THÈSE DE DOCTORAT DE

L'UNIVERSITE
DE BRETAGNE OCCIDENTALE

COMUE UNIVERSITÉ BRETAGNE LOIRE

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

Par

Ihsan EL MASRI

Caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium

Applications aux interconnexions sans fils intra-puce pour les systèmes WiNoC

Thèse présentée et soutenue à Brest, le 06/11/2019

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

Rapporteurs avant soutenance :

Philippe FERRARI	Professeur, Université Grenoble-Alpes
Jean-Marc LAHEURTE	Professeur, Université Paris-Est Marne-la-Vallée

Composition du Jury :

Président :	**Luca VARANI**	Professeur, Université de Montpellier
Rapporteurs :	**Philippe FERRARI**	Professeur, Université Grenoble-Alpes
	Jean-Marc LAHEURTE	Professeur, Université Paris-Est Marne-la-Vallée
Examinateurs :	**Raphael GILLARD**	Professeur, INSA Rennes
	Rozenn ALLANIC	Docteur, Université de Bretagne Occidentale
Directeur de thèse:	**Thierry LE GOUGUEC**	Maître de conférences HDR, Université de Bretagne Occidentale
Invités :	**Cédric QUENDO**	Professeur, Université de Bretagne Occidentale
	Pierre-Marie MARTIN	Maître de conférences, Université de Bretagne Occidentale

* Ce projet a bénéficié du soutien financier de la Région Bretagne et d'une aide de l'État attribuée au labex CominLabs et gérée par l'Agence Nationale de la Recherche au titre du programme "Investissements d'avenir" portant la référence ANR-10-LABX-07-01.

Dédicaces

« Le plus beau des océans
est celui qu'on n'a pas encore traversé
Le plus beau des enfants
n'a pas encore grandi.
Les plus beaux de nos jours
sont ceux que nous n'avons pas encore vécus.
Et les plus beaux des poèmes que je veux te dire
sont ceux que je ne t'ai pas encore dits. »

Nazim Hikmet
Poète Turc (1901-1963)

À *Zahraa*,

À *mes parents*,

À *ma famille*,

À *mes camarades et mes amis*,

Remerciements

J’exprime ma profonde gratitude envers M. Philippe FERRARI, Professeur à l’Université Grenoble-Alpes et M. Jean-Marc LAHEURTE Professeur à l’Université Paris-Est Marne-la-Vallée pour l’honneur qu’ils m’ont fait en acceptant de rapporter ce travail.

J’adresse mes sincères remerciements à M. Raphael GILLARD, Professeur à L’INSA-Rennes, pour l’honneur qu’il m’a fait en acceptant de participer au jury ainsi que pour sa participation dans les comités de suivi annuels.

Je souhaite également remercier M. Luca VARANI, Professeur à l’université de Montpellier, où j'ai effectué mon Master, pour l’honneur qu’il m’a fait en acceptant de participer et de présider le jury.

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire des Sciences et Techniques de l’Information, de la Communication et de la Connaissance (Lab-STICC, UMR CNRS 6285) de l’Université de Bretagne Occidentale (UBO).

Je désire exprimer ma profonde gratitude envers l’équipe qui a assuré l’encadrement et la direction de mes travaux dans une ambiance amicale et détendue.

Je tiens tout d’abord à remercier mon directeur de thèse, Thierry LE GOUGUEC, pour m’avoir fait confiance et m'avoir supporté durant ces trois années de thèse, pour sa culture scientifique, ses idées innovantes, sa pédagogie et son humour.

Je souhaite également dire un grand merci à Pierre-Marie MARTIN, Maître de Conférences, pour son esprit critique, ses connaissances linguistiques, sa disponibilité ainsi que pour les échanges que nous avons eus durant ces trois années.

Je remercie sincèrement Cédric QUENDO, Professeur, de m’avoir accueilli au sein du pôle MOM du Lab-STICC ainsi que pour son soutien, sa rigueur scientifique et ses judicieuses remarques.

Je remercie profondément Rozenn ALLANIC, Docteur, pour sa participation à l’équipe de l’encadrement, ses conseils, son aide dans la réalisation et les mesures des prototypes et sa sympathie.

Mes sincères remerciements à toute l’équipe du laboratoire du GREMAN de l’université de Tours qui a contribué à la réalisation des prototypes et à Jérémie HEMERY de l’IMT-Atlantique-Plouzané pour son aide dans les mesures.

Merci à TECHYP (le cluster de calcul du Lab-STICC) et particulièrement à Annaig MARTIN-GUENNOU pour ses conseils sur les logiciels de simulation.

Je souhaite également remercier les membres du Lab-STICC et du département électronique. Merci à Noel TANGUY, Professeur, pour m’avoir accueilli au sein de l’équipe d’enseignement du département électronique et pour sa participation dans les comités de suivi annuels.

Merci aux professeurs et collègues du projet BBC à Lannion et à Lorient.

Merci à la région Bretagne et aux laboratoires d’excellence COMINLABS pour le financement de la thèse.

Merci à tous les doctorants et post-doctorants de Lab-STICC (Libanais, Français et internationaux) pour leur aide, leur soutien et leur amitié.

Merci aux collègues musiciens de Brest pour toute la musique (Musiques du monde, Soufie ou Grecque) qui était un refuge pendant les années de la thèse.

Enfin, un grand merci à ma famille, pour m’avoir soutenu pendant cette longue reprise d’études et de m’avoir encouragé et bien sûr à Zahraa pour tout ce qu’elle m’a apporté surtout pendant la fin de la thèse.

Sommaire

DÉDICACES **1-3**

REMERCIEMENTS **1-5**

SOMMAIRE **1-7**

TABLE DES FIGURES **1-9**

LISTE DES TABLEAUX **1-15**

INTRODUCTION GÉNÉRALE **1-17**

1. ÉTAT DE L'ART DES INTERCONNEXIONS POUR LES SYSTÈMES WINOC **1-23**

1.1 INTRODUCTION 1-23
1.2 CONTEXTE GÉNÉRAL SUR LES NOC 1-24
1.3 ÉTAT DE L'ART SUR LES INTERCONNEXIONS POUR NOC 1-26
1.3.1 Interconnexions classiques *1-27*
1.3.2 Interconnexions par nanotubes de carbone ou à base de Graphène *1-27*
1.3.3 Interconnexions optiques *1-28*
1.3.4 Interconnexions 3D *1-29*
1.3.5 Interconnexions par couplage inductif/capacitif *1-29*
1.3.6 Interconnexions RF guidées *1-30*
1.3.7 Interconnexions par ondes de surface *1-31*
1.3.8 Interconnexions sans fils *1-31*
1.3.9 Comparaison des différentes interconnexions *1-33*
1.4 ÉTAT DE L'ART DES COMPOSANTS DE SYSTÈMES WINOC 1-33
1.4.1 État de l'art des systèmes WiNoC *1-33*
1.4.2 Transceivers (émetteurs-récepteurs) pour WiNoC *1-35*
1.4.3 Antennes pour WiNoC *1-40*
1.5 CARACTÉRISTIQUES DES SYSTÈMES SUR SILICIUM 1-43
1.5.1 Propriétés semi-conductrices du silicium *1-43*
1.5.2 Propriétés électromagnétiques du silicium *1-45*
1.5.3 Cas des antennes sur silicium *1-46*
1.6 ÉTAT DE L'ART DES CANAUX DE PROPAGATION INTRA-PUCE SUR SILICIUM 1-50
1.6.1 Étude théorique et évaluation électromagnétique du canal *1-50*
1.6.2 Problématique des multi-trajets *1-55*
1.6.3 Problématique des interférences avec les structures métalliques *1-57*
1.6.4 Problématique des ondes de surface *1-58*
1.6.5 L'état de l'art des canaux de propagation intra-puce *1-60*
1.7 PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE, DE LA DÉMARCHE ET DES OUTILS DE SIMULATIONS 1-61
1.7.1 Structure retenue et comparaison avec celles de la littérature *1-61*
1.7.2 Outils de simulations électromagnétiques utilisés *1-64*
1.8 CONCLUSION 1-65

2. ETUDE ET CARACTÉRISATION DE CANAUX DE PROPAGATION RÉALISTES SUR SILICIUM 2-67

2.1 INTRODUCTION 2-67
2.2 PRÉSENTATION DES SCÉNARIOS DE BASE 2-67
2.2.1 Choix des scénarios de bases *2-67*
2.2.2 Simulations en bande K_a *2-69*
2.2.3 Simulations des canaux en bande V *2-75*
2.2.4 Simulation des canaux en bande Sub-THz *2-78*
2.3 CONCEPTION DES PROTOTYPES EN BANDES K_A ET V 2-81
2.3.1 Conception et réalisation des éléments rayonnants *2-81*
2.4 ANALYSE DES RÉSULTATS ET IDENTIFICATION DES PROBLÈMES 2-83

2.4.1 Résultats de mesures en bande Ka : analyse et validation des modèles numériques 2-84
2.4.2 Résultats de mesures en bande V 2-88
2.5 MODÉLISATION DU CANAL DE PROPAGATION 2-93
2.5.1 Modélisation par la méthode de lancer de rayons 2-94
2.5.2 Modélisation par la méthode des plaques parallèles (PPM) 2-96
2.6 CONCLUSION 2-99

3. MISE EN ŒUVRE D'UNE SOLUTION POUR LES CANAUX INTRA-PUCE SUR SILICIUM . 3-101

3.1 INTRODUCTION 3-101
3.2 MISE EN ŒUVRE D'UNE SOLUTION POUR LES BANDES EHF 3-102
3.2.1 Comparaison avec le cas idéal 3-102
3.2.2 Conception de la solution : Couche absorbante du Si-BR 3-104
3.2.3 Analyse EM de la solution proposée 3-106
3.2.4 Application de la solution aux circuits mesurés 3-108
3.2.5 Optimisation de la couche absorbante 3-109
3.3 RÉALISATION DE CIRCUITS TESTS EN BANDE Q ET V 3-112
3.3.1 Fabrication d'un prototype 3-112
3.3.2 Simulations des canaux en bande Q 3-115
3.3.3 Simulations des canaux en bande V 3-119
3.3.4 Mesures 3-121
3.3.5 Conclusion sur les canaux corrigés en bande Q et V 3-125
3.4 PERSPECTIVES D'AMÉLIORATION DE LA COUCHE ASORBANTE 3-126
3.4.1 Modification de la solution existante 3-126
3.4.2 Utilisation d'absorbeurs 3-127
3.4.3 Pistes de solutions possibles 3-127
3.5 EXTENSION DE LA SOLUTION AUX FRÉQUENCES SUB-THZ 3-128
3.5.1 Architecture proposée 3-128
3.5.2 Les éléments rayonnants: Monopoles à 200 GHz 3-129
3.5.3 Réseau de 4 Monopoles à 200 GHz 3-131
3.5.4 Effet du plan métallique supérieur 3-132
3.5.5 Réseau de 9 monopoles à 200 GHz 3-133
3.5.6 Réseau de 16 monopoles à 200 GHz 3-136
3.6 RÉCAPITULATIF ET CONCLUSION DU CHAPITRE 3 3-138

4. ANALYSE DES PERFORMANCES DU SYSTÈME WINOC COMPLET 4-141

4.1 INTRODUCTION 4-141
4.2 ANALYSE TEMPORELLE DES SYSTÈMES WINOC 4-141
4.2.1 Paramètres analysés 4-141
4.2.2 Modélisation : schéma fonctionnel 4-142
4.2.3 Précautions et limitations d'utilisation des simulations temporelles 4-144
4.2.4 Exemples de modélisation de performances 4-145
4.3 RÉSULTATS DU PROJET BBC ET COMPARAISON AVEC LA LITTÉRATURE 4-149
4.3.1 Résultats de la couche MAC 4-150
4.3.2 Comparaison de notre solution avec les solutions concurrentes 4-153
4.3.3 Résultats de la couche réseau 4-157
4.3.4 Proposition de système WiNoC complet et résultats communs 4-160
4.4 CONCLUSION 4-161

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES 4-163

CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES 4-169

BIBLIOGRAPHIE 4-171

ABSTRACT 4-185

Table des Figures

FIGURE 1: ÉVOLUTION DE LA PUISSANCE (W) ET DU NOMBRE DES CŒURS EN FONCTION DES PROCÉDÉS CMOS 1-17
FIGURE 2: ILLUSTRATION D'UN SCÉNARIO DE COMMUNICATION RETENU POUR LE PROJET BBC 1-18
FIGURE 3: LES DIFFÉRENTES COUCHES DU PROJET BBC 1-19
FIGURE 1-1: ÉVOLUTION DE LA CONSOMMATION (GWH), DU NOMBRE DES CŒURS ET DE LA CAPACITÉ DE COMMUTATION (TBPS) JUSQU'À 2030 1-23
FIGURE 1-2: DE L'INTER-RACK À L'INTRA-PUCE 1-24
FIGURE 1-3: SOC VS. SIP [3] 1-25
FIGURE 1-4: TOPOLOGIES DES NOC : (A) SPIN ; (B) MESH ; (C) TORE ; (D) TORE PLIÉ ; (E) IRRÉGULIER ; (F) BFT [3] 1-26
FIGURE 1-5: INTERCONNEXIONS CLASSIQUES (CRÉDIT PHOTO INTEL) 1-27
FIGURE 1-6: UNE SECTION DE CIRCUIT INTÉGRÉ AVEC DES DISPOSITIFS ET DES INTERCONNEXIONS CNT [13] 1-28
FIGURE 1-7: SCHÉMA FONCTIONNEL D'UNE INTERCONNEXION OPTIQUE [10] 1-28
FIGURE 1-8: INTERCONNEXIONS ILV ENTRE LES DIFFÉRENTES COUCHES D'UNE STRUCTURE 3D [21] 1-29
FIGURE 1-9: INTERCONNEXIONS PAR COUPLAGE INDUCTIF [24] 1-30
FIGURE 1-10: ARCHITECTURE GÉNÉRALE D'UN MPSOC, BASÉE SUR L'APPROCHE DES INTERCONNEXIONS RF [30] 1-30
FIGURE 1-11: UNE SIMULATION D'UN SYSTÈME DE COMMUNICATION PAR ONDES DE SURFACE [36] 1-31
FIGURE 1-12: UN EXEMPLE SUR LES INTERCONNEXIONS PAR ONDES DE SURFACE [37] 1-31
FIGURE 1-13: EXEMPLE DE WINOC UTILISÉ POUR UN MPSOC [39] 1-32
FIGURE 1-14: SOLUTION HYBRIDE AVEC DES INTERCONNEXIONS FILAIRES ET SANS FILS 1-32
FIGURE 1-15: DIAGRAMME TYPIQUE D'UN WINOC [51] 1-34
FIGURE 1-16: BANDES DE FRÉQUENCE DES WINOC 1-35
FIGURE 1-17 : ÉTAT DE L'ART DES SYSTÈMES WINOC EN TERMES DE PORTÉE (CM), DE DÉBIT (GBPS) ET D'EFFICACITÉ ÉNERGÉTIQUE (PJ/BIT) [6] 1-36
FIGURE 1-18: VARIATION DE LA SURFACE OCCUPÉE EN FONCTION DE LA FRÉQUENCE [71] 1-36
FIGURE 1-19: (A) ARCHITECTURE TYPIQUE D'UN ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR ; (B) CIRCUIT RÉALISÉ DU TRANSCEIVER [63] 1-37
FIGURE 1-20: BER VS. E_B/N_O POUR UNE MODULATION OOK 1-38
FIGURE 1-21: ARCHITECTURE DE L'ÉMETTEUR DANS [81] 1-39
FIGURE 1-22:ARCHITECTURE DU RÉCEPTEUR DANS [83] 1-40
FIGURE 1-23: (A) PUISSANCE RAYONNÉE PAR UNE ANTENNE DANS UNE DIRECTION DE L'ESPACE ; REPRÉSENTATION DU DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UNE ANTENNE : (B) EN 3D ; (C) POLAIRE ; (D) CARTÉSIENNE [89] 1-41
FIGURE 1-24:QUELQUES FORMATS DES ANTENNES UTILISÉS POUR LE WINOC ET LEURS CARACTÉRISTIQUES [90] 1-42
FIGURE 1-25: ANTENNES À BASE DE CNT OU DU GRAPHÈNE [104] 1-42
FIGURE 1-26: VARIATION DE TAN Δ VS. FRÉQUENCES POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE RÉSISTIVITÉ 1-46
FIGURE 1-27: RAYONNEMENT DES ANTENNES INTÉGRÉES DANS LE SUBSTRAT [90] 1-47
FIGURE 1-28: MODÈLE ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT DE L'ANTENNE [120] 1-47
FIGURE 1-29: LIGNES DE CHAMP E ET H DANS UNE CAVITÉ RECTANGULAIRE MÉTALLIQUE DES MODES TE_{101}, TM_{110}, TE_{111} [123]. 1-48
FIGURE 1-30: TECHNIQUES DE MICRO-USINAGE PAR GRAVURE : (A) HUMIDE OU (B) SÉCHE [117] 1-49
FIGURE 1-31: CANAL DE PROPAGATION ET CANAL DE TRANSMISSION [130] 1-50
FIGURE 1-32: LANCER DES RAYONS DANS UN WINOC [133] 1-51
FIGURE 1-33: PASSAGE DU DOMAINE FRÉQUENTIEL AU DOMAINE TEMPOREL [136] 1-51
FIGURE 1-34: UNE DISPOSITION IDÉALE DES ANTENNES DANS LE CAS D'UN WINOC 1-52
FIGURE 1-35: LA MATRICE S DANS LE CAS DES DEUX ANTENNES 1-53
FIGURE 1-36: ADAPTATION IDÉALE D'UNE ANTENNE S_{11} 1-54

Figure 1-37: Transmission idéale entre deux antennes S_{21} 1-54
Figure 1-38: Bilan de liaison du canal [60] 1-55
Figure 1-39: Exemple typique des réflexions verticales et horizontales 1-56
Figure 1-40: Modèles de rayons et gain de transmission correspondant [137] 1-56
Figure 1-41: Gain de transmission entre deux dipôles en présence des grilles et damiers métalliques [142] 1-58
Figure 1-42: Ondes de surface vs. ondes spatiales [144] 1-58
Figure 1-43: Ondes de surface dans un canal sur silicium 1-59
Figure 1-44: Antennes monopoles en mesure et leur coefficient de transmission S_{21} [101] 1-60
Figure 1-45:Une topologie maillée avec 16 antennes et 64 cœurs 1-61
Figure 1-46: Différents scénarios étudiés dans [149] 1-62
Figure 1-47: Variation de gain de transmission en fonction de l'angle et de la distance [151] 1-63
Figure 1-48: Scénarios avec 9 et 16 antennes 1-64
Figure 2-1: Structure CMOS 90 nm vs. structure CMOS simplifiée 2-68
Figure 2-2: Scénario de base d'un canal: (a) vue de profil; (b) vue 3D 2-69
Figure 2-3: Illustration du dipôle sur Si-HR et ses dimensions 2-70
Figure 2-4: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur un substrat infini en bande K_A en fonction de L_D 2-70
Figure 2-5: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur un substrat fini en bande K_A en fonction de L_D 2-71
Figure 2-6: Diagramme de rayonnement d'un dipôle: (a) à $\Phi = 0$; (b) Vue 3D 2-71
Figure 2-7: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande K_A en fonction de W_{sub} 2-72
Figure 2-8: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande K_A en fonction de W_{sub} et L_{sub} 2-72
Figure 2-9: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande Ka en fonction de la conductivité 2-73
Figure 2-10: Canal de propagation entre deux dipôles en bande Ka 2-73
Figure 2-11: Évolution du paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande K_A en fonction de L_{sub} 2-74
Figure 2-12: Canal de propagation entre deux dipôles en bande Ka séparés par une boîte d'air 2-74
Figure 2-13: Évolution du paramètre S_{11} pour les dipôles sur Si/Air en bande K_A en fonction de g 2-75
Figure 2-14: Évolution du paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si/Air en bande Ka en fonction de g 2-75
Figure 2-15: Paramètre S_{11} d'un dipôle sur Si en bande V simulé sur CST et HFSS 2-76
Figure 2-16: Paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande V sur CST et HFSS 2-77
Figure 2-17: Paramètre S_{11} d'un dipôle sur une cavité Si volumineuse en bande V sur CST 2-77
Figure 2-18: Paramètre S_{21} entre deux dipôles sur une cavité Si volumineuse en bande V sur CST 2-78
Figure 2-19: Distribution du champ électrique dans la cavité surdimensionnée 2-78
Figure 2-20: Canal de propagation sur Si-HR sans plan de masse 2-79
Figure 2-21: Évolution du paramètre S_{11} d'un dipôle en bande Sub-THz 2-80
Figure 2-22:Paramètres S_{21} entre deux dipôles sur Si/Air en bande Sub-THz en fonction de s 2-80
Figure 2-23: Paramètres S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande Sub-THz en fonction de s 2-81
Figure 2-24: Les sondes GSG Infinity 2-82
Figure 2-25: (a) Conception des antennes dipôle et (b) dipôle réalisé 2-82
Figure 2-26: (a) Conception des antennes patch et (b) patch réalisé 2-83
Figure 2-27: Une partie du masque du wafer réalisé 2-83
Figure 2-28: Station sous-pointe à l'IMT-Atlantique 2-84
Figure 2-29: Comparaison entre simulation et mesure de paramètre S_{11} pour un patch en bande K_A 2-85
Figure 2-30: Mesures du canal entre deux dipôles au Lab-STICC - UBO 2-85
Figure 2-31 : Comparaison entre simulation et mesure de paramètre S_{11} pour un dipôle en bande K_A 2-86

FIGURE 2-32: DIAGRAMME DE RAYONNEMENT D'UN DIPÔLE: (A) VUE 3D; (B) À $\Phi = 90^{o}$ 2-86
FIGURE 2-33:COMPARAISON ENTRE SIMULATION ET MESURE DE PARAMÈTRE S_{21} POUR UN CANAL EN BANDE KA 2-87
FIGURE 2-34: VUE DE PROFIL DU CHAMP ÉLECTRIQUE DANS UN CANAL EN BANDE KA 2-87
FIGURE 2-35: MESURES D'UN CANAL AU LAB-STICC - IMT 2-88
FIGURE 2-36 : COMPARAISON ENTRE SIMULATIONS ET MESURES DES PARAMÈTRES S_{11} POUR LES DIPÔLES DES DIFFÉRENTS CANAUX EN BANDE V 2-89
FIGURE 2-37: COMPARAISON ENTRE SIMULATIONS ET MESURES DES PARAMÈTRES S_{21} POUR LES DIPÔLES DES DIFFÉRENTS CANAUX EN BANDE V 2-90
FIGURE 2-38: LES 3 SCÉNARIOS ÉTUDIÉS DES ANTENNES EN VIS-À-VIS ET DES ANTENNES DÉCALÉES 2-92
FIGURE 2-39 : COMPARAISON DE LA TRANSMISSION MESURÉE POUR LES 3 SCÉNARIOS DE POSITIONNEMENT D'ANTENNE ENVISAGÉS. 2-92
FIGURE 2-40:COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{ii} POUR LES SCÉNARIOS 2 ET 3 2-93
FIGURE 2-41: APPROCHES DE MODÉLISATION DU CANAL [156] 2-94
FIGURE 2-42: MODÈLE SIMPLIFIÉ DES MULTI-TRAJETS 2-95
FIGURE 2-43: LOCALISATION DES POSSIBLES ZÉROS DE TRANSMISSION 2-95
FIGURE 2-44: SIMILITUDE ENTRE LA STRUCTURE PPM ET LA STRUCTURE DU CANAL 2-97
FIGURE 2-45: COMPARAISON ENTRE SIMULATION, MESURE ET MODÈLE PPM DE PARAMÈTRE S_{21} POUR UN CANAL EN BANDE K_A. 2-98
FIGURE 2-46: COMPARAISON ENTRE SIMULATION, MESURE ET MODÈLE PPM DE PARAMÈTRE S_{21} POUR UN CANAL DE 5 MM EN BANDE V 2-98
FIGURE 3-1: UN APERÇU DE DU CIRCUIT PROPOSÉ 3-101
FIGURE 3-2: COMPARAISON ENTRE LE CAS RÉEL ET LE CAS IDÉAL : VUE D'EN HAUT ET VUE 3D 3-102
FIGURE 3-3: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S DES CAS (1) ET (2) 3-103
FIGURE 3-4: DISTRIBUTION DU CHAMP ÉLECTRIQUE DANS LE CAS (1) ET (2) 3-104
FIGURE 3-5: COMPARAISON ENTRE LE CAS RÉEL ET LA SOLUTION 3-104
FIGURE 3-6: ARCHITECTURE PROPOSÉE AVEC LA COUCHE ABSORBANTE: (A) VUE DE PROFIL; (B) VUE D'EN HAUT 3-105
FIGURE 3-7: (A) LIGNE DE TRANSMISSION AVEC DU SI DOPÉ ET (B) VARIATION DE LA RÉSISTIVITÉ EN FONCTION DE LA TENSION DE POLARISATION [161] 3-105
FIGURE 3-8: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S DES CAS (1), (2) ET (3) 3-107
FIGURE 3-9: DISTRIBUTION DU CHAMP ÉLECTRIQUE DANS LE CAS (1) ET (3) 3-107
FIGURE 3-10: CANAL ENTRE 2 DIPÔLES SIMULÉS DANS LA BANDE V AVEC LA COUCHE ABSORBANTE 3-108
FIGURE 3-11: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{11} DU DIPÔLE 3-108
FIGURE 3-12: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DANS LE CAS DU CANAL ENTRE 2 DIPÔLES 3-109
FIGURE 3-13: DIMENSIONS DE CANAL ENTRE DEUX DIPÔLES ET UNE COUCHE SI-BR 3-109
FIGURE 3-14: ÉVOLUTION DU PARAMÈTRE S_{11} D'UN DIPÔLE EN FONCTION DE LA LARGEUR S 3-110
FIGURE 3-15: ÉVOLUTION DU PARAMÈTRE S_{21} ENTRE DEUX DIPÔLES EN FONCTION DE LA LARGEUR S 3-110
FIGURE 3-16: ÉVOLUTION DU PARAMÈTRE S_{11} EN FONCTION DE LA CONDUCTIVITÉ DE LA COUCHE ABSORBANTE 3-111
FIGURE 3-17: ÉVOLUTION DU PARAMÈTRE S_{21} EN FONCTION DE LA CONDUCTIVITÉ DE LA COUCHE ABSORBANTE 3-111
FIGURE 3-18: 4 SCÉNARIOS DES ANTENNES EN VIS-À-VIS 3-113
FIGURE 3-19: 2 SCÉNARIOS DES ANTENNES DIAGONALES 3-113
FIGURE 3-20: UNE PARTIE DES WAFERS AVEC DES SCÉNARIOS RÉALISÉS 3-114
FIGURE 3-21: PARAMÈTRES UTILISÉS DANS LES CIRCUITS 3-114
FIGURE 3-22: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{11} DES SCÉNARIOS (1) ET (2) DANS LA BANDE Q 3-115
FIGURE 3-23: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (1) ET (2) DANS LA BANDE Q 3-115
FIGURE 3-24: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{11} DES SCÉNARIOS (2) ET (3) DANS LA BANDE Q 3-116

FIGURE 3-25: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (2) ET (3) DANS LA BANDE Q 3-116
FIGURE 3-26: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (5) ET (6) DANS LA BANDE Q 3-116
FIGURE 3-27: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (2) ET (5) DANS LA BANDE Q 3-117
FIGURE 3-28: ABSORBANTS PYRAMIDAUX ET TRIANGULAIRES DANS LE SUBSTRAT 3-117
FIGURE 3-29: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (2) ET (4) DANS LA BANDE Q 3-118
FIGURE 3-30: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{11} DES SCÉNARIOS (2) ET (4) DANS LA BANDE Q 3-118
FIGURE 3-31: PARAMÈTRE S_{11} DU SCÉNARIO (2) DANS LA BANDE V 3-119
FIGURE 3-32: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (2) ET (3) DANS LA BANDE V 3-119
FIGURE 3-33: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (3) ET (6) DANS LA BANDE V 3-120
FIGURE 3-34: COMPARAISON DES PARAMÈTRES S_{21} DES SCÉNARIOS (2) ET (4) DANS LA BANDE V 3-120
FIGURE 3-35: EXEMPLE D'UN CIRCUIT DU SCÉNARIO (6) SOUS MESURE 3-121
FIGURE 3-36: VARIATION DE PARAMÈTRE S_{11} POUR LE SCÉNARIO (4) EN MESURES 3-122
FIGURE 3-37: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{11} POUR LES SCÉNARIOS (1) ET (4) 3-122
FIGURE 3-38:VARIATION DU PARAMÈTRE S_{21} POUR LE SCÉNARIO (4) EN MESURES 3-122
FIGURE 3-39: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LE SCÉNARIO (4) AVANT ET APRÈS POLARISATION 3-123
FIGURE 3-40: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LES SCÉNARIOS (5) ET (6) 3-123
FIGURE 3-41: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LES SCÉNARIOS (2) ET (4) APRÈS POLARISATION 3-124
FIGURE 3-42: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LES SCÉNARIOS (1) ET (4) 3-124
FIGURE 3-43: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LE SCÉNARIO (3) À 0V 3-125
FIGURE 3-44: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES SIMULATIONS ET DES MESURES DE PARAMÈTRE S_{21} POUR LE SCÉNARIO (3) À -1,7V 3-125
FIGURE 3-45: UNE ANTENNE AVEC UNE COUCHE SUPÉRIEURE DE DIÉLECTRIQUE ARTIFICIEL ET SON PARAMÈTRE DE RÉFLEXION S_{11} [112] 3-128
FIGURE 3-46: SCÉNARIOS À 4,9 OU 16 ANTENNES 3-129
FIGURE 3-47: CONCEPTION DU MONOPOLE 3-130
FIGURE 3-48: PARAMÈTRE DE RÉFLEXION DU MONOPOLE 3-131
FIGURE 3-49: SCÉNARIO AVEC 4 MONOPOLES 3-131
FIGURE 3-50: PARAMÈTRES DE TRANSMISSION ENTRE LES MONOPOLES 3-132
FIGURE 3-51: STRUCTURE AVEC UN PLAN MÉTALLIQUE SUPÉRIEUR 3-132
FIGURE 3-52: PARAMÈTRE DE RÉFLEXION DU MONOPOLE AVEC OU SANS UN PLAN MÉTALLIQUE SUPÉRIEUR 3-133
FIGURE 3-53: PARAMÈTRES DE TRANSMISSION ENTRE LES MONOPOLES AVEC UN PLAN MÉTALLIQUE SUPÉRIEUR 3-133
FIGURE 3-54: LES DEUX TOPOLOGIES ÉTUDIÉES 3-134
FIGURE 3-55: (A) INTERACTIONS DE L'ANTENNE CENTRALE # 5 ET DE L'ANTENNE PÉRIPHÉRIQUE #3 ; (B) LEURS DISTRIBUTIONS DE CHAMPS ÉLECTRIQUES RESPECTIVES 3-134
FIGURE 3-56: COMPARAISON DES BEST-CASE SCENARIO ET WORST-CASE SCENARIO POUR UN RÉSEAU DE 9 ANTENNES D'UNE TOPOLOGIE DE TYPE MESH AVEC UN PLAN MÉTALLIQUE : CAS (D) 3-135
FIGURE 3-57: SCÉNARIO DE 16 MONOPOLES 3-136
FIGURE 3-58: COMPARAISON DES BEST-CASE SCENARIO ET WORST-CASE SCENARIO DES 16 ANTENNES 3-137
FIGURE 3-59: CARTES D'ATTÉNUATION DES ANTENNES 3,4, 7 ET 8 3-138
FIGURE 3-60 : PROFILS DES DÉLAIS DE GROUPE DES ANTENNES #11, #12, #15 ET #16 3-138
FIGURE 4-1: BER VS. EB/NO POUR UNE MODULATION OOK 4-142
FIGURE 4-2: SCHÉMA FONCTIONNEL D'UNE CHAÎNE DE TRANSMISSION WINOC 4-143

FIGURE 4-3: SIGNAL BINAIRE EN SORTIE DU GÉNÉRATEUR LORS DE LA MODÉLISATION 4-143
FIGURE 4-4: PARAMÈTRES DU DIAGRAMME DE L'ŒIL 4-144
FIGURE 4-5: RÉPONSE IMPULSIONELLE ENTRE LES DEUX ANTENNES MESURÉES EN BANDE KA 4-145
FIGURE 4-6: SCHÉMA DE SIMULATION ADS 4-145
FIGURE 4-7: ALLURE DES SIGNAUX TEMPORELS À L'ENTRÉE ET À LA SORTIE DE DÉTECTEUR D'ENVELOPPE 4-146
FIGURE 4-8: DIAGRAMMES DE L'ŒIL DANS LE CAS DES DÉBITS BINAIRES DE 2 ET 4 GBPS AVEC UN GAIN DE 10 DB 4-146
FIGURE 4-9: RAPPEL DU SCÉNARIO AVEC 4 MONOPOLES 4-147
FIGURE 4-10: SCÉNARIO DE 16 MONOPOLES 4-148
FIGURE 4-11: MODÈLES DE COMMUNICATION SANS FIL POUR UNE TOPOLOGIE HYBRIDE WINOC EN CLUSTER AVEC N = 4 CLUSTERS [41] 4-150
FIGURE 4-12: ARCHITECTURE PROPOSÉE DE L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR DANS LE DOMAINE NUMÉRIQUE [41] 4-151
FIGURE 4-13: PERFORMANCES DU TRANSCEIVER : BER EN FONCTION DE E_B/N_O POUR LES TECHNIQUES CONSIDÉRÉES [41] 4-151
FIGURE 4-14: MODÈLES DE COMMUNICATION POSSIBLES [176] 4-152
FIGURE 4-15: ARCHITECTURE AMÉLIORÉE DE L'ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR DANS LE DOMAINE NUMÉRIQUE [176] 4-152
FIGURE 4-16: L'ARCHITECTURE DE L'INTERFACE WI [178] 4-154
FIGURE 4-17: POSITIONNEMENT DU PROJET BBC PAR RAPPORT À L'ÉTAT DE L'ART DE WINOC [180] 4-155
FIGURE 4-18: POSITIONNEMENT DU PROJET BBC PAR RAPPORT AUX DIFFÉRENTS TYPES D'INTERCONNEXIONS 4-157
FIGURE 4-19: LIBÉRATION DES MESSAGES BROADCAST [58] 4-158
FIGURE 4-20: CONSOMMATION AVEC OU SANS 'POWER GATING' [58] 4-158
FIGURE 4-21: ORGANIGRAMME MONTRANT LE MÉCANISME HYBRIDE DE CONTRÔLE DES PAQUETS [188] 4-159
FIGURE 4-22: (A) OPÉRATIONS ET (B) CIRCUIT DU DBMC [188] 4-159
FIGURE 4-23: SCÉNARIOS DE MULTICAST POSSIBLE [178] 4-160

Liste des Tableaux

TABLEAU 1-1: COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTES SOLUTIONS NOC 1-33

TABLEAU 1-2: ÉTAT DE L'ART DES ÉMETTEURS DANS LA BANDE V 1-38

TABLEAU 1-3: ÉTAT DE L'ART DES RÉCEPTEURS DANS LA BANDE V 1-39

TABLEAU 1-4: ÉTAT DE L'ART DES ANTENNES EN BANDE SUB-THZ 1-43

TABLEAU 1-5: L'ÉTAT DE L'ART DES CANAUX DE PROPAGATION INTRA-PUCE SUR SILICIUM 1-60

TABLEAU 2-1: VALEURS DE LA RÉSISTIVITÉ ET DE LA CONDUCTIVITÉ DU SI 2-73

TABLEAU 2-2: AUGMENTATION DE NOMBRE DE MODES AVEC LE VOLUME ET LA FRÉQUENCE 2-79

TABLEAU 2-3: STRUCTURES RÉALISÉES 2-83

TABLEAU 2-4: COMPARAISON ENTRE LES RÉSULTATS DES CANAUX 2-91

TABLEAU 3-1: CORRESPONDANCE ENTRE LA TENSION DE POLARISATION ET LA RÉSISTIVITÉ/CONDUCTIVITÉ 3-106

TABLEAU 3-2: RÉSUMÉ DES RÉSULTATS DES SIMULATIONS EN BANDE Q 3-118

TABLEAU 3-3: RÉSUMÉ DES RÉSULTATS DES SIMULATIONS EN BANDE V 3-121

TABLEAU 3-4: COMPARAISON ENTRE LES BANDES PASSANTES DES DIFFÉRENS CAS ÉTUDIÉS 3-136

TABLEAU 4-1: CARACTÉRISTIQUES DU DIAGRAMME DE L'ŒIL EN BANDE K_A 4-146

TABLEAU 4-2: CARACTÉRISTIQUES DU DIAGRAMME DE L'ŒIL POUR LES ANTENNES ADJACENTES DANS LA BANDE MM 4-147

TABLEAU 4-3: CARACTÉRISTIQUES DU DIAGRAMME DE L'ŒIL POUR LES ANTENNES DIAGONALES DANS LA BANDE MM 4-148

TABLEAU 4-4: CARACTÉRISTIQUES DU DIAGRAMME DE L'ŒIL POUR LE 'BEST-CASE' ENTRE LES ANTENNES 1 ET 2, ET 'WORST-CASE' ENTRE LES ANTENNES 1 ET 16 DANS LA BANDE MM 4-149

TABLEAU 4-5: CONSOMMATION DES COMPOSANTS PRINCIPAUX DU TRANSCEIVER EN 28 NM CMOS 4-154

TABLEAU 4-6: COMPARAISON ENTRE LES DIFFÉRENTS TYPES D'INTERCONNEXIONS ET LEURS PERFORMANCES 4-156

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Contexte

À l'ère de l'intelligence artificielle (IA), du Big Data et de l'Internet des objets (IdO), le développement de puces de plus en plus puissantes, notamment en termes de puissances de calcul et du nombre d'informations traitées, est devenu une nécessité. Dans le même ordre d'idée, l'émergence de nouvelles applications scientifiques (en astrophysique, en bio-informatique, dans le domaine médical…), des applications multimédia ou des applications concernant la défense ou la sécurité sont possibles grâce au développement d'ordinateurs hautes performances (HPC: High-Performance Computers). Ces ordinateurs contiennent un grand nombre de ressources de calcul et de composants rapides (processeurs, mémoires,…) pouvant travailler en parallèle et échangeant un très grand nombre d'information par seconde. L'augmentation des performances des puces et des microprocesseurs est maintenant obtenue grâce au concept de réseaux sur puces NoC (Network-On-Chip) où nous retrouvons au sein d'une même puce plusieurs cœurs de calcul. Le développement de ces NoC entraîne des besoins de communications efficaces entre les puces (latences faibles, débits élevés et utilisant le moins de puissance et de ressources possibles). Ainsi, l'introduction de nouveaux types d'interconnexions devient l'un des principaux défis pour les prochains MPSoC (Multi-processor System-on-Chip).

Avec les progrès sur les procédés CMOS et l'augmentation du nombres de cœurs, la consommation des puces va augmenter proportionnellement comme l'illustre la Figure 1 dont les données sont issues de l'ITRS (International Technology Roadmap for Semiconductors) [1]. Une grande partie de cette consommation est liée aux communications entre les cœurs.

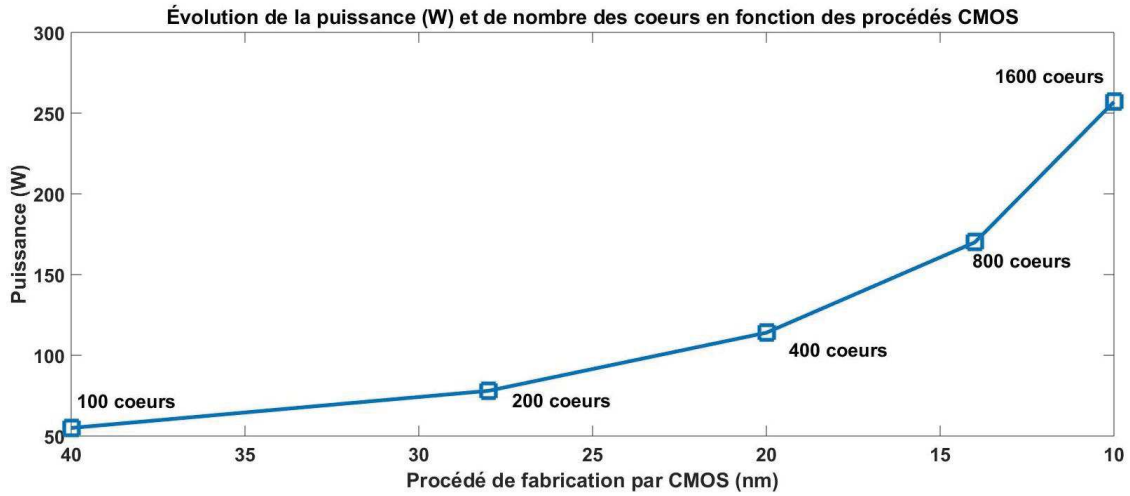


Figure 1: Évolution de la puissance (W) et du nombre des cœurs en fonction des procédés CMOS

Ainsi, pour surmonter les problèmes des interconnexions classiques qui entraînent l'augmentation du coût des échanges en induisant des pertes et des temps de latence non négligeables entre les cœurs, il faut développer de nouveaux moyens de communication intra-puce. Ces nouveaux supports de communication doivent réduire la consommation d'énergie, simplifier le routage, assurer l'augmentation des débits, résoudre les problèmes de synchronisation et de latence et optimiser les surfaces occupées.... Ainsi, plusieurs techniques émergentes ont été proposées dans la littérature ou par l'ITRS, comme les interconnexions optiques, les interconnexions RF guidées, les interconnexions par ondes de surface, les interconnexions radio sans-fil...

Cette thèse se place dans le cadre du projet BBC (on-chip wireless Broadcast-Based parallel Computing) financé par la région Bretagne et le laboratoire d'excellence COMINLABS. L'objectif du projet «BBC» est d'évaluer la faisabilité et les performances de liens sans fil à l'intérieur des puces et de définir de nouveaux paradigmes associés à ces communications radio pour la gestion du parallélisme et de l'accès aux mémoires.

La solution WiNoC (Wireless Network On-Chip) a été retenue car elle a l'intérêt d'être flexible, de permettre la réalisation aisée de communications broadcast (1 vers N) au niveau intra-puce et donc d'envisager de nouvelles approches pour la gestion du parallélisme et de l'accès aux mémoires caches.

Projet BBC

L'utilisation de communications sans fil au sein des puces multi-cœurs est l'idée directrice du projet BBC. L'objectif du projet est de répondre à la question : ″dans quelle mesure les liens radios intra-puce sont intéressants par rapport aux autres solutions d'interconnexions (optiques, RF-guidées,…)?″

Pour répondre à cette question, les différents acteurs du projet ont cherché à prendre en compte l'amélioration de la consommation d'énergie, l'estimation des débits de données, la flexibilité, la réduction de la taille, la facilité du parallélisme et de la gestion de la mémoire.

Les études menées sont basées sur des scénarios définis d'un commun accord avec les partenaires de BBC que nous illustrons Figure 2 et qui sont résumés ci-dessous:

1. des puces ayant des dimensions entre 10x10 mm^2 et 30x30 mm^2 ce qui représente un large panel des puces MPSoC ou NoC.
2. un nombre de clusters compris entre 4 et 16 avec un accès RF radio par cluster.
3. des communications internes aux puces avec des débits binaires autour de 10 Gbps.
4. la possibilité de réaliser des communications de type Broadcast (1 vers N), multicast (M vers N) and unicast (1 vers 1).
5. la technologie retenue est principalement une technologie CMOS 28 nm.

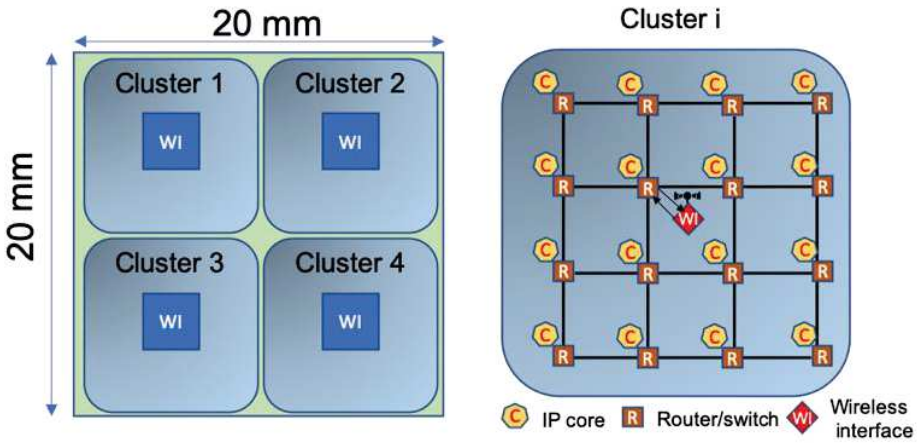


Figure 2: illustration d'un scénario de communication retenu pour le projet BBC

Le projet BBC a été divisé en trois parties principales ('Work package') schématisées Figure 3 et qui se concentrent sur différentes couches. Ces parties sont présentées ci-après:

1. La première partie qui est l'objet de cette thèse, se concentre sur l'analyse de la couche physique et plus particulièrement sur la caractérisation des canaux de propagation ainsi que des antennes et de l'émetteur-récepteur RF. Le but de ce travail est l'évaluation des débits envisageables et l'efficacité énergétique (en pJ/bit) des communications intra-puce sans fils.

2. La seconde partie aborde la problématique de la couche « liaison de données » avec le développement d'une nouvelle technologie MAC (contrôle d'accès multimédia) à faible consommation basée sur des accès CDMA.
3. La troisième partie concerne la couche « réseau » avec pour but la définition de nouveaux protocoles pour la gestion du parallélisme et de l'accès mémoire basés sur le broadcast.

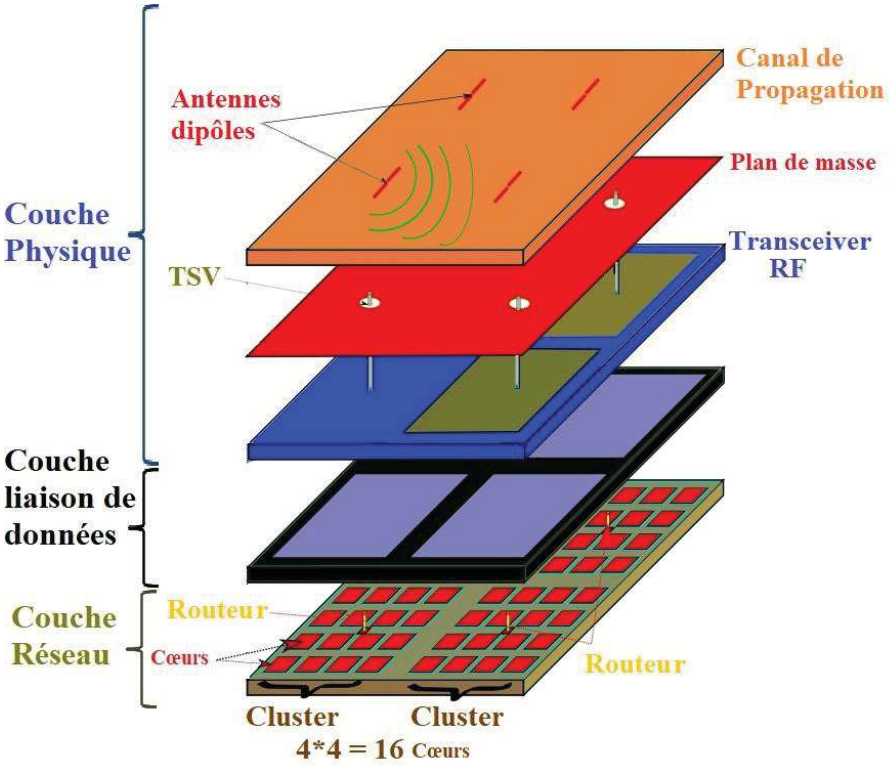


Figure 3: Les différentes couches du projet BBC

Ci-après nous décrivons l'organisation de ce manuscrit.

Plan du manuscrit

Cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet BBC. Elle a pour objectif de démontrer la faisabilité des liens radios pour des communications intra-puce. L'étude des caractéristiques (atténuation, chemins multiples, bande passante disponible…) du canal de propagation constitue l'essentiel des travaux réalisés lors de cette thèse.

Dans le premier chapitre nous dressons un état de l'art sur les interconnexions utilisées pour les NoCs. Ensuite, nous expliquons et justifions le choix d'une solution de type WiNoC qui a priori permet la mise en œuvre aisée d'applications de type broadcast (de 1 à N). Nous dressons un état de l'art des canaux de propagation dans la bande millimétrique (30-300 GHz) d'un point de vue électromagnétique ainsi qu'un état de l'art des différents composants intégrés utilisés pour former ces canaux, notamment les antennes et les transceivers analogiques (émetteurs-récepteurs).

Ces structures doivent être compatibles avec la technologie CMOS (Complementary Metal-Oxide Semi-conductor), ce qui implique l'utilisation du silicium comme substrat. En nous basant sur une étude bibliographique, nous mettons en évidence des problèmes de rayonnement des antennes intégrées sur silicium à très hautes fréquences et le confinement de l'énergie EM (Électromagnétique) dans le substrat. Ces phénomènes ont un impact important sur la propagation dans les systèmes WiNoC, comme nous l'illustrons dans le second chapitre de la thèse.

Le deuxième chapitre concerne l'évaluation électromagnétique des canaux de propagation sans fils au sein des puces (intra-puce). Les simulations (réalisées à l'aide de deux logiciels de simulation électromagnétique différents: HFSS et CST) mettent en évidence les problèmes (confinement de l'énergie dans le substrat) pour des canaux de propagation formés entre deux ou plusieurs antennes placées sur un même substrat Si.

Nous présentons ensuite, la conception des premiers prototypes de test réalisés sur silicium à haute résistivité (Si-HR) ainsi que les mesures des paramètres de répartition S effectuées dans les bandes Ka (27-40 GHz) et V (40-75 GHz). Les comparaisons entre mesures et résultats obtenus par simulation valident nos hypothèses de départ. Pour finir, dans le but de faciliter la conception des circuits WiNoC et d'effectuer une évaluation rapide des performances, nous présentons brièvement diverses modélisations analytiques du canal de propagation que nous avons effectuées.

Dans le troisième chapitre, nous proposons et analysons une solution permettant de limiter les inconvénients de la propagation dans un substrat silicium de forte permittivité. Cette solution consiste à ajouter une couche absorbante (du silicium à basse résistivité: Si-BR) autour du substrat Si-HR afin de maîtriser les réflexions aux interfaces silicium-air. L'amélioration des caractéristiques de transmission et notamment l'élargissement des bandes passantes utilisables, est démontrée et validée par des mesures sur deux prototypes réalisés en bande Q (33-50 GHz) et en bande V. Nous citons les nombreuses perspectives qui constituent la suite de notre étude en termes de conception des canaux et des antennes.

Dans le but de réduire la taille des antennes et d'augmenter le débit, des monopoles intégrés entre deux plaques métalliques sont ensuite proposées et étudiées dans la bande Sub-THz (centaines de GHz). Cette solution remédie aux problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM) et permet l'analyse des réseaux multi-antennaires pouvant convenir aux architectures MPSoC.

Le dernier chapitre est consacré à l'évaluation générale de la couche physique. Nous présentons la conception d'un émetteur-récepteur idéal sous ADS avec un bref aperçu des simulations dans le domaine temporel.

Les performances (débit, efficacité énergétique…) de systèmes WiNoC basés sur nos études sont finalement évaluées au travers des scénarios incluant les résultats communs obtenus dans le cadre du projet BBC. Ces résultats sont également comparés avec les performances de solutions concurrentes, qu'elles soient de type radio, RF guidée ou bien optiques.

Finalement, nous résumons les améliorations apportées par le projet BBC pour une réalisation complète du système WiNoC.

Une conclusion établit le bilan des travaux effectués durant cette thèse et nous permet de proposer les perspectives de ce travail.

1.ÉTAT DE L'ART DES INTERCONNEXIONS POUR LES SYSTÈMES WINOC

1.1 INTRODUCTION

Les avancées dans le domaine des télécommunications au cours des dernières années ont conduit au développement des systèmes de communications sur puce pour satisfaire les exigences en débit des futurs systèmes multi-cœurs.

Le rapport de l'ITRS (The International Technology Roadmap for Semiconductors) prédit que le nombre de cœurs dans les centres de données atteindra plus de 10000k d'ici 2029 (Figure 1-1), avec une mémoire de stockage en millions de Péta-octets (10^{15} octets) et une consommation d'énergie en milliers de GWh (ou Giga-Joules) [1]. Des milliers de cœurs pourront être intégrés sur une seule puce pour former un système multiprocesseur sur puce (MPSoC : Multi-Processor System-On-Chip).

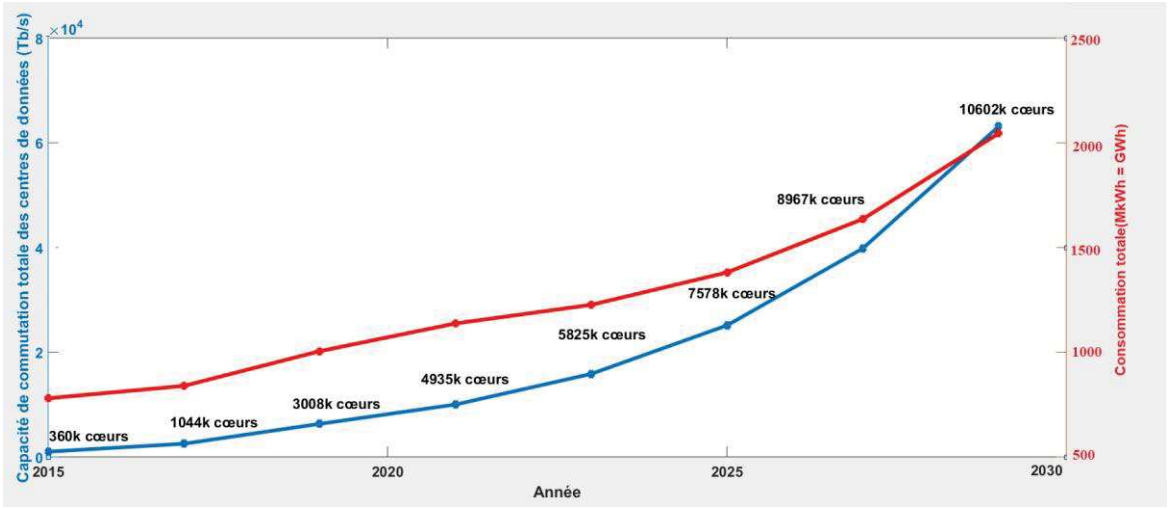


Figure 1-1: Évolution de la consommation (GWh), du nombre des cœurs et de la capacité de commutation (Tbps) jusqu'à 2030

La notion de réseaux et notamment les réseaux sur puce (Network-on-Chip: NoC) deviennent rapidement le standard pour l'organisation des échanges d'informations au sein des systèmes et cela à différents niveaux d'interconnexions (Figure 1-2) allant des serveurs à l'intra-puce (intra-chip) en passant par l'inter puces (inter-chip).

L'objectif de cette thèse est la caractérisation physique du système de communications intra-puce devant assurer une transmission des données avec de faibles délais, un débit élevé et en utilisant le moins de puissance et de ressources possibles. Actuellement, Les interconnexions métalliques classiques utilisées pour connecter les différents composants ne pourront ni supporter la quantité de communications de données entre les nombreux cœurs, ni acheminer ces données de manière optimale. Les défis majeurs dans les NoCs traditionnels sont la forte latence et la consommation d'énergie [2].

Plusieurs techniques émergentes ont récemment été proposées pour atténuer les délais de communications et les problèmes de consommation d'énergie dans les architectures multi-cœurs. Ces techniques seront détaillées dans ce chapitre.

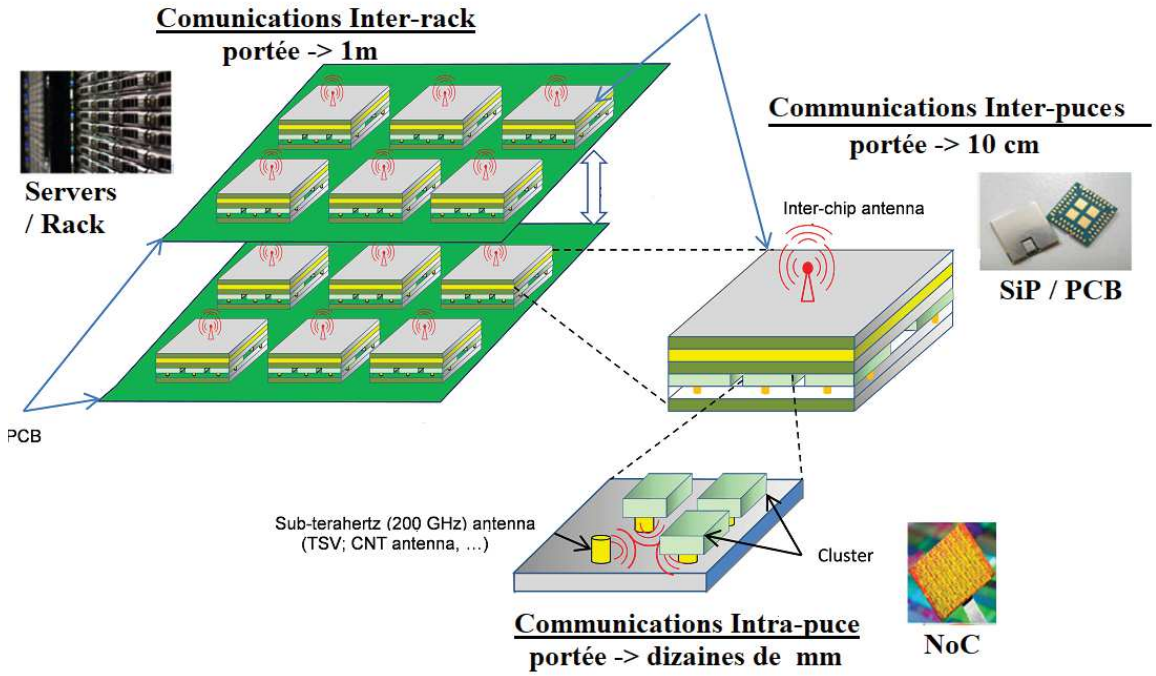


Figure 1-2: De l'inter-rack à l'intra-puce

L'une de ces techniques de communication émergentes, à savoir WiNoC (Wireless Network-on-Chip) remplace les liens guidés traditionnels par l'utilisation des supports sans fils. Cette technique présente un grand intérêt pour les applications de parallélisme informatique (Parallel computing) nécessitant beaucoup de diffusions de données pour fonctionner.

Le concept WiNoC nécessite des structures matérielles telles que les antennes et les émetteurs-récepteurs qui permettent des liaisons sans fils efficaces et qui peuvent être utilisées de manière optimale pour maximiser les performances globales du réseau en améliorant les performances du canal de propagation sans-fils. Ce canal est un facteur clé dont l'analyse électromagnétique n'a pas été étudiée en détail dans la littérature des WiNoC. L'état de l'art du canal et de ses composants sera détaillé aussi dans ce chapitre.

Comme il est préférable d'avoir ces structures compatibles avec l'architecture CMOS (Complementary Metal-Oxide Semi-conductor), ceci implique l'utilisation du silicium comme substrat pour leur réalisation. L'étude de fonctionnement des circuits intégrés sur silicium et les problèmes liés (cavités, multi-trajets, interférences…) sont également détaillés dans ce chapitre. Enfin, nous présentons les outils de simulation utilisés dans cette thèse ainsi que la démarche adoptée.

1.2 CONTEXTE GÉNÉRAL SUR LES NOC

Le besoin croissant d'intégration et de miniaturisation dans le domaine de l'électronique a conduit au développement des différentes technologies notamment les technologies SoC (System-On-Chip) et SiP (System-in-Package) [3] (Figure 1-3). Les SoC intègrent toutes les fonctions sur une seule puce, tandis que les SiP intègrent plusieurs composants dans un même module ou boîtier. Dans les SiPs, il est possible de choisir la meilleure technologie pour chaque fonction simple, telle qu'une antenne, un filtre, un amplificateur faible bruit (LNA: Low Noise Amplifier), un amplificateur de puissance (PA : Power Amplifier), pour laquelle la technologie CMOS pourrait ne pas être en mesure de fournir les performances optimales [4].

Étant donné que les performances de la technologie CMOS ont été démontrées jusqu'en bande de fréquences millimétriques, elle s'avère être la meilleure technologie pour les SoC, car tous les circuits peuvent être facilement implémentés dans l'architecture CMOS (LNA, PA, mélangeur, filtre, antenne). Ainsi, les SoC ont permis la réalisation des systèmes plus petits et moins chers à produire en masse. L'inconvénient des SoC réside dans le degré de complexité d'une telle intégration. Avec l'approche SiP, la complexité est distribuée [5]

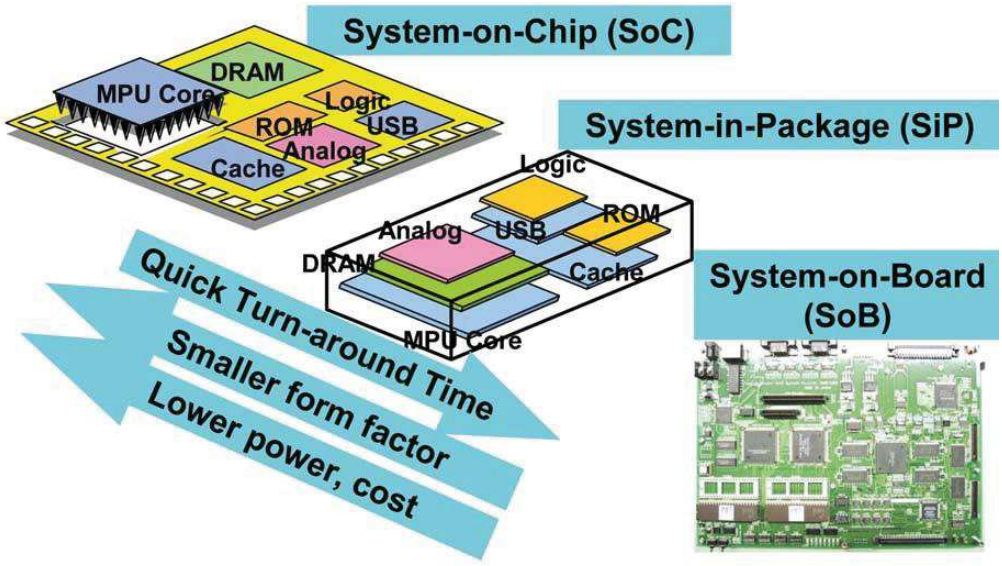


Figure 1-3: SoC vs. SiP [3]

En réalité, SoC et SiP ne sont pas en concurrence directe, mais offrent plutôt des compromis différents en termes de coût, de puissance et de délai de mise en œuvre sur le marché. La question clé est de décider quelle option offre la meilleure solution pour un produit donné. Donc, le choix de l'utilisation des technologies SiP ou SoC dépend des besoins. Dans le cas des applications de broadcast (envoi de messages à tous les cœurs concernés) ou multicast (multiples communications sans fils en parallèle), le SoC semble préférable comme solution.

Les progrès de la technologie du silicium ont facilité l'augmentation phénoménale du nombre de cœurs de traitement pouvant être intégrés dans une seule puce. Ces puces sont appelées Chip Multi-Processor (CMP). La notion de réseaux sur puce (NoC) apparaît comme une technique de conception des systèmes développée pour assurer les communications entre les différents cœurs d'un SoC. En effet, le paradigme de conception de réseau sur puce (NoC) résout plusieurs problèmes des réseaux traditionnels basés sur des bus, comme notamment les limites en bande passante et l'adaptabilité [6]. Les applications récentes des NoC varient de l'apprentissage profond (Deep Learning) aux NoC utilisés pour les technologies de mémoire/stockage, des interactions avec les centres des données (Data-center-on-a-chip : DCoC) à l'informatique en périphérie de réseau (Edge computing). L'application visée lors de cette thèse sera plutôt dirigée vers des systèmes multiprocesseurs sur puce.

Les topologies utilisées dans les NoC sont nombreuses [7]. La Figure 1-4 illustre quelques-unes de ces topologies. L'une des topologies les plus fréquentes pour les NoC est la topologie en réseau maillé (mesh) que nous avons adoptée dans cette thèse (Figure 1-4 - (b)). Dans cette topologie, des tuiles constituées de plusieurs cœurs et de différents périphériques sont connectées via leur routeur pour former des grappes de tuiles, ces grappes sont donc des grilles de M∗M tuiles où chaque routeur est relié aux routeurs les plus proches.

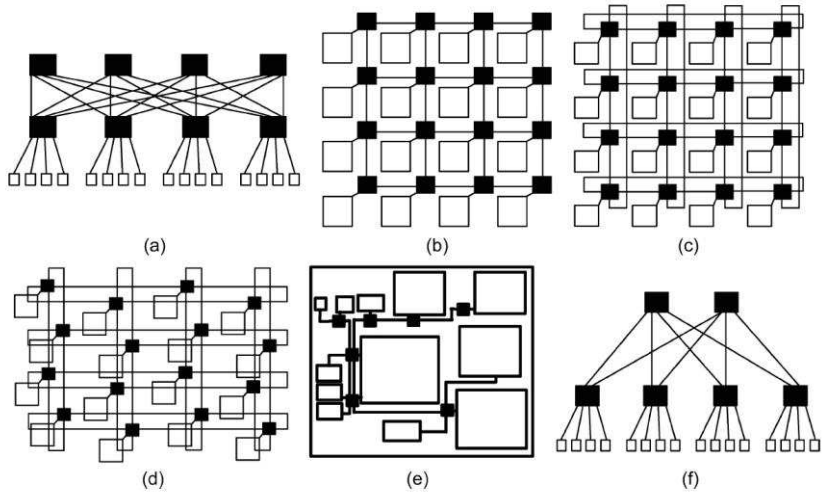


Figure 1-4: Topologies des NoC : (a) Spin ; (b) Mesh ; (c) Tore ; (d) Tore plié ; (e) Irrégulier ; (f) BFT [3]

Dans n'importe quel type de topologie utilisée, il est nécessaire d'améliorer les performances des NoC en proposant des architectures d'interconnexion assurant la possibilité des communications collectives: multicast (émission de N émetteurs vers M récepteurs) et broadcast (émission de 1 émetteur vers N récepteurs). Dans le paragraphe suivant, nous dressons l'état de l'art des interconnexions utilisées pour les NoC.

1.3 ÉTAT DE L'ART SUR LES INTERCONNEXIONS POUR NOC

Les nouvelles applications dans différents domaines (scientifiques, médicales multimédia, défense et sécurité…) sont très exigeantes en termes de volume et de débit d'informations à traiter. Les échanges de données entre les processeurs, les mémoires et autres composants ne cessent de croître. Afin d'augmenter les capacités de calcul des puces électroniques, les architectures NoC (Network on Chip) se développent de plus en plus.

Un des freins au développement de ces applications est dû au fait que les interconnexions sur puce reposent depuis des décennies uniquement sur les interconnexions filaires métalliques. Les principaux problèmes de ces interconnexions sont le retard qu'elles engendrent qui peut entrainer des problèmes de désynchronisation, et la consommation élevée qu'elles entrainent. Ces dernières occupent en plus une surface importante sans une fonctionnalité réelle et restreignent la flexibilité de conception.

Afin de satisfaire les besoins en débit de plus en plus importants, les fréquences de travail ne cessent d'augmenter. Ces augmentations de fréquence entraînent des déformations des signaux propagés en raison des problèmes d'adaptation et de diaphonie et donc des risques d'erreur de plus en plus importants [8].

Un autre élément à prendre en compte concerne les applications en calcul parallèle qui utilisent des protocoles de cohérence de cache et nécessitent des mécanismes de synchronisation. L'efficacité des protocoles de cohérence du cache et de la synchronisation est fortement pénalisée par les chemins à multiples trajets et par les messages séquentiels.

Afin de répondre aux besoins croissants de transmission de données avec des latences faibles, des débits élevés et en utilisant le moins de puissance et de ressources possibles, plusieurs techniques émergentes ont été proposées comme alternatives aux interconnexions classiques telles que les interconnexions 3D, les interconnexions optiques, les interconnexions RF guidées ou les interconnexions sans fils [9], [10], [11]. Nous présentons ces différentes approches dans les paragraphes suivants.

1.3.1 Interconnexions classiques

Les interconnexions classiques ou métalliques, également appelées lignes résistives et capacitives (lignes RC), constituent un support de communication peu coûteux et facile à mettre en œuvre (Figure 1-5).

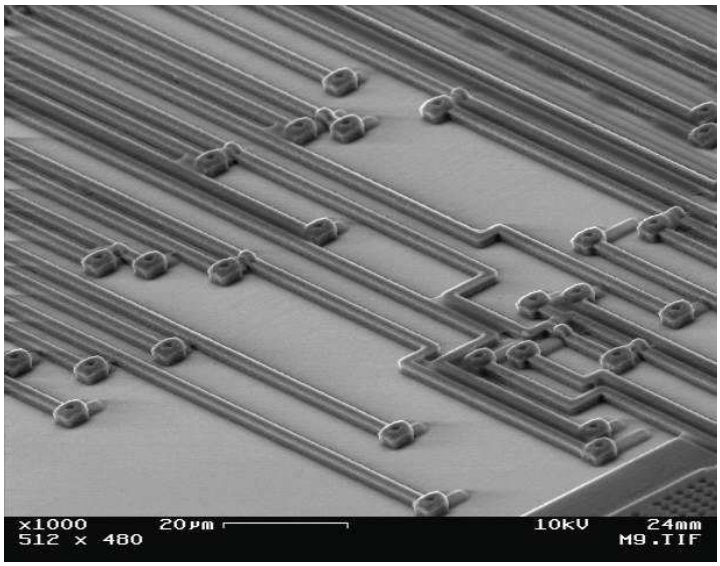


Figure 1-5: Interconnexions classiques (crédit photo Intel)

Ces interconnexions filaires ont satisfait les exigences des performances, de consommation d'énergie et de surface occupée pour les communications intra-puce depuis des décennies. Cependant, si nous considérons les progrès de la technologie CMOS ainsi que les projections en besoin des communications [12], ces solutions filaires ne répondent plus de façon optimale à aucun des paramètres suivants: la surface occupée, l'intégrité du signal, le débit, la consommation et la reconfigurabilité. Si ces interconnexions vont encore être utilisées pour des communications à très courtes distances (intra-tuile), elles ne semblent pas envisageables à moyen terme pour les communications à plus longues distance entre tuiles.

1.3.2 Interconnexions par nanotubes de carbone ou à base de Graphène

Il existe de nombreuses recherches en cours sur le traitement et la croissance d'interconnexions de nanotubes de carbone (CNT) en vue d'atteindre une densité élevée et des nanotubes de carbone bien alignés (Figure 1-6). Ces CNT et autres types du Graphène, de par leurs faibles pertes et leur comportement pouvant être semi-conducteur, sont en effet des candidats sérieux au remplacement des interconnexions classiques au sein des puces. L'utilisation d'interconnexions CNT au sein des circuits intégrés est illustrée (Figure 1-6) [13]

Pour permettre l'intégration d'interconnexions CNT, deux solutions à court terme sont explorées par la communauté : les CNT dopés et les matériaux composites métal-CNT [13]. L'utilisation des nano-antennes à base de Graphène est aussi en cours [14] pour remplacer les antennes intégrées.

Néanmoins, en raison des défis technologiques que présentent actuellement l'intégration maitrisée des CNT, il est peu probable que les interconnexions CNT remplacent à court ou moyen terme les interconnexions classiques ou mêmes leurs alternatives.

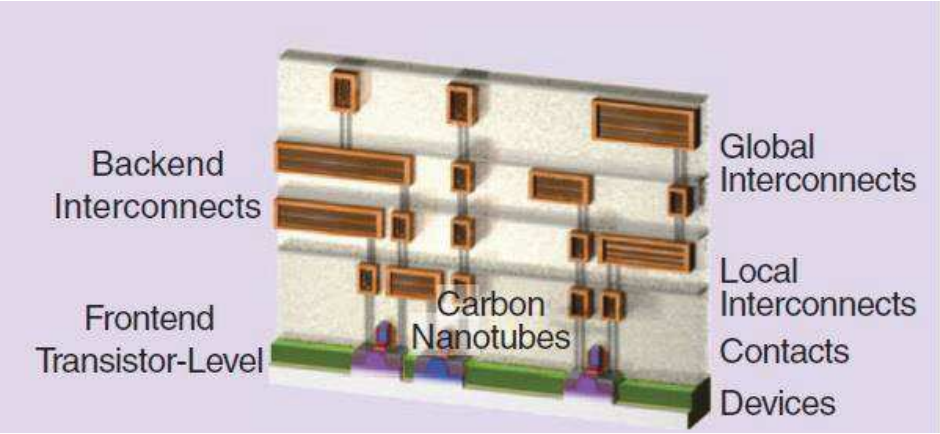


Figure 1-6: Une section de circuit intégré avec des dispositifs et des interconnexions CNT [13]

1.3.3 Interconnexions optiques

Les interconnexions optiques (IO) offrent de nombreuses fonctionnalités importantes pour pallier les inconvénients des câbles dans les communications, telles que: une large bande passante par canal, un débit élevé de données, une faible consommation d'énergie (surtout pour les longues distances) et des faibles interférences électromagnétiques [15].

Les principaux composants des systèmes optiques sont une source laser, des photo-détecteurs, des modulateurs /filtres, des guides d'ondes et des coupleurs [16]. En outre, en fonction de l'architecture des interconnexions, d'autres dispositifs optiques peuvent être nécessaires, tels que des miroirs nanométriques, des microlentilles et des séparateurs/ combineurs (Figure 1-7).

Ces composants vont occuper une large surface sur les puces et présentent un défi majeur, qui est la complexité. Cela est dû au fait que les IO ont besoin de dispositifs coûteux, gourmands en ressources et, parfois, qui ne sont pas compatibles avec la technologie CMOS, pour transférer les signaux de la forme électrique à la forme optique et pour acheminer le signal optique. D'autres inconvénients possibles sont : les coûts élevés pour des productions de masse, la complexité de routage, la sensibilité au changement de température, la lente vitesse de commutation [17] ainsi que la difficulté d'intégration sur la même puce, de composants optiques et électriques. Ceci a incité des chercheurs à proposer des solutions combinant par exemple les interconnexions optiques et les interconnexions sans fils [18].

Par conséquent, les interconnexions optiques ne semblent pas près d'être intégrées à court terme par les industriels sauf dans des applications en laboratoire.

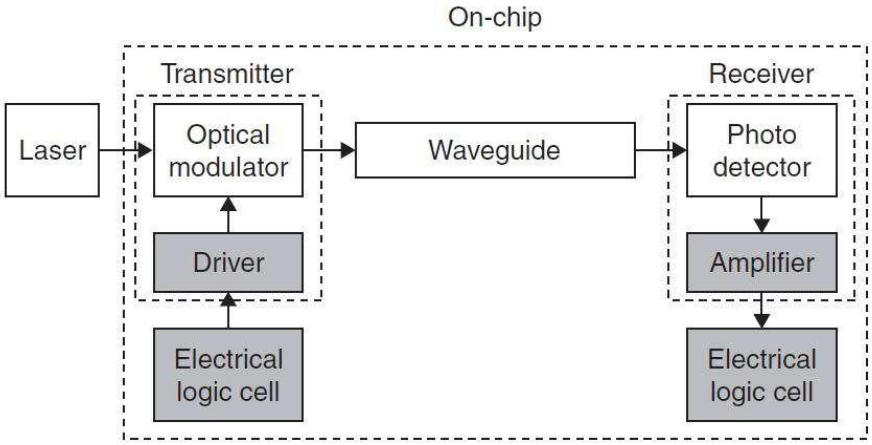


Figure 1-7: Schéma fonctionnel d'une interconnexion optique [10]

1.3.4 Interconnexions 3D

Les interconnexions 3D sont des interconnexions verticales qui relient les différentes couches (circuits logiques et mémoires) empilés verticalement entre elles. Normalement, les TSV (Through Silicon Via) assurent ces connexions [19], [20]; mais plus récemment des ILV (Inter Layer Vias) à l'échelle nanométrique ont été proposés (Figure 1-8) ce qui conduit à des circuits plus denses [21].

Certaines approches proposent d'utiliser des solutions mêlant la 3D et l'optique [22] ou la RF.

De telles architectures de systèmes numériques peuvent offrir des avantages importants en termes de performances et d'efficacité énergétique par rapport aux conceptions actuelles, comme des faibles temps de latence, des transferts de données sur des bandes passantes élevées et du stockage économe en énergie de grandes quantités de données [21].

Si les interconnexions 3D présentent de nombreux avantages, elle risque de se heurter à des problèmes de dissipation thermique, à un routage plus complexe et à une difficulté de production de masse. En outre, la présence des CNFETs (Carbon Nanotube Field-Effect Transistors) dans certaines conceptions ajoute une difficulté due à l'alignement des nanotubes de carbones [23]. C'est pourquoi, de telles solutions sont toujours en phase de recherche pour prouver leur faisabilité.

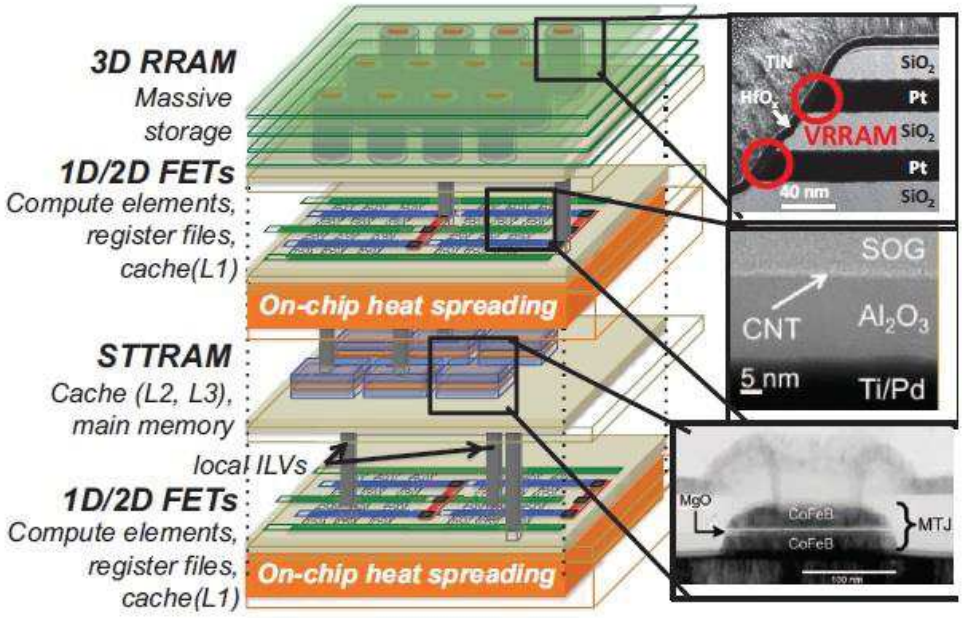


Figure 1-8: Interconnexions ILV entre les différentes couches d'une structure 3D [21]

1.3.5 Interconnexions par couplage inductif/capacitif

Les interconnexions par couplage inductif/capacitif sont une technique en cours de développement [24], [25], [26]. Cependant, le couplage inductif/capacitif n'est utilisé que pour la transmission en champ proche dont la portée ne dépasse pas 1 mm [27] (Figure 1-9). Ces connexions conviennent surtout pour la synchronisation d'horloge et de données entre puces adjacentes. Donc, leur utilisation ne présente pas ou peu d'intérêt pour des applications de type NoC.

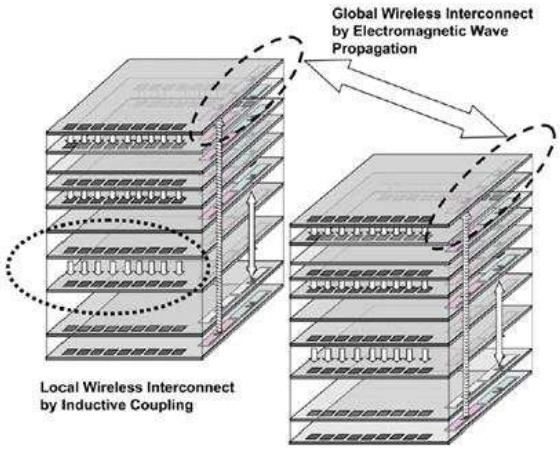


Figure 1-9: Interconnexions par couplage inductif [24]

1.3.6 Interconnexions RF guidées

Une autre alternative aux interconnexions traditionnelles est la propagation par guide d'ondes via des lignes de transmission (TL), connue sous le nom de RF-I (Radio Frequency Interconnects). Ces types d'interconnexions sont compatibles avec les procédés CMOS, elles permettent des transmissions avec des vitesses proches de la vitesse de la lumière. Comparées aux fils classiques, elles présentent une faible consommation énergie et un débit élevé. En conséquence, de nombreuses études proposent le RF-I (Figure 1-10) comme alternative [28] ou comme complément d'autres solutions [29], [30], [31].

Même si les RF-I nécessitent des émetteurs-récepteurs intégrés avec modulation et changement de fréquence pour transformer le signal électrique en un signal RF, elles engendrent une moindre dissipation de puissance et une moindre consommation de courant que les interconnexions classiques notamment grâce aux bonnes qualités de propagation des lignes.

Il existe trois types principaux des lignes de transmission sur puce à savoir la ligne à micro-ruban (MSL), le guide d'ondes coplanaire (CPW : Co-Planar Waveguide) et les lignes (CPS: Co-Planar Strip) [32].

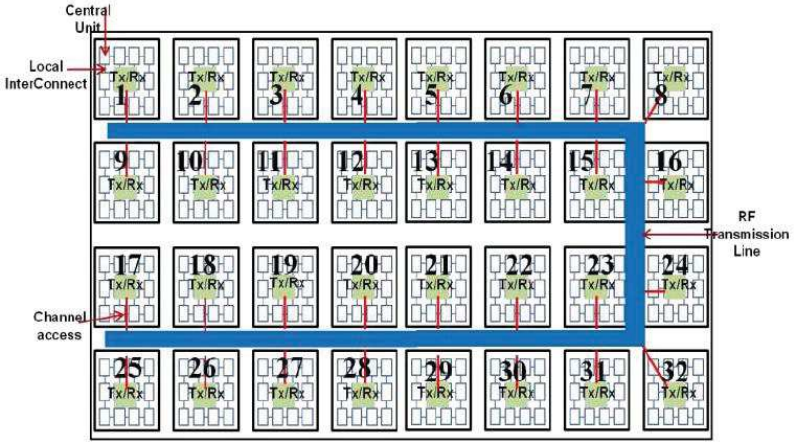


Figure 1-10: Architecture générale d'un MPSOC, basée sur l'approche des interconnexions RF [30]

Ces interconnexions RF présentent plusieurs inconvénients tels que la surface occupée, la nécessité d'utiliser un couplage capacitif limitant les performances, les risques d'interférences avec les autres composants. Le principal défi auquel les RF-I sont confrontés est la diaphonie entre les lignes de transmission elles-mêmes et entre les lignes et les circuits environnants [33]. Cela est particulièrement plus visible aux hautes fréquences. En plus, comme il s'agit de transmissions guidées, elles présentent aussi des complexités de routage similaires aux interconnexions optiques.

1.3.7 Interconnexions par ondes de surface

Les interconnexions par ondes de surface (Surface Wave Interconnects : SWI) utilisent des ondes électromagnétiques apparaissant à l'interface d'une surface métallique-diélectrique [34], [35]. Cette surface se comporte comme un guide d'ondes qui piège le signal EM dans un support bidimensionnel au lieu de l'espace libre tridimensionnel (en jaune sur la Figure 1-11).

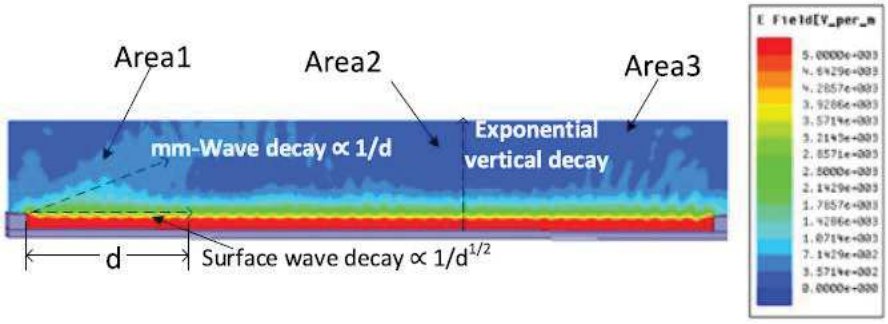


Figure 1-11: Une simulation d'un système de communication par ondes de surface [36]

Les interconnexions SWI offrent des fonctionnalités efficaces : moins de dissipation de puissance, des zones de couverture plus larges, une transmission omnidirectionnelle (sur la surface), ce qui convient bien pour les applications broadcast/multicast (Figure 1-12) [36].

Par contre, les SWI peuvent capter des signaux de bruit provenant de périphériques à proximité et d'autres composants des différentes interconnexions ce qui peut rendre ces systèmes sensibles aux perturbations électromagnétiques. De plus, La solution SWI est une technologie émergente qui nécessite encore des recherches sur les différents problèmes de conception et de mise en œuvre (comme les techniques d'intégration 3D) pour pouvoir être utilisée dans les futurs NoC.

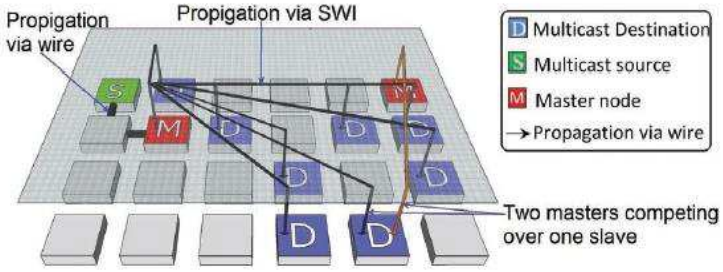


Figure 1-12: Un exemple sur les interconnexions par ondes de surface [37]

1.3.8 Interconnexions sans fils

De nombreuses études ont proposé des interconnexions sans fils pour réaliser les communications au sein des NoC et nous parlons alors de système WiNoC. Ces interconnexions sans fils (WI : Wireless Interconnects) servent d'interconnexions supplémentaires [38] ou de remplacement possible pour les réseaux de communications sans fils classiques [39] (Figure 1-13). Le WiNoC semble être une solution rentable par rapport aux autres alternatives. Ceci est dû au fait que les circuits RF sont compatibles avec la technologie CMOS et nécessitent moins de surface et moins de puissance.

Ce type d'interconnexions convertit essentiellement le signal électrique en un signal électromagnétique (EM) via l'utilisation d'un émetteur-récepteur intégré assurant la transposition de fréquence et d'une antenne. Ce signal EM se propage dans l'espace libre aux nœuds environnants. Un large spectre de fréquences allant jusqu'aux bandes Terahertz (THz) est possible [40].

Toutefois, l'approche WI souffre toujours de limitations importantes. Les défis des WI sont liés à la maîtrise du canal de propagation, aux interférences et aux limites de la technologie CMOS. De plus, les chercheurs ont du mal à concevoir une antenne avec une large bande passante et une faible dissipation de puissance. Enfin, comme tous les systèmes d'émission/réception RF, il faut prendre en compte la consommation d'énergie de la partie analogique des émetteurs-récepteurs qui est de l'ordre de grandeur de dizaines de mW, ce qui est supérieur à la consommation d'énergie des composants numériques [41].

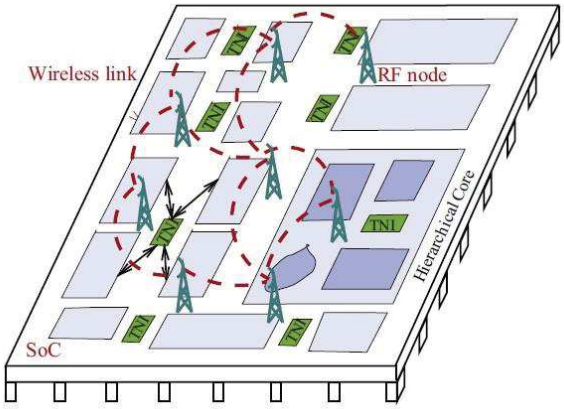


Figure 1-13: Exemple de WiNoC utilisé pour un MPSoC [39]

Enfin, la modélisation des canaux de propagation est l'une des préoccupations majeures. Les multiples paramètres ayant un impact important sur la qualité et l'efficacité de la communication, soit ne sont pas pris en compte, soit sont modélisés par des modèles très simples, peu représentatifs des phénomènes réels et donc non significatifs.

Pour autant, leur coût, leur adaptabilité et leur adéquation avec la technologie CMOS confèrent aux systèmes WiNoC un intérêt important notamment pour les applications nécessitant du broadcast de l'information. Généralement, c'est une solution hybride comprenant plusieurs sortes d'interconnexions (Figure 1-14) qui sera développée dans le cadre de projet BBC. L'objectif étant d'améliorer l'efficacité énergétique et les performances en termes de débits, les solutions guidées (interconnexions classiques, CNT, RF-I…) seront utilisées pour les communications locales intra-tuile à courte distance et les liaisons sans fils seront réservées aux communications globales inter-tuiles longue distance.

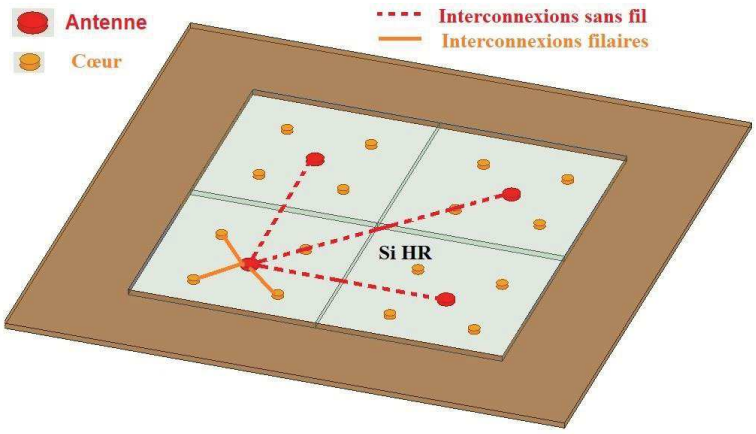


Figure 1-14: Solution hybride avec des interconnexions filaires et sans fils

1.3.9 Comparaison des différentes interconnexions

En conclusion, les interconnexions RF proposées jusqu'à présent, telles que WiNoC, RFI et SWI, semblent être des solutions intéressantes et rentables dans un proche avenir notamment par rapport aux interconnexions optiques [17]. Si ces dernières remplissent un grand nombre des exigences des communications hauts débits (bande passante importante, très bonne résistance aux problèmes d'intégrités des signaux et faibles pertes en transmission), elles restent encore peu compatibles avec les technologies CMOS classiques [8]. Par ailleurs, bien que tous les types de RF semblent prometteurs, les WiNoC et SWI ont plus de potentiels pour les architectures de l'informatique parallèle notamment grâce à leur grande compatibilité avec le broadcast de données.

Nous montrons par la suite que la distinction entre les SWI et les WI est très ténue même si dans la littérature, les interconnexions par ondes de surfaces sont présentées comme étant plus intéressantes en termes de dissipation de puissance que les systèmes WiNoC alors que la technologie WiNoC semble, elle plus mature [9].

La comparaison entre les différentes solutions d'interconnexions est répertoriée dans le Tableau 1-1 .

Toutes ces solutions ont leurs avantages et leurs inconvénients. Pourtant pour notre propre application, les solutions SWI et WiNoC apparaissent comme les plus intéressantes grâce à leur compatibilité avec la technologie CMOS, leur flexibilité de routage et leur grande compatibilité avec des applications de type broadcast/multicast. Et c'est pour cette raison que notre attention est concentrée pour le moment sur les technologies de transmission multidirectionnelle sans fils WiNoC. Nous détaillerons dans la section suivante l'état de l'art des systèmes WiNoC.

Tableau 1-1: Comparaison entre les différentes solutions NoC

Type d'interconnexions	Consommation	Bande Passante	Atténuation	Délai	Portée	Complexité de routage
Interconnexions classiques	Élevée	Étroite	Moyenne	Élevé	Courte	Haute
Interconnexions optiques	Élevée	Large	Très faible	Faible	Moyenne	Haute
Interconnexions RF Guidées	Tolérable	Moyenne	Faible	Faible	Moyenne	Haute
Interconnexions par couplage inductif	Faible	Étroite	Moyenne	Moyen	Courte	Moyenne
Interconnexions par nanotubes de carbone	Faible	Large	Moyenne	Faible	Moyenne	Moyenne
Interconnexions 3D	Faible	Moyenne	Faible	Faible	Courte	Haute
Interconnexions par ondes de surface	Tolérable	Large	Faible	Faible	Moyenne	Moyenne
Interconnexions sans fils	Élevée	Large	Moyenne	Faible	Longue	Faible

1.4 ÉTAT DE L'ART DES COMPOSANTS DE SYSTÈMES WINOC

1.4.1 État de l'art des systèmes WiNoC

Les WiNoC sont des systèmes complets dont le développement doit inclure des études portant sur plusieurs couches du modèle OSI (Open Systems Interconnection) (Figure 1-15):

1. **La couche physique:** C'est la couche de base pour les WiNoC car elle détermine le fonctionnement des autres couches. Les principaux composants de cette couche sont: le canal de transmission, les antennes et les émetteurs-récepteurs [42],[43]. La consommation de chaque composant doit être réduite pour réduire la consommation totale de système et ainsi l'énergie nécessaire pour la transmission d'un bit (en pJ/bit). Outre l'analyse fréquentielle de cette couche, une analyse dans le domaine temporel est aussi nécessaire. Les paramètres les plus intéressants au niveau temporel sont: L'affaiblissement de propagation ou de parcours (path loss), la réponse impulsionnelle [44], les différents paramètres des diagrammes de l'œil (hauteur, largeur, gigue…) [8].
2. **La couche de contrôle d'accès au support :** ou MAC (Medium Access Control) : le développement des protocoles dans cette couche est nécessaire pour assurer une qualité de service (QDS) (QoS : Quality of Service) de transfert de données en termes de disponibilité, débit, délais de transmission, gigue, taux de perte de paquets [45]. Les codes correcteurs d'erreur (FEC : Forward Error Correction) et les codes d'accès multiples (CDMA [46], FDMA , TDMA [47] : Code/ Frequency/ Time Division Multiple Access..) peuvent être développés pour améliorer cette QoS [48], [49].
3. **La couche de réseau :** Dans cette couche, on s'intéresse à l'architecture et le routage optimal [50], [51], [52]. L'évaluation se porte sur le débit, le temps d'exécution d'une tache, le speed up, le coût d'implémentation [53], [54]… Les techniques, les protocoles et les algorithmes [55] qui résolvent les problèmes d'interférences peuvent être implémentés dans l'algorithmique de cette couche [56].

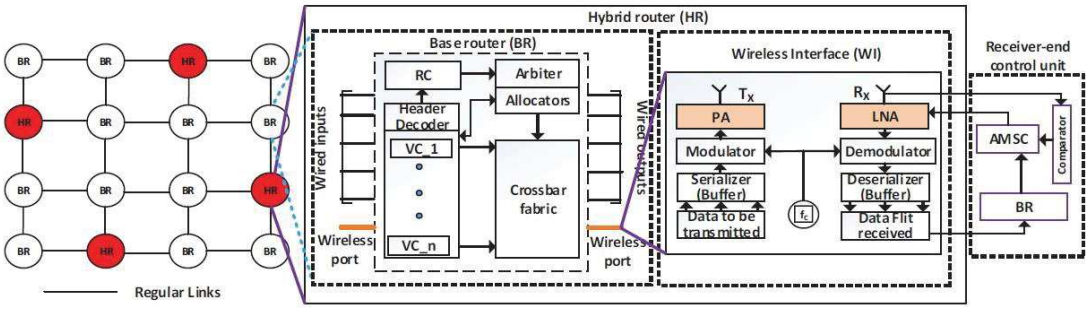


Figure 1-15: Diagramme typique d'un WiNoC [51]

Les références citées ci-dessus traitent une ou plusieurs couches. Dans le cadre de cette thèse, nous nous sommes concentrés principalement sur la couche physique. Les autres couches seront étudiées par nos collègues dans le projet BBC (§Introduction générale). Notre circuit électronique final doit comprendre, outre l'antenne et le canal de propagation, une architecture d'émetteur-récepteur analogique idéale expliquée dans l'une de nos publications [57]. La couche de contrôle d'accès au support (MAC) est étudiée dans [41] où un émetteur-récepteur numérique amélioré est utilisé, comprenant une combinaison d'égalisation ZF (Zero Forcing), d'un étalement de spectre à séquence directe (DSSS : direct-sequence spread spectrum) et des techniques de diversités temporelle (TDS : Time-Diversity Scheme). En ce qui concerne la couche numérique, une architecture WiNoC activée pour la diffusion sensible à la consommation est proposée dans [58] pour réduire le temps de latence de la synchronisation de la barrière. L'intégration de ces résultats fournit une vue d'ensemble de l'application de communications sans fils intra-puce.

L'intégration des résultats communs présentent une vision totale du système WiNoC qui englobe les différentes couches (§Introduction générale).

Nous détaillons ci-dessous les principaux composants de la couche physique et plus particulièrement les émetteurs-récepteurs et les antennes avec des états de l'art de ces composants.

1.4.2 Transceivers (émetteurs-récepteurs) pour WiNoC

1.4.2.1 Les bandes de fréquence pour WiNoC

L'efficacité du WiNoC dépend fortement de la conception de la couche physique. Les émetteurs-récepteurs sans fils influencent les performances de cette couche. Les caractéristiques des émetteurs-récepteurs dépendent de la gamme de fréquences de communication adoptée.

Une classification des systèmes WiNoC peut être effectuée selon le domaine des fréquences du spectre électromagnétique utilisé pour la transmission de données [59]. Les ondes millimétriques et les Sub-THz (centaines de GHz) utilisent des antennes intégrées avec la technologie CMOS standard, et le THz NoC utilise plutôt des nanotubes de carbone [60]. Ainsi, un parallélisme est prévu entre l'évolution de la technologie CMOS [61], la montée en fréquence, la portée de la transmission, le débit et la consommation.

Pour réaliser des réseaux sans fils au sein des puces des systèmes WiNoC, il est nécessaire de travailler à des fréquences élevées notamment pour limiter la taille des antennes et obtenir des débits importants.

Nous nous concentrons lors de cette thèse plutôt sur les ondes millimétriques ou la bande EHF (Extremely High Frequency) selon les standards IEEE [62] qui s'étend entre 30 et 300 GHz (Figure 1-16), incluant la bande Ka (27-40 GHz), la bande V (40-75 GHz) et la bande millimétrique (110-300 GHz) qui se confond avec la bande Sub-THz. Pour des raisons de réalisation nous avons utilisé également la bande Q (33-50 GHz).

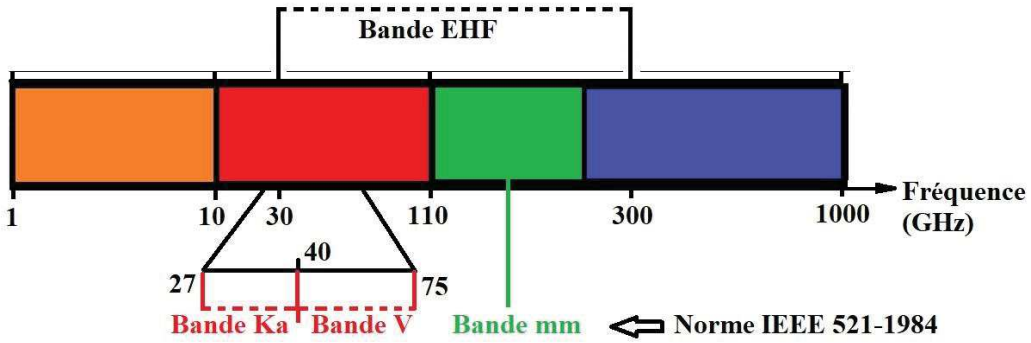


Figure 1-16: Bandes de fréquence des WiNoC

L'avantage de la bande Sub-THz est l'augmentation de la bande passante et ultérieurement le débit ainsi qu'une réduction des dimensions du circuit ce qui est souhaitable pour des interconnexions intra-puce.

1.4.2.2 État de l'art général des émetteurs-récepteurs

L'état de l'art des transceivers dans la bande EHF montre que les transceivers conçus dans la bande V à 60 GHz sont abondants dans la littérature [63], [64]. La bande des 60 GHz émergente est considérée comme un excellent candidat pour la liaison RF intérieure à haute vitesse ou pour la cinquième génération de standards pour la téléphonie mobile (5G).

Les transceivers dans la bande Sub-THz sont moins fréquents, mais nous pouvons noter aussi des réalisations comme dans [65], [66] pour des communications sans fils à courte portée intra-puce requises pour les systèmes avancés et complexes.

Dans [67], un état de l'art est établi pour des liens inter-puces avec des portées pouvant atteindre des dizaines de cm, mais avec des débits ne dépassant pas 10 Gbps. Dans [68], pour une application inter-puces, l'efficacité énergétique total du transceiver (tout composant inclus) est réduite à 50 pJ/bit mais avec un débit de 2 Gbps seulement.

Dans [69], pour une portée de 40 mm, l'efficacité énergétique est de 114 pJ/bit avec un débit de 25,5 Gbps. Ces valeurs doivent être améliorées pour des liaisons moins gourmandes en énergie et plus puissantes en débit/portée.

Dans [6], les tendances observées dans les émetteurs-récepteurs RF-CMOS conçus pour les liaisons à faible consommation et à courte portée pour les besoins du système WiNoC sont résumées sur la Figure 1-17.

En ce qui nous concerne pour l'application WiNoC intra-puce de courte portée (dizaines de mm), les exigences de conception les plus critiques seront un débit binaire élevé (≈ 16 Gb/s) et une efficacité énergétique élevée (< 10pJ/bit) [6].

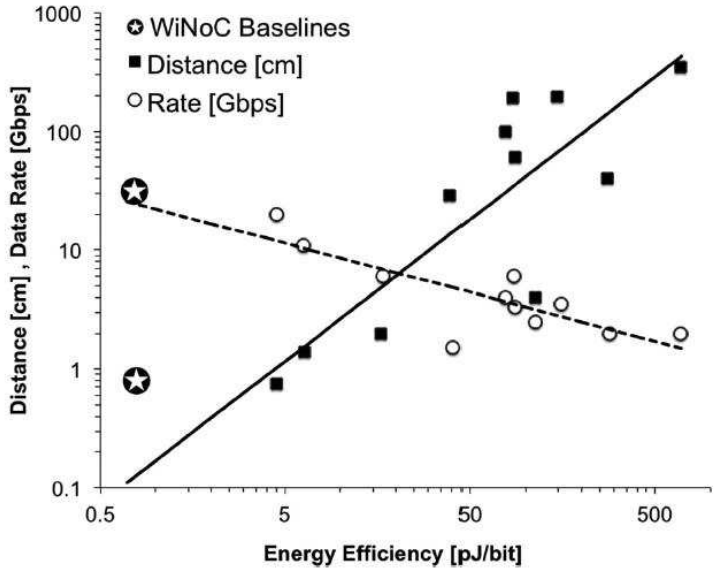


Figure 1-17 : État de l'art des systèmes WiNoC en termes de portée (cm), de débit (Gbps) et d'efficacité énergétique (pJ/bit) [6]

En termes de procédés, la technologie CMOS 28 nm est démontrée dans la bande V [70], mais ses applications et son développement restent encore limités. La technologie CMOS 45 nm est plus mûre technologiquement et peut répondre aux exigences demandées pour les différents composants de transceiver avec une consommation d'énergie optimale (§1.4.2.4 et1.4.2.5).

Un autre paramètre important est la surface occupée par le transceiver (Figure 1-18). Avec la miniaturisation constante des composants RF pour les applications à courte portée, des émetteurs-récepteurs avec des surfaces aussi petites que 0,1 mm^2 ont été démontrés [71].

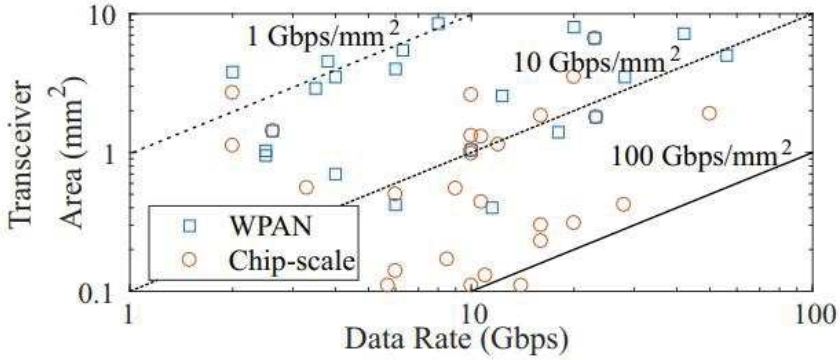


Figure 1-18: Variation de la surface occupée en fonction de la fréquence [71]

Principalement, l'émetteur se compose d'un oscillateur VCO, d'un modulateur et d'un amplificateur de puissance (PA) et le récepteur d'un amplificateur faible bruit (LNA), un mélangeur, un amplificateur IF et un démodulateur (Figure 1-19). D'autres composants peuvent être ajoutés selon les besoins de l'application visée (des buffers, des déphaseurs, …). Un état de l'art de tous ces composants est établi dans [72]. Nous présentons dans les paragraphes suivants un bref aperçu sur les composants principaux, leurs spécifications et leurs états de l'art.

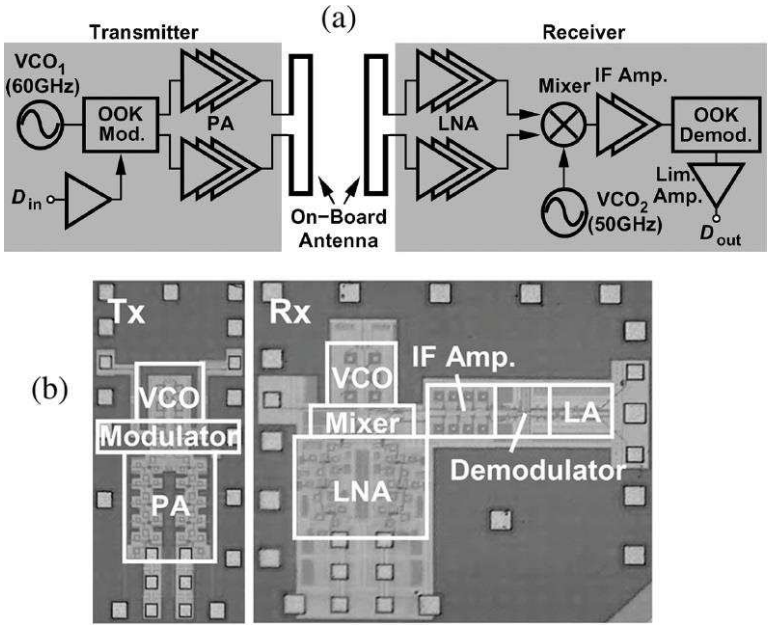


Figure 1-19: (a) Architecture typique d'un émetteur-récepteur ; (b) Circuit réalisé du transceiver [63]

1.4.2.3 Modulateurs / Démodulateurs

D'après [63], nous notons que pour réaliser une architecture d'émetteur/récepteur simple avec une modulation non cohérente, la modulation tout ou rien (OOK: On-Off Keying) [73], semble être la plus simple à mettre en œuvre et la plus adaptée aux architectures WiNoC car elle est économe en énergie et en surface. Par contre, L'OOK n'est pas forcément la plus robuste face aux trajets multiples en comparaison avec les autres types de modulation. Ce qui est son inconvénient majeur.

L'OOK est classifié parmi les modulations par déplacement d'amplitude (Amplitude-Shift Keying: ASK)). Par rapport aux modulations par déplacement de fréquence (Frequency-Shift Keying: FSK) ou les modulations par changement de phase (Phase-Shift Keying : PSK) et plus particulièrement la modulation BPSK (Binary PSK), l'OOK est capable de supporter un débit de données qui peut atteindre la moitié de la bande passante disponible.

En particulier, pour la modulation ASK-OOK, le taux d'erreur binaire (BER : Bit Error Rate) est lié à l'énergie par bit, E_b, dépensée pour atteindre l'antenne du récepteur, à N_o qui est la densité spectrale de bruit de l'émetteur-récepteur et à la fonction Q qui est la probabilité de la distribution normale, par la formule:

$$BER = Q.\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \quad (1)$$

Le taux d'erreur de la démodulation OOK est très proche de celui de la FSK, mais inférieur à celui de la BPSK cohérente (Figure 1-20).

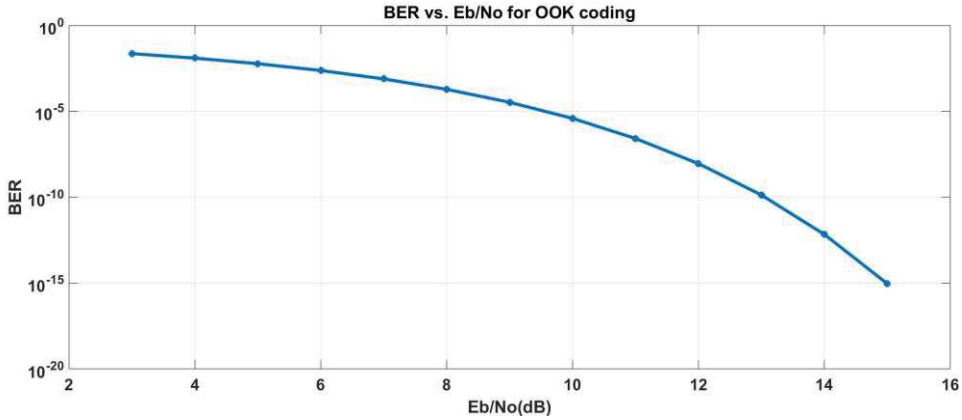


Figure 1-20: BER vs. E_b/N_o pour une modulation OOK

Les paramètres de performance critiques d'un modulateur OOK sont les suivants: faibles pertes de conversion, faible consommation d'énergie et capacité de débit de données. Dans [74], les auteurs présentent un modulateur OOK à 77 GHz (procédé CMOS de 65 nm) avec une large bande passante. Il peut traiter des données de 12 Gbps tout en affichant un rendement énergétique de 0,75 pJ/bit. Et plus récemment nous trouvons dans [75] un modulateur fabriqué avec un procédé CMOS de 28 nm avec des débits de données mesurés allant jusqu'à 30 Gbps avec des consommations raisonnables.

D'après l'état de l'art, il est possible de considérer le démodulateur récemment proposé dans [76] comme la référence des démodulateurs fabriqués avec un procédé CMOS de 65 nm. Il permet d'obtenir un débit binaire élevé (de 18,7 Gbps) avec une consommation électrique très faible (4,6 mW). Son efficacité énergétique est de 0,25 pJ/bit.

1.4.2.4 Émetteurs

Étant donné que les amplificateurs de puissance (PA) déterminent l'amplitude des signaux transmis, ils sont les principaux consommateurs de puissance et de surface dans les émetteurs-récepteurs. Le PA tout seul consomme plus que la moitié de la puissance totale de l'émetteur, donc c'est essentiel de contrôler cette consommation.

Outre le PA, les émetteurs contiennent : des mélangeurs [77], des modulateurs, des oscillateurs (VCO), des convertisseurs [78], des générateurs…

Le Tableau 1-2 offre un aperçu des performances des émetteurs dans la bande V.

Dans la bande Sub-THz les ressources sur les émetteurs sont plus rares et se concentrent plutôt pour des applications inter-puces.

Nous pouvons noter en Sub-THz l'émetteur étudié dans [66] à 210 GHz avec un débit de 10,7 Gbps et dans [79] à 240 GHz avec un débit de 16 Gbps qui sont conformes aux valeurs envisageables pour notre application.

Tableau 1-2: État de l'art des émetteurs dans la bande V

Réf.	Processus	Fréquence (GHz)	Gain (dB)	Débit (Gbps)	P_{1dB} (dBm)	Consommation (mW)	Bande passante (GHz)
[63]	90 nm CMOS	60	9,6	3,3	5,6	183	22
[67]	90 nm CMOS	45	10	4	7,6	183	10
[73]	180 nm SiGe	43	12	6	-1,5	57	14
[80]	65 nm CMOS	60	N/A	16	1,5	19	N/A
[81]	45 nm CMOS	60	N/A	16	-3	3,9	N/A
[82]	28 nm CMOS	79	17	N/A	8,25	N/A	21,5

L'un des plus récents émetteurs en bande V proposés dans [81], promet une efficacité énergétique de 0,24 pJ/bit pour un débit de 16 Gbps et donc une consommation d'énergie optimale de l'ordre de 3,9 mW (Figure 1-21).

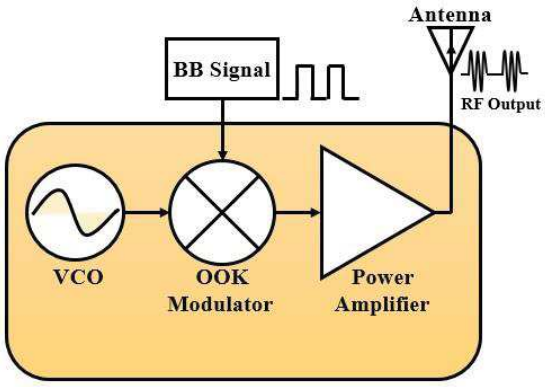


Figure 1-21: Architecture de l'émetteur dans [81]

1.4.2.5 Récepteurs

Au niveau récepteur, le LNA est le composant consommant le plus d'énergie. Cette consommation doit être réduite pour un système WiNoC réel. Outre le LNA, les récepteurs contiennent : les démodulateurs, les comparateurs, les détecteurs d'enveloppe…

Le Tableau 1-3 résume les caractéristiques de récepteurs dans la bande V trouvés dans la littérature.

Tableau 1-3: État de l'art des récepteurs dans la bande V

Réf.	Procédé	Fréquence (GHz)	Débit (Gbps)	Gain de LNA (dB)	Consommation (mW)	Bande passante à -3 dB (GHz)	NF (dB)
[63]	90 nm CMOS	60	3,3	24,8	103	5	7,3
[64]	130 nm SiGe	77	N/A	23	1211	2	8
[67]	90 nm CMOS	45	4	20,9	103	11	3,8
[73]	180 nm SiGe	43	6	7,26	60	9	7,68
[76]	65 nm CMOS	60	16	14	11.6	9	3,6
[82]	28 nm CMOS	79	N/A	23,8	30.6	10	5,6
[83]	45 nm CMOS	60	17	16	4,88	17	2,8
[84]	28 nm CMOS	82,3	N/A	29,6	57	28,3	8,2
[85]	28 nm CMOS	60	N/A	18	24	13,8	4
[86]	28 nm CMOS	81,1	N/A	18	11,7	30,7	9,8

Les plus récentes avancées sur les LNA sont basées sur le procédé CMOS 28 nm, mais ces LNA sont encore en cours de développement et pas encore intégrés dans un circuit d'émetteur-récepteur et généralement utilisés pour des applications variées d'où le manque des valeurs des débits pour ces LNA dans le Tableau 1-3.

En bande Sub-THz, les récepteurs sont aussi moins fréquents. Un passage au procédé CMOS 28 nm devient possible comme dans [87] pour des applications de radiométrie et qui consomme 191 mW. Pour des applications de WiNoC, dans [88] le récepteur présenté fonctionne à 140 GHz avec un gain de 8 dB, un facteur de bruit de 22 dB et une consommation d'énergie de 100 mW.

Dans [65], c'est un récepteur à 260 GHz avec un gain de 17 dB, un facteur de bruit de 19 dB, une consommation d'énergie de 485 mW et pouvant assurer un débit de 14 Gbps qui est développé.

Nous remarquons que pour la plupart de ces LNA, la consommation est encore au-dessus de ce qui est envisagé pour des applications WiNoC.

Des travaux récents [83], en 45 nm, démontrent un LNA avec un gain de puissance très impressionnant de 16 dB, une efficacité énergétique de 0,08 pJ/bit, une consommation de 4,88 mW et un débit de 17 Gbps, ce qui est conforme à nos attentes pour des applications d'intra-puce (Figure 1-22).

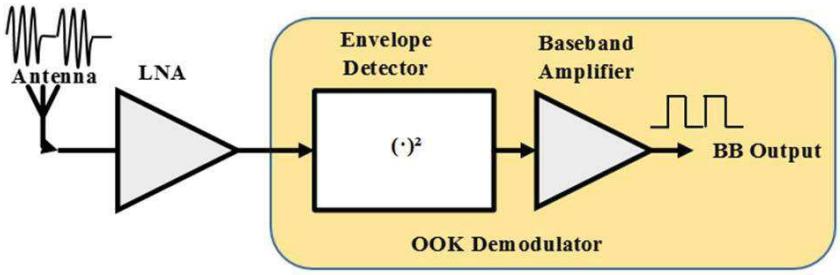


Figure 1-22:Architecture du récepteur dans [83]

1.4.3 Antennes pour WiNoC

L'un des défis pour les interconnexions sans fils de type WiNoC est la conception des antennes. La conception appropriée des antennes sur puce permet des liaisons efficaces qui peuvent être utilisées de manière optimale pour maximiser les performances globales du réseau.

1.4.3.1 Paramètres des antennes

L'antenne est un élément qui sert à convertir une puissance électrique en une puissance rayonnée, c'est-à-dire transportée par une onde électromagnétique (captée ou émise). Les antennes sont généralement caractérisées par les propriétés suivantes [89]:

1. **Le diagramme de rayonnement :** Il représente les variations de la puissance rayonnée $P(\theta,\varphi)$ par l'antenne dans les différentes directions de l'espace. La puissance rayonnée totale est la somme des puissances rayonnées dans toutes les directions de l'espace (Figure 1-23).
2. **La fréquence de rayonnement :** C'est la fréquence de fonctionnement de l'antenne qui est mesurée à partir du coefficient de réflexion: S_{11} (en dB) de l'antenne et notamment la bande d'adaptation à -10 dB (§ 1.6.1).
3. **Le gain** : Le gain $G(\theta,\varphi)$ d'une antenne dans une direction (θ,φ) est le rapport de la puissance rayonnée dans une direction donnée $P(\theta,\varphi)$ à la puissance que rayonnerait une antenne isotrope sans pertes.
   En général, le gain G correspond au gain dans la direction de rayonnement maximal (θ_0,φ_0). Cette propriété caractérise la capacité d'une antenne à focaliser la puissance rayonnée dans une direction.

$$G(\theta,\varphi) = 4.\pi.\frac{P(\theta,\varphi)}{P_A} \quad (2)$$

4. **Le rendement :** le rendement η d'une antenne traduit sa capacité à transmettre la puissance électrique en entrée P_A sous forme de puissance rayonnée P_R.
   Le rendement est ainsi défini comme étant le rapport de la puissance totale rayonnée par une antenne à la puissance qui lui est fournie :

$$\eta = \frac{P_R}{P_A} \quad (3)$$

Ces paramètres vont nous servir pour évaluer les performances des antennes dans la littérature ainsi que dans notre travail.

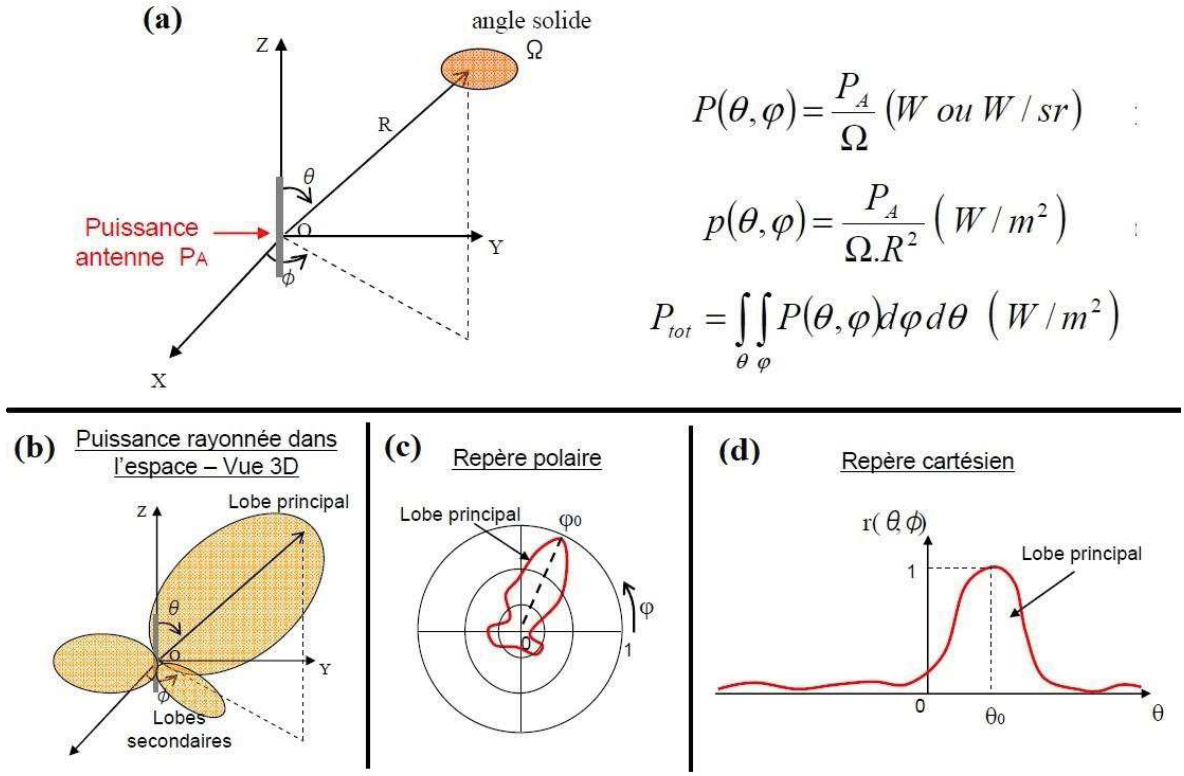


Figure 1-23: (a) Puissance rayonnée par une antenne dans une direction de l'espace ; Représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne : (b) en 3D ; (c) polaire ; (d) cartésienne [89]

1.4.3.2 État de l'art des antennes pour WiNoC

Appuyée par les avancées des technologies du silicium telles que CMOS, la conception des antennes à des très hautes fréquences (notamment les ondes millimétriques) devient possible pour une implémentation sur puce, ce qui permet de réduire la taille des antennes à quelques millimètres.

Soulignons les nombreux états de l'art des antennes intégrées sur-puce utilisées dans la bande EHF et notamment dans la bande K_a et dans la bande V [72], [90], [91], [92], [93].

La plupart de ces antennes intégrées sur puce posent encore un certain nombre de problèmes: faibles gains et rendements résultant des pertes dans les substrats silicium à faible résistivité et des contraintes de mise en œuvre, pour n'en nommer que quelques-unes [90]. Malgré ces problèmes, des recherches approfondies sont en cours pour surmonter ces obstacles à la mise en place d'une véritable solution WiNoC.

Divers formats des antennes intégrées ont été proposés et démontrés pour une utilisation dans des liaisons intra-puce sans fils (Figure 1-24). Notons: des dipôles qui peuvent être linéaires, en zigzag, 'loop' ou pliés [94], [95], des antennes papillons planaires (Bow-Tie), des antennes Vivaldi ou des antennes fractales [96], des antennes en F et des antennes Yagi-Uda imprimées [97], des antennes PIFA et des antennes à fentes [98], des antennes à ondes de fuite [99], des antennes à base de TSV (Through-Silicon Via) [100].

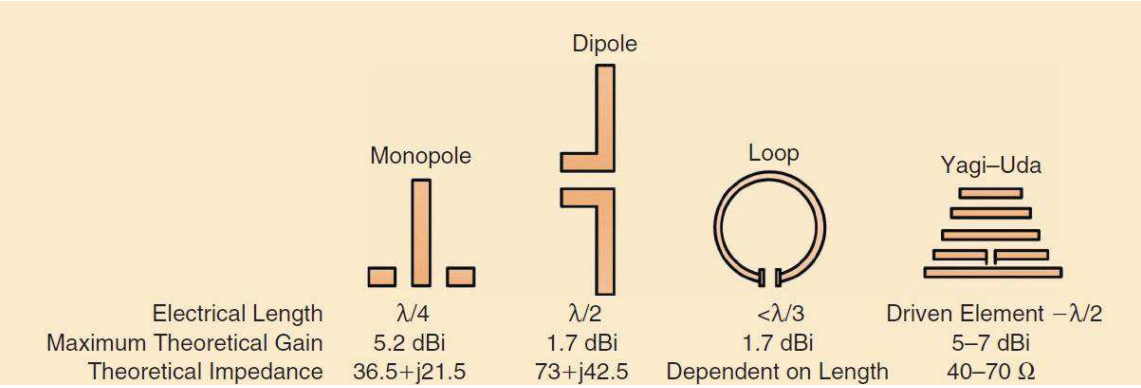


Figure 1-24:Quelques formats des antennes utilisés pour le WiNoC et leurs caractéristiques [90]

La plupart des antennes imprimées (sauf les antennes Yagi-Uda qui sont directifs) rayonnent verticalement (perpendiculaire au plan des puces) ce qui ne convient pas à notre application de WiNoC où le rayonnement dans le plan horizontal (parallèle au plan des puces) est préférable pour assurer la communication entre les antennes intégrées sur puces.

À ce jour, les recherches se sont concentrées sur les fréquences micro-ondes et les ondes millimétriques basses, qui ne sont probablement pas assez élevées pour prendre en charge les débits de données WiNoC futurs. Une montée en fréquence à la bande Sub-THz est donc nécessaire pour assurer le débit requis et réduire les dimensions des éléments rayonnants [101]. Ci-après nous dressons un état de l'art non exhaustif dans la bande millimétrique (110-300 GHz) dans le Tableau 1-4.

Nous pouvons remarquer d'après le Tableau 1-4 que des modifications sont nécessaires pour contourner les problèmes causés par les substrats semi-conducteurs ayant une forte permittivité comme le Si ($\varepsilon_r = 11.9$) ou même le GaAs ($\varepsilon_r = 12.9$).

En outre, les antennes fabriquées avec des procédés CMOS présentent des gains négatifs et des faibles rendements. L'amélioration des performances de ces antennes n'apparait qu'après des modifications apportées sur la structure (micro-usinage, micro-fabrication, cavités, résonateurs diélectriques, TSV) ou sur les formats des antennes.

Une autre alternative est le développement des nanotubes de carbones ou l'utilisation du Graphène (Figure 1-25) qui permettent d'envisager des technologies nouvelles pour la réalisation d'antennes et il existe un certain nombre d'études de développement pour prouver leur faisabilité [102], [103], [104].

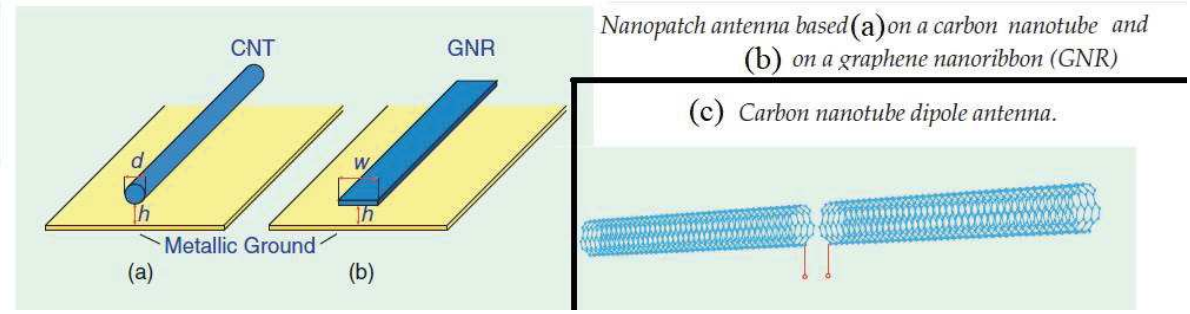


Figure 1-25: Antennes à base de CNT ou du Graphène [104]

Dans la section suivante, nous concentrons notre analyse sur les caractéristiques de silicium (étant le substrat le plus utilisé pour la réalisation des antennes intégrées) et nous montrons les problèmes causés par ce substrat et leurs influences sur les performances des structures intégrées ainsi que les solutions proposées dans la littérature de ces problèmes.

Tableau 1-4: État de l'art des antennes en bande Sub-THz

#	Type d'antennes	Procédé	f (GHz)	-10 dB BW (%)	Gain (dBi)	η (%)	Surface (mm²)
[65]	Antenne à onde de fuite	65 nm Si	260	11,50%	4,5	26%	0,125
[91]	Antenne Vivaldi modifiée	Micro-fabrication	130	30,00%	5,5	78%	5
[91]	Antenne monopole à cavité	Micro-usinage Si-BCB	130	13,00%	6	88%	1,44
[91]	Antenne à fente avec des résonateurs diélectriques empilés	180 nm Si	130	11%	4,7	43%	0,72
[96]	Antenne papillons à fente	130 nm SiGe	200	15%	-5	N/A	0,6
[96]	Antenne papillon fractale	130 nm SiGe	194	7,2%	-4	N/A	0,99
[96]	Antenne 'Half-Cloverleaf'	130 nm SiGe	175	11,4%	2	N/A	0,84
[96]	Antennes Vivaldi empilées	130 nm SiGe	195	15,3%	2	N/A	0,348
[105]	Antenne à ligne de transmission 3D-TSV	180 nm Si	150	9,3%	5,2	78%	0,1159
[106]	Antenne patch à base de TSV	180 nm Si	110	13,3%	-3,16	22%	N/A
[107]	Antenne à fente avec une cavité plate	180 nm Si	140	3,5%	-2	18%	0,72
[108]	Antenne dipôle	130 nm SiGe	160	25%	-7	N/A	0,25
[101]	Antenne monopole vertical ou 3D	130 nm SiGe	180	16,50%	4,9	90%	0,06
[109]	Antenne dipôle élevé	45 nm Si	114	N/A	4,4	69%	0,55
[110]	Antenne Yagi 3D avec un résonateur diélectrique	130 nm SiGe	340	11,00%	10	80%	0,49
[111]	Antenne hélicoïdal 3D	Si MEMS	200	40,00%	5,5	N/A	0,05
[112]	Antenne double fente avec diélectrique artificiel	Si	307	8,10%	5,5	63%	0,15

1.5 CARACTÉRISTIQUES DES SYSTÈMES SUR SILICIUM

1.5.1 Propriétés semi-conductrices du silicium

La conception des antennes miniatures et des émetteurs-récepteurs fonctionnant dans la gamme de fréquences EHF pour la communication sans fils sur puce a été démontrée avec la technologie CMOS qui permet de réduire considérablement la taille et le coût de l'antenne et des circuits émetteurs-récepteurs requis. Comme il est préférable d'avoir ces structures compatibles avec l'architecture CMOS, ceci implique l'utilisation du silicium comme substrat pour leur réalisation puisque nous visons des applications multi-cœurs classiquement réalisées sur silicium.

Les matériaux dont les conductivités sont comprises entre celle des isolants (inférieure à 10^{-8} S/m) et celle des conducteurs (entre 10^6 et 10^7 S/m) sont des semi-conducteurs. Le silicium est un semi-conducteur qui présente un bon compromis coût/performance par rapport aux autres matériaux semi-conducteurs ou leurs alliages (ex : le silicium-germanium (SiGe) ou l'arsenic de Gallium (AsGa)). De plus, ces procédés de fabrication sont connus et largement maitrisés [113].

Le silicium intrinsèque a une grande importance en électronique [114]. Dans les semi-conducteurs intrinsèques, il existe deux transporteurs communs: les électrons libres et les électrons liés (appelés trous positifs), existant par paires, dont leurs concentrations sont notées respectivement n et p, avec:

$$n = p = n_i \tag{4}$$

Ou n_i est la densité de porteurs intrinsèques. Ainsi, le matériau est électriquement neutre, la somme des charges positives est égale à la somme des charges négatives. Il est formé d'atomes donneurs de densité N_d et d'atomes accepteurs de densité N_a [113]. Dans le silicium : $n_i = 10^{10}$ at/cm^3.

Ces propriétés semi-conductrices du silicium peuvent être utilisée pour concevoir des dispositifs accordables [115], mais aussi pour s'affranchir des problèmes des structures du Si. En effet, la création d'une jonction PN dans des substrats Si dopés peut conduire à des changements de résistivité.

Il existe deux types de dopage du Si [113]:

1. Un dopage de type P : Un semi-conducteur dopé p est caractérisé par le nombre d'atomes accepteurs (N_a) où $p \approx N_a$ et $n \approx ni^2/N_a$.
2. Un dopage de type N : Il est caractérisé par le nombre d'atomes donneurs (N_d) où $n \approx N_d$ et $p \approx ni^2/N_d$. Le dopage n'est effectif que si $N_d >> ni$.

La conductivité du matériau est proportionnelle à la quantité de dopage. Ceci peut être traduit par la formule suivante:

$$\sigma = \frac{1}{\rho} = q.(n.\mu_n + p.\mu_p) \tag{5}$$

Où μ_n = 1450 cm^2/(V.s) et μ_p = 450 cm^2/(V.s) est la mobilité des électrons/trous respectivement, n/p est leur concentration respective et q est la charge des électrons.

La conductivité σ du matériau est inversement proportionnelle à sa résistivité ρ. De manière générale, les substrats ont une résistivité comprise entre 10 Ω.cm et 10000 Ω.cm. La résistance est liée à la résistivité par la relation

$$R = \rho.\frac{l}{S} \tag{6}$$

Le silicium avec des conductivités (résistivités) variables (de 10 S/m à 800 S/m) a été utilisé dans [116] pour améliorer les performances des communications intra-puce.

Ces propriétés semi-conductrices du Si vont être exploitées plus tard dans l'optimisation du canal de propagation. Ainsi, l'étude électromagnétique du silicium est complémentaire de l'aspect semi-conducteur.

1.5.2 Propriétés électromagnétiques du silicium

La connaissance des propriétés électromagnétiques des matériaux semi-conducteurs est indispensable à la conception et au dimensionnement de dispositifs électroniques et particulièrement en hautes fréquences.

Comme nous le montrerons plus tard, dans un système WiNoC tel que nous l'envisageons, la majorité de l'énergie contenant l'information se propagera dans le silicium et il est nécessaire de connaître les pertes et notamment les pertes dues à la résistivité du silicium.

Dans le cas particulier des dispositifs fabriqués sur des substrats de silicium à faible résistivité, les pertes diélectriques ont une contribution majeure aux mauvaises performances. C'est pourquoi, d'un point de vue électromagnétique, le silicium à haute résistivité est préférable pour la réalisation des composants au niveau intra-puce.

La constante de propagation est donnée par: $\gamma = \alpha + j.\beta$, où β est la constante de phase et α est la constante d'atténuation. D'une façon générale, l'atténuation peut être séparée en 2 types, une atténuation dans le diélectrique α_d et une atténuation dans le conducteur α_c. Alors que α_c dépend principalement de la conductivité et de la géométrie des lignes métalliques, α_d dépend principalement du substrat et est déterminé par:

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda_0}.\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1}.\frac{\varepsilon_{eff}(f) - 1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}(f)}}.\tan\delta \quad (7)$$

Avec ε_r la constante diélectrique relative, λ_0 est la longueur d'onde de l'espace libre et $\varepsilon_{eff}(f)$ est la permittivité effective du matériau [32].

Comme le silicium est un matériau non magnétique (perméabilité $\mu = \mu_0$), le paramètre pertinent pour la caractérisation des propriétés micro-ondes du matériau est la permittivité complexe, qui peut être écrite de la manière suivante:

$$\varepsilon = \varepsilon' - j.\varepsilon'' = \varepsilon_0.\varepsilon_r\,(1 - j.\tan(\delta)) \quad (8)$$

Avec la permittivité relative ε_r comprise entre 11,7 et 11,9 aux hautes fréquences, et la permittivité du vide est $\varepsilon_0 = 8{,}85.10^{-12}$ F/m. La partie réelle ε' traduit l'aptitude du matériau à confiner le champ électrique alors que la partie imaginaire ε'' sert à décrire la dissipation de l'énergie électrique dans le matériau.

La permittivité diélectrique d'un matériau est un paramètre indiquant les capacités de stockage relatives de l'énergie d'un matériau diélectrique (par rapport à l'espace libre), plus sa valeur est grande, plus sa capacité à stocker une charge (énergie) est grande [114].

Le facteur tan(δ) représente le rapport entre les courants de conduction et de déplacement dans le diélectrique. Des valeurs élevées de tan(δ) provoquent des pertes thermiques en présence d'un champ électrique dans le matériau. Dans le cas général, une tangente de perte effective peut être définie comme [117]:

$$\tan(\delta_e) = \frac{\sigma_e}{\varepsilon'.\omega} = \frac{\sigma_s + \sigma_a}{\varepsilon'.\omega} = \frac{\sigma_s}{\varepsilon'.\omega} + \frac{\sigma_a}{\varepsilon'.\omega} = \frac{\sigma_s}{\varepsilon_0.\varepsilon_r.\omega} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad (9)$$

Où σ_s est la conductivité statique du matériau et σ_a est la conductivité au courant alternatif due aux pertes en présence d'un champ électrique variant dans le temps. Pour le silicium, le terme $\varepsilon''/\varepsilon' = 0{,}0018$ est constant.

La courbe de la Figure 1-26 présente la variation du terme $\tan(\delta_e)$ en fonction de la fréquence pour diverses valeurs de la résistivité du substrat silicium.

Il est intéressant de noter que la tangente de pertes va diminuer avec l'augmentation de la fréquence. Aux hautes fréquences, le terme ε"/ε' sera prépondérant dans l'expression de tan(δ_e).

Pour les semi-conducteurs à faible résistivité apparente, les pertes de substrat représentées par tan(δ_e) sont normalement dominées par les pertes de conductivité statique et peuvent donc être approximées par:

$$\tan(\delta_e) \approx \frac{1}{\varepsilon'.\omega.\rho} \tag{10}$$

Avec ρ la résistivité du matériau.

Ci-après quelques valeurs typiques de tan(δ_e) pour une résistivité de Si commercial (ρ = 10 Ω.cm): 0,0034 @ 45 GHz ; 0,0025 @ 60 GHz ; 0,0008 @ 200 GHz.

Les procédés commerciaux des circuits intégrés sur silicium utilisent généralement du Si avec une résistivité apparente allant de 1 à 50 Ω.cm, ce qui entraîne des pertes excessives notamment pour la réalisation d'antennes sur ces substrats comme nous le montrerons dans la section suivante.

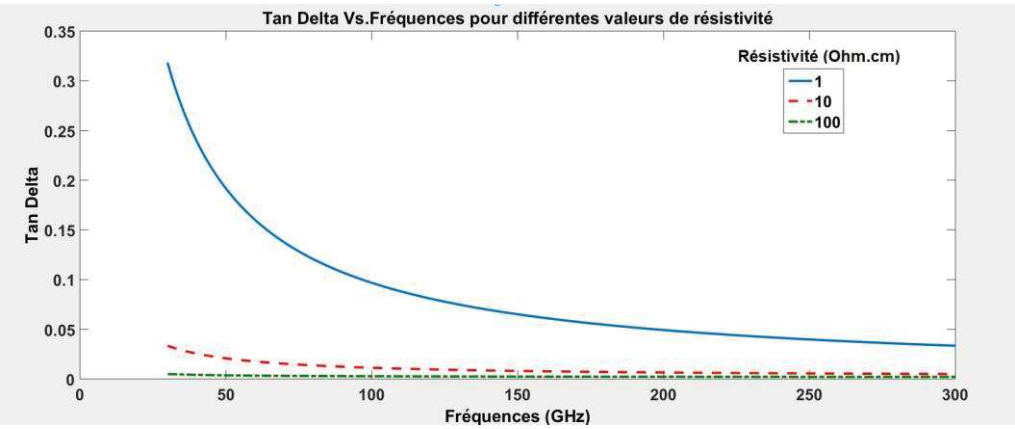


Figure 1-26: Variation de tan δ vs. fréquences pour différentes valeurs de résistivité

1.5.3 Cas des antennes sur silicium

Dans un procédé au silicium standard, l'épaisseur des couches métalliques varie de 0,2 à 4 µm et les couches isolantes de 0,2 à 1 µm. Le nombre de couches métalliques est actuellement de 6 à 12 et la séparation verticale entre les couches métalliques dépasse rarement 15 µm. Cette zone appelée BEOL (Back End of line), est dédiée à la connexion de tous les dispositifs MOS. L'épaisseur du substrat est généralement de 500 à 750 µm. Le métal est en aluminium ou en cuivre. L'isolant est le dioxyde de silicium SiO_2 ou l'une de ses variations avec une permittivité relative $\varepsilon_{r\text{-}SiO2}$ variant entre 2,2 et 4. Le substrat silicium est dopé pour présenter une faible résistivité de 10 Ω.cm, qui est considérablement inférieure à celle des substrats en GaAs (10^7-10^9 Ω.cm).

Malgré les nombreux avantages de l'intégration des antennes sur silicium, certains défis apparaissent, et nous allons les évoquer dans cette section.

La permittivité relative élevée ε_r du silicium semble être un avantage pour les antennes sur puce, car elle permet une réduction de leur taille. Elle a cependant pour inconvénient de confiner la majeure partie de l'énergie dans le substrat au lieu de la rayonner dans l'espace libre, dégradant l'efficacité du rayonnement [90] (Figure 1-27). En fait, lorsque la fréquence augmente légèrement, le couplage au substrat augmente.

Les substrats Si ont généralement une faible résistivité de 10 Ω-cm, ce qui combinée avec la permittivité élevée, n'est pas avantageuse pour la conception des antennes intégrées qui ont en conséquence un faible rendement [118], [119].

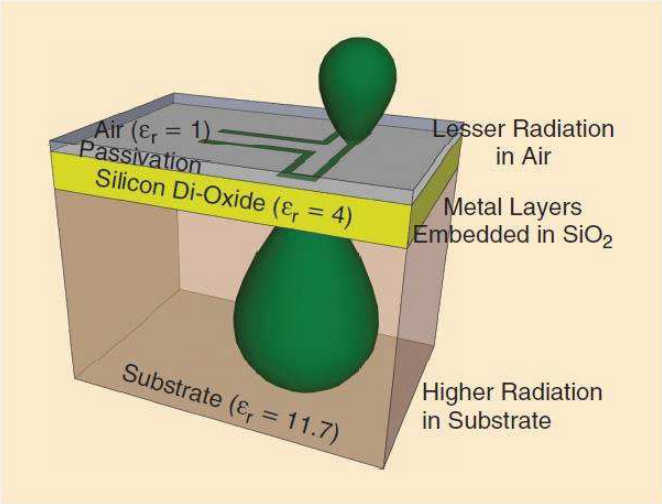


Figure 1-27: Rayonnement des antennes intégrées dans le substrat [90]

Le rendement étant le rapport de la puissance rayonnée à la puissance totale incluant la puissance perdue dans le substrat (Figure 1-28) peut être calculé à partir [64] :

$$\eta = \frac{P_{rad}}{P_{elec}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad+}\, R_{loss}} \tag{11}$$

Dans [64], des approximations de ce rendement ont été calculées dans plusieurs cas (avec ou sans plan de masse, radiation en dessus ou au-dessous de substrat).

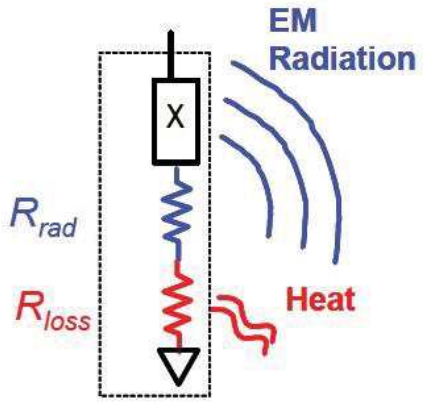


Figure 1-28: Modèle électrique équivalent de l'antenne [120]

Dans le reste de cette section, un bref aperçu théorique sur les problèmes dus au silicium est montré ainsi que les solutions proposées dans la littérature.

1.5.3.1 Cavités et modes de substrat

Une cavité rectangulaire est formée en prenant une section d'un guide d'ondes et en enfermant ses faces avant et arrière avec des plaques conductrices. Pour qu'un diélectrique fonctionne comme une cavité résonnante, la permittivité diélectrique du matériau doit être grande. Dans ces conditions, l'interface diélectrique-air agit presque comme un circuit ouvert qui provoque des réflexions internes et aboutit au confinement de l'énergie dans le matériau diélectrique, créant ainsi une structure résonnante.

Le coefficient de réflexion de l'onde plane à l'interface diélectrique-air est égal à:

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1} \quad (12)$$

Le coefficient de réflexion de silicium est de 0,55 ce qui est relativement important. Un substrat rectangulaire en Si va ainsi former une cavité diélectrique qui peut supporter des modes de propagation en fonction de ses dimensions physiques [120]. Donc, l'énergie peut facilement rester piégée dans des modes de substrat et être dissipée par pertes ohmiques, ou pire, ne pas être rayonnée dans la direction voulue.

Du point de vue de la réalisation pratique, les cavités ou résonateurs diélectriques peuvent être délimités par des pseudos murs magnétiques. Les murs magnétiques sont alors créés grâce à un fort contraste de permittivité comme c'est le cas entre le silicium et l'air ($\varepsilon_{r\text{-}Si}$=11,9 vs. $\varepsilon_{r\text{-}Air}$ = 1) [121].

On distingue dans les cavités des modes Transverse Électrique (TE) ou Transverse Magnétique (TM). Chaque mode de résonance s'établit à une fréquence qui lui est propre. Cependant, il est possible que différents modes fonctionnent à la même fréquence, on parle alors de modes dégénérés. Une cavité supporte une infinité de modes, chacun résonnant à sa fréquence propre. Pour une cavité donnée, le mode de résonance dont la fréquence est la plus basse est appelé mode de résonance fondamental.

Pour une cavité rectangulaire, la fréquence de résonance des modes TE_{mnp} ou TM_{mnp} à l'intérieur de cette cavité est donnée par [122]:

$$f_{mnp} = \frac{c}{2.\pi.\sqrt{\varepsilon_r.\mu_r}} \cdot \sqrt{(\frac{m.\pi}{a})^2 + (\frac{n.\pi}{b})^2 + (\frac{p.\pi}{d})^2} \quad (13)$$

Où ε_r / μ_r sont la permittivité / perméabilité relative; m, n et p sont les indices de mode et a, b et d sont les dimensions de la cavité. Si b <a <d, le mode de résonance dominant (fréquence de résonance la plus basse) sera le mode transverse électrique TE_{101} (pour les modes TE: p ne doit pas être nul). Le mode de résonance dominant des modes transverses magnétiques est le mode TM_{110} (pour les modes TM, p peut être nul, alors que m et n ne peuvent pas être nulle simultanément). À titre d'exemple, nous présentons (Figure 1-29) plusieurs configurations de champs électriques dans une cavité rectangulaire métallique.

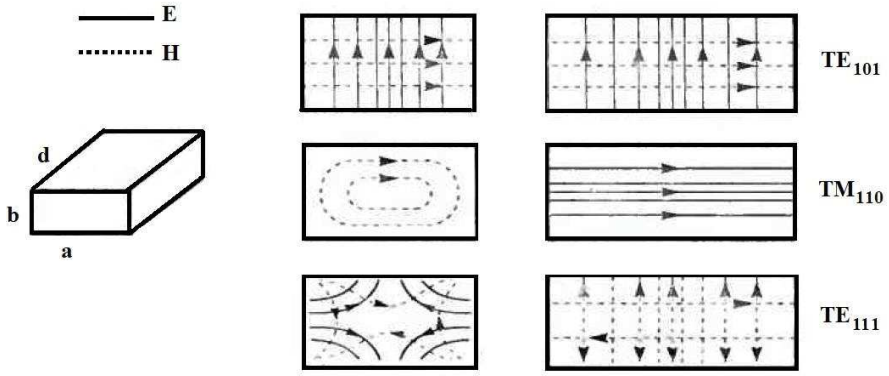


Figure 1-29: Lignes de champ E et H dans une cavité rectangulaire métallique des modes TE_{101}, TM_{110}, TE_{111} [123]

Une cavité rectangulaire de volume V où un nombre élevé de modes coexistent est une cavité surdimensionnée. Le nombre de modes possibles dans une plage de fréquences [f0; f0+Δf] peut être déterminé approximativement à l'aide de la formule ci-dessous [123]:

$$N = \frac{8.\pi.V}{\lambda^3} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \quad (14)$$

Généralement, la puissance perdue dans les modes de substrat augmente de façon significative à mesure que les modes d'ordre supérieur apparaissent. L'excitation des ondes de substrat est particulièrement problématique en présence d'un plan de masse où plusieurs modes peuvent coexister et interférer.

Dans le cas d'un substrat diélectrique sans plan de masse, les ondes émises à un angle supérieur à un angle critique à partir d'une antenne dipôle sur l'interface air/diélectrique sont piégées dans le substrat.

Il est clair que tous ces problèmes doivent être résolus avant d'entamer la conception de systèmes WiNoC. Nous proposons ci-après quelques solutions parues dans la littérature.

1.5.3.2 État de l'art des techniques des antennes sur Si

Après avoir compris l'origine des pertes des antennes sur Si, nous décrivons maintenant quelques techniques pour améliorer l'efficacité des antennes intégrées sur Si.

Pour atténuer les effets des pertes de substrat, la structure doit être modifiée. Ceci peut être fait par micro-usinage (Micromachining) [124], [125], en gravant une cavité d'air en dessous de l'antenne (Figure 1-30) ou en réalisant directement celle-ci sur une membrane suspendue en technologie couches-minces [126]. La présence d'une couche d'air dans les deux cas permet à la fois de minimiser les pertes diélectriques et d'améliorer la bande passante.

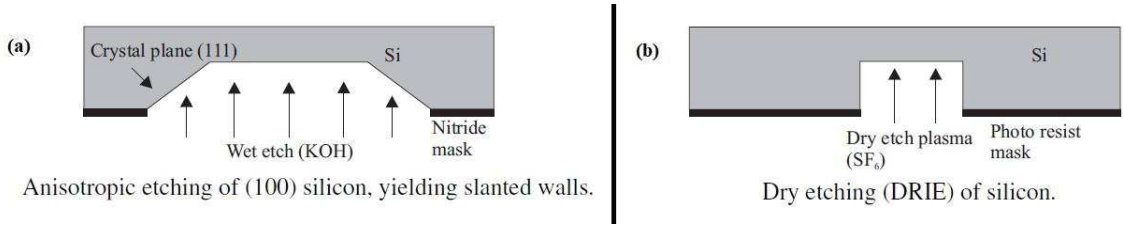


Figure 1-30: Techniques de micro-usinage par gravure : (a) humide ou (b) séche [117]

Des approches innovantes se basent sur la modification locale de la résistivité d'un substrat silicium basse-résistivité en utilisant un procédé d'implantation ionique [127], [128] ou protonique [126].

La modification de la structure par l'ajout des couches supérieures ('Superstrate focusing') [126] ou de méta-matériaux [129] qui peuvent être utilisés pour isoler et focaliser les radiations, sont parmi les solutions en cours d'étude.

D'autres techniques qui concernent plutôt les formats des antennes sont évoqués dans [92]: antennes pilotées par impulsion ('pulse-driven antennas'), antennes plasmoniques, antennes par fils de liaison ('bonding-wire antennas'), structures MEMS/3D, antennes avec réflecteur/directeur 2D.

En outre, des cavités métalliques peuvent servir de réflecteurs afin d'améliorer le gain dans la direction désirée, servir de blindage pour supprimer les ondes de surface ou bien réduire la permittivité équivalente autour de l'antenne pour élargir sa bande passante [127].

L'amélioration du rayonnement et du rendement de l'antenne en utilisant ces techniques s'écarte de la technologie traditionnelle CMOS, ce qui augmente sans aucun doute le coût de la solution totale.

Nous présentons dans le cadre de cette thèse une nouvelle technique basée sur les caractéristiques semi-conductrices du Si et n'ayant pas recours aux modifications majeures dans la structure CMOS pour réduire le cout et simplifier le design, mais aussi pour assurer un canal de propagation propre entre les interconnexions WiNoC. La caractérisation du canal et ses problèmes et l'état de l'art des canaux intra-chip sont détaillés ci-après.

1.6 ÉTAT DE L'ART DES CANAUX DE PROPAGATION INTRA-PUCE SUR SILICIUM

1.6.1 Étude théorique et évaluation électromagnétique du canal

Le canal de propagation correspond à l'environnement traversé par les ondes électromagnétiques lors d'une transmission d'informations entre un émetteur et un récepteur [130]. Le canal de propagation sans fils est composé de tous les composants/supports présents entre les antennes émettrice et réceptrice pouvant avoir une incidence sur le signal transmis.

Le canal de transmission ajoute en plus les caractéristiques des diagrammes de rayonnement des antennes d'émission et de réception (Figure 1-31).

Tous les composants/supports du canal peuvent modifier le trajet du signal, réduire sa puissance, induire du bruit, etc… L'estimation du canal inclut l'analyse de tous ces effets.

La compréhension des canaux de propagation radio est essentielle pour l'analyse et la conception d'un réseau WiNoC que ça soit au niveau intra-puce ou inter-puces.

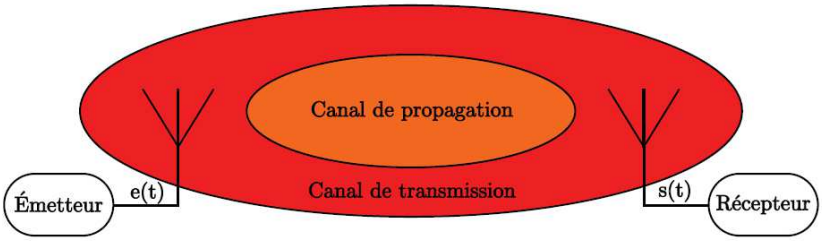


Figure 1-31: Canal de propagation et canal de transmission [130]

La modélisation du canal peut être assez complexe, ce qui signifie que des modèles véritablement précis pour le canal sont irréalisables sans calculs numériques détaillés. Il existe de nombreux travaux sur la modélisation des canaux sans fils pour des systèmes plus conventionnels tels que la téléphonie mobile (notamment la 5G) et les réseaux LAN indoor. Ce corpus de connaissances, à la fois théoriques et empiriques, sera bien sûr utile dans le contexte WiNoC, mais certaines conditions seront distinctes et les «règles classiques» risquent de ne pas être applicables comme nous le verrons pour la suite [131].

Les principaux composants sur puce qui peuvent affecter la transmission sans fils comprennent un substrat constitué généralement de silicium, de dioxyde de silicium utilisé comme matériau diélectrique/isolant et de cuivre ou aluminium comme métal. Les propriétés des matériaux de tous ces composants sont sensiblement différentes, ce qui conduit à un milieu complexe entre les antennes [132]. De plus, leurs dimensions varient de centaines de nm à quelques dizaines de mm (de l'ordre de la longueur d'onde du signal transmis aux fréquences millimétriques).

Les géométries complexes de l'environnement intra-puce rendent l'analyse des canaux difficile et ont un impact considérable sur les caractéristiques de la transmission sans fils notamment en ce qui concerne l'estimation des délais, des trajets multiples et des pertes.

Il existe dans la littérature plusieurs approches pour la modélisation des canaux intra-puce. Dans [133], la modélisation du canal est effectuée à l'aide de la méthode de lancer des rayons (Figure 1-32), en prenant en compte les différents trajets pouvant exister (des rayons Line-of-Sight (LoS) et Non-Line-of-Sight (NLoS)). Cette méthode ne peut être valable que sous certaines conditions (champ lointain, grandes distances de séparation entre les antennes par rapport à la longueur d'onde…).

Compte-tenu de l'architecture de canal (par exemple, l'architecture peut inclure plusieurs couches diélectriques et/ou conductrices, des formes géométriques irrégulières dues à des imperfections de fabrication, etc…), et à travers l'étude théorique et les mesures plusieurs paramètres sont déduits: le temps d'arrivée (Time of Arrival (ToA)), la bande de cohérence, la capacité du canal, la dispersion des retards (delay spread) et la fiabilité du canal en termes de BER.

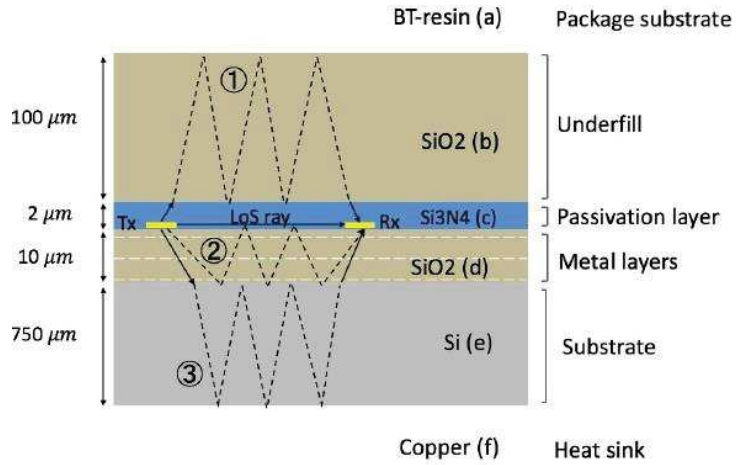


Figure 1-32: Lancer des rayons dans un WiNoC [133]

Dans [134], l'étude porte plutôt sur les paramètres moléculaires ou thermiques comme la pression environnante, les températures de bruit, les pertes de propagation diélectrique, l'atténuation d'absorption moléculaire…

Dans [131], quelques caractéristiques de base pour la conception du canal WiNoC sont énoncées:

1. Les canaux peuvent être caractérisés via leurs réponses en fréquence, également appelées fonctions de transfert de canal. Une transformée de Fourier permet de transformer les signaux entre le domaine temporel et le de domaine fréquentiel

$$H(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f).e^{-j.2\pi.ft}.df \tag{15}$$

La réponse impulsionnelle du canal (CIR : Channel Impulse Response) (Figure 1-33). est un paramètre important à étudier comme cela est évoqué dans [135].

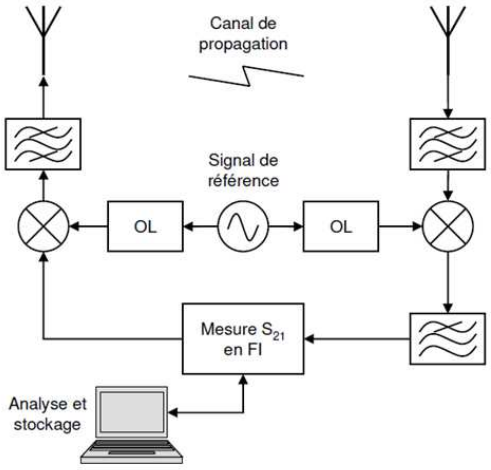


Figure 1-33: Passage du domaine fréquentiel au domaine temporel [136]

2. Si nous considérons des communications intra-puce entre 4 antennes comme présenté sur la Figure 1-34, alors les distances directes de liaison Tx-Rx seront inférieures à $d\sqrt{2}$, où d est la longueur du côté (le plus long) de la maille rectangulaire. Par exemple, nous pouvons avoir d = 20 mm, donc d_{max} = 28 mm ou moins pour permettre le placement de Tx / Rx loin des bords et des limites du circuit intégré (Figure 1-34).
3. Le canal réel sera en trois dimensions (3D), mais la hauteur h sera généralement petite comparée à d (par exemple, nous pourrions avoir h < d/10 ou même h < d/100).

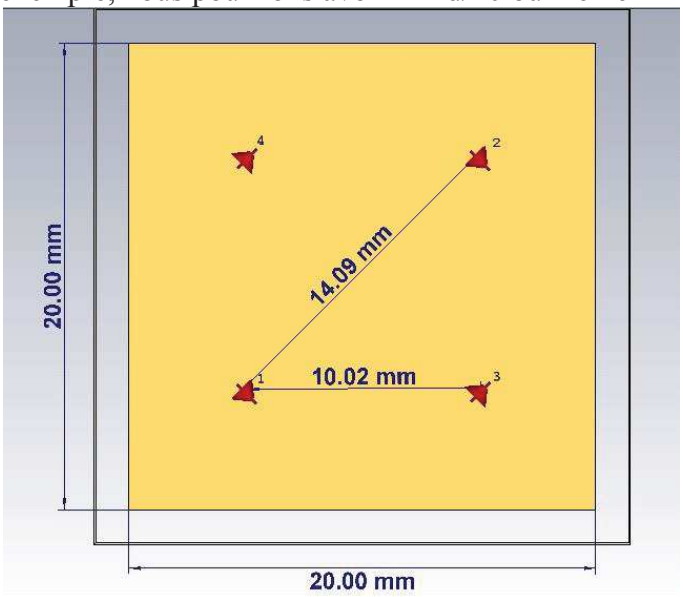


Figure 1-34: Une disposition idéale des antennes dans le cas d'un WiNoC

4. Tout matériau diélectrique à travers lequel le signal se propage (par exemple, du silicium, du dioxyde de silicium) aura plus de pertes que l'air. Il peut être nécessaire de prendre en compte des phénomènes dépendant du matériau, tels que l'absorption et la résonance (en fonction de la fréquence). Des pertes plus importantes impliquent d'une part des puissances de signal de transmission requises plus grandes, et d'autre part des composants multi-trajets plus faibles ce qui améliore les performances du taux d'erreur binaire (BER).
5. Des surfaces métalliques seront probablement présentes dans l'architecture. Compte tenu de cela, nous pouvons être en mesure de déduire certaines caractéristiques du canal en utilisant des travaux effectués sur des guides à plaques parallèles [129].
6. La distinction de champ lointain/champ proche dépend de la bande de fréquence. Les antennes situées dans des espaces aussi réduits peuvent ne pas se trouver dans la région de champ lointain. Si la condition de champ lointain est violée, les champs proches rayonnant et réactif doivent être pris en compte. Cela complexifie, non seulement l'analyse des caractéristiques du canal, mais également la conception des émetteurs (Tx) ou récepteurs (Rx) qui sont les plus proches, notamment en raison des possibles couplages mutuels qui vont réduire l'efficacité à cause de la perte d'une partie de l'énergie destinée à l'émission/réception [132] .

Notons que mis à part les géométries les plus simples (en grande partie irréalistes), il n'est pas possible de modéliser avec précision le canal WiNoC sans une spécification précise de la couche physique à travers laquelle se propagent les ondes électromagnétiques.

Par conséquent, la description précise du canal nécessite la spécification de toutes les dimensions et propriétés électriques (conductivité, permittivité et perméabilité) ainsi que de tous les composants de l'environnement (présence de conducteurs métalliques, …). Notre étude porte principalement sur l'évaluation EM du canal dans le domaine fréquentiel avec des brefs aperçus sur l'aspect temporel de la propagation.

Afin de comparer les performances EM des technologies d'interconnexion sans fils, le facteur de qualité pour les caractéristiques de transmission est exprimé par l'équation de Friis (ou équation des télécommunications), qui est la formule de base permettant d'obtenir un ordre de grandeur de la puissance radio collectée par un récepteur situé à une certaine distance d'un émetteur en espace libre :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t . G_r . (\frac{\lambda}{4\pi R})^2 . e^{-2\alpha R} \quad (16)$$

Ou P_t est la puissance en watts (W) délivrée à l'antenne d'émission, P_r est la puissance en watts (W) collectée sur l'antenne de réception, G_t est le gain de l'antenne d'émission, G_r est le gain de l'antenne de réception, R est la distance en mètres (m) séparant les deux antennes, λ est la longueur d'onde en mètres (m) correspondant à la fréquence de travail et α est la constante d'atténuation (§1.5.2). Il est à noter que plus les éléments rayonnants sont distants (R grand) et plus le niveau de la puissance reçu sera faible.

Les structures d'antennes peuvent être évaluées aussi en utilisant le gain de transmission entre une paire d'antennes qui est un facteur clé déterminant la faisabilité de l'ensemble du système et qui peut être exprimé aussi à partir des paramètres S des deux ports d'une paire d'antennes qui incluent les pertes d'adaptation:

$$G_a = \frac{|S_{ij}|^2}{(1-|S_{ii}|^2)(1-|S_{jj}|^2)} \quad (17)$$

La matrice des paramètres de répartition (paramètres S) d'un réseau caractérise le couplage entre les ports d'un réseau. S_{ii} / S_{jj} sont respectivement le coefficient de réflexion du champ électrique sur l'antenne d'émission/de réception. S_{ij} est le coefficient de transmission entre les deux antennes qui est le rapport de la puissance de sortie normalisée au port i en fonction de la puissance d'entrée normalisée au port j (Figure 1-35).

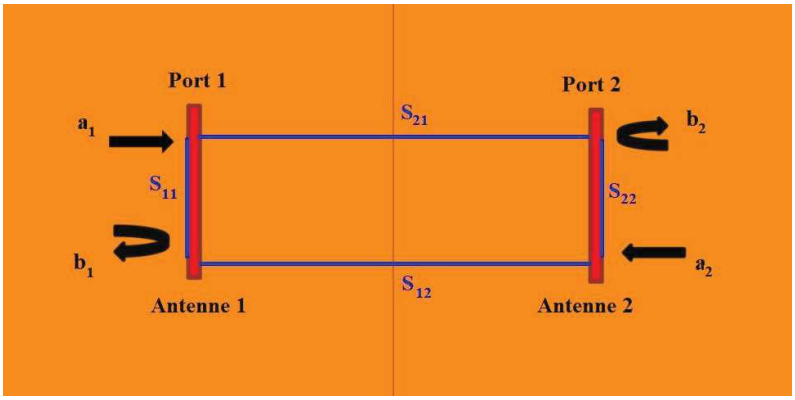


Figure 1-35: La matrice S dans le cas des deux antennes

Ces paramètres sont calculés en utilisant des outils de simulation EM ou par mesure directe à partir de prototypes fabriqués. Les équations de calcul de la matrice S sont définies par:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (18)$$

Pour avoir une bonne adaptation à une impédance (Z = 50 Ω) le paramètre S_{ii} doit être inférieur à -10 dB. La bande passante à -10 dB est généralement définie comme la bande d'adaptation de l'antenne. Une situation idéale du paramètre S_{11} est présentée sur la Figure 1-36.

Nous remarquons une large bande d'adaptation allant de F_l à F_h et une fréquence de résonance à F_r. la largeur de la bande est donnée en Hz ou en pourcentage par apport à F_r:

$$BW_{-10\,dB}(Hz) = F_h - F_l = 70\,GHz \Rightarrow BW_{-10\,dB}(\%) = \frac{F_h - F_l}{F_r} = 35\%. \quad (19)$$

Quant aux paramètres de transmission, nous utiliserons principalement dans ce document la bande passante à -3 dB de la transmission comme paramètre d'évaluation.

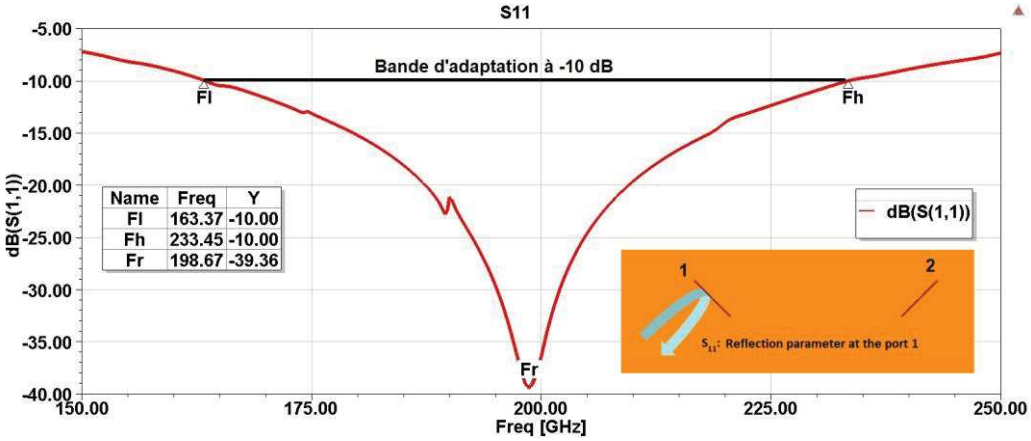


Figure 1-36: Adaptation idéale d'une antenne S_{11}

En effet nous souhaitons avoir la transmission la plus plate possible sur une large bande passante. À titre d'exemple la détermination de cette bande à -3db est illustrée sur la Figure 1-37.

$$BW_{-3\,dB}(Hz) = F_{h3dB} - F_{l3dB} = 51.3\,GHz \Rightarrow \quad BW_{-3\,dB}(\%) = \frac{F_{h3dB} - F_{l3dB}}{F_{max}} = 25\%. \quad (20)$$

Sachant que normalement les termes S_{ii} / S_{jj} représentent l'adaptation des antennes qui doivent être minimisés (<-10 dB) pour un fonctionnement optimal de l'antenne on peut en général considérer que le gain de transmission est équivalent au paramètre S_{ij}.

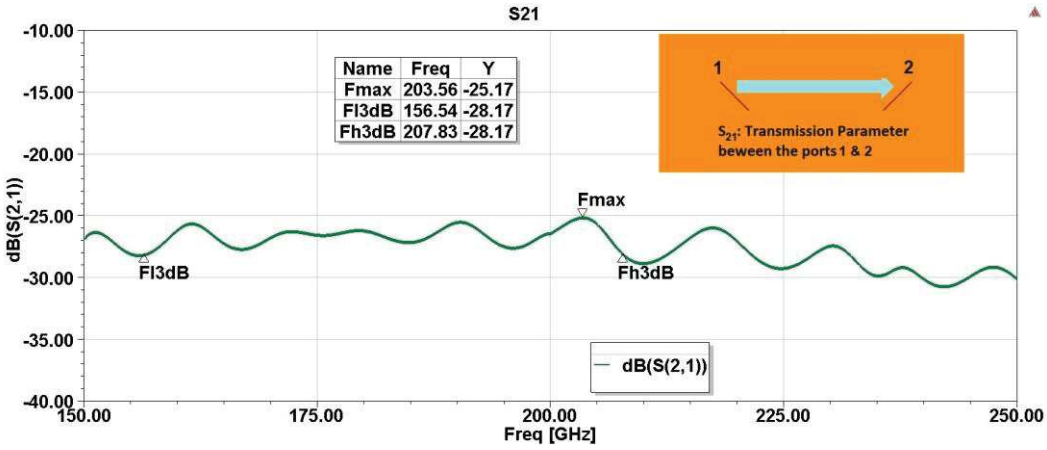


Figure 1-37: Transmission idéale entre deux antennes S_{21}

Finalement, la puissance de réception peut être calculée comme suit (Figure 1-38):

$$P_r(dBm) = P_t(dBm) - G_a(dB) \quad (21)$$

Dans le reste du document, nous utilisons principalement les paramètres S, comme base de l'évaluation de nos circuits simulés ou mesurés.

Nous présentons dans les sous-paragraphes suivants les principales problématiques du canal qui limitent ses performances.

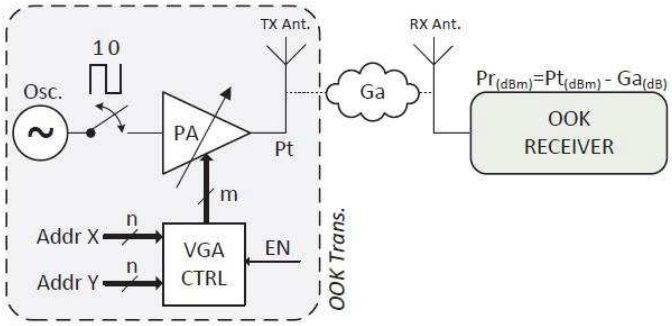


Figure 1-38: Bilan de liaison du canal [60]

1.6.2 Problématique des multi-trajets

Le canal de propagation intra-puce est un canal de propagation radio à trajets multiples avec une complexité importante due à la dispersion dans le domaine temporel, aux structures métalliques, aux effets de champ proche, aux géométries complexes de puces et aux multiples antennes situées à proximité. Donc, le signal radio reçu subit des pertes et des dispersions.

Le canal multi-trajets se réfère généralement à un modèle de rayons, où les contributions de champ proviennent de signaux qui empruntent différentes routes physiques vers le récepteur. Les ondes se propageant dans de multiples chemins, interfèrent de façon destructive et constructive. En plus de modifier la façon dont les ondes se propageant le long des différents chemins interfèrent, cela peut également atténuer la transmission du signal à un point où l'interconnexion sans fil sur puce n'est plus possible [132].

Généralement, il existe trois types d'ondes sur les bases desquelles le signal peut se propager: une onde spatiale dans l'air, une onde de surface par l'interface air-substrat et une onde guidée à l'intérieur de substrat notées respectivement par les trajets A, B et C sur la Figure 1-39.

La géométrie complexe de l'environnement intra-puce et de nombreux composants de matériaux, dimensions et orientations différentes ont un impact profond sur la transmission du signal sans fils conduisant à la propagation par trajets multiples. Outre la composante directe entre les deux antennes, le champ rayonné peut trouver des chemins différents en raison des réflexions provenant des:

A. Multiples couches empilées le long de la hauteur de la puce (Figure 1-39-a) : Sur la hauteur, les principaux chemins de propagation incluent des composants réfléchis par les interfaces de substrat de silicium, de couches métalliques, de diélectrique en SiO_2. L'amplitude de ces composantes réfléchies et la quantité de signal couplé dans différentes couches dépendent du processus de fabrication, du nombre de couches métalliques utilisées et de la conception du circuit sous-jacent.
B. Des bords et des limites de la puce dans le plan de l'antenne (Figure 1-39-b): Une autre source de propagation par trajets multiples dans la transmission sans fils sur puce est constituée par les réflexions sur les bords de la puce à l'interface substrat/air. Le trajet suivi par les composantes réfléchies par les bords varie en fonction de la position des antennes et de la distance qui les sépare.
   Les réflexions de différents bords atteignent l'antenne de réception avec différents délais de propagation, ce qui entraîne la dispersion de plusieurs composantes du signal dans le temps. Ces composants peuvent interférer de manière constructive/destructive les uns avec les autres, affectant ainsi la force du signal reçu.

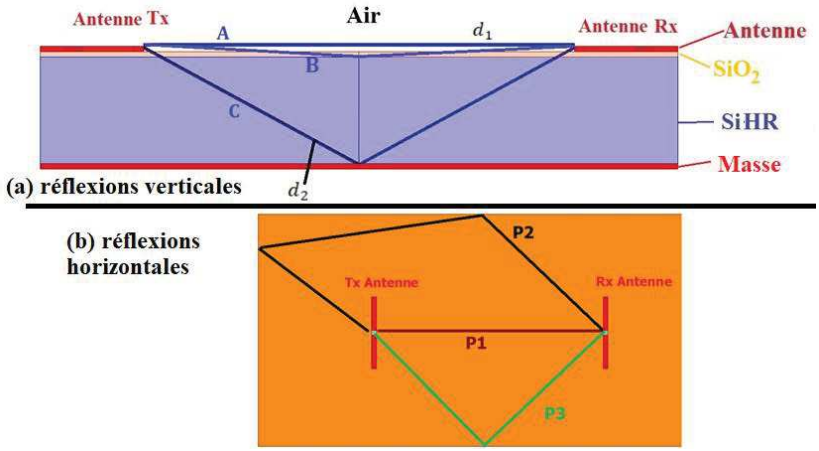


Figure 1-39: Exemple typique des réflexions verticales et horizontales

Les différentes sources de propagation par trajets multiples dans les environnements intra-puce compliquent l'estimation du canal sans fils sur puce.

Dans [137], un modèle de rayons verticaux a été construit en négligeant les signaux fortement atténués. Les rayons qui traversent la couche d'oxyde supérieure sont négligés car l'épaisseur de l'oxyde est négligeable par rapport à la longueur d'onde.

Les rayons réfléchis de multiples fois sont également négligés car le coefficient de réflexion à l'interface de la couche inférieure en silicium est nettement inférieur à 1 et la longueur du trajet est augmentée. La contribution du rayon à travers un substrat de silicium peut également être faible lorsque sa résistivité est inférieure à 20 Ω.cm. En regardant le modèle, l'onde de surface est représentée par le chemin A, l'onde guidée par le chemin B, l'onde latérale se propageant sur la limite silicium/couche inférieure (BL: Bottom Layer) par le chemin C et celle réfléchie par le plan de masse par le chemin D (Figure 1-40). Les interférences de ces ondes vont conduire à des zéros de transmission ('dips') dans les courbes de gain de transmission G_a.

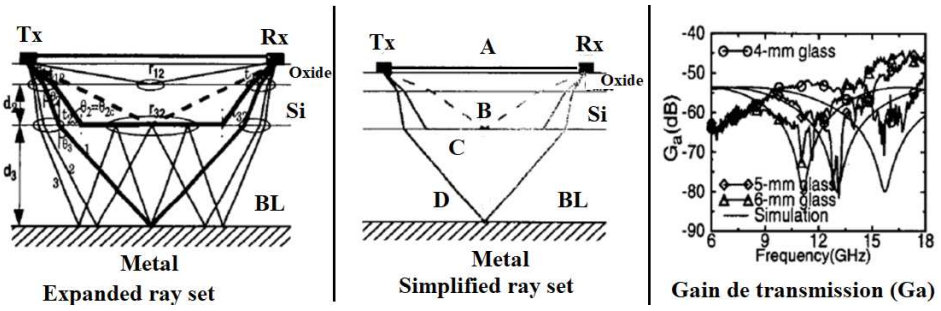


Figure 1-40: Modèles de rayons et gain de transmission correspondant [137]

En espace libre, le terme d'affaiblissement s'exprime simplement:

$$\alpha = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{22}$$

Si l'onde se réfléchit sur N obstacles lors de sa propagation, il faut ajouter le carré de la somme:

$$\alpha = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 . \left(1 + \left| \sum_{n=1}^{N} \Gamma_n . \frac{R}{R_n} . e^{-j.\frac{2\pi}{\lambda}.(R_n - R)} \right|^2 \right) \tag{23}$$

avec Γ_n le coefficient de réflexion sur l'obstacle n, R la longueur du trajet direct et R_n la longueur du trajet n.

Le champ E total peut ensuite être approximé par :

$$E_{Total} = \sum_{path} \prod_{n=1}^{N} \frac{E_0}{R_{path}} . t_n . e^{[(-\alpha_n - j\beta_n).l_n + \varphi_{rn}]} \quad (24)$$

Ou N est le nombre total d'interfaces traversées par le signal sur un chemin donné, t_n est le coefficient de transmission de la $n^{iéme}$ interface, l_n est la distance traversée par le signal dans la couche n, R_{path} est la longueur totale traversée, et φ_{rn} est la phase du chemin n.

De plus, si deux de ces rayons arrivent en opposition de phase, ils généreront un zéro de transmission. La différence de longueur électrique est dans ce cas un multiple impair de π. À titre d'exemple, nous donnons ci-dessous l'équation de la différence de phase entre les trajets dans l'air et dans le Si :

$$\Delta\varphi = \beta_{air} . d_{air} - \beta_{Si} . d_{Si} == (2k + 1).\pi \text{ ou } K \in \mathbb{N} \quad (25)$$

Où β_{Air} / β_{Si} est la constante de phase dans l'air /silicium respectivement et d_{Air} / d_{Si} les distances parcourus respectivement dans l'air/ le silicium.

À part les réflexions horizontales et verticales conduisant aux effets des multi-trajets, la présence des structures métalliques est un autre problème dans les communications intra-puce.

1.6.3 Problématique des interférences avec les structures métalliques

Dans un réseau NoC, de nombreuses structures métalliques telles que les lignes de bus, les lignes électriques et les 'dummies' existent inévitablement entre les antennes d'émission et de réception. ils affectent les caractéristiques du canal de propagation radio intra-puce [135].

Les structures métalliques obstruent le trajet de transmission direct. En plus de modifier la manière dont les ondes propagées le long de différents chemins interfèrent, ils entrainent une atténuation de la transmission du signal par [138].

Dans [135], des lignes métalliques ont été placées entre des paires d'antennes dans différentes directions à la fois parallèles et normales (parallèlement et perpendiculairement à la direction de propagation des ondes, respectivement). Il a été constaté que les lignes métalliques normales/parallèles à la propagation entre les paires d'antennes augmentent/diminuent le gain de transmission, respectivement.

Dans [139], l'effet des structures métalliques a été étudié et les auteurs ont proposés des zones d'exclusion du métal pour éviter leur effet négatif.

Dans [140] et [141] plusieurs solutions de conception résumées ci-après ont été énoncées pour réduire l'impact des structures d'interférences métalliques :

1. Les structures métalliques placées directement au-dessus des antennes doivent être évitées car elles influencent beaucoup le paramètre S_{11}.
2. Les longues lignes perpendiculaires entre ou à côté d'une paire d'antennes ne passant pas par-dessus les antennes sont acceptables.
3. Les longues lignes parallèles proches de l'antenne doivent être évitées. Mais de courtes lignes métalliques discontinues sont tolérables.
4. Des grilles métalliques sont acceptables (sur la même couche ou sur une autre couche).

Des résultats similaires ont été obtenus par mesures dans [142]. Une légère amélioration de la transmission due à des grilles parallèles à la propagation ou des damiers métalliques ont été observés et sont présentés sur la Figure 1-41.

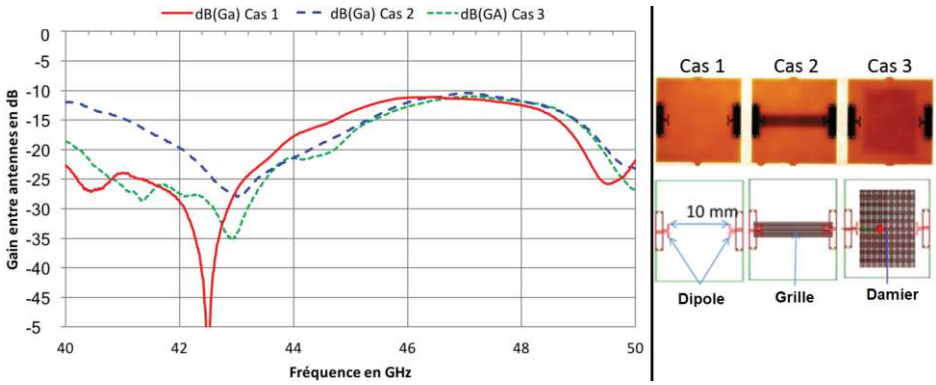


Figure 1-41: Gain de transmission entre deux dipôles en présence des grilles et damiers métalliques [142]

1.6.4 Problématique des ondes de surface

Un autre problème qui apparait dans l'environnement intra-puce, c'est l'excitation des ondes de surface et les ondes de substrat. Les ondes de surface existent et se propagent sur l'interface diélectrique/air (Figure 1-42), et leur excitation est fonction de l'épaisseur du substrat.

En général, pour une antenne intégrée sur Si nous distinguons principalement les types d'ondes suivants [143]:

a) Les ondes rayonnées en espace libre et en champ lointain, dont la dépendance de l'amplitude en fonction de la distance est en 1/r.
b) Les ondes de surface ou ondes guidées pour les fréquences les plus élevées (dépendance en $1/\sqrt{r}$).
c) Les ondes guidées d'ordre supérieur (dépendance en $1/r^2$)
d) Les ondes de fuite qui peuvent être rayonnées ou guidées (dépendance en $\frac{e^{-\lambda r}}{\sqrt{r}}$).

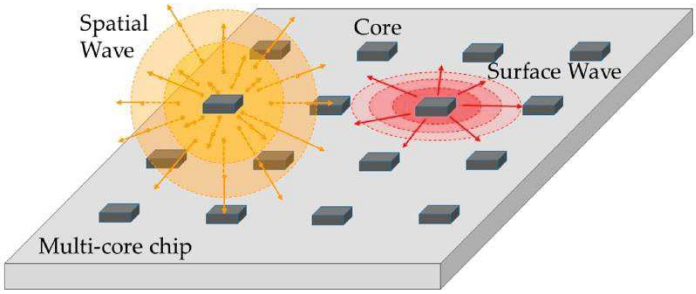


Figure 1-42: Ondes de surface vs. ondes spatiales [144]

Les ondes de surface peuvent fournir une contribution dominante du canal de propagation, en fonction de la fréquence et de la structure de la puce. Ce qui implique qu'une majorité de champs seront confinés proche ou à l'intérieur du substrat diélectrique. Parfois elles s'appellent aussi ondes de volume puisque aux fréquences élevées elles sont confinées dans le substrat [11]

Plus le substrat est épais, plus il est propice à l'excitation de ces ondes de surfaces susceptibles de dégrader l'efficacité de rayonnement ou d'induire un couplage surfacique indésirable avec des antennes environnantes. Bien qu'elles soient évanescentes, ces ondes peuvent diffuser en atteignant les bords du substrat et distordre ainsi le diagramme de rayonnement [127].

En général, pour une antenne intégrée sur un substrat diélectrique de haute permittivité, il y a plus d'énergie transportée par les ondes de surface que par les ondes spatiales lorsque le rapport $d/\lambda_0 > 0{,}045$, où d et λ_0 sont respectivement l'épaisseur du substrat et la longueur d'onde en espace libre [32]. Ces ondes provoquent des interférences par trajets multiples et un rayonnement vers l'arrière.

Dans [145], la distribution de champ électrique simulée dans une interconnexion sans fils intra-puce montre que le signal se propage entre l'émetteur et le récepteur principalement par le biais du substrat de silicium. Au-dessus du niveau du substrat de silicium, on observe une faible quantité d'énergie électromagnétique, qui est principalement située au-dessus de l'antenne d'émission (Figure 1-43). Ceci indique que le substrat peut être le milieu le plus approprié pour la transmission d'énergie entre les antennes intégrées.

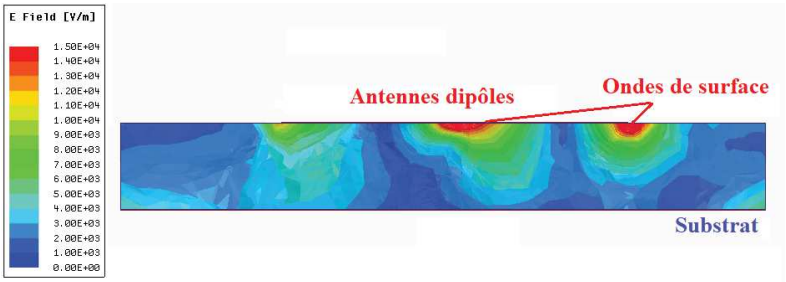


Figure 1-43: Ondes de surface dans un canal sur silicium

Comme pour un diélectrique sans perte, les ondes de surface diminuent en $1/\sqrt{r}$ tandis que les ondes rayonnées se modifient en 1/r. Par conséquent, loin de la source, les ondes de surface peuvent dominer [146].

Il semble que les ondes de surface constituent une option pour la transmission, car c'est la composante la plus puissante des ondes et peut-être la plus facile à contrôler. Malgré tout, bien que les contributions des ondes de surface soient généralement assez fortes et étant donné les petites dimensions, la référence [146] conclut que souvent aucune composante d'onde unique ne domine la réponse. Les auteurs ont découvert que les ondes de surface ne sont pas du type dominant sauf dans les courtes distances et dans des plages de fréquences relativement étroites.

Par contre dans [44], les auteurs concluent que l'onde spatiale contribue de manière négligeable au signal reçu par rapport à la contribution dominante de l'onde de surface. Ainsi, les antennes intégrées pour les communications intra-puce devraient être conçues pour lancer efficacement l'onde de surface plutôt que l'onde spatiale.

Dans tous les cas il est important de favoriser un trajet d'onde particulier pour obtenir un canal de propagation propre et conserver l'intégrité du signal. Dans l'optique d'utiliser l'onde de surface comme milieu de propagation, il est nécessaire d'ajouter une couche 'guidante' qui améliorera la propagation des ondes de surface car, à mesure que l'épaisseur totale de la structure diélectrique augmente, l'énergie provenant d'une source a tendance à être davantage transportée par les ondes de surface. Des plans métalliques peuvent être ajoutés pour favoriser la propagation dans le substrat et éviter tout problème de compatibilité électromagnétique (CEM).

Si on décide d'utiliser l'espace libre, il faut éliminer les ondes de surfaces. Il est possible de se référer aux solutions proposées dans §1.5.3.2. Parmi elles, une méthode populaire pour supprimer les ondes de surface consiste à utiliser une couche supérieure diélectrique ('superstrate') sur l'antenne [133]. Une autre méthode consiste en l'utilisation des matériaux absorbants à bande interdite électromagnétique (EBG: Electromagnetic BandGap) [129] avec des surfaces sélectives en fréquence (Frequency Selective Surface (FSS)).

Toutes ces problématiques influent sur les performances du canal de propagation. Nous dressons dans la section suivante l'état de l'art des canaux de propagation intra-puce.

1.6.5 L'état de l'art des canaux de propagation intra-puce

Un résumé de l'état de l'art des canaux de propagation intra-puce évoqués dans les parties précédentes est proposé dans le Tableau 1-5. Seules les références concernant des canaux mesurés sont présentées ici.

Tableau 1-5: L'état de l'art des canaux de propagation intra-puce sur silicium

Réf.	Année	Bande de Fréquence (GHz)	Distance de séparation (mm)	Meilleure transmission (dB)	Bande à -3dB (GHz)	Largeur de la bande à -3dB (GHz)	Évaluation à travers
[24]	2011	0-30	5	-30	13-17	4	S_{12}
[44]	2009	16-30	2,5	-15	22-30	**8**	H *
[135]	2007	0-110	5	-20	44-46	2	S_{12}
[137]	2000	6-18	5	-45	15-18	3	G_α
[139]	2005	10-40	2,5	-19	27-33	6	S_{12} - G_α
[140]	2003	10-25	5	-18	20-25	5	G_α
[141]	2005	22-26	5	-40	22-26	4	S_{12}
[142]	2017	40-50	**10**	-20	45-49	4	G_α
[147]	2008	10-25	**10**	**-10**	20-25	5	S_{12}
[148]	1998	10-18	5	-25	10-18	**8**	G_α

Nous pouvons remarquer que:

1. La bande de fréquence utilisée est plutôt la bande Ka et parfois la bande V.
2. Les distances de séparation ne dépassent pas une dizaine de mm au maximum.
3. La meilleure transmission i.e. le niveau maximal de S_{21} ou G_a est de -10 dB.
4. La largeur de la bande passante à -3 dB ne dépasse pas 8 GHz, ceci implique plus tard un débit ne dépassant pas 8 Gbps.
5. L'évaluation des canaux est réalisée à travers S_{21} ou G_a mais aussi à travers une fonction de transfert équivalente (*H).
6. Dans la plupart de ces publications des modifications ont été apportées sur la structure CMOS notamment à travers l'ajout des couches (High-k, AlN, verre, bois, diamant, silicium non dopé…).

Dans l'une des rares récentes réalisations d'un canal de propagation en bande Sub-THz, nous trouvons dans [101], un canal basé sur des monopoles verticaux en or conçu pour un procédé 130 nm SiGe et qui montre une possibilité de transmission à une distance de 15 mm, mais avec un niveau de transmission de -32 dB et des bandes étroites (Figure 1-44). Ces antennes ont été utilisées dans [85] pour démontrer un lien inter-puce avec un débit de 40 Gbps pour une distance de 20 mm et de 50 Gbps sur une distance de 6 mm.

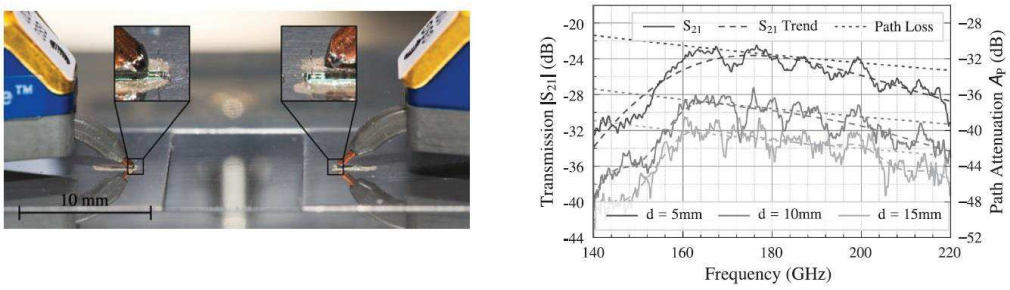


Figure 1-44: Antennes monopoles en mesure et leur coefficient de transmission S_{21} [101]

Compte tenu de l'état de l'art dressé, il est nécessaire de développer une stratégie de modélisation des canaux de propagation.

Nous avons opté dans ce travail pour une modélisation électromagnétique numérique et expérimentale. Cette modélisation électromagnétique des canaux sur silicium va nous permettre de:

A. Comparer nos résultats avec les travaux cités dans l'état de l'art.
B. Comprendre l'impact des paramètres technologiques sur les performances du système au travers de simulations et de mesures si possible.
C. Proposer des solutions efficaces et optimales pour les problématiques évoquées et la transmission du signal.

Nous présentons brièvement dans le paragraphe suivant la démarche que nous avons adoptée et les outils utilisés dans cette thèse pour aborder ces aspects.

1.7 PRÉSENTATION DE LA STRUCTURE, DE LA DÉMARCHE ET DES OUTILS DE SIMULATIONS

1.7.1 Structure retenue et comparaison avec celles de la littérature

À mesure que le nombre de cœurs intégrés dans la même puce augmente, le rôle joué par le système de communication sur puce devient de plus en plus important. Le coût (c'est-à-dire la surface en silicium), les performances (par exemple, le délai de communication, le débit, etc.) et la consommation d'énergie du NoC sont des mesures courantes d'optimisation de la conception [60].

Afin de réaliser un réseau à plusieurs cœurs avec des communications multicast et broadcast, des topologies et des scénarios avec des canaux de 4, 16 ou plus d'antennes ont été proposées dans la littérature. Notez qu'avec 4 tuiles et leurs antennes gérant 4 cœurs par tuiles, nous avons un réseau de 16 cœurs. Pour un réseau de 16 antennes et avec 4/8 cœurs par cluster, nous pouvons atteindre 64 /128 cœurs (Figure 1-45). Ce nombre de cœurs est largement utilisé dans l'industrie (Intel, NVIDIA, Tilera…) [50].

Ainsi, l'effet de la directivité des antennes et de leur position sur la puce a été étudié dans la littérature en utilisant différents scénarios. En particulier, dans les communications sans fils, la transmission est fortement affectée par l'orientation des antennes. Dans l'article [149] les auteurs étudient l'impact de l'orientation des antennes sur les valeurs d'énergie dans une architecture WiNoC afin de déterminer l'orientation optimale des antennes de manière à minimiser la consommation d'énergie.

Lorsque les antennes sont orientées de manière optimale, une économie d'énergie allant jusqu'à 80% (par rapport au cas dans lequel les antennes ont toutes la même orientation) a été observée.

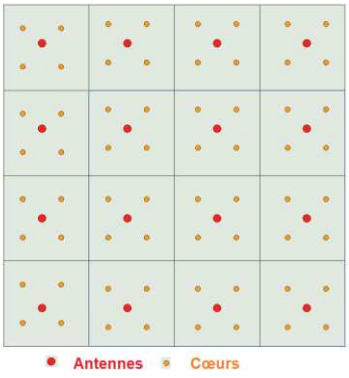


Figure 1-45:Une topologie maillée avec 16 antennes et 64 cœurs

Par exemple, en se basant sur les scénarii proposés sur la Figure 1-46, La consommation d'énergie de la communication entre les carreaux C0 et C3 peut être minimisée en maximisant la directivité de leurs antennes respectives. Ceci est obtenu en faisant tourner les antennes dans les carreaux C0 et C3 comme à la configuration (b).

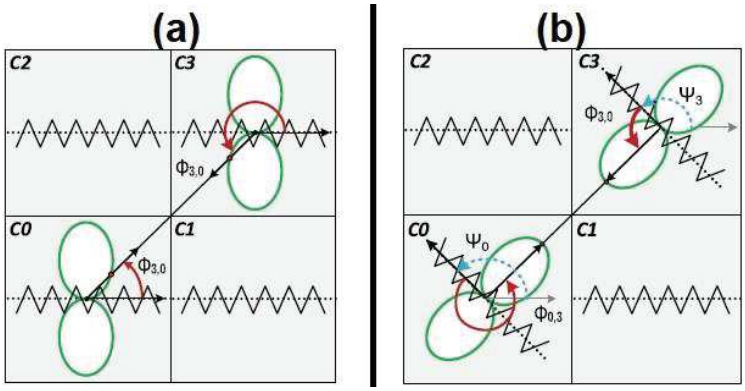


Figure 1-46: Différents scénarios étudiés dans [149]

Dans la référence [150] les effets du positionnement des antennes et leur direction sur les propriétés de pertes, de délai et de dispersion du signal sont analysés. Cette analyse montre que l'antenne directive présente de meilleures caractéristiques en termes de délai, tandis que les antennes omnidirectionnelles ont de faibles pertes de transmission dans le canal. Cependant, les antennes placées sur les coins ou les bords de la puce entraînent des retards et des atténuations importants.

Alors que l'intensité du signal près du centre de la puce diminue avec la distance, les pertes globales sur les bords de la puce peuvent être plus petites en raison des interférences constructives, en fonction du positionnement de l'antenne. De plus, l'emplacement de l'antenne a un impact considérable sur les caractéristiques du canal en raison des réflexions sur les bords de la puce et des interférences constructives ou destructives entre les multiples composants du signal.

D'après les auteurs de la référence [151], le gain de transmission diminue avec la distance de séparation entre les antennes ainsi que l'angle d'alignement (Figure 1-47). Par exemple, le doublement de la distance entre une paire d'antennes face à face implique une réduction de G_a de 7,9 dB, tandis que l'effet d'une rotation de 45° sur une distance plus courte ($\sqrt{2}$d1) entraîne une réduction plus importante du gain de transmission de 10,9 dB. Ceci est dû à la directivité des antennes utilisées ('Phased array'). Des cartes d'atténuation similaires ont été proposées dans [60].

En exprimant l'équation de Friis en décibels, la différence de deux gains de transmission pour la distance de séparation de r_2 et r_1 entre une paire d'antennes est donnée par:

$$10.log_{10}\left(\frac{G_{a2}}{G_{a1}}\right) = G_{a2,dB} - G_{a1,dB} = -20.log_{10}\left(\frac{r_2}{r_1}\right) - 20.\alpha.(r_2 - r_1).\log e \qquad (26)$$

Nous pouvons voir dans [147], des scénarios avec deux antennes en face à face ou décalées sur un matériau 'high-K', où le gain de transmission diminue lorsque les antennes sont décalées par rapport à l'axe central. Le décalage des antennes sera l'une des options étudiées ultérieurement.

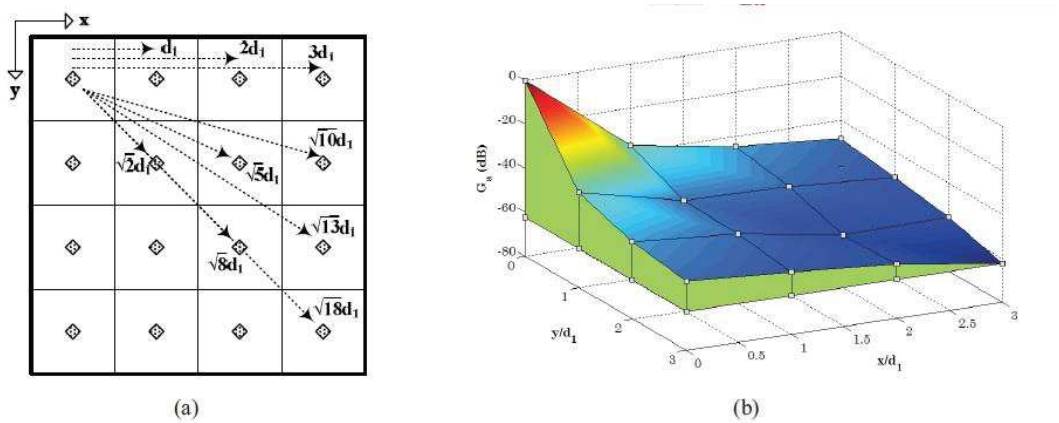


Figure 1-47: Variation de gain de transmission en fonction de l'angle et de la distance [151]

Ces articles insistent sur la nécessité d'explorer l'orientation des antennes et leur placement afin d'améliorer la consommation d'énergie des architectures WiNoC. Par exemple, les stratégies de mappage d'applications peuvent prendre en compte les diagrammes de rayonnement spécifiques de l'antenne à fin d'optimisation spécifique aux applications visées.

Dans le cadre du projet BBC, l'architecture adoptée est une topologie à base de maille avec des tuiles de dimensions: n*n donc n^2 éléments seront présents dans nos scénarios.

Nous commençons généralement nos études et simulations par la caractérisation de canaux simples entre deux antennes, ce qui nous permet d'explorer les problèmes dus au silicium et son environnement, nous développons ensuite des solutions améliorant le canal de transmission.

Finalement, nous réalisons l'analyse de circuits comprenant un plus grand nombre d'éléments où nous devrons étudier plusieurs dispositions des antennes les unes par rapport aux autres. Il nous faudra également analyser les interférences et les couplages possibles ainsi que les problèmes de compatibilité électromagnétique.

Les réponses impulsionnelles du canal représentées par les paramètres S_{ij} vont servir nos collègues pour trouver le codage numérique optimal.

La démarche que nous avons adoptée lors de nos études et simulations peut être classifiée en fonction des paramètres suivants :

1. Les bandes de fréquences retenues : bande Ka (27-40 GHz), la bande Q (33-50 GHz), la bande V (40-75 GHz) et la bande mm (110-300 GHz).
2. L'architecture des couches et résistivité de Si: Si-BR (ρ = 10Ω.cm) à du Si-HR (ρ > 10 KΩ.cm).
3. La géométrie des antennes : des antennes dipôles ou patchs imprimés en apportant des modifications sur ces antennes selon nos besoins, des monopoles verticaux…
4. Le nombre des antennes pris en compte: des mailles de l'ordre n = 2, 3, 4 (4, 9, 16... éléments respectivement). Certains scénarios de base du projet BBC sont présentés ci-dessous (Figure 1-48).
5. La disposition des antennes: alignées, en face à face, décalées, tournées…

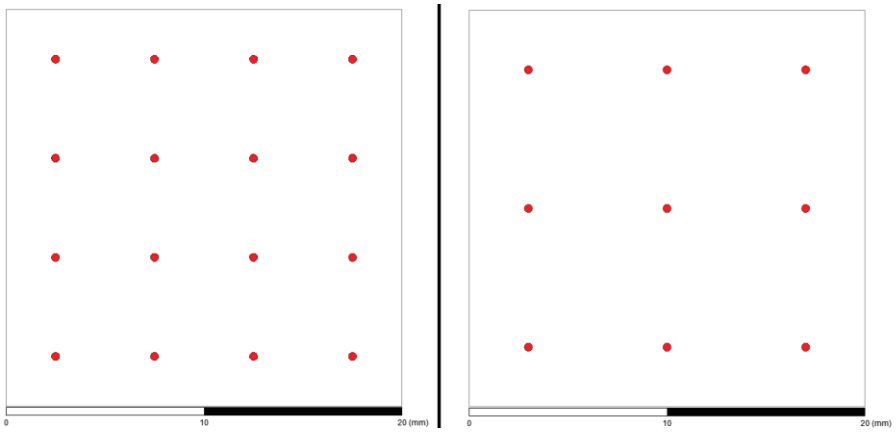


Figure 1-48: Scénarios avec 9 et 16 antennes

L'analyse de ces circuits nécessite l'usage des logiciels de simulations EM qui sont présentés ci-après.

1.7.2 Outils de simulations électromagnétiques utilisés

L'utilisation de simulateurs électromagnétiques 3D est indispensable pour notre analyse étant donné les problèmes électromagnétiques sur les structures silicium ainsi que la bande de fréquence visée.

Parmi ces logiciels, il existe des simulateurs temporels ou des simulateurs fréquentiels. Les premiers sont particulièrement performants lorsqu'il s'agit d'études sur des larges bandes de fréquences (antennes, coupleurs), mais sont peu précis lorsqu'il s'agit d'études faibles bandes. Par contre les méthodes de résolution fréquentielle sont préférables pour les filtres.

Au Lab-STICC, nous disposons de la plateforme TECHYP [152] qui fournit l'accès à plusieurs logiciels commerciaux (CST Microwave Studio®, ANSYS HFSS™, ADS, MATLAB…). La station de calcul est dotée d'un cluster de calcul spécifique dédié à la simulation rapide de structures très complexes. Le cluster est composé de 16 nœuds de calculs. Chaque nœud dispose de 2 processeurs de 8 cœurs et 128 GB de mémoire.

Bien que ces logiciels aient fait d'énormes progrès au cours des dernières années, le traitement de structures un peu complexes reste problématique. La précision demandée nécessite des simulations particulièrement longues pouvant parfois aller jusqu'à plusieurs heures.

La mise en œuvre d'importants moyens informatiques réduit quelque peu ces temps de calcul et accélère donc le réglage des structures. Les mesures effectuées sur des stations sous pointes à l'université de Bretagne Occidentale (UBO) ainsi qu'à l'IMT-Atlantique seront complémentaires des simulations EM.

Lors de nos simulations électromagnétiques, nous avons principalement utilisé HFSS™ basé sur la méthode fréquentielle des éléments finis (FEM : Finite Element Method) et CST basé sur une méthode de différences finies temporelle la FDTD. Le choix entre ces deux logiciels a été fait en fonction de leur temps de calcul. De plus, l'utilisation de deux approches de résolution nous permet de valider les modèles électromagnétiques. Le cluster de calcul combiné avec la licence HPC ANSYS Electronics pour le calcul distribué, nous a permis le traitement des structures les plus complexes nécessitant des longs temps du calcul dans des temps raisonnables.

Nous avons également utilisé le logiciel ADS pour réaliser les simulations circuits et évaluer les diagrammes de l'œil et ainsi les débits envisageables.

1.8 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré les avantages que présentent les interconnexions WiNoC par rapport aux autres types d'interconnexions et notamment pour des applications de calcul parallèle où des opérations de broadcast et multicast sont nécessaires et mieux assurées par des connexions sans fils.

La compatibilité des interconnexions WiNoC avec les procédés CMOS, nous oblige à utiliser le substrat silicium qui sera avantageux en termes de coût et simplicité de fabrication. Cependant, certains changements sur les structures CMOS sont nécessaires pour éviter les problèmes dus aux caractéristiques électromagnétiques du silicium.

Ainsi, nous avons dressé un état de l'art des structures intégrées sur Si: des antennes et des émetteurs-récepteurs et leurs composants (LNA, PA, modulateurs, démodulateurs) dans l'objectif d'estimer les niveaux de performance et de pouvoir établir des points de comparaison pour le reste de la thèse.

Dans un second temps, nous avons mis en évidence les inconvénients des canaux de propagation sur silicium : les trajets multiples, les cavités, les interférences avec les structures métalliques et les ondes de surface. Ces problèmes limitent la bande passante de transmission et le débit dans tels interconnexions.

Pour s'affranchir de tous ces problèmes, nous proposons une nouvelle architecture basée sur les propriétés semi-conductrices du Si.

Dans le chapitre suivant nous mettons en évidence au travers de simulations les problèmes des structures intégrées sur Si, qui seront confirmés par la mesure des prototypes réalisés.

2.ETUDE ET CARACTÉRISATION DE CANAUX DE PROPAGATION RÉALISTES SUR SILICIUM

2.1 INTRODUCTION

La compréhension des canaux de propagation radio est nécessaire pour l'analyse et la conception d'un réseau sans fil sur puce (WiNoC). Un modèle de canal réaliste est essentiel au développement d'un système sans fil fiable. Avant toute conception de systèmes complets, une caractérisation et une modélisation précise du canal de propagation sont donc à réaliser.

Le canal de propagation intra-puce est un canal complexe à modéliser à cause:

1. des trajets multiples pouvant exister.
2. des caractéristiques du substrat silicium.
3. des effets de champ proche.
4. de la possibilité de propagation par ondes de surface.
5. de la présence de structures métalliques dans l'environnement.
6. des géométries complexes de puces.
7. de la présence de plusieurs antennes à proximité.

La modélisation électromagnétique (EM) du canal constitue la base de toute étude de la couche radio (physique). Pour autant dans la littérature sur les systèmes WiNoC, le canal est analysé brièvement et les études se concentrent principalement sur les couches MAC ou réseaux.

Dans cette thèse nous consacrons une partie importante à la caractérisation EM du canal dans le domaine fréquentiel. Sur la base de nos résultats, nous pouvons déduire ensuite les caractéristiques temporelles comme la réponse impulsionnelle et le délai de propagation. Dans ce chapitre, nous mettons en évidence les problèmes des dispositifs hyperfréquences sur un substrat silicium et nous présentons:

- les simulations électromagnétiques préliminaires des canaux de propagation effectuées sur HFSS^{TM} et CST.
- la conception des prototypes des canaux intégrés.
- la validation expérimentale des modèles EM et la mise en évidence des problèmes liés au silicium au travers de simulations et de mesures sur les prototypes réalisés en bande Ka et V.
- le développement de modèles prédictifs du comportement de structure de propagation sur silicium.

2.2 PRÉSENTATION DES SCÉNARIOS DE BASE

2.2.1 Choix des scénarios de bases

Compte tenu du nombre de configuration possibles et de la complexité des structures de propagation que nous pouvons rencontrer dans les systèmes WiNoC, nous avons décidé de commencer par la caractérisation de canaux simples formés par deux antennes placées en vis à vis ou de façon décalée. Nous avons également envisagé différentes bandes de fréquences pour cette étude.

Dans le but de réduire les dimensions des circuits et des antennes ainsi que pour avoir les bande passantes les plus larges possibles, nous avons choisi de travailler dans la bande EHF ('Extremely High Frequency': 30-300 GHz).

Nous avons ainsi choisi les sous-bandes standards de fréquence suivantes pour nos simulations: la bande Ka [27 - 40] GHz et la bande V [40 - 75] GHz. Ces choix ont été dictés par les possibilités de mesures disponibles au Lab-STICC. L'objectif des études dans ces bandes de fréquences consiste à valider nos modélisations électromagnétiques, mettre en évidence le comportement des canaux de transmission et identifier les points bloquants de manière à envisager par la suite une montée en fréquence dans la bande Sub-THz [110-300] GHz.

Toujours dans le but de simplifier les structures étudiées, nous n'avons considéré ici que des structures simplifiées (avec une couche de silicium) correspondant au scénario envisagé dans le projet BBC présenté dans l'introduction. Cette structure à une couche est différente des structures CMOS traditionnelles composées d'une alternance de couches de Si et des Oxydes/ Nitrites (connu sous l'acronyme de BEOL (Back End Of Line) et qui comprend des contacts, des couches diélectriques, des niveaux de métal et des fils de liaison pour les connexions). Une comparaison entre les deux approches est présentée (Figure 2-1).

La structure CMOS simplifiée que nous avons considérée pour nos études et simulations comprend :

1. Une couche de silicium (HR ou BR) avec une hauteur de 655 à 675 µm.
2. Une couche de dioxyde de silicium SiO_2 de 2 µm de hauteur placée au-dessus du Si et servant comme isolant.
3. Le métal utilisé pour le plan de masse et pour les antennes est de l'aluminium de 2 µm de hauteur.

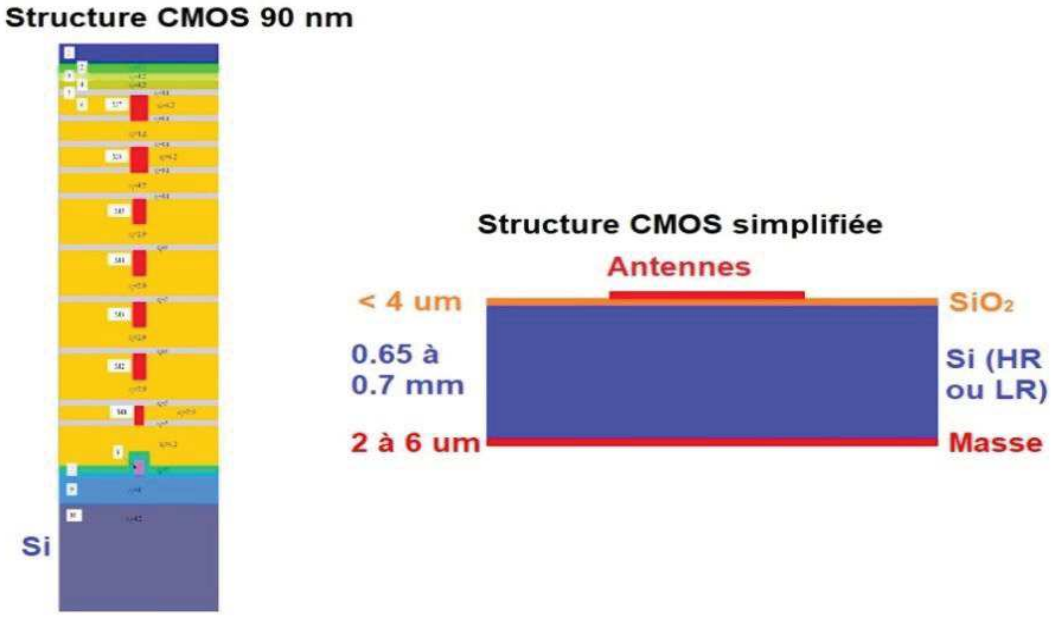


Figure 2-1: Structure CMOS 90 nm vs. structure CMOS simplifiée

Pour choisir les éléments rayonnants, nous avons pris en compte le fait que les antennes doivent être utilisées pour une application intra-puce et faciliter un mode de transmission de type 'broadcast', elles doivent donc être omnidirectionnelles et émettre la majeure partie de l'énergie dans le plan parallèle à la surface des puces pour ainsi maximiser la communication avec les autres antennes.

Les antennes dipôles imprimées nous apparaissent comme les plus simples et intuitives à réaliser. En outre, elles présentent un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel ce qui convient à la diffusion broadcast dans les WiNoC.

Nous avons également exploré des antennes «patch» comme prototypes notamment pour analyser le comportement des substrats silicium, mais les formats des antennes plus complexes présentés dans le premier chapitre ne seront pas abordés ici. L'objectif de cette thèse est principalement la caractérisation du canal de transmission qui comme nous le montrerons par la suite dépend principalement des caractéristiques imposées par le substrat.

Afin de limiter les pertes dues au substrat silicium il est préférable d'utiliser un substrat à haute résistivité (Si-HR) plutôt qu'un substrat à basse résistivité (Si-BR) qui présente des pertes élevées.

Nous présentons sur la Figure 2-2, le scénario typique que nous avons considéré dans un premier temps. Il est constitué de deux dipôles intégrés sur la structure silicium.

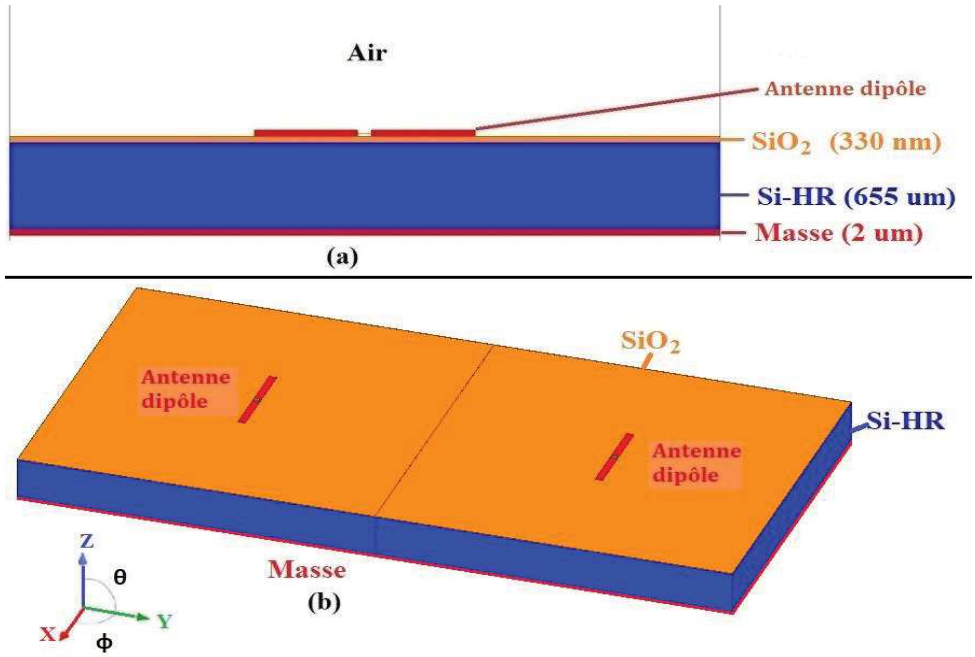


Figure 2-2: Scénario de base d'un canal: (a) vue de profil; (b) vue 3D

Compte tenu des critères définis précédemment, nous introduisons dans la section suivante, nos premières simulations sur les logiciels HFSS et CST et nous analysons les influences des différents paramètres.

2.2.2 Simulations en bande K_a

2.2.2.1 Simulations d'un dipôle en Bande K_a

Dans un premier temps, nous avons conçu un simple dipôle en bande K_a et plus particulièrement dans la bande [20-40] GHz et nous l'avons caractérisé en fonction des différents paramètres géométriques et électromagnétiques du silicium (il faut noter que l'effet de la fine couche de SiO_2 est négligeable).

Sur la Figure 2-3, nous illustrons un dipôle intégré sur un substrat ayant pour dimensions: W_{sub}*L_{sub}*H_{sub} (en mm). Nous considérons en général un substrat de base carrée i.e. $W_{sub} = L_{sub}$.

La longueur du dipôle est: $L_d = \frac{\lambda_{Si}}{2}$ (où λ_{Si} est la longueur d'onde guidée dans le silicium). Il est excité par un «lumped port» placé entre les deux brins.

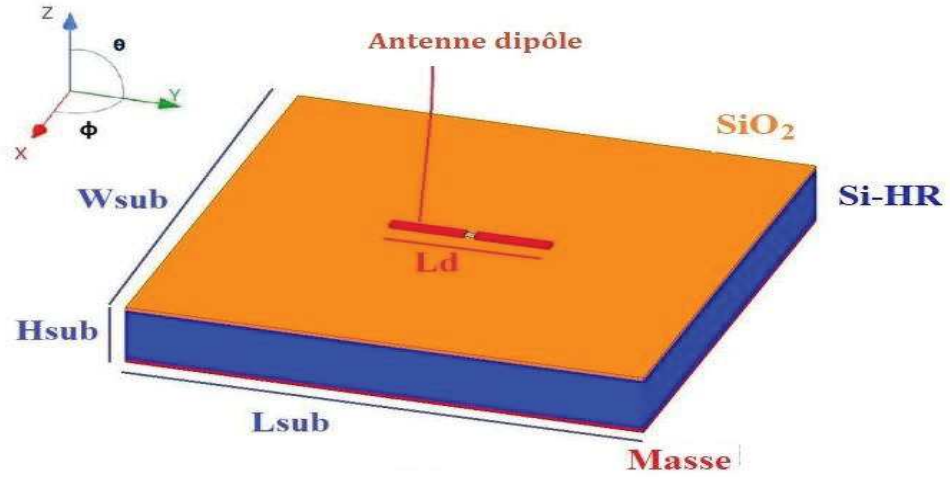


Figure 2-3: Illustration du dipôle sur Si-HR et ses dimensions

Dipôle dans des conditions idéales (frontières rayonnantes):

Comme point de départ, le dipôle présenté sur la Figure 2-3 est conçu sur un substrat de dimensions infinies (obtenues en utilisant des frontières rayonnantes collées au substrat). Nous avons considéré un substrat Si-HR ayant une résistivité ρ = 10 KΩ.cm (σ = 0,01 S/m).

En prenant une fréquence centrale de 30 GHz, la longueur d'onde sur Si est de $\lambda_{Si} = \frac{c}{f.\sqrt{\varepsilon_r}} = 2.9\ mm$. Le dipôle doit avoir une longueur $L_d = 1{,}45\ mm = \frac{\lambda_{Si}}{2}$ @30 GHz et la largeur est de $W_d = 100\ \mu m$.

Les résultats d'optimisation de l'adaptation du dipôle en fonction de sa longueur par simulations HFSS sont présentés sur la Figure 2-4. Nous remarquons que pour une résonance à 30 GHz, la longueur de dipôle sera de 1,85 mm (correspondant à un $\varepsilon_{r-eff} = 7.3$). Une bande passante d'adaptation à -10 dB de 8 GHz est obtenue (de m_1 à m_4).

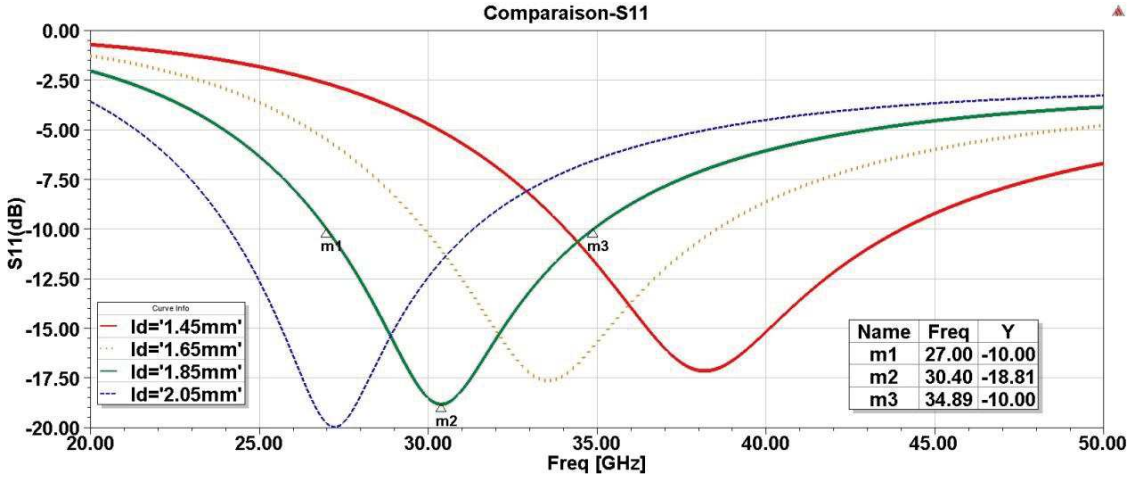


Figure 2-4: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur un substrat infini en bande K_a en fonction de L_d

Cependant, comme les dimensions supposées infinies correspondent à un cas idéal, nous étudions par la suite le dipôle dans un environnement réaliste.

Effet de la longueur du dipôle dans des conditions réelles:

Dans un second temps, nous étudions le comportement du dipôle dans un cas réel où une boîte d'air délimitée par des frontières rayonnantes est disposée à une distance correspondant à une longueur d'onde λ tout autour du substrat dont les dimensions sont: 5*5*0,675 mm^3 et ayant la même résistivité de 10 KΩ.cm.

Les résultats de l'adaptation obtenue par simulations HFSS sont présentés sur la Figure 2-5. Tout d'abord, nous pouvons noter que le dipôle de demi-longueur d'onde (courbe en noir) ne résonne pas à la fréquence centrale envisagée de 30 GHz mais plutôt à la fréquence de 32 GHz. Après une phase d'optimisation, nous avons obtenu le niveau d'adaptation le plus faible pour une longueur du dipôle L_d = 1,35 mm (courbe en vert). Cependant, à partir des mêmes conditions utilisées dans les conditions idéales, nous n'avons pas pu régler la fréquence de résonance à 30 GHz comme dans le cas précédent idéal (Figure 2-4).

Notons également que si la largeur du dipôle (W_d) influence le niveau du pic d'adaptation, elle influence peu la fréquence de résonance.

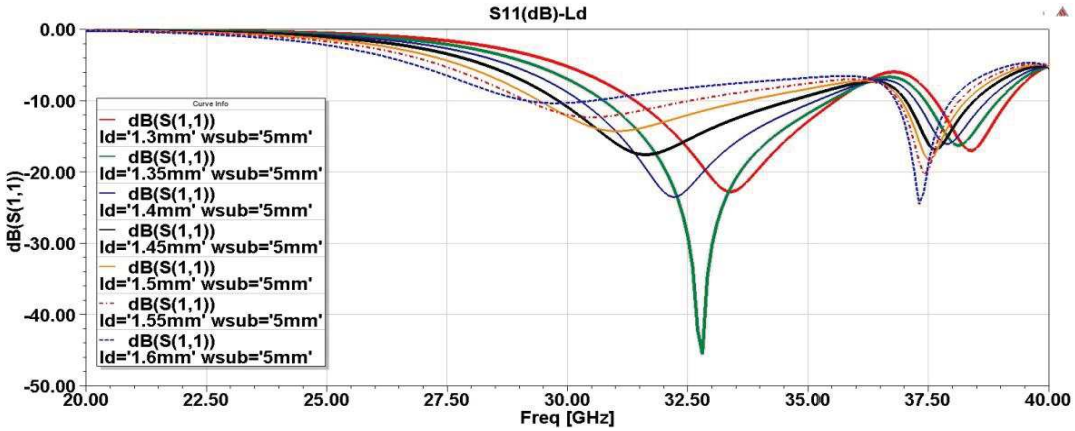


Figure 2-5: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur un substrat fini en bande K_a en fonction de L_d

Le diagramme de rayonnement à la résonance (Figure 2-6) est un diagramme quasi-omnidirectionnel. Une déformation apparaît sur le lobe arrière à cause du plan de masse. L'efficacité de l'antenne est entre 0,78 et 0,91. Notons cependant que ce diagramme et cette valeur sont représentatifs de l'ensemble dipôle-substrat et non pas du dipôle seul sur un substrat de dimensions infinies.

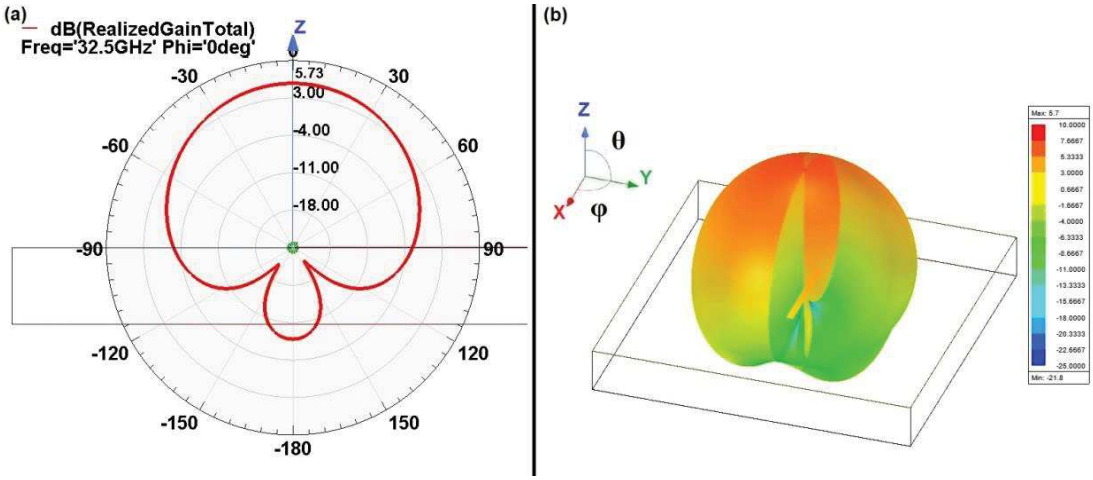


Figure 2-6: Diagramme de rayonnement d'un dipôle: (a) à φ = 0; (b) Vue 3D

<u>Effet des dimensions du substrat dans des conditions réelles:</u>

Ensuite, nous avons étudié l'influence des dimensions du substrat. Nous présentons (Figure 2-7) l'adaptation de l'antenne pour deux substrats de dimensions allant du simple au double (W_{sub} = L_{sub} = 5 mm et W_{sub} = L_{sub} = 10 mm). Nous pouvons remarquer que l'augmentation des dimensions du substrat entraine l'augmentation du nombre de résonances.

En effet, pour le substrat de dimensions latérales de 5*5 mm^2 nous constatons deux résonances (courbe en vert) alors que pour un substrat 10*10 mm^2 nous en observons 5 (courbe en rouge pointillé). Ceci indique la dépendance de l'adaptation du dipôle aux dimensions du substrat. Il s'agit ici d'une première vérification de l'effet cavité (voir §1.5.3.1).

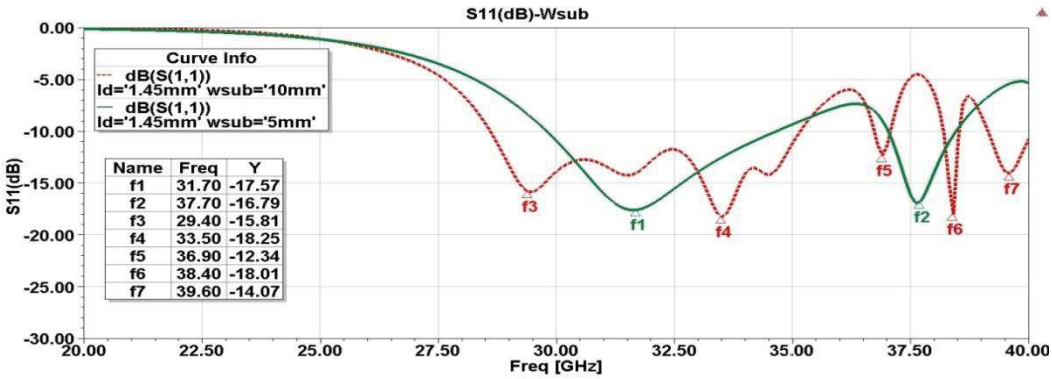


Figure 2-7: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande K_a en fonction de W_{sub}

Nous avons également étudié l'effet d'une base rectangulaire pour le substrat. Nous avons ainsi considéré une variation de la largeur et la longueur du substrat allant de 5 mm à 10 mm. Nous comparons (Figure 2-8) les coefficients de réflexions des 4 cas envisagés : les deux bases carrées (W_{sub} = L_{sub} = 5 mm; W_{sub} = L_{sub} = 10 mm) et les deux bases rectangulaires (W_{sub} = 5 mm et L_{sub} = 10 mm ; W_{sub} = 10 mm et L_{sub} = 5 mm).

Avec un W_{sub} = 10 mm (courbe en rouge pointillé ou noir pointillé) l'amplitude des pics est réduite. Donc, l'élargissement de la base du dipôle (perpendiculaire à son axe) va réduire les niveaux de réflexion, en limitant les réflexions sur les bords.

Par contre, pour une largeur W_{sub} = 5 mm, les niveaux de S_{11} sont plus bas. Avec un L_{sub} = 5 mm, la résonance majeure est à 32,7 GHz et pour L_{sub} = 10 mm elle est décalée jusqu'à 37,6 GHz. Ceci indique que c'est la longueur de la base du dipôle (parallèle à son axe) qui va gouverner les fréquences de résonance.

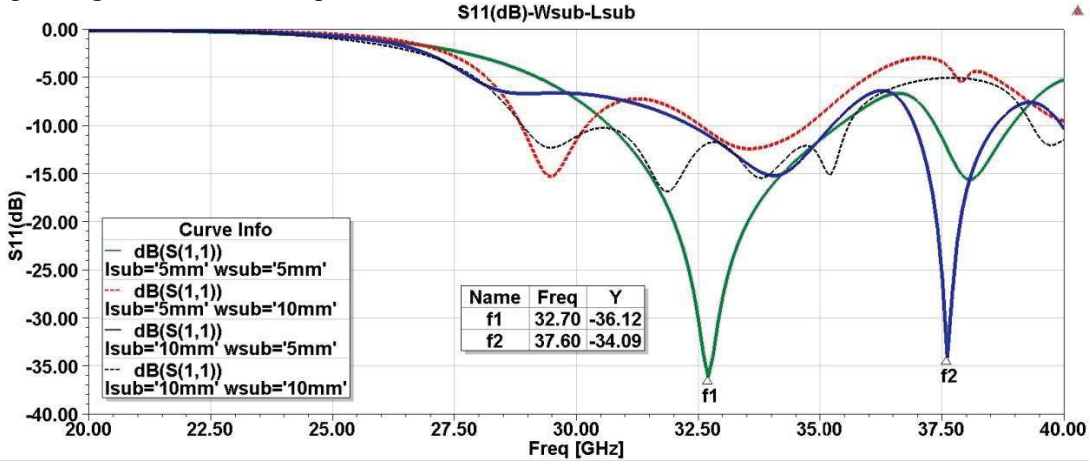


Figure 2-8: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande K_a en fonction de W_{sub} et L_{sub}

Effet de la résistivité du substrat:

Nous avons également effectué une étude de l'effet de la résistivité du substrat ou sa conductivité sur l'adaptation. Nous montrons (Figure 2-9), l'évolution fréquentielle du paramètre S_{11} pour différentes valeurs de conductivité. Nous avons retenu ce paramètre car il est utilisé par le logiciel HFSS pour la définition des matériaux. Quelques valeurs de conductivité du silicium utilisées lors de cette étude sont indiquées dans le Tableau 2-1.

Tableau 2-1: Valeurs de la résistivité et de la conductivité du Si

Conductivité du Si (S/m)	Résistivité du Si (Ω.cm)
0,01	10000
0,1	1000
1	100
10	10
100	1

Pour une conductivité σ = 10 S/m correspondant à du silicium commercial, nous pouvons remarquer la disparition des résonances sur la courbe d'adaptation (courbe en rouge pointillé). Ceci est dû aux fortes pertes dans le Si. La tangente des pertes étant inversement proportionnelle à la résistivité comme l'indique la relation :

$$\tan \delta_e = \frac{1}{\varepsilon' . \rho . \omega} \tag{27}$$

À partir d'une résistivité ρ >100 Ω.cm, les pertes sont réduites et le comportement de l'adaptation devient similaire avec deux résonances à 32,5 GHz et 38 GHz.

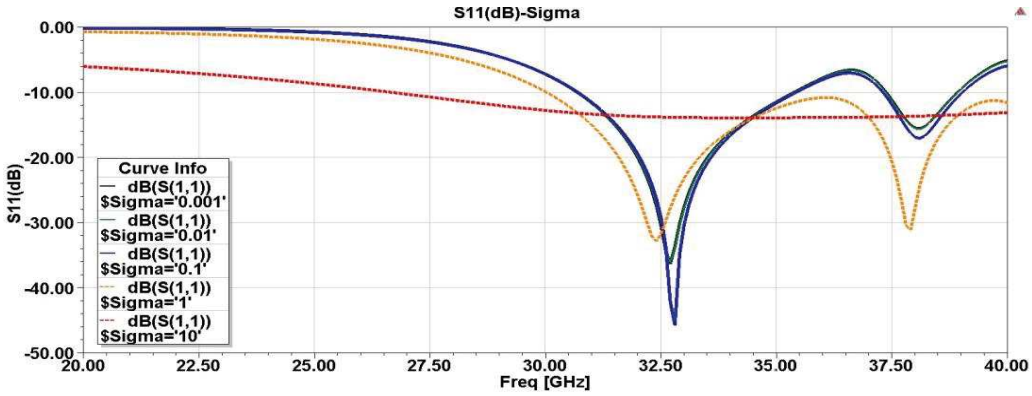


Figure 2-9: Évolution du paramètre S_{11} pour un dipôle sur Si en bande Ka en fonction de la conductivité

À l'issue de ces simulations nous avons fixé la résistivité du Si-HR à 10 KΩ.cm pour nos simulations sauf indication contraire.

2.2.2.2 Simulations d'un canal en Bande K_a

En prenant le dipôle conçu et présenté dans le paragraphe précèdent pour modèle, nous avons formé un canal de propagation entre deux simples dipôles placés en face à face (Figure 2-10). Nous avons caractérisé ce canal en bande K_a pour différents paramètres géométriques et électromagnétiques.

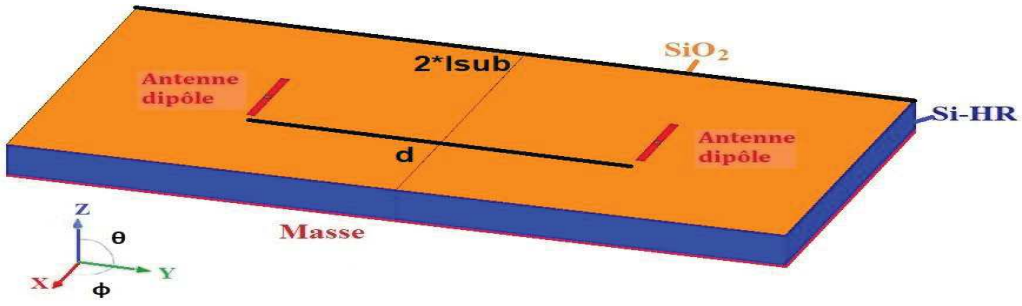


Figure 2-10: Canal de propagation entre deux dipôles en bande Ka

Transmission dans le Si :

Tout d'abord, nous avons considéré deux dipôles placés au milieu de leurs bases respectives (Figure 2-10). La distance de séparation entre les deux dipôles est donnée par: $d = L_{sub}$.

Les coefficients de réflexion des deux antennes (S_{11}, S_{22}) obtenus sont similaires à ceux obtenus dans le cas des dipôles isolés et présentés dans les paragraphes précédents.

Quant aux coefficients de transmission ($S_{21} = S_{12}$) ils sont présentés sur la Figure 2-11. Nous pouvons remarquer qu'en augmentant la distance de séparation entre les deux dipôles ($d=L_{sub}$), de nouveaux zéros de transmission apparaissent et les bandes passantes à -3 dB sont rétrécies. Par exemple, pour le cas où L_{sub} = 5 mm (courbe en vert), un zéro de transmission apparait à 38 GHz et la bande passante entre f_3 et f_2 est de: BW_{-3dB} = 6 GHz. Cette bande passante reste encore insuffisante pour des applications du type WiNoC.

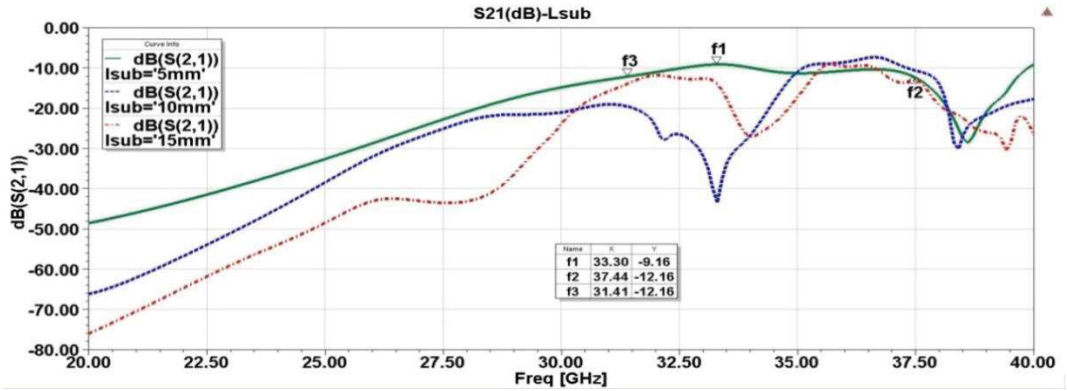


Figure 2-11: Évolution du paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande K_a en fonction de L_{sub}

Pire encore, lorsque la distance augmente cette bande diminue. Par exemple, dans le cas où d = 30 mm (2*L_{sub}) (courbe en rouge pointillé), un autre zéro apparait à 33 GHz, ce qui réduit la bande passante à moins de 2 GHz.

Pour les trois distances considérées, le niveau maximal de transmission atteint est supérieur à -10 dB, et cela malgré l'augmentation de la distance de séparation. Ceci peut être expliqué par le guidage des ondes dans le Silicium.

Transmission dans l'air:

Pour analyser la transmission dans l'air, nous avons considéré deux dipôles placés au centre de deux bases carrés de 5*5 mm^2 séparés cette fois par une boîte d'air fictive de dimensions 5*g mm^2, ou g est une distance variable (Figure 2-12) avec $d = g + L_{sub}$.

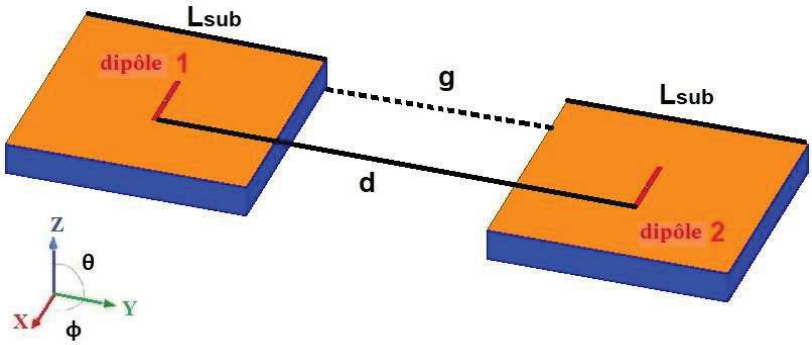


Figure 2-12: Canal de propagation entre deux dipôles en bande Ka séparés par une boîte d'air

Tout d'abord nous pouvons constater (Figure 2-13) que la même adaptation est obtenue pour les deux antennes, malgré le changement de distance de séparation entre elles.

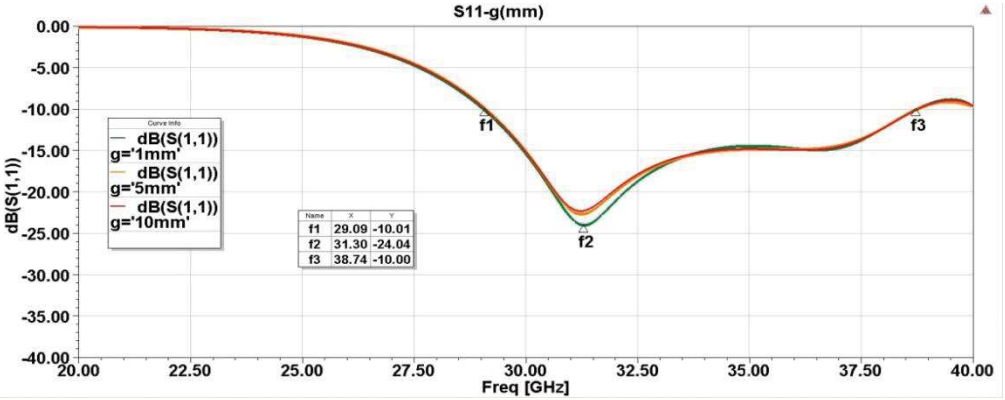


Figure 2-13: Évolution du paramètre S_{11} pour les dipôles sur Si/Air en bande K_a en fonction de g

Nous présentons sur la Figure 2-14, les résultats de simulation de la transmission entre les deux antennes. Pour une distance g = 1 mm de séparation des substrats, un niveau de -20 dB est atteint sur une large bande [27,7 – 36,6] GHz (BW ≈ 9 GHz ≈ 30%).

Lorsque le gap «g» augmente, le niveau de transmission décroit à raison de 2,5 dB/mm. Il est à noter que nous ne remarquons pas de zéros de transmission comme cela était le cas pour la transmission sans gap d'air. Cela est dû à une transmission dans l'espace libre. Les niveaux des paramètres S_{21} sont plus bas que les niveaux de transmission sur un substrat silicium et si nous considérons ces transmissions dans l'air, il sera nécessaire d'amplifier les signaux pour corriger les pertes, ce qui risque d'ajouter une consommation d'énergie indésirable.

En conclusion, la transmission dans le substrat reste préférable en termes de niveau de transmission, par contre une montée en fréquence sera nécessaire pour élargir la bande passante à -3dB et espérer des débits plus élevés. Cette montée en fréquence nécessite de nouvelles études afin d'évaluer les problèmes liés à la propagation dans le substrat silicium.

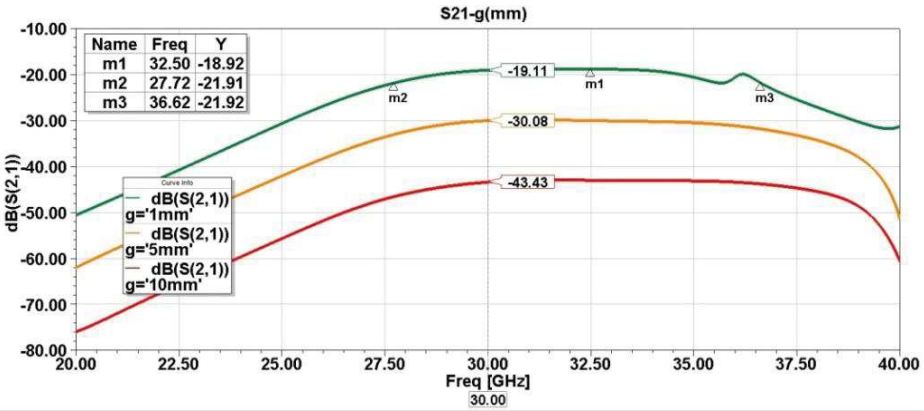


Figure 2-14: Évolution du paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si/Air en bande Ka en fonction de g

2.2.3 Simulations des canaux en bande V

2.2.3.1 Validation des résultats sur CST et HFSS

Dans un effort de validation des premières simulations, nous présentons dans ce paragraphe les résultats de simulations réalisées sur les deux logiciels HFSS et CST. Les simulations ont été effectuées en imposant les mêmes conditions de frontières et d'excitation des dipôles. Nous considérerons ici la bande V [40-75] GHz avec une fréquence centrale de 60 GHz.

Nous avons utilisé les mêmes hypothèses que dans la section précédente, c'est à dire des dimensions de la base de substrat: 5*5*0,675 mm^3, entourée de frontières rayonnantes éloignées d'une longueur d'onde (à 60 GHz, λ = 1,45 mm). La longueur optimale du dipôle L_d est de 1,27 mm et sa largeur W_d est fixée à 0,1 mm.

Les résultats de simulation de l'adaptation de ces antennes sont présentés sur la Figure 2-15. Nous pouvons remarquer un accord parfait entre les deux approches de modélisation (éléments finis fréquentiels pour HFSS et différences finies temporelles pour CST). Nos modèles numériques sont donc validés par ces résultats.

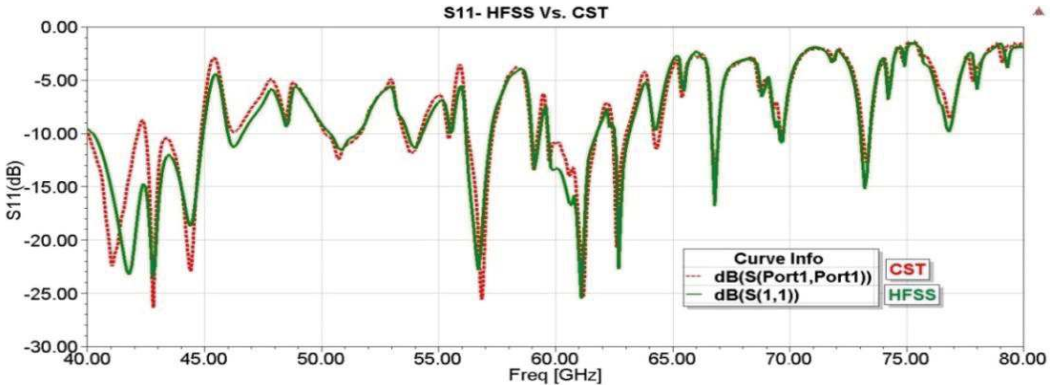


Figure 2-15: Paramètre S_{11} d'un dipôle sur Si en bande V simulé sur CST et HFSS

D'un autre côté, nous pouvons constater une augmentation considérable du nombre de résonances par rapport à ce que nous avons observé dans la bande K_a. Une fois encore, ceci est dû au fait que le substrat silicium se comporte comme une cavité, siège d'ondes stationnaires. L'augmentation du nombre de modes dans le substrat, peut être évaluée d'après la formule (§1.5.3.1) :

$$N = \frac{8.\pi.V}{\lambda^3}.\frac{\Delta f}{f_0} \tag{28}$$

Sachant que dans les deux cas (Bandes K_a et V), nous avons considéré le même volume de substrat silicium et le même rapport entre la bande passante et la fréquence centrale:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{2}{3} \tag{29}$$

Le nombre de modes est inversement proportionnel au cube de la longueur d'onde. Dans ces conditions, le rapport entre le nombre des modes entre les bandes V et K_a devient :

$$\frac{N_V}{N_{Ka}} = \frac{(\lambda_{@30\ GHz})^3}{(\lambda_{@60\ GHz})^3} = 8 \tag{30}$$

Alors, le nombre de modes excités sera approximativement multiplié par 8 dans la bande V par rapport à celui dans la bande K_a. Ce nombre de modes peut encore être plus grand selon la géométrie du substrat, de ses dimensions ainsi qu'en fonction des éléments rayonnants.

Si nous nous intéressons au coefficient de transmission entre deux antennes séparées par une distance de 5 mm, nous pouvons de nouveau constater (Figure 2-16) la très bonne concordance des résultats issus des logiciels CST et HFSS.

Une augmentation similaire à ce que nous avons observé pour les résonances de l'adaptation, du nombre de zéros de transmission peut être constatée. Comme le nombre de modes a augmenté, leurs réflexions et leurs interférences deviennent plus évidentes.

Les interférences destructives vont engendrer plus de zéros de transmission. Les interférences constructives vont elles, entraîner une augmentation des niveaux de transmission (un niveau maximal de -4 dB en bande V par rapport à un niveau maximal de -10 dB en bande Ka).

En conclusion, nous avons mis en évidence les problèmes liés à la propagation dans le substrat diélectrique et cela à l'aide de deux logiciels ayant deux méthodes différentes de résolution des équations de Maxwell. Ces résultats vont ensuite être validés par des mesures.

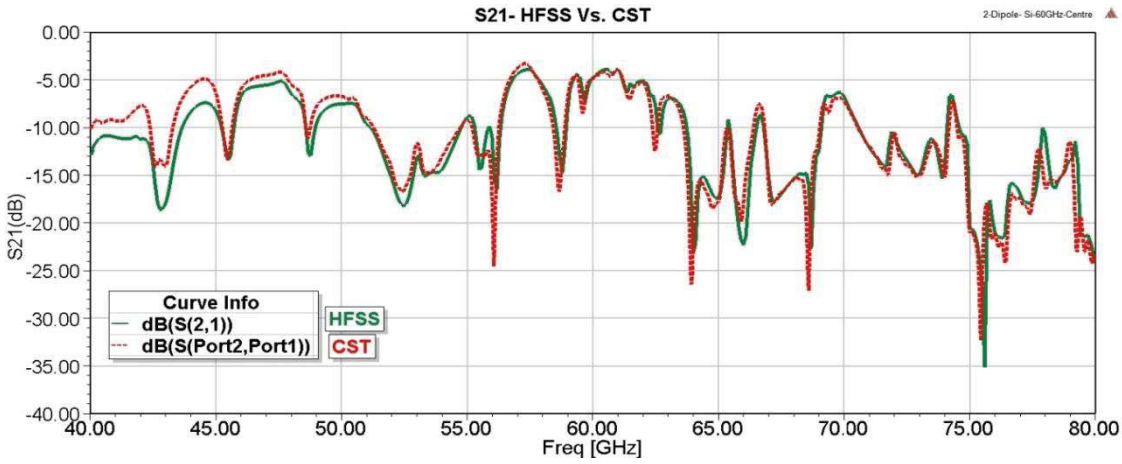


Figure 2-16: Paramètre S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande V sur CST et HFSS

2.2.3.2 Effet des dimensions du substrat en bande V

Les problèmes engendrés par les caractéristiques du Si deviennent plus critiques lorsque les dimensions et la fréquence augmentent. À titre d'exemple, nous examinons les résultats de simulations de la transmission entre deux dipôles sur un substrat Si-HR de dimensions 20*20*0,675 mm^3 dans la bande V.

Le coefficient de réflexion est présenté sur la Figure 2-17. Nous pouvons voir une augmentation considérable du nombre de fréquences de résonance, ce qui correspond bien à l'augmentation de nombre de modes N qui est proportionnelle au volume de la cavité.

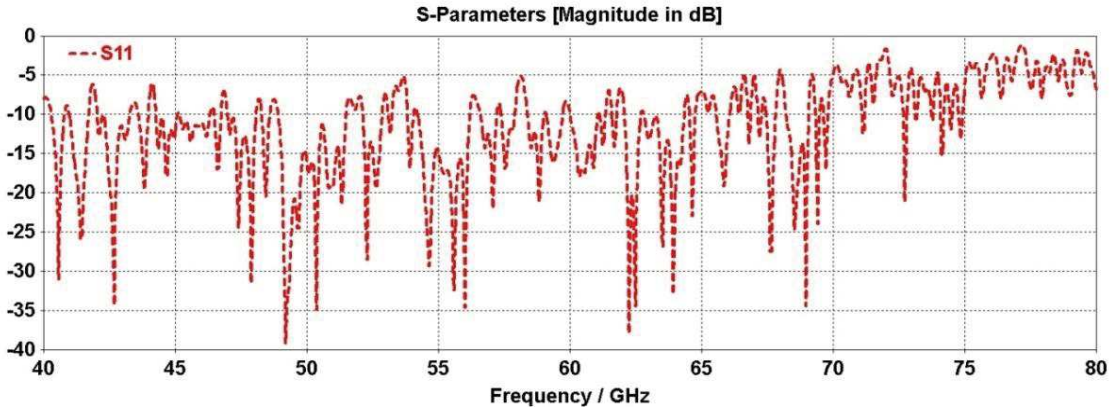


Figure 2-17: Paramètre S_{11} d'un dipôle sur une cavité Si volumineuse en bande V sur CST

De même, pour le coefficient de transmission présenté sur la Figure 2-18. En raison de l'augmentation de nombre de modes, il y a plus d'interférences destructives et donc plus de zéros de transmission ce qui entraîne de multiples bandes étroites. La transmission devient presque impossible.

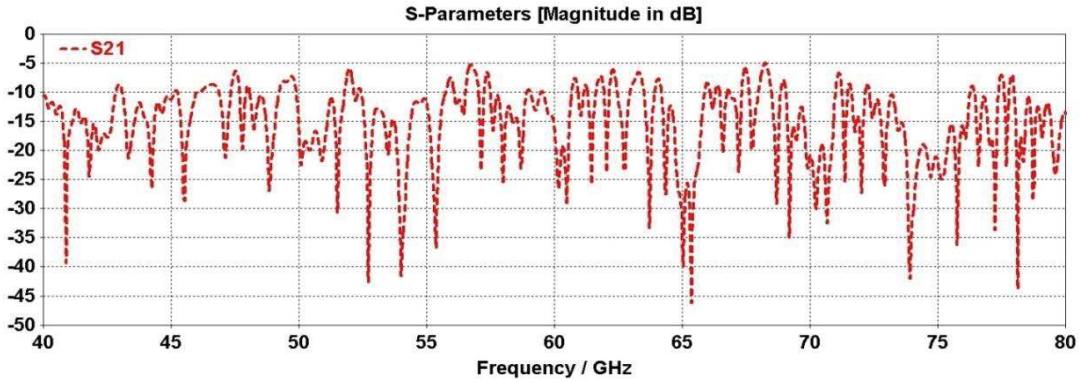


Figure 2-18: Paramètre S_{21} entre deux dipôles sur une cavité Si volumineuse en bande V sur CST

Une autre façon de visualiser l'effet «cavité» du substrat silicium est de visualiser la distribution du champ électrique dans celui-ci. Par exemple, pour le cas précédent où nous avons considéré un substrat de 20*20*0,675 mm^3, nous présentons (Figure 2-19) la distribution du champ électrique dans le substrat silicium à la fréquence de 60 GHz. Nous pouvons constater une répartition complexe du champ électrique typique de celle existant dans une cavité surdimensionnée avec l'apparition de zones de forte concentration de champ et d'autres où le champ électrique est très faible.

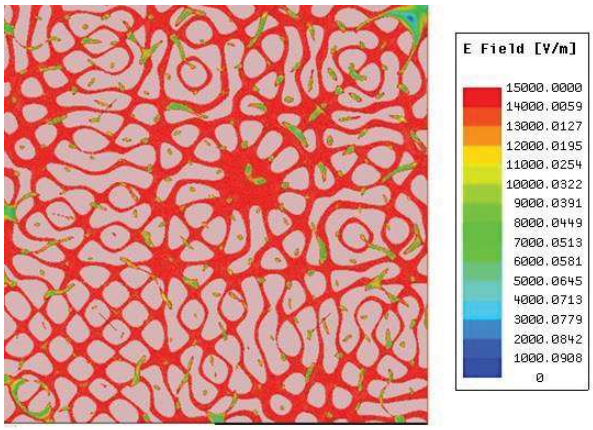


Figure 2-19: Distribution du champ électrique dans la cavité surdimensionnée

Toutes ces simulations mettent en évidence l'importance du substrat silicium et de l'environnement des éléments rayonnants dans la conception et la caractérisation de systèmes de transmission sans fils au sein des puces électroniques. Nous mettons en évidence dans le paragraphe suivant, les mêmes problèmes engendrés par le substrat silicium et nous étudions l'effet du plan de masse sous le substrat dans une bande Sub-THz autour de 200 GHz.

2.2.4 Simulation des canaux en bande Sub-THz

L'intérêt d'envisager des communications dans la bande Sub-THz offre la possibilité de réduction des tailles des antennes et d'obtention de larges bandes passantes.

Dans les sections précédentes nous avons mis en évidence les problèmes des structures en bande EHF sur silicium et plus particulièrement en bandes Ka et V. Nous retrouvons bien évidemment ces problèmes de façon plus manifestes dans la bande Sub-THz.

En fait, le nombre de modes de substrat devient extrêmement difficile à déterminer en hautes fréquences notamment parce que les cavités deviennent très volumineuses par rapport à la longueur d'onde. Dans le Tableau 2-2, nous établissons le bilan du nombre de modes obtenus lors des différentes simulations effectuées y compris celles effectuées pour la bande Sub-THz.

Tableau 2-2: Augmentation de nombre de modes avec le volume et la fréquence

Bande	Fréquence F_0 (GHz)	Largeur (mm)	Longueur (mm)	Hauteur (mm)	V (m^3)	λ (mm)	ΔF (GHz)	N
Ka	30	5	5	0,675	$1,68*10^{-8}$	2,90	20	12
Ka	30	5	10	0,675	$3,37*10^{-8}$	2,90	20	23
Ka	30	10	5	0,675	$3,37*10^{-8}$	2,90	20	23
Ka	30	10	10	0,675	$6,75*10^{-8}$	2,90	20	46
V	60	5	5	0,675	$1,68*10^{-8}$	1,45	40	93
V	60	20	20	0,675	$2,70*10^{-8}$	1,45	40	1486
mm	200	1	1	0,1	$6*10^{-10}$	0,43	100	92
mm	200	5	5	0,1	$2,50*10^{-9}$	0,43	100	382
mm	200	5	5	0,675	$1,68*10^{-8}$	0,43	100	2579

2.2.4.1 Étude des canaux sans plan de masse

Dans les études précédentes, nous avons étudié les effets des dimensions et des caractéristiques de la couche de silicium. Nous n'avons pas analysé l'effet du plan de masse placé sous le substrat diélectrique notamment dans le cas de fréquences très élevées (bande Sub-THz).

Dans une série de simulations préliminaires sur des dipôles dans la bande Sub-THz, nous avons analysé les effets d'un plan de masse placé sous le substrat, en comparant les résultats de simulations HFSS des canaux sans et avec ce plan de masse.

Nous présentons sur la Figure 2-20, la structure modélisée sous HFSS comprenant deux dipôles placés sur un substrat silicium sans plan de masse inférieur et ayant des dimensions de 1*1 mm^2 et 100 µm d'épaisseur. La fréquence centrale considérée est de 200 GHz ce qui implique une longueur d'onde dans le silicium de 435 µm. Dans ces conditions, la longueur optimale du dipôle est de 210 µm. Les dipôles et leur base silicium sont séparés par de l'air ou par un substrat Si-HR d'une distance «g» comme indiqué sur la Figure 2-20. Nous avons fait varier la distance séparant les dipôles «s» de 2 à 6 mm.

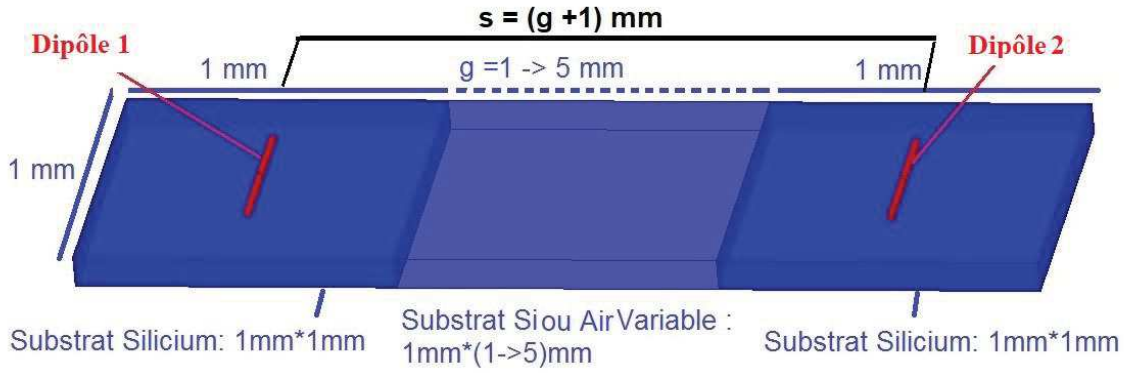


Figure 2-20: Canal de propagation sur Si-HR sans plan de masse

Pour un seul dipôle sur Si-HR sans plan de masse, nous obtenons une adaptation sur une large bande passante (Figure 2-21) dans le cas où les dipôles sont séparés par l'air (courbe en vert). Par contre, si les deux dipôles sont sur un substrat silicium continu sans plan de masse, de multiples résonances apparaissent (courbes pointillées en noir ou rouge). Finalement, si les dipôles sont sur un substrat continu avec un plan de masse continu les deux antennes ne résonnent plus (courbes pointillées en orange ou bleu marine).

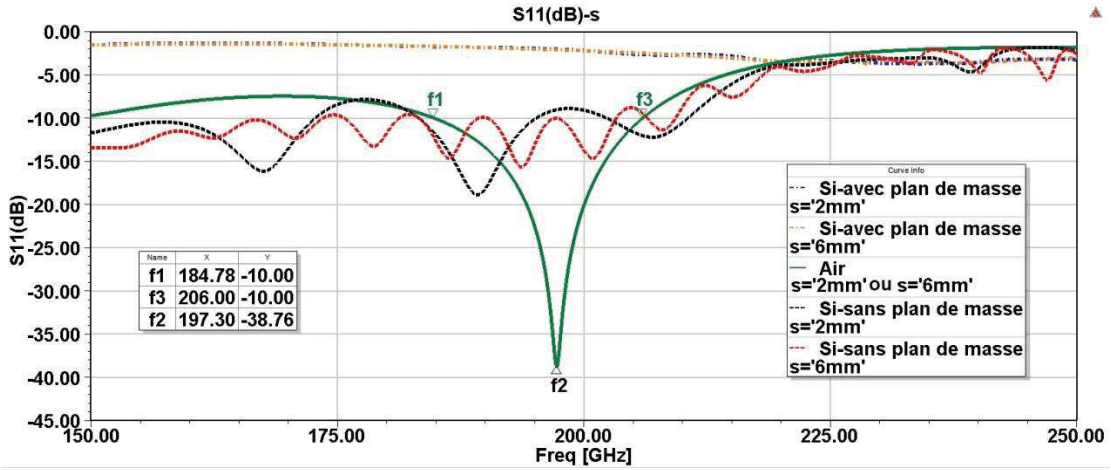


Figure 2-21: Évolution du paramètre S_{11} d'un dipôle en bande Sub-THz

Pour une communication entre deux dipôles séparés par une distance «s» avec une transmission dans l'air, nous avons les mêmes effets de pertes que ceux notés dans §2.2.2.2, i.e. la transmission reste stable sur une large bande de fréquence. Le niveau de transmission est inférieur à -20 dB et nous pouvons constater une diminution de la transmission à raison de ≈ -10 dB/mm (Figure 2-22).

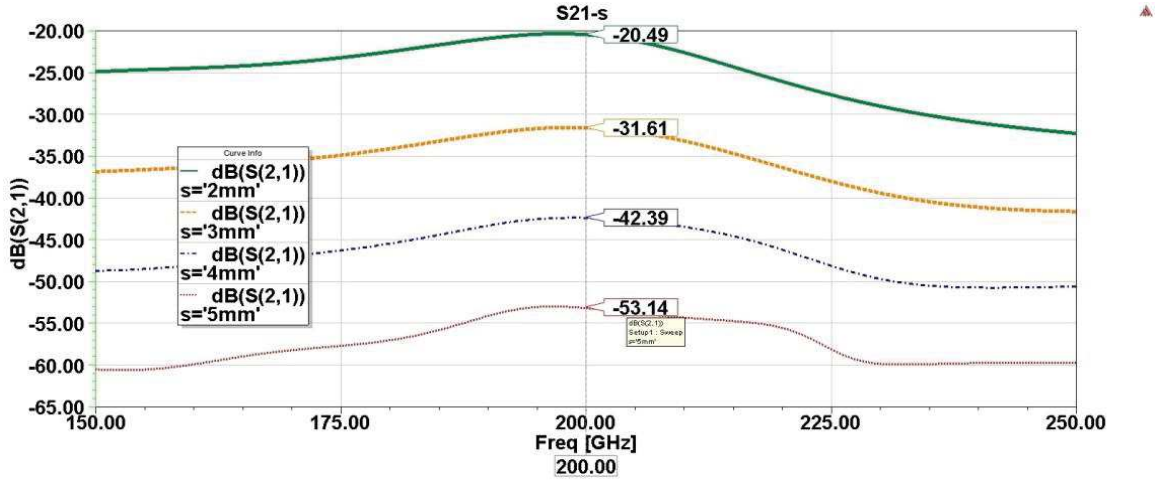


Figure 2-22:Paramètres S_{21} entre deux dipôles sur Si/Air en bande Sub-THz en fonction de s

Si nous considérons maintenant les résultats de transmission entre antennes placées sur un même substrat silicium sans plan de masse, les résultats montrent des niveaux de transmission relativement constants entre -5 et -10 dB sur une large bande passante (courbe en rouge) allant de 163 à 205 GHz c.à.d. de 42 GHz pour une distance de 2 mm (Figure 2-23). Pour une distance de 6 mm, la bande va de 176 à 212 GHz c.à.d. 36 GHz (courbe en noir). Il faut noter que dans ces simulations les dimensions des circuits sont très faibles ce qui limite le nombre de modes et des zéros de transmissions pouvant exister dans la structure contrairement aux cas traités précédemment.

Nous reprenons le cas avec substrat continu et un plan de masse continu et nous remarquons que dans ce cas, les niveaux de transmission diminuent et les zéros apparaissent (courbes en orange et bleu pointillées).

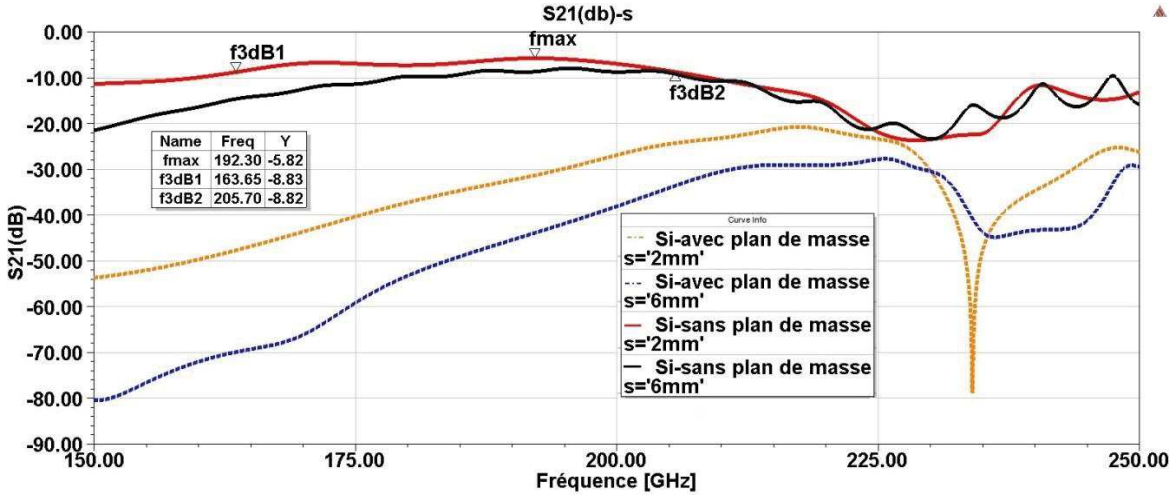


Figure 2-23: Paramètres S_{21} entre deux dipôles sur Si en bande Sub-THz en fonction de s

Ces niveaux de transmission permettent d'envisager l'utilisation de transmissions sans fils pour des applications de type WiNoC au sein des puces dans le cas où le silicium est sans plan de masse. Cependant cette structure ne semble pas très réaliste et en réalité le plan de masse sera nécessaire pour les structures CMOS.

Nous avons cherché à valider les études électromagnétiques précédentes par des mesures et nous présentons dans la section suivante la conception et les mesures des circuits tests que nous avons fait réaliser avec des procédés de fabrication CMOS.

2.3 CONCEPTION DES PROTOTYPES EN BANDES K_A ET V

Dans le but de caractériser des canaux de transmission sans fils sur puces de façon réaliste et afin de valider les études électromagnétiques précédentes, nous avons conçu un certain nombre de circuits tests sur substrat silicium comprenant des antennes dipôles et patch et prévus pour fonctionner dans les bandes K_a et V. l'objectif de ces circuits est la mise en évidence des problèmes des antennes intégrées sur Si-HR. Les caractéristiques du substrat silicium sont celles détaillées dans le paragraphe §2.2.1.

Les structures ont été fabriquées au laboratoire GREMAN de l'Université de Tours selon le procédé décrit dans la thèse de Rozenn Allanic [113].

Le choix des bandes K_a et V est lié aux instruments de mesure présents au Lab-STICC et présentés dans la section §2.3.1.

2.3.1 Conception et réalisation des éléments rayonnants

Le choix de la bande EHF pour les systèmes WiNoC afin d'augmenter la bande passante implique une réduction des tailles des circuits. Nous avons donc conçu des antennes miniatures dont les mesures nécessitent des alimentations conformes à leurs tailles. L'utilisation de câbles coaxiaux est difficilement compatible avec l'alimentation de telles antennes. L'ensemble des mesures a été effectué sous-pointes ce qui a nécessité une phase de conception pour prendre en compte ces accès.

Les sondes utilisées présentent un pas de 150 µm (Figure 2-24), le pas étant la distance entre le centre des pointes. Les valeurs typiques des pas sont 50, 75, 100, 150 et 250 microns, pour les fréquences millimétriques.

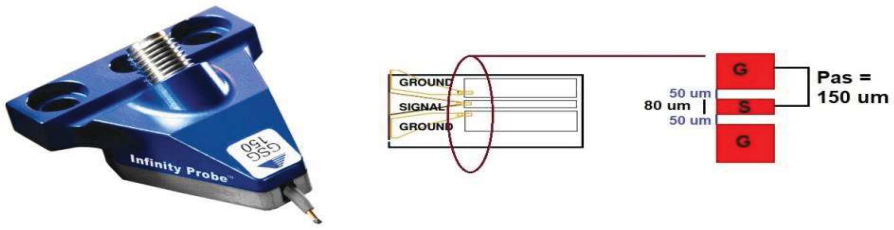


Figure 2-24: Les sondes GSG Infinity

Afin de permettre les mesures sous pointes notamment pour des antennes dipôles, une structure à balun simple a été conçue comme indiqué à la Figure 2-25. Des guides coplanaires CPW (Co-Planar Waveguide) reçoivent les sondes GSG, ensuite une transition progressive d'une ligne couplée coplanaire CPS (Co-Planar Strip) assure l'alimentation du dipôle. La dimension des plans de masse a été optimisée sous HFSS de façon à présenter un court-circuit et relier le plan de masse inférieure sans avoir à réaliser de via ou utiliser de fils de liaison. De plus, il s'agit d'une conception compacte et économique, car la structure est intégrée et réalisée à l'aide d'un processus de fabrication de circuits intégrés standard [93], [153].

Un arc de cercle a été ajouté sur la masse qui n'est pas reliée au dipôle. Cet arc a été optimisé sous HFSS de façon à assurer une bonne adaptation de l'antenne et à équilibrer les champs électromagnétiques (donc le rayonnement de l'antenne).

La longueur de dipôle dans la bande K_a est optimisée d'après §2.2.2.1 à 1,85 mm pour résonner à 30 GHz. Le dipôle dans la bande V a une longueur optimale de 1,27 mm.

La longueur des 2 lignes CPS à transition progressive qui alimentent les brins de dipôle est de 632 µm (≈ λ/4 @ 35GHz). Le pas de la ligne CPW respecte le pas utilisé pour les sondes. Les deux stubs de CPW qui reçoivent la masse ont une longueur de 1,25 mm (≈ λ/2 @ 35GHz).

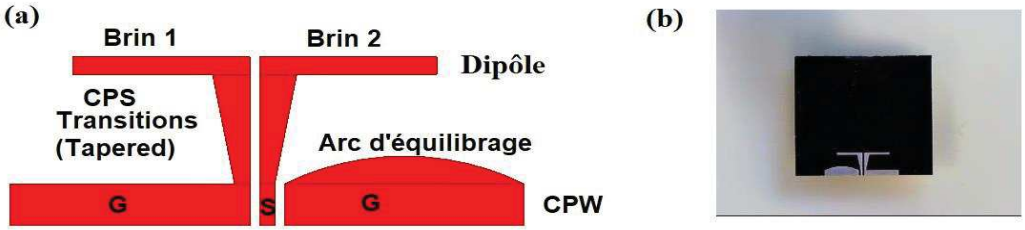


Figure 2-25: (a) Conception des antennes dipôle et (b) dipôle réalisé

Afin de confirmer que les phénomènes rencontrés dépendent plutôt du substrat Si et pas du format des antennes, nous avons également conçu des antennes patch à encoches [143] devant résonner à 52 GHz. Ces patchs sont alimentés par une ligne micro-ruban à transition progressive ('tapered') reliée à la ligne signal des pointes GSG. Les plans de masses ont été conçus de façon similaire à ceux des dipôles de façon à connecter la masse dans la couche des antennes au plan de masse inférieure. Les dimensions de ces antennes sont présentées sur la Figure 2-26.

Nous avons conçu plusieurs canaux constitués par deux dipôles séparés par différentes distances (5,7 ou 10 mm) et avec différents alignements (en vis à vis ou bien décalés l'un par rapport à l'autre). L'ensemble des antennes/canaux réalisés est indiqué dans le Tableau 2-3.

Une partie du masque est présentée sur la Figure 2-27.

Les résultats de mesure sont présentés dans le paragraphe suivant.

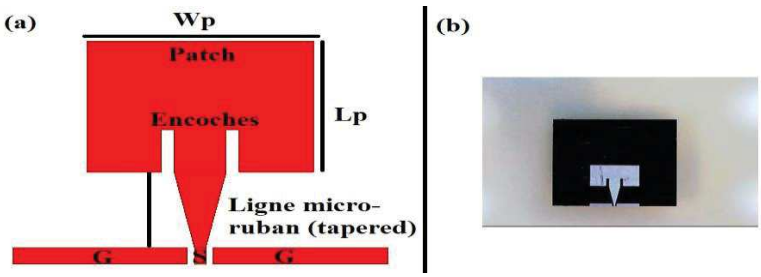


Figure 2-26: (a) Conception des antennes patch et (b) patch réalisé

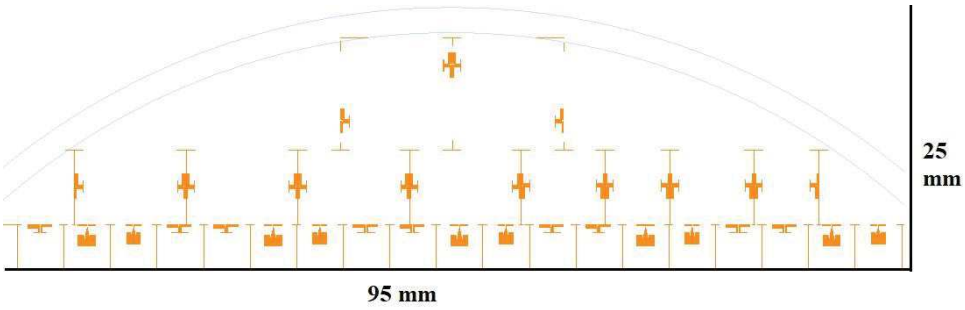


Figure 2-27: Une partie du masque du wafer réalisé

Tableau 2-3: Structures réalisées

Bande	Structure	Nombre
K_a	Dipôle	8
K_a	Patch	10
V	Dipôle	10
V	Patch	10
V	Canal : deux dipôles alignés (5 mm)	4
V	Canal : deux dipôles alignés (7 mm)	4
V	Canal : deux dipôles alignés (10 mm)	8
V	Canal : deux dipôles décalés (10 mm)	4

2.4 ANALYSE DES RÉSULTATS ET IDENTIFICATION DES PROBLÈMES

Les mesures ont été effectuées sous pointe au sein de Lab-STICC d'une part à l'Université de Bretagne Occidentale (Brest) et d'autre part à l'IMT-Atlantique (Plouzané). Les deux bancs de mesure se composent des stations sous-pointes, les analyseurs, les sondes GSG, une caméra, la connectique et les accessoires (Figure 2-28).

Les premières campagnes de mesures dans la bande K_a ont été effectuées à l'UBO. Des limitations sur les bandes de fréquences mesurables par la connectique présente à l'UBO, nous ont obligés à faire les campagnes de mesures dans la bande V à l'IMT-Atlantique.

L'analyseur de réseau vectoriel utilisé à l'UBO est le Vector Network Analyzer (VNA) E8364A (10MHz-50 GHz) de chez Agilent/Keysight Technologies. L'analyseur de l'IMT est un ZVA67-VNA (10 MHz-67 GHz) de chez Rhode & Schwarz.

La station de l'UBO utilise des sondes GSG de type Infinity (I50-AGSG-150) de Cascade Micro-Tech. Les sondes de la station de l'IMT sont des 67A-GSG-150-EDP de Cascade Micro-Tech également [154]. Les deux types de pointes ont imposé la conception des alimentations des antennes.

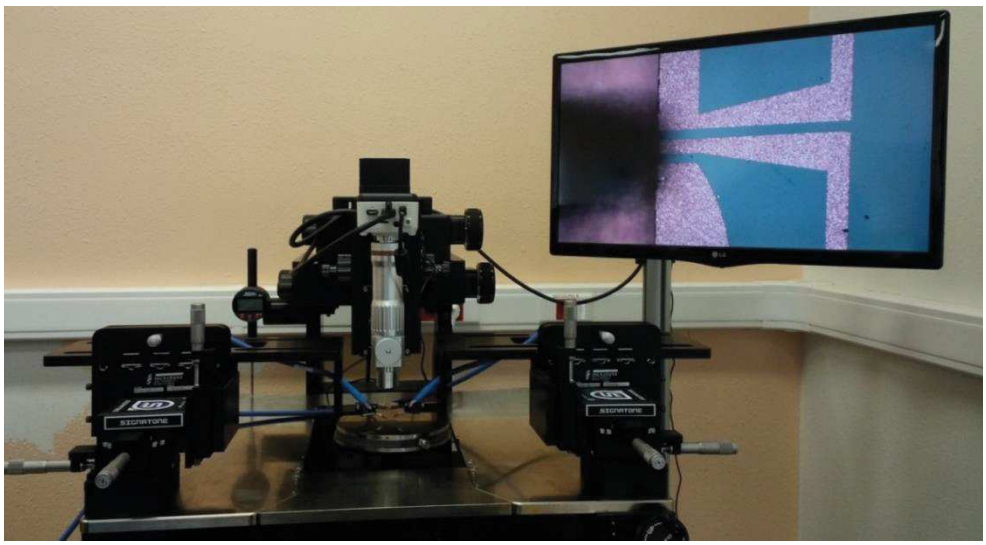


Figure 2-28: Station sous-pointe à l'IMT-Atlantique

2.4.1 Résultats de mesures en bande Ka : analyse et validation des modèles numériques

Les mesures des antennes et des canaux dans deux bandes différentes ont pour but la validation des résultats obtenus en simulation et la mise en évidence du problème de la cavité.

Nous nous intéressons aux mesures de paramètres S. Les mesures de diagramme de rayonnement étant difficiles à réaliser dans le cas des antennes sur puces avec des dimensions millimétriques en absence des chambres anéchoïques convenables.

Les mesures en bande K_a ont été effectuées au Lab-STICC avec un analyseur de réseau vectoriel E8364A (Agilent Technologies) connecté à la station sous-pointes utilisant des sondes GSG. Une calibration SOLT (Short-Open-Load-Through) a été utilisée pour supprimer les erreurs de mesure systématiques des instruments utilisant le kit disponible au Lab-STICC.

Dans un premier temps, nous présentons les résultats concernant les antennes patch. Comme leur rayonnement principal n'est pas a priori bien orienté parallèlement au plan du substrat, elles ont été conçues pour une évaluation du stockage d'énergie dans le silicium. Par exemple, nous présentons la comparaison entre le paramètre S_{11} mesuré (en vert) et simulé (en rouge pointillé) d'une antenne patch en bande K_a (Figure 2-29). Nous remarquons un bon accord entre les deux résultats, mais surtout que 4 fréquences de résonance apparaissent dans la bande [20-50 GHz], alors que pour une antenne placée sur un substrat de dimensions infinies, il n'y en aurait qu'une. Une résonance supplémentaire apparaît en mesure à cause des conditions de mesure. Ce comportement démontre que le substrat silicium a une influence prépondérante par rapport au format des antennes.

Dans un second temps, nous avons mesuré le canal de propagation entre deux dipôles chacun sur son propre substrat (Figure 2-30). Les deux dipôles étant collés, alignés et déposés sur un substrat silicium servant de support. La distance de séparation entre les deux dipôles est de 7,5 mm. Sur la Figure 2-30, nous présentons une photographie du dispositif de mesure où nous avons indiqué la distance entre les deux dipôles.

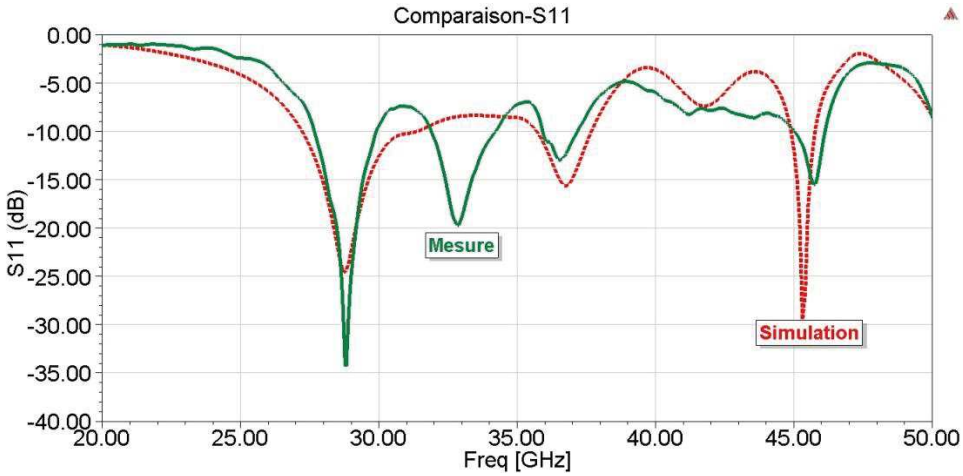


Figure 2-29: Comparaison entre simulation et mesure de paramètre S_{11} pour un patch en bande K_a

Ainsi, pour les simples dipôles, nous utilisons des substrats de base 5*5 mm^2, les hauteurs des différentes couches sont conformes à la structure des simulations (H_{Si} = 675 µm; H_{SiO2} = 2 µm; $H_{métal}$ = 2 µm).

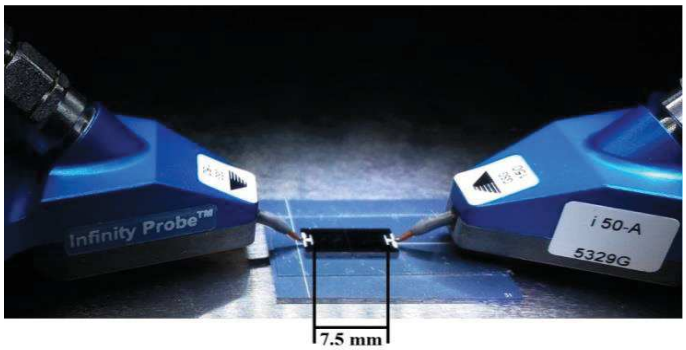


Figure 2-30: Mesures du canal entre deux dipôles au Lab-STICC - UBO

Les résultats de mesure de l'adaptation présentés sur la Figure 2-31 (courbe en vert) montrent l'apparition d'une fréquence de résonance à 38,5 GHz. La comparaison des résultats de simulation HFSS et de mesure (Figure 2-31) montre un bon accord sur les paramètres de réflexion des deux antennes S_{11}/S_{22} validant de nouveau nos modélisations numériques. Néanmoins, la différence dans la bande passante à -10 dB entre simulation et mesures est notée. Autour de la fréquence centrale, la bande passante est :

A. En mesure: $BW_{-10dB}\,(GHz) = F_{h1} - F_l = 10{,}2\ Ghz$
B. En simulation: $BW_{-10\,dB}(GHz) = F_{h2} - F_l = 5{,}8\ GHz$

Cette différence est due à l'environnement de l'antenne et aux conditions de mesure, ainsi qu'à l'incertitude concernant les pertes et la résistivité du silicium. Nous avons considéré lors des simulations EM une résistivité de 1 KΩ.cm (i.e. σ = 0,1 S/m) qui peut être différente de la résistivité du substrat silicium réalisé.

En effet, la fabrication peut modifier légèrement les pertes du silicium et la résistivité par rapport aux valeurs envisagées dans la simulation. Les légers décalages des fréquences de résonances peuvent être attribués aux légers changements de dimensions dus à la découpe des wafer. Les multiples fréquences de résonances constatées en simulation sont plus atténuées lors des mesures principalement en raison des pertes qui atténuent leur niveau.

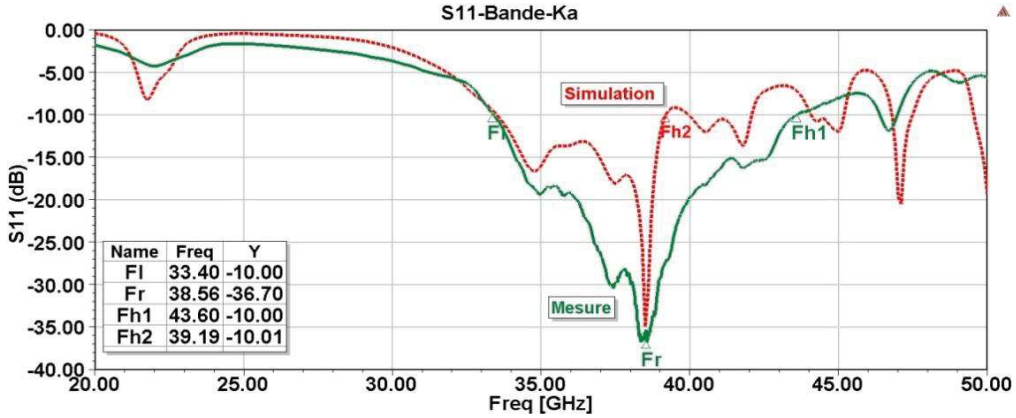


Figure 2-31 : Comparaison entre simulation et mesure de paramètre S_{11} pour un dipôle en bande K_a

Nous présentons (Figure 2-32), le diagramme de rayonnant obtenu par simulation lorsqu'on ne considère qu'une antenne excitée. Ce diagramme correspond au diagramme de l'ensemble de la structure, antennes et substrat de dimensions finies. Le gain réalisé est de 7,95 dB à la fréquence de 36,2 GHz. Ce gain maximum est obtenu pour des angles de $\theta = 50^o$ et $\varphi = 90^o$. La déformation du diagramme est liée au plan de masse de la ligne coplanaire recevant les pointes qui agissent comme des réflecteurs.

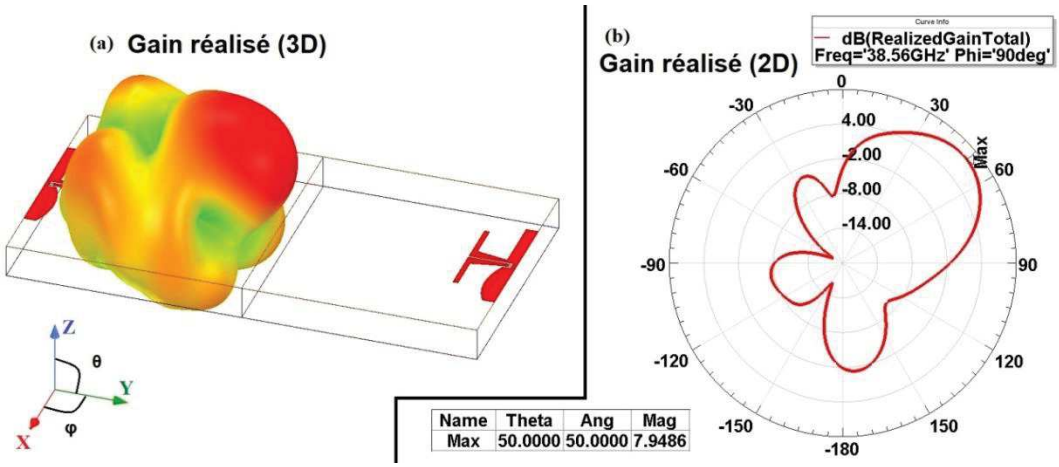


Figure 2-32: Diagramme de rayonnement d'un dipôle: (a) Vue 3D; (b) à $\varphi = 90^o$

Quant au coefficient de transmission S_{21} présenté sur la Figure 2-33, un bon accord est obtenu entre les résultats de simulation sous HFSS et les mesures.

En mesure, nous avons obtenu un niveau maximum de transmission -12,5 dB une distance de séparation de 7,5 mm et une bande passante à -3 dB de l'ordre 3,9 GHz. Ces résultats sont comparables à ceux obtenus en simulation (niveau maximum de transmission -9,2 dB à 35 GHz avec une bande passante tout autour de 4,2 GHz). La différence de niveau peut s'expliquer par une imprécision sur la résistivité du silicium et les conditions de mesure. Nous pouvons observer plusieurs zéros de transmission qui apparaissent principalement en simulation. Ces zéros de transmission limitent la bande passante à -3 dB.

Si nous considérons des distances de séparation comparables, les valeurs de maxima mesurés sont tout à fait comparables à ceux de l'état de l'art sur canal de propagation intra-puce mentionnés dans la section §1.6.5. Il faut noter que généralement dans ces publications des modifications ont été apportées sur la structure CMOS. Compte tenu de cela, nos résultats semblent prometteurs.

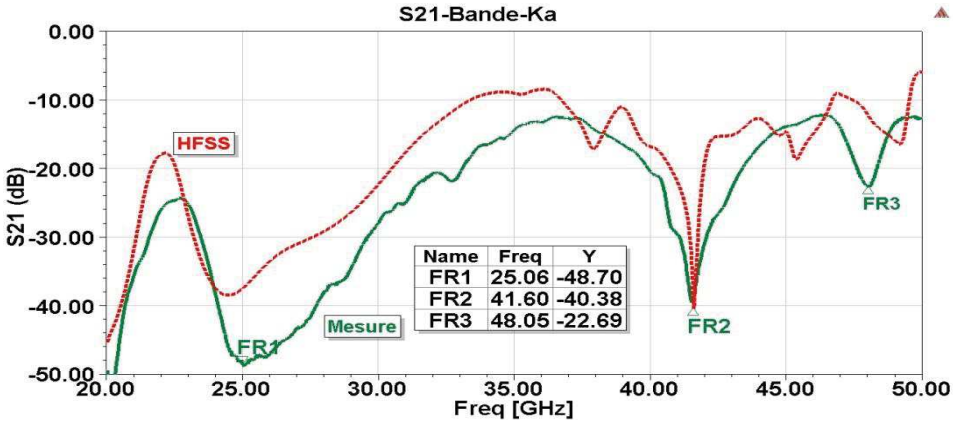


Figure 2-33:Comparaison entre simulation et mesure de paramètre S_{21} pour un canal en bande Ka

En utilisant la formule de Friis, nous pouvons déduire le gain des dipôles dans le plan des circuits. D'après la formule:

$$S_{21}(\mathrm{dB}) = 10.log_{10}(\frac{\mathrm{Pr}}{\mathrm{Pt}}) = 2\mathrm{G}(\mathrm{dBi}) + 20.log_{10}(\frac{\lambda}{4\pi\mathrm{R}}) + 3\mathrm{dB} \quad (31)$$

Tout calcul fait nous obtenons une valeur de 9,5 dB.

Nous avons également cherché à évaluer si la transmission entre les deux antennes était principalement due au rayonnement ou à la propagation dans le substrat.

Dans le cas de figure présenté ici, le rapport de l'épaisseur du substrat à la longueur d'onde dans le vide est :

$$\frac{d}{\lambda_0} = \frac{655\ \mu m}{10\ mm} = 0{,}0655 > 0{,}045 \quad (32)$$

D'après [32], cela représente une condition nécessaire pour que les ondes de surface représentent plus de la moitié de la puissance totale. D'après la référence [155], au fur et à mesure que l'épaisseur du substrat augmente, les ondes de surface deviennent dominantes. Dans le cas de substrats épais et de forte permittivité (>6), cette puissance domine donc la puissance rayonnée. Les ondes de surface se propagent dans le substrat et dégradent le diagramme des antennes et les caractéristiques de polarisation [143].

La présence de ces ondes peut être montrée par une vue de profil de la distribution du champ électrique présenté (Figure 2-34) et obtenue par simulation électromagnétique. Nous pouvons voir que le champ est principalement concentré dans le substrat.

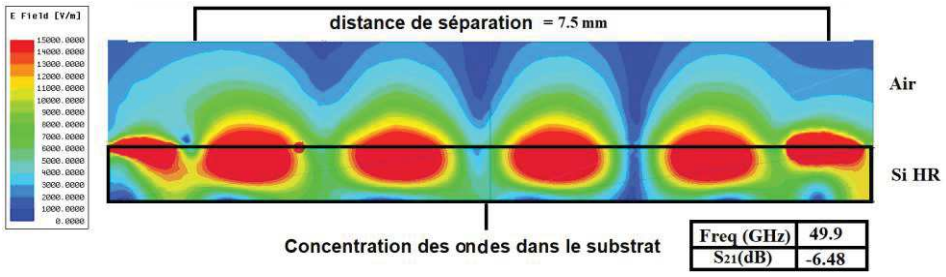


Figure 2-34: Vue de profil du champ électrique dans un canal en bande Ka

Nous avons montré que les bandes passantes espérées en bande K_a vont rester limitées, il faut envisager une montée en fréquence pour améliorer la bande passante ainsi que les débits. C'est pourquoi nous présentons dans la section suivante la campagne de mesures des circuits réalisés, fonctionnant en bande V.

2.4.2 Résultats de mesures en bande V

Afin de confirmer les hypothèses mentionnées ci-dessus concernant le rôle et l'effet du substrat silicium, différentes configurations d'antennes dipôles et de canaux ont été conçues et fabriquées pour la bande V (40-75 GHz). Le processus de fabrication est identique à celui décrit dans §2.3.

Nous avons considéré dans cette campagne de mesure, plusieurs distances de séparation entre les antennes (5 mm, 7 mm et 10 mm) ainsi que différents alignements d'antennes. Les résultats sont résumés dans cette section.

La campagne de mesures de ces circuits a été effectuée au Lab-STICC à l'IMT Atlantique – Plouzané avec un analyseur de réseau vectoriel ZVA67-VNA (10 MHz-67 GHz) de Rhode & Schwarz connecté à une station utilisant des sondes GSG au pas de 150 µm (67A-GSG-150-EDP) de Cascade Micro-tech. De même, une calibration SOLT est utilisée (Figure 2-35).

Les mesures ont été effectuées dans la gamme de 40 à 67 GHz. La gamme de fréquences est limitée à 67 GHz, soit la fréquence la plus élevée disponible sur l'analyseur de réseau vectoriel ZVA67-VNA utilisé.

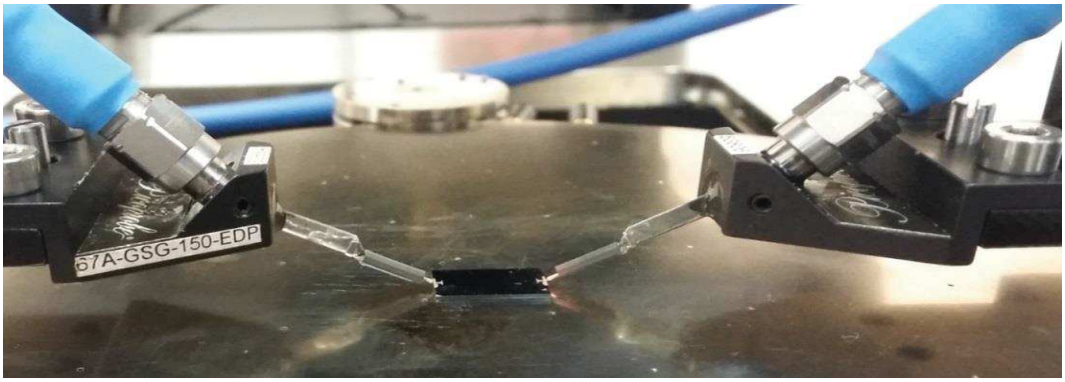


Figure 2-35: Mesures d'un canal au Lab-STICC - IMT

2.4.2.1 Canaux avec des distances de séparation variées

D'après les simulations effectuées dans la section §2.2.2.1, les dimensions de substrat et la distance de séparation sont les deux paramètres impactant le plus le comportement des canaux de propagation intégrés sur silicium. Afin d'étudier expérimentalement ces impacts, nous avons réalisé différents canaux correspondant aux dimensions suivantes:

1. Circuit 1: Dimensions de la base: 7*7*0,675 mm^3 et la distance de séparation entre les deux antennes de 5 mm.
2. Circuit 2: Dimensions de la base: 9*9*0,675 mm^3 et la distance de séparation entre les deux antennes de 7 mm.
3. Circuit 3: Dimensions de la base:12*12*0,675 mm^3 et la distance de séparation entre les deux antennes de 10 mm.

Pour les paramètres de réflexion S_{11} des dipôles dans les différents canaux, les résultats de simulation et de mesures sont présentés sur Figure 2-36. Un bon accord est une nouvelle fois obtenu entre les deux approches et cela pour tous les canaux (distance de 5 mm, 7 mm et 10 mm).

En comparant le paramètre S_{11} mesuré pour les trois canaux, nous pouvons noter que lorsque les distances entre les antennes augmentent, ce qui correspond à une augmentation des dimensions du substrat, le nombre de fréquences de résonance augmente.

Ainsi, sur la même bande de fréquence, 6 résonances peuvent être observée pour le canal de 5 mm, 9 résonances pour le canal de 7 mm et 14 résonances pour le canal de 10 mm. Ce changement d'adaptation des dipôles en fonction des dimensions du substrat confirme l'hypothèse de l'excitation de modes dans la cavité. En effet, plus de modes apparaissent lorsque la cavité devient plus grande, ce qui est typique des cavités électromagnétiques surdimensionnées.

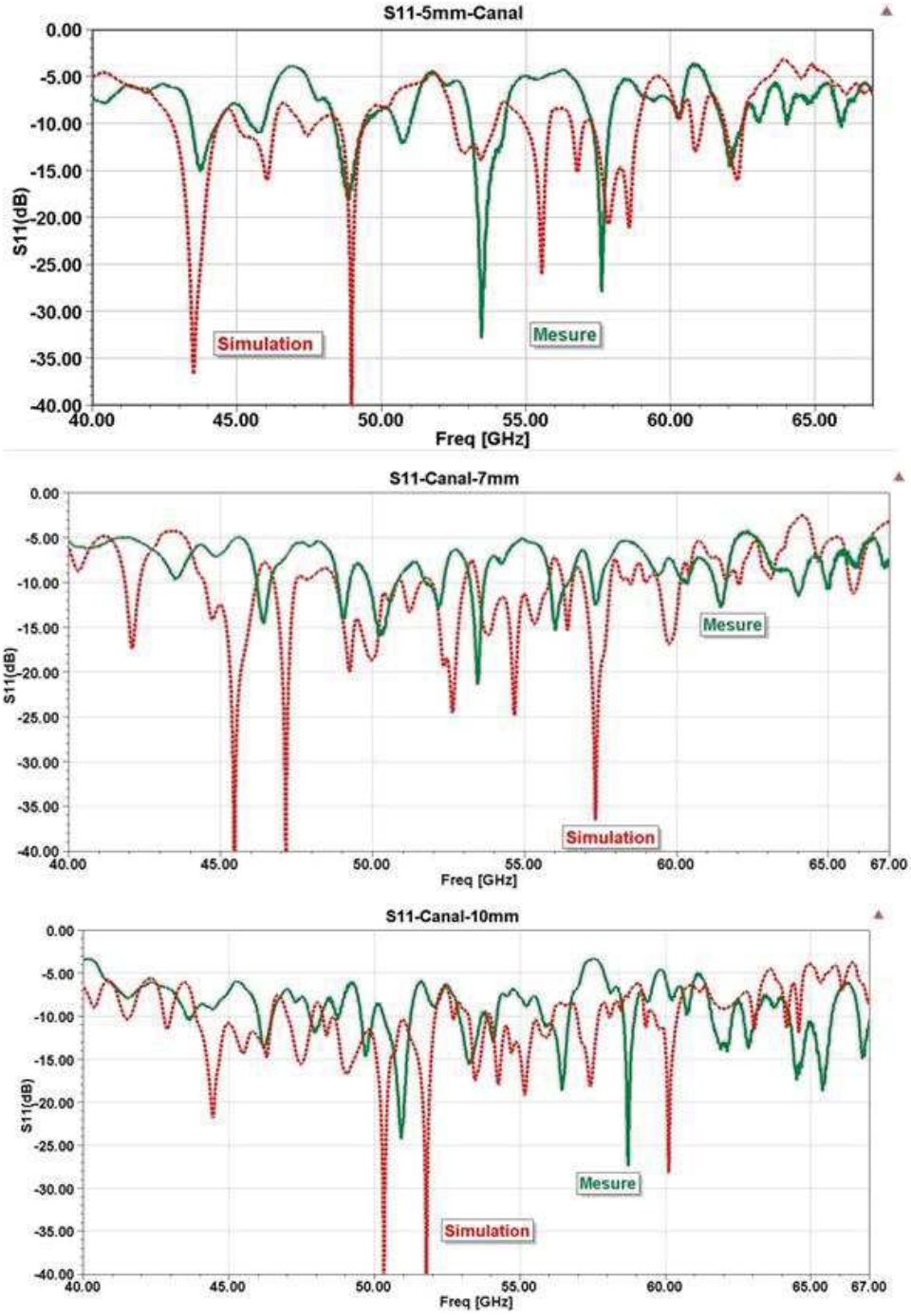


Figure 2-36 : Comparaison entre simulations et mesures des paramètres S_{11} pour les dipôles des différents canaux en bande V

Pour les paramètres de transmission présentés sur la Figure 2-37, il convient de noter de nouveau un bon accord entre les mesures et la modélisation EM pour les trois canaux étudiés même si de légers décalages de fréquence et des différences de niveaux de transmission peuvent être constatées.

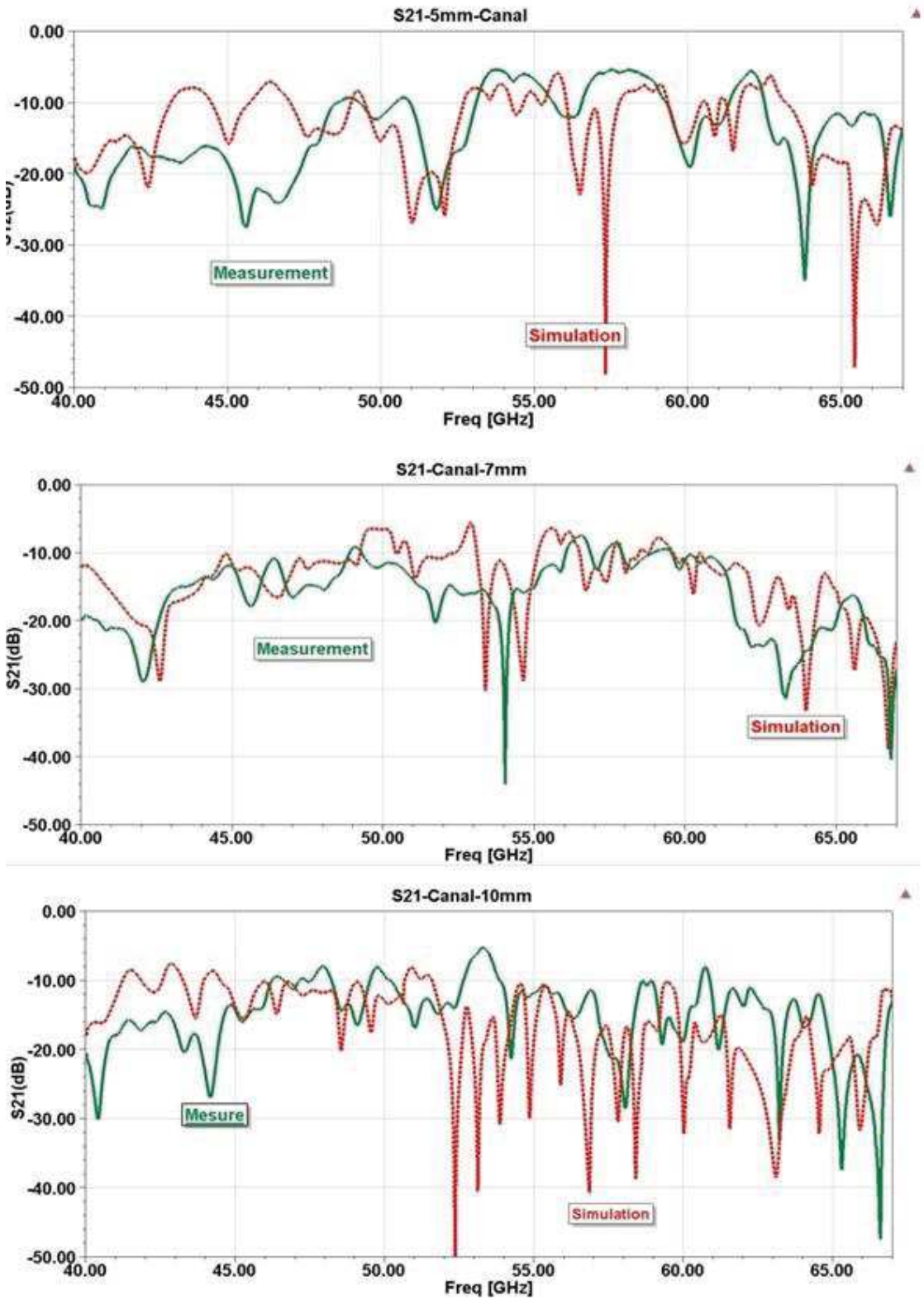


Figure 2-37: Comparaison entre simulations et mesures des paramètres S_{21} pour les dipôles des différents canaux en bande V

Malgré l'augmentation des distances, des niveaux élevés de transmission ont été atteints dans les trois cas, une transmission à -5 dB a ainsi été mesurée pour une distance de 10 mm entre les deux antennes à la fréquence de 53 GHz.

Cela confirme une nouvelle fois que l'énergie est guidée par le substrat au lieu d'être rayonnée dans l'espace libre.

De nouveau, les creux (zéros) dans la transmission vont limiter les bandes passantes du canal. Ces bandes passantes autour des maxima sont étroites et cela d'autant plus que les dimensions des substrats silicium sont grandes.

En mesures, les niveaux des zéros de transmission sont supérieurs à -30 dB pour le canal de 5 mm autour de 64 GHz, le niveau des creux atteint - 40 dB autour de 54 GHz pour le canal de 7 mm et -50 dB autour de 65 GHz pour le canal de 10 mm.

Plus la fréquence est élevée ou plus les dimensions du substrat sont grandes par rapport à la longueur d'onde et plus le nombre de résonances (en S_{11}) et de zéros (en S_{21}) est élevé. Cela s'explique par une augmentation du nombre de modes excités dans la cavité (comme prévu avec la formule donnant le nombre de modes pouvant exister dans une cavité). Plus les dimensions sont grandes et plus il y a d'interactions des champs réfléchis entre eux. Un résumé de ces résultats est dressé dans le Tableau 2-4.

Tableau 2-4: Comparaison entre les résultats des canaux

Bande de fréquence (GHz)	Longueur d'onde guidée (mm)	Dimensions du substrat (mm^3)	N (nombre de modes)	Nombre de résonances (S_{11})	Nombre des zéros (S_{21})	Distance de séparation (mm)	Maximum S_{21} (dB)
20-50	2,9	5*10*0,675	16	2	2	7.5	-12,5
40- 80	1,45	7*7*0,675	81	6	7	5	-5
40- 80	1,45	9* 9*0,675	133	9	11	7	-6
40- 80	1,45	12*12*0,675	237	14	15	10	-5

D'après le Tableau 2-4, nous notons que les niveaux de transmission sont plus élevés dans la bande V que dans la bande K_a. En fait, plus la fréquence est élevée et plus l'énergie est plus confinée dans le silicium. De plus, les pertes dues à la conductivité et qui se traduisent par le tan(δ) diminuent avec l'augmentation de la fréquence comme nous l'avons montré lors du chapitre 1 [32].

2.4.2.2 Canaux avec des antennes décalées (offset)

Afin d'étudier l'influence du positionnement de l'antenne et de sa directivité sur le paramètre de transmission, nous avons décidé d'étudier les trois scénarios illustrés (Figure 2-38). Nous comparons ici la transmission entre deux antennes placées en vis à vis (scénario 1) avec les cas où les antennes sont décalées (offset) soit vers le bas et vers le haut (scénario 2) soit vers le haut et le bas (scénario 3).

Dans un premier temps, l'accord entre mesure et simulation est confirmé. Dans une deuxième étape, les résultats de mesure pour différents décalages sont présentés et comparés (Figure 2-39).

Pour le cas des antennes alignées en vis à vis (courbe verte), le niveau de transmission atteint un niveau de -5 dB. Dans le cas d'antennes décalées, les niveaux de transmissions sont inférieurs de l'ordre de -11 dB. Nous pouvons également constater un nombre plus important de zéros de transmission dans le cas des antennes décalées par rapport au cas des antennes centrées. Plusieurs raisons expliquent ces résultats. La diminution du niveau de transmission est liée d'une part à la directivité de l'antenne qui présente une transmission plus élevée dans le cas des antennes centrées que dans celui de l'antenne décalée et d'autre part à l'augmentation de la distance entre les éléments rayonnants. Le nombre plus important de zéros de transmission s'explique par le changement de position des antennes.

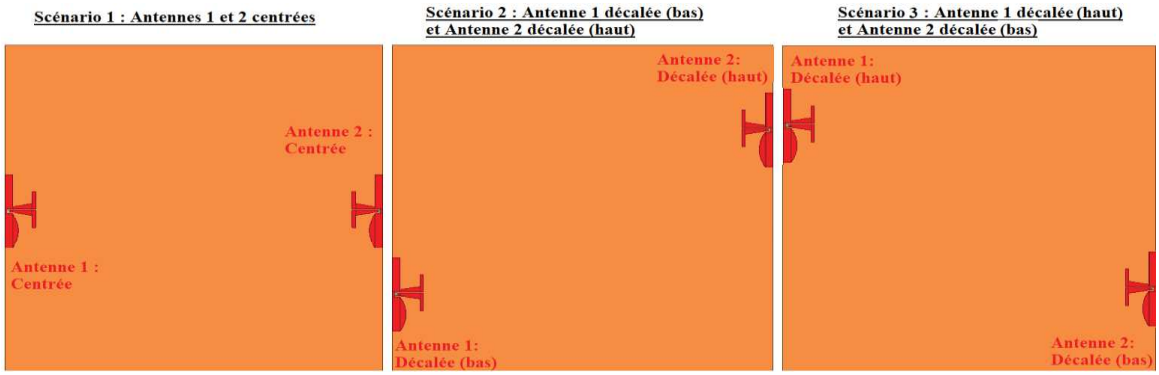


Figure 2-38: Les 3 scénarios étudiés des antennes en vis-à-vis et des antennes décalées

Un bon accord est obtenu pour la transmission entre les scénarios 2 (courbe rouge) et 3 (courbe orange) présentés (Figure 2-39). Cette transmission est différente du cas 1, où l'emplacement de l'antenne modifie la distance des interférences et donc la position des zéros de transmission.

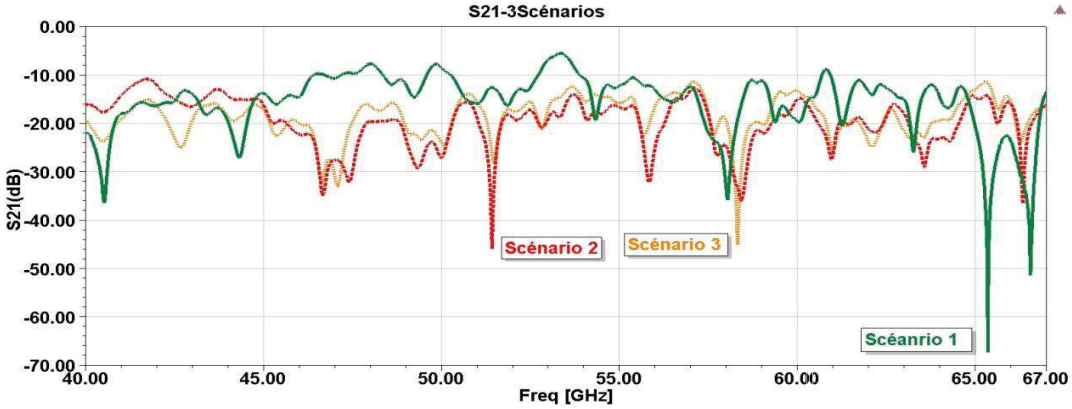


Figure 2-39 : Comparaison de la transmission mesurée pour les 3 scénarios de positionnement d'antenne envisagés.

Il est possible de mettre en évidence d'autres comportements si nous comparons les paramètres de réflexion S_{11} et S_{22} des scénarios 2 et 3 (Figure 2-40).

Ainsi, les antennes décalées vers le bas (antenne 1 dans le scénario 2 et antenne 2 dans le scénario 3), sont à la même distance des frontières (d_1 = 1,57 mm), et nous mesurons bien:

$$S_{11\text{-Scénario2}} = S_{22\text{-Scénario3}}.$$

De même, pour les antennes décalées vers le haut (antenne 2 dans le scénario 2 et antenne 1 dans le scénario 3), elles sont à la même distance des frontières (d_2 = 1,75 mm) et nous observons bien :

$$S_{22\text{-Scénario2}} = S_{11\text{-Scénario3}}.$$

Par contre l'asymétrie entre les distances aux frontières d_1 et d_2 entraîne une asymétrie dans la réponse S_{ii}, qui peut être décrite de la manière suivante:

$$S_{11\text{-Scénario2}} = S_{22\text{-Scénario3}} \neq S_{22\text{-Scénario2}} = S_{11\text{-Scénario3}} \quad (33)$$

En conclusion, l'analyse des résultats de mesures effectuées dans ce paragraphe nous a permis de démontrer l'importance des dimensions du substrat et de la position des antennes sur celui-ci dans la réponse du canal. Pour concevoir un système WiNoC réel cette dépendance de la qualité de transmission aux caractéristiques physiques du substrat est donc à prendre en compte dès le début de la conception.

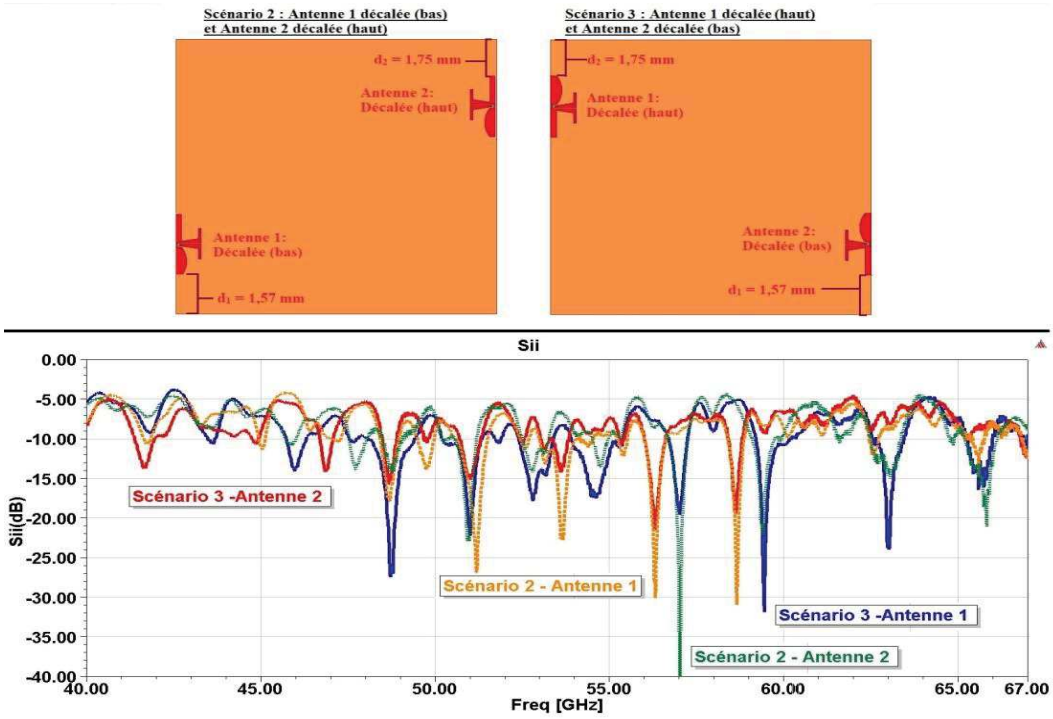


Figure 2-40:Comparaison des paramètres S_{ii} pour les scénarios 2 et 3

Vue la complexité des phénomènes observés, une modélisation de canal s'avère nécessaire pour déterminer les causes et prédire le comportement du canal. L'utilisation de simulateurs électromagnétiques permet d'obtenir une bonne image du comportement du canal. Cependant, ils nécessitent des temps de calculs très importants (plusieurs heures pour les structures présentées ici) et ils ne peuvent pas intervenir dans les phases initiales de conception mais seulement dans les phases de vérifications. Nous avons cherché à obtenir des modèles comportementaux permettant une estimation rapide de la qualité des canaux. Ces modèles sont présentés dans la section suivante.

2.5 MODÉLISATION DU CANAL DE PROPAGATION

Un modèle de canal sans fil doit reproduire efficacement le comportement typique du canal et donner un aperçu des mécanismes de propagation radio les plus pertinents.

Au cours de la thèse, nous avons conduit plusieurs essais afin de modéliser le canal et d'identifier les causes des nombreux zéros de transmission.

Cependant, la modélisation du canal intra-puce est difficile en raison des nombreux mécanismes complexes qui régissent la propagation. Par conséquent, la plupart des modèles de canal reposent sur un compromis entre précision et simplicité. L'objectif d'un modèle de canal est souvent de capturer les aspects les plus significatifs, sans être trop complexes pour qu'il soit facile à mettre en œuvre et à utiliser.

Différentes approches de modélisation de canal sont utilisées en fonction du système en question et de l'utilisation envisagée. Des facteurs tels que la fréquence porteuse, la bande passante et l'environnement de propagation jouent un rôle important dans le choix d'une approche de modélisation appropriée.

D'après [156], il existe plusieurs approches pour modéliser un canal de transmission sans-fil, comme les approches stochastiques et les approches déterministes (Figure 2-41). Les approches stochastiques sont utilisées principalement pour la caractérisation des canaux MIMO et GSM.

Dans cette thèse nous nous sommes intéressés aux approches déterministes qui vont nous permettre de mieux appréhender les mécanismes de propagation dans nos structures. Nous présenterons par la suite nos essais de modélisation en utilisant deux méthodes :

1. Méthode de lancer de rayons (Ray Tracing) appliquée dans un plan de coupe.
2. Méthode d'analyse électromagnétique basée sur le cas particulier d'une cavité confinée entre deux plaques métalliques parallèles (Parallel Plates Method : PPM).

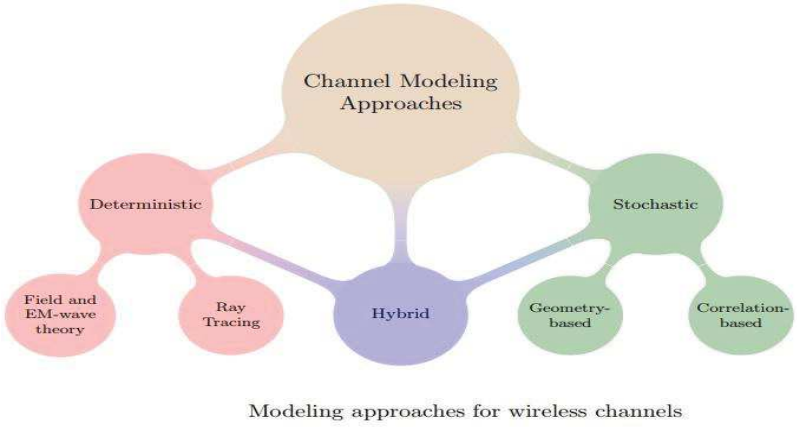


Figure 2-41: Approches de modélisation du canal [156]

2.5.1 Modélisation par la méthode de lancer de rayons

La première méthode que nous avons utilisée est la méthode de lancer des rayons utilisée notamment pour des canaux de dimensions plus larges comme les canaux 'Indoor'.

Dans le cas de nos structures ayant des dimensions grandes devant la longueur d'onde, le nombre de modes interagissant dans le substrat est considérable et par conséquent le nombre de trajets le sera ainsi que le nombre de réflexions sur l'interface Si/Air. Les interférences destructives entre ces trajets induisent des zéros de transmission qui apparaissent dans le paramètre S_{21}.

La prise en compte de tous ces trajets dans un modèle numérique est difficile et complexe et des simplifications sont nécessaires pour pouvoir mettre en œuvre cette méthode. C'est pourquoi nous n'avons considéré cette approche de lancer de rayons que pour déterminer les zéros de transmission dus aux réflexions sur le plan de masse inférieur placé sous le substrat. Il ne s'agit donc ici que d'une approche 2D du problème. La géométrie retenue lors de cette approche est présentée (Figure 2-42). De plus nous avons négligé les signaux fortement atténués ainsi que les rayons réfléchis de multiples fois.

Nous ne considérons donc que les deux trajets principaux: un trajet direct et un trajet indirect dans le silicium avec un rebond sur le plan de masse inférieur. Cette réflexion entraine un déphasage de π radian. Si ces deux rayons arrivent en opposition de phase, ils généreront un zéro de transmission et s'ils arrivent en phase ils se recombineront de façon constructive. La différence de phase est donc caractéristique du risque de zéros de transmission qui apparaissent lorsqu'elle est un multiple impair de π :

$$\Delta\varphi = \beta_{air}.d_1 - \beta_{Si}.d_2 == (2\mathrm{k}+1).\pi \text{ ou } \mathrm{K} \in \mathbb{N} \quad (34)$$

Où β_{Air} et β_{Si} sont les constantes de phase dans l'air et silicium respectivement et d_1 et d_2 les distances parcourues dans le chemin direct et dans le chemin indirect respectivement.

Nous avons développé un code MATLAB qui permet de prédire les possibles zéros en fonction de la distance de séparation dans une bande de fréquence donnée.

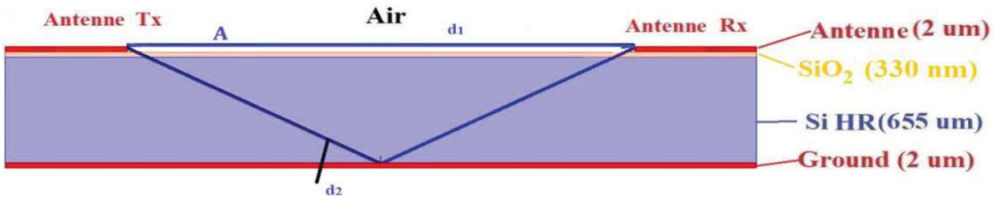


Figure 2-42: Modèle simplifié des multi-trajets

À titre d'exemple, nous avons effectué l'analyse des risques d'apparition de zéros dans le cas de deux antennes séparées d'une distance d_1 allant de 5 à 10 mm en considérant la bande de fréquence [20-67 GHz].

Dans ce cas de figure, la distance d_2 peut être déterminée à partir de d_1 et H_{sub} selon :

$$d_2 = 2.\sqrt{(H_{sub})^2 + (\frac{d_1}{2})^2} \tag{35}$$

Nous présentons (Figure 2-43) un abaque donnant les fréquences impliquant une différence de marche de π radian en fonction de la distance de séparation entre les antennes. Nous avons également localisé les points correspondant aux dimensions des circuits mesurés et présentés dans les sections précédentes.

Ainsi pour un canal de 7,5 mm en bande Ka, nous obtenons sur notre abaque deux zéros de transmission à 24 GHz et 40 GHz que l'on peut comparer aux deux zéros observés lors des mesures à 25 GHz et 41 GHz (Figure 2-33).

Pour les canaux en bande V, l'approche 'lancer de rayons' permet de retrouver certains zéros de transmission qui apparaissent lors des mesures ou des simulations EM pour des canaux ayant des distances entre antennes de 5, 7 et 10 mm. Cependant cette approche très simpliste ne permet pas d'identifier toutes les fréquences d'apparition des zéros de transmission. En fait lorsque les dimensions des circuits augmentent, les réflexions aux interfaces silicium/air engendrent de nombreuses recombinaisons qui ne sont pas prises en compte dans cette approche.

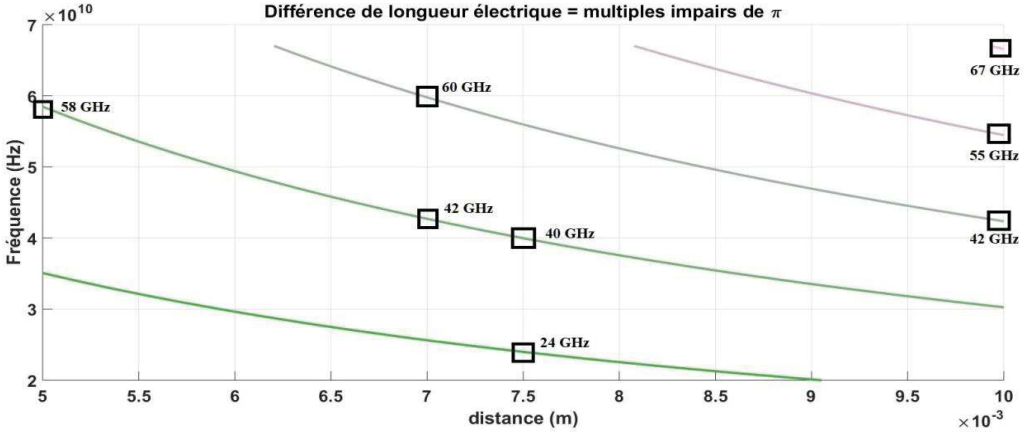


Figure 2-43: Localisation des possibles zéros de transmission

En conclusion, cette méthode nous aide à déterminer quelques zéros de transmission dus à la différence de marche entre rayons se propageant dans l'air et ceux se propageant dans le silicium avec une réflexion sur le plan de masse. Elle pourra être utilisée pour des circuits ayant des dimensions faibles par rapport à la longueur d'onde et où l'effet cavité résonnante est négligeable.

Cependant, cette approche semble incapable de prendre en compte tous les phénomènes engagés. Les réflexions sur les interfaces latérales air-silicium ne sont en effet pas prises en compte ici, ce qui ne nous permet pas d'identifier tous les risques d'apparition de zéros de transmission. C'est pourquoi nous avons cherché une méthode plus adaptée à prédire les risques d'apparition des zéros de transmission entre deux antennes placées sur un substrat diélectrique.

2.5.2 Modélisation par la méthode des plaques parallèles (PPM)

À ce stade, nous avons identifié que lorsque le substrat est grand par rapport à la longueur d'onde il se comporte comme une cavité limitée par les interfaces Si/Air agissant comme frontières magnétiques quasi-parfaites (PMC). Afin de rendre compte du phénomène d'ondes stationnaires dans le substrat silicium se comportant comme une cavité, nous avons utilisé la méthode des plaques parallèles (Parallel Plates Method: PPM) développée pour rendre compte du comportement des structures PCB multicouches et qui a été adaptée par des collègues de Lab-STICC [157]. Cette méthode, basée sur la notion d'impédance des plans parallèles [Z_{pp}], permet la prise en compte de frontières des cavités de natures différentes, parois électriques ou magnétique parfaites, ouvertes ou réalisées à l'aide de trous métallisés [158].

La méthode PPM est basée sur la détermination des modes de cavités en deux dimensions en tenant compte des frontières séparant des plans métalliques parallèles. Cette méthode ne s'applique que pour des cavités d'épaisseur très faible devant la longueur d'onde où seule une onde transverse électrique peut exister. Les frontières latérales peuvent être électriques (court-circuit électrique) ou magnétiques (court-circuit magnétique).

La méthode permet le calcul de la matrice impédance [Z_{PP}] représentant l'interaction entre tous les ports sur des plaques parallèles. La matrice [Z_{PP}] est l'image des modes existant dans la cavité constituée par les deux plans de masse supérieur et inférieur, elle dépend bien sûr des conditions aux limites sur les bords de ces plans métalliques et ainsi que de la position des ports excitant la cavité [158].

Dans le cas d'une cavité rectangulaire telle que présenté sur la Figure 2-44-a de dimensions latérales W_x*W_y, la matrice Impédance [Z_{PP}] peut se déterminer analytiquement par:

$$[Z_{PP-ij}] = \frac{j.\omega.\mu.H}{W_x.W_y} \cdot \sum_{m=0}^{m=+\infty} \sum_{n=0}^{n=+\infty} \frac{C_m^2.C_n^2.F_{BCx}^2.F_{BCy}^2.F_{pi}.F_{pj}}{K_{xm}^2+K_{ym}^2-K^2} \quad (36)$$

Où C_m,C_n=1 pour m,n=0 et $C_{m,n}$= $\sqrt{2}$ pour m,n≠0,

Les nombres d'ondes de coupures des modes suivant x et y sont donnés par :

$$K_{xm} = \frac{m\pi}{W_x} \; et \; K_{yn} = \frac{n\pi}{W_y} \quad (37)$$

Et le nombre d'onde dans un milieu à pertes est donné par :

$$K = \omega.\sqrt{\varepsilon\mu}.(1 - j.\frac{\tan(\delta)-(\frac{\delta_S}{H})}{2}) \quad (38)$$

Où tan(δ) est la tangente de pertes du diélectrique, et δ_s représente l'épaisseur de peau dans les conducteurs:

$$\delta_s = \sqrt{\frac{2}{\omega.\mu_c.\sigma_c}} \quad (39)$$

Les termes $F_{BC\xi}$ (ξ dénote x ou y) sont des fonctions traduisant les caractéristiques des frontières. Par exemple dans le cas de frontières ouvertes (s'approchant d'un CCM) $F_{BC\xi}$ s'exprime de la façon suivante :

$$F_{BC\xi} = \cos(K_{\xi i}.\xi) \tag{40}$$

Les termes F_{pi} et F_{pj} déterminent le comportement des ports.

Le passage des matrices impédances [Z_{PP}] aux matrices de répartition [S] permet ensuite de prédire les zéros de transmission entre deux ports.

Dans le cas de dipôles placés sur un substrat de silicium, si nous considérons que le substrat agit comme une cavité et que les dipôles agissent physiquement comme ses ports (excitations) nous pouvons utiliser la méthode des plans parallèles en effectuant une analogie entre la structure de référence (Figure 2-44-a) et le canal de propagation constitué de 2 dipôles placées sur un substrat de silicium (Figure 2-44-b).

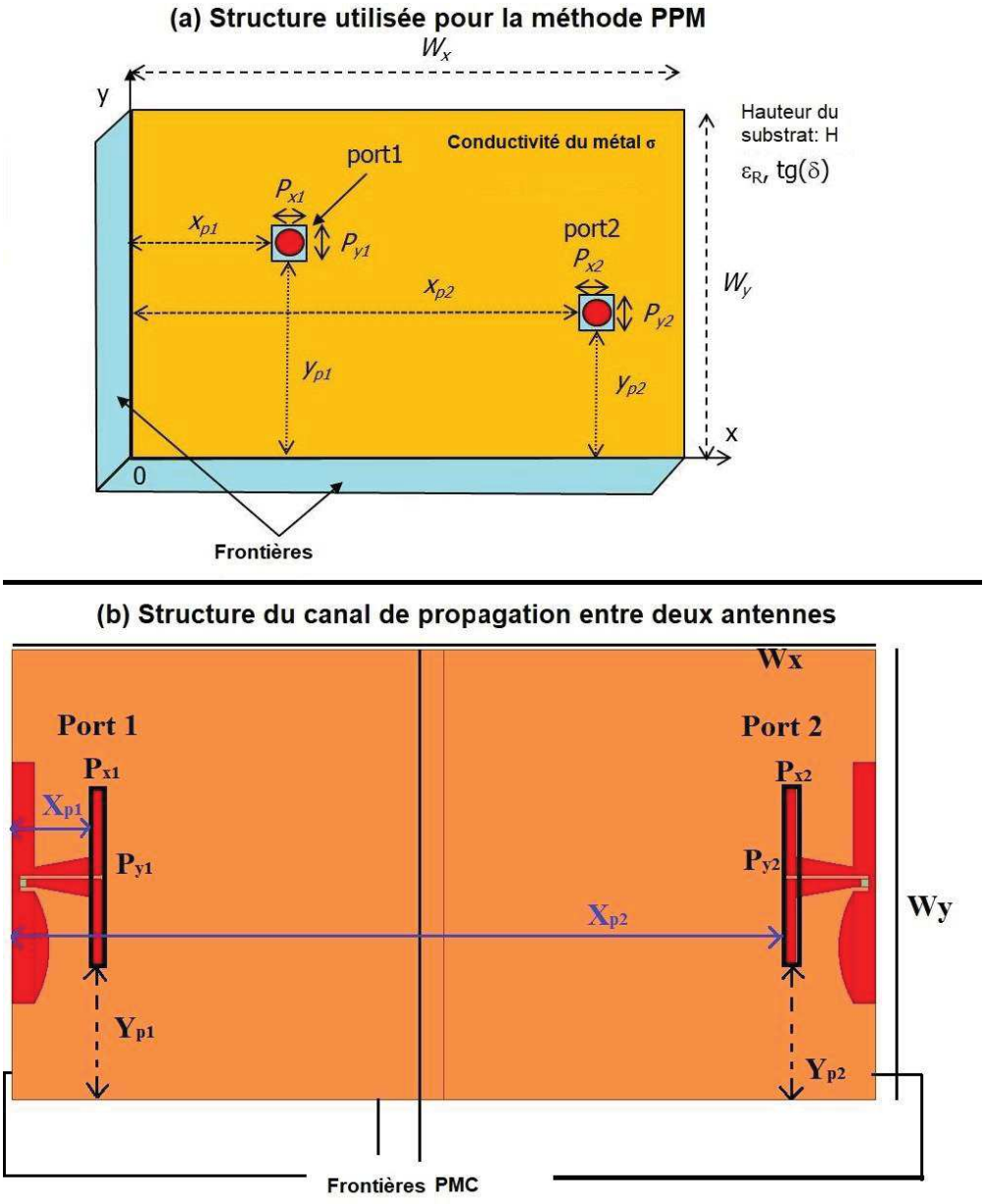


Figure 2-44: Similitude entre la structure PPM et la structure du canal

Dans notre cas, les conditions aux limites de la cavité sont prises comme des PMC tout autour du substrat. La différence est l'absence dans notre structure d'un plan de masse supérieur (en fait nous avons aussi une frontière PMC sur la couche supérieure).Nous présentons sur la Figure 2-45 la comparaison entre les paramètres S_{21} mesurés (courbe verte), obtenus avec HFSS (courbe rouge) et déterminés par la méthode PPM (pointillé bleu) pour le circuit dans la bande K_a présenté dans §2.4.1. Nous pouvons constater une très bonne adéquation entre les résultats et la méthode PPM (cela malgré les approximations faites).

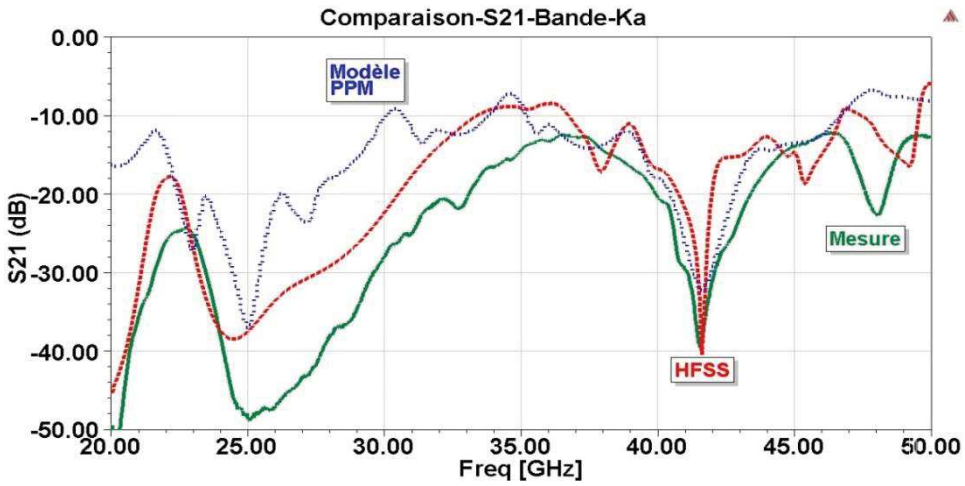


Figure 2-45: Comparaison entre simulation, mesure et modèle PPM de paramètre S_{21} pour un canal en bande K_a

Dans la bande V (Figure 2-46), la concordance entre les résultats des différentes approches est satisfaisante même si elle est moins bonne que dans la bande Ka. La méthode PPM permet en effet de prédire un nombre plus faible de zéros que celui obtenu en mesure ou par simulation électromagnétique. Ceci est principalement dû à la simplicité du modèle et à une mauvaise prise en compte des pertes dans le modèle [Z_{PP}].

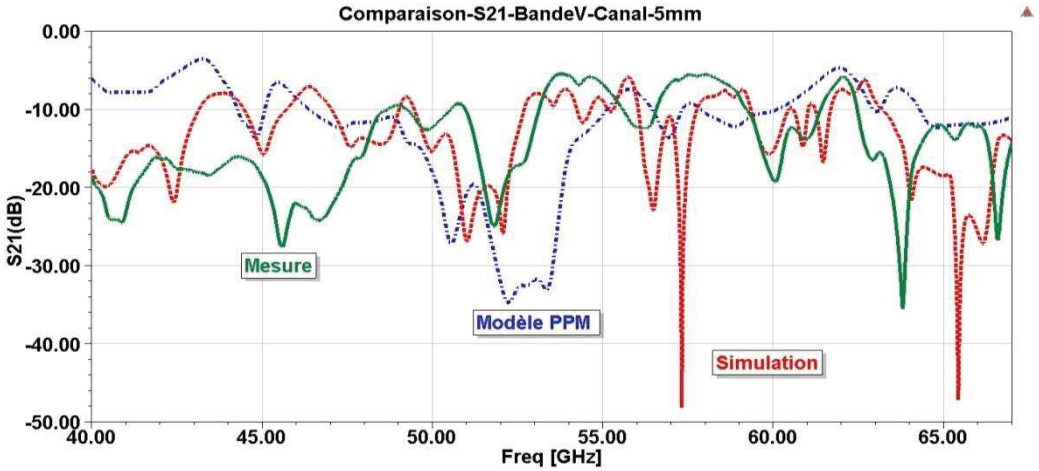


Figure 2-46: Comparaison entre simulation, mesure et modèle PPM de paramètre S_{21} pour un canal de 5 mm en bande V

Malgré les approximations effectuées dans l'approche PPM, cette méthode peut être utilisée ultérieurement pour prédire les qualités de transmission sans fils de type WiNoC.

La difficulté de modélisation du canal et les multiples obstacles rencontrés pendant cette phase, nous ont incités à chercher différentes solutions pour limiter l'effet cavité mis en évidence dans ce chapitre. La solution retenue est présentée dans le chapitre suivant.

2.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté plusieurs scénarios de transmission entre deux antennes placées sur un même substrat de silicium haute résistivité. Ces études nous ont permis de valider nos approches de modélisations électromagnétiques à l'aide de comparaison entre des résultats de simulations effectuées avec des approches différentes mais également à l'aide de mesures.

À partir de ces différents scénarios, nous avons mis en évidence les problèmes des structures intégrées sur Si et notamment le fait que l'énergie se propage principalement dans le silicium ce qui entraîne des phénomènes d'ondes stationnaires dans une cavité. Ce comportement du silicium entraîne lors de la transmission entre deux éléments, l'apparition de zéros et un morcellement important de la bande de fréquences utilisable.

Nous avons confirmé expérimentalement ces phénomènes à l'aide de circuits fonctionnant en bande K_a et V.

Cependant, malgré ces contraintes, les résultats montrent qu'il est possible d'avoir des transmissions entre deux antennes avec des niveaux élevés (jusqu'à -5 dB) sur une bande passante malheureusement très morcelée.

La modélisation numérique et la caractérisation de ces circuits présentent des difficultés dues à la complexité et aux dimensions des structures mises en jeu. Malgré ces difficultés, nous avons présenté deux approches permettant d'estimer la qualité de la transmission sur des circuits sur silicium.

Tous les résultats précédents confirment les effets négatifs du substrat en silicium sur la transmission entre antennes comme l'apparition de zéros de transmission et de résonances supplémentaires.

Afin de limiter ces effets, nous avons cherché comment les atténuer de façon à obtenir une transmission ayant un niveau le plus constant dans une bande de fréquences la plus large possible. L'étude et l'analyse des solutions que nous avons abordées lors de cette thèse sont présentées dans le chapitre suivant.

3.MISE EN ŒUVRE D'UNE SOLUTION POUR LES CANAUX INTRA-PUCE SUR SILICIUM

3.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en évidence au travers de simulations, de mesures et de modélisations, les problèmes des canaux intra-puce sur silicium (cavités, trajets multiples, ondes de surface) et la difficulté d'identifier une large bande de fréquences dans laquelle la transmission reste stable. Les travaux présentés dans ce chapitre portent sur les solutions envisagées aux problèmes des antennes intégrées sur silicium et du canal de propagation intra-puce.

Nous avons pu identifier que les problèmes sont dus aux frontières diélectrique/air. Notre proposition principale consiste donc à modifier ces frontières. Nous avons présenté diverses alternatives lors de l'analyse de l'état de l'art (§1.5.3.2) ; cependant ces solutions s'écartent de la technologie traditionnelle CMOS, ce qui risque d'augmenter le coût total, c'est pourquoi nous proposons ici une nouvelle solution

La première étude de ce chapitre a pour objectif de valider la conception d'une solution modifiant ces frontières sans modifier l'architecture CMOS. Dans notre cas, nous utiliserons une couche de Si-BR (obtenue par une zone dopée autour du substrat Si-HR), ce qui n'implique aucun changement dans la structure du circuit.

Une fois le concept vérifié par simulations, les performances des canaux réalisés en utilisant la même structure que celle du chapitre 2 seront présentées. Les avantages et les inconvénients de notre réalisation seront également discutés.

Afin d'intégrer la partie RF dans le système WiNoC complet, nous étendons nos études vers la bande Sub-THz. Ceci nous permet d'élargir la bande passante (i.e. d'augmenter le débit) et de minimiser les tailles des antennes en utilisant des monopoles verticaux intégrés dans le substrat. La possibilité de réalisation de ces monopoles est étudiée dans les perspectives.

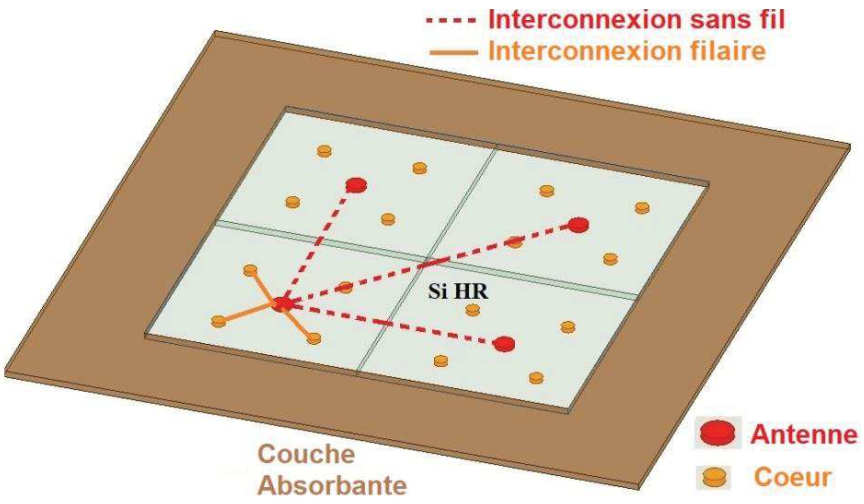


Figure 3-1: un aperçu de du circuit proposé

Les performances de transmission dans ces structures seront détaillées dans les cadres des différents scénarios réalistes à base de 4, 9 ou 16 antennes. Nous nous sommes basé sur une architecture hybride comme celle illustrée sur la Figure 3-1.

Nous considérerons que les liens sans fils servent pour les communications longue distance (inter-cluster) tandis que des communications filaires classiques sont toujours utilisées pour les communications courtes distances (intra-cluster).

Finalement, nous traçons un récapitulatif des résultats obtenus dans ce chapitre dans le but de préparer les perspectives de cette étude qui sont présentées dans le dernier chapitre.

3.2 MISE EN ŒUVRE D'UNE SOLUTION POUR LES BANDES EHF

3.2.1 Comparaison avec le cas idéal

Afin de vraiment mettre en évidence le phénomène de la cavité et des trajets multiples induisant des creux dans la transmission entre deux antennes, nous avons effectué plusieurs simulations EM et des mesures avec les différents scénarios dans le chapitre 2.

Comme nous l'avons déjà vu, le problème réside dans la cavité formée par le substrat de silicium en raison des réflexions sur les interfaces diélectrique/air entourant le substrat. Le cas idéal consisterait en un substrat diélectrique ayant des dimensions latérales infinies. Ceci peut être modélisé sur les simulateurs électromagnétiques par des frontières rayonnantes entourant le substrat. En pratique, le substrat aura des dimensions finies et sera entouré d'air impliquant bien sûr des interfaces silicium/air. Les deux configurations de modélisation précédentes sont illustrées sur la Figure 3-2. Nous retrouvons ainsi :

1. **Le cas idéal:** Antennes sur Si-HR avec des dimensions latérales infinies simulées en utilisant des frontières rayonnantes sur les bords du substrat de silicium.
2. **Le cas réel:** Antennes sur Si-HR avec des dimensions latérales finies simulées à l'aide d'une boîte à air entourant le substrat de silicium.

Ces deux scénarios ont été simulés dans la bande V (40-75 GHz) et les comparaisons entre les réponses sont analysées dans cette section.

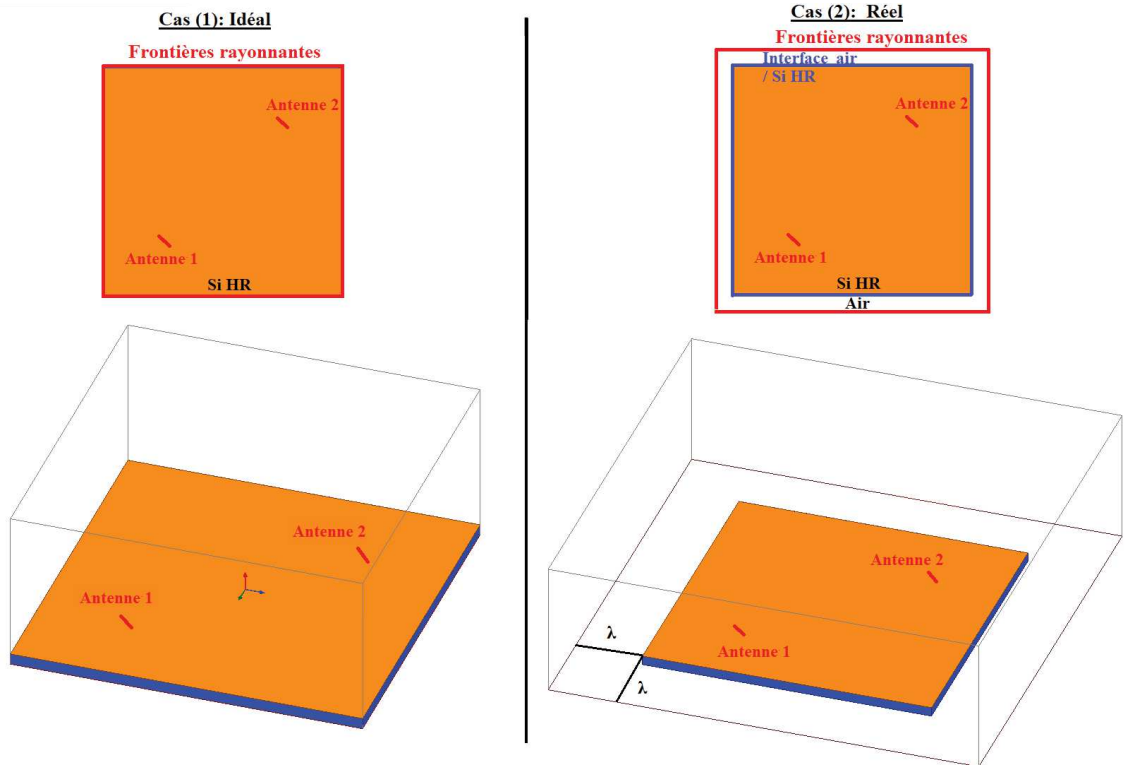


Figure 3-2: Comparaison entre le cas réel et le cas idéal : vue d'en haut et vue 3D

Dans ces scénarios les deux antennes sont séparées par une distance de 14 mm, et placées sur la diagonale d'un carré. Les caractéristiques du substrat silicium sont les mêmes que celles utilisées et présentées dans le chapitre 2.

Les simulations des deux cas ont été réalisées sur le logiciel CST (des résultats similaires ont également été obtenus à l'aide du logiciel HFSS). Les paramètres S obtenus pour les deux cas de figure sont présentés Figure 3-3.

Les paramètres de réflexion S_{11} ($\approx S_{ii}$) montrent un comportement très différent entre les deux cas. Dans le cas (1) avec des dimensions latérales infinies, nous observons une seule résonance correspondant à la résonance du dipôle, ainsi qu'une large bande passante d'adaptation à -10 dB allant de 40 à 74 GHz (> 50%). Lorsque nous considérons des dimensions latérales finies, alors plusieurs résonances sont présentes et il est difficile d'identifier la résonance due au dipôle.

Quant à la transmission entre les deux antennes placées sur la diagonale, nous pouvons noter que dans le cas idéal, le paramètre S_{21} varie peu ce qui se traduit par une large bande à -3 dB de 30 GHz. Par contre, l'allure du paramètre S_{21} est chaotique dans le cas du substrat de dimensions finies (cas 2) ce qui rendra l'exploitation sur une large bande de fréquence du canal impossible.

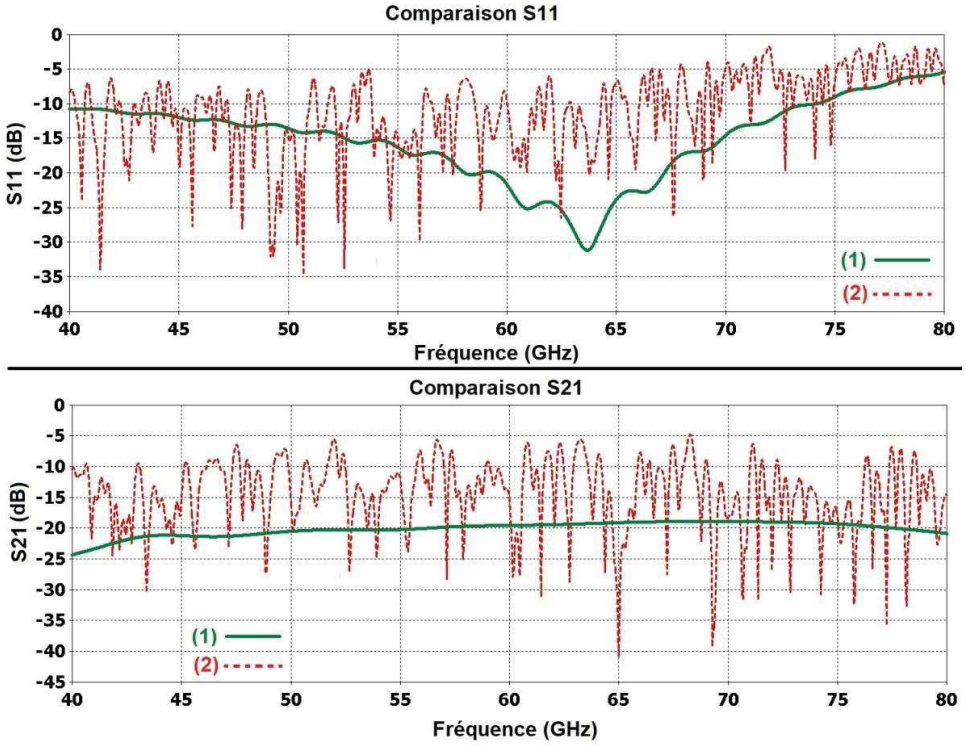


Figure 3-3: Comparaison des paramètres S des cas (1) et (2)

La différence de comportement des structures de dimensions infinies et finies peut également être illustrée à l'aide de la distribution du champ électrique comme nous le présentons Figure 3-4. Ainsi, la distribution du champ électrique en cercles concentriques dans le cas (1) correspond à une distribution due à la propagation uniforme dans un substrat de dimensions infinies autour du point d'excitation.

En ce qui concerne le champ électrique dans le cas (2), la distribution complexe est similaire à celle que l'on retrouve dans une cavité surdimensionnée, les interférences entre les différents modes expliquent l'apparition des multiples résonances et des creux de transmission.

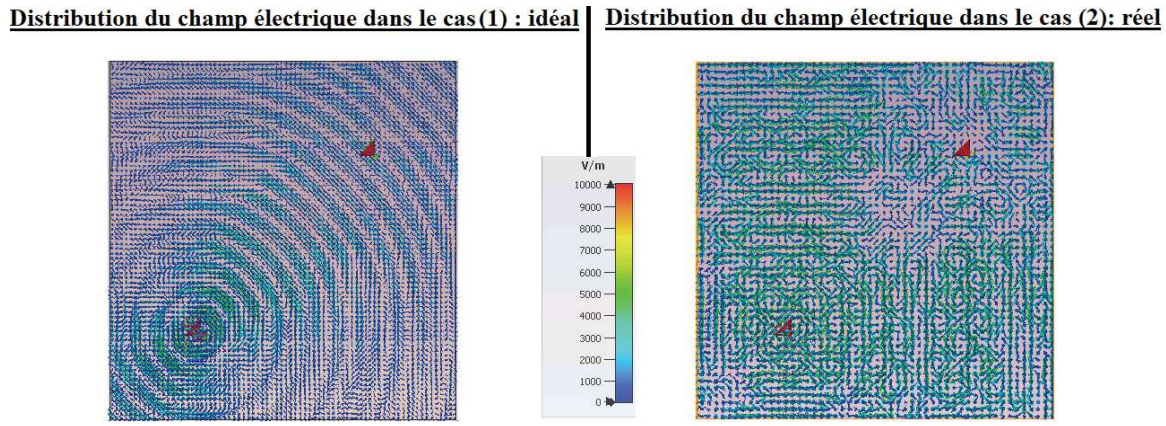


Figure 3-4: Distribution du champ électrique dans le cas (1) et (2)

Sur la base du constat que la transmission dans un milieu infini ne présentant pas de réflexions et donc de recombinaisons d'ondes permet d'obtenir des niveaux de transmission relativement plats constants sur de larges bandes passantes, nous avons élaboré une solution limitant le comportement cavité du substrat. Cette solution est présentée dans la section suivante.

3.2.2 Conception de la solution : Couche absorbante du Si-BR

Le cas idéal (1) consistant à avoir un substrat de dimensions infinies n'est pas réaliste en raison des dimensions limitées des puces, nous avons cherché à nous en rapprocher en entourant la couche de silicium servant de milieu de propagation par une couche de matériau absorbant. Dans cette couche absorbante, les ondes seront atténuées avant d'atteindre l'interface silicium/air et ainsi les réflexions seront réduites de manière significative. Cette solution est appelée par la suite cas (3) et est illustrée Figure 3-5.

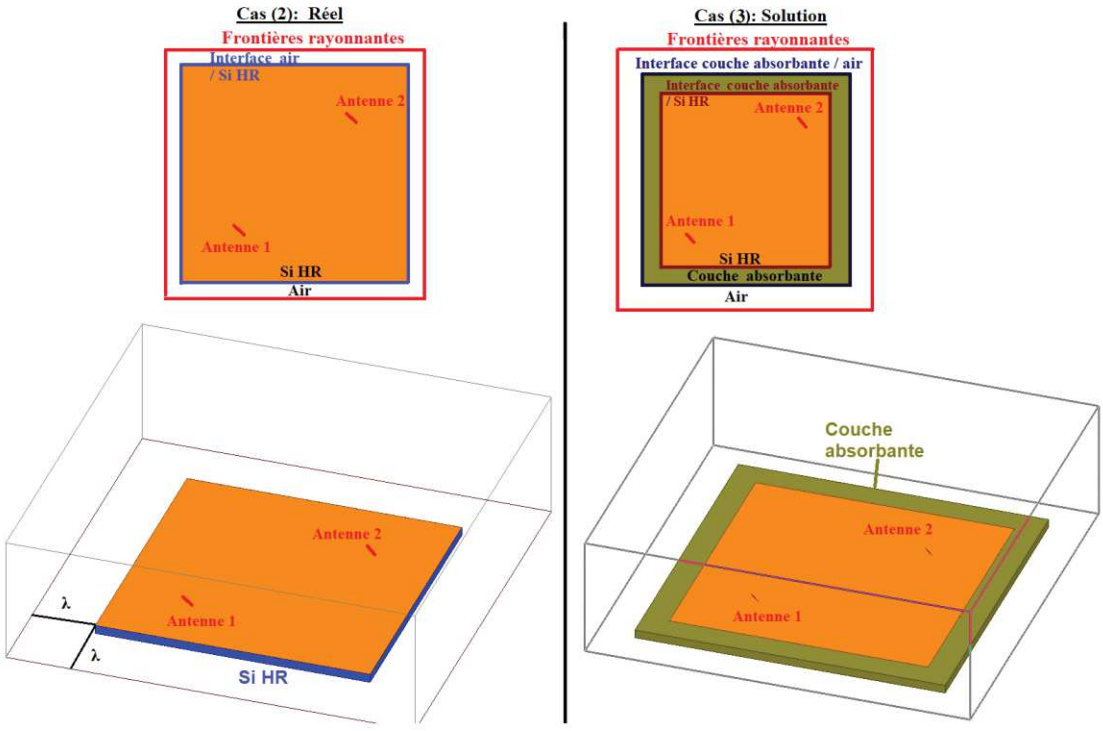


Figure 3-5: Comparaison entre le cas réel et la solution

Il existe dans la littérature plusieurs exemples de matériaux absorbants pouvant être envisagés pour les canaux WiNoC, citons par exemple le Graphène [159], des méta-matériaux [129] ou des conducteurs magnétiques artificiels [160].

Pour notre part, nous proposons d'introduire une couche de Si-BR autour du substrat Si-HR. Cette solution nous semble compatible avec les technologies CMOS et ne conduit pas à un changement technologique majeur. Elle devrait donc, être moins coûteuse à mettre en œuvre que d'autres approches nécessitant des évolutions technologiques plus importantes, comme par exemple l'utilisation de nanotubes de carbone.

Dans cette couche, les ondes vont être atténuées à cause des pertes élevées dans le Si-BR, ce qui va diminuer l'amplitude des ondes réfléchies et atténuer ainsi le problème des trajets multiples et de recombinaison constructive et destructive des ondes.

Cette solution est réalisable technologiquement notamment si nous nous basons sur les travaux de Rozenn Allanic [113].

Si nous considérons la structure présentée Figure 3-6, la zone absorbante est réalisée en introduisant deux zones de silicium dopé, l'une négativement (Si n^{++}) sur la face supérieure et la seconde dopée positivement (Si p^{++}) entre la masse et le substrat Si-HR. L'application d'une tension de polarisation entre ces deux couches entraîne une modification de la conductivité de la couche de silicium et il est donc possible de contrôler la résistivité de la couche absorbante.

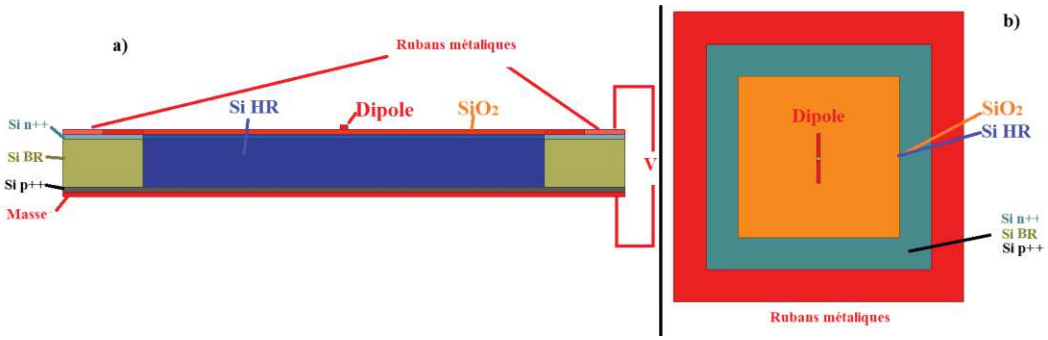


Figure 3-6: Architecture proposée avec la couche absorbante: (a) vue de profil; (b) vue d'en haut

Cette technique a été utilisée associée à des lignes de transmission afin de réaliser des dispositifs hyperfréquences agiles. Figure 3-7, nous présentons à titre d'exemple les résultats de la variation de la résistivité obtenue à l'aide du logiciel SILVACO par Rozenn Allanic et al [161].

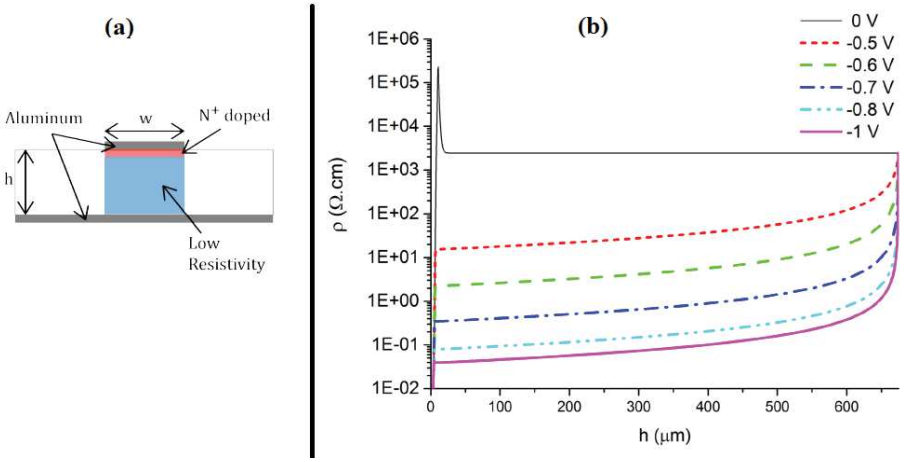


Figure 3-7: (a) Ligne de transmission avec du Si dopé et (b) variation de la résistivité en fonction de la tension de polarisation [161]

À 0 V, nous remarquons une brusque remontée de la résistivité due à la zone de charge d'espace (ZCE) créée par la mise en contact de la zone p et de la zone n.

À une valeur de h = H_{sub} = 675 µm, toutes les polarisations convergent vers une résistivité de 10 KΩ.cm. Pour éviter cette convergence, une couche de p++ doit être ajoutée. Avec des tensions de polarisation de -1 V, des résistivités de l'ordre de quelques Ω.cm peuvent être atteintes.

Tableau 3-1 nous donnons quelques valeurs de la résistivité en fonction de la tension de polarisation obtenus dans [113] pour une ligne de transmission ayant une surface de zone dopée S = 1,12 mm * 0,56 mm, avec une épaisseur du substrat : h= 675 µm.

Tableau 3-1: Correspondance entre la tension de polarisation et la résistivité/conductivité

Tension de polarisation (V)	**ρ** (Ω.cm)	**σ** (S/m)
0	2 500,00	0,04
-0,6	4,00	25,00
-0,7	0,63	158,73
-0,8	0,12	833,33
-1	0,02	6 666,67

L'utilisation de cette technique de maîtrise de la résistivité nous a semblé prometteuse et très pratique pour valider l'utilisation de silicium basse résistivité comme zone absorbante. Nous proposons dans la section §3.2.1 l'étude et le dimensionnement de ces couches à base de silicium dopé ; nous évaluons également leur influence sur la propagation dans le contexte de transmission intra-puce.

3.2.3 Analyse EM de la solution proposée

Afin de valider notre approche, nous effectuons à l'aide de simulations EM, une comparaison des paramètres S entre les cas (1), (2) et (3). Les résultats des paramètres S dans la bande 40-80 GHz sont présentés Figure 3-8.

Nous considérons pour la couche Si BR une résistivité de 10 Ω.cm correspondant à celle du Si commercial (i.e. une conductivité de 10 S/m). D'après [162], la largeur de la couche absorbante doit être de l'ordre d'une longueur d'onde pour être efficace. Nous avons donc choisi une largeur de 2 mm correspondant à pratiquement une longueur d'onde guidée dans le silicium à 43 GHz.

L'utilisation d'une couche absorbante (3) modélisée ici par une couche de Si-BR, permet de limiter le nombre de résonances et d'obtenir une adaptation (paramètre S_{11}) sur une large bande à -10 dB et cela de façon similaire à ce que nous obtenons dans le cas des systèmes de dimensions infinies. En ce qui concerne la transmission, l'utilisation de la couche d'absorbant permet de la rendre plus stable par rapport au cas (2) où elle n'est pas présente. Une large bande passante à -3 dB supérieure à 30 GHz est ainsi observée. Ces résultats sont de nouveau comparables à ceux du cas (1) avec des dimensions infinies.

Ces gains en stabilité des réponses entraînent cependant une conséquence qui est une diminution du maximum de transmission puisque ce niveau passe de -5 dB en l'absence de couche absorbante à -20 dB avec celle-ci. En fait, dans le cas (2) sans absorbeur, les ondes se réfléchissent sur l'interface silicium/air et provoquent les interférences constructives qui augmentent pour certaine fréquences le niveau de S_{21}. Dans le cas (3) avec couche absorbante, les ondes réfléchies sont atténuées et l'on peut considérer que seul le rayon du chemin direct est reçu, ce qui implique un niveau de transmission plus faible. L'absence des interférences constructives en présence d'absorbant dans le cas (3) implique une valeur moyenne inférieure à la valeur moyenne dans le cas (2) où les interférences constructives sont significatives.

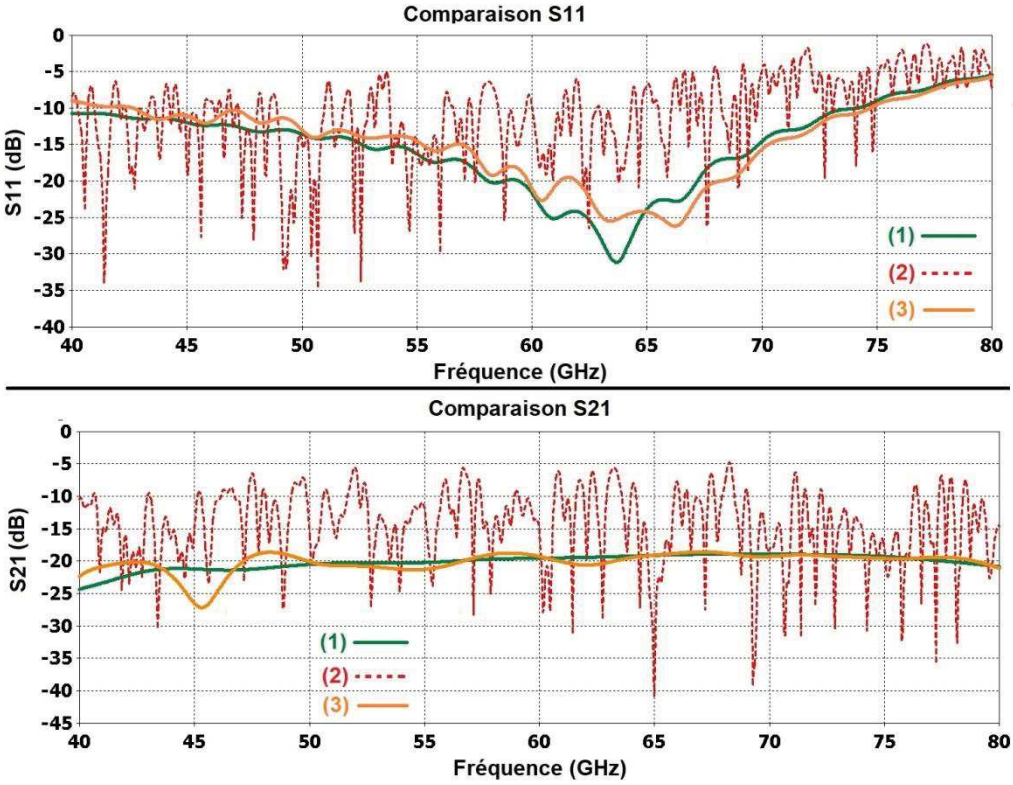


Figure 3-8: Comparaison des paramètres S des cas (1), (2) et (3)

La contribution de l'absorbant électromagnétique peut également être illustrée sur la distribution du champ électrique comme nous le faisons Figure 3-9. La cartographie du champ électrique en présence d'une zone d'absorbant est comparable à celle d'une propagation dans un milieu infini.

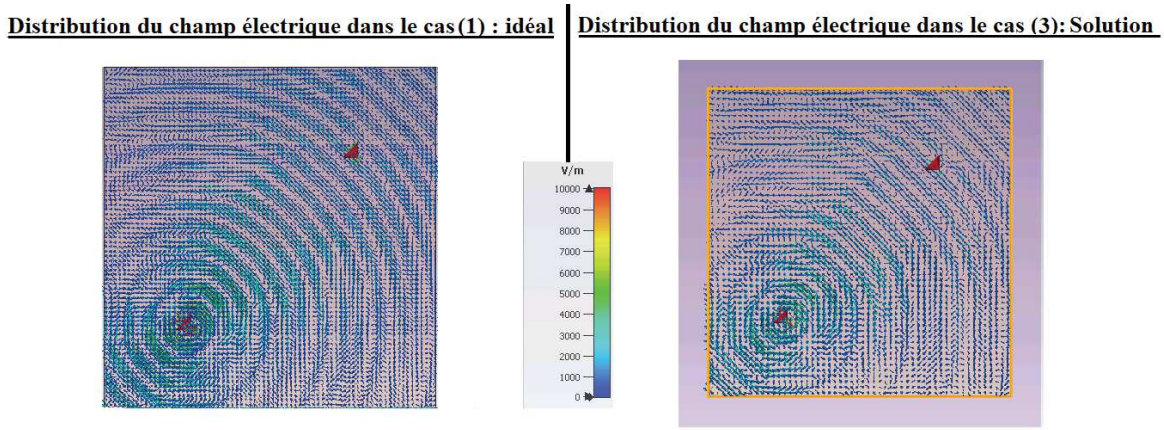


Figure 3-9: Distribution du champ électrique dans le cas (1) et (3)

Avec la couche absorbante, une atténuation autour de 1,4 dB/mm (20 dB/14,2 mm) est obtenue. Ceci est légèrement supérieur à ce qui est présenté dans l'état de l'art pour des lignes de transmission RF guidées, où l'atténuation est comprise entre 0,5 et 1,2 dB/mm [163].

Ces résultats de simulation nous ont montré que l'utilisation d'une couche de silicium à pertes entourant la couche de Si-HR pouvait être une solution pour maîtriser le canal en vue de la réalisation de systèmes WiNoC devant supporter du broadcast d'information.

Nous analysons par la suite, l'effet d'une couche de silicium à pertes sur les réponses circuits réels mesurés et présentés lors du chapitre 2.

3.2.4 Application de la solution aux circuits mesurés

L'intérêt de la maîtrise des frontières silicium/air peut encore être confirmé à l'aide de simulations sur les circuits mesurés dans le chapitre 2.

À titre d'exemple, nous présentons Figure 3-11 et Figure 3-12, la comparaison entre les résultats de simulation dans le cas où nous avons deux dipôles placés sur un même substrat en présence d'une couche de silicium à perte tel qu'illustré Figure 3-10 avec les résultats mesurés présentés lors du chapitre 2. Les dimensions de substrat sont dans ce cas 7*7*0,675 mm^3 et la couche absorbante est de 2 mm de largeur.

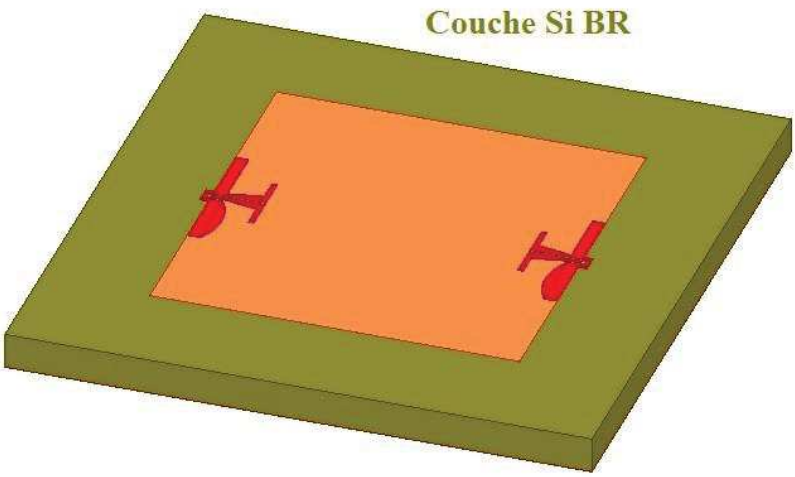


Figure 3-10: Canal entre 2 dipôles simulés dans la bande V avec la couche absorbante

Dans la bande V, les simulations du paramètres S_{11} (cas réel (2)) présentent six résonances alors que dans le cas idéal (1) ou avec la couche absorbante entourant les dipôles (3), nous obtenons une adaptation sur une large bande à -10 dB.

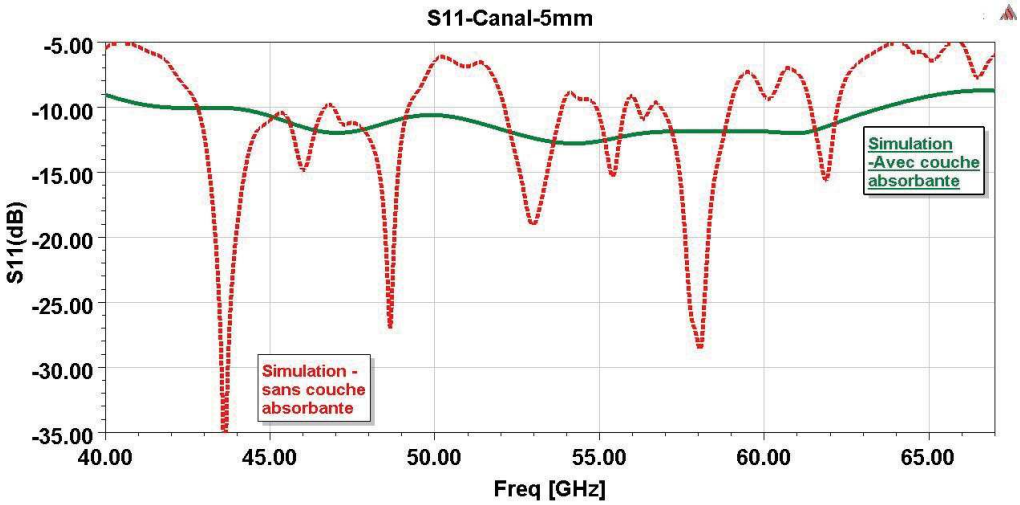


Figure 3-11: Comparaison des paramètres S_{11} du dipôle

De la même manière, nous remarquons que le paramètre S_{21} simulé comporte quatre zéros de transmission dans la bande de fréquence de 40 à 67 GHz. Si en simulation, nous considérons une couche absorbante entourant les 2 dipôles (cas 3), nous obtenons des niveaux de transmission globalement plus faibles (autour de -20 dB au lieu de – 5 dB max en mesure) mais beaucoup plus stables. La bande passante à -3 dB utilisable est alors de 14,6 GHz.

Toutes les simulations exposées dans cette section démontrent l'intérêt de la couche absorbante de Si BR.

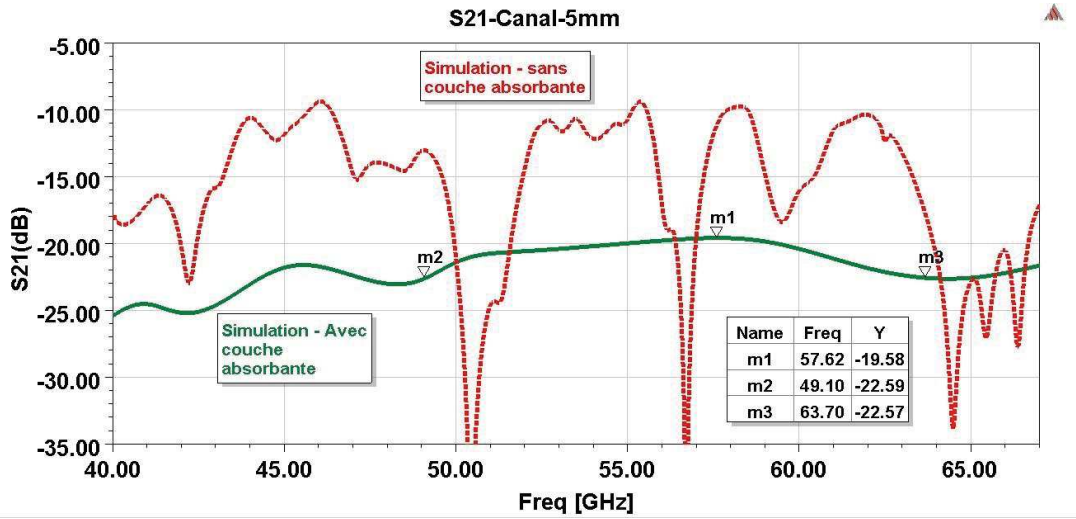


Figure 3-12: comparaison des paramètres S_{21} dans le cas du canal entre 2 dipôles

3.2.5 Optimisation de la couche absorbante

Nous avons entrepris une optimisation de la couche absorbante en cherchant à obtenir notamment : des niveaux de transmission entre deux éléments les plus constants possibles et des bandes passantes à -3 dB les plus larges possibles. Les paramètres optimisés correspondent à la largeur de la couche absorbante et la conductivité de cette couche.

3.2.5.1 Optimisation des dimensions de la couche absorbante

Sachant que la couche du Si-BR doit avoir la même hauteur que le substrat Si-HR, nous dimensionnons alors la largeur de cette couche entourant la couche centrale.

Au vu de la rareté de la littérature traitant des absorbants dans de tels environnements, nous avons cherché à optimiser la largeur de la couche nécessaire autour d'une largeur de 1,45 mm correspondant à une longueur d'onde à 60 GHz dans le silicium.

Nous considérons la transmission entre deux dipôles (Figure 3-13) dimensionnés initialement pour rayonner à la fréquence centrale de 60 GHz. Nous avons fixé les dimensions latérales de la couche de Si-HR à : W_{sub} = 5 mm ; 2*L_{sub} = 20mm.

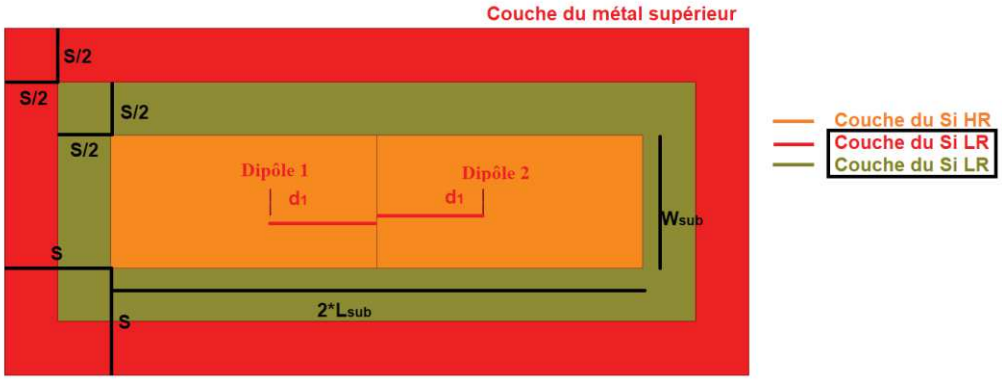


Figure 3-13: Dimensions de canal entre deux dipôles et une couche Si-BR

Nous avons analysé l'effet de l'augmentation ou de la diminution de la largeur de la couche du Si-BR noté **'s'** supposée uniforme tout autour de la couche Si-HR sur la réponse en transmission. La distance '$\mathbf{d_1}$' indique l'éloignement des dipôles du centre de la couche Si-HR.

Nous présentons Figure 3-14 les résultats de simulation du paramètre S_{11} dans le cas de 2 dipôles séparés par $d=2*d_1$ = 10 mm et pour différentes largeurs de la couche absorbante. Nous pouvons remarquer que l'ensemble des réponses restent similaires. Cependant il y a des ondulations plus prononcées dans le cas où la couche absorbante est de faible dimension (s=0,5 mm). Pour l'ensemble des épaisseurs de l'absorbant, nous avons obtenu une bande passante à -10 dB de 12 GHz centrée autour de 67 GHz. La largeur de la couche à pertes à base de Si-BR a donc une faible influence sur l'adaptation des dipôles à partir d'une largeur plus grande que la longueur d'onde.

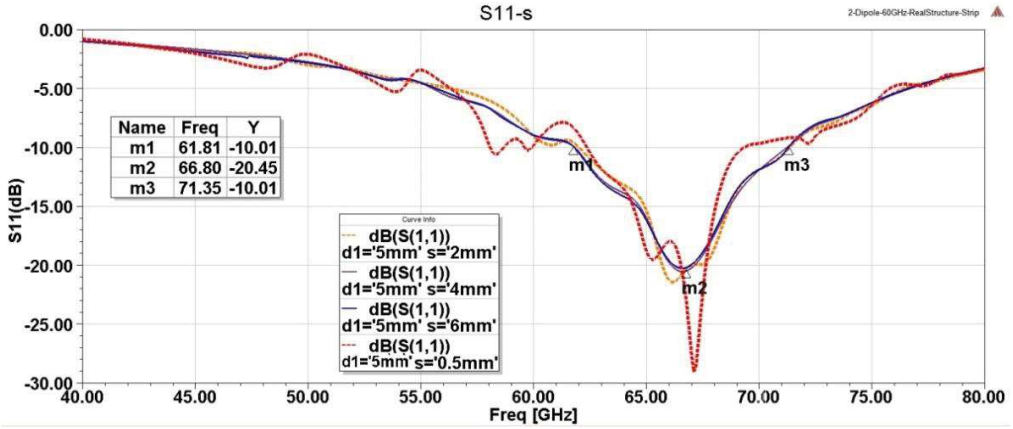


Figure 3-14: Évolution du paramètre S_{11} d'un dipôle en fonction de la largeur s

Quant aux coefficients de transmission S_{21} présentés Figure 3-15, nous remarquons que les fluctuations de niveau avec la fréquence sont plus importantes dans le cas où la couche de Si-BR est égale à 0,5 mm que dans le cas où elle est supérieure à 2 mm. À partir de s=4 mm il n'est plus possible de voir d'amélioration de la platitude de la courbe du S_{21}.

Nous constatons que la largeur de la couche absorbante doit être aux alentours de λ. Par la suite, nous avons choisi pour nos circuits en bande V et Q des couches d'absorbant de 2 mm correspondant à une longueur d'onde dans le silicium à 43 GHz, sachant que c'est toujours préférable de réduire la largeur de cette couche mais en conservant les profits obtenus.

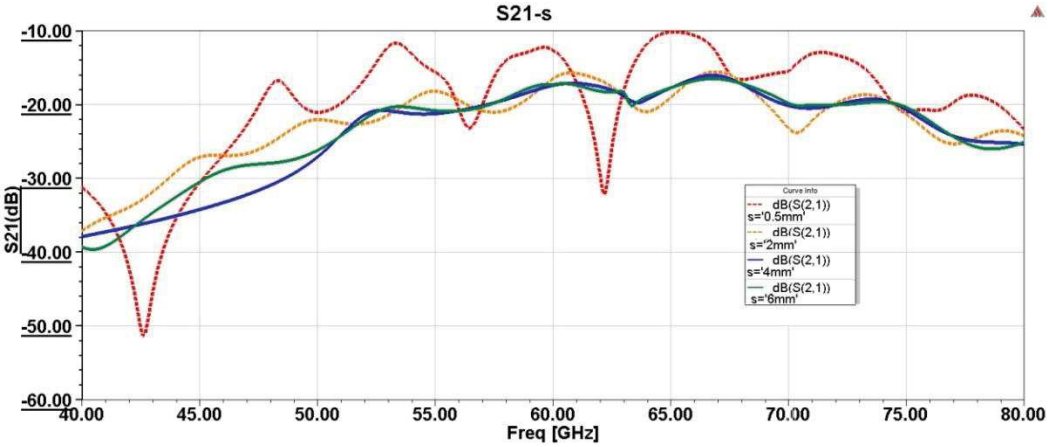


Figure 3-15: Évolution du paramètre S_{21} entre deux dipôles en fonction de la largeur s

3.2.5.2 Optimisation de la conductivité de la couche absorbante

Comme nous envisageons d'utiliser une couche à pertes réalisée avec un substrat dont on peut régler la conductivité (ou la résistivité), nous avons cherché à estimer la conductivité nécessaire pour obtenir des niveaux de transmission les plus constants possibles sur une large bande passante.

Nous présentons Figure 3-16 et Figure 3-17 les variations fréquentielles de l'adaptation et de la transmission obtenues par simulation de la structure présentée Figure 3-13. Nous avons considéré une couche d'absorbant de 2 mm et des dipôles séparés de 10 mm. Nous avons fait varier la conductivité de la couche de Si-BR de 0,01 S/m à 1000 S/m.

Si la conductivité est trop faible (0,01 S/m) alors la couche d'absorbant ne remplit pas son rôle et nous retrouvons un comportement similaire à celui de la structure initiale sans couche absorbante. Lorsque la conductivité devient trop importante (1000 S/m) alors nous pouvons constater la présence d'ondulations sur les paramètres S_{11} et S_{21}. Dans ce cas la couche d'absorbant ne remplit que partiellement son rôle, elle se comporte comme un mur électrique imparfait ce qui entraîne des réflexions et des trajets multiples qui entraînent des reconstructions constructives ou destructives.

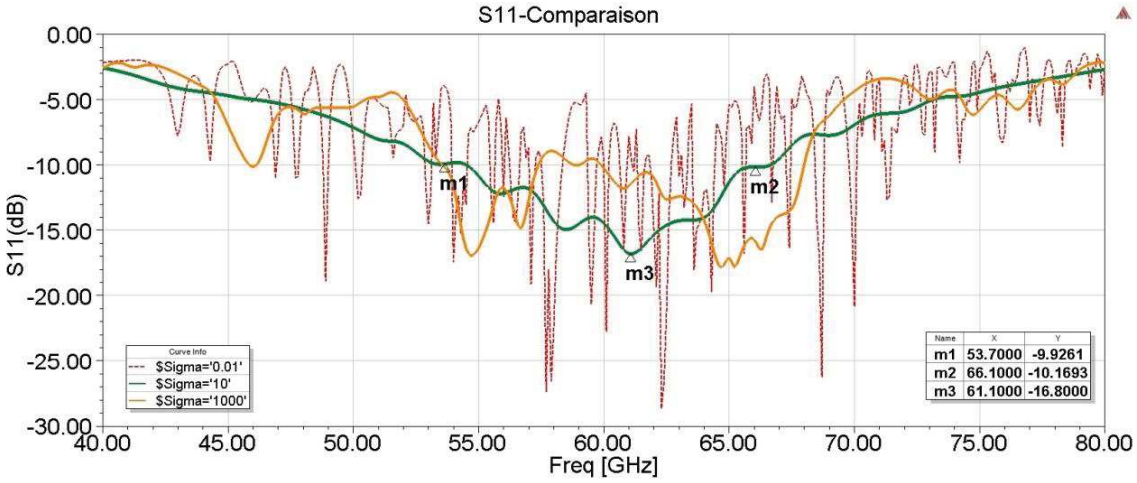


Figure 3-16: Évolution du paramètre S_{11} en fonction de la conductivité de la couche absorbante

Un bon compromis sur la conductivité est une valeur de σ=10 S/m. Dans ce cas nous obtenons une adaptation équivalente à celle d'un dipôle sur un substrat infini et une transmission relativement constante sur une large bande passante (Figure 3-17).

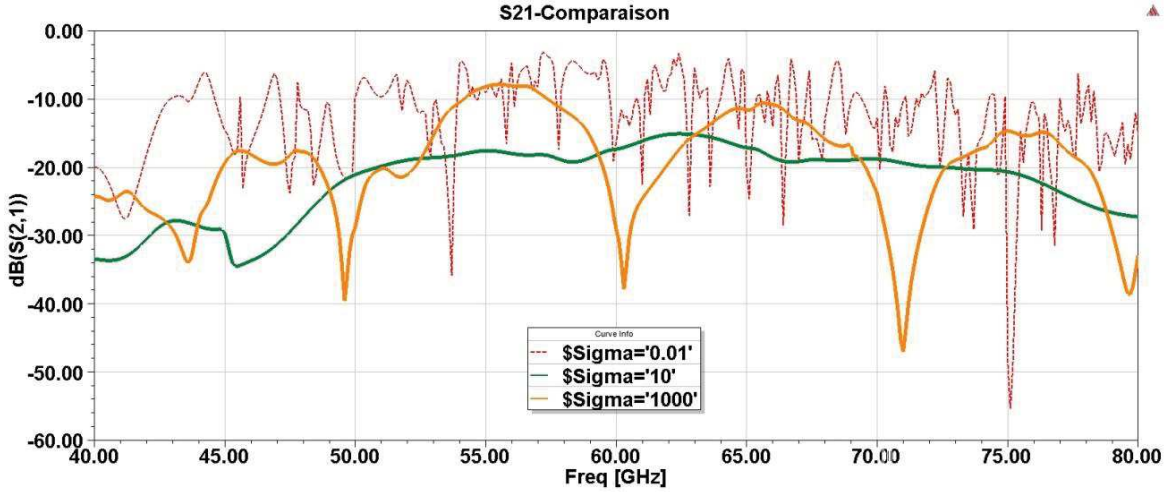


Figure 3-17: Évolution du paramètre S_{21} en fonction de la conductivité de la couche absorbante

Nous détaillons par la suite la conception des circuits réalistes avec cette couche et les résultats des simulations et des mesures obtenus.

3.3 RÉALISATION DE CIRCUITS TESTS EN BANDE Q ET V

Afin de valider expérimentalement notre solution permettant la maîtrise des frontières du silicium HR, nous avons réalisé des circuits tests.

3.3.1 Fabrication d'un prototype

Nous avons envisagé plusieurs scénarios correspondant à différentes façons de réaliser et de polariser la couche de Si-BR. Dans tous les cas nous avons considéré une structure comprenant 2 antennes dipôles placées sur un substrat silicium haute résistivité et nous avons respecté les règles établies dans le paragraphe §1.7.1 c.à.d.

1. Les bandes de fréquences retenues sont la bande Q (33-50 GHz) et la bande V (40-75 GHz) qui sont compatibles avec les instruments de mesure présents au Lab-STICC.
2. L'architecture des couches et les résistivités du silicium sont celles liées aux procédures de fabrication utilisées au laboratoire GREMAN de l'université de Tours et détaillées dans §2.3.
3. Les antennes sont des dipôles planaires imprimés avec une simple alimentation coplanaire destinée à recevoir les sondes GSG.
4. La disposition des antennes: alignées en vis-à-vis au centre ou en diagonales pour avoir des structures similaires à celles proposées dans le projet BBC (§1.7.1).

Nous considérons pour la couche du Si-BR en simulation une résistivité (ρ = 10 Ω.cm) après polarisation autour d'une couche du Si-HR (1 KΩ.cm < ρ < 10 KΩ.cm). Il est à noter que la fabrication peut induire une légère incertitude sur ces valeurs et ensuite les valeurs de la résistivité de Si-BR dépendent de l'efficacité de la polarisation.

Enfin, compte tenu des résultats obtenus en simulation et des limites de fabrication, nous avons restreint notre choix sur les scénarios suivants présentés Figure 3-18:

1. Scénario 1: Antennes sur Si-HR en vis-à-vis (réalisés en bande Q seulement).
2. Scénario 2: Antennes sur Si-HR en vis-à-vis avec un ruban environnant de Si BR et un ruban métallique tout autour pour la polarisation.
3. Scénario 3: Antennes sur Si-HR en vis-à-vis avec un ruban environnant de Si BR et un carré métallique placé dans le coin supérieur gauche pour la polarisation
4. Scénario 4: Antennes sur Si-HR en vis-à-vis avec un ruban environnant et des motifs triangulaires de Si-BR et un ruban métallique tout autour pour la polarisation.

Le scénario 1 sert de référence. Dans les scénarios 2 et 3, la zone dopée doit produire une couche absorbante de Si-BR entourant la couche du Si-HR. La différence entre les deux scénarios est la couche métallique qui permet de recevoir la tension de polarisation: c'est un ruban métallique sur le contour du substrat dans le scénario 2 et un petit carré métallique dans le scénario 3. L'objectif de ces deux scénarios est l'évaluation de l'influence du ruban ou du carré sur la transmission entre deux antennes.

Le scénario 4 présente une couche absorbante avec des formes triangulaires inspirées par les formes des absorbants que l'on retrouve dans les chambres anéchoïques. Nous espérons que ces formes vont améliorer les performances des absorbants et ainsi l'adaptation et la platitude de la transmission entre deux éléments [162].

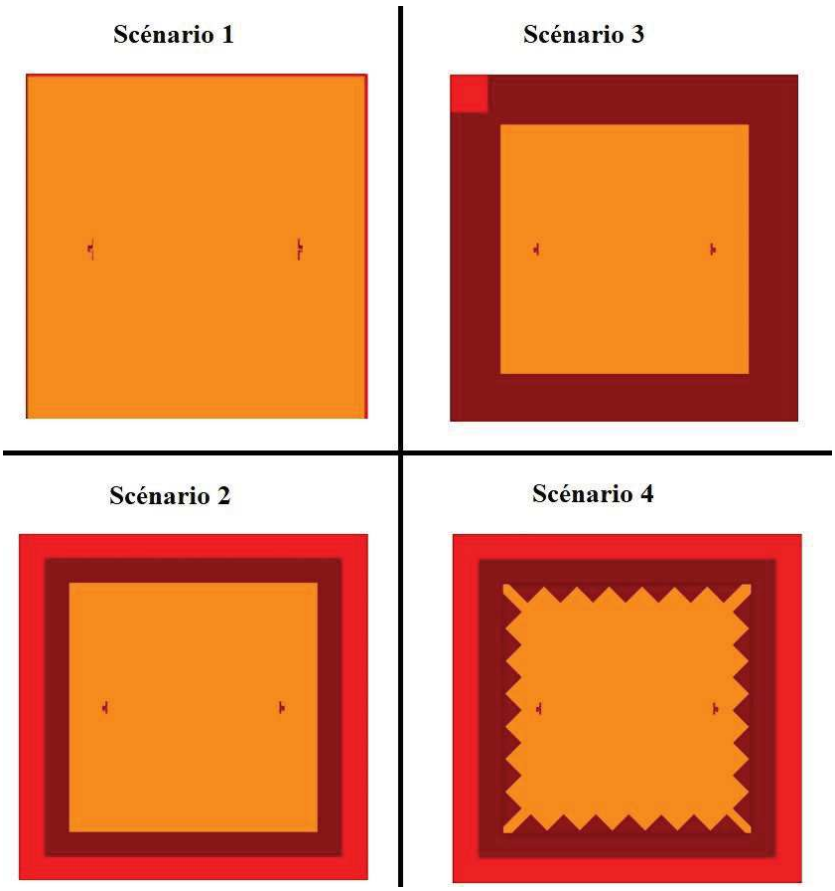


Figure 3-18: 4 Scénarios des antennes en vis-à-vis

Nous avons également prévu deux dispositions avec des antennes placées sur la diagonale, soit un ruban métallique soit un carré métallique (Figure 3-19):

5. Scénario 5: Antennes sur Si-HR en diagonale avec un ruban environnant de Si-BR et un ruban métallique tout autour pour la polarisation
6. Scénario 6: Antennes sur Si-HR en diagonale avec un ruban environnant de Si-BR et un carré métallique placé dans le coin supérieur gauche pour la polarisation

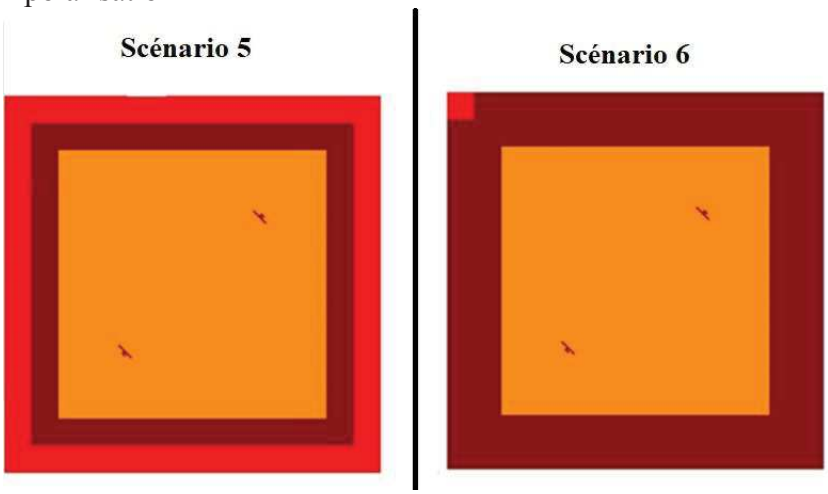


Figure 3-19: 2 Scénarios des antennes diagonales

Nous avons décidé d'utiliser les mêmes dimensions des substrats pour les scénarios (2-3-4-5-6) dans les bandes V & Q afin de faciliter la découpe des circuits. Nous présentons Figure 3-20 la partie centrale du masque avec les circuits réalisés.

Nous avons conçu le scénario 1 dans la bande Q sur une base de 23*23 mm^2.

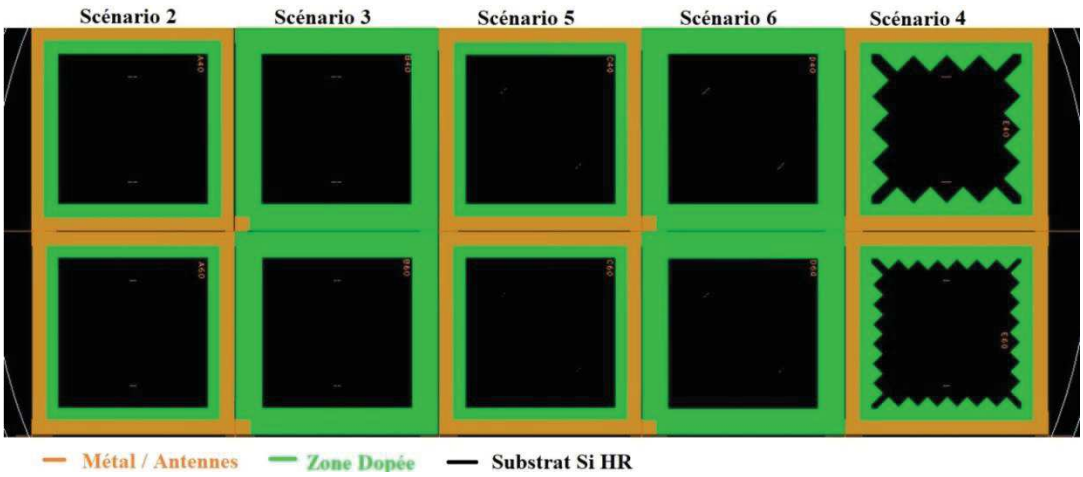


Figure 3-20: Une partie des wafers avec des scénarios réalisés

Nous détaillons ci-dessus toutes les spécifications et les paramètres des circuits définis sur la Figure 3-21 :

1. $W_{sub} * L_{sub} = 20 * 20\ mm^2$: base de substrat en Si-HR.
2. λ @ 40 GHz sur Si = 2,17 mm et L_d = 1,3 mm.
3. λ @ 60 GHz sur Si = 1,45 mm et L_d = 0,9 mm.
4. s = 3,5 mm de chaque côté: largeur de la zone dopée environnante de Si-BR. La largeur de la zone dopée a été choisie aux alentours de 2λ dans les deux cas.

$$2 * \lambda_{Si-60\,Ghz} = 2{,}9\ mm < s = 3{,}5\ mm < 2 * \lambda_{Si-40\,Ghz} = 4{,}34\ mm \quad (41)$$

5. Total (W * L) = 27 * 27 mm^2 => $S_{total} = 1{,}8225 * S_{substrat}$
6. g * g = 2 * 2 mm^2: largeur * longueur du carré métallique des scénarios 3 et 6.
7. Distance de séparation entre antennes vis-à-vis: d = 14 mm.
8. Distance de séparation entre les antennes diagonales: $d = 10\sqrt{2} = 14{,}1$ mm.
9. Largeur du dipôle = 0,1 mm.
10. Largeur des pads = 80 µm et séparation de 50 µm.

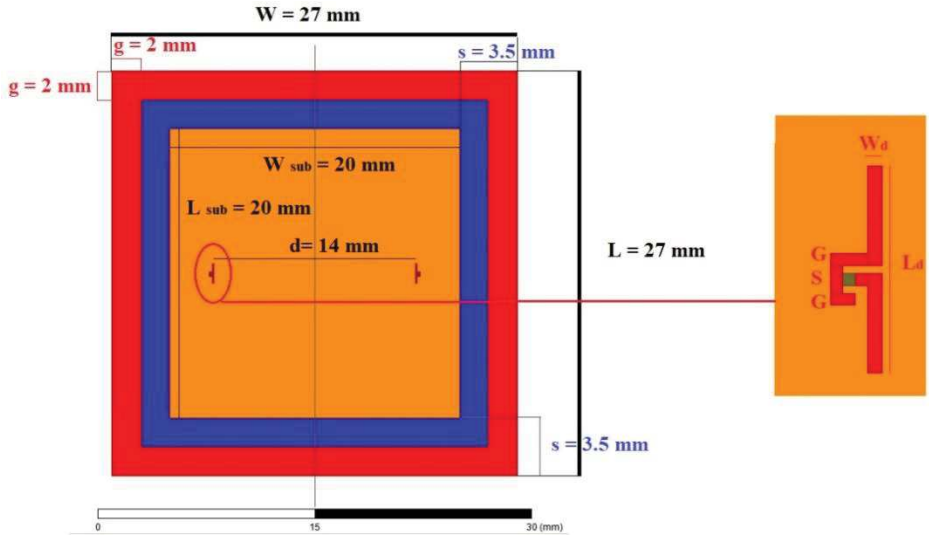


Figure 3-21: Paramètres utilisés dans les circuits

En se basant sur ces règles et spécifications, nous présentons dans le reste du paragraphe les résultats des simulations et des mesures et une analyse critique de ces résultats.

3.3.2 Simulations des canaux en bande Q

3.3.2.1 Effet de la couche du Si BR

Afin de valider nos circuits tests nous comparons les simulations entre les scénarios (1) et (2), en considérant une résistivité de la couche Si-BR de 10 Ω.cm.

La comparaison des coefficients de réflexion présentée Figure 3-22, montre la réduction des multiples résonances observées pour le scénario (1) (en rouge pointillé) à des résonances plus adoucies avec une résonance principale à 32,6 GHz dans le scénario (2) (en vert). La bande passante à -10 dB est de 13 GHz.

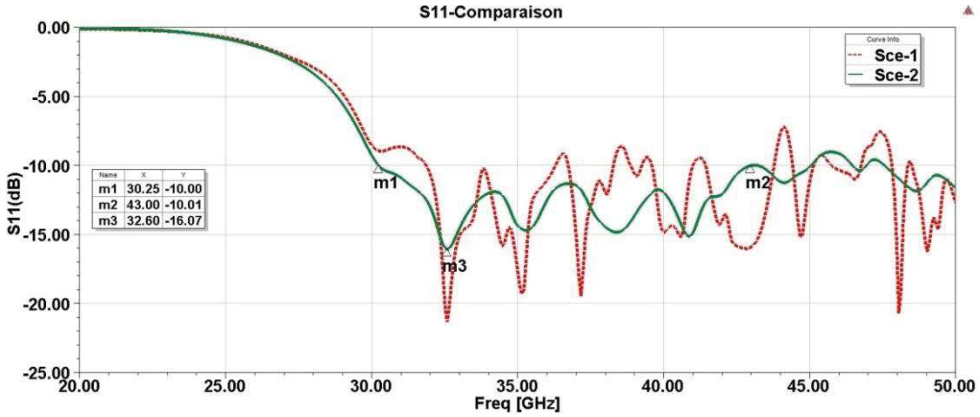


Figure 3-22: Comparaison des paramètres S_{11} des scénarios (1) et (2) dans la bande Q

Au niveau des coefficients de transmission (Figure 3-23), les multiples zéros du scénario (1) (en rouge pointillé) sont atténués et nous remarquons dans le scénario (2) (en vert) une transmission stable sur une bande passante à -3 dB de 10 GHz.

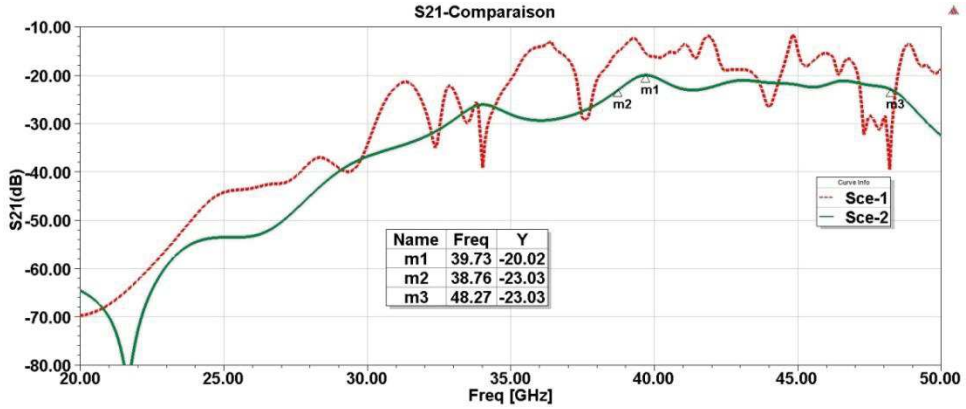


Figure 3-23: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (1) et (2) dans la bande Q

3.3.2.2 Effet du ruban / carré métallique

La seconde comparaison nous permet d'étudier l'effet du métal utilisé pour la polarisation du circuit. Nous comparons ici le scénario (2) dans lequel la couche de silicium dopé est polarisée par un ruban métallique sur le contour du substrat avec le scénario (3) où elle est polarisée par un petit carré métallique. Figure 3-24 nous présentons les coefficients de réflexion de ces deux cas et Figure 3-25 les coefficients de transmission.

Une légère amélioration est obtenue sur le paramètre S_{11} dans le cas du scénario (3) (en bleu marine pointillée) avec l'atténuation des fluctuations qui sont légèrement plus visibles pour le S_{11} du scénario (2) (courbe en vert).

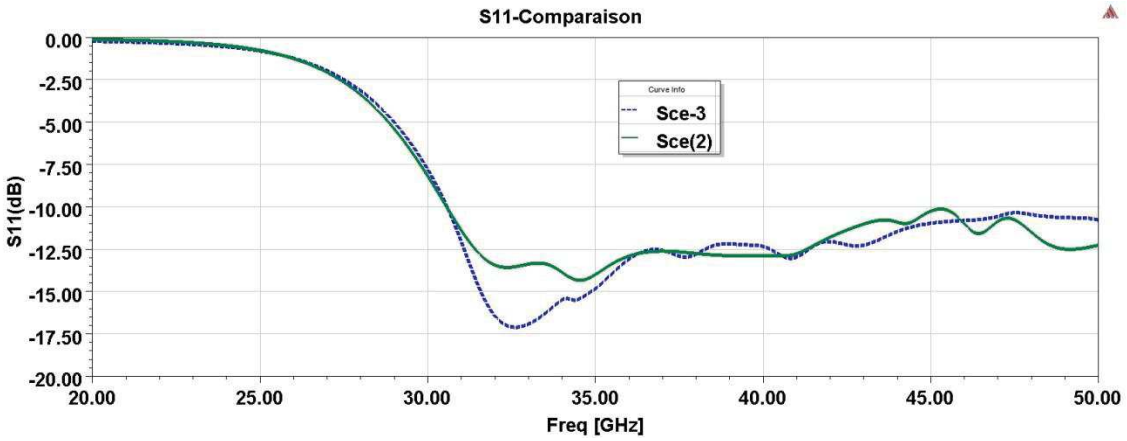


Figure 3-24: Comparaison des paramètres S_{11} des scénarios (2) et (3) dans la bande Q

Par contre, au niveau des coefficients de transmission, des zéros de transmission sont plus marqués dans le scénario (3) que dans le scénario (2) ce qui entraîne une diminution des bandes passantes.

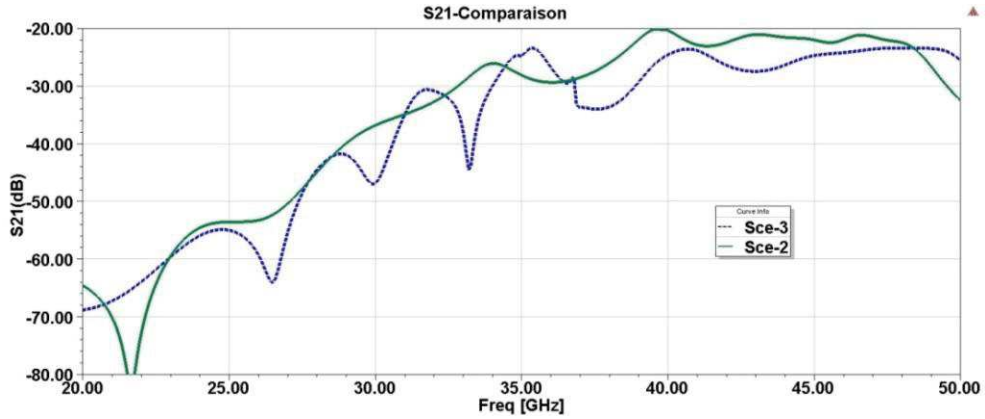


Figure 3-25: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (2) et (3) dans la bande Q

Nous avons effectué la même comparaison entre les scénarios (5) et (6) dans le cas où les antennes sont disposées suivant la diagonale (Figure 3-26). Les réponses en réflexion et transmission sont similaires à celles observées dans le cas des antennes placées au milieu du substrat dans les deux cas, ce qui montre une différence mineure entre le ruban ou le carré métallique.

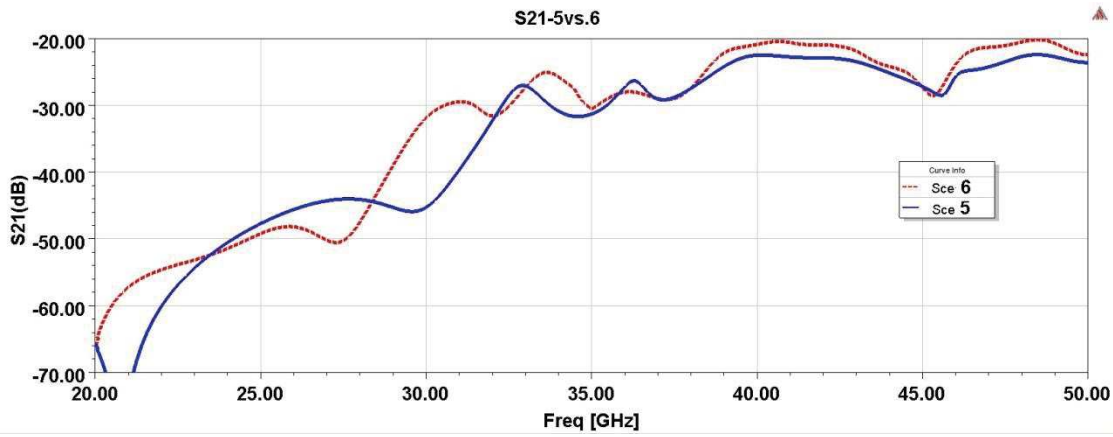


Figure 3-26: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (5) et (6) dans la bande Q

3.3.2.3 Effet de placement des antennes

La comparaison entre le cas des antennes disposées selon la diagonale (Scénario (5)) et la disposition en vis-à-vis (ex. Scénario (2)), montre un rétrécissement de la bande passante pour la disposition diagonale (Figure 3-27). Ce rétrécissement de la bande est dû à l'augmentation des réflexions possibles et les interactions avec les bords dans le cas des antennes placées selon la diagonale.

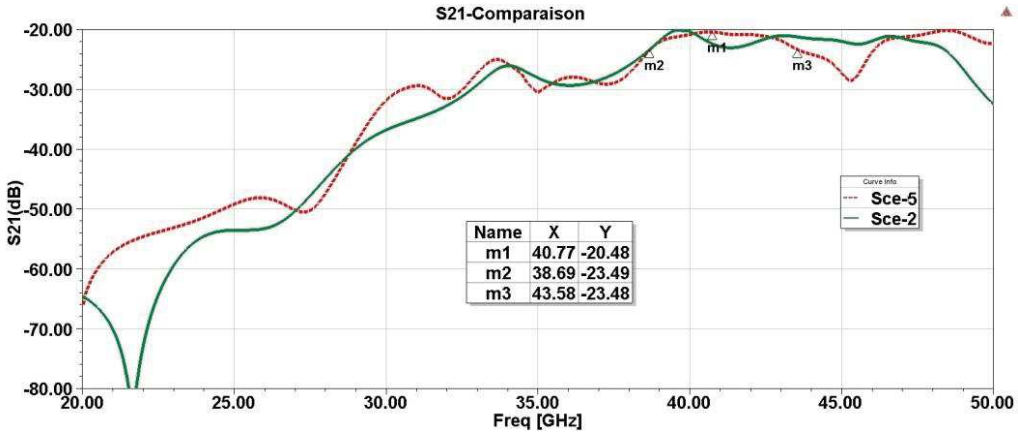


Figure 3-27: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (2) et (5) dans la bande Q

3.3.2.4 Effet des motifs triangulaires

La troisième étude que nous avons menée concerne l'effet des motifs triangulaires du Si-BR introduits dans le Si-HR. Cette étude est réalisée en comparant les réponses des scénarios (2) et (4).

Notons que l'idée de départ était d'avoir des motifs pyramidaux du Si-BR qui sont semblables à ceux rencontrés dans les chambres anéchoïques. La présence des structures régulièrement espacées de forme pyramidale disposées perpendiculairement au substrat peut fournir une atténuation élevée sur une large bande de fréquences [162].

Vue la difficulté de réalisation pratique des motifs pyramidaux (i.e. d'avoir des zones dopées en forme pyramidale), nous avons décidé de les remplacer par des motifs triangulaires qui doivent avoir un effet similaire (Figure 3-28).

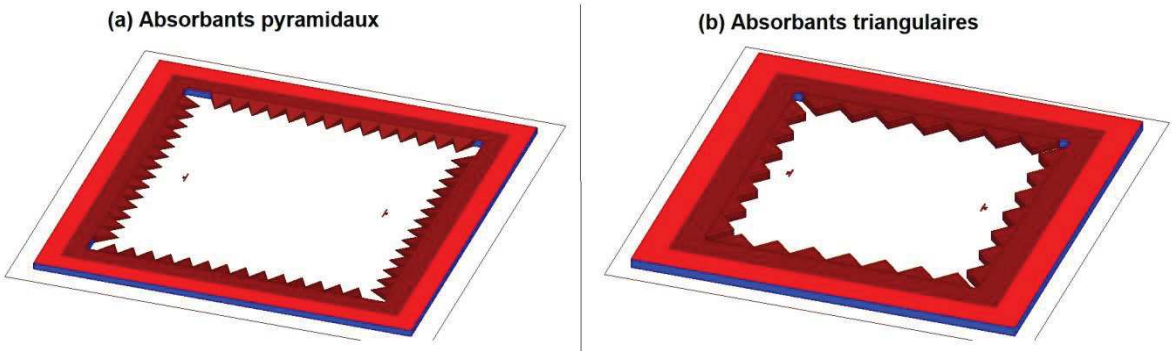


Figure 3-28: Absorbants pyramidaux et triangulaires dans le substrat

Une comparaison entre les performances en transmission entre deux dipôles dans la bande Q entre le scénario (2) (motif droit) et le scénario (4) (motif triangulaire) est donnée Figure 3-29.

À partir de 40 GHz, la transmission est plus stable dans le cas du scénario (4) (courbe en noir) et il est possible d'identifier une bande passante à -3 dB de 12 GHz. Cette bande correspond à la plus large obtenue parmi tous les scénarios analysés.

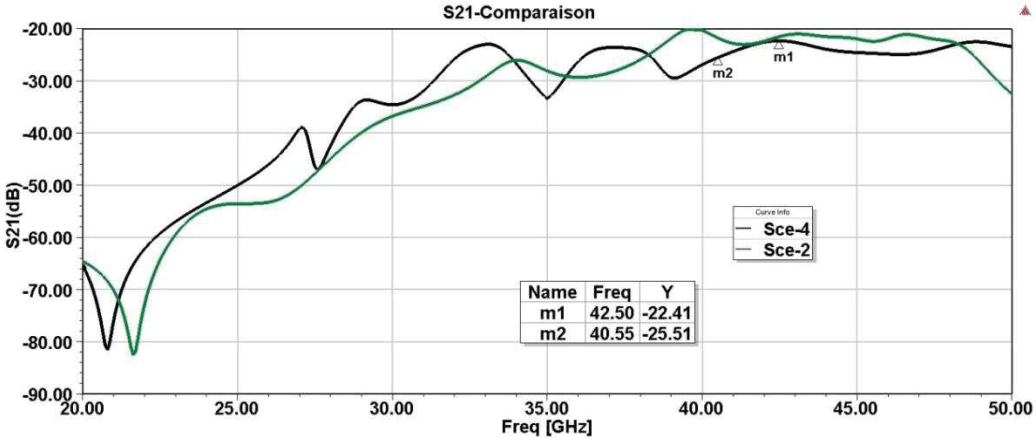


Figure 3-29: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (2) et (4) dans la bande Q

Cette amélioration peut être confirmée aussi par le coefficient de réflexion présenté Figure 3-30. Les fluctuations disparaissent clairement pour avoir une résonance claire dans le scénario (4) à 32,2 GHz et une bande passante à -10 dB de 7 GHz.

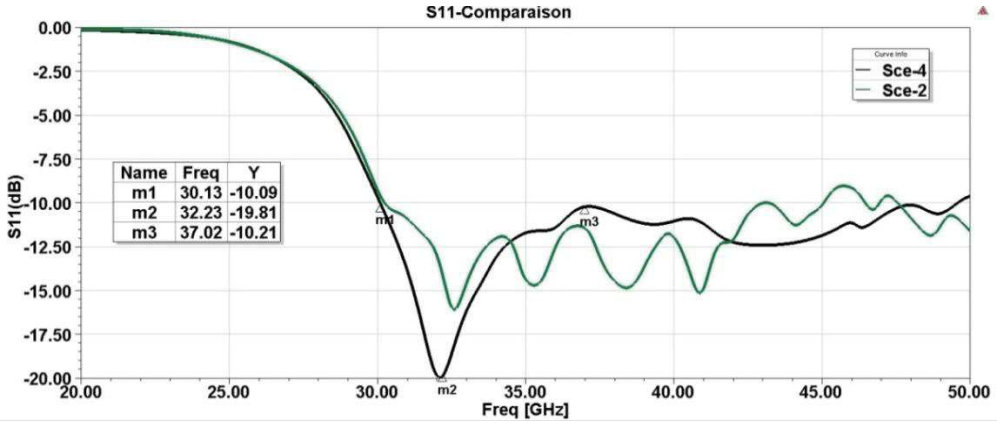


Figure 3-30: Comparaison des paramètres S_{11} des scénarios (2) et (4) dans la bande Q

3.3.2.5 Bilan

Le résumé de tous ces résultats de simulations en terme de bandes passantes à -3dB en transmission est établi dans le Tableau 3-2. Nous remarquons que les deux scénarios (2) et (4) présentent les plus larges bandes passantes. Dans tous les scénarios avec une zone de silicium basse résistivité entourant la zone de propagation en Si-HR, nous pouvons généralement observer deux bandes de fréquences supérieures à 1 GHz dans lesquelles la variation du S_{21} reste inférieure ou égale à -3 dB.

Il est a noté que ces deux bandes sont pratiquement équivalentes dans les scénarios en diagonale (5) et (6) et sont plus étroites que les scénarios en vis-à-vis. Ceci peut être expliqué par les interactions entre les antennes et les bords qui vont entraîner un zéro au milieu de la bande.

Tableau 3-2: résumé des résultats des simulations en bande Q

Scénario	-3 dB BW 1	-3 dB BW 2
1	N/A	N/A
2	**9,5**	2,5
3	7	2,6
4	**11,5**	2,2
5	5,2	4,5
6	5,3	4,9

3.3.3 Simulations des canaux en bande V

En ce qui concerne les circuits prévus pour fonctionner en bande V, nous retrouvons les scénarios (2), (3), (4), (5) et (6). Le scénario (1) n'a pas été réalisé en raison du manque de place sur le wafer. Nous pouvons cependant utiliser le scénario (3) sans polarisation comme point de référence.

Au niveau des coefficients de réflexion simulés, nous illustrons sur la Figure 3-31 le paramètre S_{11} du scénario 2 où la résonance atteint -15,5 dB à la fréquence centrale de 63,7 GHz. La bande passante à -10 dB centrée autour de cette fréquence est de 14,4 GHz soit une bande relative de 22,5%. Les paramètres S_{11} des autres scénarios sont proches de ce résultat et nous ne les avons pas présentés ici par souci de lisibilité.

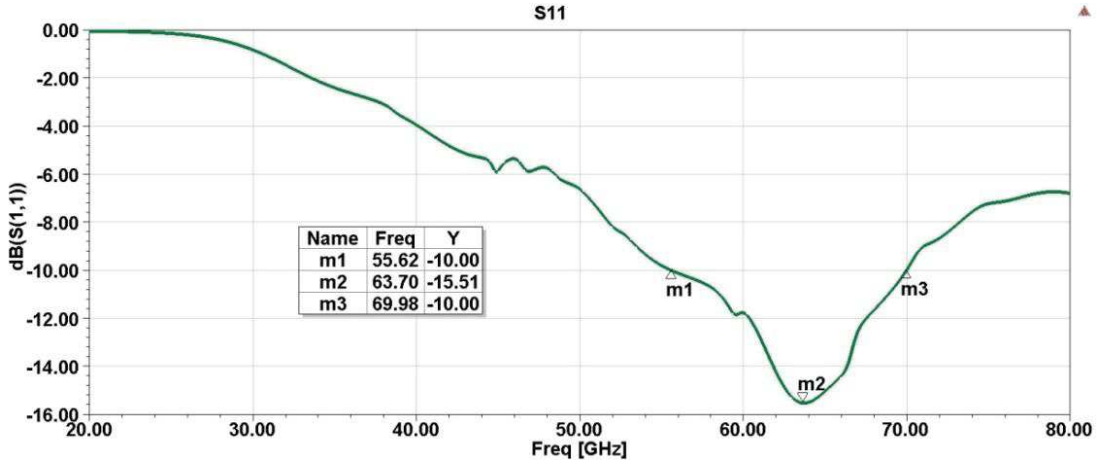


Figure 3-31: Paramètre S_{11} du scénario (2) dans la bande V

3.3.3.1 Effet du ruban / carré métallique

Nous ne nous intéressons par la suite qu'aux paramètres de transmission entre antennes. Les comparaisons entre les résultats des scénarios (2) et (3) ainsi qu'entre les scénarios (5) et (6) présentent des différences négligeables (Figure 3-32). Ce qui signifie que dans la bande V, la zone périphérique est polarisée pour obtenir du Si-BR de la même façon avec un ruban entourant la zone de Si-HR qu'avec un simple carré métallique placé dans un coin du circuit.

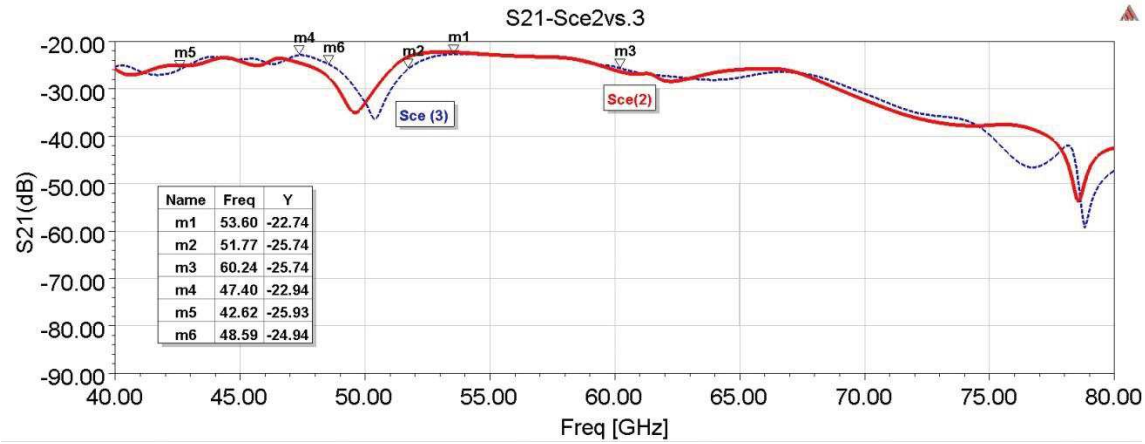


Figure 3-32: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (2) et (3) dans la bande V

3.3.3.2 Effet de placement des antennes

La comparaison (Figure 3-33) entre la disposition des antennes suivant la diagonale (Scénario (5)) et la disposition où elles sont en vis-à-vis parallèlement à un coté du circuit (Scénario (3)), montre un rétrécissement de la bande passante de 8,3 GHz dans le cas (2) à 5,2 GHz dans le cas (5), comme nous l'avons observé dans la bande Q.

Vu la disposition des antennes à côté des bords, les risques de recombinaison destructives augmentent notamment si l'on considère la possibilité de réflexion sur le plan de masse inférieur.

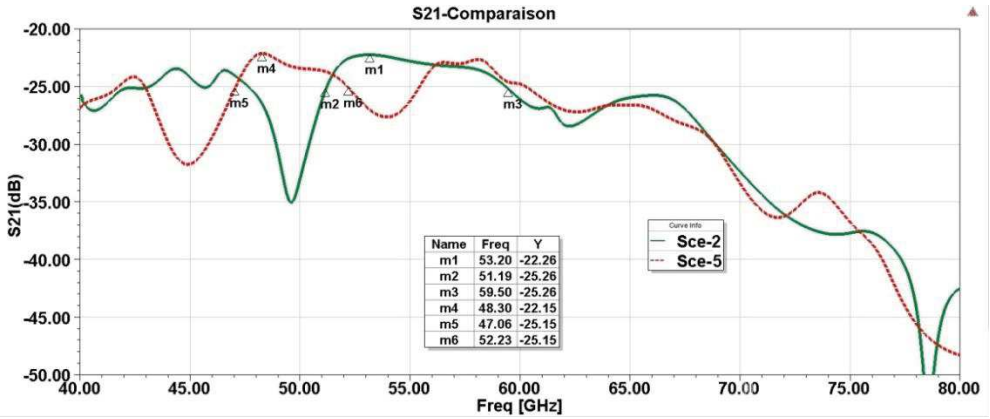


Figure 3-33: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (3) et (6) dans la bande V

3.3.3.3 Effet des motifs triangulaires

La comparaison entre les scénarios (2) et (4) permet de visualiser l'intérêt des motifs triangulaires sur la réponse en transmission (Figure 3-34).

Nous obtenons dans ce cas des bandes passantes comparables dans les deux cas, avec la bande la plus large qui est de 8,3 GHz dans le cas (2) et 7,9 GHz dans le cas (4). Par contre, les zéros de transmission sont fortement atténués après l'introduction des motifs triangulaires.

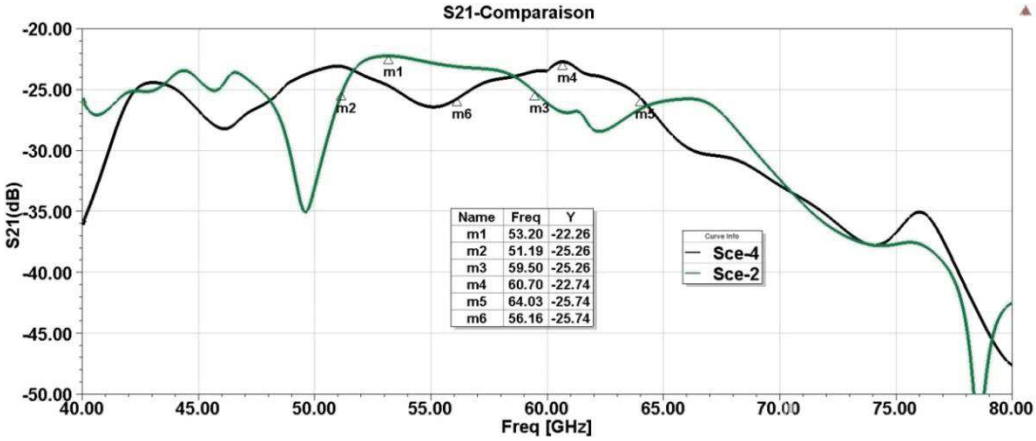


Figure 3-34: Comparaison des paramètres S_{21} des scénarios (2) et (4) dans la bande V

3.3.3.4 Bilan

Le résumé de tous les résultats concernant les bandes passantes en transmission est présenté dans le Tableau 3-3. Comme cela a été observé en bande Q, pour l'ensemble des scénarios nous pouvons identifier deux bandes passantes à -3 dB. Nous remarquons que les scénarios (2) et (4) ont les bandes passantes les plus larges. Il faut également noter que les bandes passantes en bande V sont plus étroites que celles déterminées dans la bande Q.

Tableau 3-3: résumé des résultats des simulations en bande V

Scénario	-3 dB BW 1	-3 dB BW 2
2	**8,3**	**7,1**
3	8,3	6
4	**7,9**	**6,5**
5	5,8	4,8
6	5,6	5,2

Ces résultats vont être comparés ensuite aux résultats des mesures en tirant des conclusions sur les performances de la couche absorbante.

3.3.4 Mesures

Les circuits réalisés au laboratoire GREMAN de Tours n'ont pu être mesurés que dans la bande Q au Lab-STICC à l'UBO. Les mesures dans la bande V n'ont pas pu être réalisées pour le moment en raison de divers problèmes techniques.

Les mesures en bande Q ont été effectuées sous pointes à l'aide d'un analyseur vectoriel E8364A de chez Agilent Technologies en utilisant des sondes GSG et après une calibration SOLT (Short-Open-Load-Through).

La polarisation de la zone dopée a été faite à l'aide d'une pointe DC et d'une alimentation continue. Il est à noter qu'aucun dispositif d'isolement n'est nécessaire entre la partie RF et la partie continue car ces deux parties sont naturellement isolées par le substrat Si-HR. Nous présentons à titre d'illustration Figure 3-35 une photographie du dispositif de mesure dans le cas du scénario (6) où les antennes sont placées sur la diagonale et que la polarisation s'effectue à l'aide du simple carré métallique.

Les mesures des canaux réalisés ont pour but la confirmation des résultats obtenus en simulation et la validation de l'apport positif de la couche absorbante.

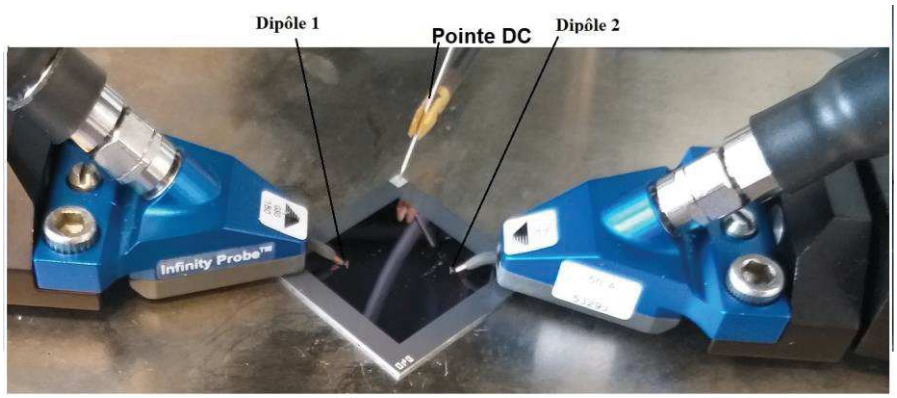


Figure 3-35: Exemple d'un circuit du scénario (6) sous mesure

3.3.4.1 Validation expérimentale du concept de contrôle de la conductivité

Les premiers résultats de mesure que nous présentons concernent la validation de l'approche que nous avons développée et notamment la démonstration de l'effet de la polarisation de la couche de silicium dopé sur l'allure des réponses (réflexion et adaptation).

Nous présentons Figure 3-36 la variation du paramètre S_{11} mesuré dans le cas du scénario (4) pour plusieurs valeurs de la tension de polarisation. Nous pouvons constater la modification des réponses de l'adaptation en fonction de la tension de polarisation (par exemple en passant de 0 V à -1,5V). Nous obtenons des variations similaires pour les autres scénarios.

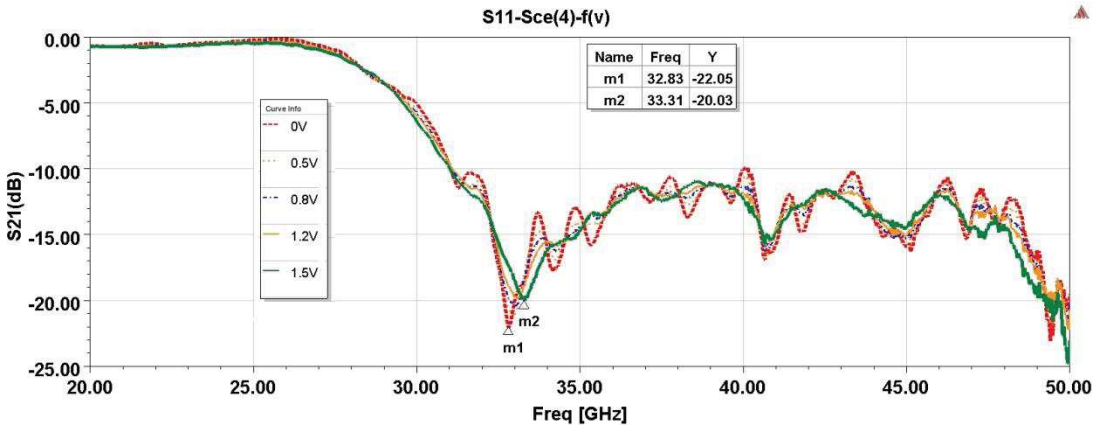


Figure 3-36: Variation de paramètre S_{11} pour le scénario (4) en mesures

Pour mieux visualiser l'amélioration de l'allure de S_{11}, nous présentons Figure 3-37 la comparaison entre le cas sans zone de Si-BR du scénario (1) et le résultat correspondant à une tension de polarisation de 1V et 100 mA pour le scénario (4). Avec cette polarisation nous obtenons une résonance principale à 33 GHz et trois autres résonances qui ont diminué d'une façon significative par rapport au cas sans la couche d'absorbant.

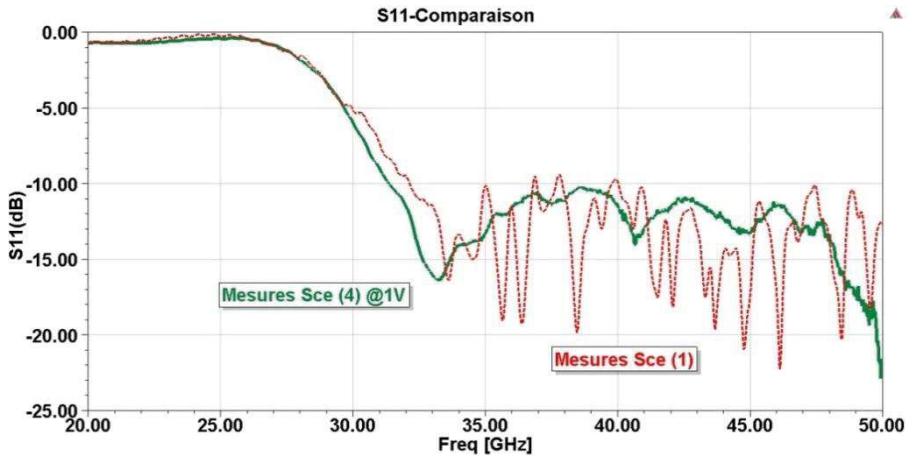


Figure 3-37: Comparaison entre les résultats des mesures de paramètre S_{11} pour les scénarios (1) et (4)

Figure 3-38 nous montrons l'évolution du paramètre de transmission S_{21} pour différentes valeurs de la polarisation dans le cas du scénario 4. De nouveau, nous pouvons constater la modification de la transmission en fonction de la polarisation avec notamment un lissage qui augmente avec cette tension.

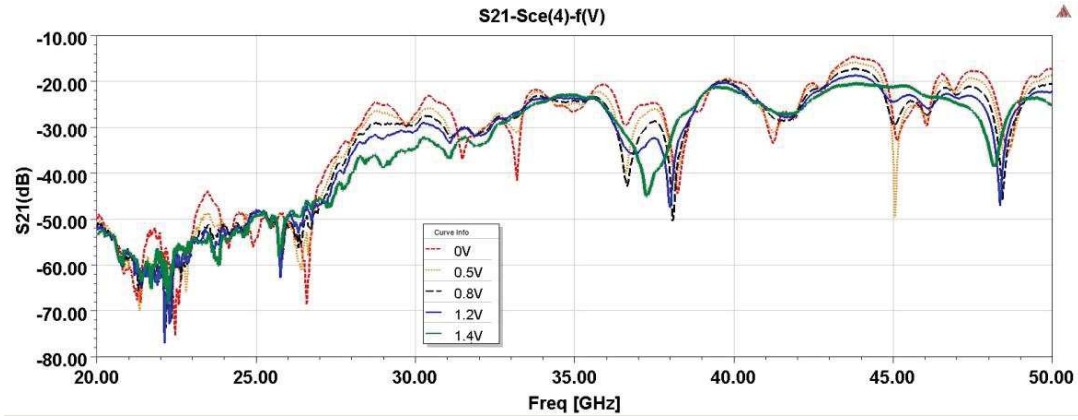


Figure 3-38:Variation du paramètre S_{21} pour le scénario (4) en mesures

Afin de mieux visualiser cette évolution nous présentons Figure 3-39 le paramètre S_{21} mesuré pour deux tensions de polarisation 0 et -1 V. Nous pouvons observer une meilleure platitude de la transmission entre les deux dipôles. La bande passante à -3 dB que nous avons à -1V est de 4 GHz.

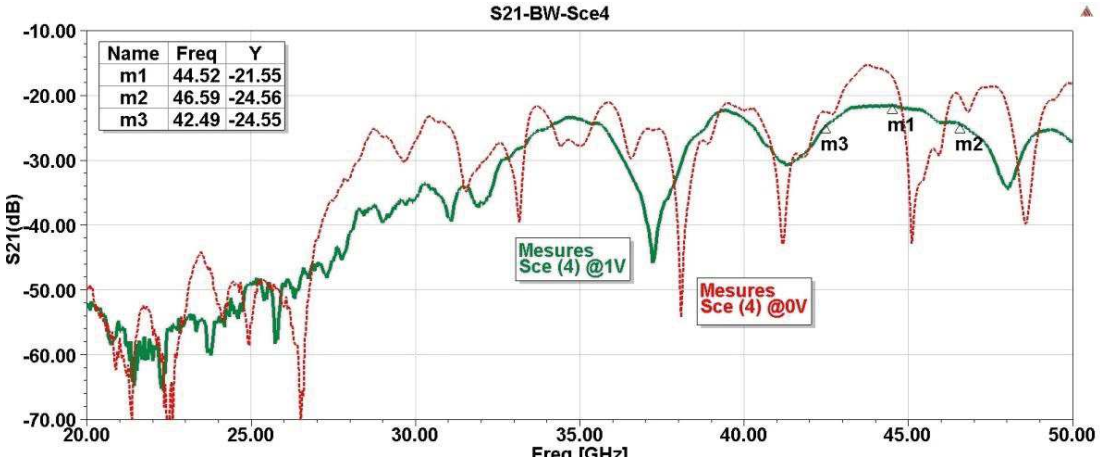


Figure 3-39: Comparaison entre les résultats des mesures de paramètre S_{21} pour le scénario (4) avant et après polarisation

Dans la bande Q, la similitude des mesures entre les scénarios (2) et (3) (pour la même tension de polarisation) ainsi que celle entre les scénarios (5) et (6) (Figure 3-40) confirme que la polarisation peut être faite indifféremment à partir d'un ruban ou d'un simple carré métallique.

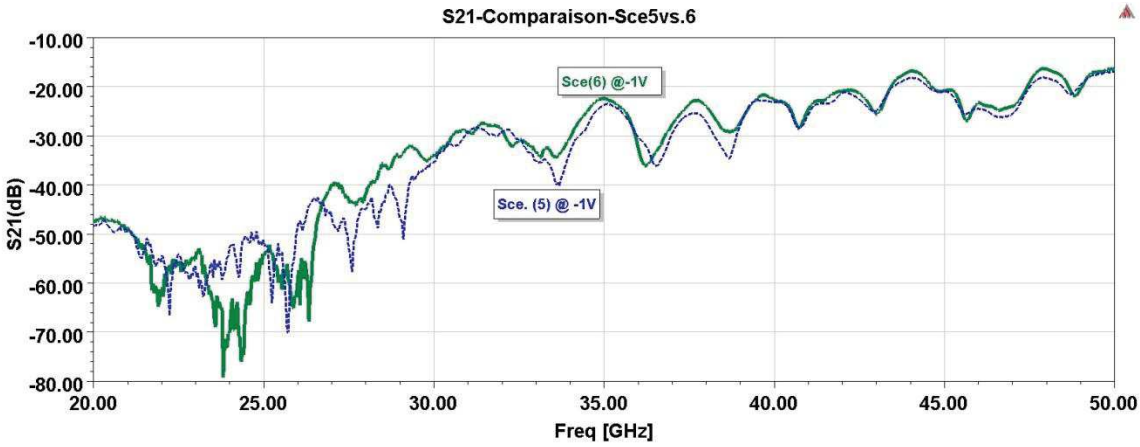


Figure 3-40: Comparaison entre les résultats des mesures de paramètre S_{21} pour les scénarios (5) et (6)

En général, dans les autres cas de figure, la consommation due à la polarisation atteint des valeurs comparables de l'ordre de 100 mW. Ces chiffres paraissent énormes comparés à l'état de l'art des interconnexions WiNoC. Il faut noter que cette très forte consommation de l'ordre d'une centaine de mW nécessaire à la polarisation de la zone dopée permet d'obtenir des résultats de lissage intéressants. Cette consommation qui est équivalente dans tous les cas de figures que nous avons mesurés, rend cette solution inutilisable pratiquement si l'on considère les consommations souhaitées pour les différents composants de la couche radio détaillée dans §1.4. Cependant ces mesures nous ont permis de valider le concept d'utilisation d'une couche de Si-BR entourant la zone de Si-HR, pour limiter les réflexions aux interfaces Si/air et donc les zéros de transmission. Dans ce cas, la propagation se fait dans la couche du Si-HR.

3.3.4.2 Effet des motifs triangulaires

L 'évaluation de l'apport de l'utilisation des motifs triangulaires sur la réponse est présenté Figure 3-41 où nous comparons les résultats des scénarios (2) et (4) pour la même polarisation de 1V et 100 mA. Une légère amélioration de la réponse est obtenue, c'est à dire une bande passante à -3 dB plus large avec la couche Si dopé de forme triangulaire qu'avec celle rectiligne. Nous obtenons ainsi une bande de 4 GHz pour le scénario (4) contre 2,5 GHz pour le scénario (2).

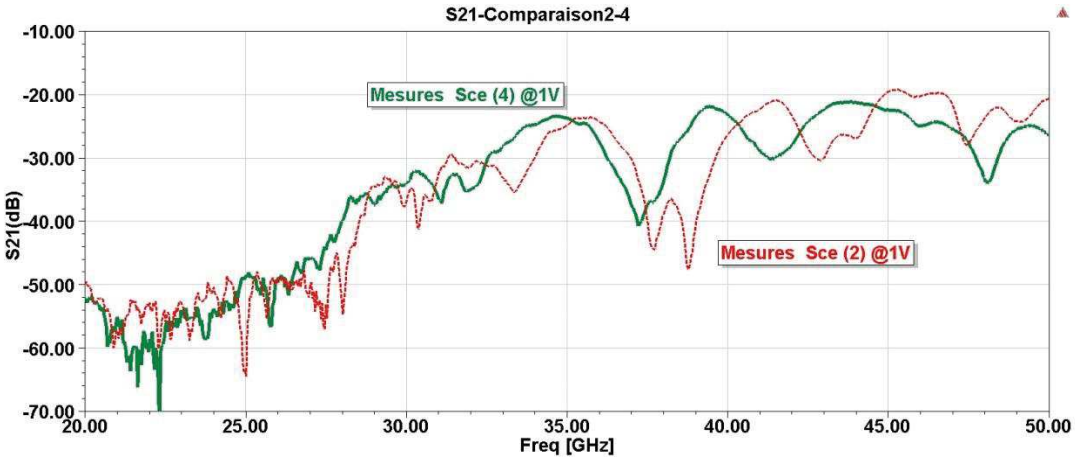


Figure 3-41: Comparaison entre les résultats des mesures de paramètre S_{21} pour les scénarios (2) et (4) après polarisation

En effet, si nous comparons le scénario (1) sans couche Si BR avec le scénario (4) à 0 V, nous notons que les motifs triangulaires, même sans polarisation, nous permettent de réduire le nombre des zéros de transmission (Figure 3-42).

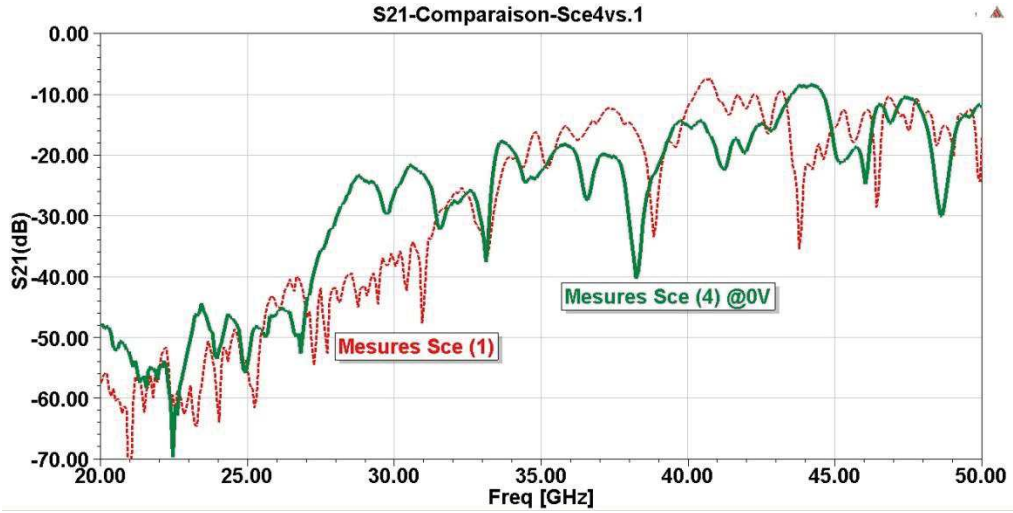


Figure 3-42: Comparaison entre les résultats des mesures de paramètre S_{21} pour les scénarios (1) et (4)

Ces résultats impliquent la possibilité d'optimiser la forme de la couche de silicium dopé pour un fonctionnement plus économe en énergie en limitant la consommation due à la polarisation. Cette option fait partie des perspectives de cette thèse à explorer.

3.3.4.3 Comparaison entre simulations et mesures

Nous avons également comparé les résultats des mesures et des simulations électromagnétiques. L'objectif de ces comparaisons est de valider nos approches électromagnétiques et d'estimer grâce à elles la conductivité de la couche de silicium dopé.

Nous montrons à titre d'exemple Figure 3-43 et Figure 3-44, les comparaisons entre les mesures et les retro-simulations dans le cas du scénario (4) à 0V et à -1,7V.

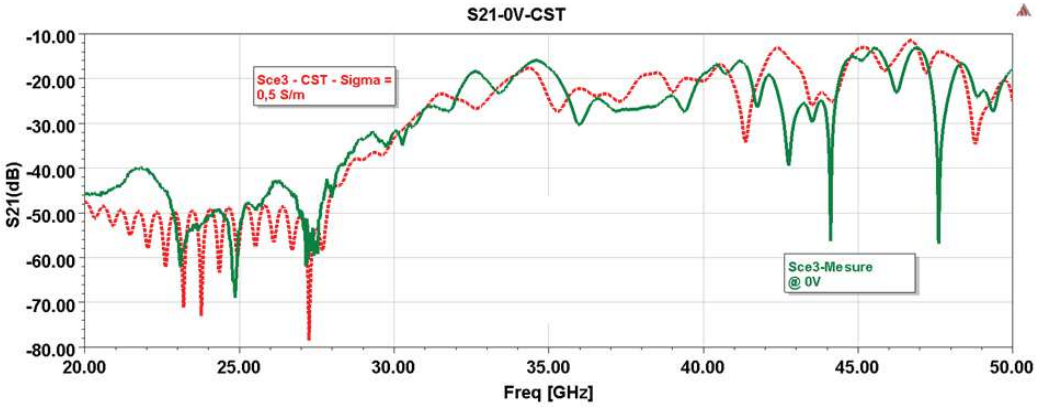


Figure 3-43: Comparaison entre les résultats des simulations et des mesures de paramètre S_{21} pour le scénario (3) à 0V

Sans polarisation (à 0V), pour avoir le meilleur accord entre simulations et mesures, nous avons considéré une conductivité de 0,5 S/m ($\rho = 200\ \Omega.cm$) en simulation. Dans le cas d'une polarisation de -1,7V, cette conductivité est de 100 S/m ($\rho = 1\ \Omega.cm$). Notons que lors de notre conception nous avions envisagé une conductivité de 10 S/m. Les comparaisons entre mesures et rétro-simulations faites pour les autres scénarios montrent des résultats similaires.

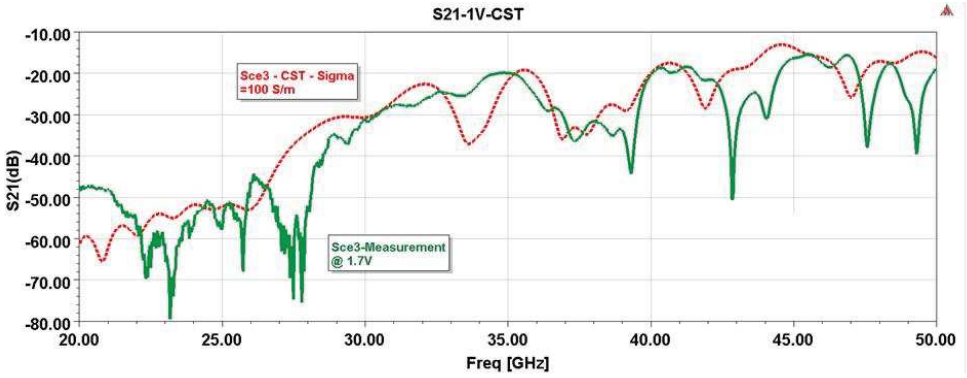


Figure 3-44: Comparaison entre les résultats des simulations et des mesures de paramètre S_{21} pour le scénario (3) à -1,7V

Les décalages observés sur les fréquences peuvent être attribués aux conditions de mesure et également aux incertitudes sur les dimensions des circuits réalisés.

Une autre différence entre simulation et mesure concerne la non maîtrise de la résistivité du Si. En simulation nous avons utilisé une résistivité de 10 KΩ.cm pour le Si-HR alors qu'elle se situe plutôt dans l'intervalle $100\ \Omega.cm < \rho < 10\ K\Omega.cm$. En ce qui concerne la couche d'absorbant, il existe une grande incertitude sur les valeurs de la résistivité du Si-BR notamment due à la non maîtrise du dopage réalisé. De même, les profils de dopage sont probablement non uniformes contrairement à ce que nous avons considéré en simulation.

3.3.5 Conclusion sur les canaux corrigés en bande Q et V

Malgré les imperfections de la solution proposée, (consommation élevée, incertitude sur la conductivité), nous avons montré l'amélioration des réponses en transmission (bande passante plus grande) obtenue avec une couche de silicium dopé et polarisée autour du Si-HR et cela pour les différents scénarios mesurés.

Nous n'avons pas réussi à obtenir les mêmes bandes passantes en mesures (4 GHz) qu'en simulations (11 GHz). Ceci est certainement dû aux imperfections de nos circuits. Ces bandes passantes restent limitées et il semble nécessaire de monter en fréquence pour espérer des débits de l'ordre de 10 Gbit/s.

Nous avons également constaté la forte consommation d'énergie nécessaire pour la polarisation du silicium dopé pour obtenir une faible résistivité et donc une atténuation suffisante des ondes avant l'interface silicium/air. Cela rend la solution présentée ici inadaptée à la réalisation de circuits WiNoC et une solution plus économe en énergie est à explorer. Une piste possible consiste en l'utilisation de motifs périodiques de Si-BR avec des surfaces plus petites. Ces options vont être traitées comme perspectives dans la section suivante.

3.4 PERSPECTIVES D'AMÉLIORATION DE LA COUCHE ASORBANTE

Afin de maîtriser les réflexions aux interfaces entre le Si et les matériaux environnants et notamment l'air, nous avons proposé d'ajouter une couche de Si-BR introduisant des pertes et permettant l'atténuation des signaux réfléchis. Cependant, lors des mesures effectuées, il s'est avéré que cette solution nécessite une polarisation de la couche entraînant une consommation importante et rendant cette solution impraticable. Nous avons donc recherché d'autres solutions pour limiter les réflexions aux interfaces. Ces solutions doivent être large bande, ne pas entrainer de surconsommation, être facilement intégrables en technologie CMOS et bien sûr être efficaces électro-magnétiquement.

La recherche de différentes possibilités de réalisation de maîtrise des réflexions, s'est orientée d'une part vers l'amélioration de la solution proposée en optimisant la géométrie de la frontière entre les couches Si-HR et Si-BR mais également vers l'utilisation d'autres types d'absorbeurs ou bien encore l'utilisation de nouveaux matériaux.

Nous présentons ci-après les pistes d'études que nous avons identifiées.

3.4.1 Modification de la solution existante

L'une des premières pistes d'amélioration que nous avons envisagée, consiste à optimiser la forme des frontières Si-HR et Si-BR. Cette solution a été présentée §3.3.4.2 avec l'utilisation de frontières triangulaires. Pour cette étude nous nous sommes inspirés de la forme des absorbants dans les chambres anéchoïques. Nous avons cherché à adapter ces formes à des fréquences plus élevées afin d'améliorer l'absorption et de diminuer les réflexions entre l'air et le silicium.

Cette solution doit encore être optimisée et notamment une étude sur la forme optimale des triangles ou tout autre motif (dimensions, angle des motifs, …) doit-être menée afin d'évaluer les performances que l'on peut espérer en termes de minimisation des réflexions sur l'interface Si-Air. Il serait également nécessaire de vérifier expérimentalement si l'optimisation des motifs implique une diminution de la consommation nécessaire à la polarisation de la couche. Jusqu'à présent, les premiers essais en simulation n'ont pas abouti à des améliorations significatives et nous ne le présentons pas ici.

Ces études sur l'optimisation de la géométrie des frontières Si-HR/Si-BR pourront également être intéressantes pour les autres approches de réalisation de la couche absorbante puisqu'une forme optimale des frontières peut compléter des caractéristiques intéressantes des matériaux et ainsi optimiser l'encombrement de la zone d'absorption.

Si l'optimisation des formes de la zone absorbante est une voie intéressante, elle ne permettra seule de palier le problème de la consommation qu'implique la nécessité de polariser la couche de silicium dopé pour obtenir un silicium ayant des pertes suffisantes. Il est donc nécessaire d'envisager d'autres types d'absorbants.

3.4.2 Utilisation d'absorbeurs

L'application de matériaux absorbants se développe dans l'industrie électronique, où les technologies de communication hyperfréquences ont conduit au développement et à l'utilisation d'absorbeurs et de surfaces sélectives en fréquence. Les absorbeurs de micro-ondes sont généralement conçus pour minimiser la réflectivité en alternant forme, structure, permittivité (ε) et perméabilité (μ) des matériaux existants, afin de permettre l'absorption d'énergie EM à des fréquences particulières ou sur de larges bandes. Les solutions utilisées incluent [164], [165] les absorbeurs résonnants fonctionnant sur de faibles bandes de fréquences, les absorbeurs diélectriques gradués qui réalisent l'adaptation d'impédance et des absorbeurs à pertes (électriques ou magnétiques) comme ceux utilisés dans les chambres anéchoïques. Les solutions résonnantes ne sont pas intéressantes pour l'application visée ici puisqu'elles sont bande étroite. Les solutions d'absorbeurs à diélectriques gradués ou à pertes nécessitent généralement des épaisseurs importantes pour être efficaces. En fait, il n'existe pas d'absorbant parfait [165] assurant une absorption des ondes EM sur de très larges bandes de fréquence et quel que soit l'angle d'incidence des ondes. Ci-après nous listons un certain nombre de possibilités trouvées dans la littérature et pouvant servir de pistes d'étude et de développement pour des travaux futurs.

3.4.3 Pistes de solutions possibles

Parmi les alternatives possibles pour remplacer la couche absorbante de Si BR et actuellement en cours de développement, nous pouvons noter des solutions à base de :

1. **Méta-matériaux :**

Ces matériaux sont généralement des structures périodiques formées par des matériaux diélectriques et métalliques [162].

Le mot méta-matériaux peut englober les surfaces à impédance artificielle (AIS), les conducteurs magnétiques artificiels (AMC), les matériaux double négatifs (DNG), les surfaces sélectives en fréquence (FSS) et même les fractales [114].

Des utilisations des méta-matériaux à bande électromagnétique interdite (EBG) ou à base de conducteurs magnétiques artificiels (AMC) dans des systèmes de communications sans fils inter-puces ou intra-puce ont été reportées dans [71], [129], [160] ou [166]. Dans ces structures les méta-matériaux sont utilisés pour limiter les réflexions sur les interfaces supérieures (interfaces Si-Air) ou inférieures au niveau de plan de masse métallique. Pour notre part, nous cherchons à limiter les réflexions sur les interfaces latérales. Il faut donc trouver une solution pour la maîtrise des réflexions sur les bords latéraux du substrat Si HR ce qui semble difficile à réaliser technologiquement.

Nous avons essayé d'explorer l'intérêt d'une structure à bande électromagnétique (EBG) ou de motifs conducteurs métalliques placés sur un substrat Si HR [167]. Les résultats des simulations primaires ne sont pas pour l'instant prometteurs.

2. **CNT (Carbon Nano Tube)** :

Cette solution consiste à ajouter sur le contour du Si-HR des composites à base de nanotubes de carbone (CNT) (destinés à des matériaux absorbants à large bande) c.à.d. à développer des CNT dispersés dans le diélectrique. Le rapport de forme extrêmement élevé des CNT et leurs propriétés conductrices remarquables conduisent à de bonnes propriétés d'absorption à de très faibles concentrations [168]. Des absorbeurs minces à base de Graphène ont été aussi proposés dans [165]. Cette solution demande bien sûr des modifications de la technologie CMOS classique.

3. **Silicium poreux :**

Une autre option serait d'utiliser du silicium poreux pour contrôler plutôt la permittivité du Si et de développer du silicium poreux dans une zone particulière [169]. Ici encore des études plus approfondies devraient mieux éclaircir les possibilités d'utilisation de cette approche.

4. **Diélectrique artificiel :**

Un diélectrique artificiel est réalisé en introduisant des structures métalliques non résonnantes dans un matériau en dioxyde de silicium. Cela permet d'améliorer la permittivité du support et de le rendre anisotrope [112]. En chargeant un diélectrique électriquement mince avec ces inclusions métalliques dans une couche supérieure, une amélioration est possible sur la réponse des antennes et sur leur efficacité de rayonnement (Figure 3-45). Une fois encore cette solution semble plus intéressante pour maîtriser les réflexions sur les interfaces supérieurs ou inférieurs et plus difficilement applicables pour la maîtrise des frontières latérales.

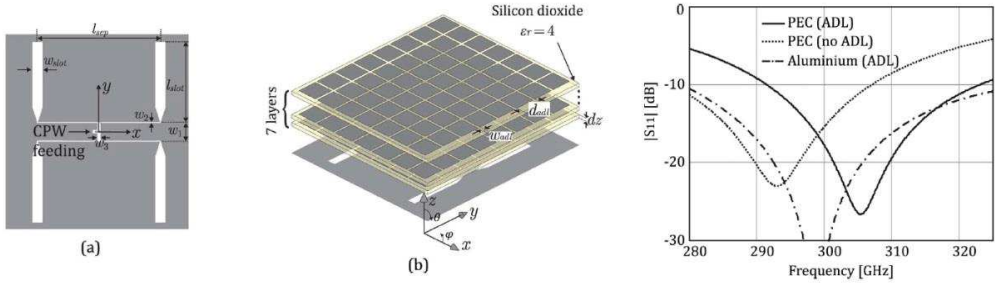


Figure 3-45: Une antenne avec une couche supérieure de diélectrique artificiel et son paramètre de réflexion S_{11} [112]

Nous avons commencé quelques études préliminaires sur certaines de ces alternatives sans aboutir pour le moment sur des résultats satisfaisants notamment en termes de maîtrise des réflexions. Ces recherches mériteraient des études plus poussées que nous n'avons pas eues le temps de mener lors de cette thèse. Outre les performances d'absorption et de maîtrise des réflexions, il sera nécessaire de considérer l'aspect compatibilité des solutions proposées avec la technologie CMOS et donc leur faisabilité.

Malgré ces difficultés de maîtrise des absorbants et afin d'évaluer les performances d'une structure se rapprochant le plus d'un réseau WiNoC avec plusieurs cœurs communicant entre eux, nous proposons dans la section suivante l'étude dans le domaine Sub-THz (autour de 200 GHz) d'une couche de Si-HR entourée de frontières rayonnantes parfaites. Cette hypothèse nous permet de proposer des nouvelles solutions tout en limitant le temps des simulations électromagnétiques.

3.5 EXTENSION DE LA SOLUTION AUX FRÉQUENCES SUB-THZ

3.5.1 Architecture proposée

La maîtrise des frontières du substrat en silicium permet d'envisager des circuits réalistes qui peuvent servir dans des systèmes multiprocesseurs sur puce (MPSoC: Multi-Processor System-On-Chip) favorisant ainsi les communications broadcast/multicast.

En broadcast, un seul paquet est transmis d'une source à toutes les destinations présentes dans le WiNoC, c'est-à-dire dans toutes les directions. En cas de multicast, plusieurs communications sans fil parallèles peuvent avoir lieu. Il existe différentes combinaisons de source et de destination.

Dans le projet BBC nous avons retenu l'utilisation d'un accès CDMA (Code Division Multiple Access) correspondant à un étalement de spectre. Par exemple, quatre codes sont utilisés pour quatre communications en multicast parallèle.

Des réseaux à plusieurs cœurs avec des topologies et des scénarios comportant 4 antennes ont été proposées dans la section §1.7. Dans cette section, nous étendons l'analyse de la transmission à des circuits contenant 4, 9 ou bien 16 éléments respectivement (Figure 3-46).

Dans ces circuits, la directivité et le placement de l'antenne jouent un rôle important dans l'amélioration de la transmission pour le canal WiNoC.

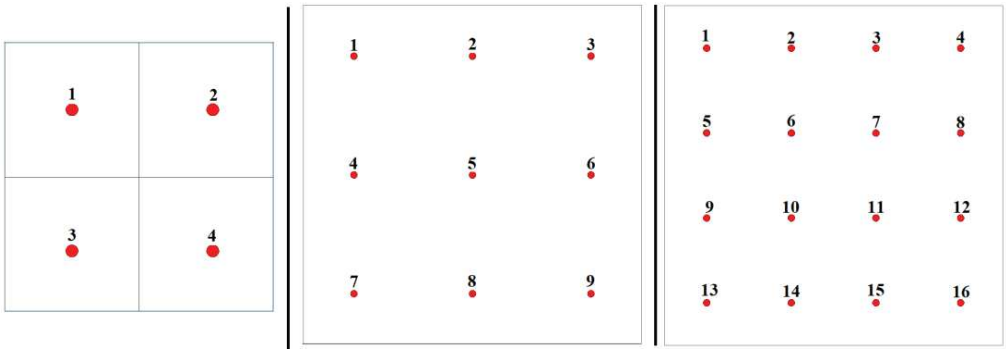


Figure 3-46: Scénarios à 4,9 ou 16 antennes

Les effets des positions et de la directivité des antennes ont été étudiés dans [149] où les auteurs évaluent principalement les économies d'énergie. Dans [150], les auteurs se concentrent plutôt sur l'aspect temporel et les paramètres associés. Dans ces publications, l'analyse EM approfondie n'a pas été fournie.

Notre étude porte sur l'analyse électromagnétique de tels canaux ainsi que les effets de de la position des éléments rayonnants et leurs interactions mutuelles.

Le choix d'étendre la solution proposée avec la couche absorbante à des fréquences EHF dans la bande Sub-THz autour de 200 GHz permet :

1. en premier lieu, de réduire considérablement les dimensions des antennes ce qui convient aux applications intra-puce.
2. en second lieu, d'élargir la bande passante.
3. en dernier lieu, d'utiliser des monopoles verticaux intégrés dans le substrat Si-HR. Ce choix semble pertinent compte tenu des dimensions des circuits et du rayonnement omnidirectionnel des monopoles compatible avec le broadcast (émission de 1 émetteur à N récepteurs) ou le multicast (émission de M émetteurs à N récepteurs). La conception et les caractéristiques électromagnétiques de ces monopoles sont présentées dans la section suivante.

3.5.2 Les éléments rayonnants: Monopoles à 200 GHz

Comme les applications broadcast/multicast sont visées, les monopoles verticaux omnidirectionnels sont de bons candidats car ces antennes rayonnent uniformément dans le plan horizontal [92].

Pour être inclus dans le substrat Si, il est nécessaire de considérer des fréquences plus élevées comme la bande Sub-THz.

Cette montée en fréquence permet ainsi d'avoir des hauteurs de monopoles raisonnables par rapport à l'épaisseur des substrats et permet également une augmentation des bandes passantes et des débits.

Ainsi en considérant un substrat silicium d'épaisseur 200 µm, des monopoles ont été conçus pour une fréquence centrale de 200 GHz. La longueur d'onde sur le silicium à cette fréquence étant d'environ 435 µm, les monopoles sont donc, après optimisation, d'une hauteur de 143 µm. ces monopoles peuvent être excités par un accès coaxial. Les dimensions des monopoles retenus sont illustrées Figure 3-47.

La faisabilité technologique des monopoles est explorée sur deux pistes technologiques:

1. **Des monopoles métalliques:** Des monopoles métalliques ont été proposées en or dans [101], à l'aide d'impression 3D dans [170] ou en redressant l'antenne imprimée en utilisant une plaque mobile basée sur des procédures MEMS (**M**icro-**E**lectro-**M**echanical **S**ystems) dans [171]. Des monopoles en TSV ont été utilisés dans [172] dans le but de profiter du réseau des monopoles pour une application de formation de faisceau ('beamforming').
2. **Des monopoles à base des nanotubes de carbone (CNT):** Dans le même ordre d'idée, des nanotubes de carbone pourraient être intégrés comme ceux proposés dans [102] ou [173]. Des antennes à base de CNT ont été étudiées dans [103] pour des applications dans la bande Sub-THz.

Dans nos simulations, nous avons considéré des monopoles métalliques

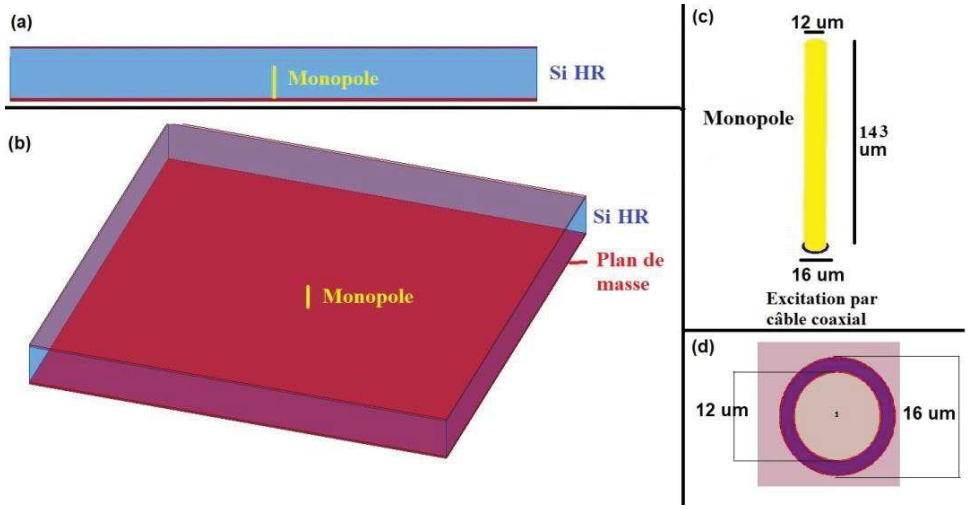


Figure 3-47: Conception du monopole

Afin de réduire le temps de simulation et le stockage en mémoire, le monopole intégré a été simulé en considérant des frontières rayonnantes idéales tout autour au substrat Si-HR, nous nous sommes donc placés dans un cas similaire au cas (1) de §3.2.1. Nous avons conscience qu'il s'agit d'un cas idéalisé correspondant à une approximation de la couche environnante réalisable (§3.2.3), et qui donne des résultats comparables au cas (3).

Les simulations ont été effectuées sur HFSS^{TM} et les résultats de l'adaptation dans le port coaxial sont présentés à la Figure 3-48.

Le monopole résonne bien à 200 GHz et à cette fréquence le paramètre S_{11} est inférieur à -20 dB. La largeur de bande à -10 dB est de 62 GHz, ce qui représente une bande relative de 31%.

Les caractéristiques de ce monopole correspondent bien à nos attentes: fréquence de résonance à 200 GHz et adaptation sur une large bande de fréquence.

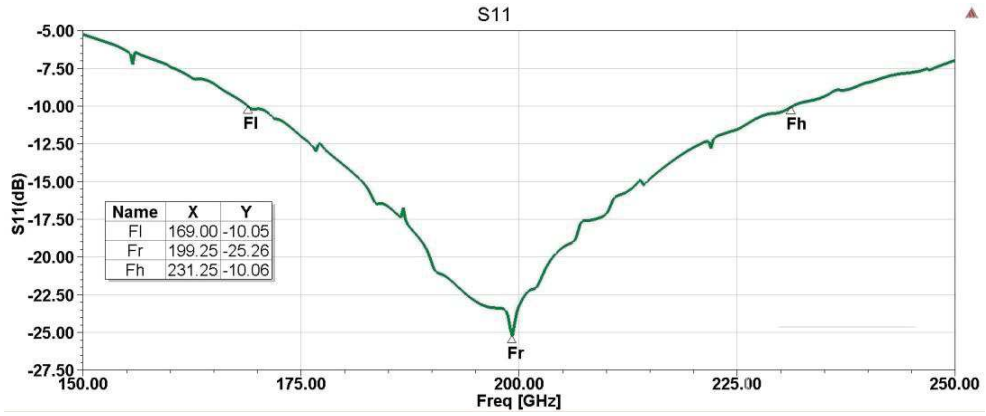


Figure 3-48: Paramètre de réflexion du monopole

3.5.3 Réseau de 4 Monopoles à 200 GHz

Afin d'évaluer les performances des canaux de transmission autour de 200 GHz nous avons commencé par étudier un réseau de 4 monopoles tel que présenté Figure 3-49. La distance de séparation entre deux antennes adjacentes est de 10 mm et elle est de 14,2 mm pour les antennes en diagonale.

Les paramètres de réflexion des monopoles S_{ii} (i =1..4) sont identiques à celui du monopole tout seul ce qui traduit le peu d'interactions entre les éléments rayonnants.

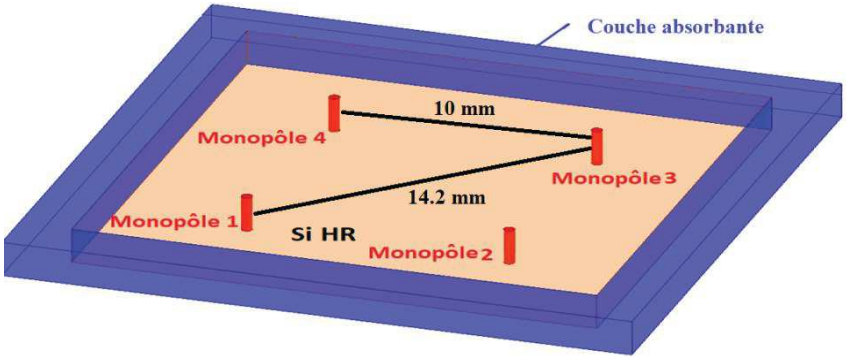


Figure 3-49: Scénario avec 4 monopoles

En ce qui concerne les paramètres de transmission S_{21} et S_{31}, nous constatons des fluctuations qui restent dans un niveau compris entre -25 et -35 dB (Figure 3-50). Ce comportement peut s'expliquer par les multiples réflexions verticales à travers les couches plus que par les réflexions horizontales sur les bords et les interfaces de substrat.

L'utilisation d'antennes omnidirectionnelles implique une transmission plus élevée entre les antennes adjacentes que les antennes diagonales car la distance est plus courte.

Cependant, l'utilisation d'une fréquence centrale élevée implique des niveaux de transmission plus bas pour une même distance. Cela peut s'expliquer à l'aide de l'équation de Friis qui exprime le rapport de la puissance reçue P_r à la puissance transmise P_t dans l'espace 3D comme suit:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t . G_r . \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 . e^{-2\alpha R} \qquad (42)$$

Donc, plus la fréquence est grande, plus ce rapport est faible puisqu'il est proportionnel à la longueur d'onde et donc inversement proportionnel à la fréquence.

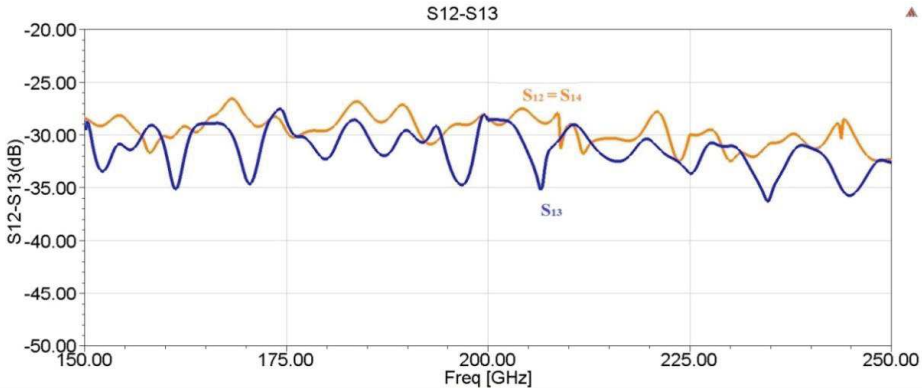


Figure 3-50: Paramètres de transmission entre les monopoles

3.5.4 Effet du plan métallique supérieur

Afin d'améliorer la platitude de la transmission entre deux monopoles dans le domaine fréquentiel, nous avons choisi de modifier la structure de propagation en rajoutant un plan métallique sur la face supérieure du substrat Si-HR (Figure 3-51). Cette modification est possible grâce à l'utilisation de monopoles intégrés dans le substrat et alimenté par un accès coaxial plutôt que de dipôles placés sur la face supérieure. L'utilisation comme support de propagation d'un substrat Si-HR entre deux plans métalliques présente l'avantage de confiner l'énergie dans le substrat, de blinder la structure et donc de limiter les problèmes de CEM (Compatibilité électromagnétique).



Figure 3-51: Structure avec un plan métallique supérieur

La comparaison des paramètres S_{11} avec et sans plan de masse supérieur est exposée Figure 3-52. L'ajout d'un plan métallique supérieur améliore la réponse en réflexion et augmente la bande passante à -10 dB de 31% à 34 % soit une bande BW = 70 GHz. Il faut noter un décalage de fréquence de résonance jusqu'à 207 GHz et un pic de -50 dB. En fait, cette amélioration est due à l'isolement EM total de l'antenne après l'introduction du plan métallique supérieur (car la couche absorbante entoure les bordures latérales et les parties supérieure et inférieure sont isolées par des plans métalliques).

Pour le paramètre de transmission entre monopoles S_{ij} (i, j =1..4 avec i ≠ j) (Figure 3-53) deux cas se présentent. Pour les antennes adjacentes (S_{21} ou S_{41}), une bande passante à -3 dB de 80 GHz et un maximum de transmission à -28 dB peuvent être observés. Pour la transmission entre antennes sur les diagonales (S_{31} ou équivalent), la bande passante est de 50 GHz et le niveau moyen dans la bande est de -31 dB.

Les paramètres S_{21} et S_{31} obtenus avec le plan métallique supérieur montrent la stabilisation des niveaux de transmission sur une large bande à -3 dB contrairement au cas sans plan métallique supérieur ou les fluctuations sont plus fréquentes.

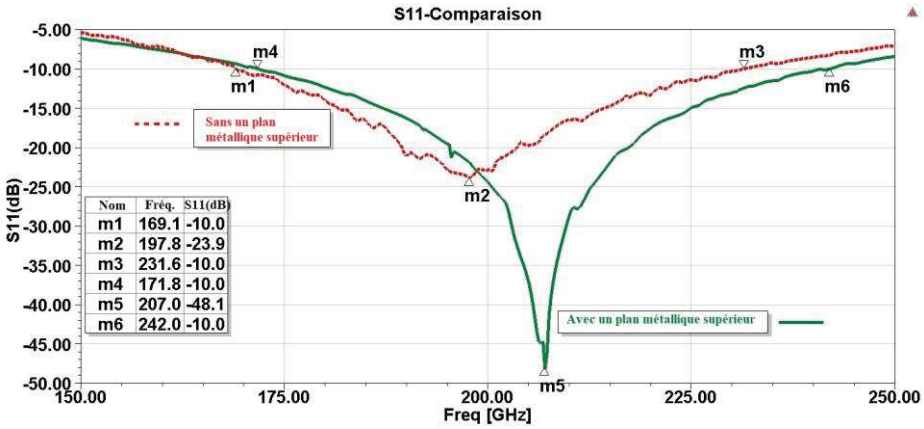


Figure 3-52: Paramètre de réflexion du monopole avec ou sans un plan métallique supérieur

Compte tenu de la platitude de la transmission, les faibles niveaux obtenus (-30 dB) peuvent être corrigés par des amplificateurs dans la chaîne de transmission.

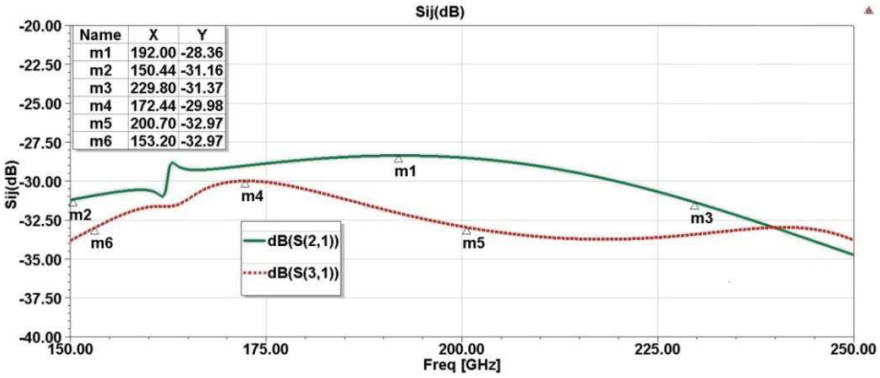


Figure 3-53: Paramètres de transmission entre les monopoles avec un plan métallique supérieur

Nous présentons par la suite nos simulations avec des réseaux d'ordre supérieur.

3.5.5 Réseau de 9 monopoles à 200 GHz

Dans le but d'évaluer des cas où les communications en multicast ou les communications broadcast ont plus d'intérêts, nous avons décidé d'étudier un réseau comprenant au moins huit grappes. Les deux topologies de neuf antennes que nous avons analysées sont présentées Figure 3-54. Les monopoles sont numérotés conformément à ces deux représentations. Ils correspondent à:

1. **Une topologie 'Mesh' :** Ici les monopoles sont placés au centre d'un quadrillage, les distances entre deux antennes consécutives sont toujours les mêmes. Nous considérons donc une topologie 'mesh' à base de 9 grappes ('Cluster') carrées avec 9 monopoles placés au centre de chaque maille. Dans le cadre d'un système WiNoC chaque cluster comprendra plusieurs cœurs.
2. **Une topologie 'Small-World':** Ici les 8 monopoles extérieurs sont tous placés à une distance égale du monopole n°5 placé au centre du réseau. Cette configuration peut être intéressante dans le cas où le « broadcast » est effectué à partir de l'antenne centrale.

Afin de comparer les topologies, nous avons envisagé le scénario le plus défavorable ('Worst-case') qui correspond au cas où les antennes sont les plus éloignées (ex. 1 et 9 ou équivalentes) et distantes de 19,8 mm ≈ 20 mm. Le meilleur cas correspond à celui où les antennes sont les plus proches comme par exemple les liaisons entre les antennes 1 & 2 ou équivalentes. Dans ce cas les distances sont de 7 ou 7,5 mm pour les scénarios 'Mesh' ou 'Small-World' respectivement.

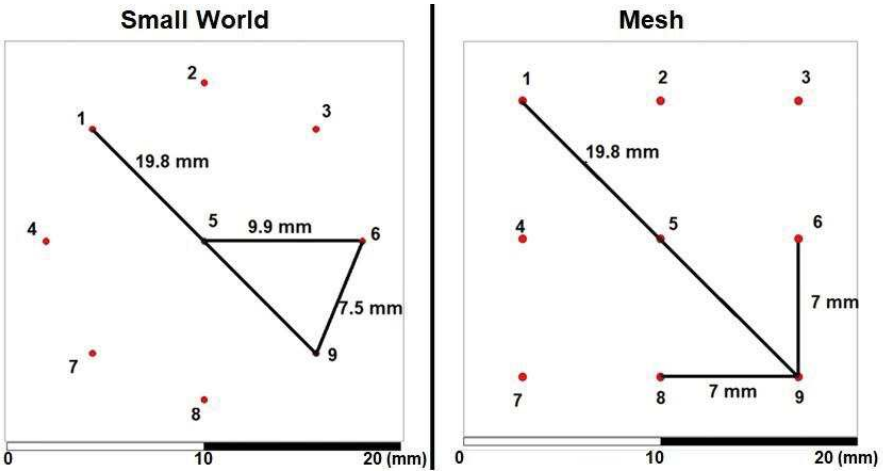


Figure 3-54: Les deux topologies étudiées

Dans un premier temps, nous avons obtenu la même adaptation pour les neuf monopoles (S_{ii} avec i = 1… 9) que celle observée pour un monopole isolé (voir Figure 3-52).

Nous présentons Figure 3-55 les cartes de l'atténuation dans le cas de la topologie maillée, plus particulièrement dans les cas où l'antenne périphérique # 3 ou l'antenne centrale # 5 sont excitées.

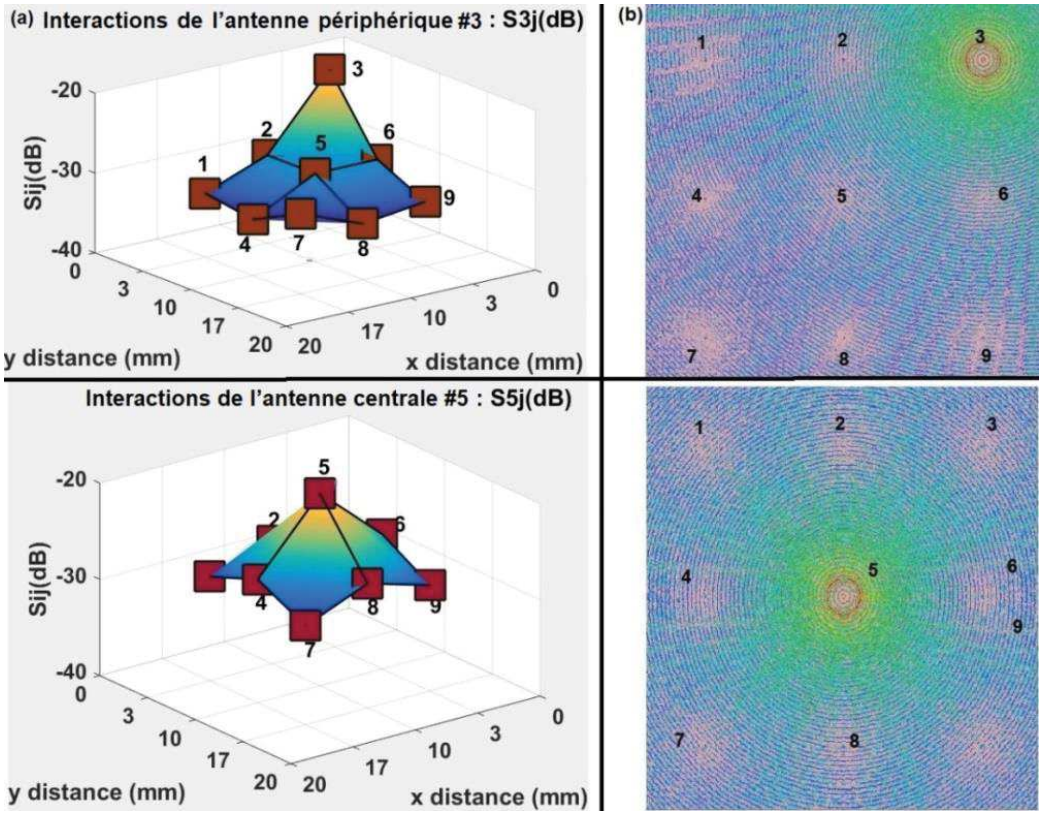


Figure 3-55: (a) Interactions de l'antenne centrale # 5 et de l'antenne périphérique #3 ; (b) leurs distributions de champs électriques respectives

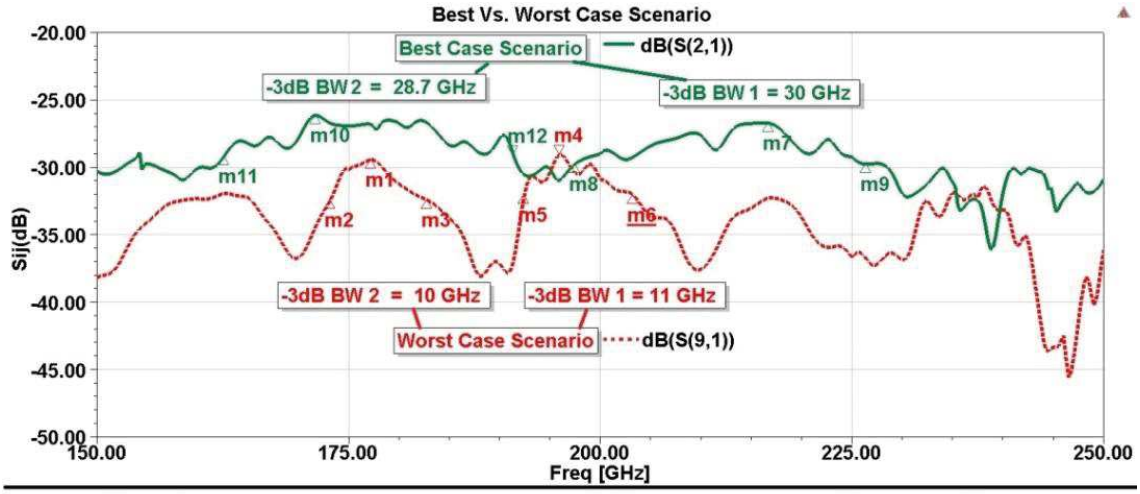
Cette carte montre les valeurs de S_{ij} à la fréquence centrale de 200 GHz. Ces valeurs fluctuent entre -28 dB et -34 dB. En ce qui concerne le paramètre S_{ii}, une valeur de -20 dB est utilisée uniquement pour la présentation graphique. Nous retrouvons ce comportement si nous observons la distribution du champ électrique telle que représentée sur le logiciel HFSS™ (Figure 3-55). Il est clair que la transmission diminue avec la distance de séparation et l'angle d'alignement comme cela est décrit dans la référence [151].

Dans un deuxième temps, pour les paramètres de transmission (S_{ij} avec i, j = 1… 9 avec i ≠ j), la comparaison montre que les niveaux les plus élevés et les plus grands bandes passantes sont obtenus entre les antennes les plus proches.

En raison du grand nombre de scénarios étudiés, seuls les paramètres S_{ij} pour le meilleur cas (Best-Case scenario) et le pire cas (Worst-Case scenario) pour une topologie de type 'Mesh' avec un plan métallique supérieur sont illustrés Figure 3-56. Dans tous les cas de figures nous pouvons identifier deux bandes passantes à –3 dB et présentant des niveaux de transmission similaires. Ces bandes seront indiqués par -3 dB-BW1 et -3 dB-BW2.

À titre d'exemple, pour une topologie de type 'Mesh' avec un plan métallique (Figure 3-56), dans le 'Best-Case scenario', où la distance de séparation est d'environ 7 mm, les deux bandes ont une largeur de 28,7 GHz et 30 GHz centrées respectivement sur 171 GHz et 217 GHz. Dans le 'Worst-Case scenario', lorsque la distance de séparation est de 20 mm, les deux bandes mesurent 10 GHz et 11 GHz de large et sont centrées sur 177 GHz et 196 GHz.

Dans tous les cas, nous pourrons tirer profit de deux bandes de fréquence en utilisant un multiplexeur fréquentiel (FDMA) à condition que la complexité et la consommation électrique restent limitées. Sinon, la plus large bande passante sera utilisée pour la transmission.



-3dB BW 2 = 10 GHz

Name	Freq	Y
m1	177.25	-29.44
m2	173.20	-32.43
m3	182.80	-32.42

-3dB BW 1 = 11 GHz

Name	Freq	Y
m4	196.00	-29.06
m5	192.46	-32.07
m6	203.28	-32.07

-3dB BW 1 = 30 GHz

Name	Freq	Y
m7	216.75	-26.75
m8	197.50	-29.76
m9	226.45	-29.77

-3dB BW 2 = 28.7 GHz

Name	Freq	Y
m10	171.75	-26.16
m11	162.67	-29.17
m12	191.41	-29.16

Figure 3-56: Comparaison des Best-Case scenario et Worst-Case scenario pour un réseau de 9 antennes d'une topologie de type Mesh avec un plan métallique : cas (D)

Nous comparons dans le Tableau 3-4, les cas suivants:

A. Small-world
B. Small-world avec un plan métallique
C. Mesh
D. Mesh avec un plan métallique

Sur la base de la comparaison entre les deux topologies à chaque fois avec / sans un plan métallique supérieur pour les différents scénarios (Tableau 3-4), nous pouvons en déduire que :

1. L'ajout du plan métallique supérieur améliore la bande passante en transmission.
2. La bande passante de la topologie basée sur les mailles 'Mesh' est supérieure à celle de la topologie de 'Small-World'.

Tableau 3-4: Comparaison entre les bandes passantes des différens cas étudiés

Topologie avec 9 Antennes	**Best Case Scénario**								
Cas	Distance (mm)	-3 dB BW 1 (GHz)	Max Sij (dB)	fmax1 (GHz)	-3 dB BW 1 (%)	-3 dB BW 2 (GHz)	Max Sij (dB)	fmax2 (GHz)	-3 dB BW 2 (%)
A	7,5	17	-26,44	158,5	10,73%	16	-25,53	184,75	8,66%
B	7,5	21,2	-27,19	178,5	11,88%	17	-26,97	209,75	8,10%
C	7	20	-25,36	178	11,24%	14	-25,1	201,5	6,95%
D	7	30	-26,71	216	13,89%	28,7	-26,15	171,75	16,71%
	Worst Case Scénario								
Cas	Distance (mm)	-3 dB BW 1 (GHz)	Max Sij (dB)	fmax1 (GHz)	-3 dB BW 1 (%)	-3 dB BW 2 (GHz)	Max Sij (dB)	fmax2 (GHz)	-3 dB BW 2 (%)
A	20	7	-29,55	184,25	3,80%	4	-29,38	161,5	2,48%
B	20	7	-31,27	181,25	3,86%	6	-30,69	211,75	2,83%
C	20	8	-28,04	176	4,55%	7	-29,52	205,7	3,40%
D	20	11	-29,45	196	5,61%	10	-29,06	177,5	5,63%

Compte tenu des résultats de la topologie Mesh, par la suite, nous adoptons cette topologie et nous considérons un plan métallique supérieur.

3.5.6 Réseau de 16 monopoles à 200 GHz

Afin de rapprocher plus des cas comprenant beaucoup de clusters présents dans les MPSoC, nous avons analysé un réseau de 16 monopoles avec une topologie 'Mesh' et un plan métallique supérieur. Les dimensions de la puce sont de 20 mm * 20 mm. Les monopoles sont identiques à ceux utilisés dans les simulations précédentes.

Nous nous concentrons sur les interactions entre les 16 monopoles (numérotés conformément à la Figure 3-57) et à l'intensité du signal reçu en fonction des différentes positions des antennes sur la puce.

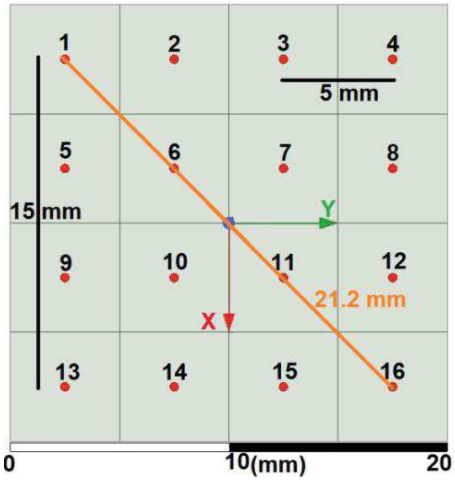


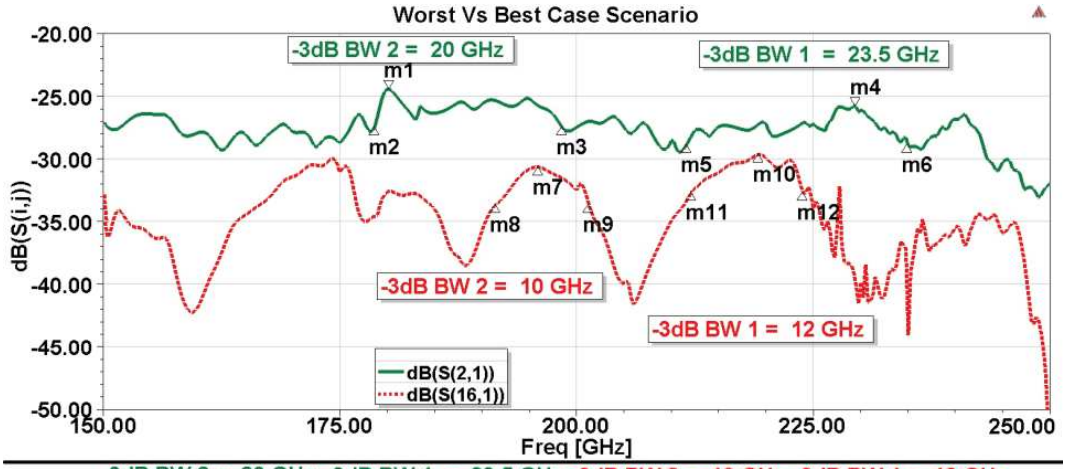
Figure 3-57: Scénario de 16 monopoles

Une fois encore, nous obtenons la même adaptation pour les seize monopoles (S_{ii} avec i = 1…16) comparable à celle constatée pour un monopole isolé ce qui traduit une faible interaction entre les antennes.

Deuxièmement, pour les paramètres de transmission (S_{ij} avec i, j = 1… 16 avec i ≠ j), la comparaison montre que les niveaux les plus élevés et les plus larges bandes passantes sont obtenues pour la transmission entre antennes les plus proches (ex. 1 & 2 ou équivalentes) avec une distance de séparation de 5 mm.

Le pire scénario correspond aux communications entre les monopoles les plus éloignés, à savoir sur la diagonale (1 & 16 ou 4 & 13) avec une distance de 21,2 mm.

Les paramètres S_{ij} pour les meilleurs et les pires cas sont illustrés Figure 3-58. Nous avons indiqué les deux plus larges bandes passantes (-3 dB-BW1 et -3 dB-BW2) pour les deux cas. Dans le meilleur des cas (en vert), où la distance de séparation est de 5 mm, les deux bandes ont une largeur de 23,5 GHz et une largeur de 20 GHz centrées respectivement sur 188 GHz et 222 GHz. Le niveau moyen de transmission est de -26 dB sur les deux bandes. Dans le pire des cas (en pointillé rouge) où la distance de séparation est de 21,2 mm et où il y a deux antennes sur le trajet direct, les deux bandes ont une largeur de 12 GHz et une largeur de 10 GHz centrées sur 196 et 219 GHz. Cette fois les niveaux sont plus faibles et en moyenne ils valent -30 dB.



-3dB BW 2 = 20 GHz -3dB BW 1 = 23.5 GHz -3dB BW 2 = 10 GHz -3dB BW 1 = 12 GHz

Name	Freq	Y	Name	Freq	Y	Name	Freq	Y	Name	Freq	Y
m1	180.25	-24.47	m4	229.50	-25.86	m7	196.00	-30.66	m10	219.25	-29.65
m2	178.65	-27.47	m5	211.60	-28.86	m8	191.47	-33.66	m11	212.14	-32.65
m3	198.46	-27.47	m6	234.98	-28.86	m9	201.31	-33.66	m12	223.91	-32.65

Figure 3-58: Comparaison des Best-Case scenario et Worst-Case scenario des 16 antennes

L'emplacement des antennes et la distance de séparation ont une incidence significative sur l'intensité du signal. Ceci peut être démontré en traçant une carte d'atténuation 3D (Figure 3-59) des valeurs de S_{ij} à la fréquence centrale choisie (200 GHz) pour les grappes numérotées 3, 4, 7 & 8 (§Figure 3-57).

Les autres cartes d'atténuation sont symétriques. Les valeurs S_{ij} fluctuent entre -27 dB et -35 dB. En ce qui concerne le paramètre S_{ii}, une valeur de -20 dB est adoptée uniquement pour la présentation graphique. Il est clair que la transmission diminue avec la distance de séparation et l'angle d'alignement. La position de l'antenne dans la maille est donc un paramètre important à prendre en compte dans de nombreuses architectures.

Ces cartographies vont servir à nos collègues dans le projet BBC pour développer une stratégie adaptative aux niveaux codage / routage en profitant des intensités fortes sur ces cartes.

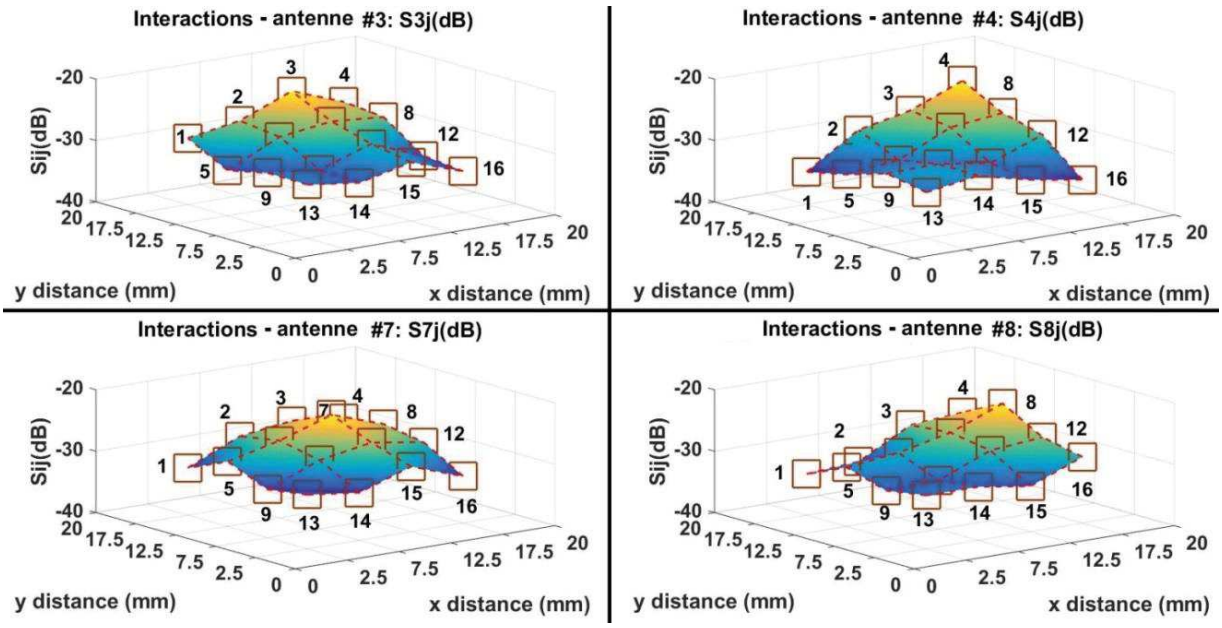


Figure 3-59: Cartes d'atténuation des antennes 3,4, 7 et 8

Les profils de délai de groupe (Figure 3-60) pour les grappes numérotées 11, 12, 15 & 16 (§Figure 3-57), nous donneront des cartes similaires pour le délai (en picosecondes: ps). Connaissant les distances de séparation, nous pouvons calculer la vitesse de l'onde entre chaque couple d'antennes. La vitesse moyenne de l'onde est de $8{,}94.10^{7}$ m/s, ce qui est conforme à l'hypothèse de propagation dans le silicium.

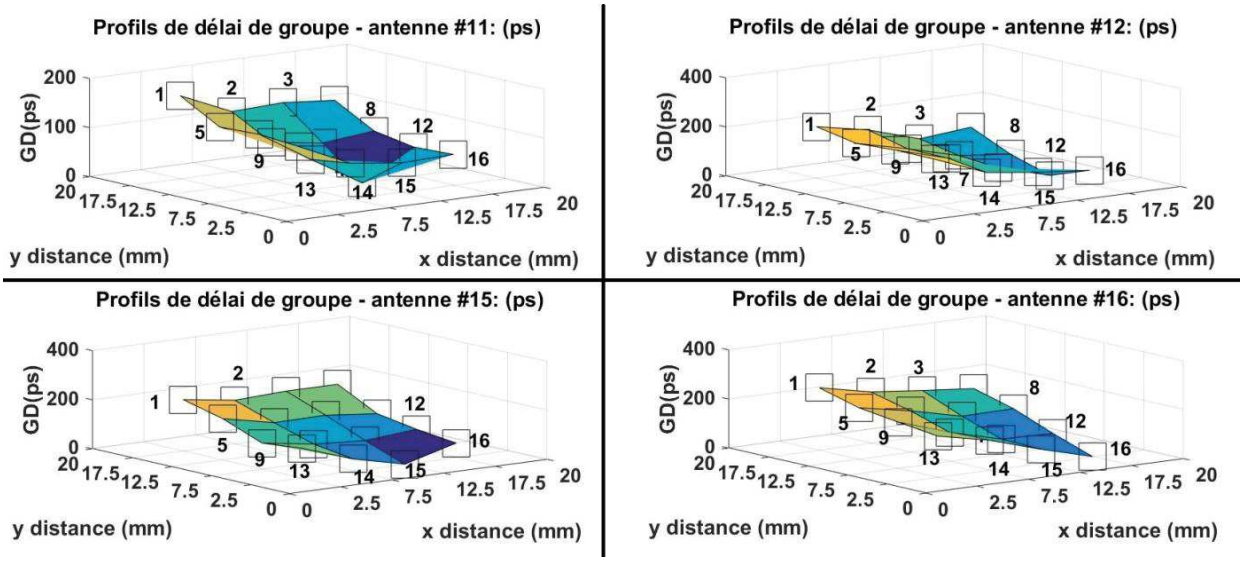


Figure 3-60 : Profils des délais de groupe des antennes #11, #12, #15 et #16

3.6 RÉCAPITULATIF ET CONCLUSION DU CHAPITRE 3

Dans ce chapitre, nous avons proposé une solution permettant d'atténuer fortement l'effet des interfaces silicium/air qui engendrent un comportement de type cavité du substrat Si-HR où se propagent les ondes. La solution que nous avons proposée ici consiste à entourer le substrat Si-HR supportant la transmission par un substrat silicium à pertes de faible résistivité. Les ondes EM traversant cette couche sont atténuées ce qui limite les interférences entre signaux.

Nous avons vérifié nos hypothèses à l'aide de simulations électromagnétiques sur plusieurs bandes de fréquences (Q, Ka, V…) ainsi qu'avec des mesures en bande Q. Nous avons pu évaluer l'influence de la conductivité de la couche « absorbante » en faisant varier la polarisation de la zone de silicium dopé. Les résultats obtenus sont prometteurs même si la solution testée et mesurée nécessite une puissance statique beaucoup trop importante pour être réellement envisageable dans un système WiNoC. En adoptant une couche absorbante autour d'un substrat silicium faible pertes, le WiNoC devient une alternative prometteuse aux interconnexions classiques notamment grâce à sa grande compatibilité avec le broadcast. Afin d'augmenter les débits possibles, nous avons effectué une montée en fréquence (jusqu'à la bande Sub-THz) et nous avons proposé l'utilisation de monopoles intégrés dans le Si-HR plutôt que des dipôles.

Finalement, nous avons analysé les performances et le comportement électromagnétique de réseaux comprenant 4, 9 et 16 monopoles intégrés dans le substrat Si-HR et fonctionnant autour de 200 GHz. Nous avons pu identifier les « meilleur » (Best) et « pire » (Worst) cas et montré que généralement deux bandes passantes à –3 dB peuvent être utilisées.

Dans le chapitre suivant nous effectuons une étude temporelle et nous évaluons les niveaux d'amplifications nécessaires pour obtenir des niveaux de 'signal sur bruit' compatibles avec les transceivers numériques. Nous présentons enfin un bilan global du projet BBC.

4.ANALYSE DES PERFORMANCES DU SYSTÈME WINOC COMPLET

4.1 INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons proposé une solution permettant d'optimiser les canaux de propagation sur silicium. Cette solution consiste à ajouter une couche absorbante autour de la couche de Si-HR qui sert de milieu de propagation. Cela permet la limitation des trajets multiples et nous a permis d'obtenir des bandes passantes en transmission de l'ordre de 20 GHz.

Dans ce chapitre, à l'aide de simulations circuits, nous allons estimer (en utilisant les résultats fréquentiels du chapitre précédent) les débits binaires envisageables ainsi que la consommation d'un système WiNoC tel que nous l'avons conçu.

Nous présentons ainsi par la suite les modèles circuits et leur limitation, puis les résultats de simulations temporelles de transmission pour différentes bandes de fréquence. Nous évoquons les travaux de nos partenaires du projet BBC travaillant sur le transceiver numérique et nous identifions les parties les plus critiques de la chaîne de transmission en termes de consommation. À l'aide d'étude bibliographique, nous estimons la consommation des différentes parties et nous évaluons la consommation et le coût énergétique de la transmission d'un bit avec notre solution. Enfin nous positionnons nos travaux par rapport à d'autres systèmes WiNoC mais également par rapport à des solutions de type optique ou RF guidée. Une dernière partie, nous permet de présenter d'autres améliorations des systèmes WiNoC développés dans le cadre du projet BBC et de conclure sur l'intérêt des transmissions sans fils au sein des puces.

4.2 ANALYSE TEMPORELLE DES SYSTÈMES WINOC

Afin d'évaluer les performances des systèmes WiNoC en termes de débit binaire, il est nécessaire d'effectuer une étude temporelle permettant notamment l'estimation des débits envisageables et de définir les éléments critiques de la chaîne de transmission. Dans le chapitre 1, nous avons détaillé l'intérêt d'utiliser la modulation OOK pour les systèmes WiNoC. En effet ce type de modulation est simple à mettre en œuvre, économe en énergie et en surface occupée. Nos simulations sont donc basées sur cette modulation.

4.2.1 Paramètres analysés

La transmission de signaux binaires est caractérisée par le taux d'erreur binaire BER (Bit Error Rate) qui traduit le nombre des erreurs binaires (changement de 0 en 1 ou de 1 en 0) en fonction du nombre de bits transmis.

Ce taux d'erreur binaire BER est lié au rapport E_b/N_o par la relation:

$$BER = Q.\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \tag{43}$$

Où Q est la probabilité de la distribution normale et E_b/N_o le rapport de la densité spectrale par bit sur la puissance du bruit. Ce dernier paramètre est important dans la communication numérique ou la transmission de données. Il s'agit d'une mesure normalisée du rapport signal / bruit (SNR=Signal Noise Ratio), également appelée "SNR par bit". La relation qui lie les rapports SNR et E_b/N_o est :

$$SNR = \frac{S}{N} = \frac{E_b}{N_o}.\frac{f_b}{B} \quad (44)$$

Où f_b est le débit de données du canal (débit net), et B est la bande passante du canal.

Dans le cas idéal où $f_b = B$, les deux rapports SNR et E_b/N_o seront égaux.

Notons que d'après [174] les communications sans fil doivent avoir un taux d'erreur binaire (BER) faible d'environ 10^{-7}. Dans le cas d'une modulation OOK, cela implique un rapport E_b/N_o d'environ 11 dB comme nous pouvons le constater sur la Figure 4-1 tracée d'après l'équation (43) [60].

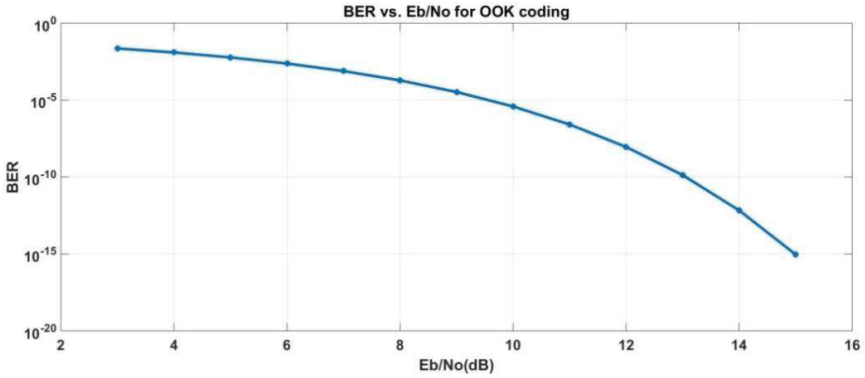


Figure 4-1: BER vs. Eb/No pour une modulation OOK

Les simulations temporelles que nous avons effectuées visent à évaluer le rapport signal sur bruit SNR et de déterminer les éléments nécessaires pour atteindre un taux d'erreur binaire acceptable c'est à dire de l'ordre de $10^{-7.}$

4.2.2 Modélisation : schéma fonctionnel

Pour évaluer les performances du canal, nous avons utilisé le schéma fonctionnel illustré Figure 4-2. Nous avons considéré ici une simple modulation d'amplitude OOK (On-Off Keying).

La chaîne de transmission simulée est constituée d'un modulateur OOK idéal réalisant la multiplication d'un signal binaire généré par un générateur de séquence binaire (F_{bin}) avec une onde sinusoïdale porteuse à la fréquence F_P. Lors des simulations, les fréquences porteuses ont été choisies de façon à ce qu'elles correspondent pour chacun des cas de figure, à la fréquence centrale de la bande passante à -3 dB en transmission. Le signal modulé est ensuite amplifié par un amplificateur de puissance de gain réglable avant d'être transmis au canal de transmission. Ce canal est modélisé à l'aide de fichiers Touchstone (.sNp) issus des mesures ou de simulations EM entre 2 ou plusieurs antennes. Le récepteur comprend un amplificateur à faible bruit (LNA) de gain variable G et un détecteur d'enveloppe permettant de récupérer le signal.

Pour toutes les simulations que nous avons effectuées, le facteur de bruit des amplificateurs (PA ou LNA) a été fixé arbitrairement à une valeur élevée de 10 dB de façon à se placer dans le pire des cas.

Le détecteur d'enveloppe est constitué d'une diode et d'un filtre modélisé par une simple cellule RC de manière à avoir une tension de sortie constante.

Pour que la démodulation d'amplitude donne des résultats corrects, il faut choisir la résistance R et la capacité C du détecteur d'enveloppe, tel que la constante de temps de charge/décharge du condensateur soit lente par rapport à la porteuse mais sensiblement égale à la fréquence maximale du signal modulant F_{bin}.

$$T_p = \frac{1}{F_p} < \tau = R * C < \frac{1}{F_{bin}} \quad (45)$$

À titre d'exemple pour une fréquence binaire de 2 Gbps et des fréquences porteuses dans les bandes Ka / V, nous utilisons les valeurs suivantes: R = 100 Ω et C= 1 pF.

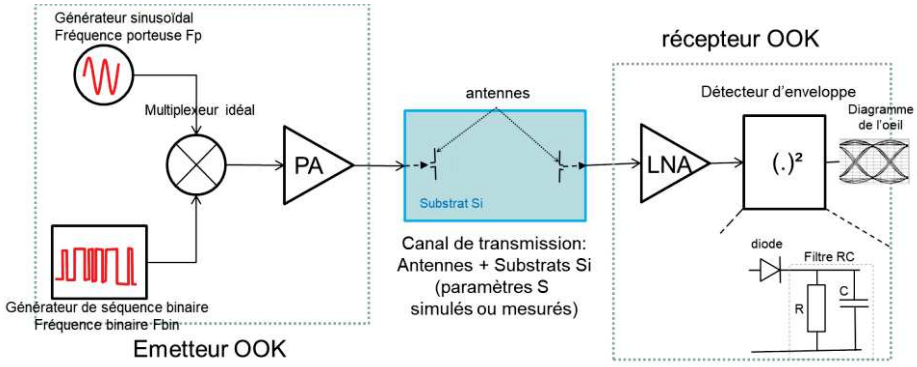


Figure 4-2: schéma fonctionnel d'une chaîne de transmission WiNoC

Les rapports signal à bruit sont obtenus à l'aide des diagrammes de l'œil. Il faut noter que les signaux binaires générés présentent un temps de montée T_R = 0,05*T_H où T_H est le temps à l'état Haut avec:

$$T_H = 0.45 * T_{bin} = \frac{0.45}{F_{bin}} \quad (46)$$

Où F_{bin} est la fréquence binaire (Figure 4-3).

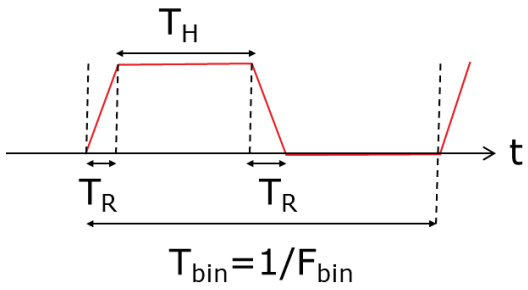


Figure 4-3: Signal binaire en sortie du générateur lors de la modélisation

Les paramètres caractéristiques du diagramme de l'œil sont présentés à la Figure 4-4:

1. La représentation du niveau 1V: L_1.
2. La représentation du niveau 0V: L_0.
3. La hauteur H.
4. La largeur W.
5. La Gigue.

Le SNR est estimé par la formule suivante :

$$SNR = 20\ log_{10}(\frac{L_1 - L_0}{d_1 - d_0}) \quad (47)$$

Où d_1 et d_0 sont les niveaux de bruit pour L_1 et L_0.

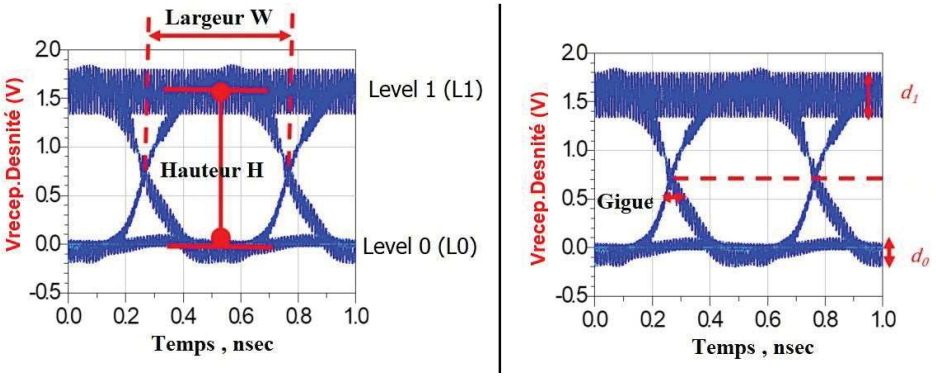


Figure 4-4: Paramètres du diagramme de l'œil

4.2.3 Précautions et limitations d'utilisation des simulations temporelles

Les canaux de propagation peuvent être caractérisés via leur comportement dans le domaine temporel par des paramètres comme [135]:

1. l'affaiblissement de propagation (dB).
2. l'étalement de retard ('Delay spread') (ps) en fonction de la distance séparant les antennes Tx / Rx.
3. le premier emplacement de pic maximal (ps) en fonction de la distance séparant les antennes Tx / Rx.
4. les formes d'onde dans le domaine temporel au niveau de l'émetteur et du récepteur.

Nous nous intéressons ici à la réponse impulsionnelle du canal (CIR : 'Channel Impulse Response') qui est un paramètre important à étudier [135].

La transformée de Fourier inverse permet de transformer les signaux entre le domaine temporel et le domaine fréquentiel :

$$H(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f).e^{-j.2\pi.ft}.df \tag{48}$$

Sachant que : H(f) = S_{21}(f) ou tout autre paramètre de répartition.

Pour calculer la réponse impulsionnelle, la matrice des paramètres S (en représentation complexe) doit contenir des valeurs pour les fréquences négatives qui obéissent à la règle du complexe-conjugué afin de garantir une réponse dans le domaine temporel à valeurs réelles. Ainsi, il est préférable que les points en fréquences commencent à partir de 0 GHz:

$$H_n(-f_n) = H_n^*(f_n) \tag{49}$$

Pour nous assurer de la plus grande fiabilité des simulations, nous avons effectué des transformées de Fourier inverses sur nos résultats en respectant les règles suivantes [175]:

1. l'espacement fréquentiel est défini dans le fichier .sNp des paramètres S.
2. le facteur de 'zero padding' a un effet sur le signal dans le domaine temporel, il détermine le taux d'échantillonnage N. Les zéros insérés dans la réponse en fréquence sont convertis en points interpolés dans le domaine temporel.
3. le Théorème de Nyquist impose un pas temporel donné par:

$$dt = \frac{1}{2 * f_{max}} \tag{50}$$

Où f_{max} est la plus haute fréquence.

À titre d'exemple, nous présentons Figure 4-5, la réponse impulsionnelle du canal mesuré entre deux antennes en bande Ka (présenté Figure 2-31 §2.4.1).

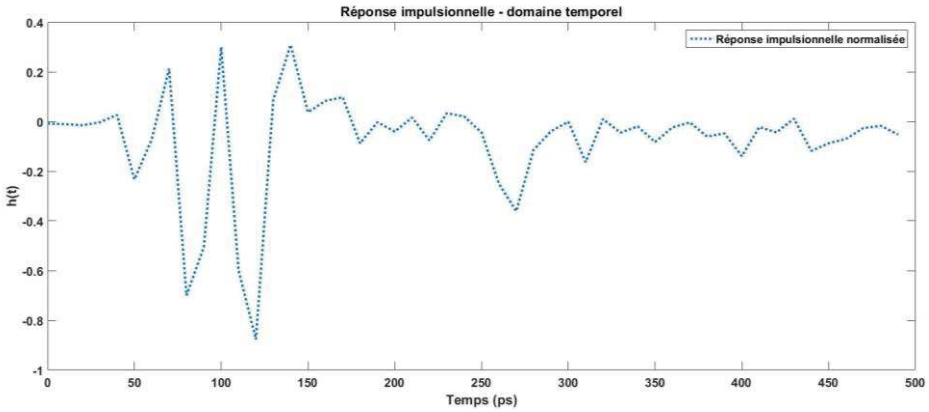


Figure 4-5: Réponse impulsionnelle entre les deux antennes mesurées en bande Ka

La réponse impulsionnelle obtenue est bien causale et elle présente de multiples pics consécutifs correspondant à l'arrivée décalée des signaux issus des multiples trajets. Cette simulation temporelle confirme la nécessité de résoudre ce problème des trajets multiples pour obtenir un canal plus facilement exploitable. Un certain nombre de défauts du canal peuvent être corrigés de façon numérique. Ceci est l'objet des travaux de Joël Ortiz-Sosa réalisés dans le cadre du projet BBC que nous évoquons brièvement ci-après.

4.2.4 Exemples de modélisation de performances

À l'aide du schéma fonctionnel précédent nous avons effectué la simulation de transmissions numériques et évalué les performances de différents canaux mesurés ou simulés à l'aide du simulateur de circuit ADS.

L'objectif de ces simulations est d'estimer le gain global de la chaîne de transmission (amplificateur de puissance PA à l'émission + amplificateur faible bruit LNA en réception) nécessaire pour obtenir des rapports signal sur bruit (SNR) permettant des taux d'erreurs binaires inférieurs à 10^{-7} en fonction des débits binaires.

4.2.4.1 Bande Ka

Dans un premier temps, nous avons évalué les performances dans le cas du canal en bande K_a mesuré et présenté dans le chapitre 2 (§2.4.1) - Figure 2-33. Le schéma de simulation ADS est présenté Figure 4-6. La fréquence porteuse que nous avons considérée ici est de 36 GHz.

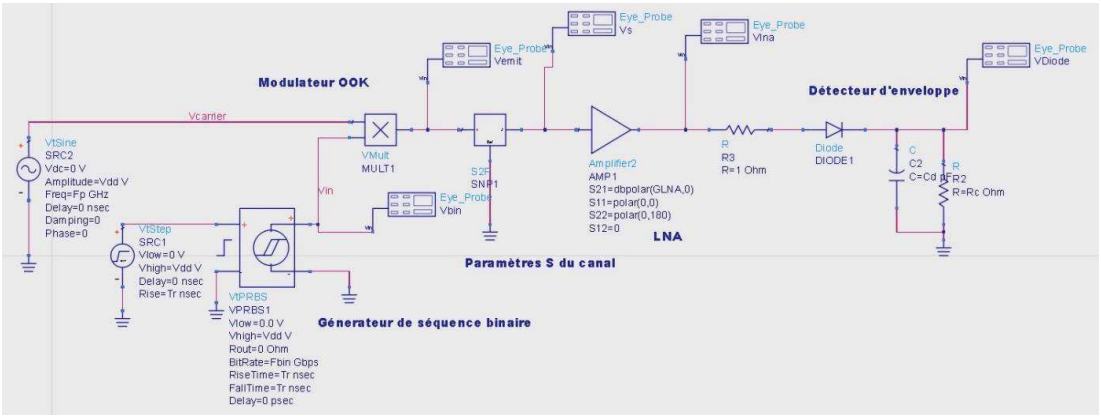


Figure 4-6: Schéma de simulation ADS

À titre d'exemple, nous présentons Figure 4-7 l'allure des signaux binaires temporels en entrée mais surtout à l'issue du détecteur d'enveloppe dans le cas d'un signal binaire de 2 Gbps et pour un gain global de 10 dB dans la chaîne. Nous pouvons noter que les formes des signaux obtenus sont cohérentes avec celles espérées.

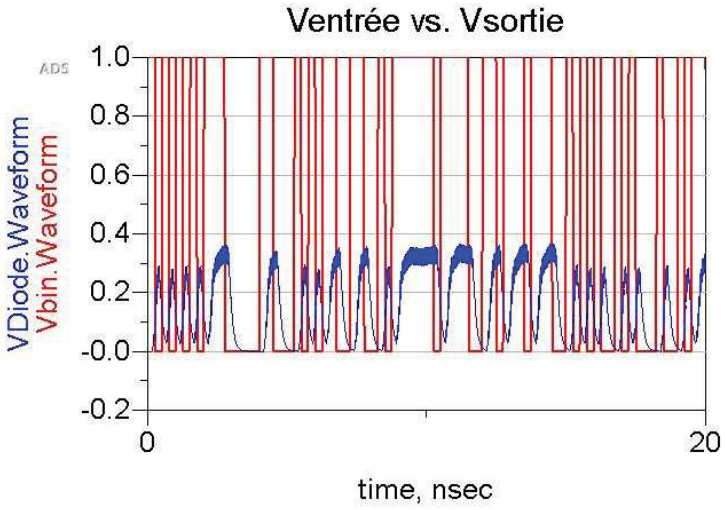


Figure 4-7: Allure des signaux temporels à l'entrée et à la sortie de détecteur d'enveloppe

Nous présentons les diagrammes de l'œil dans le cas des débits binaires de 2 et 4 Gbps avec un gain de 10 dB et les caractéristiques de ces diagrammes sont résumées dans le Tableau 4-1.

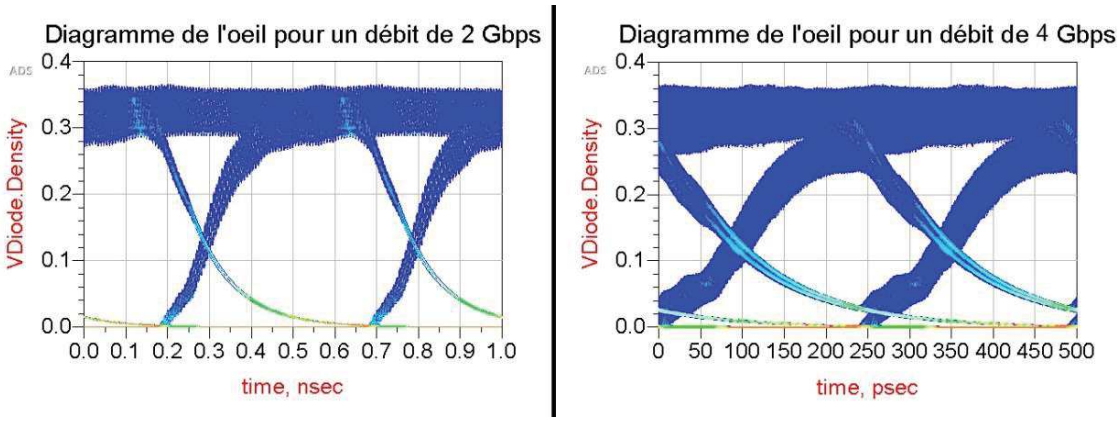


Figure 4-8: Diagrammes de l'œil dans le cas des débits binaires de 2 et 4 Gbps avec un gain de 10 dB

Ainsi, pour un débit binaire de 2 Gbps et en considérant un gain global de 0 dB, un rapport signal sur bruit d'environ 17 dB est obtenu. Ce faible SNR assurant un faible taux d'erreurs binaires est suffisant pour des applications WiNoC basées sur une modulation OOK.

Tableau 4-1: Caractéristiques du diagramme de l'œil en bande K_a

F bin. (Gbps)	Gain LNA (dB)	L_1 (mV)	L_0 (mV)	H (mV)	W (ps)	SNR (dB)
2	**0**	28,0	0,0	20,0	447,5	**17,5**
	5	140,0	1,0	110,0	470	20,9
	10	317,0	5,0	250,0	471,5	21,8
4	0	N/A	N/A	x	160,0	5,1
	5	122,0	6,0	58,0	205,0	**12,7**
	10	293,0	18,0	178,0	206,5	15,2

D'une façon générale, nous pouvons estimer qu'un gain global de 10 dB va permettre un niveau de SNR suffisant quelques soient les imperfections non prises en compte lors des simulations (imperfections du modulateur, des amplificateurs, du récepteur…). Cette estimation du gain global dans la chaîne est ensuite utilisée pour estimer la consommation de la partie analogie des systèmes WiNoC.

4.2.4.2 Bande Sub-THz

Pour obtenir des débits plus importants il est nécessaire d'avoir des bandes passantes plus larges. Nous avons obtenu ces bandes plus larges grâce à une montée en fréquence comme nous l'avons montré dans le chapitre 3. Nous allons évaluer ici les débits dans le cas de monopoles placés dans un substrat Si-HR entouré d'une couche absorbante. Nous avons considéré une fréquence porteuse de 200 GHz. Le canal est modélisé à l'aide des résultats de simulations électromagnétiques. Le schéma de simulation est le même que celui utilisé précédemment en bande Ka.

A- <u>Réseau de 4 monopoles :</u>

Pour commencer nous présentons le cas d'ordre n = 2, avec quatre monopoles (§3.5.3), la configuration est rappelée Figure 4-9 ci-après.

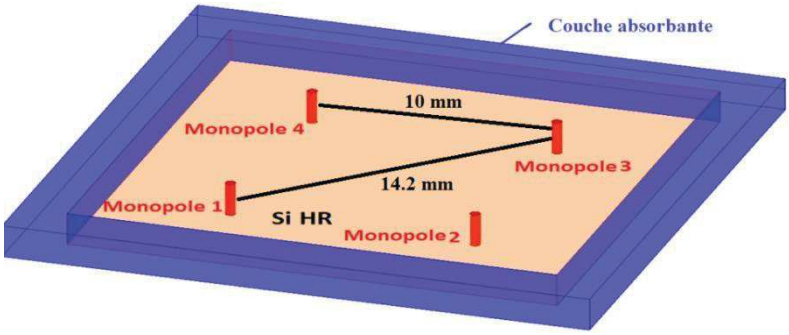


Figure 4-9: Rappel du scénario avec 4 monopoles

Nous rappelons la relation de Friis:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t . G_r . \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 . e^{-2\alpha R} \qquad (51)$$

À cause de cette relation, l'utilisation de fréquences plus élevées implique pour une même distance entre antennes un niveau de transmission plus faible et donc la nécessité d'utiliser un gain global d'amplificateur dans la chaîne plus important qu'avec des fréquences plus faibles. Cependant les fréquences plus élevées permettent des bandes passantes plus larges ce qui nous intéresse ici pour obtenir des débits plus grands.

En général, plus le niveau des paramètres de transmission est bas et plus le gain global de la chaîne doit être élevé, de même plus le débit de données est élevé et plus le gain nécessaire doit l'être aussi.

Les résultats des simulations correspondant au cas de la transmission entre les antennes adjacentes (séparées d'une distance de 10 mm) sont résumés dans le Tableau 4-2 et ceux correspondant au cas de la transmission entre les antennes en diagonale (distance de 14,1 mm) sont résumés dans le Tableau 4-3.

Tableau 4-2: Caractéristiques du diagramme de l'œil pour les antennes adjacentes dans la bande mm

F bin. (Gbps)	Gain LNA (dB)	L_1 (mV)	L_0 (mV)	H (mV)	W (ps)	SNR (dB)
6	15	18	3	-	-	7,9
	20	70	7	33	138	**11**
	30	405	53	195	145	12
8	**20**	62	3	33	105	**11**
	25	167	12	93	105	13
	30	363	33	204	105	13,8

Dans le meilleur des cas (transmissions entre antennes adjacentes), pour obtenir un débit de données de 6 Gbps, il est nécessaire d'utiliser un gain global au moins égal à 20 dB assurant un BER de l'ordre de 10^{-7}. Il en est de même si nous considérons un débit de 8 Gbps.

Dans le pire des cas (transmissions entre antennes diagonales), pour obtenir un débit de 8 Gbps, un gain global de 25 dB minimum est nécessaire pour obtenir un SNR > 9 dB, ce qui implique une BER proche de 10^{-5}. En fait, dans ce cas l'ondulation des paramètres S due aux imperfections du canal limite la bande. Cet inconvénient peut être compensé en utilisant un égaliseur numérique qui généralement présente une consommation d'énergie limitée par rapport à la partie analogique comme nous le présenterons dans un paragraphe ci-dessous.

Tableau 4-3: Caractéristiques du diagramme de l'œil pour les antennes diagonales dans la bande mm

F bin. (Gbps)	Gain LNA (dB)	L_1 (mV)	L_0 (mV)	H (mV)	W (ps)	SNR (dB)
6	15	7	1	-	-	7
	20	50	5	7	110	8,6
	30	330	37	140	130	**11,5**
8	20	Non signifiant				
	25	124	10	36	100	**9,5**
	30	283	32	108	101	9,1

En général, nous atteignons un maximum de 8 Gbps en débit de données dans ce cas.

B- <u>Réseau de 16 monopoles :</u>

Dans le cas d'un réseau d'ordre n = 4, de 16 antennes présenté Figure 4-10, avec une topologie 'Mesh' et un plan métallique supérieur, et d'après les résultats de la section (§3.5.6), nous avons choisi une fréquence porteuse de 219 GHz. Pour une constante de temps convenable les valeurs des composants du filtre RC sont : R = 50 Ω et C= 1 pF.

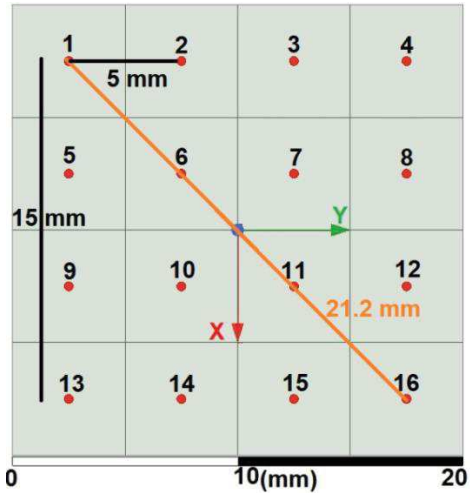


Figure 4-10: Scénario de 16 monopoles

Dans le meilleur des cas (transmissions entre antennes adjacentes distantes de 5mm) - (Tableau 4-4), nous obtenons un débit de données de 12 Gbps, avec au moins un gain global de 20 dB assurant un BER de l'ordre de 10^{-9}. Il est aussi possible d'atteindre un débit de 16 Gbps avec un gain de 30 dB et d'assurer un BER de l'ordre de 10^{-7}.

Dans le pire des cas (pour des transmissions entre les antennes diagonales distantes de 21,2 mm) - (Tableau 4-4), nous obtenons un débit de données de 12 Gbps, avec un gain global de 30 dB assurant un BER de l'ordre de 10^{-8}. Néanmoins, nous n'arrivons pas à atteindre un débit de 16 Gbps. À noter que le débit est plus faible que la bande passante à cause des effets dans le domaine temporel.

Tableau 4-4: Caractéristiques du diagramme de l'œil pour le 'Best-case' entre les antennes 1 et 2, et 'worst-case' entre les antennes 1 et 16 dans la bande mm

Cas	F bin. (Gbps)	Gain LNA (dB)	L_1 (mV)	L_0 (mV)	H (mV)	W (ps)	SNR (dB)
'Best-Case'	8	20	0,074	0,005	0,047	113,8	16,48
	10	20	0,072	0,007	0,04	87,9	14,28
	10	25	0,191	0,021	0,11	88	14,70
	12	20	0,071	0,09	0,031	66,4	12,68
	12	30	0,405	0,059	0,192	68,4	**13,31**
	16	30	0,393	0,075	0,136	42	11,06
'Worst-Case'	8	20	0,027	0,001	0,015	98,2	15,16
	10	20	0,025	0,002	0,006	67,9	10,24
	10	25	0,098	0,008	0,053	77,5	14,47
	12	20	N/A	N/A	N/A	N/A	N/A
	12	30	0,229	0,028	0,1	55,1	**12,11**
	16	30	0,209	0,05	0	0	5,83

Si l'amélioration des caractéristiques de propagation permet d'envisager des débits de l'ordre de 12 Gbps, l'optimisation du transceiver numérique est également une voie qui permet d'améliorer les débits. Dans le cadre du projet BBC ces recherches ont été effectuées par nos collègues de l'équipe CAIRN de l'IRISA et ceux de l'équipe IAS du Lab-STICC à l'UBS.

Nous présentons ci-après très brièvement leurs principaux résultats et nous identifions les éléments de la chaîne globale qui consomme le plus. Les résultats obtenus par nos collègues dans le projet BBC sur les aspects numériques et réseaux sont exposés brièvement dans la section suivante.

4.3 RÉSULTATS DU PROJET BBC ET COMPARAISON AVEC LA LITTÉRATURE

Pour rappel l'objectif du projet «BBC» est d'évaluer les performances des WiNoC dans le cadre d'applications de calcul parallèle. Ce projet cherche à évaluer notamment les débits de données envisageables et la consommation liée à l'utilisation des communications sans fils au sein des puces. Outre ces évaluations, le développement de nouveaux paradigmes pour la gestion du calcul parallèle, l'accès séquentiel à la mémoire partagée, la cohérence de cache et la synchronisation des données ont également fait l'objet d'études dans le projet BBC.

Le projet BBC a été hiérarchisé en 'work packages' (WP) comme nous l'avons évoqué dans l'introduction générale. Différents scénarios de communication entre cluster d'une même puce ont été retenus, ils sont illustrés Figure 4-11. Nous avons retenu des communications unicast (1 vers 1), broadcast (1 vers N), « many to one » (de N vers 1) et « many to many » (de N vers M). L'ensemble de ces scénarios montre l'intérêt des systèmes WiNoC et notamment l'intérêt d'un canal omnidirectionnel ce que nous avons cherché à analyser et développer dans cette thèse.

Afin de réaliser ces différents types de communications, il est également nécessaire d'élaborer les protocoles de contrôle d'accès au support dans la couche de liaison (MAC). Ces protocoles d'accès sont le cœur du WP2 réalisé par nos collègues de l'équipe CAIRN de l'IRISA et ceux de l'équipe IAS du Lab-STICC à l'UBS.

Le dernier ‘work package’ concerne les nouveaux paradigmes rendus possibles par les capacités ‘broadcast’ des systèmes WiNoC pour la gestion des mémoires caches et du parallélisme.

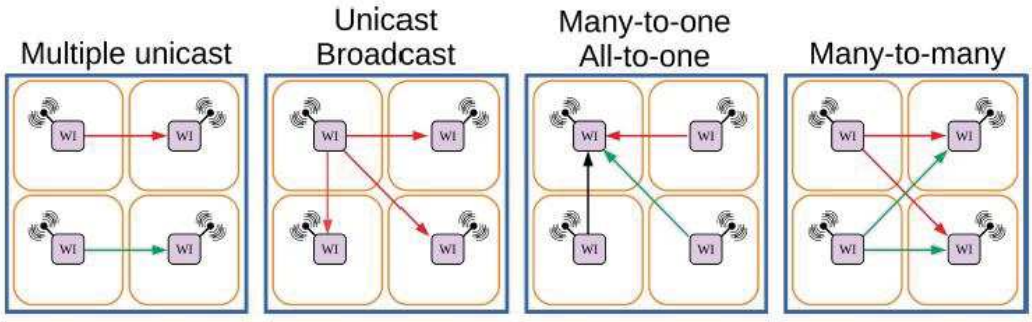


Figure 4-11: Modèles de communication sans fil pour une topologie hybride WiNoC en cluster avec N = 4 clusters [41]

Nous résumons ci-après les travaux concernant la couche MAC du réseau, dans le but d’évaluer les composants consommant le plus dans la chaîne et d’estimer la consommation globale d’une transmission sans fils au sein d’une puce.

4.3.1 Résultats de la couche MAC

Ce WP2 a été étudié dans le cadre de la thèse de Joël Ortiz Sosa. Les objectifs de cette thèse sont :

1. augmenter la fiabilité des transmissions dans un canal WiNoC réaliste impliquant une propagation avec de multiples trajets.
2. définir un mode d’accès multiples simple pour les systèmes WiNoC.
3. augmenter le débit du réseau.
4. fournir une architecture d’un transceiver numérique efficace et à faible consommation.

4.3.1.1 Développement d’un transceiver adaptatif

Afin d’atténuer les effets des phénomènes parasites (par exemple, une propagation par trajets multiples) engendrés dans le substrat silicium notamment sur le débit de données, il est possible d’optimiser le transceiver numérique afin de minimiser le taux d'erreur binaire par l’ajout d’égaliseurs et de codages adéquates. Le transceiver numérique doit également permettre à l’aide d’un codage approprié des données, la réalisation des différents types de communications envisagés au sein des puces multi-cœurs.

Ainsi dans le cadre du projet BBC, Sosa et al ont proposé une architecture reconfigurable du transceiver numérique [41], offrant une prise en charge efficace des modèles de communication broadcast/multicast et même unicast. Cet émetteur-récepteur numérique est conçu pour supporter une latence de transfert de données minimale et des exigences de consommation raisonnables. En effet, chaque configuration est destinée à être utilisée en fonction des exigences du trafic réseau.

Un bloc numérique classique comprend un module sérialiseur / dé-sérialiseur et un contrôleur d'accès au réseau sans fil.

Afin de mettre en œuvre des mécanismes de correction de canal et de prendre en charge l'accès multicanal, l’émetteur-récepteur numérique reconfigurable proposé contient aussi (Figure 4-12):

1. un convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC en anglais) conçu de manière à limiter son impact sur la surface et la consommation d'énergie
2. un égaliseur de type **DFE** (‘Decision Feedback Equalizer’).

3. Une technique de diversité temporelle **TDS** (‘Time diversity Scheme’) basée sur une modulation d’étalement du spectre de type **DSSS** (Direct-Sequence Spread Spectrum).

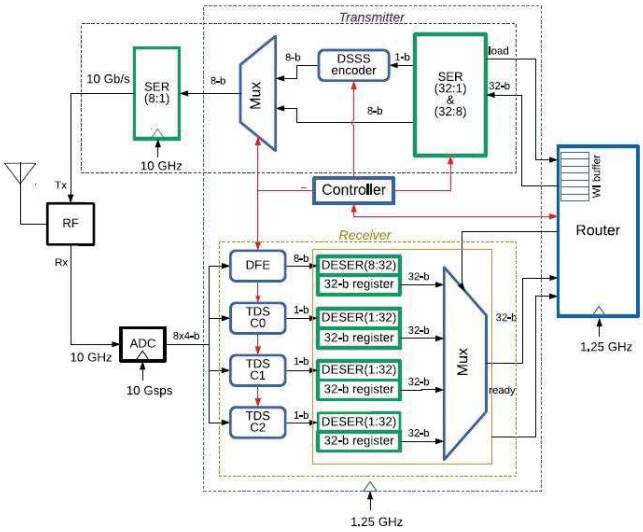


Figure 4-12: Architecture proposée de l’émetteur-récepteur dans le domaine numérique [41]

Un accès sans fil adaptatif est utilisé. Ce qui signifie qu'en fonction des modèles de communication (unicast, multicast…), le canal peut être réservé par une ou plusieurs interfaces. Ce type d’accès adaptatif est en parfait accord avec notre proposition (§3.5.5 et §3.5.6) des distributions de taches en fonction des cartes d’atténuation.

La consommation des différents composants est établie dans [41] en utilisant un processus CMOS de 28 nm. Au total, l’interface sans fil adaptatif consomme 3,27 mW et le convertisseur CAN à lui seul 16 mW.

L'efficacité de l’architecture du transceiver numérique est évaluée dans des conditions de multicast et unicast en présence d'interférences multi-trajets. L’utilisation des techniques TDS ou DFE rapprochent le taux de BER du taux obtenu dans le cas OOK théorique (Figure 4-13). Ce qui montre l’intérêt d’utiliser au moins l’une de ces deux techniques.

Le problème majeur reste la consommation du convertisseur CAN, qui est fortement liée à la résolution en bits et à la fréquence d’échantillonnage. Un essai d’optimisation de cette consommation est présenté ci-après.

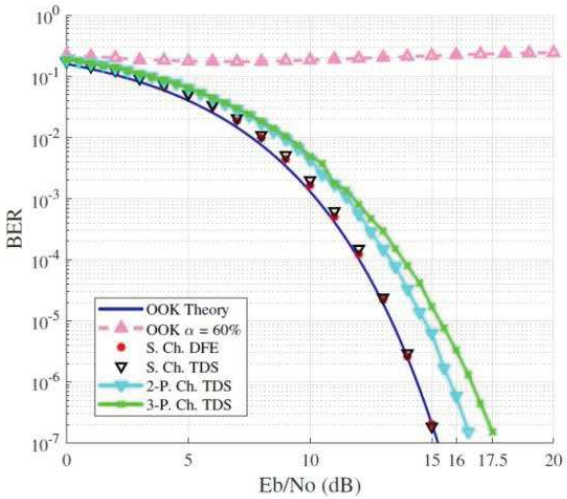


Figure 4-13: Performances du transceiver : BER en fonction de E_b/N_o pour les techniques considérées [41]

4.3.1.2 Addition d'un multiplexage fréquentiel

Afin de tirer pleinement bénéfice des multiples bandes passantes disponibles dans la bande Sub-THz (-3dB BW1 et -3dB BW2 dans §3.5.5 et §3.5.6)) et afin d'améliorer les résultats du paragraphe précédent, Sosa et al proposent dans [176] la conception d'un émetteur-récepteur NC-OOK (OOK Non-Cohérent) à multiples porteuses (multi-carrier) basé sur le multiplexage par répartition en fréquence (FDM) et sur le DSSS .

Avec le multiplexage FDM un code i peut être attribué à toutes les fréquences en cas de communication par multicast. Au contraire, pour l'unicast et le broadcast, aucun code n'est requis (Figure 4-14).

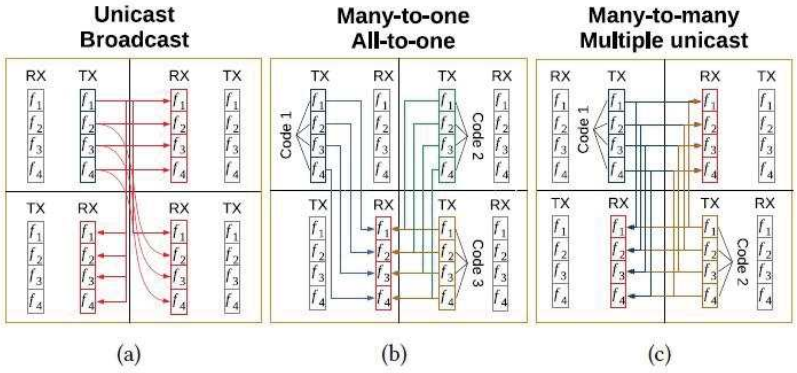


Figure 4-14: Modèles de communication possibles [176]

La technique FDM peut être utilisée comme moyen de diviser la largeur totale de la bande (10 GHz) en quatre sous-bandes de largeur plus courtes (2,5 GHz) et ayant des fréquences porteuses différentes (Figure 4-15). L'objectif de cette division est aussi d'éviter toute réduction de la bande passante du LNA et une limitation de la consommation d'énergie.

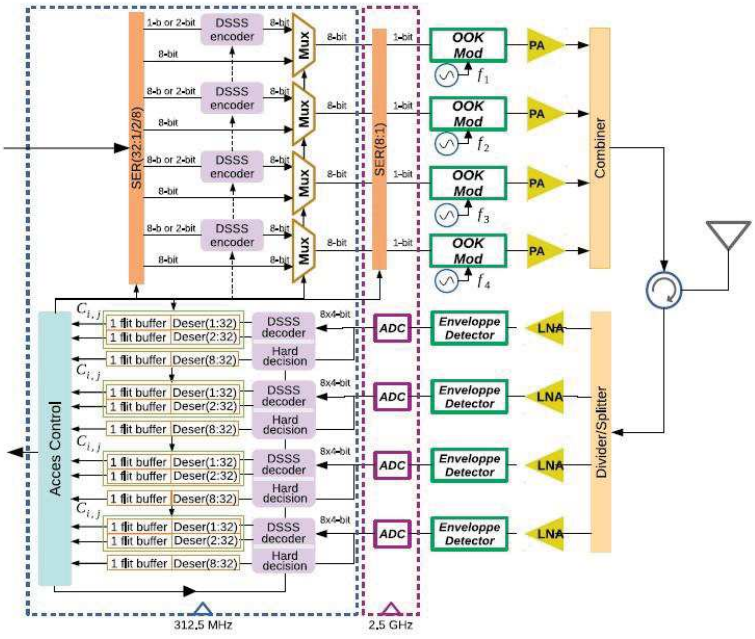


Figure 4-15: Architecture améliorée de l'émetteur-récepteur dans le domaine numérique [176]

Finalement, l'ajout du FDM conduit à une réduction de la consommation du CAN. Le convertisseur rapporté par [177] peut facilement atteindre une consommation d'énergie inférieure à 0,73 mW, même avec une fréquence d'échantillonnage de 2,5 GHz.

Les résultats montrent que la moyenne de BER dans les communications unicast / broadcast et multicast est pratiquement identique, même lorsque certains signaux transmis sont désynchronisés en raison des distances différentes entre les émetteurs et les récepteurs.

Après cette phase, le récepteur numérique consomme au maximum 4,72 mW, car les consommations de tous les sous-blocs sont réduites et ceci est valable pour les différents cas de figure étudiés.

Par la suite, pour le pire cas nous considérons une consommation de la partie numérique de l'ordre de 20 mW correspondant principalement à la consommation du convertisseur analogique numérique et une consommation de 5 mW pour le meilleur cas de figure.

4.3.2 Comparaison de notre solution avec les solutions concurrentes

4.3.2.1 Estimation de l'efficacité énergétique

L'efficacité énergétique est le paramètre global utilisé par défaut pour comparer les différentes solutions. Il est défini par:

$$\text{Efficacité énergétique (pJ/bit)} = \frac{\text{Consommation totale (mW)}}{Débit\ (Gbps)} \tag{52}$$

Nous résumons dans ce qui suit les paramètres obtenus tout au long du manuscrit.

Le débit de données le plus élevé obtenu dans la littérature pour des applications WiNoC au niveau intra-puce est de 16 Gbps [60]. Mais ce débit a été obtenu avec une consommation de puissance plus élevée donc une efficacité énergétique plus élevée (en pJ/bit).

Dans les simulations proposées nous atteignons des valeurs de **12 Gbps** dans la bande Sub-THz comme présenté dans la section §4.2.4.2 . Nous obtenons aussi en simulation dans la bande Q une bande passante de 11,5 GHz que nous considérons comme le 'best case' dans cette bande.

Ce débit a été ensuite utilisé par les acteurs de WP2 et WP3 dans le développement de leurs stratégies respectives.

L'évaluation de la consommation d'énergie est basée sur les composants du transceiver choisi dans le premier chapitre. Nous adoptons l'architecture générale de l'interface sans-fil en accord avec les acteurs du BBC (Figure 4-16).

Les consommations des différents composants de la chaîne de transmission sont résumées dans le Tableau 4-5. Pour cette évaluation des consommations, nous avons supposé une transposition dans la bande de fréquence centrée sur 60 GHz et considéré la technologie CMOS à 28 nm de manière à avoir une technologie homogène entre les composants analogiques et numériques. Il faut noter que nous avons identifié dans la littérature des consommations plus faibles en technologie 45 nm CMOS pour les composants analogiques (amplificateurs de puissance PA et faible bruit LNA).

Dans nos estimations, nous avons pris en compte pour le pire cas (Worst-case), la consommation due à la polarisation de la zone absorbante qui est de l'ordre de 100 mW comme indiqué dans §3.3.4. Dans un cas plus optimiste (Best-case), nous considérons une solution où la couche absorbante ne nécessite pas une tension de polarisation.

Dans tous les cas, les corrections réalisées par les WP2 et WP3 offrent des réductions supplémentaires sur la consommation à travers le 'Power gating' ou le transceiver à base de FDM.

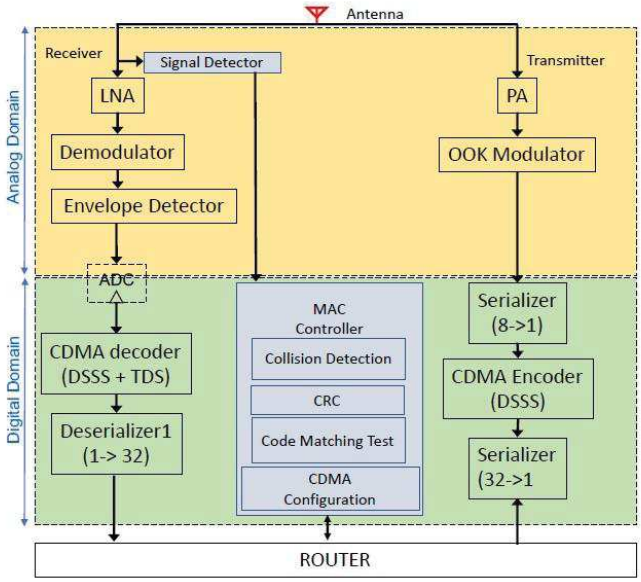


Figure 4-16: L'architecture de l'interface WI [178]

Les composants proposés dans le WP2 pour la partie numérique sont fabriqués avec du CMOS 28 nm (§4.3.1.1). Nous considérons une consommation globale de la partie numérique dans le pire des cas avec le CAN qui consomme 20 mW et dans le meilleur des cas avec une consommation totale de 5 mW après l'utilisation de FDM.

Tableau 4-5: Consommation des composants principaux du transceiver en 28 nm CMOS

		Worst-Case @28 nm	Best-Case @28 nm
Réf.	Composant	Consommation	Consommation
[75]	Modulateur	7,2 mW	7,2 mW
[179]	Démodulateur	12,1 mW	12,1 mW
[82]	PA	13,6 mW	13,6 mW
[86]	LNA	11,7 mW	11,7 mW
X	Autres composants analogues (PLL/VCO, mélangeur…)	≈ 10 mW	≈ 10 mW
	Couche absorbante	100 mW	0 mW
	Consommation totale du domaine analogue	≈ 155 mW	≈ **55 mW**
	Débit estimé	4 Gbps	**12 Gbps**
	Efficacité énergétique du domaine analogue	38,75 pJ/bit	**4,58 pJ/bit**
[41], [176]	Transceiver numérique + CAN	20 mW	5 mW
	Consommation totale du scénario BBC	175 mW	**60 mW**
	Efficacité énergétique totale du scénario BBC	43,75 pJ/bit	**5 pJ/bit**

Finalement, nous calculons l'efficacité énergétique d'une transmission pour un système WiNoC en supposant un débit de 4 Gbps pour le pire des cas et de 12 Gbps pour la meilleure configuration. Nous obtenons 43,75 pJ/bit dans le 'Worst-case' et 5 pJ/bit dans le 'Best-case'. L'efficacité énergétique dans le pire des cas est mauvaise et il est clair que la solution nécessitant la polarisation de la couche Si-BR pour réaliser des frontières absorbantes est une solution inenvisageable pour des systèmes WiNoC.

Si les pistes d'une couche absorbante passive présentées lors du chapitre 3 s'avèrent réalisables, alors l'étude que nous avons effectuée dans le meilleur des cas indique des efficacités énergétiques tout à fait comparables à celle trouvées dans la littérature comme nous allons le montrer ci-dessous.

4.3.2.2 Comparaisons avec les autres approches d'interconnexions

En se référant à l'état de l'art sur les systèmes WiNoC, nous pouvons positionner nos estimations sur la Figure 4-17 extraite de [6],[180].

Sur la Figure 4-17-a qui présente le débit en fonction de l'efficacité énergétique, chaque cercle correspond à des résultats de débits pour divers conceptions d'émetteur-récepteur et l'étoile indique le débit ciblé dans le projet A-WiNoC [6] et qui correspond à un débit de 32 Gbps pour une consommation de 1 pJ/bit. La ligne en pointillé indique l'évolution des débits de données.

Sur la Figure 4-17-b chaque carré représente la distance de transmission maximale pour divers conceptions d'émetteur-récepteur et la ligne continue l'évolution de la distance de transmission. L'étoile correspond à la distance retenue dans le projet A-WiNoC [6] qui est de 1 cm pour une énergie de 1 pJ / bit.

Nous avons placé les résultats ('best et worst cases') décrits précédemment sur ces figures et défini une zone (en rouge) délimitée par ces deux cas et qui traduit les performances escomptées pour les systèmes que nous avons étudiés.

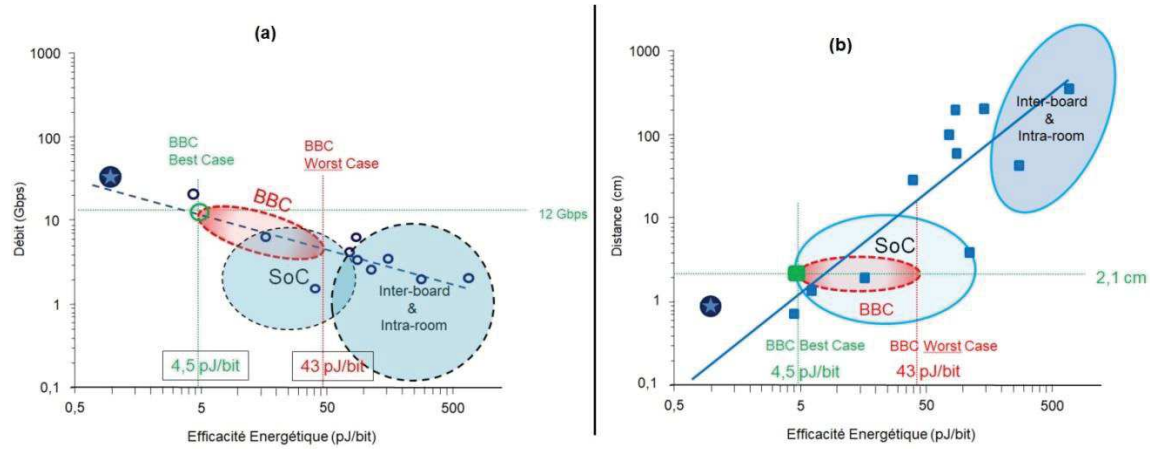


Figure 4-17: Positionnement du projet BBC par rapport à l'état de l'art de WiNoC [180]

Nous pouvons conclure que le développement d'un système WiNoC basé sur un canal tel que nous l'avons étudié dans cette thèse devrait avoir des performances tout à fait comparables à celles trouvées dans la littérature. Il faut noter que nos résultats sont basés sur une vision globale de tous les composants et des couches de la structure WiNoC, ce qui, à notre connaissance, n'a pas été fait dans la littérature.

Nous avons également cherché à positionner les interconnexions sans fils au sein des puces par rapport aux solutions d'interconnexions optiques et d'interconnexions RF guidées. Nous n'avons pas évalué les performances des nouveaux types d'interconnexions (SWI, CNT) dans la mesure où nous n'avons pas trouvé suffisamment des résultats complets les concernant. Nous nous sommes donc restreints aux travaux qui fournissent au moins des informations sur le processus, le débit et l'efficacité énergétique.

Nous avons rajouté les plus récents travaux sur les interconnexions optiques comme le projet 3D Many-Core [181] ou sur les WiNoC [182].

Nous ne considérons que la consommation de la partie analogique de façon à pouvoir effectuer des comparaisons avec les résultats fournis dans la littérature et qui ne concernent que la partie analogique.

Dans le Tableau 4-6 nous présentons la compilation des résultats extraits de la littérature ainsi que de nos simulations.

Tableau 4-6: Comparaison entre les différents types d'interconnexions et leurs performances

Réf.	Type d'interconnexions	Processus CMOS	Débit (Gbps)	Efficacité énergétique (pJ/bit)	Portée (mm)	Commentaires
[183]	Optiques	40 nm	10	**0,34**	x	Manque des composants optiques (Laser…)
[184]	Optiques	40 nm	10	0,55	x	Manque des composants optiques (Laser…)
[181]	Optiques	28 nm	10	3,76	x	3D manycore
[185]	RF Guidées	90 nm	8	**0,9**	x	Lien unique
[186]	RF Guidées	90 nm	5	20	x	Lien unique
[73]	WiNoC	180 nm	6	17	40	
[43]	WiNoC	40 nm	11	6,4	10	
[187]	WiNoC	40 nm	6	11,8	**50**	
[182]	WiNoC	130 nm	**50**	**3,1**	6	SiGe HBT
BBC	WiNoC	28 nm	12	**4,58**	**21,2**	Best-case

Nous pouvons constater que dans le meilleur des cas de figure (couche absorbante passive) la solution de transmission sans fils au sein des puces que nous avons proposée présente des performances tout à fait comparables avec les autres approches qu'elles soient optiques, RF guidées ou bien sans fils. Pour mieux apprécier le positionnement de la solution que nous avons étudiée nous pouvons utiliser une représentation visuelle de ces données. Ainsi Figure 4-18 nous présentons les débits des différents solutions en fonction de l'efficacité énergétique. Les résultats du projet BBC sont en vert sur cette figure.

Du Tableau 4-6 et de la Figure 4-18 nous pouvons constater que:

1. Les interconnexions optiques sont plus efficaces énergétiquement mais les liens assurés sont plutôt des liens Unicast. De plus les données de consommation rapportées ne concernent que la propagation et la réception des données, les sources Laser ne sont pas prises en compte ce qui peut augmenter considérablement la consommation des liens optiques.
2. Les interconnexions RF guidées peuvent avoir des performances énergétiques intéressantes [185] mais elles sont plus destinées à des liens unicast plutôt de broadcast.
3. La solution WiNoC proposée dans le projet BBC présente une efficacité énergétique (dans le meilleur des cas) légèrement supérieure aux solutions optiques ou RF guidées mais elle présente l'avantage d'assurer facilement des liens multicast ou broadcast.
4. D'une façon générale le niveau de débit que nous avons obtenu dans le projet BBC assure des débits comparables aux débits des IO ou RF guidées mais en assurant une flexibilité de routage.

Nous avons présenté ici des comparaisons entre l'efficacité énergétique pour différents systèmes d'interconnexion au sein des puces et nous avons pu montrer que les systèmes de transmission sans fils au sein des puces ont des performances comparables avec les autres solutions (optiques et RF-guidées) également envisagées. Les solutions de type WiNoC facilitent les fonctionnements de type multicast et broadcast.

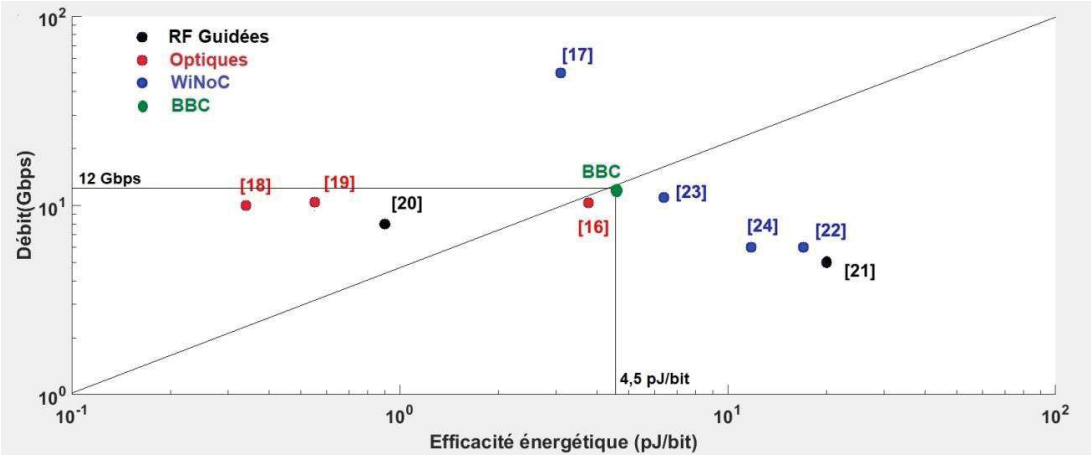


Figure 4-18: Positionnement du projet BBC par rapport aux différents types d'interconnexions

Outre l'optimisation du canal et du transceiver analogique et numérique, il est possible de diminuer la consommation globale d'un puce multi-cœur à l'aide des stratégies hybrides de communications et des méthodes de type « power gating ». Dans le cadre du projet BBC ces études ont été effectuées au sein du Lab-STICC à l'université de Bretagne Sud (Lorient). Nous résumons très brièvement leurs résultats dans le paragraphe suivant afin de tracer un portrait assez complet de ce que pourrait être un réseau sur puce à base de liens sans fils.

4.3.3 Résultats de la couche réseau

Les transmissions omnidirectionnelles au sein d'une puce électronique permettent d'envisager le développement de solutions efficaces pour la synchronisation des données lors des calculs en parallèle ainsi que le développement de méthodes de types « power gating » pour une maîtrise plus importante de la consommation. Ces études correspondent aux contributions majeures obtenues dans le cadre du projet BBC par deux post-doctorants Humanta Kumar Mondal et Navonil Chatterjee. Ces contributions sont discutées ci-dessous.

4.3.3.1 La barrière de synchronisation

Une synchronisation efficace est l'une des exigences de base d'un calcul parallèle efficace. Pour les architectures filaires classiques et dans le cas d'opérations nécessitant du broadcast la synchronisation des données peut être affectée de manière significative en raison des communications sur les chemins critiques ayant des temps de propagations très différents. La latence du réseau se dégrade avec la longueur des interconnexions ce qui détériore considérablement les performances. Un réseau sur puce sans fil (WiNoC) offre une solution prometteuse pour réduire les contraintes sur les chemins critiques et les communications longue distance en les complétant avec des liaisons sans fil à longue portée et à un seul saut.

Une barrière de synchronisation permet de garantir qu'un certain nombre de tâches ne dépasse pas un point spécifique. Ainsi, chaque tâche qui arrivera sur cette barrière devra attendre jusqu'à ce que le nombre spécifié de tâches soient arrivées à cette barrière. Lorsque tous les 'threads' atteignent l'emplacement spécifié, ils peuvent continuer à s'exécuter. Sinon, ils sont bloqués (Figure 4-19).

Comme les performances sont considérablement affectées par les messages broadcast. Cela augmente la congestion et la consommation d'énergie due à la retransmission du même paquet.

Dans [58], Mondal et al ont choisi d'améliorer la procédure en libérant les threads et en envoyant le même message à plusieurs destinations. Par conséquent, ils ont modifié la procédure de libération afin de générer un seul message 'broadcast' au lieu de plusieurs messages unicast.

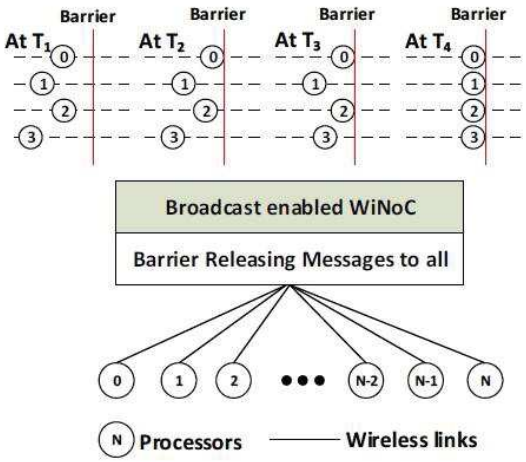


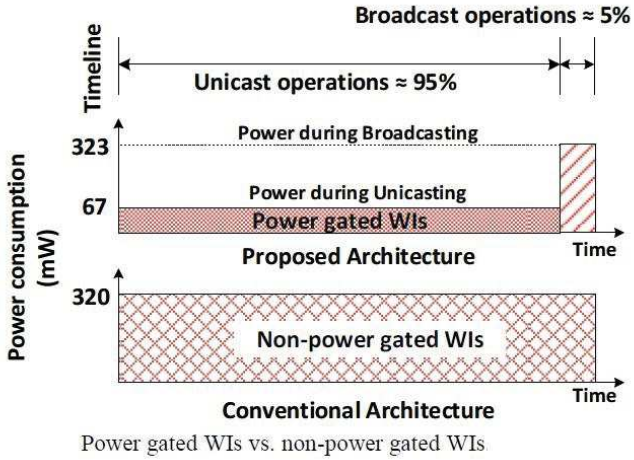
Figure 4-19: Libération des messages broadcast [58]

Par conséquent, l'architecture WiNoC adoptée réduit le nombre de sauts requis pour la communication et met en œuvre le broadcast au travers de moyens de réceptions simultanées. Expérimentalement, l'architecture proposée réduisait considérablement la latence du réseau lors de broadcast.

4.3.3.2 Power gating

Le pourcentage de messages broadcast (~ 5%) est très faible dans le cas du protocole de cohérence de la mémoire cache. De même, pour les barrières de synchronisation, le pourcentage d'opérations broadcast est également faible. Par conséquent, la quantité importante de communications (~ 95%) est basée sur l'unicast, où un seul canal de fréquence peut communiquer en fonction du protocole de transmission. Par conséquent, il existe un énorme potentiel de réduction de la consommation d'énergie au repos dans les interfaces sans fil. Le 'Power Gating' est une technique utilisée dans la conception de circuits intégrés pour réduire la consommation d'énergie, en coupant le courant aux blocs du circuit qui ne sont pas utilisés.

Les méthodes proposées permettent de réduire considérablement le temps de latence par rapport aux architectures d'interconnexions classiques, d'économiser jusqu'à 43,97% des coûts de broadcast et de réduire la consommation d'énergie au repos dans les interfaces jusqu'à 80,49% (Figure 4-20).



Power gated WIs vs. non-power gated WIs

Figure 4-20: Consommation avec ou sans 'Power gating' [58]

4.3.3.3 Stratégie hybride sans fil / Filaire

Dans cette stratégie, le paquet de broadcast est transmis à l'aide d'un support sans fil si un jeton est disponible pour la communication entre clusters; sinon, le paquet de broadcast est transmis en utilisant des liens câblés [188]. C'est pourquoi ce schéma s'appelle mécanisme de broadcast hybride. L'algorithme utilisé pour ce mécanisme est illustré sur la Figure 4-21.

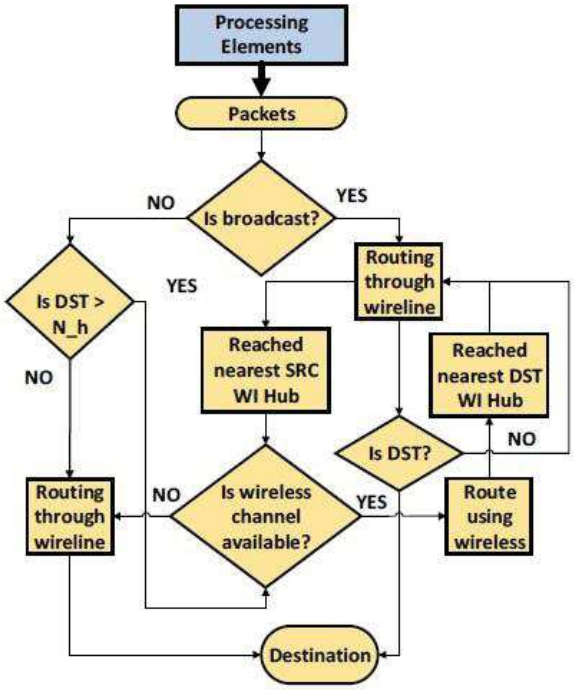


Figure 4-21: Organigramme montrant le mécanisme hybride de contrôle des paquets [188]

Ce schéma est réalisé en utilisant un contrôleur dynamique de mode de broadcast (DBMC: Dynamic Broadcast Mode Controller) présenté à la Figure 4-22.

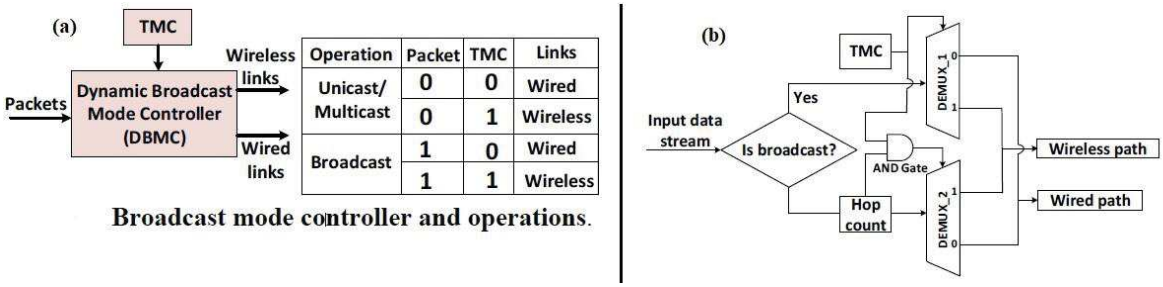


Figure 4-22: (a) Opérations et (b) circuit du DBMC [188]

4.3.3.4 Opérations Multicast parallèles basés sur le CDMA

Le problème de congestion s'aggrave manifestement dans les systèmes multi-cœurs de grande taille où plusieurs applications s'exécutent afin de maximiser l'utilisation de toutes les ressources. Sur de tels systèmes, les applications parallèles doivent effectuer des opérations de broadcast / multicast.

Afin d'assurer l'exécution simultanée de plusieurs applications, une architecture WiNoC est proposée pour prendre en charge les applications parallèles dans [178]. Chatterjee et al ont mis en œuvre un protocole de transmission basé sur le CDMA pour les opérations de multicast dans des applications parallèles.

Les transmissions de paquets entre grappes (‘intra-cluster’) utilisent des communications de multicast basées sur le CDMA. En cas de communication de broadcast intra-cluster, différentes copies des paquets de broadcast sont générées en fonction de l'emplacement du routeur source.

Dans [178], deux types de canal de code basé sur CMDA sont développés: (i) canaux à deux codes et (ii) canaux à quatre codes, où un maximum de deux et quatre applications sont exécutées en parallèle, respectivement. Ces canaux sont basés sur nos simulations présentées dans §3.5.5 avec 9 antennes. Nous considérons 16 cœurs par cluster ce qui fait au total 144 cœurs

Dans le cas des scénarios 1 et 2, deux applications s'exécutent en parallèle sur la plate-forme WiNoC. Ainsi, nous avons besoin de canaux à deux codes (Figure 4-23). Dans le cas des scénarios 3 et 4, le nombre d'applications s'exécutant en parallèle est 3 et 4, respectivement. Ainsi, dans ce cas, nous avons besoin de 4 codes.

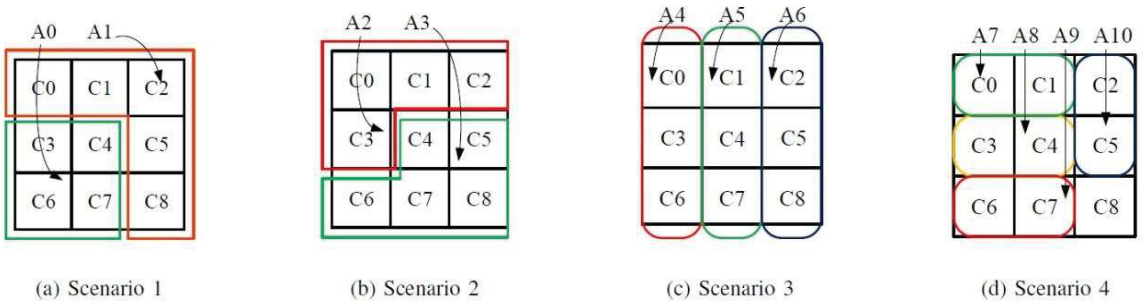


Figure 4-23: Scénarios de multicast possible [178]

L’évaluation selon les différents scénarios du WiNoC basé sur CDMA montre une amélioration au niveau de la latence du réseau par rapport à l’architecture NoC classique. Par contre au niveau de PDP (Power-delay-product: produit de la consommation d'énergie P par le délai de commutation D), l’avantage d’utiliser le WiNoC est limité.

4.3.4 Proposition de système WiNoC complet et résultats communs

L’idée initiale du projet BBC est l’étude d’une solution WiNoC complète.

Dans un premier temps, le travail était divisé sur plusieurs équipes (WP) spécialisées qui traitent des couches séparées. Les résultats des différentes couches concernées peuvent être résumés comme suit:

1. La couche physique (WP1): le travail principal concerne les simulations et les mesures du canal de propagation et des antennes. Les solutions proposées ont permis la conception des réseaux multi-antennaires qui serviront de base pour les circuits multi-cœurs. Une conception du transceiver analogique a permis l’évaluation numérique de la couche physique ou les performances (débit, portée, efficacité énergétique) sont comparables à l’état de l’art des WiNoC.
2. La couche MAC (WP2): le développement d’un transceiver adaptatif avec des techniques variées (DFE, DSSS, TDS) permet le traitement de communications variées de l’unicast au broadcast et la proposition d’un multiplexage fréquentiel permet une réduction de la consommation de la partie numérique.
3. La couche réseaux (WP3): les contributions concernent la synchronisation, la réduction de latence (barrière de synchronisation) et de la consommation (power gating) et finalement le traitement adaptatif des stratégies hybrides (sans fil/filaire) et des différents types de communications.

Dans différentes phases de travail, des interactions ont été effectuées entre les différents acteurs du projet BBC et qui peuvent être résumés par:

1. Les résultats des canaux de propagation de WP1 dans différents cas de figure ont été fournis à l'équipe du WP2. Ce qui leur a permis en premier lieu d'effectuer l'analyse en domaine temporel. Les résultats dans le domaine temporel ont été validés de notre côté aussi.
2. La proposition des canaux avec 9 ou 16 antennes ayant plusieurs larges bandes passantes ont été utilisées dans le WP2 pour ajouter un multiplexage fréquentiel au transceiver adaptatif, ce qui a permis une réduction de la consommation et une optimisation de la bande passante.
3. Ces mêmes réseaux multi-antennaires ont été utilisés par les collègues dans le WP3 pour développer des opérations Multicast parallèles basés sur le CDMA (développé dans WP2).
4. Les résultats de la conception idéale d'un transceiver ont abouti à une publication commune avec l'équipe de WP3 dans la conférence NOCS.
5. Les techniques de réduction de latence et de consommation du WP3 vont améliorer les figures obtenues dans la section précédente.
6. Finalement, la solution hybride sans fil / filaire sera une solution adaptative. En se basant sur les cartes d'atténuation de placement des antennes développé dans §3.5.5 et §3.5.6, le transceiver numérique développé dans WP2 et l'algorithme de routage seront aussi adaptatifs.

Les résultats obtenus dans les différents WP du projet BBC offrent une vision globale du système WiNoC complet. La collection de ces résultats communs doit aboutir à une publication commune des acteurs de 3 WP.

4.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons modélisé le canal de propagation dans le domaine temporel. L'étude principale se porte sur la conception d'un transceiver analogique. Les simulations temporelles ont permis l'évaluation des différents canaux exploités dans les chapitres 2 et 3. Dans la bande Sub-THz et avec un réseau de 16 monopoles, nous atteignons dans le pire des cas un débit de 12 Gbps pour une distance de séparation de 21,2 mm et un débit de 16 Gbps pour une distance de séparation de 5 mm.

Nous avons résumé les résultats de nos collègues du projet BBC sur la couche MAC (transceiver adaptatif, multiplexage fréquentiel) et sur la couche réseau (réduction de la consommation et des latences, stratégies hybrides et adaptatifs), ainsi que les interactions entre les différentes équipes et les résultats communs.

Finalement, nous avons évalué la consommation de notre solution dans le pire et le meilleur de cas. Nous avons comparé nos résultats avec ceux de la littérature et nous trouvons que les performances du projet BBC (débit de 12 Gbps, portée de 21,2 mm, efficacité énergétique de 4,5 pJ/bit) sont comparables à l'état de l'art des autres solutions WiNoC ainsi que des interconnexions optiques ou RF guidées.

Le projet BBC offre une vision globale du système WiNoC et permet différents types de communications notamment le multicast et le broadcast. La minimisation de la consommation est encore possible avec des techniques numériques (Power gating…). Les perspectives du projet et plus particulièrement de la couche physique sont résumées dans la conclusion finale de la thèse.

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

À l'heure actuelle, l'un des obstacles au développement de nouvelles applications multiprocesseurs ou réseau sur puce (NoC) est la maîtrise des interconnexions reliant les différents cœurs. Il s'agit en effet de maîtriser la consommation, les surfaces occupées par ces interconnexions et la flexibilité de routage entre le nombre considérable des éléments communicants dans un réseau sur puce.

Dans ce contexte, le projet BBC financé par le Labex Cominlabs et la région Bretagne avait pour but d'évaluer l'intérêt d'utiliser des interconnexions sans fils pour les systèmes WiNoC (Wireless Network on Chip), d'évaluer leur faisabilité et d'estimer leurs performances. Les travaux présentés dans ce manuscrit se placent dans le cadre de ce projet. L'objectif principal des travaux menés et présentés dans cette thèse était de caractériser la couche physique du système WiNoC et plus particulièrement le canal de propagation au niveau intra-puce.

Le premier chapitre est un chapitre de bibliographie. Dans un premier temps, nous avons exposé les différentes alternatives (CNT, RF guidée, optiques, ondes de surfaces …) aux interconnexions classiques. L'utilisation de communications sans fils est l'une des alternatives qui s'impose parmi les autres, surtout si nous considérons la flexibilité d'utilisation qu'elle offre, la capacité à assurer aisément des transmissions de type broadcast/multicast pour des applications de calcul parallèle et la compatibilité avec la technologie CMOS actuelle. Nous avons continué l'état de l'art en présentant différentes études de systèmes WiNoC ainsi que les composants CMOS (transceivers, antennes) qui peuvent être utilisés pour ces applications. Compte tenu de l'environnement où le silicium est largement présent, nous avons ainsi relevé les caractéristiques des systèmes sur silicium. L'analyse de la bibliographie nous a permis notamment de souligner les difficultés de réalisation d'antenne sur silicium à grande efficacité de rayonnement. À partir de ce constat et à l'aide de la bibliographie nous avons pu souligner les problématiques de propagation dans le silicium. Ainsi, malgré un niveau de pertes important du silicium commercial à basse résistivité (Si-BR) il reste un matériau intéressant pour les applications hyperfréquences notamment pour son faible coût, et la maîtrise des procédés de fabrication CMOS. De plus, les pertes du Si peuvent être minimisées par l'utilisation de substrats Si à haute résistivité (Si-HR). Cependant, un certain nombre de travaux sur la propagation dans des substrats silicium montrent qu'il existe des trajets multiples et des interférences destructives impliquant des zéros dans la transmission. Ces phénomènes sont dus à la permittivité élevée (11,9) du silicium et aux interfaces silicium/air qui créent des cavités pouvant supporter plusieurs modes en fonction des dimensions du substrat et de la fréquence de travail. Ce chapitre nous a permis de tracer un cadre à nos travaux sur la caractérisation des canaux de propagation dans les systèmes WiNoC.

Dans le second chapitre, nous avons mis en évidence ces problèmes de propagation dans le silicium à l'aide de deux logiciels de simulation électromagnétique différents (HFSS et CST) et au travers de mesures dans la bande Ka et la bande V, réalisées sur de premiers démonstrateurs fabriqués sur silicium. La correspondance entre simulations et mesures est satisfaisante ce qui valide nos modèles électromagnétiques. Nous avons démontré dans ce chapitre que la propagation entre deux antennes dipôles placées sur un même substrat silicium présente un grand nombre de zéros de transmission limitant les bandes d'utilisation. À partir d'une analyse, nous avons identifié la problématique des interfaces silicium/air entourant le substrat et qui impliquent un comportement de type cavité résonnante du substrat.

Afin de pouvoir prédire les risques de zéros de transmissions dans des structures composées d'un substrat haute permittivité de dimensions limitées, nous avons proposé deux approches de modélisation du canal de propagation :

1. la méthode de lancer de rayons ('Ray Tracing') qui sert à déterminer quelques zéros de transmission entre différents trajets sur l'épaisseur du substrat et qui entrainent des interférences destructives.
2. la méthode PPM ('Parallel Plates Method') qui sert à modéliser une cavité confinée entre deux plaques métalliques parallèles et qui offre une approximation valable de notre prototype. Cette méthode permet principalement de rendre compte des interférences dues aux réflexions des ondes sur les parois (interfaces silicium/air).

L'ensemble des résultats issus des mesures ou des simulations présentées dans le chapitre 2, nous a incités à développer des solutions pour s'affranchir des problèmes mentionnés précédemment.

Une solution est proposée et analysée dans le troisième chapitre. Elle consiste à modifier les frontières du substrat sans modifier l'architecture CMOS. Nous avons ainsi proposé l'ajout d'une couche de Si-BR obtenue à l'aide d'une zone dopée autour du substrat Si-HR. Cette solution n'implique pas de changement dans la structure de propagation puisque celle-ci s'effectue toujours dans le silicium. La couche de Si-BR est une zone présentant des pertes beaucoup plus importantes que la zone de Si-HR ce qui permet d'atténuer les ondes réfléchies sur les bords du substrat silicium et donc de limiter les interférences et les zéros de transmission. Nous avons pu, à l'aide de simulations électromagnétiques, obtenir des résultats prometteurs permettant :

a. une réduction considérable des résonances multiples et des zéros de transmission.
b. l'augmentation des bandes passantes de l'adaptation des antennes ainsi que de la transmission entre deux ou plusieurs antennes.

Nous avons réalisé et mesuré des démonstrateurs comprenant deux antennes placées sur un substrat Si-HR lui-même entouré d'une zone de Si-HR dopé. Pour faire varier la résistivité de la couche externe de silicium, il est nécessaire d'appliquer une tension de polarisation. Afin d'initier une optimisation de ces couches absorbantes, nous avons également évalué plusieurs géométries de la couche absorbante et comparé les différents résultats entre eux. Malgré quelques difficultés à appréhender en simulation la résistivité réellement obtenue, ces différents démonstrateurs nous ont permis de valider expérimentalement le concept de contrôle de la conductivité et l'effet positif de l'utilisation de motifs triangulaires périodiques. Cependant, nous avons également pu constater la consommation importante (de l'ordre de 100 mW) due à la polarisation ce qui limite l'intérêt de nos réalisations.

Nous avons amorcé la recherche d'autres solutions de maîtrise des réflexions aux interfaces silicium/air. Ces recherches de solutions font bien sûr partie des perspectives de cette thèse.

Nous avons ensuite caractérisé à l'aide de simulations EM des transmissions dans le domaine des fréquences Sub-THz (autour de 200 GHz). Pour ces simulations nous avons considéré une couche absorbante idéale (pas de réflexions aux interfaces) entourant un substrat silicium haute résistivité placé entre 2 plans conducteurs afin de limiter les problèmes de CEM. La montée en fréquence nous a permis de :

1. réduire considérablement les dimensions des antennes les rendant plus compatibles avec des applications de communications intra-puce.
2. proposer des monopoles intégrés dans le substrat.
3. profiter du rayonnement omnidirectionnel des monopoles dans le but de la réalisation de communications broadcast ou multicast.
4. analyser des structures comprenant 4, 9 ou 16 antennes dans un même substrat de 20*20 mm^2.
5. élargir la bande passante de transmission et ensuite le débit en termes de Gbps.

Les simulations des réseaux de monopoles (4, 9 ou 16 monopoles) montrent l'augmentation considérable des bandes passantes tant en adaptation qu'en transmission. Ces bandes dépendent aussi de la topologie utilisée et du placement des antennes les unes par rapport aux autres dans le substrat. Nous avons établi des cartes d'atténuation qui montrent les effets du placement des antennes sur l'intensité du signal transmis. Nous avons également pu identifier les meilleurs et pires cas de configuration pour la transmission intra-puce.

Dans le dernier chapitre, nous nous sommes concentrés sur l'analyse temporelle de ces réseaux WiNoC. Nous avons effectué des simulations circuits en considérant des transceivers OOK idéaux et en prenant en compte les paramètres S des canaux mesurés ou simulés. Ces simulations nous ont permis d'estimer les performances des communications intra-puce en termes de consommation et de débit possible. Nous avons ainsi montré qu'il est envisageable de transmettre au moins 12 Gbps sur une portée de 21,2 mm et cela avec une efficacité énergétique de l'ordre de 5 pJ/bit.

En comparant nos résultats avec les résultats d'autres types d'interconnexions (Optiques, RF Guidées) et avec d'autres systèmes WiNoC, nous avons montré que les résultats obtenus lors du projet BBC ont des performances comparables avec les autres solutions trouvées dans la littérature. Lors des simulations effectuées dans cette thèse nous avons considéré des canaux de transmission les plus réalistes possibles ce qui n'est généralement pas le cas pour les résultats issus de la littérature.

Nous pouvons donc répondre à la question « *dans quelle mesure les liens radios intra-puce sont intéressants par rapport aux autres solutions d'interconnexions (optiques, RF-guidées,…) ?* »

Les liens radios intra-puce seront intéressants pour réaliser des communications entre les clusters les plus éloignés les uns des autres et pour réaliser des communications de type broadcast et multicast nécessaires pour les opérations de calculs parallèles. Il nous semble clair que les systèmes seront mixtes et nous retrouverons dans un même NoC des interconnexions classiques pour les communications entre clusters voisins, des interconnexions optiques pour des communications point à point entre clusters éloignés et ne nécessitant pas de synchronisation, et des interconnexions sans fils pour les communications broadcast ou multicast où l'aspect synchronisation est important.

Lors du projet BBC, nous avons également montré que :

1. pour que des communications intra-puce soient réellement exploitables dans un environnement silicium il est nécessaire de limiter les réflexions des ondes sur les différentes interfaces et donc de maîtriser les frontières.
2. si les frontières sont maîtrisées, il est possibles d'envisager un débit de 12 Gbps avec des efficacités énergétiques proches de 5pJ/bit ce qui est comparable avec l'état de l'art actuel.

3. l'utilisation de transceiver numérique et de codage approprié permet d'améliorer la consommation.
4. l'utilisation de transmission sans fils au sein des NoC va faciliter les possibilités de communications de types broadcast et multicast.
5. la mise en place de techniques comme le power gating ou le FDM peuvent également permettre l'amélioration de la consommation.

Le travail mené dans cette thèse ouvre la voie à plusieurs perspectives :

1. Modélisation de la propagation dans un substrat Si: les deux méthodes présentées ont donné des résultats convenables mais qui restent approximatifs compte tenu de la complexité de l'environnement. Un développement de méthodes plus précises capables de décrire analytiquement le comportement électromagnétique de dispositifs microondes sur Si, est toujours nécessaire.
2. Maîtrise des frontières du substrat silicium: Sachant que la solution proposée dans cette thèse pour maîtriser les frontières Si/Air a amélioré la transmission au prix d'une forte consommation, la maîtrise des réflexions reste un problème majeur à aborder. Il est ainsi nécessaire d'élaborer des couches absorbantes plus économes en énergie. Nous avons proposé quelques pistes d'étude (CNT, méta-matériaux, silicium poreux…) mais il reste beaucoup de travail à accomplir sur ce sujet.
3. Réalisation des réseaux de monopoles fonctionnant dans la bande Sub-THz : Les résultats prometteurs des réseaux de monopoles intégrés dans le substrat incitent à approfondir les possibilités d'une réalisation technologique de ces monopoles qui soient métalliques ou à base de nanotube de carbone (CNT).
4. Réalisation d'un transceiver analogique : Le transceiver analogique utilisé dans nos simulations est un transceiver idéal. La réalisation d'un émetteur OOK en technologie CMOS 28nm et d'un détecteur d'enveloppe doit être effectuée afin de réellement estimer les performances des systèmes et avoir une vision globale de la couche physique et plus particulièrement dans le domaine temporel.
5. Intégration de la couche physique dans des circuits multicouches : En résolvant le problème des frontières du Si et en assurant une communication dans le substrat, l'intégration de la couche physique dans des circuits électroniques multicouches (CMOS, PCB, LTCC…) plus réalistes devient possible. L'étude peut aller des communications intra-puce aux communications inter-puces au sein des PCBs voire inter-cartes.
6. Réalisation d'un système WiNoC complet : La solution complète proposée lors du projet BBC devra inclure les développements effectués dans les différentes couches (physique, MAC, réseau) et sera une solution WiNoC adaptative qui tient compte des comportements des antennes dans un réseau multi-cœurs, avec un transceiver numérique adaptatif et des stratégies de routage hybride adaptatives et qui assure différents scénarios de communication multicast/broadcast. Un démonstrateur complet permettant de prouver l'intérêt et les possibilités de fonctionnement serait bien-sûr une étape ultime.

CONTRIBUTIONS SCIENTIFIQUES

Publications internationales :

Article dans une revue avec comité de lecture:

[1] **I. El Masri**, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, "Electromagnetic Characterization of the Intra-chip Propagation Channel in Ka and V Bands," IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 9, no. 10, pp. 1931–1941, Oct. 2019.

Communications internationales :

Communications avec actes:

[1] **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), 2019, pp. 972–975..

[2] **I. El Masri**, T. L. Gouguec, P. M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, "Propagation Channel in Silicon in the Sub-THz Band for MPSoCs," in 2019 IEEE 23rd Workshop on Signal and Power Integrity **(SPI**), **2019**, **Chambéry,** France pp. 1–4, June 2019.

[3] **I. El Masri**, T. L. Gouguec, P. M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, "Accurate Channel Models for Realistic Design Space Exploration of Future Wireless NoCs," in 2018 Twelfth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip **(NOCS), 2018**, **Torino,** Italy, pp. 1–8, November 2018.

[4] **I. El Masri**, T. L. Gouguec, P. M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, "Integrated dipole antennas and propagation channel on silicon in Ka band for WiNoC applications," in 2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity **(SPI)**, **2018, Brest**, France, pp. 1–4, May 2018.

Communications nationales:

Communications avec actes:

[1] **I. El Masri**, T. L. Gouguec, P. M. Martin, R. Allanic, and C. Quendo, " Caractérisation électromagnétique du canal de propagation dans la bande millimétrique pour des réseaux sans fils sur puce," in ***JNM 2019*****, Caen,** France, Mai 2019.

[2] T. L. Gouguec, P.-M. Martin, and **I. El Masri**, "Transmissions sans fils à 45 GHz pour la réalisation d'un réseau de type WiNoB (Wireless Interconnect Network on Board)," in ***JNM 2017***, **Saint-Malo,** France, Mai 2017.

Posters :

[1] Demi-journée DIM 2018 – Brest - Décembre, 2018.

[2] Comin Labs days 2018 – Rennes - Mai, 2018.

[3] Comin Labs days 2016 – Rennes - Novembre, 2016.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Semiconductor Industry Association (SIA), "2015 ITRS 2.0 OFFICIAL PUBLICATION," *https://www.semiconductors.org/*, 2015. [Online]. Available: https://www.semiconductors.org/wp-content/uploads/2018/06/0_2015-ITRS-2.0-Executive-Report-1.pdf. [Accessed: 13-Feb-2019].

[2] K. Pruhs, "Energy as a Computation Resource," presented at the NSF Workshop on Research Directions in the Principles of Parallel Computation, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 28-Jun-2012.

[3] R. Saleh *et al.*, "System-on-Chip: Reuse and Integration," *Proceedings of the IEEE*, vol. 94, no. 6, pp. 1050–1069, Jun. 2006.

[4] H. Wang, "Review of CMOS millimeter-wave radio frequency integrated circuits," in *2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC)*, Hyderabad, India, 2015, pp. 239–242.

[5] M. Jeangeorges, "Conception d'antennes miniatures intégrées pour solutions RF SiP," Thèse de doctorat, Université de Nice - Sophia Antipolis, Sophia Antipolis, Alpes-Maritimes, France, 2010.

[6] D. DiTomaso, A. Kodi, D. Matolak, S. Kaya, S. Laha, and W. Rayess, "A-WiNoC: Adaptive Wireless Network-on-Chip Architecture for Chip Multiprocessors," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 26, no. 12, pp. 3289–3302, Dec. 2015.

[7] C. Grecu, M. Jones, A. Ivanov, and R. Saleh, "Performance evaluation and design trade-offs for network-on-chip interconnect architectures," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 54, no. 8, pp. 1025–1040, Aug. 2005.

[8] T. Le Gouguec, P.-M. Martin, and I. El Masri, "Transmissions sans fils à 45 GHz pour la réalisation d'un réseau de type WINoB (Wireless Interconnect Network on Board)," in *JNM 2017*, Saint-Malo, France, 2017.

[9] 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 and Systems Magazine*, vol. 16, no. 1, pp. 58–72, 2016.

[10] S. Pasricha and N. Dutt, "Emerging On-Chip Interconnect Technologies," in *On-chip communication architectures: system on chip interconnect*, Amsterdam ; Boston: Elsevier / Morgan Kaufmann Publishers, 2008, pp. 492–527.

[11] A. Triantafyllou, "Étude, réalisation et caractérisation d'interconnexions radiofréquences pour les circuits intégrées des générations à venir," Thèse de Doctorat, Université Joseph-Fourier - Grenoble I, Grenoble, 2006.

[12] R. Ho, K. W. Mai, and M. A. Horowitz, "The future of wires," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 4, pp. 490–504, Apr. 2001.

[13] A. Todri-Sanial *et al.*, "A Survey of Carbon Nanotube Interconnects for Energy Efficient Integrated Circuits," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 17, no. 2, pp. 47–62, Secondquarter 2017.

[14] S. Abadal, E. Alarcón, A. Cabellos-Aparicio, M. Lemme, and M. Nemirovsky, "Graphene-enabled wireless communication for massive multicore architectures," *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 11, pp. 137–143, Nov. 2013.

[15] K. Ohashi *et al.*, "On-Chip Optical Interconnect," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 7, pp. 1186–1198, Jul. 2009.

[16] M. Haurylau *et al.*, "On-Chip Optical Interconnect Roadmap: Challenges and Critical Directions," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 12, no. 6, pp. 1699–1705, Nov. 2006.

[17] S. Deb, K. Chang, A. Ganguly, and P. Pande, "Comparative performance evaluation of wireless and optical NoC architectures," in *23rd IEEE International SOC Conference*, Las Vegas, Nevada, USA, 2010, pp. 487–492.

[18] Md. A. I. Sikder, A. K. Kodi, M. Kennedy, S. Kaya, and A. Louri, "OWN: Optical and Wireless Network-on-Chip for Kilo-core Architectures," in *2015 IEEE 23rd Annual Symposium on High-Performance Interconnects*, Santa Clara, CA, USA, 2015, pp. 44–51.

[19] M. Baklanov, P. S. Ho, and E. Zschech, "3D Interconnect Technology," in *Advanced Interconnects for ULSI Technology*, Chichester, West Sussex, United Kingdom: John Wiley & Sons, 2012, pp. 437–490.

[20] P. Vivet *et al.*, "3D advanced integration technology for heterogeneous systems," in *2015 International 3D Systems Integration Conference (3DIC)*, Sendai, Japan, 2015, p. FS6.1-FS6.3.

[21] M. M. Shulaker, T. F. Wu, M. M. Sabry, H. Wei, H. S. P. Wong, and S. Mitra, "Monolithic 3D integration: A path from concept to reality," in *2015 Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE)*, Grenoble, France, 2015, pp. 1197–1202.

[22] J. Luo *et al.*, "Channel Allocation Protocol for Reconfigurable Optical Network-on-Chip," in *2015 Workshop on Exploiting Silicon Photonics for Energy-Efficient High Performance Computing*, Amsterdam, Netherlands, 2015, pp. 33–39.

[23] M. M. Shulaker *et al.*, "Monolithic 3D integration of logic and memory: Carbon nanotube FETs, resistive RAM, and silicon FETs," in *2014 IEEE International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, USA, 2014, pp. 27.4.1-27.4.4.

[24] T. Kikkawa, "Wireless inter-chip interconnects," *Microelectronic Engineering*, vol. 88, no. 5, pp. 767–774, May 2011.

[25] N. Miura, D. Mizoguchi, T. Sakurai, and T. Kuroda, "Analysis and design of inductive coupling and transceiver circuit for inductive inter-chip wireless superconnect," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 4, pp. 829–837, Apr. 2005.

[26] N. Miura, D. Mizoguchi, M. Inoue, T. Sakurai, and T. Kuroda, "A 195-Gb/s 1.2-W Inductive Inter-Chip Wireless Superconnect With Transmit Power Control Scheme for 3-D-Stacked System in a Package," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 1, pp. 23–34, Jan. 2006.

[27] J. Ouyang, J. Xie, M. Poremba, and Y. Xie, "Evaluation of using inductive/capacitive-coupling vertical interconnects in 3D network-on-chip," in *2010 IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD)*, San Jose, California USA, 2010, pp. 477–482.

[28] A. Briere *et al.*, "WiNoCoD: Un réseau d'interconnexion hiérarchique RF pour les MPSoC," in *ComPAS'2014: Conférence d'informatique en Parallélisme, Architecture et Système*, 2014, p. track–architecture.

[29] Y. C. M. Boussougou, T. Le Gouguec, Y. Quere, D. le Berre, P.-M. Martin, and F. Huret, "Electromagnetic analysis of RF interconnect," presented at the SPI 2008, Avignon, France, 2008, pp. 1–4.

[30] M. Hamieh, M. Ariaudo, S. Quintanel, and Y. Louet, “Sizing of the physical layer of a RF intra-chip communications,” in *IEEE International Conference on Electronics Circuits and Systems (ICECS)*, Marseille, France, 2014, pp. 163–166.

[31] M. F. Chang, V. P. Roychowdhury, Liyang Zhang, Hyunchol Shin, and Yongxi Qian, “RF/wireless interconnect for inter- and intra-chip communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 4, pp. 456–466, Apr. 2001.

[32] G. E. Ponchak, “RF transmission lines on silicon substrates,” in *1999 29th European Microwave Conference*, Munich, Germany, 1999, vol. 1, pp. 158–161.

[33] Y. Quere, T. Le Gouguec, P.-M. Martin, D. Le Berre, and F. Huret, “Frequency Domain Analysis of Transmission Zeroes on High-Speed Interconnects in the Presence of an Orthogonal Metal Grid Underlayer,” *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 31, no. 4, pp. 684–691, Nov. 2008.

[34] 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)*, Dresden, Germany, 2014, pp. 1–4.

[35] V. Pano, I. Yilmaz, Y. Liu, B. Taskin, and K. Dandekar, “Wireless Network-on-Chip analysis of propagation technique for on-chip communication,” in *2016 IEEE 34th International Conference on Computer Design (ICCD)*, Phoenix, USA, 2016, pp. 400–403.

[36] M. O. Agyeman, Q. Vien, A. Ahmadinia, A. Yakovlev, K. Tong, and T. Mak, “A Resilient 2-D Waveguide Communication Fabric for Hybrid Wired-Wireless NoC Design,” *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 359–373, Feb. 2017.

[37] A. Karkar, K.-F. Tong, T. Mak, and A. Yakovlev, “Mixed Wire and Surface-wave Communication Fabrics for Decentralized On-Chip Multicasting,” 2015, pp. 794–799.

[38] A. Rezaei, F. Safaei, M. Daneshtalab, and H. Tenhunen, “HiWA: A hierarchical Wireless Network-on-Chip architecture,” in *2014 International Conference on High Performance Computing & Simulation (HPCS)*, Bologna, Italy, 2014, pp. 499–505.

[39] D. Zhao, Y. Wang, H. Wu, and T. Kikkawa, “I(Re)2-WiNoC: Exploring scalable wireless on-chip micronetworks for heterogeneous embedded many-core SoCs,” *Digital Communications and Networks*, vol. 1, no. 1, pp. 45–56, Feb. 2015.

[40] X. Yu, J. Baylon, P. Wettin, D. Heo, P. P. Pande, and S. Mirabbasi, “Architecture and Design of Multichannel Millimeter-Wave Wireless NoC,” *IEEE Design & Test*, vol. 31, no. 6, pp. 19–28, Dec. 2014.

[41] 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)*, Torino, Italy, 2018, pp. 1–8.

[42] Y. Zheng, Y. Zhang, and Y. Tong, “A novel wireless interconnect technology using impulse radio for interchip communications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1912–1920, Jun. 2006.

[43] K. Kawasaki *et al.*, “A Millimeter-Wave Intra-Connect Solution,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 12, pp. 2655–2666, Dec. 2010.

[44] M. Sun, Y. P. Zhang, G. X. Zheng, and W. Y. Yin, "Performance of Intra-Chip Wireless Interconnect Using On-Chip Antennas and UWB Radios," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2756–2762, Sep. 2009.

[45] D. Zhao and Y. Wang, "SD-MAC: Design and Synthesis of a Hardware-Efficient Collision-Free QoS-Aware MAC Protocol for Wireless Network-on-Chip," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 57, no. 9, pp. 1230–1245, Sep. 2008.

[46] A. Vidapalapati, V. Vijayakumaran, A. Ganguly, and A. Kwasinski, "NoC architectures with adaptive code division multiple access based wireless links," in *2012 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 2012, pp. 636–639.

[47] M. A. Khan and A. Q. Ansari, "Low-power architecture of dTDMA receiver and transmitter for hybrid SoC interconnect," in *Emerging Trends in Networks and Computer Communications (ETNCC), 2011 International Conference on*, Udaipur, Rajasthan, India., 2011, pp. 350–354.

[48] M. S. Shamim, N. Mansoor, R. S. Narde, V. Kothandapani, A. Ganguly, and J. Venkataraman, "A Wireless Interconnection Framework for Seamless Inter and Intra-Chip Communication in Multichip Systems," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 66, no. 3, pp. 389–402, Mar. 2017.

[49] J.-F. Bousquet, "A 10-Gbps Energy Efficient On-Chip Wireless Communication Network for Multicore Processing," *Microelectronics and Solid State Electronics*, vol. 3, no. 1A, pp. 9–16, 2014.

[50] C. Wang, W.-H. Hu, and N. Bagherzadeh, "A Wireless Network-on-Chip Design for Multicore Platforms," in *2011 19th International Euromicro Conference on Parallel, Distributed and Network-Based Processing*, Ayia Napa, Cyprus, 2011, pp. 409–416.

[51] H. K. Mondal, S. H. Gade, R. Kishore, and S. Deb, "Adaptive multi-voltage scaling in wireless NoC for high performance low power applications," in *2016 Design, Automation Test in Europe Conference Exhibition (DATE)*, Dresden , Germany, 2016, pp. 1315–1320.

[52] S.-B. Lee *et al.*, "A scalable micro wireless interconnect structure for CMPs," in *Proceedings of the 15th annual international conference on Mobile computing and networking*, 2009, pp. 217–228.

[53] S. Abadal, J. Torrellas, E. Alarcón, and A. Cabellos-Aparicio, "OrthoNoC: A Broadcast-Oriented Dual-Plane Wireless Network-on-Chip Architecture," *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, vol. 29, no. 3, pp. 628–641, Mar. 2018.

[54] P. Wettin, J. Murray, R. Kim, X. Yu, P. P. Pande, and D. Heo, "Performance evaluation of wireless NoCs in presence of irregular network routing strategies," in *2014 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)*, Dresden, Germany, 2014, pp. 1–6.

[55] M. Lodde, J. Flich, and M. E. Acacio, "Heterogeneous NoC Design for Efficient Broadcast-based Coherence Protocol Support," presented at the 2012 Sixth IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip, 2012, pp. 59–66.

[56] 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 Transactions on Multi-Scale Computing Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 193–205, Jul. 2017.

[57] I. El 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)*, Torino, Italy, 2018, pp. 1–8.

[58] H. K. Mondal, R. C. Cataldo, C. A. M. Marcon, K. Martin, S. Deb, and J. Diguet, “Broadcast- and Power-Aware Wireless NoC for Barrier Synchronization in Parallel Computing,” in *2018 31st IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC)*, Washington, DC , USA, 2018, pp. 1–6.

[59] S. Deb, A. Ganguly, P. P. Pande, B. Belzer, and D. Heo, “Wireless NoC as Interconnection Backbone for Multicore Chips: Promises and Challenges,” *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 2, no. 2, pp. 228–239, Jun. 2012.

[60] A. Mineo, M. Palesi, G. Ascia, and V. Catania, “An adaptive transmitting power technique for energy efficient mm-wave wireless NoCs,” in *2014 Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition (DATE)*, Dresden, Germany, 2014, pp. 1–6.

[61] S. P. Voinigescu, S. Shopov, J. Bateman, H. Farooq, J. Hoffman, and K. Vasilakopoulos, “Silicon Millimeter-Wave, Terahertz, and High-Speed Fiber-Optic Device and Benchmark Circuit Scaling Through the 2030 ITRS Horizon,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 6, pp. 1087–1104, Jun. 2017.

[62] “IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands,” *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)*, pp. 0_1-3, 2003.

[63] J. Lee, Y. Chen, and Y. Huang, “A Low-Power Low-Cost Fully-Integrated 60-GHz Transceiver System With OOK Modulation and On-Board Antenna Assembly,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 2, pp. 264–275, Feb. 2010.

[64] 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 Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2795–2806, Dec. 2006.

[65] J.-D. Park, S. Kang, S. V. Thyagarajan, E. Alon, and A. M. Niknejad, “A 260 GHz fully integrated CMOS transceiver for wireless chip-to-chip communication,” in *2012 Symposium on VLSI Circuits (VLSIC)*, Honolulu, HI, USA, 2012, pp. 48–49.

[66] S. Moghadami, F. Hajilou, P. Agrawal, and S. Ardalan, “A 210 GHz Fully-Integrated OOK Transceiver for Short-Range Wireless Chip-to-Chip Communication in 40 nm CMOS Technology,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 5, pp. 737–741, Sep. 2015.

[67] F. Zhu *et al.*, “A Low-Power Low-Cost 45-GHz OOK Transceiver System in 90-nm CMOS for Multi-Gb/s Transmission,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2105–2117, Sep. 2014.

[68] A. Siligaris *et al.*, “A low power 60-GHz 2.2-Gbps UWB transceiver with integrated antennas for short range communications,” 2013, pp. 297–300.

[69] C. W. Byeon, C. H. Yoon, and C. S. Park, “A 67-mW 10.7-Gb/s 60-GHz OOK CMOS Transceiver for Short-Range Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 9, pp. 3391–3401, Sep. 2013.

[70] S. Daneshgar *et al.*, “A 27.8Gb/s 11.5pJ/b 60GHz transceiver in 28nm CMOS with polarization MIMO,” in *2018 IEEE International Solid - State Circuits Conference - (ISSCC)*, San Francisco, CA, USA, 2018, pp. 166–168.

[71] A. C. Tasolamprou *et al.*, “Intercell Wireless Communication in Software-defined Metasurfaces,” in *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018, pp. 1–5.

[72] T. S. Rappaport, J. N. Murdock, and F. Gutierrez, “State of the Art in 60-GHz Integrated Circuits and Systems for Wireless Communications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 8, pp. 1390–1436, Aug. 2011.

[73] W.-H. Chen *et al.*, “A 6-Gb/s Wireless Inter-Chip Data Link Using 43-GHz Transceivers and Bond-Wire Antennas,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 10, pp. 2711–2721, Oct. 2009.

[74] H. J. Lee *et al.*, “Low power and high speed OOK modulator for wireless inter-chip communications,” 2015, pp. 76–79.

[75] J. D. Leufker, D. Fritsche, G. Belfiore, C. Carta, and F. Ellinger, “Multi-Gb/s OOK mm-wave modulator ICs on 28 nm low-power digital CMOS,” in *2016 12th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)*, 2016, pp. 1–4.

[76] X. Yu, H. Rashtian, S. Mirabbasi, P. P. Pande, and D. Heo, “An 18.7-Gb/s 60-GHz OOK Demodulator in 65-nm CMOS for Wireless Network-on-Chip,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 62, no. 3, pp. 799–806, Mar. 2015.

[77] D. Parveg, M. Varonen, M. Karkkainen, D. Karaca, A. Vahdati, and K. A. I. Halonen, “Wideband millimeter-wave active and passive mixers in 28 nm bulk CMOS technology,” 2015, pp. 116–119.

[78] A. Kumar *et al.*, “A 0.065mm2 19.8mW single channel calibration-free 12b 600MS/s ADC in 28nm UTBB FDSOI using FBB,” in *ESSCIRC Conference 2016: 42nd European Solid-State Circuits Conference*, Lausanne, Switzerland, 2016, pp. 165–168.

[79] S. Kang, S. V. Thyagarajan, and A. M. Niknejad, “A 240 GHz Fully Integrated Wideband QPSK Transmitter in 65 nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, no. 10, pp. 2256–2267, Oct. 2015.

[80] 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2357–2369, Oct. 2014.

[81] T. Shinde, S. Subramaniam, P. Deshmukh, M. M. Ahmed, M. Indovina, and A. Ganguly, “A 0.24pJ/bit, 16Gbps OOK Transmitter Circuit in 45-nm CMOS for Inter and Intra-Chip Wireless Interconnects,” in *GLSVLSI’18*, Chicago, IL, USA, 2018, pp. 69–74.

[82] A. Medra, V. Giannini, D. Guermandi, and P. Wambacq, “A 79GHz variable gain low-noise amplifier and power amplifier in 28nm CMOS operating up to 125°C,” in *ESSCIRC 2014 - 40th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*, Venice, Italy, 2014, pp. 183–186.

[83] S. Subramaniam, T. Shinde, P. Deshmukh, M. S. Shamim, M. Indovina, and A. Ganguly, “A 0.36pJ/bit, 17Gbps OOK receiver in 45-nm CMOS for inter and intra-chip wireless interconnects,” in *2017 30th IEEE International System-on-Chip Conference (SOCC)*, Munich, Germany, 2017, pp. 132–137.

[84] M. Vigilante and P. Reynaert, “On the Design of Wideband Transformer-Based Fourth Order Matching Networks for ${E}$ -Band Receivers in 28-nm CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 8, pp. 2071–2082, Aug. 2017.

[85] D. Fritsche, G. Tretter, C. Carta, and F. Ellinger, “Millimeter-Wave Low-Noise Amplifier Design in 28-nm Low-Power Digital CMOS,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 6, pp. 1910–1922, Jun. 2015.

[86] M. Vigilante and P. Reynaert, “20.10 A 68.1-to-96.4GHz variable-gain low-noise amplifier in 28nm CMOS,” 2016, pp. 360–362.

[87] A. Tang, Y. Kim, Y. Xu, G. Virbila, T. Reck, and M.-C. Frank Chang, “Evaluation of 28 nm CMOS Receivers at 183 GHz for Space-borne Atmospheric Remote Sensing,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 1, pp. 100–102, Jan. 2017.

[88] S. T. Nicolson, A. Tomkins, K. W. Tang, A. Cathelin, D. Belot, and S. P. Voinigescu, “A 1.2 V, 140GHz receiver with on-die antenna in 65nm CMOS,” in *2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Atlanta, GA, USA, 2008, pp. 229–232.

[89] A. Boyer, “Caractéristiques des antennes,” in *Antennes*, Toulouse: Institut national des sciences appliquées de Toulouse, 2011, pp. 14–20.

[90] H. M. Cheema and A. Shamim, “The last barrier: on-chip antennas,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 1, pp. 79–91, Jan. 2013.

[91] D. Hou, Y. Z. Xiong, W. Hong, W. L. Goh, and J. Chen, “Silicon-based on-chip antenna design for millimeter-wave/THz applications,” in *2011 IEEE Electrical Design of Advanced Packaging and Systems Symposium (EDAPS)*, Hanzhou, China, 2011, pp. 1–4.

[92] W. Rayess, D. W. Matolak, S. Kaya, and A. K. Kodi, “Antennas and Channel Characteristics for Wireless Networks on Chips,” *Wireless Personal Communications*, vol. 95, no. 4, pp. 5039–5056, Aug. 2017.

[93] A. Shamim, L. Roy, N. Fong, and N. G. Tarr, “24 GHz On-Chip Antennas and Balun on Bulk Si for Air Transmission,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 303–311, 2008.

[94] Y. Wang, D. Makadia, and M. Margala, “On-Chip Integrated Antennas - The First Challenge for Reliable on-Chip Wireless Interconnects,” in *2006 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Ottawa, Canada, 2006, pp. 2322–2325.

[95] K. K. O *et al.*, “On-Chip Antennas in Silicon ICs and Their Application,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1312–1323, Jul. 2005.

[96] M. Jenning, B. Klein, R. Hahnel, and D. Plettemeier, “On-Chip Integrated Antennas for 200 GHz Applications,” in *2015 IEEE International Conference on Ubiquitous Wireless Broadband (ICUWB)*, Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 1–5.

[97] Y. P. Zhang, M. Sun, and L. H. Guo, “On-chip antennas for 60-GHz radios in silicon technology,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, no. 7, pp. 1664–1668, 2005.

[98] M. H. Barakat, F. Ndagijimana, and C. Delaveaud, “On the design of 60 GHz integrated antennas on 0.13 μm SOI technology,” 2007, pp. 117–118.

[99] M. Steeg, B. Khani, V. Rymanov, and A. Stöhr, “Novel 50-70 GHz compact PCB leaky-wave antenna with high broadside efficiency and low return loss,” in *2016 41st International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz waves (IRMMW-THz)*, Copenhagen, Denmark, 2016, pp. 1–2.

[100] K. Salah and Y. Ismail, “New TSV-Based applications: Resonant inductive coupling, variable inductor, power amplifier, bandpass filter, and antenna,” in *New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), 2015 IEEE 13th International*, Grenoble, France, 2015, pp. 1–4.

[101] P. Stärke, D. Fritsche, S. Schumann, C. Carta, and F. Ellinger, “High-Efficiency Wideband 3-D On-Chip Antennas for Subterahertz Applications Demonstrated at 200 GHz,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 7, no. 4, pp. 415–423, Jul. 2017.

[102] S. Demoustier, E. Minoux, M. Le Baillif, M. Charles, and A. Ziaei, “Review of two microwave applications of carbon nanotubes: nano-antennas and nano-switches,” *Comptes Rendus Physique*, vol. 9, no. 1, pp. 53–66, Jan. 2008.

[103] M. Aidi, “Electromagnetic Modeling of nano-antennas based on Carbon Nanotubes and Graphene Nanoribbon in the THz Range,” Thèse de Doctorat, Ecole Nationale d’Ingénieurs de Tunis, Tunis, 2016.

[104] P. Russer, N. Fichtner, P. Lugli, W. Porod, J. A. Russer, and H. Yordanov, “Nanoelectronics-Based Integrate Antennas,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. 58–71, Dec. 2010.

[105] P. Li, Y. Shang, H. Yu, and M. Yu, “A wideband 150GHz antenna by 3D-TSV based Composite Right/Left Handed Transmission Line for Sub-THz biomedical imaging,” in *Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO), 2013 IEEE MTT-S International*, Singapore, Singapore, 2013, pp. 1–3.

[106] S. Hu *et al.*, “TSV Technology for Millimeter-Wave and Terahertz Design and Applications,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 1, no. 2, pp. 260–267, Feb. 2011.

[107] S. Pan and F. Capolino, “Design of a CMOS On-Chip Slot Antenna With Extremely Flat Cavity at 140 GHz,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 10, pp. 827–830, 2011.

[108] D. Neculoiu, A. Muller, K. Tang, E. Laskin, and S. P. Voinigescu, “160 GHz On-Chip Dipole Antenna Structure in Silicon Technology,” in *2007 International Semiconductor Conference*, Sinaia, Romania, 2007, vol. 1, pp. 245–248.

[109] N. Deferm and P. Reynaert, “A 120 GHz Fully Integrated 10 Gb/s Short-Range Star-QAM Wireless Transmitter With On-Chip Bondwire Antenna in 45 nm Low Power CMOS,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 49, no. 7, pp. 1606–1616, Jul. 2014.

[110] X. Deng, Y. Li, C. Liu, W. Wu, and Y. Xiong, “340 GHz On-Chip 3-D Antenna With 10 dBi Gain and 80% Radiation Efficiency,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 4, pp. 619–627, Jul. 2015.

[111] P. Nenzi, F. Tripaldi, V. Varlamava, F. Palma, and M. Balucani, “On-chip THz 3D antennas,” in *2012 IEEE 62nd Electronic Components and Technology Conference*, San Diego, California, USA, 2012, pp. 102–108.

[112] W. H. Syed, G. Fiorentino, D. Cavallo, M. Spirito, P. M. Sarro, and A. Neto, “Design, Fabrication, and Measurements of a 0.3 THz On-Chip Double Slot Antenna Enhanced by Artificial Dielectrics,” *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 5, no. 2, pp. 288–298, Mar. 2015.

[113] R. Allanic, “Modélisation et conception de dispositifs accordables sur substrat semi-conducteur : étude d’une nouvelle démarche de co-conception,” Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale, Brest, 2015.

[114] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*, 2nd ed. Hoboken, N.J: John Wiley & Sons, 2012.

[115] R. Allanic, Y. Quere, D. Le Berre, and C. Quendo, “A novel approach to co-design microwave devices with distributed switches,” 2016, pp. 1–4.

[116] 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)*, Cocoa Beach, Florida, USA, 2015, pp. 1–6.

[117] E. Öjefors, “Integrated Antennas : Monolithic and Hybrid Approaches,” Doctoral thesis, Uppsala University, Uppsala, 2006.

[118] N. Sultana, A. B. M. H. Rashid, and M. R. Khan, “Effect of Variation of Resistivity and Antenna Distance on Integrated Antenna System in Silicon,” in *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Dhaka, Bangladesh, 2006, pp. 552–555.

[119] T. Kikkawa, A. Rashid, and S. Watanabe, “Effect of silicon substrate on the transmission characteristics of integrated antenna,” in *Wireless Communication Technology, 2003. IEEE Topical Conference on*, 2003, pp. 144–145.

[120] A. Hajimiri, “mm-Wave Silicon ICs: Challenges and Opportunities,” in *IEEE 2007 Custom Intergrated Circuits Conference (CICC)*, San Jose , CA , USA, 2007, pp. 741–747.

[121] B. Potelon, “Etude et conception de filtres hyperfréquences hybrides planaires-volumiques,” Thèse de Doctorat, Université de Bretagne occidentale-Brest, Brest , France, 2007.

[122] D. Pozar, *Microwave Engineering, 4th Edition*, 4th edition. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

[123] P. F. Combes, *Micro-ondes - lignes, guides et cavités*, vol. tome 2. Paris: Editions Dunod, 1996.

[124] E. Ojefors, H. Kratz, K. Grenier, R. Plana, and A. Rydberg, “Micromachined Loop Antennas on Low Resistivity Silicon Substrates,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 12, pp. 3593–3601, Dec. 2006.

[125] J.-G. Yook and L. P. B. Katehi, “Micromachined microstrip patch antenna with controlled mutual coupling and surface waves,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 9, pp. 1282–1289, Sep. 2001.

[126] Y. P. Zhang and D. Liu, “Antenna-on-Chip and Antenna-in-Package Solutions to Highly Integrated Millimeter-Wave Devices for Wireless Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 10, pp. 2830–2841, Oct. 2009.

[127] O. El Bouayadi, “Module wireless 60 GHz intégré en 3D sur silicium,” Thèse de Doctorat, Université Grenoble Alpes, Grenoble, 2015.

[128] R. Wu *et al.*, “A 60-GHz efficiency-enhanced on-chip dipole antenna using helium-3 ion implantation process,” in *2014 44th European Microwave Conference*, Rome, Italy, 2014, pp. 108–111.

[129] X. Zheng, Y. Chen, W. Wang, and S. Yang, “Development of Metamaterial EBG Absorbers for Application of Wireless Inter/Intrachip Communication Systems,” in *Metamaterials - Devices and Applications*, London , UK: IntechOpen Limited, 2017.

[130] G. Tesserault, “Modélisation multi-fréquences du canal de propagation,” Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, Poitiers, 2008.

[131] D. W. Matolak, S. Kaya, and A. Kodi, “Channel modeling for wireless networks-on-chips,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 51, no. 6, pp. 180–186, Jun. 2013.

[132] 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.

[133] Y. Chen and C. Han, “Channel modeling and analysis for wireless networks-on-chip communications in the millimeter wave and terahertz bands,” in *IEEE INFOCOM 2018 - IEEE Conference on Computer Communications Workshops (INFOCOM WKSHPS)*, Honolulu, HI, USA, 2018, pp. 651–656.

[134] 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)*, Los Angeles, CA, USA, 2016, pp. 85–90.

[135] Y. P. Zhang, Z. M. Chen, and M. Sun, “Propagation Mechanisms of Radio Waves Over Intra-Chip Channels With Integrated Antennas: Frequency-Domain Measurements and Time-Domain Analysis,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 10, pp. 2900–2906, Oct. 2007.

[136] P. Pagani, “Caractérisation et modélisation du canal de propagation radio en contexte Ultra Large Bande,” Thèse de Doctorat, INSA de Rennes, Rennnes, 2005.

[137] K. Kim, W. Bomstad, and K. O. Kenneth, “A plane wave model approach to understanding propagation in an intra-chip communication system,” in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, Boston, Massachusetts, 2001, vol. 2, pp. 166–169.

[138] J. Branch, X. Guo, L. Gao, A. Sugavanam, J.-J. Lin, and K. K. O, “Wireless communication in a flip-chip package using integrated antennas on silicon substrates,” *IEEE Electron Device Letters*, vol. 26, no. 2, pp. 115–117, Feb. 2005.

[139] A. Triantafyllou *et al.*, “High transmission performance integrated antennas on SOI substrate for VLSI wireless interconnects,” in *Proceedings of the IEEE 2005 International Interconnect Technology Conference, 2005.*, Burlingame, CA, USA, 2005, pp. 80–82.

[140] X. Guo, R. Li, and K. K. O, “Design guidelines for reducing the impact of metal interference structures on the performance on-chip antennas,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450)*, Columbus, Ohio, USA, 2003, vol. 1, pp. 606–609 vol.1.

[141] E. Seok and K. O. Kenneth, “Design rules for improving predictability of on-chip antenna characteristics in the presence of other metal structures,” in *Proceedings of the IEEE 2005 International Interconnect Technology Conference, 2005.*, San Francisco, California, USA, 2005, pp. 120–122.

[142] T. L. Gouguec and P. Martin, “A 45-GHz wireless transmission for a wireless interconnect network-on-board,” in *2017 IEEE 21st Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, 2017, pp. 1–2.

[143] C. A. Balanis, *Antenna theory: analysis and design*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: John Wiley, 2005.

[144] F. Fuschini *et al.*, “Ray Tracing Modeling of Electromagnetic Propagation for On-Chip Wireless Optical Communications,” *JLPEA*, vol. 8, no. 4, p. 39, Oct. 2018.

[145] M. Bialkowski and A. Abbosh, “Wireless intrachip/interchip interconnections utilising tapered slot antennas for ultra-large-scale integration technology,” *Antennas Propagation IET Microwaves*, vol. 4, no. 10, pp. 1665–1671, Oct. 2010.

[146] L. Yan and G. W. Hanson, “Wave Propagation Mechanisms for Intra-Chip Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2715–2724, Sep. 2009.

[147] M. Kadi, F. Ndagijimana, and J. Dansou-Eloy, “Printed Dipoles Antennas for MCM-L Wireless RF Interconnects,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 1, pp. 223–230, Jan. 2008.

[148] K. Kim and others, “Characteristics of integrated dipole antennas on bulk, SOI, and SOS substrates for wireless communication,” in *Interconnect Technology Conference, 1998. Proceedings of the IEEE 1998 International*, Beijing, China, 1998, pp. 21–23.

[149] A. Mineo, M. Palesi, G. Ascia, and V. Catania, “Exploiting antenna directivity in wireless NoC architectures,” *Microprocessors and Microsystems*, vol. 43, pp. 59–66, Jun. 2016.

[150] 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)*, Torino, Italy, 2018, pp. 1–8.

[151] E. Tavakoli, M. Tabandeh, and S. Kaffash, “An optimized phased-array antenna for intra-chip communications,” in *2011 Loughborough Antennas Propagation Conference*, Loughborough, United Kingdom, 2011, pp. 1–4.

[152] “Présentation TECHYP,” *Plateforme Technologique hyperfréquences TECHYP*. [Online]. Available: https://www.univ-brest.fr/plateforme-techyp/menu/Presentation. [Accessed: 24-May-2019].

[153] D. E. Anagnostou, M. Morton, J. Papapolymerou, and C. G. Christodoulou, “A 0-55-GHz Coplanar Waveguide to Coplanar Strip Transition,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 1, pp. 1–6, Jan. 2008.

[154] “Infinity Probe - Coaxial,” *FormFactor, Inc.* [Online]. Available: https://www.formfactor.com/product/probes/infinity/infinity-probe/. [Accessed: 20-May-2019].

[155] N. G. Alexopoulos, P. B. Katehi, and D. B. Rutledge, “Substrate Optimization for Integrated Circuit Antennas,” in *1982 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Dallas, Texas, USA, 1982, pp. 190–192.

[156] C. Gustafson, “60 GHz wireless propagation channels: characterization, modeling and evaluation,” Doctoral thesis, Department of Electrical and Information Technology, Lund University, Lund, Sweden, 2014.

[157] T. Le Gouguec *et al.*, “Modelling up to 45 GHz of coupling between microvias and PCB cavities considering several boundary conditions,” *International Journal of Microwave & Wireless Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 421–430, Mar. 2016.

[158] T. Le 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,” in *XIXèmes Journées Nationales Microondes*, Bordeaux, France, 2015, p. 5.

[159] B. Wu *et al.*, “Experimental demonstration of a transparent graphene millimetre wave absorber with 28% fractional bandwidth at 140 GHz,” *Scientific Reports*, vol. 4, no. 1, May 2015.

[160] R. S. Narde, J. Venkataraman, and A. Ganguly, “Enhancement of Intra-chip Transmission between Wireless Interconnects using Artificial Magnetic Conductors,” in *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, Massachusetts, 2018, pp. 805–806.

[161] R. Allanic *et al.*, “Impact of the doped areas sizes in the performances of microwave SPST switches integrated in a silicon substrate,” in *2018 IEEE 22nd Workshop on Signal and Power Integrity (SPI)*, Brest , France, 2018, pp. 1–4.

[162] A. Sellier, “Absorbants à métamatériaux: étude théorique et expérimentale,” Thèse de Doctorat, UNIVERSITE PARIS-SUD, Paris, France, 2014.

[163] F. Vecchi, M. Repossi, W. Eyssa, P. Arcioni, and F. Svelto, “Design of Low-Loss Transmission Lines in Scaled CMOS by Accurate Electromagnetic Simulations,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2605–2615, Sep. 2009.

[164] X. C. Tong, “Absorber Materials,” in *Advanced Materials and Design for Electromagnetic Interference Shielding*, Boca Raton, FL, USA: CRC Press Taylor & Francis Group, 2016, pp. 237–256.

[165] Y. Ra’di, C. R. Simovski, and S. A. Tretyakov, “Thin Perfect Absorbers for Electromagnetic Waves: Theory, Design, and Realizations,” *Phys. Rev. Applied*, vol. 3, no. 3, p. 037001, Mar. 2015.

[166] W. Wang *et al.*, “Wireless Inter/Intra-Chip Communication Using an Innovative PCB Channel Bounded by a Metamaterial Absorber,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1634–1637, 2016.

[167] D. Sievenpiper, and R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2059–2074, Nov. 1999.

[168] I. Molenberg, I. Huynen, A.-C. Baudouin, C. Bailly, J.-M. Thomassin, and C. Detrembleur, “Foamed Nanocomposites for EMI Shielding Applications,” in *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies Semiconductor Devices Circuits and Systems*, London , UK: IntechOpen Limited, 2010.

[169] M. Capelle, J. Billoue, P. Poveda, and G. Gautier, “N-Type Porous Silicon Substrates for Integrated RF Inductors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, no. 11, pp. 4111–4114, Nov. 2011.

[170] J. Wu, A. K. Kodi, S. Kaya, A. Louri, and H. Xin, “Monopoles Loaded With 3-D-Printed Dielectrics for Future Wireless Intrachip Communications,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 12, pp. 6838–6846, Dec. 2017.

[171] L. Marnat, A. A. A. Carreno, D. Conchouso, M. G. Martı´nez, I. G. Foulds, and A. Shamim, “New Movable Plate for Efficient Millimeter Wave Vertical on-Chip Antenna,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1608–1615, Apr. 2013.

[172] S. Abadal *et al.*, “Opportunistic Beamforming in Wireless Network-on-Chip,” in *2019 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Sapporo, Hokkaido, Japan, 2019, pp. 1–5.

[173] Yi Huang, Wen-Yan Yin, and Qing Huo Liu, “Performance Prediction of Carbon Nanotube Bundle Dipole Antennas,” *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 7, no. 3, pp. 331–337, May 2008.

[174] M. O. Agyeman *et al.*, “On the Design of Reliable Hybrid Wired-Wireless Network-on-Chip Architectures,” in *2015 IEEE 9th International Symposium on Embedded Multicore/Many-core Systems-on-Chip*, Washington, DC, USA, 2015, pp. 251–258.

[175] Y. Wang, A. Zhu, and T. J. Brazil, “Real-valued discrete-time impulse response representation of bandpass S-parameters,” in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, London , UK, 2016, pp. 991–994.

[176] J. O. Sosa, C. Roland, and O. Sentieys, “Multi-Carrier Spread-Spectrum Transceiver for WiNoC,” in *IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI*, Miami, Florida, U.S.A., 2019.

[177] L. Kull *et al.*, “A 3.1mW 8b 1.2GS/s single-channel asynchronous SAR ADC with alternate comparators for enhanced speed in 32nm digital SOI CMOS,” in *2013 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco,CA, 2013, pp. 468–469.

[178] N. Chatterjee, H. K. Mondal, and J. Diguet, “CDMA-based Multiple Multicast communications on WiNOC for efficient parallel computing,” in *NOCS 2019 : 13th IEEE/ACM International Symposium on Networks-on-Chip*, New York, USA, 2019, pp. 1–6.

[179] V. V. Kulkarni *et al.*, “A 5.1Gb/s 60.3fJ/bit/mm PVT tolerant NoC transceiver,” in *2016 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, Seoul, South Korea, 2016, pp. 141–144.

[180] S. Kaya, S. Laha, A. Kodi, D. Ditomaso, D. Matolak, and W. Rayess, “On ultra-short wireless interconnects for NoCs and SoCs: Bridging the ‘THz Gap,’” in *2013 IEEE 56th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Columbus, OH, USA, 2013, pp. 804–808.

[181] C. Killian, D. Chillet, S. L. Beux, Van-Dung Pham, O. Sentieys, and I. O’Connor, “Energy and performance trade-off in nanophotonic interconnects using coding techniques,” in *2017 54th ACM/EDAC/IEEE Design Automation Conference (DAC)*, Austin , Texas , USA, 2017, pp. 1–6.

[182] D. Fritsche, P. Stärke, 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 Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 9, pp. 3312–3323, Sep. 2017.

[183] J. E. Cunningham *et al.*, “Scaling hybrid-integration of silicon photonics in Freescale 130nm to TSMC 40nm-CMOS VLSI drivers for low power communications,” in *2012 IEEE 62nd Electronic Components and Technology Conference*, San Diego, California, USA, 2012, pp. 1518–1525.

[184] X. Zheng *et al.*, “Ultra-efficient 10Gb/s hybrid integrated silicon photonic transmitter and receiver,” *Opt. Express, OE*, vol. 19, no. 6, pp. 5172–5186, Mar. 2011.

[185] H. Ito, M. Kimura, K. Miyashita, T. Ishii, K. Okada, and K. Masu, “A Bidirectional- and Multi-Drop-Transmission-Line Interconnect for Multipoint-to-Multipoint On-Chip Communications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 4, pp. 1020–1029, Apr. 2008.

[186] M.-F. Chang, Hyunchol Shin, and Liyang Zhang, “RF-interconnect for future inter- and intra-ULSI communications,” in *International Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, USA, 2001, pp. 23.4.1-23.4.4.

[187] K. Okada *et al.*, “Full Four-Channel 6.3-Gb/s 60-GHz CMOS Transceiver With Low-Power Analog and Digital Baseband Circuitry,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 1, pp. 46–65, Jan. 2013.

[188] N. Chatterjee, H. K. Mondal, and J. Diguet, “Broadcast Mechanism Based on Hybrid WirelessWired NoC for Efficient Barrier Synchronization in Parallel Computing,” in *6th ACM International Conference on Nanoscale Computing and Communication*, Dublin, Ireland, 2019, pp. 1–6.

UNIVERSITE BRETAGNE LOIRE / MATHSTIC

Abstract

UBO Université de Bretagne Occidentale

Titre : Caractérisation électromagnétique du canal de propagation sur silicium - Applications aux interconnexions sans fils intra-puce pour les systèmes WiNoC

Mots clés : Canal de propagation, antennes, silicium, système WiNoC, communication intra-puce

Résumé : À l'ère de l'intelligence artificielle, de Big Data et de l'Internet des Objets, le développement des NoC est devenu une priorité. Dans le cadre du projet BBC, nous avons opté pour les interconnexions WiNoC, qui assurent les besoins de communications efficaces au niveau intra-puce (latence faible, débit élevé, efficacité énergétique minimale, compatibilité avec la technologie CMOS, adaptabilité pour le broadcast).

Cette thèse se concentre sur l'étude électromagnétique la couche physique de WiNoC, et particulièrement sur la caractérisation des canaux de propagation sur des substrats silicium.

Dans ce contexte, nous mettons en évidence au travers de simulations et de mesures en bandes Ka et V, les problèmes de la propagation à très hautes fréquences dans des structures sur Si (cavités, ondes de surface et trajets multiples).

Par la suite, nous proposons une solution permettant de limiter ces problèmes dus aux réflexions sur les interfaces Si/Air en ajoutant une couche absorbante autour du substrat. Nous montrons à l'aide de simulations et de mesures en bandes Q et V, l'amélioration de la transmission et l'élargissement des bandes passantes.

Dans le but de réduire la taille des antennes et d'augmenter le débit, nous étudions dans la bande Sub-THz des réseaux de monopoles intégrés dans un substrat Si placé entre deux plaques métalliques.

Finalement, nous estimons les performances et nous montrons la possibilité de transmettre au moins 12 Gbps sur une portée de 21,2 mm et avec une efficacité énergétique de l'ordre de 4,5 pJ/bit. Ces résultats sont comparables avec les solutions concurrentes (WiNoC, RF guidées, optiques).

Title : Electromagnetic characterization of the propagation channel on Silicon – Intra-chip wireless interconnections - applications for WiNoC systems

Keywords : Propagation channel, antennas, silicon, WiNoC system, intra-chip communication

Abstract: In the age of artificial intelligence, Big Data and the Internet of Things, the development of NoCs has become a priority. As part of the BBC project, we have opted for WiNoC interconnects, which provide efficient communication requirements at the intra-chip level (low latency, high throughput, minimal energy efficiency, compatibility with CMOS technology, adaptability for broadcast).

This thesis focuses on the electromagnetic study the physical layer of WiNoC, and particularly on the characterization of propagation channels on silicon substrates.

In this context, we highlight, through simulations and measurements in Ka and V bands, the problems of propagation in Si structures at very high frequency (cavities, surface waves and multiple paths).

Subsequently, we propose a solution to limit these problems (due to reflections on the Si / Air interfaces) by adding an absorbing layer around the substrate. Using simulations and measurements in Q and V bands, we show improved transmission with a large bandwidth (>16 GHz).

In order to reduce the size of the antennas and to increase the data rate, we study in the Sub-THz band, networks of monopoles embedded in a Si substrate placed between two metal plates.

Finally, we estimate the performance and we show the possibility of transmitting at least 12 Gbps over a range of 21.2 mm and with an energy efficiency of the order of 4.5 pJ / bit. These results are comparable with competing solutions (WiNoC, RF interconnects, optical interconnects).