S avec/sans réflecteurs actifs (a) ; comparaison des transmissions face à face  $S_{21}$  et  $S_{43}$  avec/sans réflecteurs actifs (b).

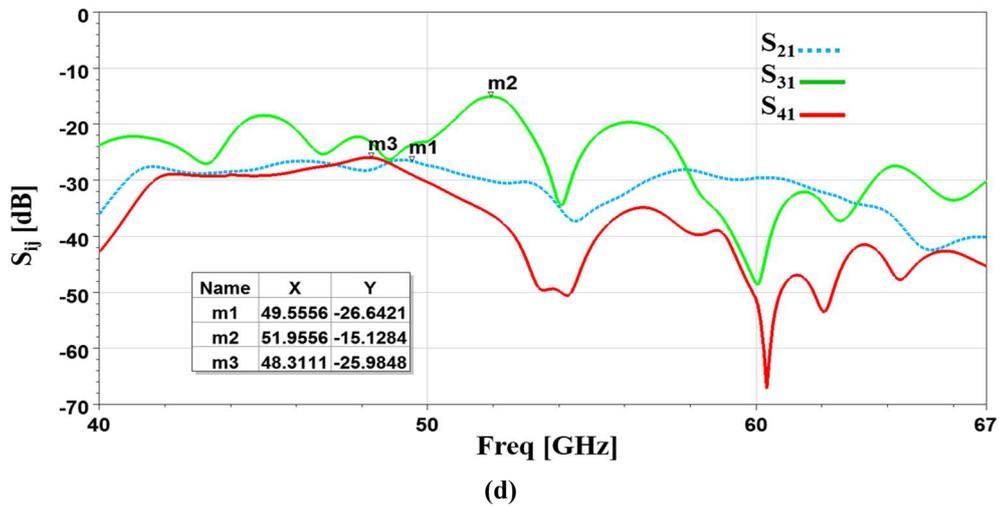
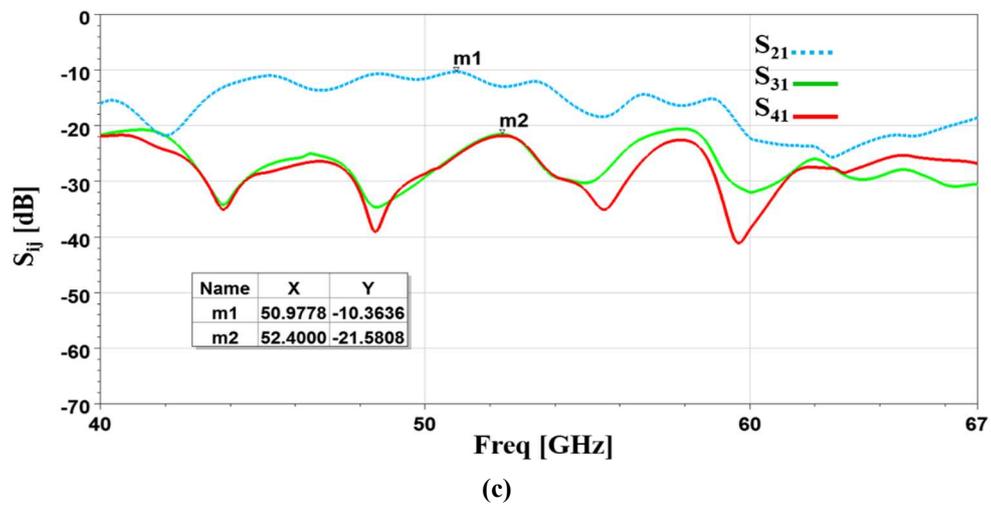
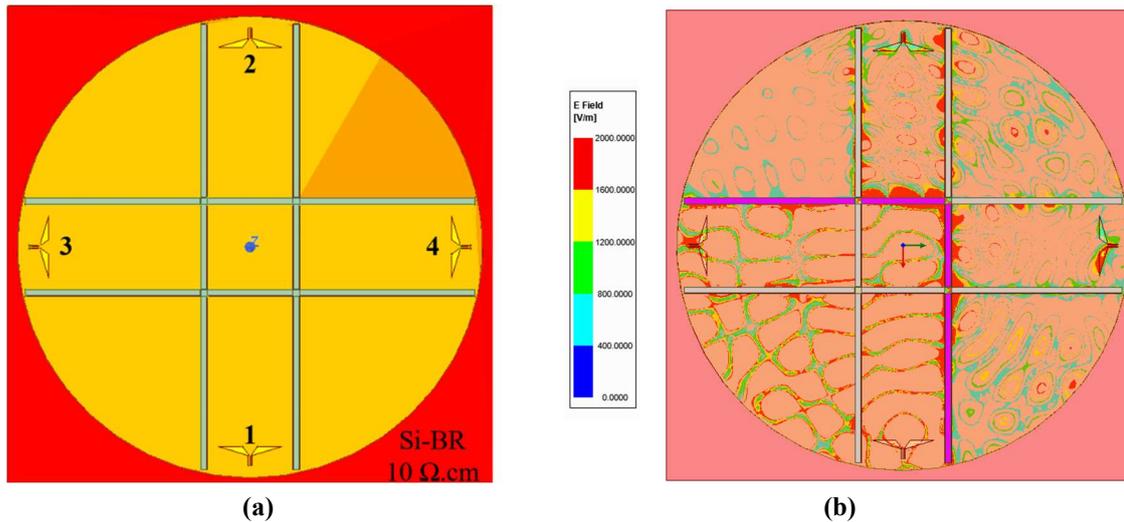


Figure 78 : Schéma simulé sur HFSS de 4 transitions CPW-SIW (a) ; Champ électromagnétique simulé à 52 GHz (b) ; paramètres S sans polarisation des réflecteurs (c) ; paramètres S avec polarisation des réflecteurs (d).

Pour conclure, la faisabilité des communications broadcast pour ce type de transition est étudiée sur la Figure 78 (a). Sur cette figure simplifiée, des réflecteurs quadrillés sont utilisés. La Figure 78 (b) montre que l'angle des réflecteurs polarisé (en mauve) n'est pas optimal pour les communications à 45° présentant une transition directive. Cependant les résultats des simulations, Figure 78 (c), (d) montrent qu'il est également possible de privilégier une communication point à point ou broadcast en jouant sur la résistivité des réflecteurs. L'amélioration des performances peut être obtenue en changeant les angles ou la forme des réflecteurs. Tout comme les antennes dipôles, les transitions CPW-SIW restent très directives et permettent une communication point à point ou broadcast.

### 3.4 Conclusion

L'association de réflecteurs sur substrat silicium avec un dopage du Si-BR pour des réseaux d'antennes dipôles permet d'agir sur le signal en privilégiant des communications face à face ou à 45°. L'orientation du signal est obtenue grâce à un changement de résistivité des jonctions formant ainsi des réflecteurs.

De larges bandes passantes et des niveaux de transmission élevés sont obtenus pour des transmissions à 45° et des antennes directives, ce qui est intéressant pour les communications point à point. Cependant, il a été observé que le détournement permettant de réaliser les réflecteurs a un impact sur la propagation électromagnétique. Sans polarisation des réflecteurs, une partie des courants de surfaces est réfléchi sur la zone détournée. Le détournement au niveau de la métallisation supérieure ne permet pas d'obtenir des bandes passantes en transmission face à face suffisantes.

L'une des solutions permettant de résoudre ce problème est de réaliser le détournement au niveau de la masse. Sans réflecteur actif, une bande passante supérieure à 11 GHz est obtenue pour  $S_{21} = S_{43} = -16.4$  dB, ce qui est conforme aux mesures du chapitre 2. Lorsque le réflecteur est actif, la bande passante obtenue passe de 1.5 GHz à 11.1 GHz pour une transmission à 45°.

Une autre méthode de transition est ensuite exploitée, les transitions CPW-SIW permettent d'obtenir des hauts niveaux de transmission de -4.8 dB pour des bandes passantes, en simulation, de 21 GHz. Il est important de souligner que sans réflecteur pour un réseau sans fils de 4 transitions CPW-SIW les performances en termes de niveaux de transmission et de bandes passantes sont supérieures aux réseaux d'antennes dipôles. Enfin ces transitions permettent de réaliser en fonction de la résistivité des réflecteurs des transmissions point à point ou broadcast.

Il est nécessaire d'évaluer les caractéristiques de ces systèmes WiNoC. Dans le paragraphe suivant, l'évaluation des performances (débit, consommation...) de certains circuits d'antennes dipôles réalisés et mesurés, sont effectuées.

# 4 Analyse des performances des systèmes WiNoC mesurés

## 4.1 Introduction

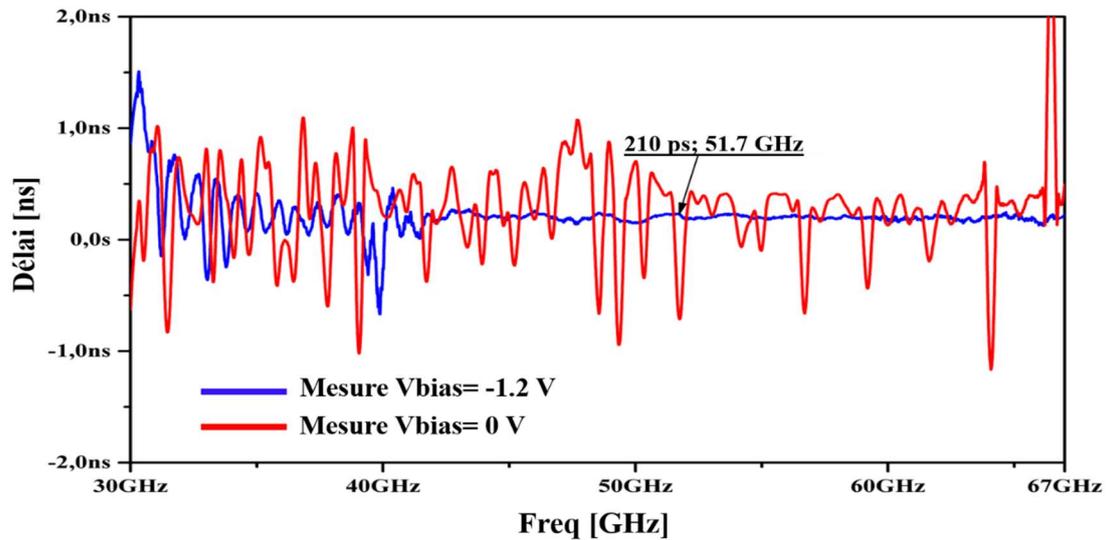
L'optimisation de la propagation sur silicium a été proposée dans les chapitres précédents dans le domaine fréquentiel. Dans un premier temps, cette optimisation des performances a été obtenue en polarisant une jonction  $N^+PP^+$ . Cette jonction forme une zone dopée Si-BR permettant de réduire les réflexions et les trajets multiples. Des bandes passantes supérieures à 14 GHz ont été mesurées. Dans l'optique d'accroître les bandes passantes en communications broadcast, des réseaux sans fils d'antennes TSV ont été simulés laissant entrevoir des bandes passantes potentiellement supérieures à 20 GHz. D'autres travaux sur les transitions CPW-SIW permettent également d'accroître ces bandes passantes en communication point à point ou broadcast.

Ce chapitre propose de réaliser l'estimation des débits binaires disponibles, sur les circuits mesurés et simulés précédemment et ainsi d'évaluer les caractéristiques des systèmes WiNoC.

La modulation on-off keying (OOK) est utilisée. Cette modulation présente l'avantage de consommer peu d'énergie, d'être moins complexe que les modulations BPSK, QPSK et d'être compatible avec la technologie CMOS [103], [104]. L'impact de la polarisation du substrat sur le temps de propagation, la réponse impulsionnelle puis la puissance consommée est ensuite évaluée.

## 4.2 Analyse du retard de groupe

Le « group delay » ou retard de groupe va permettre de mesurer le phénomène de distorsion sur l'ensemble du spectre. Plus le « group delay » est constant moins la distorsion sera importante. Ce « group delay » est obtenu en utilisant la fonction présente au sein du simulateur circuit ADS. Un temps de propagation de groupe, présentant une variation de phase linéaire sur la fréquence de fonctionnement des antennes, est essentiel. Cela signifie que les ondes électromagnétiques peuvent être transmises et reçues sans dispersion.



**Figure 79** : Retard de groupe mesuré avec et sans polarisation pour un circuit circulaire d'une distance inter-éléments de 14 mm.

La Figure 79 montre le temps de propagation de groupe mesuré avec et sans absorbant, pour un substrat circulaire, dans la bande de fréquences [30-67 GHz]. Avec la polarisation, le temps de propagation de groupe est constant dans la largeur de bande de fonctionnement, ce qui est très important dans ce système. Ce temps de propagation de groupe constant permet de confirmer l'absence de distorsion lors de la transmission et de la réception des signaux. Afin d'évaluer le comportement du canal par trajets multiples avec et sans couche résistive environnante, une simulation temporelle a ensuite été réalisée.

### 4.3 Réponse impulsionnelle HFSS

La simulation temporelle, Figure 80, a été réalisée sur HFSS<sup>TM</sup>, pour un substrat circulaire comprenant deux dipôles alimentés par une impulsion gaussienne de 1 V et d'une largeur de 4 ps. La tension émise d'une antenne émettrice à une antenne réceptrice, pour une distance inter-élément de 14 mm est représentée.

Le temps de propagation entre les deux antennes est égal à 90 ps dans les conditions polarisées et non polarisées. Sans tension de polarisation, de nombreuses réflexions peuvent être observées de 90 ps à 500 ps. Les réflexions sont fortement atténuées lorsqu'une tension de polarisation est appliquée, correspondant à une résistivité de 10  $\Omega$ .cm sur la couche environnante.

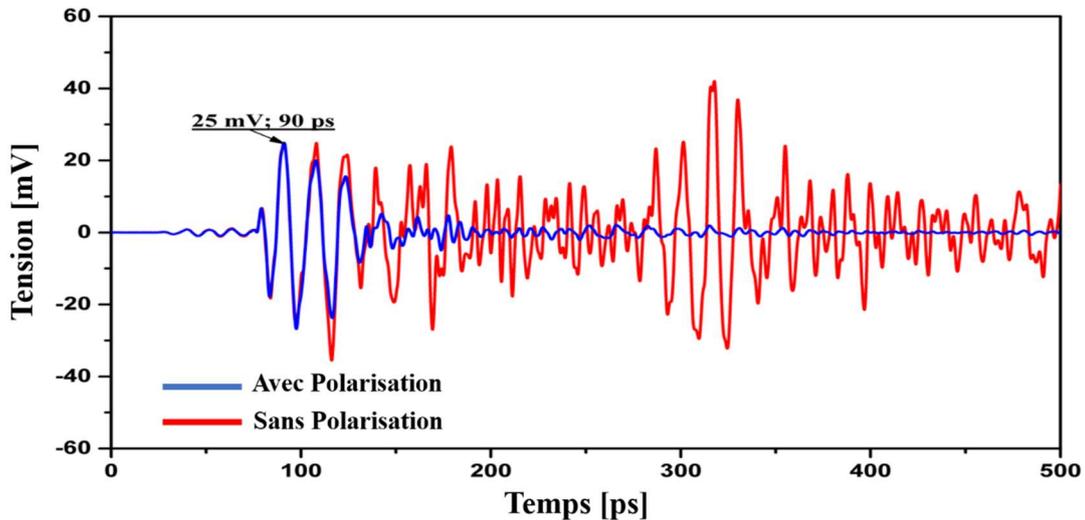


Figure 80 : Réponse impulsionnelle simulée entre deux antennes dipôles sur HFSS<sup>TM</sup>, avec et sans polarisation, pour un circuit circulaire d'une distance inter-éléments de 14 mm.

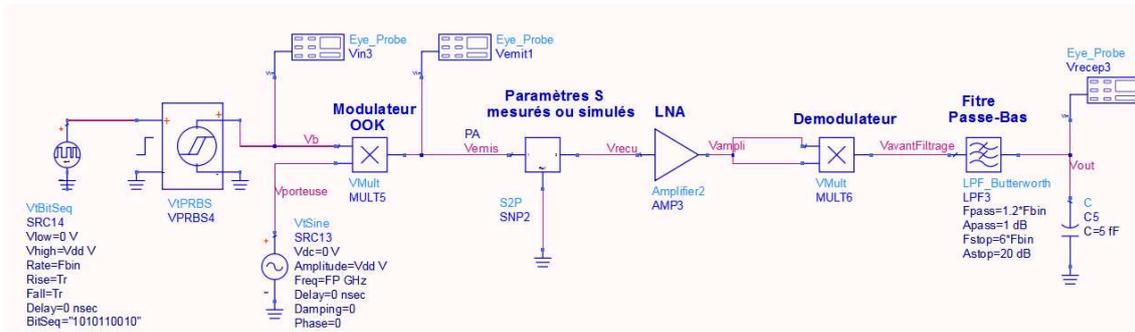
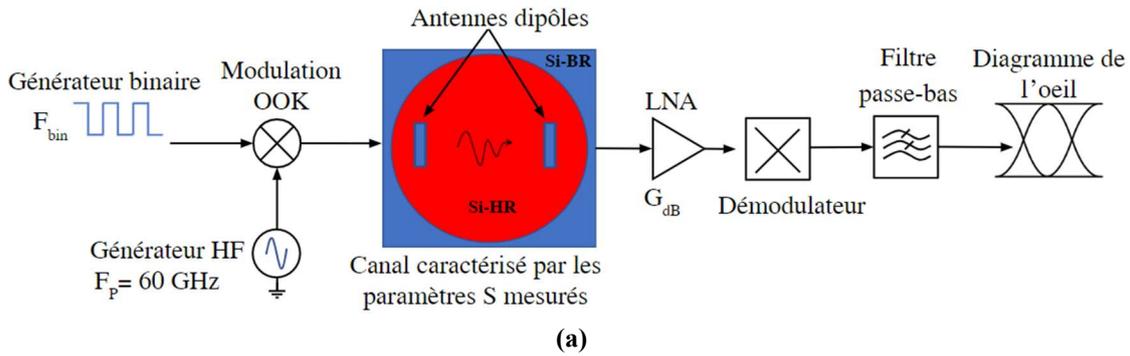
## 4.4 Système de modulation OOK

### 4.4.1 Etude temporelle

Précédemment, l'étude du canal de propagation a permis d'évaluer les performances WiNoC du canal de propagation en termes de bande passante et de niveau de transmission. Afin de démontrer l'intérêt de nos solutions de transmission sans fils, une étude temporelle a été réalisée. Elle permet d'estimer les débits possibles et de comparer notre solution à l'état de l'art. N'ayant pas accès à des mesures temporelles (pas de générateur de signaux ni d'oscilloscope HF), une estimation du rapport signal/bruit à partir de mesures de fréquences a été réalisée à l'aide de simulations circuits ADS (Advanced Design System) [105].

Cette étude consiste à estimer les caractéristiques du canal de propagation mesuré entre deux antennes dipôles pour trois tensions de polarisation ( $V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$ ,  $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$  et  $V_{\text{bias}} = -1,3 \text{ V}$ ).

Les circuits étudiés ont deux antennes dipôles situées à une distance inter-éléments de 6 mm puis 14 mm. La Figure 81 (a) et (b) montre le schéma simplifié mis en œuvre pour effectuer cette analyse avec le simulateur circuit ADS. Le programme ADS fournit le diagramme de l'œil et le rapport signal à bruit des circuits mesurés. Un émetteur-récepteur OOK très simple, conçu pour évaluer les performances du canal, a été utilisé.



**Figure 81 :** (a) Vue d'ensemble de la simulation simplifiée ADS; (b) programme ADS fournissant le diagramme de l'œil et le SNR des circuits mesurés et simulés.

Un générateur, de séquences binaires ( $F_{bin}$ ) et d'ondes sinusoïdales de fréquence porteuse ( $F_p$ ) en modulation OOK, forme la partie émettrice. Dans l'exemple ci-dessus la fréquence  $F_p = 60$  GHz coïncide avec la fréquence centrale de la bande passante à -3 dB.

Les temps de montées et de descentes des signaux binaires sont représentés par  $T_r = 0.05 \cdot T_{bit}$  avec  $T_{bit} = 1/F_{bin}$  et  $F_{bin}$  représentant le débit binaire en GHz. Le temps à l'état haut est défini par  $TH = 0.45 \cdot T_{bit}$ .

Le générateur excite le canal de propagation décrit par les paramètres S mesurés ou simulés et rassemblés dans un fichier Touchstone (.snp).

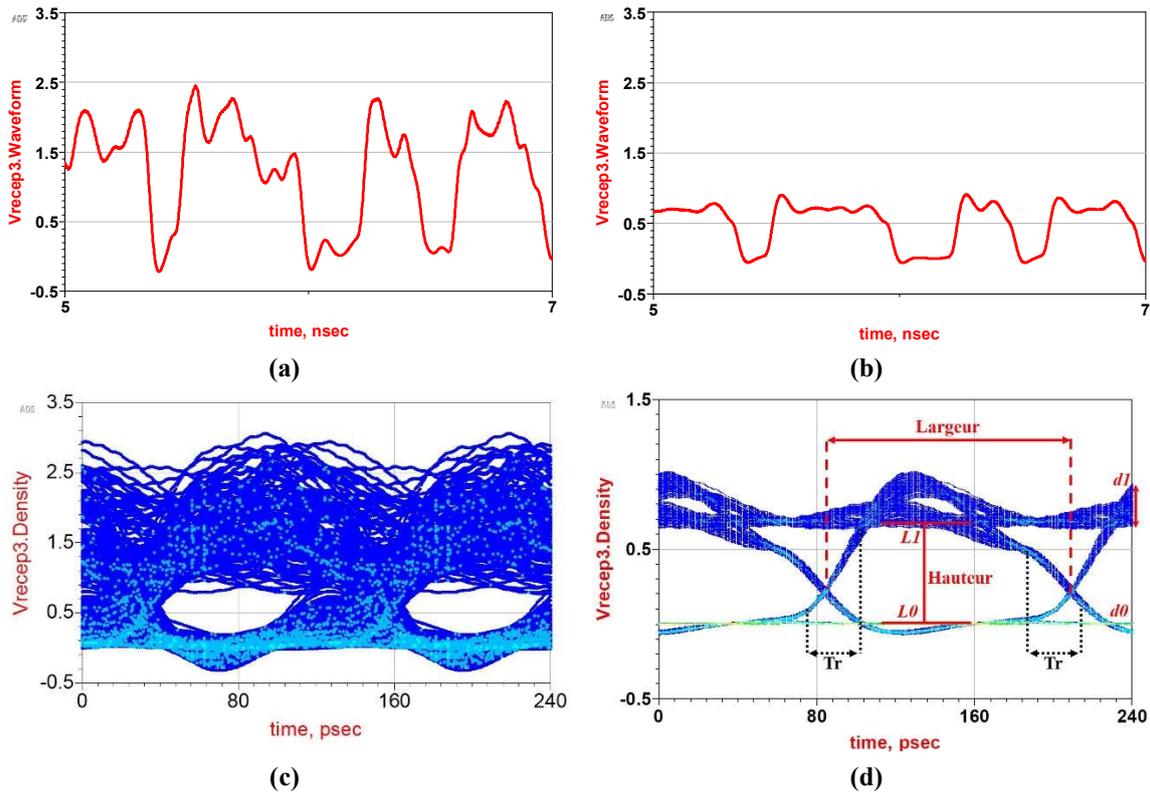
La partie réceptrice contient, un amplificateur à faible bruit (LNA) à un gain variable  $G$  et un démodulateur composé d'un multiplieur pour faciliter le filtrage, ce qui donne un signal décrit par l'équation (27) :

$$b^2 \cos^2(\omega t + \varphi) = \frac{b^2(1 + \cos(2\omega t + 2\varphi))}{2} \quad (27)$$

En utilisant un filtre passe-bas de Butterworth,  $b^2$  est obtenu, il représente le symbole binaire. L'outil de simulation de circuit ADS<sup>®</sup> fournit les diagrammes de l'œil permettant d'évaluer les performances des circuits en bande V.

#### 4.4.2 Analyse du diagramme de l'œil

Plusieurs aspects du débit binaire et du gain de l'amplificateur déterminent le rapport signal à bruit ou « Signal to noise ratio » (SNR). La Figure 82 (a) montre la détérioration du canal de propagation sans tension de polarisation. Les résultats sont obtenus après mesure des paramètres S pour substrat circulaire séparée de deux antennes dipôles et présentant une distance inter-élément de 14 mm. Les niveaux sont plus élevés dans la Figure 82 (a) que dans la Figure 82 (b), mais ils présentent également plus d'effets parasites. L'augmentation de la tension de polarisation réduit ces effets. Pour évaluer l'influence de ces distorsions le diagramme de l'œil est l'outil adéquat.



**Figure 82 :** (a) tension de sortie de la partie réceptrice sans polarisation,  $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$ ; (b) tension de sortie de la partie réceptrice avec polarisation,  $V_{\text{bias}} = -1,2 \text{ V}$ ; (c) Diagramme de l'œil sans polarisation; (d) Diagramme de l'œil avec polarisation.

La Figure 82 (c) et (d) montre les diagrammes de l'œil obtenus en simulation sans tension de polarisation ( $V_{\text{bias}} = 0 \text{ V}$ ) et avec tension de polarisation ( $V_{\text{bias}} = -1.2 \text{ V}$ ). Le débit de données binaire  $F_{\text{bin}}$  est de 8 Gbps pour un gain global (LNA) de 25 dB. Le bruit renvoyé sur l'amplificateur LNA est nul ( $N_f = 0 \text{ dB}$ ), ce qui nous permet de quantifier le bruit dû au canal de propagation. Compte tenu des résultats des mesures, la fréquence porteuse a été fixée à 60 GHz.

La Figure 82 (d) montre les différents paramètres permettant de calculer le SNR en utilisant l'équation (28). Le niveau L1 est le "1", L0 est le "0", d1 et d0 sont les niveaux de bruit liés à L1 et L0. La hauteur du diagramme de l'œil est notée H et sa largeur W.

$$(SNR)_{dB} = 20 \cdot \text{Log}_{10} \left( \frac{L_1 - L_0}{d_1 + d_0} \right) \quad (28)$$

**Tableau 11** : Caractéristiques du diagramme de l'œil pour deux antennes dipôles, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire.

F bin. (Gbit/s)	V <sub>bias</sub> (V)	gain LNA (dB)	H (V)	W (ps)	SNR (dB)
8	0.4	20	0.07	98	8.5
		25	0.21	113	8
	0.8	20	0.31	121	17.8
		25	1	126	17.7
	1.2	20	0.18	120	16.5
		25	0.57	120	16.5
12	0.8	20	0.2	78	14.3
		30	2.13	79	14.3
	1.2	20	0.07	x	9.8
		30	0.85	x	11.4
14	0.8	30	1.5	53	11.3

**Tableau 12** : Caractéristiques du diagramme de l'œil pour deux antennes dipôles, distance inter-élément de 6 mm, substrat circulaire.

F bin. (Gbit/s)	V <sub>bias</sub> (V)	gain LNA (dB)	H (V)	W (ps)	SNR (dB)
8	0.8	15	x	30	6.7
		25	0.05	x	6.8
	0.9	15	0.03	91	13.3
		25	0.28	92.5	13.6
	1.3	15	0.05	113	18.8
		25	0.49	114	18.7
10	0.8	15	x	2	5.4
		25	x	4	5.7
	0.9	15	0.06	x	8
		25	0.06	0.04	8.1
	1.3	10	0.01	64	17.6
		25	0.42	92.5	16.9
12	1	25	0.09	52	11.3
	1.3	25	0.29	55	14.2

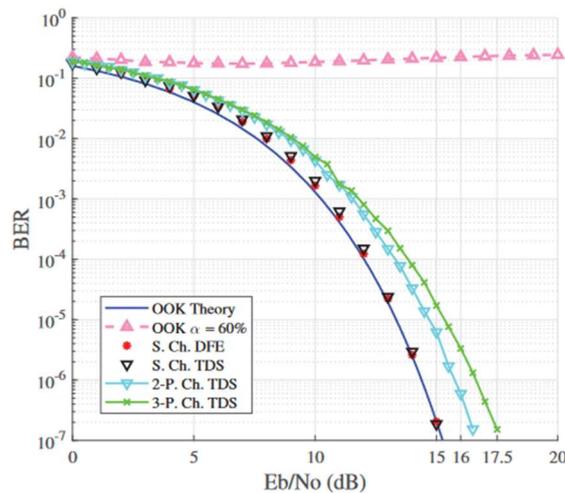
Les Tableau 11 et Tableau 12 reprennent les caractéristiques du diagramme de l'œil pour deux antennes dipôles à 60 GHz. Les distances inter-éléments sont de 14 mm et 6 mm.

Ces résultats sont obtenus en considérant des tensions de polarisation de -0,4 V à -1,2 V et de -0,4 V à -1,3 V respectivement. Ces tensions correspondent aux tensions mesurées sur le silicium dopé. Le gain global (LNA) a un impact important sur la consommation d'énergie des circuits [106].

Dans le Tableau 11, en considérant un débit de données binaires de 8 Gb/s et un gain de 20 dB, le niveau SNR ne peut être obtenu sans polarisation, alors qu'il est de 16,5 dB avec une tension de polarisation égale à -1,2 V. Les caractéristiques du diagramme de l'œil donnent une hauteur  $H = 0,18$  V et une largeur  $W = 120$  ps pour une tension de commande  $V_{\text{bias}} = -1,2$  V. Sans tension de polarisation, ces caractéristiques ne peuvent être obtenues.

Pour ce même débit binaire de 8 Gb/s, le Tableau 11 montre qu'une tension de polarisation supérieure à une tension de - 0.8 V serait suffisante pour obtenir un SNR élevé, ce qui pourrait permettre de réduire la consommation du circuit. Ceci démontre l'intérêt de contrôler les limites air-silicium par l'intermédiaire d'une tension de polarisation négative. En effet, une forte consommation d'énergie suivie d'un débit élevé conduit à un gain global élevé afin d'obtenir un bon SNR. En résumé, l'amélioration du SNR est liée à l'augmentation de la tension de polarisation.

Les caractéristiques fournies par les diagrammes de l'œil des circuits avec les distances inter-éléments de 14 mm et 6 mm nous permettent d'évaluer le débit maximal  $F_{\text{bin}}$  attendu compte tenu de notre mesure. Celui-ci est de 14 Gb/s pour un SNR de 11,3 dB à 14 mm (Tableau 11) et de 12 Gb/s pour un SNR de 14,2 dB à 6 mm (Tableau 12). Sur la base de [107], le taux d'erreur binaire (BER), Figure 83, serait inférieur à  $10^{-7}$ .



**Figure 83:** Performance de démodulation BER en fonction du SNR pour les techniques considérées avec  $\alpha = 60\%$ .

Bien que les réseaux d'antennes dipôles fournissent des débits élevés en transmission face à face ils ne sont pas adaptés aux communications broadcast. C'est

pourquoi, le réseau de 4 antennes TSV simulé dans le chapitre 2, dans le cas idéal et pour une distance inter-élément de 14 mm, est étudié. Les débits envisageables dans le cas d'une transmission face à face et à 45° sont regroupés dans le Tableau 13 et Tableau 14 ci-dessous.

Les résultats de simulations montrent que des débits de 12 Gbit/s sont envisageables pour des communications face à face et pour des antennes situées à 45° l'une de l'autre. Des ratios signal sur bruit (SNR) supérieurs à 12 dB et 14 dB sont respectivement obtenus.

**Tableau 13:** Caractéristiques du diagramme de l'œil pour 4 antennes TSV simulées, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire, transmission face à face.

F bin. (Gbit/s)	gain LNA (dB)	H (V)	W (ps)	SNR (dB)
6	15	0.071	155	20
	25	0.71	155	19.8
8	15	0.069	111	17.2
	25	0.69	112	17
12	15	0.035	10	12.6
	25	0.169	11	12.7

**Tableau 14:** Caractéristiques du diagramme de l'œil pour 4 antennes TSV simulées, distance inter-élément de 14 mm, substrat circulaire, transmission à 45°.

F bin. (Gbit/s)	gain LNA (dB)	H (V)	W (ps)	SNR (dB)
6	15	0.2	162	18.2
	25	1.96	165	18.1
8	15	0.2	118	15.9
	25	1.97	120	15.9
12	15	0.14	76	14.7
	25	1.39	83	14.6

L'augmentation du débit de données binaires  $F_{bin}$  dégrade le SNR et donc la qualité de la transmission de l'information quelle que soit la distance inter-éléments. Il est nécessaire de limiter la recombinaison des ondes électromagnétiques qui réduisent la bande passante et donc les débits disponibles.

## 4.5 Estimation des performances du système WiNoC

Les caractéristiques des substrats mesurées vont permettre d'évaluer le potentiel de ces circuits pour les applications WiNoC.

La Figure 84 montre la variation de la résistance mesurée en ohm (puissance mesurée en Volt divisée par l'intensité mesurée en Ampère) sur la zone Si-BR en fonction de la tension de polarisation. Les substrats circulaires mesurés pour 2 dipôles présentent une distance inter-élément de 6 et 14 mm. Le comportement d'une diode est illustré. En

effet, la courbe affiche une résistance élevée lorsque la tension de polarisation est faible ( $V_{\text{bias}} = -0,4 \text{ V}$ ), puis une variation rapide de la résistance pour des tensions variant entre  $-0,6 \text{ V}$  et  $-0,4 \text{ V}$ . Enfin, l'évolution de la résistance est constante entre  $-0,6 \text{ V}$  et  $-1,3 \text{ V}$ .

La Figure 85 montre l'évolution de la puissance mesurée dans la région dopée sur les circuits circulaires de  $14 \text{ mm}$  et  $6 \text{ mm}$  en fonction de la tension de polarisation. La puissance globale mesurée en  $\text{mW}$  augmente progressivement au fur et à mesure que la tension de polarisation négative augmente. Si l'on considère une tension de polarisation de  $-0,8 \text{ V}$ , la consommation du circuit inter-éléments de  $14 \text{ mm}$  est de  $26 \text{ mW}$  pour un débit maximal de  $14 \text{ Gb/s}$  et un SNR de  $11,3 \text{ dB}$  (cf. caractéristiques du diagramme de l'œil Tableau 11). L'efficacité énergétique en  $\text{pJ/bit}$  peut être obtenue par le rapport de la consommation en  $\text{mW}$  sur le débit en  $\text{Gbps}$ . Son équation est la suivante [108] :

$$\text{Efficacité énergétique (pJ/bit)} = \frac{\text{Consommation Globale (mW)}}{\text{Débit (Gbps)}} \quad (29)$$

La polarisation de la zone à pertes correspond à une énergie de  $1,86 \text{ pJ/bit}$ . Il faut ajouter à cette énergie la consommation des parties numériques et analogiques.

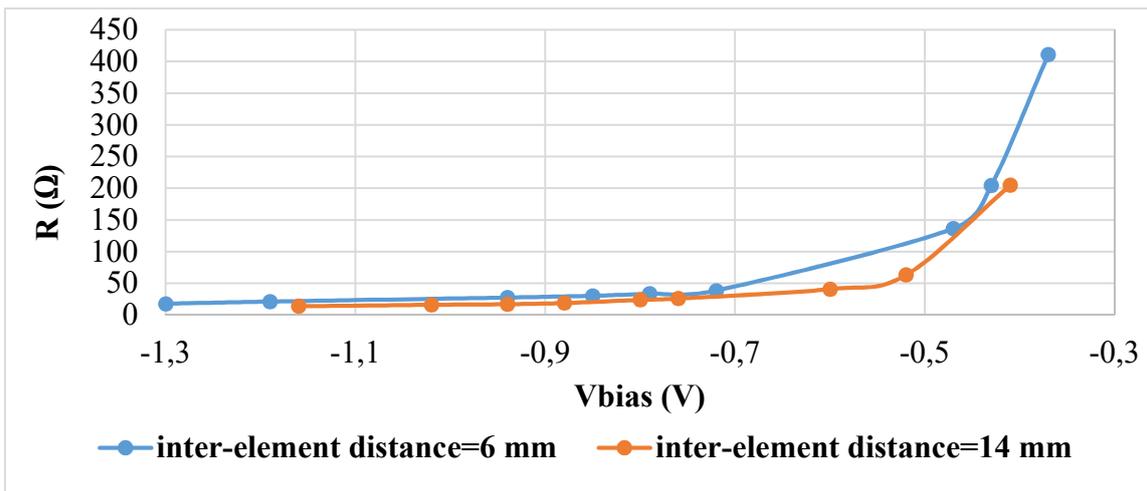
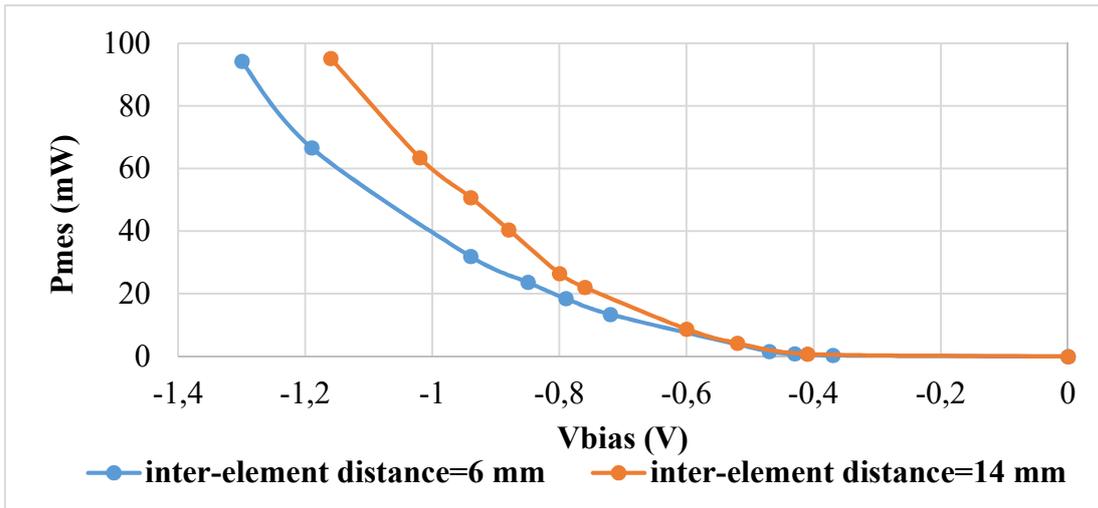


Figure 84 : Résistance mesurée ( $\Omega$ ) en fonction de la tension de polarisation  $V_{\text{bias}}$  (V).



**Figure 85 :** Puissance mesurée  $P_{mes}$  (mW) en fonction de la tension de polarisation  $V_{bias}$  (V).

Dans le meilleur des cas, la consommation maximale du récepteur numérique est de 4,7 mW car la consommation d'énergie de tous les sous-blocs est réduite. Dans le pire des cas, une consommation de la partie numérique de 20 mW a été envisagée, correspondant essentiellement à la consommation du convertisseur analogique-numérique (CAN) [50]. La consommation du LNA est de 11,7 mW [109].

Au total, la consommation d'énergie dans le pire des cas, c'est-à-dire pour une puissance du CAN de 20 mW, serait d'environ 58 mW (26 mW (zone d'absorption de polarisation) + 20 mW (CAN) + 11,7 mW (LNA)) pour un débit de données de 14 Gbit/s, soit une faible consommation d'énergie de 4,12 pJ/bit.

Dans le meilleur des cas, la consommation d'énergie serait proche de 42,4 mW (26 mW (zone polarisée Si-BR) + 4,7 mW (CAN) + 11,7 mW (LNA)), ce qui implique une consommation d'énergie de 3 pJ/bit. Les estimations de la consommation totale sont présentées dans le Tableau 15, pour les cas les plus défavorables ainsi que les plus favorables.

**Tableau 15 :** Estimations des consommations globales pour 2 antennes dipôles mesurées ayant une distance inter-élément de 6 et 14 mm, transmission face à face.

$F_{bin}$ (Gbit/s)	Meilleur cas : consommation d'énergie (pJ/bit)	Pire cas : consommation d'énergie (pJ/bit)
<b>Distances inter-éléments (mm)</b>		
Substrat Circulaire_ 14 mm / 14 Gbit/s	3	4.12
Substrat Circulaire_ 6 mm / 12 Gbit/s	4.3	5.6
Substrat triangulaire_ 14 mm / 16 Gbit/s	2.56	3.53

**Tableau 16** : Estimations des consommations globales pour 4 antennes dipôles mesurées ayant une distance inter-élément de 3 et 10 mm à 45°.

$F_{bin}$ (Gbit/s) Distances inter-éléments (mm)	Meilleur cas : consommation d'énergie (pJ/bit)	Pire cas : consommation d'énergie (pJ/bit)
Substrat Circulaire_ 14 mm / 2 Gbit/s	20.2	27.9
Substrat Circulaire_ 6 mm / 6 Gbit/s	6.1	8.6
Substrat triangulaire_ 14 mm / 3 Gbit/s	13.5	18.6

Cette consommation d'énergie, comparée à la littérature [108], doit être mise en perspective. En effet, les communications WiNoC, singulièrement utilisées pour les communications broadcast, ne représentent qu'un faible pourcentage de la consommation totale (1 à 5%) [110]. Cette consommation d'énergie ne se produit que pendant les échanges. Outre la consommation d'énergie, le principal intérêt de la polarisation est de contrôler le canal de propagation afin d'obtenir une large bande passante. Une amélioration du débit possible est constatée par l'intermédiaire d'un changement de forme au niveau de la zone polarisée. Ainsi dans le meilleur cas, pour une communication face à face entre deux antennes dipôles, la consommation d'énergie estimée est de 2.56 pJ/bit pour un débit de 16 Gbit/s.

Le Tableau 16 résume les résultats de l'estimation des consommations globales pour 4 antennes dipôles mesurées et positionnées à 45° l'une de l'autre. Au regard des consommations dans le meilleur et le pire cas, plusieurs conclusions peuvent être émises.

La forme de l'absorbant a un impact sur les performances du circuit. Ainsi, on estime pour un substrat de motif triangulaire, une consommation énergétique réduite de 33% par rapport à un substrat circulaire.

La communication broadcast, pour des réseaux sans fils d'antennes dipôles, n'est pas à privilégier en raison de leur directivité. Il est donc nécessaire de proposer des axes d'amélioration. Premièrement, l'ajout de réflecteurs peut permettre de régler le problème des communications à 45°. Les transitions CPW-SIW ont également l'avantage, en fonction de la résistivité des réflecteurs, de privilégier une communication point à point ou broadcast.

Enfin, un réseau sans fils d'antennes omnidirectionnelles serait optimal pour la communication broadcast. Les simulations d'antennes TSV, dans le cas idéal, montre qu'il est possible d'atteindre des bandes passantes supérieures à 20 GHz en transmission face à

face et à 45°. Une approximation de l'efficacité énergétique du canal de propagation, simulé dans le cas idéal pour 4 antennes TSV, peut être effectuée. La simulation du réseau a été réalisée pour une taille d'absorbant identique aux réseaux d'antennes dipôles. Seule la forme circulaire est simulée. Pour une tension de polarisation de -0,8 V, la consommation du circuit inter-éléments de 14 mm serait de 26 mW. Dans le pire des cas, la tension de polarisation serait de -1.2 V correspondant à une consommation de 95 mW. A cela il faut rajouter l'estimation globale de la consommation énergétique (zone d'absorption de polarisation + CAN + LNA).

**Tableau 17:** Estimations de la consommation globale du circuit de 4 antennes TSV.

			LNA+CAN (mW)	
			Pire cas	Meilleur cas
Consommation Globale (mW)			31.7	16.4
Zone absorption (mW)	Pire cas	95	126.7	111.4
	Meilleur cas	26	57.7	42.4

**Tableau 18:** Estimations des consommations globales pour 4 antennes TSV simulées ayant une distance inter-élément de 14 mm (face à face) et 10 mm (45°).

$F_{bin}$ (Gbit/s)	Meilleur cas : consommation d'énergie (pJ/bit)	Pire cas : consommation d'énergie (pJ/bit)
<b>Transmission</b>		
Face à face / 12 Gbit/s	3.53	10.56
45° / 12 Gbit/s		

L'estimation des consommations globales est résumée ci-dessus sur le Tableau 17. En prenant en considération le pire cas (126.7 mW) et le meilleurs cas (42.4 mW) l'estimation de l'efficacité énergétique (pJ/bit), du réseau de 4 antennes TSV peut être réalisée sur le Tableau 18.

Pour des débits de 12 Gbit/s, l'efficacité énergétique obtenue dans le meilleur cas, est de 3.53 pJ/bit pour des transmissions face à face et à 45°. Dans le pire des cas, la consommation est de 10.56 pJ/bit pour des TSV situées à 45°, ce qui est significativement inférieur aux antennes dipôles. Par la suite, les estimations des performances des mesures réalisées sont comparées avec les travaux existants.

## 4.6 Comparaison des performances avec la littérature

De manière à situer le travail réalisé par rapport à la littérature, une comparaison des performances de différentes interconnexions est présentée sur le Tableau 19 et sur la Figure

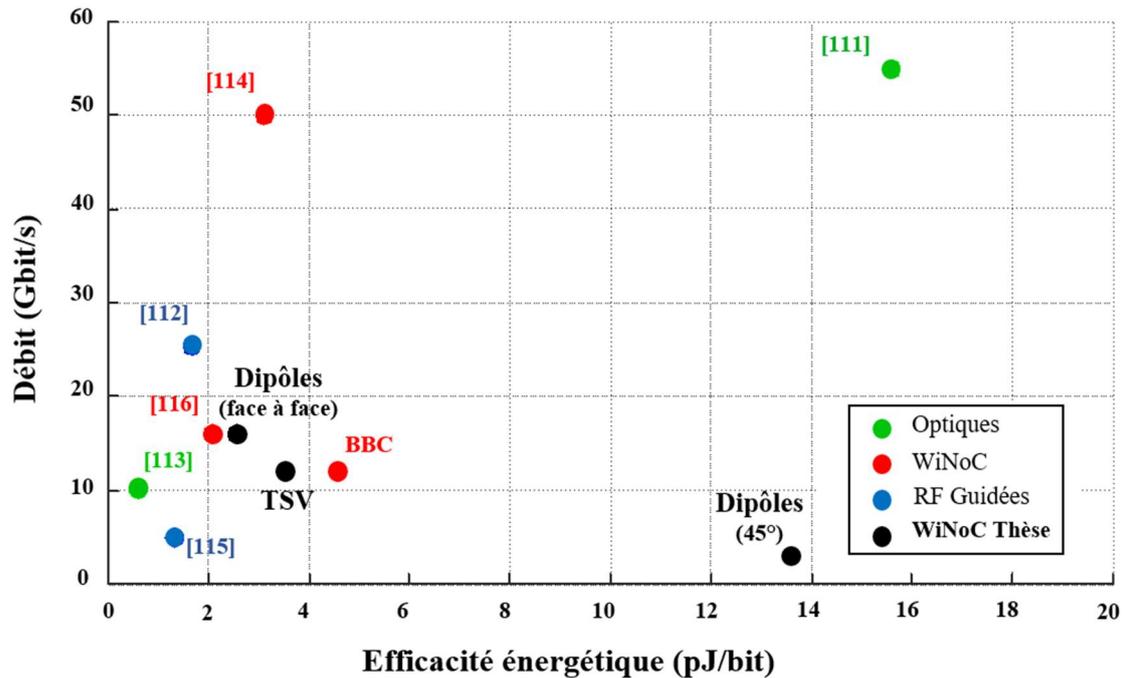
86. De forts débits peuvent être obtenus via des interconnexions optiques avec une forte efficacité énergétique. Cependant ce type d'interconnexion n'est pas considéré pour des communications broadcast. De plus, la consommation énergétique lorsque le laser et le circuit sont pris en compte peut être élevée [111].

Concernant les interconnexions RF-I il est possible d'obtenir à la fois une faible consommation ainsi qu'un débit élevé [112]. Néanmoins ces interconnexions guidées sont utilisées pour réaliser des communications point à point. C'est pourquoi ce type d'interconnexion n'est pas compatible avec l'application visée.

Enfin les interconnexions WiNoC permettent de réaliser des communications multicast ou broadcast sans complexité de routage. Les résultats obtenus en mesure dans cette thèse sont comparables à ceux présentés dans [116]. Ces derniers sont présentés pour une communication point à point. Le projet BBC [63], a permis d'obtenir dans le meilleur cas, en simulation dans la bande sub THz, un débit de 12 Gbit/s pour une efficacité énergétique de 4.58 pJ/bit. Dans le cadre de cette thèse, l'amélioration du débit ainsi que de la consommation a été atteinte pour un circuit triangulaire présentant une distance inter-élément de 14 mm. Ces résultats, considérés pour des antennes dipôles en transmission face à face, ne sont pas idéales pour ce type de communications. En effet les propagations à 45° présentent un faible débit ainsi qu'une faible efficacité énergétique.

**Tableau 19 :** Comparaison des mesures réalisées pour une interconnexion WiNoC par rapport à l'état de l'art.

Type d'interconnexion	distance (mm)	processus CMOS	Pj/bit	Gbit/s	Ref
optiques	x	65 nm	<b>0.6</b>	10	[113]
optiques	x	45 nm	15.6	<b>55</b>	[111]
WiNoC	6	130 nm	3.1	<b>50</b>	[114]
WiNoC	21.2	28 nm	4.58	12	BBC [63] (simulation meilleur cas)
RF-Interconnect	5.5	65 nm	1.33	5	[115]
RF-Interconnect	20	130 nm	1.67	25.4	[112]
WiNoC	20	65 nm	2.075	16	[116]
WiNoC	<b>14</b>	<b>28 nm</b>	<b>2.56</b>	<b>16</b>	<b>Dipôles (mesure meilleur cas : face à face)</b>
WiNoC	<b>14</b>	<b>28 nm</b>	<b>13.5</b>	<b>3</b>	<b>Dipôles (mesure meilleur cas : 45°)</b>
WiNoC	<b>14</b>	<b>28 nm</b>	<b>3.53</b>	<b>12</b>	<b>TSV (simulation meilleur cas)</b>



**Figure 86 :** Positionnement des interconnexions WiNoC réalisées au cours de cette thèse par rapport à d'autres interconnexions.

Les estimations, par approximation, des débits et de la consommation globale d'un réseau de 4 antennes TSV ont été réalisées. On estime qu'un débit de 12 Gbit/s pour une efficacité énergétique de 3.53 pJ/bit est atteignable.

Les résultats de simulations présentées au chapitre 3, pour des transitions CPW-SIW (avec ou sans réflecteurs) ou pour des TSV, montrent qu'il est possible d'obtenir de meilleures performances en termes de bande passante et donc de débit. Les estimations des débits et consommations des circuits pourront être effectuées lors de futures mesures.

## 4.7 Conclusion

La possibilité de contrôler les limites air-silicium dans le cas des applications WiNoC a été démontrée. Ce comportement contrôlable des limites pourrait être utilisé pour des transmissions point à point ou de type broadcast, à la demande.

Les caractéristiques du canal de propagation mesurés entre deux et quatre antennes dipôles ont été estimées sur le logiciel ADS pour des distances inter-éléments de 14 mm et 6 mm. Différentes tensions de polarisation ont permis d'évaluer le débit maximal des circuits. Pour un substrat triangulaire présentant une distance inter-élément de 14 mm, un débit de données de 16 Gbit/s pour une efficacité énergétique de 2.56 pJ/bit a été évalué en communication face à face. En comparaison avec le projet BBC, une baisse de 44% de la

consommation (pJ/bit) et une amélioration de 33% du débit (Gbit/s) est observée ce qui constitue une grande amélioration au niveau intra-puce. Les réseaux sans fils d'antennes dipôles ne permettent cependant pas de réaliser des communications optimales à 45°. C'est pourquoi, à l'aide d'une simulation d'un réseau sans fils de 4 antennes TSV, une estimation de la consommation et des débits a pu être réalisée. Des débits de 12 Gbit/s pour une consommation de 3.53 pJ/bit sont obtenus quel que soit le type de communication.

## 5 Conclusion générale et Perspectives

Le traitement des données, nécessaire aux nouvelles applications, requiert des processeurs performants, compacts et de plus en plus économes en énergie. Pour satisfaire ces technologies, le paradigme des réseaux sur puces (NoC) a été introduit. La maîtrise des diverses interconnexions permettant de connecter les cœurs est essentielle au développement des systèmes MPsoc ou NoC. Les NoC actuels étant majoritairement filaires, ils occupent une grande surface, sont peu reconfigurables et impliquent une consommation et latence élevées.

C'est pourquoi il est nécessaire de trouver une alternative aux interconnexions câblées. En raison de leurs faibles complexités de routage et leurs fortes capacités de reconfiguration, les interconnexions sans fils sur puce WiNoC semblent être une solution prometteuse. Les travaux de recherches présentés sont la suite du projet BBC. Le but de cette thèse est de réaliser la caractérisation du canal de propagation au niveau intra-puce pour des communications de type broadcast et d'évaluer l'effet de ce canal sur les performances du WiNoC.

L'état de l'art sur les systèmes sur puces et les contraintes associées a été réalisé lors du premier chapitre. Plusieurs interconnexions proposant une alternative aux réseaux sur puces classiques ont été étudiées, parmi lesquelles, les interconnexions 3D, CNT, optiques, RF guidées et par ondes de surface. Le choix d'utiliser des interconnexions WiNoC est apparu comme pertinent dans le contexte CMOS. Elles offrent l'avantage de réaliser des communications broadcast ou multicast ce qui est important pour les applications de calculs parallèles où un cœur doit envoyer des données à plusieurs autres cœurs. Les hypothèses retenues pour la thèse ont ensuite été discutées. Le différentiel de permittivité entre l'air et le silicium agit négativement sur la propagation (trajets multiples, recombinaisons), dégradant la bande passante. Un guide à plans parallèles entouré d'une couche absorbante est proposé dans le but de maximiser le transfert d'informations entre les cœurs. Enfin, un état de l'art sur les caractéristiques électromagnétiques du substrat silicium montre l'intérêt de maîtriser les frontières air-silicium.

Dans le chapitre deux, l'architecture générale du WiNoC et son implication dans les milieux de propagation sont illustrées. L'impact des propriétés du substrat (permittivité, épaisseur, largeur, longueur, distance inter-élément) dans la bande de fréquence [30-50 GHz] est discutée. Cette étude permet de comprendre que le dimensionnement de la cavité du substrat est important. Une cavité surdimensionnée provoque l'apparition de modes dégradant le signal transmis.

Nous avons ensuite réalisé la conception du canal de propagation sur du silicium. Le dimensionnement de ce canal est divisé en plusieurs parties :

(i) Illustration du besoin de contrôler les interférences liées aux frontières air-substrat.

(ii) Réalisation d'un guide d'ondes placés entre deux plans parallèles et bordé d'une zone absorbante N+PP+. La résistivité du substrat Si-BR est contrôlée par l'application d'une tension négative.

(iii) Optimisation de la forme de la zone absorbante pour un réseau sans fils de 2 puis 4 antennes TSV. Un substrat circulaire est privilégié et permet de réaliser le meilleur compromis entre niveaux de transmission et bande passante en transmission face à face et à 45°.

(iv) Fabrication et mesure : La réalisation d'antennes dipôles s'est imposée d'un point de vue technologique. Plusieurs circuits de 2 et 4 antennes dipôles et pour une distance inter-élément de 6 puis 14 mm ont été réalisés dans la bande V. Une bande passante supérieure à 14,4 GHz, en transmission face à face a été mesurée pour un niveau de transmission de -16,5 dB et une distance inter-élément de 14 mm. Des améliorations sur la forme de l'absorbant sont proposées par la suite, ainsi une bande passante supérieure à 15 GHz est mesurée pour un substrat circulaire-triangulaire et une distance inter-élément de 14mm.

En raison de leur directivité, les antennes dipôles ne sont pas optimales pour les communications broadcast. C'est pourquoi un réseau sans fils de 4 antennes TSV est simulé sous HFSS<sup>TM</sup> dans la bande de fréquence [45-67] GHz. Les résultats de simulations pour un cas idéal, montrent qu'il est possible d'obtenir des bandes passantes à -3 dB supérieures à 20 GHz en transmission directe et à 45°. Enfin dans le but de réaliser des antennes omnidirectionnelles, des vias sont étudiés sur un substrat de type Rogers. Un absorbant biodégradable PLA-C permet d'améliorer la propagation des signaux. De larges bandes passantes sont obtenues pour des transmissions directes et à 45°. Ces études sont en attente de réalisation.

Le troisième chapitre propose de réaliser des canaux adaptatifs en bande V. Afin de privilégier des communications point à point ou broadcast, des réflecteurs sont simulés sur un substrat silicium haute résistivité entouré d'un Si-BR. La polarisation des réflecteurs permet d'améliorer les caractéristiques du canal de propagation pour des antennes dipôles situées à 45° l'une de l'autre. Une autre méthode de transition est ensuite exploitée, les transitions CPW-SIW permettent de réaliser, en fonction de la résistivité des réflecteurs, des transmissions point à point ou broadcast. En simulation, des niveaux de transmission

de l'ordre de - 4,8 dB avec une bande passante égale à 21 GHz sont atteints. Les performances, sans réflecteurs, de 4 transitions CPW-SIW sont supérieures aux réseaux dipolaires. Ces circuits simulés sont toujours en attente de mesures.

Dans le dernier chapitre, l'analyse des performances des systèmes WiNoC mesurés dans le chapitre 2 sont effectuées. L'analyse a été effectuée à l'aide d'une démodulation OOK sur le logiciel ADS. Pour un substrat triangulaire présentant une distance inter-élément de 14 mm, il a été montré qu'un débit de données de 16 Gbit/s avec une efficacité énergétique de 2,56 pJ/bit ont été obtenues en communication face à face. Ces résultats ont ensuite été comparés avec la littérature pour différents types d'interconnexions. Les mesures ont été effectuées dans le cas d'un réseau sans fils de 4 antennes dipôles. Il a été démontré que la directivité des dipôles n'est pas optimale pour une communication broadcast ou multicast. Une estimation des débits et de l'efficacité énergétique possibles, pour un réseau de 4 antennes TSV simulées, a été effectuée. Dans le meilleur cas, pour des transmissions face à face et à 45° une consommation de 3.53 pJ/bit pour des débits de 12 Gbit/s ont été obtenus. En attente des futures réalisations évoquées au chapitre 3, des perspectives peuvent être dressées pour la suite de ces travaux de recherche.

## 5.1 Perspectives

### 5.1.1 Transmission niveau intra-puce, futures mesures

Comme évoqué précédemment en raison d'un défaut de fabrication, plusieurs circuits sont en attente de mesures. La réalisation de réflecteurs pour des réseaux d'antennes dipôles devrait permettre d'améliorer les performances du canal de propagation pour des communications point à point situées à 45°.

De plus les transitions CPW-SIW montrent, en simulation, qu'il est possible d'améliorer les performances en termes de bande passante et niveaux de transmissions pour des communications face à face ou à 45°. Cette amélioration devrait se caractériser, lors des futures mesures, par l'amélioration des débits binaires disponibles et donc de l'efficacité énergétique.

Enfin un circuit comprenant 4 vias omnidirectionnels sur un substrat multicouche PCB Rogers est lui aussi en attente de réalisation. Ce dispositif devrait permettre de réduire la consommation globale du circuit. L'étude se base particulièrement sur les communications intra-puce ; elle pourrait s'élargir aux communications inter-puces. Lors de cette thèse, le contrôle des frontières a été obtenu par l'intermédiaire d'un substrat basse résistivité Si-BR agissant comme un absorbant. D'autres méthodes permettant de réduire les interférences air-silicium pourront également être étudiées.

### 5.1.2 Silicium poreux

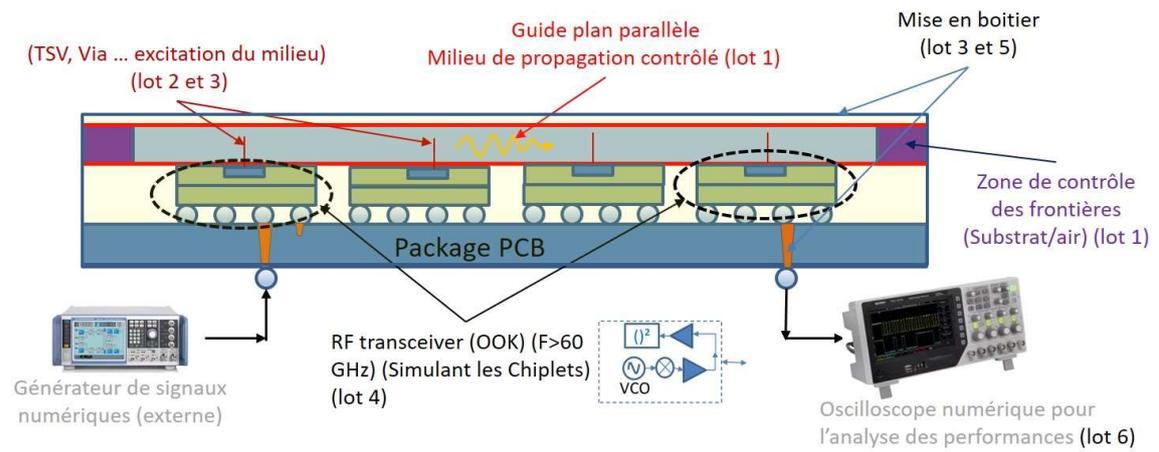
La permittivité du silicium peut être contrôlée par l'ajout d'inclusion d'air formant un silicium poreux. Le silicium poreux permet de diminuer le différentiel air-silicium, les recombinaisons et les pertes. Une porosité allant jusqu'à 80% peut être atteinte ce qui représente une permittivité électrique effective de 3.2 [65]. Cette faible permittivité, proche d'un PCB, nécessiterait également une couche absorbante PLA-C afin d'obtenir de larges bandes passantes.

### 5.1.3 Chambres réverbérantes

L'utilisation d'une micro-chambre réverbérante à brassage de modes (CRBM) est également envisageable [117]. Un champ électromagnétique est propagé au sein d'une cavité présentant des parois réverbérantes. Dans le cadre du silicium les réflexions et recombinaisons présentes aux frontières pourraient être maximisées par l'intermédiaire d'un micro-brasseur de modes. Dans le but d'obtenir des bandes passantes et des performances en transmission élevées, l'optimisation de nouveaux canaux de propagation basée sur les propriétés de la réverbération électromagnétique est envisageable. Pour l'instant il n'existe pas de réalisation à l'échelle millimétrique et ce sujet pourrait faire l'objet d'une future thèse.

### 5.1.4 Réalisation d'un démonstrateur

Le projet RECISF (**RE**seau de **Ch**iplets **I**nterconnectés **S**ans **F**ils) a pour objectif d'étudier et de réaliser un démonstrateur physique, simulant les transmissions sans fils haut-débit d'un réseau de « chiplets », au sein d'un boîtier électronique. Ce démonstrateur assimilé à un circuit électronique en boîtier, Figure 87, sera constitué de transceivers RF OOK, fonctionnant autour de 60 GHz et ayant une consommation inférieure à 1 mW. Ces transceivers simuleront les « Chiplets » en excitant l'un des milieux de propagation contrôlé présentés lors de cette thèse. Les signaux numériques, provenant d'un générateur externe, seront renvoyés sur le démonstrateur. Ces signaux numériques seront ensuite transmis via le transceiver RF et le canal interne. Enfin, ils seront récupérés et analysés au moyen d'un oscilloscope et de cartes électroniques externes.



**Figure 87 :** Vue schématique du démonstrateur envisagé lors du projet RECISF.



## Bibliographie

- [1] ‘2021IRDS\_ES.pdf’. Accessed: Mar. 16, 2023. [Online]. Available: [https://irds.ieee.org/images/files/pdf/2021/2021IRDS\\_ES.pdf](https://irds.ieee.org/images/files/pdf/2021/2021IRDS_ES.pdf)
- [2] ‘Moore’s Law – Now and in the Future’, Intel. Accessed: Oct. 11, 2023. [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/newsroom/opinion/moore-law-now-and-in-the-future.html>
- [3] A. Deutsch *et al.*, ‘When are transmission-line effects important for on-chip interconnections?’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 10, pp. 1836–1846, Oct. 1997, doi: 10.1109/22.641781.
- [4] S. Wang and T. Jin, ‘Wireless network-on-chip: a survey’, *J. Eng.*, vol. 2014, no. 3, pp. 98–104, 2014, doi: 10.1049/joe.2013.0209.
- [5] Y. Liu, V. Pano, D. Patron, K. Dandekar, and B. Taskin, ‘Innovative propagation mechanism for inter-chip and intra-chip communication’, in *2015 IEEE 16th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, Apr. 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/WAMICON.2015.7120367.
- [6] F. Rodríguez-Galán, E. P. de Santana, P. H. Bolívar, S. Abadal, and E. Alarcón, ‘Towards spatial multiplexing in wireless networks within computing packages’, in *Proceedings of the 9th ACM International Conference on Nanoscale Computing and Communication*, Barcelona Catalunya Spain: ACM, Oct. 2022, pp. 1–6. doi: 10.1145/3558583.3558875.
- [7] ‘Ansys HFSS | 3D High Frequency Simulation Software’. Accessed: Mar. 22, 2023. [Online]. Available: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-hfss>
- [8] ‘Moore’s Law’, Intel. Accessed: Sep. 15, 2023. [Online]. Available: <https://www.intel.com/content/www/us/en/history/virtual-vault/articles/moores-law.html>
- [9] ‘What is SoC - System on Chip Introduction with Practical Examples’. Accessed: Jul. 24, 2023. [Online]. Available: <https://microcontrollerslab.com/system-on-chip-soc-introduction/>
- [10] ‘Tran, Xuan Tu. Méthode de test et conception en vue du test pour les réseaux sur puce asynchrones: application au réseau ANOC. Diss. Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG, 2008.’
- [11] A. Chariete, ‘Approches d’optimisation et de personnalisation des réseaux sur puce (NoC: Networks on Chip)’.
- [12] ‘IRDS™ 2022: Executive Summary - IEEE IRDS™’. Accessed: Jun. 22, 2023. [Online]. Available: <https://irds.ieee.org/editions/2022/executive-summary>
- [13] L. Benini and G. De Micheli, ‘Networks on chips: a new SoC paradigm’, *Computer*, vol. 35, no. 1, pp. 70–78, Jan. 2002, doi: 10.1109/2.976921.

- [14] A. Fathi and K. Kia, 'A Centralized Controller as an Approach in Designing NoC', *Int. J. Mod. Educ. Comput. Sci.*, vol. 9, pp. 60–67, Jan. 2017, doi: 10.5815/ijmecs.2017.01.07.
- [15] I. Alimi *et al.*, 'Network-On-Chip Topologies: Potentials, Technical Challenges, Recent Advances and Research Direction', 2021. doi: 10.5772/intechopen.97262.
- [16] 'Les éditions Le Robert et Google'. Accessed: Jul. 24, 2023. [Online]. Available: <https://dictionnaire.lerobert.com/google-dictionnaire-fr>
- [17] A. Courtay, 'Consommation d'énergie dans les interconnexions sur puce: Estimation de haut niveau et optimisations architecturales', 2008.
- [18] S. P. Kaur, M. Ghose, A. Pathak, and R. Patole, 'A survey on scheduling and mapping techniques in 3D Network-on-chip'. arXiv, Nov. 04, 2022. Accessed: Jun. 29, 2023. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2211.02378>
- [19] K. Balamurugan, S. Umamaheswaran, T. Mamo, S. Nagarajan, and L. Rao Namamula, 'Roadmap for machine learning based network-on-chip (M/L NoC) technology and its analysis for researchers', *J. Phys. Commun.*, vol. 6, no. 2, p. 022001, Feb. 2022, doi: 10.1088/2399-6528/ac4dd5.
- [20] M. Momeni and H. S. Shahhoseini, 'Energy Optimization in 3D Networks-on-Chip through Dynamic Voltage Scaling technique', in *2020 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Tabriz, Iran: IEEE, Aug. 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICEE50131.2020.9261069.
- [21] Y. Zare and K. Y. Rhee, 'Calculation of the Electrical Conductivity of Polymer Nanocomposites Assuming the Interphase Layer Surrounding Carbon Nanotubes', *Polymers*, vol. 12, no. 2, p. 404, Feb. 2020, doi: 10.3390/polym12020404.
- [22] Z. Ma, S. Zhou, C. Zhou, Y. Xiao, S. Li, and M. Chan, 'Synthesis of Vertical Carbon Nanotube Interconnect Structures Using CMOS-Compatible Catalysts', *Nanomaterials*, vol. 10, no. 10, p. 1918, Sep. 2020, doi: 10.3390/nano10101918.
- [23] B. Xu, R. Chen, J. Zhou, and J. Liang, 'Recent Progress and Challenges Regarding Carbon Nanotube On-Chip Interconnects', *Micromachines*, vol. 13, no. 7, p. 1148, Jul. 2022, doi: 10.3390/mi13071148.
- [24] V. R. Kumbhare *et al.*, 'High-Speed Interconnects: History, Evolution, and the Road Ahead', *IEEE Microw. Mag.*, vol. 23, no. 8, pp. 66–82, Aug. 2022, doi: 10.1109/MMM.2021.3136268.
- [25] 'IEEE Xplore Full Text PDF'. Accessed: Oct. 18, 2022. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/ielx7/6287639/8948470/08939356.pdf?tp=&arnumber=8939356&isnumber=8948470&ref=aHR0cHM6Ly9pZWVleHBsb3JlLmlZWUub3JnL3N0YW1wL3N0YW1wLmpzcD9hcm51bWJlcj04OTM5MzU2>
- [26] J. Luo *et al.*, 'Performance and energy aware wavelength allocation on ring-based WDM 3D optical NoC', in *Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE), 2017*, Lausanne, Switzerland: IEEE, Mar. 2017, pp. 1372–1377. doi: 10.23919/DATE.2017.7927207.

- [27] D. P. Van, D. Chillet, C. Killian, O. Sentieys, S. L. Beux, and I. O'Connor, 'Interface Electrique/Optique pour un ONoC'.
- [28] C. Kachris and I. Tomkos, 'A Survey on Optical Interconnects for Data Centers', *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 14, no. 4, pp. 1021–1036, 2012, doi: 10.1109/SURV.2011.122111.00069.
- [29] J. Bashir, E. Peter, and S. R. Sarangi, 'A Survey of On-Chip Optical Interconnects', *ACM Comput. Surv.*, vol. 51, no. 6, pp. 1–34, Nov. 2019, doi: 10.1145/3267934.
- [30] F. Drillet *et al.*, 'Flexible Radio Interface for NoC RF-Interconnect', in *2014 17th Euromicro Conference on Digital System Design*, Verona, Italy: IEEE, Aug. 2014, pp. 36–41. doi: 10.1109/DSD.2014.59.
- [31] H. Lahdhiri, J. Lorandel, S. Monteleone, E. Bourdel, and M. Palesi, 'Framework for Design Exploration and Performance Analysis of RF-NoC Manycore Architecture', *J. Low Power Electron. Appl.*, vol. 10, no. 4, p. 37, Nov. 2020, doi: 10.3390/jlpea10040037.
- [32] A. Brière, 'Modélisation système d'une architecture d'interconnexion RF reconfigurable pour les many-cœurs'.
- [33] M.-C. F. Chang, E. Socher, S.-W. Tam, J. Cong, and G. Reinman, 'RF interconnects for communications on-chip', in *Proceedings of the 2008 international symposium on Physical design - ISPD '08*, Portland, Oregon, USA: ACM Press, 2008, p. 78. doi: 10.1145/1353629.1353649.
- [34] A. B. Achballah and S. B. Othman, 'An Extensive Review of Emerging Technology Networks-on-Chip Proposals', 2017.
- [35] A. Karkar, N. Dahir, R. Al-Dujaily, K. Tong, T. Mak, and A. Yakovlev, 'Hybrid wire-surface wave architecture for one-to-many communication in networks-on-chip', in *2014 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)*, Mar. 2014, pp. 1–4. doi: 10.7873/DATE.2014.287.
- [36] I. H. Hashim and A. J. M. Karkar, 'Wire-Surface Wave NoC Architecture for Seamless on/off-chip Interconnect', in *2022 Iraqi International Conference on Communication and Information Technologies (IICCIT)*, Sep. 2022, pp. 373–378. doi: 10.1109/IICCIT55816.2022.10009917.
- [37] S. Abadal, C. Han, and J. M. Jornet, 'Wave Propagation and Channel Modeling in Chip-Scale Wireless Communications: A Survey From Millimeter-Wave to Terahertz and Optics', *IEEE Access*, vol. 8, pp. 278–293, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2961849.
- [38] F. Rad, M. Reshadi, and A. Khademzadeh, 'A survey and taxonomy of congestion control mechanisms in wireless network on chip', *J. Syst. Archit.*, vol. 108, p. 101807, Sep. 2020, doi: 10.1016/j.sysarc.2020.101807.
- [39] K. Chang *et al.*, 'Performance evaluation and design trade-offs for wireless network-on-chip architectures', *ACM J. Emerg. Technol. Comput. Syst.*, vol. 8, no. 3, pp. 1–25, Aug. 2012, doi: 10.1145/2287696.2287706.

- [40] R. G. Kim *et al.*, ‘Wireless NoC for VFI-Enabled Multicore Chip Design: Performance Evaluation and Design Trade-Offs’, *IEEE Trans. Comput.*, vol. 65, no. 4, pp. 1323–1336, Apr. 2016, doi: 10.1109/TC.2015.2441721.
- [41] C. Sun, Y. Ouyang, and Y. Lu, ‘DCBuf: a high-performance wireless network-on-chip architecture with distributed wireless interconnects and centralized buffer sharing’, *Wirel. Netw.*, vol. 28, no. 2, pp. 505–520, Feb. 2022, doi: 10.1007/s11276-021-02882-x.
- [42] B. N. Kumar Reddy and S. Kar, ‘An Efficient Application Core Mapping Algorithm for Wireless Network-an-Chip’, in *2021 IEEE 26th Pacific Rim International Symposium on Dependable Computing (PRDC)*, Dec. 2021, pp. 157–160. doi: 10.1109/PRDC53464.2021.00028.
- [43] M. O. Agyeman, Q.-T. Vien, G. Hill, S. Turner, and T. Mak, ‘An Efficient Channel Model for Evaluating Wireless NoC Architectures’, in *2016 International Symposium on Computer Architecture and High Performance Computing Workshops (SBAC-PADW)*, Oct. 2016, pp. 85–90. doi: 10.1109/SBAC-PADW.2016.23.
- [44] I. El Masri, T. L. Gouguec, P.-M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, ‘EM Analysis of a Propagation Channel in the Sub-THz Band for Many-Core Architectures’, in *2019 49th European Microwave Conference (EuMC)*, Paris, France: IEEE, Oct. 2019, pp. 972–975. doi: 10.23919/EuMC.2019.8910809.
- [45] S. H. Gade, S. S. Ram, and S. Deb, ‘Millimeter wave wireless interconnects in deep submicron chips: Challenges and opportunities’, *Integration*, vol. 64, pp. 127–136, Jan. 2019, doi: 10.1016/j.vlsi.2018.09.004.
- [46] S. H. Gade, S. S. Rout, and S. Deb, ‘On-Chip Wireless Channel Propagation: Impact of Antenna Directionality and Placement on Channel Performance’, in *2018 Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS)*, Oct. 2018, pp. 1–8. doi: 10.1109/NOCS.2018.8512173.
- [47] H. K. Mondal, S. H. Gade, M. S. Shamim, S. Deb, and A. Ganguly, ‘Interference-Aware Wireless Network-on-Chip Architecture Using Directional Antennas’, *IEEE Trans. Multi-Scale Comput. Syst.*, vol. 3, no. 3, pp. 193–205, Jul. 2017, doi: 10.1109/TMSCS.2016.2595527.
- [48] I. E. 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)*, May 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/SaPIW.2018.8401659.
- [49] X. Yu, J. Baylon, P. Wettin, D. Heo, P. P. Pande, and S. Mirabbasi, ‘Architecture and Design of Multichannel Millimeter-Wave Wireless NoC’, *IEEE Des. Test*, vol. 31, no. 6, pp. 19–28, Dec. 2014, doi: 10.1109/MDAT.2014.2322995.
- [50] J. O. Sosa, O. Sentieys, and C. Roland, ‘A Diversity Scheme to Enhance the Reliability of Wireless NoC in Multipath Channel Environment’, in *2018 Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS)*, Oct. 2018, pp. 1–8. doi: 10.1109/NOCS.2018.8512165.

- [51] I. El Masri, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, 'Electromagnetic Characterization of the Intrachip Propagation Channel in  $\text{K}^{\text{a}}$  - and  $\text{V}^{\text{S}}$  -Bands', *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 9, no. 10, pp. 1931–1941, Oct. 2019, doi: 10.1109/TCPMT.2019.2930347.
- [52] I. Papapolymerou, R. Franklin Drayton, and L. P. B. Katehi, 'Micromachined patch antennas', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 2, pp. 275–283, Feb. 1998, doi: 10.1109/8.660973.
- [53] T. Kikkawa, A. B. M. H. Rashid, and S. Watanabe, 'Effect of silicon substrate on the transmission characteristics of integrated antenna', in *2003 IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, Oct. 2003, pp. 144–145. doi: 10.1109/WCT.2003.1321461.
- [54] A. Hajimiri, 'mm-Wave Silicon ICs: Challenges and Opportunities', in *2007 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, Sep. 2007, pp. 741–747. doi: 10.1109/CICC.2007.4405837.
- [55] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, and A. Hajimiri, 'A 77-GHz Phased-Array Transceiver With On-Chip Antennas in Silicon: Receiver and Antennas', *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2795–2806, Dec. 2006, doi: 10.1109/JSSC.2006.884811.
- [56] 'Microwave\_Engineering\_David\_M\_Pozar\_4ed\_Wiley\_2012.pdf'.
- [57] T. L. Gouguec, N. Mahdi, S. Cadiou, C. Quendo, and A. L. Fevre, 'Modélisation jusqu'à 45 GHz des couplages entre microvias et cavités en technologie PCB multicouches quelles que soient les frontières', 2015.
- [58] T. Le Gouguec *et al.*, 'Modeling up to 45 GHz of coupling between microvias and PCB cavities considering several boundary conditions', *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 8, no. 3, pp. 421–430, May 2016, doi: 10.1017/S1759078716000192.
- [59] I. E. Masri, 'Caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium: applications aux interconnexions sans fils intra-puce pour les systèmes WiNoC'.
- [60] R. E. Collin, 'Foundations for Microwave Engineering'.
- [61] G. E. Ponchak, 'RF Transmission Lines on Silicon Substrates', in *1999 29th European Microwave Conference*, Munich, Germany: IEEE, Oct. 1999, pp. 158–161. doi: 10.1109/EUMA.1999.338297.
- [62] R. Allanic *et al.*, 'Temperature dependence of tunable resonators on FR4 and silicon', in *2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nov. 2017, pp. 1234–1237. doi: 10.1109/APMC.2017.8251683.
- [63] R. Allanic *et al.*, 'BBC: Wireless Interconnect Network on Chip for Broadcast-Based Parallel Computing'.
- [64] 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', in *2020 50th European Microwave Conference (EuMC)*, Jan. 2021, pp. 256–259. doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338135.

- [65] R. Allanic, ‘Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur: étude d’une nouvelle démarche de co-conception’.
- [66] ‘DIO2.pdf’. Accessed: Sep. 28, 2023. [Online]. Available: <https://www.aime-toulouse.fr/DOCPDF/TP/DIO2.pdf>
- [67] R. Allanic *et al.*, ‘Switchable DBR Filters Using Semiconductor Distributed Doped Areas (ScDDAs)’, *Electronics*, vol. 9, no. 12, p. 2021, Nov. 2020, doi: 10.3390/electronics9122021.
- [68] R. Allanic, Y. Quéré, D. Le Berre, and C. Quendo, ‘Intrinsically microwave tunable resonator designed on silicon’, *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 20, pp. 1697–1699, 2016, doi: 10.1049/el.2016.2554.
- [69] A. Rozenn *et al.*, ‘Intégration de zones dopées distribuées pour la réalisation d’un switch SPDT à 5 GHz’.
- [70] M. Alibakhshikenari *et al.*, ‘A Comprehensive Survey on Antennas On-Chip Based on Metamaterial, Metasurface, and Substrate Integrated Waveguide Principles for Millimeter-Waves and Terahertz Integrated Circuits and Systems’, *IEEE Access*, vol. 10, pp. 3668–3692, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3140156.
- [71] ‘Antenna Theory\_ Analysis and Design ( PDFDrive ).pdf’.
- [72] A. C. Lepage, ‘Caractéristiques des antennes’.
- [73] M. Alibakhshikenari *et al.*, ‘A Comprehensive Survey of “Metamaterial Transmission-Line Based Antennas: Design, Challenges, and Applications”’, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 144778–144808, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3013698.
- [74] M. S. Khan, F. A. Tahir, and H. M. Cheema, ‘Design of bowtie-slot on-chip antenna backed with E-shaped FSS at 94 GHz’, in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos: IEEE, Apr. 2016, pp. 1–3. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481750.
- [75] M. Alibakhshikenari *et al.*, ‘High-Gain On-Chip Antenna Design on Silicon Layer With Aperture Excitation for Terahertz Applications’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 1576–1580, Sep. 2020, doi: 10.1109/LAWP.2020.3010865.
- [76] H. I. Gaha and M. Balti, ‘Novel Bi-UWB on-Chip Antenna for Wireless NoC’, *Micromachines*, vol. 13, no. 2, p. 231, Jan. 2022, doi: 10.3390/mi13020231.
- [77] S. Upadhyay and S. Srivastava, ‘A 60-GHz on-chip monopole antenna using silicon technology’, Feb. 2013, doi: 10.1109/AEMC.2013.7045122.
- [78] J. Hu, Y. Li, S. Wang, and Z. Zhang, ‘Millimeter-Wave Air-Filled Slot Antenna With Conical Beam Based on Bulk Silicon MEMS Technology’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 68, no. 5, pp. 4077–4081, May 2020, doi: 10.1109/TAP.2019.2949421.
- [79] Y. Deng, B. Li, J. Zhang, L. Sun, and Z. Zhou, ‘A Compact W-band Tapered Slot Antenna on Silicon Substrate for Active Phased Array Antenna’, in *2020 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, Sep. 2020, pp. 1–3. doi: 10.1109/ICMMT49418.2020.9386634.

- [80] L. Zhou, Y.-S. Huang, Z. Zhang, and L. Zhou, 'A Low Profile and Broadband Silicon-based Dielectric Resonator Antenna', in *2022 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, Oct. 2022, pp. 515–516. doi: 10.1109/ISAP53582.2022.9998748.
- [81] S. Sinha, M. Libois, K. Vaesen, H. Suys, L. Pauwels, and I. Ocket, 'Miniaturized (127 to 154) GHz Dipole Arrays in 28 nm Bulk CMOS With Enhanced Efficiency', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 69, no. 3, pp. 1414–1426, Mar. 2021, doi: 10.1109/TAP.2020.3031411.
- [82] Y. Wang, T. Wang, X. Yi, W. Che, and Q. Xue, 'High Gain Hybrid Integrated On-Chip Antenna Based on 40-nm Bulk CMOS Process', in *2022 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, Nov. 2022, pp. 1–3. doi: 10.1109/IMWS-AMP54652.2022.10107267.
- [83] H. M. Cheema and A. Shamim, 'The last barrier: on-chip antennas', *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 79–91, Jan. 2013, doi: 10.1109/MMM.2012.2226542.
- [84] A. Karkar, T. Mak, K.-F. Tong, and A. Yakovlev, 'A Survey of Emerging Interconnects for On-Chip Efficient Multicast and Broadcast in Many-Cores', *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 16, no. 1, pp. 58–72, 2016, doi: 10.1109/MCAS.2015.2510199.
- [85] V. Vijayakumaran, M. P. Yuvaraj, N. Mansoor, N. Nerurkar, A. Ganguly, and A. Kwasinski, 'CDMA Enabled Wireless Network-on-Chip', *ACM J. Emerg. Technol. Comput. Syst.*, vol. 10, no. 4, pp. 1–20, May 2014, doi: 10.1145/2536778.
- [86] 'Combes, Paul F. "Micro-ondes." 1st, Lignes, Guides et cavités. 1997. 71-79.'
- [87] R. Allanic, Y. Quéré, D. Le Berre, and C. Quendo, 'A novel approach to co-design microwave devices with distributed switches', in *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Dec. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/APMC.2016.7931369.
- [88] 'These-2019-MATHSTIC-Electronique-EL\_MASRI\_Ihsan.pdf'.
- [89] V. Pano, I. Tekin, I. Yilmaz, Y. Liu, K. R. Dandekar, and B. Taskin, 'TSV Antennas for Multi-Band Wireless Communication', *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Circuits Syst.*, vol. 10, no. 1, pp. 100–113, Mar. 2020, doi: 10.1109/JETCAS.2020.2974236.
- [90] V. Pano and I. Tekin, '(71 ) Applicant: Drexel University, Philadelphia, PA'.
- [91] 'Shinde et al. - 2018 - A 0.24pJbit, 16Gbps OOK Transmitter Circuit in 45.pdf'. Accessed: Oct. 07, 2022. [Online]. Available: <https://dl.acm.org/doi/pdf/10.1145/3194554.3194575>
- [92] I. E. Masri *et al.*, 'Accurate Channel Models for Realistic Design Space Exploration of Future Wireless NoCs', in *2018 Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip (NOCS)*, Oct. 2018, pp. 1–8. doi: 10.1109/NOCS.2018.8512171.
- [93] D. N P and K. L. Sudha, 'Analysis of single and multiple on-chip antenna for intra-chip wireless communication with four antenna transceiver model', *Int. J. Adv.*

- Technol. Eng. Explor.*, vol. 8, no. 80, pp. 874–886, Jul. 2021, doi: 10.19101/IJATEE.2021.874137.
- [94] R. S. Narde, J. Venkataraman, A. Ganguly, and I. Puchades, ‘Intra- and Inter-Chip Transmission of Millimeter-Wave Interconnects in NoC-Based Multi-Chip Systems’, *IEEE Access*, vol. 7, pp. 112200–112215, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2931658.
- [95] Y. Al-Alem, A. A. Kishk, and R. M. Shubair, ‘One-to-Two Wireless Interchip Communication Link’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 18, no. 11, pp. 2375–2378, Nov. 2019, doi: 10.1109/LAWP.2019.2926420.
- [96] V. Laur, M. Azar, A. Chevalier, and F. Comblet, ‘Three-Dimensional Printing of Honeycomb Microwave Absorbers: Feasibility and Innovative Multiscale Topologies’, *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 63, no. 2, pp. 390–397, 2021, doi: 10.1109/TEMC.2020.3006328.
- [97] E. Roué *et al.*, ‘Three-Dimensional Printing of a Waveguide Termination for Millimeter Wave Applications’, in *2021 51st European Microwave Conference (EuMC)*, Apr. 2022, pp. 555–558. doi: 10.23919/EuMC50147.2022.9784182.
- [98] D.-J. Kim *et al.*, ‘Reconfigurable Yagi-Uda antenna based on a silicon reflector with a solid-state plasma’, *Sci. Rep.*, vol. 7, no. 1, Art. no. 1, Dec. 2017, doi: 10.1038/s41598-017-17425-8.
- [99] D. Lorente, M. Limbach, H. Esteban, and V. Boria, ‘Compact Ultrawideband Grounded Coplanar Waveguide to Substrate Integrated Waveguide Tapered V-Slot Transition’, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, vol. 30, no. 12, pp. 1137–1140, Dec. 2020, doi: 10.1109/LMWC.2020.3031025.
- [100] A. Chakraborty and S. Srivastava, ‘HIGH GAIN SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE FED YAGI-UDA ANTENNA ARRAY ON SILICON SUBSTRATE FOR MULTIBAND APPLICATIONS’, *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 116, pp. 265–275, 2021, doi: 10.2528/PIERC21100703.
- [101] F. Taringou, D. Dousset, J. Bornemann, and K. Wu, ‘Broadband CPW Feed for Millimeter-Wave SIW-Based Antipodal Linearly Tapered Slot Antennas’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 4, pp. 1756–1762, Apr. 2013, doi: 10.1109/TAP.2012.2232270.
- [102] F. Taringou and J. Bornemann, ‘New Interface Design from Substrate-Integrated to Regular Coplanar Waveguide’.
- [103] S. Laha, S. Kaya, D. W. Matolak, W. Rayess, D. DiTomaso, and A. Kodi, ‘A New Frontier in Ultralow Power Wireless Links: Network-on-Chip and Chip-to-Chip Interconnects’, *IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integr. Circuits Syst.*, vol. 34, no. 2, pp. 186–198, Feb. 2015, doi: 10.1109/TCAD.2014.2379640.
- [104] Y. Chen and C. Han, ‘Channel Modeling and Characterization for Wireless Networks-on-Chip Communications in the Millimeter Wave and Terahertz Bands’, *IEEE Trans. Mol. Biol. Multi-Scale Commun.*, vol. 5, no. 1, pp. 30–43, Oct. 2019, doi: 10.1109/TMBMC.2019.2952863.

- [105] ‘PathWave Advanced Design System (ADS) | Keysight’. Accessed: Mar. 23, 2023. [Online]. Available: <https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>
- [106] F. Yazdanpanah and R. Afsharmazayejani, ‘A systematic analysis of power saving techniques for wireless network-on-chip architectures’, *J. Syst. Archit.*, vol. 126, p. 102485, May 2022, doi: 10.1016/j.sysarc.2022.102485.
- [107] J. Ortiz Sosa, O. Sentieys, and C. Roland, ‘Adaptive Transceiver for Wireless NoC to Enhance Multicast/Unicast Communication Scenarios’, in *2019 IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (ISVLSI)*, Miami, FL, USA: IEEE, Jul. 2019, pp. 592–597. doi: 10.1109/ISVLSI.2019.00111.
- [108] X. Yu, S. P. Sah, H. Rashtian, S. Mirabbasi, P. P. Pande, and D. Heo, ‘A 1.2-pJ/bit 16-Gb/s 60-GHz OOK Transmitter in 65-nm CMOS for Wireless Network-On-Chip’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 62, no. 10, pp. 2357–2369, Oct. 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2347919.
- [109] M. Vigilante and P. Reynaert, ‘20.10 A 68.1-to-96.4GHz variable-gain low-noise amplifier in 28nm CMOS’, in *2016 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC)*, Jan. 2016, pp. 360–362. doi: 10.1109/ISSCC.2016.7418056.
- [110] A. Ganguly *et al.*, ‘The Advances, Challenges and Future Possibilities of Millimeter-Wave Chip-to-Chip Interconnections for Multi-Chip Systems’, *J. Low Power Electron. Appl.*, vol. 8, no. 1, p. 5, Feb. 2018, doi: 10.3390/jlpea8010005.
- [111] C. Sun *et al.*, ‘Single-chip microprocessor that communicates directly using light’, *Nature*, vol. 528, no. 7583, pp. 534–538, Dec. 2015, doi: 10.1038/nature16454.
- [112] J. Hu, J. Xu, M. Huang, and H. Wu, ‘A 25-Gbps 8-ps/mm transmission line based interconnect for on-chip communications in multi-core chips’, in *2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, Jun. 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2013.6697762.
- [113] A. H. Atabaki *et al.*, ‘Integrating photonics with silicon nanoelectronics for the next generation of systems on a chip’, *Nature*, vol. 556, no. 7701, pp. 349–354, Apr. 2018, doi: 10.1038/s41586-018-0028-z.
- [114] D. Fritsche, P. Starke, C. Carta, and F. Ellinger, ‘A Low-Power SiGe BiCMOS 190-GHz Transceiver Chipset With Demonstrated Data Rates up to 50 Gbit/s Using On-Chip Antennas’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 9, pp. 3312–3323, Sep. 2017, doi: 10.1109/TMTT.2017.2677908.
- [115] H. Wu *et al.*, ‘A 60GHz on-chip RF-Interconnect with  $\pi/4$  coupler for 5Gbps bi-directional communication and multi-drop arbitration’, in *Proceedings of the IEEE 2012 Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA: IEEE, Sep. 2012, pp. 1–4. doi: 10.1109/CICC.2012.6330666.
- [116] M. M. Ahmed, N. Mansoor, and A. Ganguly, ‘A one-to-many traffic-oriented mm-wave wireless network-in-package interconnection architecture for multichip computing systems’, *Sustain. Comput. Inform. Syst.*, vol. 26, p. 100379, Jun. 2020, doi: 10.1016/j.suscom.2020.100379.

[117] P. Besnier and B. Démoulin, *Electromagnetic Reverberation Chambers*. John Wiley & Sons, 2013.



**Titre :** Conception d'interconnexions radio et caractérisation de l'effet des frontières au sein des circuits fortement multicouches de type CMOS, PCB.

**Mots clés :** propagation électromagnétique, interconnexion, PCB, silicium, WiNoC

**Résumé :** Avec l'émergence de nouvelles applications telles que l'intelligence artificielle (IA), le big data ou l'internet des objets (IoT) la demande de débits de données augmente. Les réseaux sur puces actuels NoC étant essentiellement filaires il est nécessaire de changer de paradigme. Ainsi les interconnexions sans fils sur puce de type WiNoC sont apparues comme une solution prometteuse. Elles permettent une forte reconfigurabilité, une réduction de la complexité de routage des circuits ainsi qu'une communication de type broadcast.

Dans cette thèse, la propagation électromagnétique au niveau intra-puce est analysée pour des substrats fortement multicouches de type CMOS ou PCB. Le dimensionnement du canal de transmission, dans le but d'obtenir de larges bandes passantes, est proposée en bande V.

Plusieurs méthodes permettant de maximiser le canal de transmission sur silicium sont étudiées. Elles incluent la conception d'antennes intégrées sur un guide d'ondes à plans parallèles, l'optimisation de la forme de la zone à pertes, l'association de réflecteurs avec une zone dopée Si-BR et la conception de transition CPW-SIW.

L'analyse des performances des systèmes WiNoC mesurés est ensuite effectuée dans le domaine temporel. Elle permet d'estimer les débits de données disponibles et l'efficacité énergétique des circuits mesurés. En considérant une modulation OOK, une largeur de bande de 14 GHz et une distance inter-élément entre deux dipôles de 14 mm, un débit de données de 16 Gbits/s pour une consommation de 2.56 pJ/bit sont obtenues.

**Title :** Design of radio interconnections and characterisation of the effect of boundaries within highly multilayer circuits of the CMOS, PCB.

**Keywords :** electromagnetic propagation, interconnect, PCB, silicon, WiNoC

**Abstract :** With the emergence of new applications such as artificial intelligence (AI), big data and the Internet of Things (IoT), demand for data rates is increasing. Current NoC networks-on-chips are essentially wired, so a paradigm shift is needed. Wireless network on-chip (WiNoC) interconnections have emerged as a promising solution. They offer high reconfigurability, reduced circuit routing complexity and allows broadcast communication.

In this thesis, electromagnetic propagation at the intra-chip level is analyzed for highly multilayer substrates such as CMOS or PCBs. The sizing of the transmission channel, in order to provide large bandwidths, is proposed in V-band.

Several methods for maximizing the transmission channel on silicon are being studied. These include the design of antennas integrated on a parallel-plate waveguide, the shape optimization of the lossy zone, the association of reflectors with a LR-Si doped areas and the design of CPW-SIW transitions.

The performance of the WiNoC systems measured is then analyzed in the time domain. This is used to estimate the available data rate and the energy efficiency of the measured circuits. Assuming OOK modulation, a bandwidth of 14 GHz and an inter-element distance between two dipoles of 14 mm, a data rate of 16 Gbits/s for a power consumption of 2.56 pJ/bit are obtained.