



HAL
open science

Système antenne directive et reconfigurable pour réseaux de capteurs sans fil

Akimu Ayan Niyi Dihissou

► **To cite this version:**

Akimu Ayan Niyi Dihissou. Système antenne directive et reconfigurable pour réseaux de capteurs sans fil. Electronique. Université Côte d'Azur, 2018. Français. NNT : 2018AZUR4013 . tel-01868317

HAL Id: tel-01868317

<https://theses.hal.science/tel-01868317>

Submitted on 5 Sep 2018

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

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

THÈSE DE DOCTORAT

Système Antennaire Directif et Reconfigurable pour Réseaux de Capteurs Sans Fil

Akimu Ayan Niyi DIHISSOU

Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications (LEAT)

**Présentée en vue de l'obtention
du grade de docteur en électronique
d'Université Côte d'Azur**

Dirigée par : Robert STARAJ

Co-encadrée par : Philippe LE THUC,
Aliou DIALLO

Soutenu le : 06 Avril 2018

Devant le jury, composé de :

Tchanguz RAZBAN, Professeur, Université Nantes,
Président du jury ;

Laurent CIRIO, Professeur, Université Paris-Est
Marne-la-Vallée, Rapporteur du jury ;

Ala SHARAIHA, Professeur, Université Rennes1,
Rapporteur du jury ;

Robert STARAJ, Professeur, Université Côte d'Azur

Raymond KNOPP, Professeur, EURECOM

Philippe LE THUC, Maître de conférences, IUT Nice

Aliou DIALLO, Maître de conférences, IUT Nice,
membre du jury ;

Alain PEGATOQUET, Maître de conférences, IUT
Nice, Invité

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le Tout Puissant d'une part pour le souffle de vie, la force, la volonté qu'Il m'a accordé durant ces années de recherches et d'autre part pour ce précieux bienfait qu'Il m'a légué Mach 'Allah lors de la fin de cette soutenance de thèse auquel je n'avais jamais songé.

La réalisation de ces travaux de recherche doctorale doit beaucoup à la participation d'instituts de recherche et des personnes qui m'ont apporté leur soutien moral, intellectuel et matériel et à qui je témoigne toute ma reconnaissance et ma gratitude.

Ces travaux de recherche ont bénéficié d'une aide de l'État gérée par l'Agence Nationale de la Recherche au titre du programme « Investissements d'Avenir » portant la référence ANR-11-LABX-0031-01. Ceux-ci ont été déroulés au LEAT (Laboratoire d'Électronique Antenne et Télécommunication), dirigé en son temps par le Professeur Jean-Yves DAUVIGNAC. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire ainsi que tout le personnel administratif.

J'exprime ma profonde gratitude aux Professeurs Laurent CIRIO de l'Université de Paris EST- Marne la Vallée, Ala SHARAIHA de l'Université de Rennes, pour avoir accepté d'être rapporteur de ce manuscrit.

J'adresse mes chaleureux remerciements au Professeur Tchanguiz RAZBAN de l'Université de Nantes pour avoir accepté de présider ce jury.

Je suis très reconnaissant du soutien et de l'encouragement de :

Mon directeur de thèse, monsieur Robert STARAJ, Professeur à l'École Polytechnique de l'Université de Nice-Sophia et chargé de la spécialité Télécommunications et Réseaux dans le département Électronique, chef du groupe de recherche CMA (conception et modélisation d'antennes) de la LEAT (laboratoire d'Électronique Antennes et Télécommunications). Je lui exprime toute ma gratitude pour la confiance qu'il m'a accordée tout au long de ce travail. Ses suggestions et ses aides dans ce travail de recherche ont fortement contribué à l'avancement de ces travaux.

Mon co-directeur de thèse, monsieur Raymond KNOFF, professeur à Eurocom, chef du groupe Technologies sans fil avancées, au sein du département des communications mobiles.

Mes encadreurs de thèse, messieurs Aliou DIALLO et Philippe LE THUC, tous deux maîtres assistant à l'Université de Nice Sophia-Antipolis. Je leur exprime toute ma gratitude d'avoir dirigé ces travaux de recherche. Leur confiance, conseils, temps qu'ils m'ont accordés malgré leur emploi du temps chargé à l'IUT de Nice, leur motivation, leur humanisme, etc. m'ont été très utiles durant toute cette phase de recherche. J'ai énormément appris grâce à leurs instructions théorique et technique. Travailler avec tous ses enseignants a été un réel plaisir, riche en échange et en apprentissage. Je leur exprime toute ma gratitude pour la confiance qu'ils ont su m'accorder, leurs orientations judicieuses, leurs soutiens sans faille et surtout l'esprit de recherche, qu'ils ont su m'insuffler. Qu'ils sachent que je leur serai toujours reconnaissant.

Je tiens également à remercier monsieur Alain PEGATOQUET de m'avoir fourni des cartes de test PowWow afin que je puisse faire des campagnes de mesure avec mes antennes conçues. Mais également pour son organisation des JDD (journées des doctorants) qui ont été des sources d'inspiration à gravir l'échelle dans ce travail. Ainsi que toute l'équipe technique du LEAT pour leur contribution dans la fabrication de tous les prototypes proposés dans ce travail de recherche.

Un grand merci à tous les enseignantes, enseignants, doctorantes, doctorants et stagiaires du laboratoire LEAT. Les moments de convivialité, de partage, de présentation individuelle des travaux de recherche par le biais des JDDs du LEAT, ont tous concouru à fructifier d'avantage l'avancée de ces travaux.

Je me dois aussi de m'acquitter d'un devoir de reconnaissance et de remerciement à l'endroit de tous mes maîtres et professeurs de Côte d'Ivoire et du Ghana qui ont contribué à mon instruction scolaire et universitaire et à ma formation.

Je tiens à remercier messieurs Wasiu Ayan Niyi DIHISSOU, El Hajj GANIYU OLOYÉDÉ Wasiu, ABDOULAYE Mohamed pour leur contribution à ma venue en France, sans oublier monsieur Ali Djimet GOROU pour son soutien moral, ses conseils dans les moments de joie et de difficulté dans cette recherche. Les membres de ma famille, ma chère épouse, Ajoke, qui ont été d'un grand soutien par leurs prières et bénédictions quotidiennes et qui m'ont couvert de tendresse et d'affection.

Enfin, à tous ceux que je n'ai pas cités et qui m'ont été d'un soutien quelconque dans la réalisation de cette thèse, j'adresse mes sincères remerciements.

Table des matières

Table des figures.....	2
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : INTRODUCTION AUX RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL	4
I. Introduction	4
II. Architecture d'un nœud et d'un réseau de capteur sans fil	4
III. Quelques caractéristiques des réseaux de capteurs sans fils.....	7
III. 1. Le déploiement.....	7
III. 2. L'énergie	7
III. 3. La communication	8
III. 4. La topologie	17
III. 5. La scalabilité (passage à l'échelle)	19
IV. Applications.....	20
V. Les métriques.....	21
VI. La plateforme PowWow.....	24
VII. Conclusion	28
CHAPITRE II : ANTENNES DIRECTIVES ET RECONFIGURABLES POUR LES RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL.....	30
I. Introduction	30
II. Antenne directive	30
II. 1. Définition	31
II. 2. Quelques paramètres des antennes	31
III. Antenne reconfigurable	39
III. 1. Définition	39
III. 2. Composants électroniques utilisés pour la reconfiguration	41
IV. Etat de l'art des antennes dédiées aux nœuds de capteurs sans fils.....	47
V. Conclusion	57
CHAPITRE III : ANTENNE YAGI/UDA ET ANTENNE À DIVERSITE ANGULAIRE	59
I. Introduction	59
II. Antenne Yagi/ Uda imprimée	59

Table des matières

II. 1. Conception d'une antenne dipôle simple	59
II. 2. Conception d'une antenne Yagi/ Uda imprimée	62
III. Campagne de mesure de RSSI.....	75
IV. Antenne à diversité angulaire	80
IV. 1. Conception d'une antenne monopole reconfigurable en diagramme	80
IV. 2. Isolation des éléments rayonnants par utilisation des stubs.....	85
IV. 3. Résultats de simulations et de mesures	90
V. Carte RF pour pilotage des systèmes de diversité d'antennes	93
VI. Campagne de mesure de RSSI	97
VII. Conclusion	101
CHAPITRE IV : DIRECTIVITE RECONFIGURABLE OBTENUE PAR ELEMENTS	
RAYONNANTS CHARGES PAR COMPOSANTS PASSIFS	103
I. Introduction	103
II. Systèmes reconfigurables en directivité à deux accès	103
II. 1. Solution initiale	103
II. 2. Technique d'amélioration de la directivité.....	107
III. Systèmes reconfigurables à éléments rayonnants chargés par composants passifs.....	116
III. 1. Transformation d'un élément rayonnant en élément parasite.....	116
III. 2. Amélioration de la couverture angulaire.....	122
IV. Campagne de mesures	132
V. Conclusion	135
CONCLUSION.....	137
ANNEXE	139
PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS	141
RESUME.....	143
ABSTRACT	145
BIBLIOGRAPHIE	147

Table des figures

Figure 1: Architecture d'un nœud de capteur sans fil.....	4
Figure 2: Architecture d'un réseau de capteur sans fil	5
Figure 3 : Différents types de nœuds de capteurs sans fils.	6
Figure 4: Illustration de la zone de communication et de perception d'un capteur	8
Figure 5: Illustration d'une communication unicast	9
Figure 6: Illustration d'une communication multicast.....	9
Figure 7: Illustration d'une communication broadcast	10
Figure 8: Pile protocolaire d'un réseau de capteur sans fil.....	14
Figure 9: Illustration de la topologie étoilée	18
Figure 10: Illustration de la topologie maillée	19
Figure 11: Illustration de la topologie hybride.....	19
Figure 12: Nœud PowWow. (a) architecture, (b) carte mère connectée au module radio	25
Figure 13: Protocole de RICER	26
Figure 14: Interface graphique en C#.....	27
Figure 15: Alimentation de brins par une source	31
Figure 16: Diagramme de puissance transmise et réfléchié.....	32
Figure 17: Bande passante et coefficient de réflexion	33
Figure 18: Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice	34
Figure 19: Lobes de rayonnement et largeurs des faisceaux d'un diagramme de rayonnement en (a) et système de coordonnées pour l'analyse de l'antenne en (b).....	35
Figure 20: Polarisation d'une onde électromagnétique	39
Figure 21: Types d'antennes reconfigurables	40
Figure 22: Différentes techniques pour reconfigurer une antenne.....	41
Figure 23: Antenne spirale reconfigurable en diagramme par l'utilisation de court-circuit : (a) Géométrie de l'antenne ; (b) Diagrammes de rayonnement, NS : configuration initiale ; GO : diodes activées.....	42
Figure 24: Antenne à spirale reconfigurable en diagramme	43
Figure 25: Diagrammes de rayonnement de l'antenne en spirale	43
Figure 26: Antenne patch avec les patches parasites placés selon les plans XZ (E) et YZ (H). 44	44
Figure 27: Géométrie de l'antenne. (a) antenne reconfigurable avec le circuit de polarisation, (b) schéma de la direction du faisceau	44
Figure 28: DTC de type PE64905 : (a) emballage, (b) circuit équivalent	45
Figure 29: Variations possibles de la capacité selon les états binaires	45
Figure 30: Structure antennaire. (a) élément rayonnant, (b) élément parasite	46
Figure 31: Modèle de switch. (a) switch SP4T, (b) switch SP6T	46
Figure 32: (a) Prototype de l'antenne cubique, (b) diagramme de rayonnement.	47
Figure 33: (a) Géométrie de l'antenne IFA, (b) diagramme de rayonnement.	48
Figure 34: (a) Antenne dipôle utilisée sur la face du cube, (b) balun	48
Figure 35: Antenne dipôle et balun, (b) diagramme de rayonnement mesuré	49
Figure 36: Prototype du cube MIMO	49
Figure 37: Diagrammes de rayonnement mesurés du cube MIMO	49
Figure 38: Schéma de principe de l'antenne à diversité angulaire.....	50
Figure 39: Géométrie de l'antenne proposée dans [95].....	51
Figure 40: Prototype de l'antenne proposée dans [96]	51
Figure 41: Géométrie de l'antenne proposée pour le nœud de capteur dans [98]	52
Figure 42: Géométries des antennes proposées. (a) antenne doté d'un switch en son sein, (b) antenne et la réalisation du circuit de contrôle des diagrammes de rayonnements.....	53

Table des figures

Figure 43: Antenne dipôle avec des éléments parasites.....	53
Figure 44: Prototype de l'antenne proposée	54
Figure 45: Géométrie de l'antenne reconfigurable proposée aux nœuds de capteurs. (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous.....	55
Figure 46: Configuration d'une seule antenne Yagi-Uda ; a) plan XY b) A-A vue de côté ; c) plan YZ. Unité (mm).....	55
Figure 47: Circuit de polarisation de la diode	56
Figure 48: Récapitulatif des angles d'ouvertures des antennes proposées par certains auteurs pour les nœuds de capteurs.....	56
Figure 49: Géométrie de l'antenne dipôle simple.....	60
Figure 50: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne dipôle simple.....	61
Figure 51: Diagrammes de rayonnement en gain total simulé à 2,45 GHz : (a) gain total en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain total en azimut ($\theta=90^\circ$).....	61
Figure 52: Configuration d'une antenne Yagi/Uda	62
Figure 53: Géométrie de l'antenne dipôle avec balun intégré : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous	63
Figure 54: Prototype de l'antenne, dipôle et réflecteur : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	63
Figure 55: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne	64
Figure 56: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé simulé à 2,45 GHz : (a) gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$)	64
Figure 57: Influence de la permittivité du FR4-Epoxy sur le coefficient de réflexion	65
Figure 58: Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré. FR4-Epoxy de permittivité 3,48.....	66
Figure 59: Géométrie de l'antenne avec le directeur ajouté.....	67
Figure 60: Coefficient de réflexion simulée selon la variation de la position d du directeur suivant l'axe OX.....	67
Figure 61: Variation de la longueur L du directeur suivant l'axe OY	68
Figure 62: Coefficients de réflexion simulés selon la longueur L	68
Figure 63: Gain total réalisé à $f=2,45\text{GHz}$ de l'antenne contenant un directeur. (a) Gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$).....	68
Figure 64: Position du second directeur à la distance minimale théorique (36,7 mm).	70
Figure 65: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne Yagi/Uda imprimée avec le second directeur situé à 36,7 mm.....	70
Figure 66: Géométrie de l'antenne à deux directeurs : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	71
Figure 67: Prototype de l'antenne Yagi/Uda imprimé : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	71
Figure 68: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne Yagi/Uda imprimée.....	71
Figure 69: Vue en 2D du gain total réalisé à $f=2,45\text{GHz}$. (a) Gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$).....	72
Figure 70: Efficacité totale rayonnée simulée de l'antenne Yagi/Uda	73
Figure 71: Vue en 3D du gain total réalisé simulé de l'antenne Yagi/Uda	74
Figure 72: Gain total simulé (trait plein) et mesuré (pointillé) en chambre anéchoïque de l'antenne Yagi/Uda imprimée.....	74
Figure 73: Configuration omnidirectionnelle : omni-omni en émission et en réception	75
Figure 74: RSSI mesurés pour la configuration omnidirectionnelle (Omni/Omni).....	76
Figure 75: Configuration directive : Yagi-Yagi en émission et en réception	76
Figure 76: RSSI mesurés pour la configuration directive (Yagi/Yagi).....	76
Figure 77: Disposition d'antennes monopôle sur les nœuds de capteurs : configuration Omni/ Omni.....	77

Table des figures

Figure 78: RSSI mesurés en configuration Omni/Omni pour des rayons de 1, 2 et 3m.....	77
Figure 79: Configuration omni/Yagi.....	78
Figure 80: Disposition d'antennes monopôle et Yagi sur les nœuds de capteur : configuration Omni/ Yagi.....	78
Figure 81: RSSI mesurés en configuration Omni/Omni pour des rayons de 1, 2 et 3m.....	78
Figure 82: Antenne Yagi sur les nœuds de capteur : configuration Yagi/ Yagi	79
Figure 83: RSSI de la configuration Yagi/Yagi pour différentes positions sur le cercle de rayon 1m.....	79
Figure 84 : Géométrie de l'antenne monopôle sans réflecteur : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	80
Figure 85: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne monopôle	81
Figure 86: Diagramme de rayonnement de l'antenne sans réflecteur : (a) gain réalisé simulé à 2,45GHz en azimut ($\phi=0^\circ$), (b) Vue de face en 3D.....	81
Figure 87: Géométrie de l'antenne monopôle avec réflecteur : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous	82
Figure 88: Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les réflecteurs : (a) gain réalisé simulé à 2,45GHz en azimut ($\phi=0^\circ$), (b) Vue selon OY en 3D	82
Figure 89: Ajout d'antennes monopôles à l'antenne précédente : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	83
Figure 90: Vue de face en 3D des diagrammes de rayonnements des antennes. (a) Ant2 excitée, (b) Ant1 excitée et (c) Ant3 excitée.....	83
Figure 91: Antenne à diversité angulaire : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	84
Figure 92: Paramètres S simulés de l'antenne à diversité angulaire.....	84
Figure 93: Distribution de courant surfacique en l'absence de stub, cas où l'accès 3 est excité	84
Figure 94: Diagrammes de rayonnement simulé en l'absence de stub pour les monopôles 2 et 3 dans le plan azimutal (plan $\phi=0^\circ$). (a) excitation de l'accès 2, (b) excitation de l'accès 3.....	85
Figure 95: (a) Vue de dessus des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation en face sans une ligne suspendue. (b) Paramètres S simulés et mesurés.....	86
Figure 96: (a) Vue de dessus des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation en face et reliées par une ligne suspendue de longueur = 18mm. (b) Paramètres S simulés et mesurés	86
Figure 97: (a) Structure de l'antenne proposée pour l'amélioration de l'isolation. (b) Paramètres S ₂₁ simulés des structures proposées.....	87
Figure 98: (a) Géométrie de l'antenne MIMO proposée. (b) Paramètres S simulés	87
Figure 99: (a) Géométrie et prototype de l'antenne MIMO proposée. (b) Courbes d'isolations mesurées.....	88
Figure 100: Géométrie de l'antenne à diversité angulaire : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous stubs ajoutés.....	88
Figure 101: Isolation simulée pour différentes largeurs de stub connecté au plan de masse...	89
Figure 102 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes largeurs de stub connecté au plan de masse	89
Figure 103: Prototype de l'antenne à diversité angulaire : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous	89
Figure 104: Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne	90
Figure 105: Courbes d'isolation simulées et mesurées de l'antenne.....	90
Figure 106: Distribution de courant surfacique en présence de stubs, cas où l'accès 3 est excité	91
Figure 107: Mesure en chambre anéchoïque de l'antenne à diversité angulaire	91

Table des figures

Figure 108: Diagrammes de rayonnements simulés en bleu et mesurés en rouge, de l'antenne à diversité angulaire pour chaque monopôle dans le plan azimutal (plan $\phi=0^\circ$)	92
Figure 109: Algorithme de la fonction scan antenne	94
Figure 110: Algorithme de la fonction Sethighestvalue.....	94
Figure 111: Algorithme de la fonction principale	95
Figure 112: Schéma de câblage de la carte radiofréquence avec l'antenne à diversité angulaire	96
Figure 113: Prototype de la carte RF	96
Figure 114: Prototype de la carte RF, du nœud, de l'antenne à diversité angulaire et l'interface pour la campagne de mesure	97
Figure 115: Disposition des antennes sur les nœuds de capteurs dans la campagne de mesure : Configuration antenne Yagi/ Reconfigurable	97
Figure 116: RSSI pour différentes positions sur les cercles de rayons (a) 1m, (b), 2m, (c) 3m.	98
Figure 117: Niveaux de RSSI en fonction du nombre de faisceaux d'une antenne reconfigurable couvrant plusieurs directions.....	100
Figure 118: Estimation de la collision des données en fonction du nombre de faisceaux d'une antenne reconfigurable.	100
Figure 119: Géométrie d'un élément rayonnant	104
Figure 120: Géométrie du réseau d'antennes : vue de dessus	104
Figure 121: Géométrie du réseau d'antennes :(a) vue de dessous symbolique du mode I ; (b) vue de dessous symbolique du mode II	105
Figure 122: Circuit équivalent de la diode BAR64-03W E6327 PIN par Infineon. (a) état OFF, (b) état ON.....	105
Figure 123: Modélisation de la diode PIN dans HFSS	106
Figure 124: Coefficients de réflexion et d'isolation simulés de la structure à 2 antennes pour les modes I et II.....	106
Figure 125: Gain total réalisé simulé dans le plan azimutal XoZ de la structure. (a) mode I (port 1 excité et port 2 chargé par 50 Ohms), (b) mode II I (port 2 excité et port 1 chargé par 50 Ohms).....	107
Figure 126: Evolution de la directivité sur variation de l'amplitude du port d'excitation P2 avec une phase fixe égale à 180°	109
Figure 127: Evolution de la directivité sur la variation de la phase du port d'excitation P2 avec une amplitude fixe égale à 0,87 W	109
Figure 128: Excitation des ports avec les coefficients de pondérations réalisée sous HFSS.	110
Figure 129 : Gain total réalisé simulé du réseau d'antennes dans le plan azimutal XoZ pour P ₁ (1W $\angle 0^\circ$) et P ₂ (0,87W $\angle 180^\circ$). (a) Mode I, (b) mode II	111
Figure 130: Modèle du diviseur de puissance	111
Figure 131: Layout du diviseur de puissance et déphaseur sous ADS.....	112
Figure 132: Rapport d'amplitude de puissance simulé P ₂ /P ₁ en fonction de la fréquence....	112
Figure 133: Déphasage simulé entre les ports 1 et 2 en fonction de la fréquence	113
Figure 134: Déphasage mesuré entre les ports 1 et 2	113
Figure 135: Rapport d'amplitude de puissance mesuré P ₂ /P ₁	114
Figure 136: Diviseur de puissance et d'un déphaseur associé à la structure antennaire	114
Figure 137: Coefficients de réflexion mesurés de : (a) diviseur et déphaseur seul, (b) l'association du diviseur, déphaseur et de l'antenne	115
Figure 138: (a) Structure antennaire associée au diviseur de puissance et déphaseur sous test, (b) gain mesuré à 2,1 GHz du mode I de la structure antennaire associée au diviseur de puissance et déphaseur.....	115

Table des figures

Figure 139: Géométrie de l'antenne inspirée des métamatériaux. (a) géométrie d'une seule antenne, (b) réseau d'antenne parasite	117
Figure 140: Prototype du réseau d'antenne spirale fabriqué	117
Figure 141: Prototype du réseau d'antenne.	118
Figure 142: Géométrie du réseau d'antenne méandre : (a) modélisation, (b) prototype	118
Figure 143 : Antenne monopôle parasite avec une charge passive.....	119
Figure 144: Vue de dessus de la nouvelle structure antennaire	119
Figure 145: Prototype du réseau d'antennes monopôles transformé : vue de dessus, (b) vue de dessous	(a) 120
Figure 146: Circuit de polarisation de la nouvelle structure antennaire	120
Figure 147: Coefficient de réflexion du réseau	121
Figure 148: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans le plan azimutal XOZ du gain total réalisé du réseau d'antennes. (a) Mode I, (b) mode II	121
Figure 149: Géométrie du réseau d'antennes avec deux monopôles et diagrammes de rayonnement correspondants : (a) au mode I, (b) au mode II, (c) au mode III et (d) au mode IV	124
Figure 150: Vue de dessus de la géométrie du réseau.....	125
Figure 151: Vue de dessous de la géométrie du réseau. mode (I), (b) mode II, (c) mode III, (d) mode IV	(a) 125
Figure 152: Paramètres S simulés des modes : mode I, (b) mode II, (c) mode III, (d) mode IV	(a) 126
Figure 153: Vue de dessus de la géométrie du réseau avec la ligne de neutralisation.....	127
Figure 154: Isolation simulée en présence de la ligne de neutralisation.....	127
Figure 155: Vue de dessus de la géométrie du réseau d'antennes à éléments parasites avec les lignes de neutralisation	128
Figure 156: (a) Isolation S_{12} simulée selon la position des lignes de neutralisations, Distribution de courant surfacique sur les éléments actifs, cas où l'antenne 1 est excitée : (b) $a = 0\text{mm}$, (c) $a = 0,2\text{mm}$	128
Figure 157: Prototype de l'antenne. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous.....	129
Figure 158: Paramètres S simulés et mesurés pour les différents modes, avec la ligne de neutralisation, (a) I, (b) II, (c) III, (d) IV	130
Figure 159: Prototype sous test : (a) vue de face ; (b) vue arrière	131
Figure 160: Gain total réalisé simulé (trait plein) et mesuré (pointillés) à 2,4 GHz pour : (a) mode I ; (b) mode II ; (c) mode III ; (d) mode IV.	132
Figure 161: RSSI mesuré pour les antennes omnidirectionnelles et directives sur le nœud émetteur pour une antenne omnidirectionnelle sur le nœud récepteur.....	133
Figure 162: RSSI mesuré pour les configurations omnidirectionnelle et directive sur les nœuds émetteur-récepteur.....	134

Table des figures

INTRODUCTION GENERALE

L'intérêt pour les réseaux de capteurs sans fil ne cesse de croître du fait de leur utilisation dans de nombreuses applications comme le suivi de données environnementales pour la détection de feux de forêts, la surveillance d'activités volcaniques ou sismiques, le suivi du déplacement d'animaux, la surveillance de patients hospitalisés ou à domicile, ou la construction de maisons intelligentes.

Toutefois, leur déploiement reste limité par des contraintes liées à leur consommation et à leur encombrement. Ainsi, les problématiques d'économie d'énergie et de miniaturisation sont parmi les plus importantes dans ce type de réseaux. En ce qui concerne la consommation, la partie radio est généralement la plus gourmande en énergie tant à l'émission qu'à la réception [1], ce qui représente un inconvénient majeur dans la mesure où la durée de vie des batteries des nœuds en est, de ce fait, limitée.

De nombreux travaux portant sur le contrôle de l'énergie mise en jeu par chaque nœud d'un réseau afin d'en minimiser leur consommation ont déjà été publiés, en particulier dans le cas de nœuds alimentés par divers systèmes de récupération d'énergie [2], [3].

D'un point de vue antenne, l'approche généralement employée consiste à utiliser pour chaque nœud une antenne omnidirectionnelle couvrant de façon identique toutes les directions [4]. Cependant, ce type d'antenne provoque à la fois un gaspillage d'énergie dans certains cas et, à puissance donnée, une plus faible portée [5]. Une approche de type MIMO (Multi-Input Multi-Output) a également été abordée dans la littérature [6], [7]. Elle consiste à utiliser plusieurs antennes pour chaque nœud afin d'améliorer la qualité de la liaison. Toutefois, les solutions proposées, en plus d'augmenter l'encombrement de chaque nœud, nécessitent pour certaines, des systèmes d'alimentation complexes à mettre en œuvre. D'autre part, le rayonnement des solutions proposées est omnidirectionnel. Or, dans les cas de réseaux de capteurs dits multi-sauts (multi-hop), les données s'acheminent généralement dans le même sens et donc dans la même direction. Dans ces conditions, l'étude de solutions de type antennes « intelligentes », pouvant notamment devenir directives à la demande constitue un axe de recherche intéressant. En effet, la possibilité de focaliser le rayonnement des nœuds vers la station de base permettrait d'optimiser le bilan de liaison et d'envisager ainsi une réduction de la consommation ou une distance de fonctionnement plus grande.

Introduction générale

De plus, afin de pouvoir répondre à un besoin toujours plus grand de miniaturisation, il serait opportun de considérer également la réduction des dimensions de l'élément rayonnant afin de diminuer l'encombrement global du nœud et/ou de permettre l'association de plusieurs éléments en réseau pour augmenter la directivité voire rendre le faisceau reconfigurable à l'aide de composants actifs.

À la lumière de ce constat, le Labex UCN@Sophia* a décidé de soutenir financièrement les travaux effectués dans le cadre de cette thèse. En effet, au sein du Campus SophiaTech et intégré au cœur de la première technopole d'Europe, le Labex UCN@Sophia offre aux chercheurs, étudiants et industriels une plate-forme unique de recherche, de formation et d'innovation dédiée aux réseaux du futur. Autour d'une vision commune qui place l'utilisateur au centre du réseau, 120 chercheurs en informatique et télécommunications issus de laboratoires au rayonnement international œuvrent entre autres à la conception d'infrastructures filaires ou sans fil performantes et sobres en énergie. Ce programme de recherche accompagne donc l'émergence de la société numérique et s'inscrit dans un contexte de croissance massive des besoins (citoyens connectés), du nombre d'appareils connectés (Internet des objets) et du volume des données disponibles qui appellent une nouvelle génération de réseaux (5G) et une véritable réflexion sociale.

C'est dans ce cadre que se situe cette thèse, codirigée par Robert Staraj du LEAT et Raymond Knopp de l'Institut EURECOM, deux laboratoires partenaires du Labex qui consiste à proposer des solutions antennaires directives et reconfigurables pour les réseaux de capteurs sans fil dans la bande ISM à 2,4 GHz (2,4-2,485 GHz). Dans ce cadre, des campagnes de mesures seront également effectuées pour valider les solutions proposées sur le nœud de capteurs utilisant notamment la carte PowWow[9] fournie par l'équipe MCSOC (Modélisation et Conception Système d'Objets Communicants) du LEAT.

Le manuscrit est divisé en quatre chapitres et organisé comme suit :

Le premier chapitre présente un aperçu des réseaux de capteurs sans fil et une description du nœud de capteurs mis à notre disposition pour nos campagnes de mesures.

Le deuxième chapitre décrit les paramètres fondamentaux des antennes directives et les différents types d'antennes reconfigurables. Ensuite, un état de l'art sur les antennes directives et reconfigurables utilisées dans les nœuds de capteurs est présenté.

Introduction générale

Le troisième chapitre présente la conception d'une antenne directive de référence et d'une antenne à diversité angulaire dédiée aux nœuds de capteurs sans fil. Toujours dans ce chapitre, après la conception des antennes, une carte radiofréquence dédiée au contrôle du diagramme de rayonnement de l'antenne à diversité angulaire est conçue et utilisée. Puis, les résultats d'une campagne de mesure effectuée avec les antennes étudiées et la carte radiofréquence sont présentés.

Pour finir, le quatrième et dernier chapitre est consacré à la directivité reconfigurable obtenue par éléments rayonnants chargés par composants passifs. Tout d'abord, nous commençons par la conception et la fabrication d'un réseau d'antennes reconfigurable à deux éléments rayonnants avec deux ports d'alimentations excités séparément. Ensuite, une transformation de ce réseau d'antennes en un réseau d'antennes parasites est étudiée. De plus, une extension de ce réseau d'antennes à quatre éléments rayonnants est réalisée afin de proposer une couverture spatiale plus complète. Enfin une campagne de mesure avec ces antennes a été réalisée.

Enfin ce manuscrit se termine par une conclusion générale et les perspectives envisagées pour ces travaux.

** Programme de recherche sélectionné par le Ministère de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur, labellisé "Laboratoire d'Excellence", dans le cadre de l'initiative gouvernementale "Investissements d'Avenir", UCN@Sophia s'étend sur 8 ans (2012-2019) et est doté d'un budget total de 5,5 M€. Le Labex UCN@Sophia est membre de l'Initiative d'excellence UCA^{JEDI} d'Université Côte d'Azur, rattaché à l'académie 1 RISE (Réseaux, Informatique, Société numérique) qui concerne les réseaux de communication, le traitement et la modélisation de l'information numérique et l'étude des évolutions de la société induites par la révolution numérique.*

CHAPITRE I : INTRODUCTION AUX RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL

I. Introduction

De nos jours, le débit des communications ne cesse d'augmenter en même temps que le nombre d'objets connectés dans les réseaux mobiles, en particulier dans le domaine des réseaux de capteurs sans fil (RCSF). Ces dispositifs précieux et efficaces représentent un assemblage de capteurs, de systèmes communicants et de systèmes d'exploitation de données recueillies. Ils sont aussi capables de s'associer si besoin à d'autres objets connectés en vue de faciliter une prise de décision de leur utilisateur face à un phénomène physique [10]. Compte tenu de leur utilité, il est donc très intéressant de comprendre la façon dont ils se comportent avec les autres objets connectés, et de connaître tous les avantages qu'ils peuvent procurer aux utilisateurs. Toutefois, ils sont soumis à certaines contraintes que nous allons préciser dans ce rapport.

II. Architecture d'un nœud et d'un réseau de capteur sans fil

Un nœud de RCSF est doté de quatre unités principales: une unité d'acquisition, une unité de traitement, une unité de communication et une unité de contrôle d'énergie comme le schématise la Figure 1 [11].

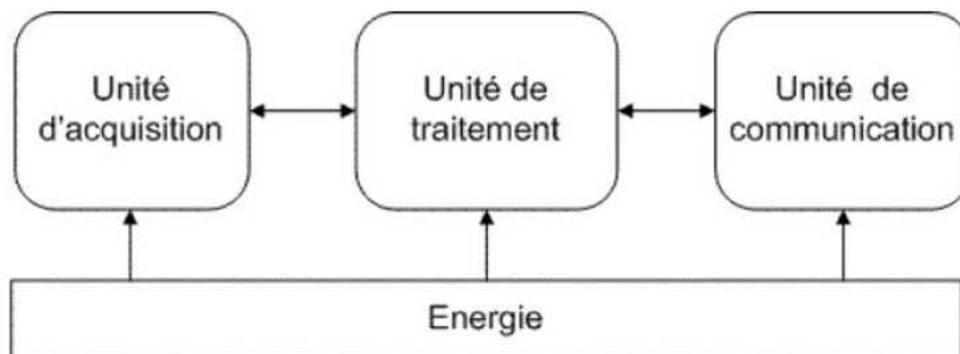


Figure 1: Architecture d'un nœud de capteur sans fil

L'unité d'acquisition : elle est composée d'un ou de plusieurs capteurs et éventuellement d'un convertisseur Analogique/Numérique [11], [12]. Le capteur est chargé de mesurer une grandeur physique à partir de son environnement. Dans le cas d'un capteur analogique, cette grandeur physique est ensuite convertie par un convertisseur Analogique/Numérique en une donnée numérique qui est ensuite transférée à l'unité de traitement.

L'unité de traitement : une fois la grandeur physique reçue, le microprocesseur de cette unité traite l'information. Nombre de nœuds-capteurs utilisent des systèmes d'exploitation. Grâce à ce système d'exploitation spécifique dédié à l'unité de traitement, le contrôle des tâches est assuré. Comme l'illustre la Figure 1, l'unité de traitement dispose de deux interfaces, une interface avec l'unité d'acquisition et une interface avec l'unité de communication. Cependant, même si beaucoup de nœuds-capteurs utilisent des systèmes d'exploitation, il existe des nœuds sans systèmes d'exploitation.

L'unité de communication : elle est responsable de toutes les émissions et réceptions de données via un support de communication radio [11]. Le circuit radiofréquence de l'unité de communication comprend principalement une antenne dont le rôle est de transformer une énergie guidée en énergie électromagnétique émise ou inversement.

L'unité d'acquisition, l'unité de traitement et l'unité de communication sont toutes alimentées par une **unité de contrôle d'énergie** (Figure 1). Elle dispose entre autres d'une pile ou d'une batterie. Dans le cas d'une batterie rechargeable, le système dispose également d'un système de récupération de l'énergie ambiante tel qu'un panneau solaire, une éolienne, etc.

La combinaison de plusieurs nœuds de capteurs dans un environnement donne naissance à un Réseau de Capteurs Sans Fils (RCSF). Ainsi, un RCSF est un ensemble de plusieurs nœuds de capteurs capables de récolter et de transmettre les données physiques ou environnementales recueillies sur le champ de captage [13] vers une station de base centrale. Cette station de base est un nœud de collecte qui remonte l'information à l'utilisateur. La Figure 2 illustre l'architecture de ce réseau de capteurs.

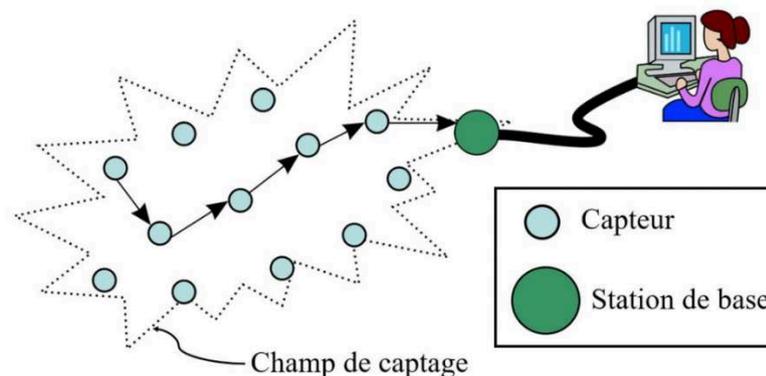


Figure 2: Architecture d'un réseau de capteur sans fil

On peut distinguer une grande variété de nœuds de capteurs sans fil de tailles diverses dont quelques-uns sont par exemple le nœud Mica2 de la compagnie CROSSBOW, le Tmote

Sky de la compagnie MOTEIV, le Flev 3 de la compagnie CSIRO, le LiveNode du laboratoire LIMOS, le MIB 520 de la compagnie CROSSBOW, et le PowWow (Power Optimized Hardware and Software FrameWork for Wireless Motes [9]) du laboratoire IRISA/ INRIA de Rennes. (Figures 3 : (a), (b), (c), (d), (e), (f) respectivement).



(a) [14]



(b) [14]



(c) [14]



(d) [14]



(e) [15]



(f) [9]

Figure 3 : Différents types de nœuds de capteurs sans fils.

III. Quelques caractéristiques des réseaux de capteurs sans fils

III. 1. Le déploiement

Les capteurs disposent de deux types de déploiements [16] : le déploiement déterministe et le déploiement aléatoire.

(a) Le déploiement déterministe

C'est un déploiement dans lequel le champ de captage est accessible ou connu par l'utilisateur. Dans ce cas, il est possible de placer avec précision les nœuds sur ce champ de captage. Par exemple, dans les travaux de **Warren et al.** [17], les bovins sont dotés chacun d'un nœud de collecte et de capteurs précisément placés pour surveiller leur état de santé. D'une manière périodique, ces capteurs mesurent la température corporelle, le taux d'oxygène dans le sang, l'humidité ambiante, la fréquence respiratoire, etc. Les informations recueillies par ces capteurs sont ensuite transmises au nœud de collecte se trouvant précisément dans la cloche ou le collier de chaque bovin afin de faciliter la communication et l'intégrité des données

(b) Le déploiement aléatoire

Il est utilisé dans des zones difficiles d'accès ou sensibles. Les nœuds sont déployés à l'aide de moyens divers (par avion par exemple) comme un semis de graines. Dans un tel déploiement, les nœuds peuvent être utilisés par exemple pour surveiller un feu dans une forêt, une inondation, un tremblement de terre, une troupe ennemie, etc. Une fois disséminés, il est couramment admis que les capteurs sont statiques.

Afin de réduire le coût de l'installation et de la consommation en énergie du nœud ou réseau global, il est nécessaire de concevoir au préalable un schéma de déploiement.

III. 2. L'énergie

Nombre de nœuds de capteurs sont intentionnellement conçus pour être déployés dans des environnements hostiles ou difficiles d'accès. Une fois ces nœuds déployés dans ces environnements, il est impossible de remplacer les batteries de ces nœuds après leurs décharges [18]. Dans le cas d'utilisation de batterie primaire, la durée de vie d'un capteur étant définie depuis l'instant de son déploiement jusqu'au moment de l'épuisement de son énergie [19], leur consommation en énergie revêt donc une importance capitale. Les nœuds de capteurs doivent afficher une grande autonomie opérationnelle : plus leur durée de vie est longue, plus le coût de la maintenance sera faible.

Selon le type d'application du RCSF que nous détaillons dans la section IV, la durée de vie de certains nœuds peut aller de quelques centaines d'heures (700 heures) à quelques mois (3-6 mois, 6-12 mois), voire même quelques années dépendant de la batterie et de ce que fait le nœud (s'il se réveille une fois par jour par exemple, le nœud peut atteindre des durées de vie très longues) [20].

III. 3. La communication

III. 3.1 Principe de communication

Utilisant une communication radio pour émettre ou recevoir les données prélevées sur le champ de captage [10], certains capteurs ne sont pas toujours en mesure de transmettre leurs données directement à la station de base. En effet, la transmission ou la réception d'information ne peut avoir lieu que si la distance entre les nœuds et la station de base ne dépasse pas une certaine limite fixée principalement par le type d'antenne utilisée et le seuil de sensibilité du système. Il faut également distinguer la zone de perception de la zone de communication (Figure 4). Dans la zone de perception, le nœud de capteurs peut détecter des données physiques sur l'environnement qui l'entoure. Tandis que dans la zone de communication, chaque nœud du réseau possède un aperçu du nœud voisin au cas où il aimerait émettre une donnée [21]. La distance entre les nœuds influe sur la consommation d'énergie dans les RCSF. En effet, émettre ou recevoir une donnée nécessite une consommation d'énergie de la part du nœud. Plus la distance entre les nœuds est importante dans la zone de communication, plus l'énergie consommée à la réception sera importante. Quant à l'émission, la consommation reste constante car le plus souvent la transmission se fait à puissance constante dans les RCSF

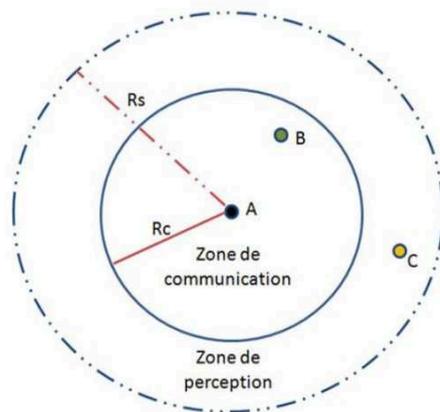


Figure 4: Illustration de la zone de communication et de perception d'un capteur

La plupart des circuits RF récents permettent d'adapter la puissance d'émission. Or, pour limiter une consommation excessive en énergie par nœud (proportionnelle à la puissance d'émission), les capteurs jouent entre eux le rôle de relais utilisant une transmission de type point à point pour acheminer une donnée de bout en bout. Un tel principe porte le nom de communication multi-sauts [22].

Il faut noter que le type de communication pourrait également influencer sur la consommation d'énergie du nœud ou la consommation globale d'énergie du réseau. Nous définirons quelques formes de communications utilisées dans ces réseaux dans la section suivante.

III. 3.2 Forme de communication

Parmi les différentes formes de communication utilisés dans les RCSF, nous pouvons citer celles de forme unicast, multicast, broadcast, et local gossip.

- **Unicast** : elle est utilisée pour échanger les informations entre deux nœuds du réseau (Figure 5). Elle utilise une communication dite point à point pour échanger de l'information.

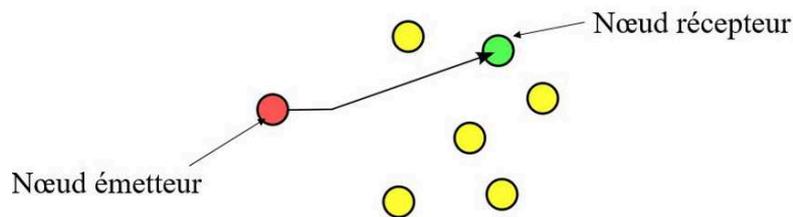


Figure 5: Illustration d'une communication unicast

- **Multicast** : elle est basée sur une communication entre un nœud et un groupe de nœuds choisi dans le réseau (Figure 6). Toutefois, si le groupe de nœuds est important, une collision des données est prévisible, ce qui influera sur la consommation d'énergie puisqu'une retransmission des données sera nécessaire dans ce cas [23].

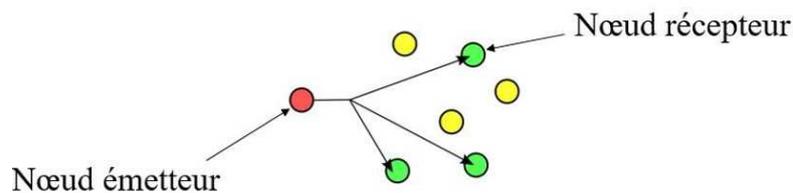


Figure 6: Illustration d'une communication multicast

- **Broadcast :** dans cette forme de communication, le nœud émetteur transmet des informations vers tous les nœuds du réseau en se servant d'une communication multipoint comme l'illustre la Figure 7.

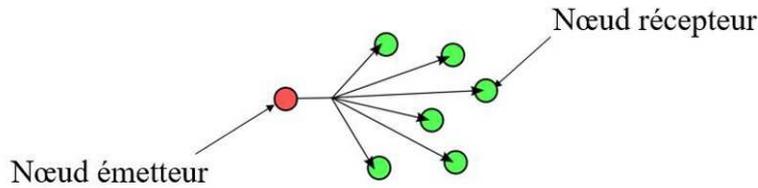


Figure 7: Illustration d'une communication broadcast

- **Local gossip :** elle correspond à une collaboration entre les nœuds situés dans une zone bien déterminée du champ de captage pour avoir une meilleure estimation de l'évènement observé et éviter l'émission de la même information vers la station de base, ce qui contribue à diminuer l'énergie consommée [24].

III. 3.3 Modèle de propagation

Les nœuds de capteurs disposent d'une antenne pour émettre ou recevoir des informations de la part des nœuds voisins. Cet échange d'informations se fait au moyen d'un canal de propagation. La connaissance de ce canal peut permettre de déterminer le choix du type d'antennes utilisées voire la topologie (exemple un système multi-antennaire pour un environnement multi-trajets). Le canal de propagation est imposé par l'environnement dans lequel est placé le réseau [25]. Dans cette partie nous allons décrire quelques modèles de propagation qui régissent un test de RCSF déployé dans un environnement réel.

(a) Espace libre

Un champ de captage dépourvu de tout objet susceptible d'absorber ou de réfléchir la propagation de l'onde électromagnétique peut être considéré comme un environnement de type espace libre. Dans ce cas, pour estimer la puissance reçue par un nœud récepteur espacé d'une distance d du nœud émetteur, on utilise l'équation de Friis [26] donnée par l'équation (I.1). Dans cette équation, nous considérons que les nœuds émetteur et récepteur disposent respectivement d'antennes de gains G_e et G_r :

$$P_r(d) = (\lambda/4\pi d)^2 \times (1 - |\Gamma_c|^2) G_e \times (1 - |\Gamma_r|^2) G_r \times P_{in} \times e_p \quad (I. 1)$$

Où

- λ représente la longueur d'onde,
- d désigne la distance entre les antennes d'émission et de réception,
- Γ_e désigne le coefficient de réflexion de l'antenne d'émission,
- Γ_r désigne le coefficient de réflexion de l'antenne réceptrice,
- G_e désigne le gain de l'antenne émettrice dans la direction du récepteur,
- G_r désigne le gain de l'antenne réceptrice dans la direction de l'émetteur,
- P_{in} désigne la puissance entrante sur le port d'alimentation de l'antenne d'émission,
- e_p désigne le coefficient de dépolariation pouvant aller de 0 (dépolariation totale) à 1.

Ainsi dans le cas où les antennes utilisées en émission et en réception sont adaptées $|\Gamma_e|=|\Gamma_r|=0$ et qu'elles sont parfaitement polarisées entre elles, ($e_p = 1$), l'équation (I.1) devient l'équation (I.2) :

$$P_r(d)|_{dBm} = 20 \times \log(\lambda/4\pi d) + G_e|_{dB} + G_r|_{dB} + P_{in}|_{dBm} \quad (I. 2)$$

(b) Double trajet

Dans ce modèle, l'antenne réceptrice reçoit deux ondes, une onde en visibilité directe Line Of Sight (LOS) et une onde réfléchie. La puissance reçue par ce modèle dans [27] [28] sur l'antenne réceptrice du nœud récepteur est donnée par l'équation (I.3) :

$$P_r(d) = (P_{in} G_e G_r h_e^2 h_r^2) / (L d^4) \quad (I. 3)$$

où

- P_{in} désigne la puissance incidente sur le port d'alimentation de l'antenne d'émission,
- G_e désigne le gain maximum de l'antenne émettrice,
- G_r désigne le gain maximum de l'antenne réceptrice,
- h_e désigne la hauteur de l'antenne d'émission sur le nœud émetteur,
- h_r désigne la hauteur de l'antenne d'émission sur le nœud récepteur,
- L désigne l'exposant d'affaiblissement ($L=1$ en l'absence de perte).

Dans d'autres manuscrits tel que [29], cet exposant d'affaiblissement L est désigné par γ . Celui-ci indique comment le signal s'atténue en fonction de la distance dans le champ de captage. Selon le type d'environnement indiqué dans le tableau ci-dessous correspond une valeur de γ :

Environnement	Exposant d'affaiblissement, γ
Espace libre	2
Zone urbaine	2,7 à 3,5
Zone de banlieue	3 à 5
Intérieur, (line-of-sight)	1,6 à 1,8

(c) Log-normal

Dans un champ de captage très large et recouvert d'obstacles, le modèle en espace libre est inapproprié. L'utilisation du modèle Log-normal s'avère alors plus précis. Dans ce modèle, la puissance reçue à une certaine distance d est donnée par l'équation (I.4) [18], [25].

$$P_r(d) |_{dBm} = P_r(d_0) - 10 n \log_{10} (d / d_0) + X_\sigma \quad (\text{I. 4})$$

Où

- $P_r(d_0)$ désigne une puissance reçue à une distance de référence d_0 approprié au contexte de mesure lors de la campagne de mesure,
- X_σ désigne une variable aléatoire normale à moyenne nulle.
- n désigne l'exposant d'affaiblissement

(d) Propagation multi-trajets

Les situations les plus courantes de propagation sont celles hors espace libre. Les mécanismes de propagation les plus observés sont alors la réflexion, la réfraction, la diffraction et la diffusion [30].

- **Réflexion et Réfraction :** Ces deux phénomènes apparaissent lorsque la taille de l'obstacle est grande comparée à la longueur d'onde et que l'obstacle a de petites irrégularités. Ils interviennent lorsque les ondes rencontrent une surface séparant deux milieux de perméabilités et de permittivités différentes. La réflexion de l'onde survient lorsque l'onde rencontre une surface plate. La partie de l'onde renvoyée dans une direction privilégiée dans le même milieu que l'onde incidente est l'onde réfléchie. La partie de l'onde incidente transmise dans l'autre milieu avec une autre direction résulte du mécanisme de réfraction et constitue l'onde dite réfractée [30].

- Transmission : ce phénomène permet aux ondes de traverser un obstacle. Sa contribution peut être prépondérante dans le cas de propagation indoor. Pour chaque élément traversé, l'onde subit une atténuation et un déphasage directement liés aux caractéristiques électriques (permittivité relative ϵ_r et conductivité σ) du matériau considéré, mais également à d'autres paramètres tels que l'épaisseur de la paroi traversée et l'angle d'incidence de l'onde.
- Diffraction : ce phénomène apparaît lorsque l'onde rencontre l'arête d'un obstacle dont les dimensions sont grandes par rapport à la longueur d'onde. C'est un des facteurs de propagation les plus importants et qui permet aux ondes radioélectriques de se propager même en cas de non visibilité entre la source d'émission et la réception.
- Diffusion : ce phénomène apparaît lorsqu'une onde radioélectrique rencontre une surface rugueuse. L'onde est alors réfléchi plusieurs fois et diffusée dans plusieurs directions [21]

Dans notre mémoire, le champ de captage de nos nœuds de capteurs sera d'une part quasiment dépourvue d'obstacles dans un environnement indoor et d'autre part les antennes d'émission et de réception seront toutes à la même hauteur sur les nœuds. Par conséquent, le modèle en espace libre sera privilégié pour estimer la puissance reçue par les nœuds récepteurs.

III. 3.4 La pile protocolaire

Nombre d'articles scientifiques qui traitent de la thématique des RCSF se basent sur la pile protocolaire de l'article [31] illustrée par la Figure 8. C'est un modèle classique de pile protocolaire de type OSI à cinq couches. Elle est composée des couches : physique, liaison de donnée, réseau, transport, application et des plans de gestions d'énergie, de mobilité et des tâches.

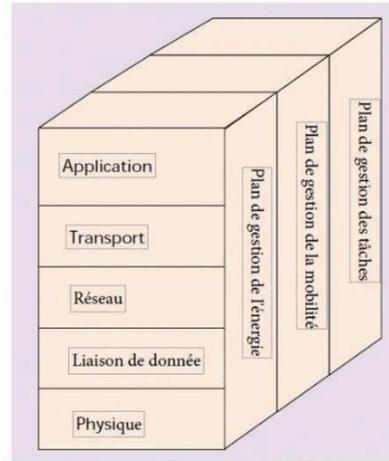


Figure 8: Pile protocolaire d'un réseau de capteur sans fil

Les couches réseaux et transport ne sont pas forcément nécessaires, par exemple dans le cas d'un réseau en étoile que nous allons définir dans la section III.

(a) La couche physique

Etant donné que les RCSF nécessitent une faible consommation en énergie, et de grandes portées de communication, les communications par radiofréquence (RF) sont préférées par rapport aux autres supports sans fil tels que les communications optiques et les ultrasons [32]. Cette couche est responsable de la génération de la fréquence porteuse, de la détection du signal, de la modulation/démodulation des informations. Pour une bonne communication entre les nœuds, le choix du type de modulation est primordial. De plus, à chaque module radio du nœud correspond une fréquence de travail et un standard de communication bien définis [31]. Parmi les principaux standards de communications utilisés dans les RCSF, nous pouvons citer : la norme IEEE 802.15.1/ Bluetooth, la norme Wibree (Ultra Low Power Bluetooth), la norme IEEE 802.15.3 / UWB (Ultra Wide Band), la norme IEEE 802.15.4 / ZigBee, la norme IEEE 802.15.6, la norme IEEE 802.11x/Wi-Fi et même le LoRa (Long Range) qui est une technologie récente. Toutes ces technologies diffèrent de par leurs portées de communication, leurs débits, et leurs largeurs de bande passante, ce qui permet de subdiviser la couche physique en trois grandes classes de technologies [33].

- La technologie basée sur la bande étroite
- La technologie basée sur l'étalement de spectre
- La technologie basée sur l'ultra large bande

Une couche physique dotée d'une technologie basée sur l'étalement de spectre est beaucoup plus robuste aux évanouissements causés par les trajets multiples. En ce qui concerne la technologie basée sur la bande étroite, elle est une technologie qui utilise une bande passante étroite de l'ordre du débit de symbole et la technologie basée sur l'ultra large bande, elle est une extension de la technologie basée sur l'étalement de spectre [33].

(b) Le contrôle d'accès au support (la couche MAC)

Une large partie de la réduction de la consommation en énergie dans les RCSF concerne un contrôle de la transmission et de la réception des paquets géré au niveau de la couche MAC (Medium Access Control) [34]. Cette dernière représente une sous-couche de la couche liaison des données dans la pile protocolaire du RCSF. Dans leur grande majorité, les RCSF utilisent des antennes omnidirectionnelles dans l'unité de communication, impliquant la conception d'une couche MAC prenant en compte ce type d'antenne. Or, l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles (par rapport à des antennes directives) provoque dans certains cas un gaspillage d'énergie, causée par de nombreuses collisions, l'overemitting, l'overhearing, et des retransmissions, etc.

- La collision : elle survient lorsque deux trames sont émises en même temps et se heurtent ; ce qui les rend inexploitables et par conséquent abandonnées par le nœud.
- La surémission : elle apparaît lorsqu'un nœud envoie des données et que le nœud destinataire n'est pas prêt à les recevoir.
- L'écoute inutile : cette situation se présente quand un nœud reçoit des paquets qui ne lui sont pas destinés.

A puissance donnée, elles provoquent également une plus faible portée par rapport aux antennes directives [5]. En effet, la portée de transmission du signal dépend du niveau de puissance de transmission du signal de l'antenne émettrice [35].

Face à tous ces inconvénients, l'utilisation d'antennes directives permet de limiter ces phénomènes et par conséquent d'améliorer la consommation d'énergie dans le réseau. Il est cependant nécessaire de concevoir un protocole d'accès au médium (couche MAC) adapté à ce type d'antennes directives. On distingue deux grandes catégories de protocoles pour la couche MAC : les protocoles MAC Synchrones tel que S-MAC et les protocoles MAC Asynchrones tel que CSMA

L'objectif du protocole S-MAC est de gérer l'organisation des transmissions pour éviter les collisions et réduire le temps d'écoute. Pour ce faire, les nœuds disposent d'une période d'activité simultanée ou planifiée pour leur garantir l'accès à la couche MAC afin que ceux-ci transmettent leurs données.

Avec le protocole CSMA, les nœuds ne disposent pas de planification spéciale. Avant toute transmission, le nœud écoute le médium de transmission pour voir ce qui se passe sur le canal. Si le canal est libre, celui-ci transmet les trames de données. Sinon, il attend un certain temps aléatoire pour tenter de les transmettre à nouveau.

Récemment, des modèles de couche MAC adaptés à des antennes directives ont été proposés par les concepteurs des nœuds de capteurs afin de réduire la consommation en énergie du nœud. Dans [36], **E. Felemban et al.** proposent le protocole SAMAC (Sectorized-Antenna-Based Medium Access Control) pour améliorer le débit, le taux de livraison de paquets et mais aussi la durée de vie de la batterie. Dans [23], **T. N. Le et al.** proposent le protocole MAC RDA-RICER (Receiver-Initiated Cycled Receiver) dont le module radio dispose d'une antenne directive et reconfigurable. Son protocole favorable à la mobilité des nœuds a été testé sur le nœud PowWow [9]. Dans la section VI, nous allons étayer brièvement la façon dont les nœuds utilisent le protocole MAC asynchrone RICER pour communiquer.

(c) La couche réseau

Cette couche a pour but de gérer les connexions, l'adressage et l'acheminement (routage) des données entre les nœuds du RCSF.

(d) La couche transport

Le recours à la couche de transport est nécessaire lorsqu'un RCSF doit accéder à un autre RCSF, internet ou un autre réseau [31]. Son rôle est d'assurer une bonne transmission et d'éviter l'encombrement des données à transmettre au nœud ou à la station de base à la demande. Cependant, elle est très peu utilisée pour les RCSF.

(e) La couche application :

On distingue une variété de couches applicatives proposées dans la pile protocolaire du RCSF. Parmi lesquelles, nous pouvons citer trois couches possibles : le protocole de gestion de couche, le traitement des tâches et l'annonce des données, et le protocole de requête et de diffusions des données.

Par le biais du protocole de gestion de couche, l'utilisateur peut exécuter des tâches administratives telles que la configuration du RCSF, la mise en marche et/ou l'arrêt des nœuds, la synchronisation entre les nœuds, la reconfiguration du réseau en cas d'ajout de nouveaux nœuds, etc.

Grâce au traitement des tâches et à l'annonce des données, l'utilisateur se focalise soit sur un nœud, un sous ensemble de nœuds ou le réseau global pour surveiller un évènement sur le champ de captage. Les nœuds peuvent même envoyer des messages pour alerter l'utilisateur de la disponibilité des données.

Afin de répondre et de recueillir les messages envoyer par les nœuds, une interface est mise en place dans le protocole de requête et de diffusions des données [31].

(f) Le plan de gestion d'énergie

Ce plan sert à gérer la manière dont le nœud utilise son énergie. Si le nœud de capteurs est faible en énergie, celui-ci ne pourra pas atteindre ses nœuds voisins par un moyen de communication (multicast, etc.) et ne pourra pas donc pas contribuer au routage des paquets [31].

(g) Le plan de gestion de la mobilité

Il sert à détecter le mouvement des nœuds, ce qui amène chaque nœud à connaître son nœud voisin. Outre la détection et l'indication, il permet de maintenir à tout moment le lien séparant le nœud mobile de la station de base [31]. Nous rappelons que dans notre cas, nous travaillons avec des nœuds statiques quand bien même il existe des nœuds de capteurs mobiles.

(h) Le plan de gestion des tâches

Afin d'économiser de l'énergie, ce plan assure un ordonnancement des tâches de capture dans une région bien définie tout en évitant la redondance des tâches à un même instant [31].

III. 4. La topologie

Elle définit les liaisons entre les équipements du réseau et une hiérarchie éventuelle entre eux. On parle également d'architecture réseau. Ainsi, dans cette section, nous décrivons les topologies les plus utilisées pour le déploiement des RCSF. Nous distinguons les topologies suivantes : étoile, maillée, et hybride. Chacune de ces topologies présente des avantages et des inconvénients [20].

(a) La topologie en étoile

Dans cette topologie, tous les nœuds communiquent avec un nœud central, comme l'illustre la Figure 9. Les nœuds environnants peuvent seulement envoyer ou recevoir de l'information de la part du nœud central au moyen d'une communication multipoint.

Le principal avantage de cette topologie est que la panne d'un nœud ne perturbe pas le fonctionnement global du réseau. En revanche, la vulnérabilité d'une telle topologie est liée à la taille du réseau. En effet, lorsque la taille est importante, le nœud central doit être connecté à un plus grand nombre de nœuds environnants, ce qui peut provoquer un nombre de collisions de données très important et par conséquent une consommation d'énergie plus élevée [37], [23]

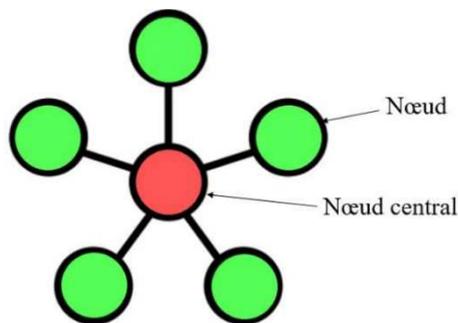


Figure 9: Illustration de la topologie étoilée

(b) La topologie maillée

Basée sur une communication multi-sauts, tout nœud de cette topologie peut échanger avec n'importe quel autre nœud du réseau s'il est à portée de transmission (Figure 10). Cette configuration limite la consommation excessive d'énergie de chaque nœud même si la taille du réseau est importante.

En revanche, la consommation globale d'énergie du réseau peut augmenter dans le cas où un nœud se situe hors de portée de transmission. Ce dernier se servira d'un ou de plusieurs nœuds voisins pour transférer son message au nœud destination, on parle de communications multi-sauts. Dans ce cas, chaque communication de données à un nœud consomme de l'énergie [37].

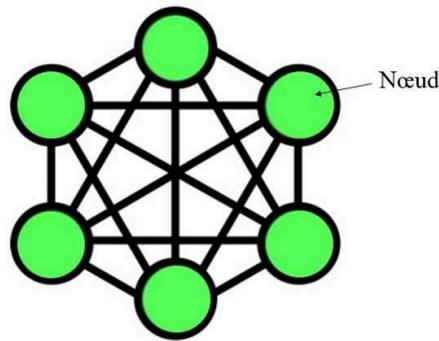


Figure 10: Illustration de la topologie maillée

(c) La topologie hybride

Elle représente une combinaison de la topologie en étoile et de la topologie maillée (Figure 11). Les stations de base (nœuds centraux) forment une topologie maillée et les nœuds autour d'elles sont en topologie étoile. Tout en combinant les avantages des topologies étoilée et maillée, elle assure une minimisation de la consommation l'énergie dans les réseaux de capteurs [38].

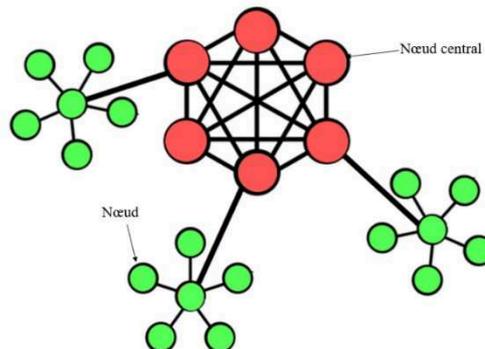


Figure 11: Illustration de la topologie hybride

Dans toutes ces topologies, relayer une information nécessite la présence d'au moins un nœud. En cas de dysfonctionnement de ce nœud, un changement de topologie doit être fait, ce qui peut être coûteux en termes de consommation d'énergie pour le réseau.

III. 5. La scalabilité (passage à l'échelle)

La particularité du RCSF est qu'il doit être capable de prendre en compte et de gérer un très grand nombre de nœuds qui coopèrent contrairement aux réseaux sans fils traditionnels.

IV. Applications

Il existe de nombreuses applications où les RCSF peuvent être utilisés. Ces applications vont de la surveillance militaire, dans laquelle un grand nombre de nœuds de capteurs est utilisé, aux applications de soins de santé, dans laquelle un nombre très limité de nœuds de capteurs est utilisé [20]. Quelques exemples d'applications sont cités ci-dessous :

(a) Application militaire

Les capteurs peuvent être déployés par exemple sur un champ de bataille ou une région hostile ne comportant aucune infrastructure. Dans cette zone de bataille, les capteurs peuvent servir à monitorer les forces alliées et leurs équipements, analyser le terrain avant d'y envoyer des troupes, ou à détecter des attaques nucléaires, biologiques et chimiques.

(b) Application environnementale

Le déploiement des capteurs dans un environnement est généralement axé sur la supervision et l'étude des données environnementales [20]. Par exemple, la température, la pression atmosphérique, la vitesse et la direction du vent, l'humidité, le taux de pesticides dans l'eau potable, le degré d'érosion du sol, etc. Ces paramètres peuvent être utiles aux prévisions météorologiques, à la prévention d'éventuels incendies, inondations ou éruptions volcaniques.

(c) Application domotique

Les capteurs utilisés dans ce type d'application ont pour but de fournir toutes les informations nécessaires pour le confort, la sécurité et la maintenance de l'habitat, etc. L'usage de ces capteurs doit permettre de créer une maison intelligente, capable de comprendre des situations suivant le comportement des occupants et d'en déduire des actions.

(d) Applications industrielles et commerciales

Les capteurs sont utilisés par exemple pour contrôler les équipements, les sources d'alimentations, pour éviter toutes perturbations allant à l'encontre du bon fonctionnement de l'industrie. Ces capteurs peuvent envoyer des alarmes à la station de base afin de faciliter les prises de décisions.

(e) Application médicale

L'usage des capteurs sur le corps humain dans ce type d'application a pour but d'améliorer la qualité et la surveillance médicale des patients. Ils permettent une surveillance à distance, l'identification des situations d'urgences comme les crises cardiaques, les troubles du comportement, des chutes, etc.

V. Les métriques

Dans cette partie, nous nous intéressons à quelques grandeurs utilisées dans les RCSF.

(a) RSSI (Received Signal Strength Indicator)

Le RSSI dont l'unité est exprimée en dBm représente une mesure de la puissance reçue par le module radio du nœud de capteurs. La relation donnant la valeur du RSSI en fonction de la distance est décrite par l'équation (I.5) [39]. Cette valeur diminue quand la distance augmente [40].

$$RSSI = -10 n \log_{10} d + A \quad (I. 5)$$

Où :

- n représente l'exposant d'affaiblissement
- d la distance entre l'émetteur et le récepteur
- A la valeur du RSSI à la distance d'un mètre

Dans la puce RF CC2420 du nœud PowWow, le RSSI calculé est une moyenne de l'énergie reçue pendant un temps (128 μ s) correspondant à la durée de huit symboles. Sa valeur est stockée dans un registre appelé $RSSI_{VAL}$. En ajoutant à cette valeur, la valeur de $RSSI_{OFFSET}$ dont la valeur empirique donnée par la fiche technique du CC2420 est de -45 dBm et qui correspond au gain du système (front-end), la puissance reçue sur l'entrée du module radio est donnée par l'équation [41]

$$P = RSSI_{VAL} + RSSI_{OFFSET} \quad (I. 6)$$

(b) BER (Bit Error Rate)

Le taux d'erreur binaire (BER) représente l'un des paramètres les plus utilisés dans les réseaux sans fil pour quantifier les erreurs. Il désigne le rapport du nombre de bits transférés

avec erreur sur le nombre total de bits transférés [42]. En considérant l'exemple ci-dessous, où les séquences de bits transmis et reçus sont disposés de la manière suivante [43] : le BER est de 30%.

Séquence de bits transmise	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1
Séquence de bits reçue	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1

Le BER peut également s'exprimer en fonction du RSSI [44] comme le montre l'équation (I.7) :

$$BER(RSSI) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{10^{\frac{RSSI - RSSI_{min}}{10}} \times B_n}{D}} \right) \quad (I.7)$$

Où B_n représente la bande passante ; D désigne le débit de la transmission utilisé ; $RSSI_{min}$ le seuil de sensibilité minimum de la puce radio utilisée dans le nœud.

(c) LQI

C'est un indicateur de qualité de liaison qui montre à quel point le lien de communication est robuste entre deux nœuds dans un réseau [45]. Dans le module radio du nœud PowWow [46] doté d'une puce RF CC2420 [41], le LQI est mesuré en fonction des huit premiers symboles du paquet reçu. Il fournit une valeur de corrélation moyenne des huit premiers symboles pour chaque paquet entrant à partir de l'en-tête de la couche physique. Sa valeur est calculée et donnée par la relation (I.8) [47].

$$LQI = (CORR - a) \times b \quad (I.8)$$

Où $CORR$ représente la corrélation prenant des valeurs comprises entre 50 et 110, a et b sont des constantes dont les valeurs sont spécifiques à chaque fournisseur de chips RF. Pour cette raison, la manière dont est calculé le LQI demeure souvent inconnue. L'information qui peut surtout en être extraite est qu'une corrélation élevée sur la valeur de LQI traduit une meilleure qualité du lien radio [47].

(d) PER (Packet error rate)

Il indique le nombre de paquets reçus erronés sur le nombre total de paquets envoyés. Sa valeur dépend fortement du LQI [45]. Un paquet est déclaré incorrect si au moins un bit est erroné. La valeur moyenne du PER est appelée Probabilité d'Erreur de Paquets qui, pour des paquets de N bits peut être exprimée sous la forme des équations (I.9) et (I.10) en supposant que les erreurs de bits sont indépendantes les unes des autres ; P_e désigne le taux d'erreur de bit équivalent au BER[43].

$$PER = 1 - (1 - P_e)^N \quad (I. 9)$$

Pour les petites probabilités d'erreur de bits, il peut être approximé par :

$$PER = P_e \times N \quad (I.10)$$

(e) SNR (Signal to Noise Ratio)

Le rapport signal sur bruit ou SNR (Signal to Noise Ratio) est un indicateur de la qualité de la transmission d'une information. Il nécessite une connaissance sur la valeur de la puissance du signal reçu et la puissance du bruit. Ainsi dans [48] et [49], le SNR défini pour une transmission en espace libre est donné par l'équation (I.11), où P_t désigne la puissance transmise, G_t et G_e représentent les gains des antennes d'émission et de réception, k la constante de Boltzmann, T_s la température effective du récepteur, B la bande passante du système, d la distance entre l'émetteur et le récepteur, λ la longueur d'onde:

$$SNR = \frac{P_t G_t G_e}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 k T_s B} \quad (I. 11)$$

(f) QoS (Quality of Service)

Elle représente un élément essentiel dans les RCSF. Elle se définit par la quantité et la qualité qui sont extraites par les données récoltées sur le champ de captage où les capteurs ont été déployés [50]. Elle se subdivise en deux grande parties [51] :

- La QoS spécifique à l'application

Certaines applications demandent une certaine exigence spécifique de la part du déploiement du RCSF. Parmi ces exigences, on distingue par exemple la précision des données, la tolérance aux pannes, la couverture [52], etc. Dans ces cas-là, la QoS spécifique donne une indication particulière sur la réalisation de l'objectif.

- La QoS réseau

Dans ce cas, le réseau s'intéresse à la façon de transmettre les données captées dans le champ de captage à la station de base.

Dans ce mémoire, nous allons nous focaliser sur une seule grandeur métrique lors de nos campagnes de mesures, celle du RSSI. En effet, le RSSI est une bonne métrique pour mesurer la qualité de transmission entre deux nœuds. Comme nous le verrons plus tard, le RSSI est en effet une valeur permettant de sélectionner la meilleure configuration pour des antennes directives reconfigurables. De plus, aucun calcul n'est nécessaire pour le calcul du RSSI puisqu'il est généralement directement fourni par le circuit RF, ce qui est le cas du CC2420 utilisé dans cette thèse.

VI. La plateforme PowWow

Tout au long de ce travail de recherche, les antennes conçues seront testées sur le nœud de capteurs PowWow [9]. Ce nœud, développé par l'équipe Cairn d'IRISA/INRIA, est composé de plusieurs couches : une carte mère, un module radio, une possibilité d'ajout de FPGA et une carte pour la récupération et le stockage de l'énergie ambiante.

Tout d'abord, la carte mère comprend un microcontrôleur MSP430 (Figure 12. (a)) à faible consommation (consommation moyenne de $330 \mu\text{A}$ à 1 MHz ; 2,2 V en mode actif ; $1,1 \mu\text{A}$ en mode veille). Distribué par Texas Instruments, il dispose d'un gestionnaire d'horloge (par défaut à 8 MHz) et d'alimentation (par défaut à 3 V) favorisant une gestion dynamique de la fréquence et de la tension d'alimentation (technique DVFS). D'autre part, il comporte des interfaces JTAG, RS232 et I2C pour s'interfacer avec un ordinateur ou un capteur [46].

Le module radio comprend une puce émetteur-récepteur de type CC2420 [41] distribuée par Texas Instruments. Celui-ci est directement connecté à la carte mère comme l'illustre la Figure 12 (b). Par défaut, le standard de communication utilisé par cette puce est la norme IEEE 802.15.4 utilisant la bande ISM (2,4 - 2,485) GHz. De plus la technologie de la couche physique est basée sur l'étalement de spectre à séquence directe, le DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), dont le gain d'étalement est de 9 dB et le débit est 250 Kb/s. Il est doté d'une antenne

omnidirectionnelle qui peut être remplacée par d'autres types d'antennes, ce qui présente l'avantage de nous permettre ultérieurement de fixer nos antennes pour les tester [9].

Ensuite, entre la carte mère et le module radio, il est possible d'insérer une carte FPGA permettant une accélération matérielle pour certains traitements comme l'illustre l'architecture de la Figure 12 (a).

Enfin, la plateforme PowWow possède une carte fille dédiée pour la récupération et le stockage de l'énergie ambiante. Cette carte est configurable pour plusieurs types de stockages d'énergie (batteries, micro-batteries, super-capacités) et plusieurs types de sources d'énergies (panneau solaire, vent, etc.) [46].

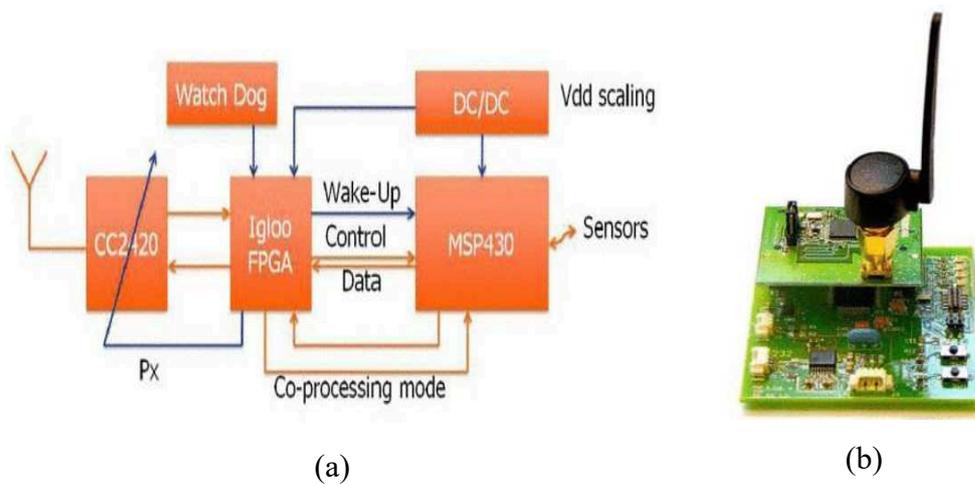


Figure 12: Nœud PowWow. (a) architecture, (b) carte mère connectée au module radio

Doté d'un système d'exploitation Contiki [9] conçu pour des systèmes embarqués à faible consommation [53], la carte PowWow utilise le protocole de RICER (Figure 13) [54] au niveau de la couche MAC pour communiquer. Ce protocole utilise une technique pseudo-asynchrone pour réaliser un *rendez-vous* entre les nœuds [9]. Autrement dit, par le biais du système pseudo-asynchrone, les nœuds établissent un *rendez-vous* sur demande [55]. Dans le protocole RICER, une communication est toujours initiée par le nœud récepteur ou nœud central dans notre cas (on parle aussi de station de base). Le principe de communication entre un nœud émetteur et un nœud récepteur est le suivant : le nœud récepteur est alimenté par un câble USB directement relié au PC. Celui-ci envoie une trame balise de réveil appelée WUB (Wake-Up Beacon) de manière périodique T_b (chaque $T_b=20ms$) afin de déterminer si des nœuds émetteurs souhaitent lui transmettre un paquet de données. Dès réception du WUB, une lecture est faite par le nœud émetteur lors de son réveil. Afin de réduire la probabilité de collision, le nœud émetteur effectue une écoute du canal afin de déterminer si une

communication est déjà en cours ou non. Ce processus est appelé CCA (Clear Channel Assessment). Si le canal est inoccupé, le nœud peut effectuer une transmission et effectue alors un CBT (Calculation Before Transmission) avant d'envoyer un paquet de données DT (Data Transmission). Afin de prendre en compte la dérive du signal d'horloge (clock-drift), la période d'écoute du nœud émetteur (T_{idle}) doit être légèrement supérieure ($T_{idle}=22$ ms) à celle du nœud récepteur [54]. Chacune de ces activités consomme de l'énergie ; les valeurs d'énergie mesurées expérimentalement avec la carte PowWow pour chacune de ces activités avec l'usage du protocole de RICER est donnée dans le Tableau 1.

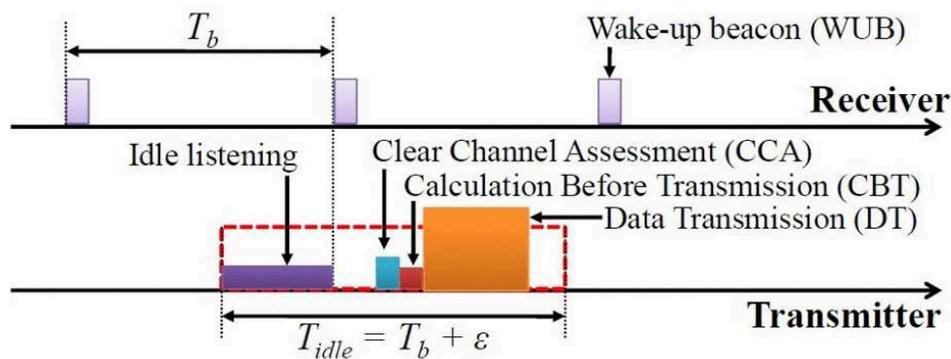


Figure 13: Protocole de RICER

Tableau 1: Caractérisation en consommation d'énergie ou puissance des activités sur PowWow utilisant le protocole de RICER.

Description	Symbole	Energie/Puissance
Calculation before transmission	E_{CBT}	9,7 μ J
Transmit/ Receive wake-up Beacon	E_{WUB}	51 μ J
Data transmission	E_{DT}	80 μ J
Data reception	E_{DR}	100 μ J
Clear channel Assesment	E_{CCA}	18 μ J
Sensing ADC	E_{SEN}	27 μ J
Transmission power	P_{TX}	66,3 mW
Reception power	P_{RX}	76,9 mW
Sleep power	P_{SP}	85,8 μ W

Il est important de souligner que les mesures expérimentales présentées dans le Tableau 1 sont basées sur le protocole de RICER utilisant une antenne omnidirectionnelle de type monopôle

sur le nœud émetteur-récepteur. En focalisant notre regard sur le module radio, la consommation de puissance est importante (la puissance émise liée au chip RF est de 66,3 mW soit 18,2 dBm ; la puissance consommée par la réception est 76,9 mW soit 18,8 dBm) par rapport aux éléments constituant l'unité d'acquisition et de traitement avec l'usage d'antennes de type monopôle

Grâce à l'interface graphique en C# avec Microsoft Visual Studio 2013 (Figure 14) développée par N. **BINTI JAILANI** [56], nous avons pu récupérer les valeurs de RSSI mesurées au cours de nos campagnes de mesures faites avec les différents types d'antennes connectées aux nœuds PowWow. Cette interface permet de connecter une carte PowWow réceptrice sur un PC. Elle est divisée en deux grands blocs : le Com port setting et le RSSI Campaign Settings.

Sur le bloc Com Port Setting nous n'avons rien à régler, une fois que notre port série s'affiche normalement.

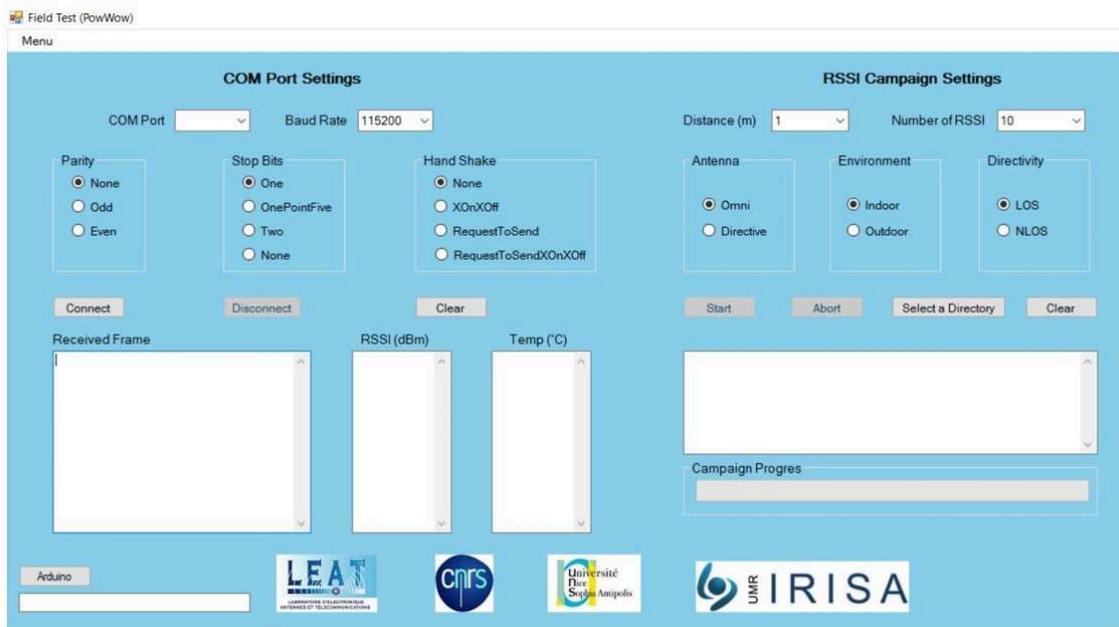


Figure 14: Interface graphique en C#

Afin de générer automatiquement le nom du fichier Excel regroupant les paramètres suivants : le type d'antenne fixé sur le nœud (antenne directive ou omnidirectionnelle), l'environnement dans lequel les nœuds sont disposés (indoor ou outdoor), la présence d'obstacle Non line of sight (NLOS) ou l'absence d'obstacle Line of sight (LOS) entre les nœuds, nous utilisons le bloc RSSI Campaign Settings.

Plusieurs séries de mesures peuvent être réalisées afin de faire une moyenne du niveau de RSSI reçu en fonction de la distance. Pour cela, nous devons connaître la distance entre les nœuds capteurs émetteurs et récepteurs afin d'inclure sa valeur dans l'interface. Après le lancement de la campagne grâce à la touche Start, un fichier Excel est généré dans lequel figurent les valeurs de RSSI mesurées permettant de tracer une courbe. Chaque point obtenu sur le tracé de la courbe de RSSI en fonction de la distance représente une moyenne de nombre de RSSI que l'on peut sélectionner dans l'interface au préalable.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un aperçu des réseaux de capteurs en décrivant les différentes architectures que l'on peut trouver dans la littérature, mais aussi les différents protocoles de communications utilisés. Ces réseaux peuvent être utilisés dans de très nombreuses applications avec des attentes différentes selon les utilisateurs et les besoins. En revanche, ils restent assujettis à de principaux défis dont quelques-uns ont été cités dans ce chapitre. Ainsi, pour chaque défi, il existe plusieurs solutions possibles plus ou moins performantes suivant l'environnement dans lequel les réseaux sont déployés. La façon dont la recherche, et notamment le laboratoire d'excellence Labex UCN@Sophia y répond, est focalisé sur plusieurs axes dont le principal est l'efficacité énergétique. Améliorer cette efficacité énergétique au niveau de la couche physique du nœud est un défi à relever. L'équipe Conception et Modélisation d'Antennes (CMA) en partenariat avec l'équipe Modélisation et Conception Système d'Objets Communicants (MCSOC) du Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunication (LEAT) se sont donc assignés cette mission commune.

CHAPITRE II : ANTENNES DIRECTIVES ET RECONFIGURABLES POUR LES RESEAUX DE CAPTEURS SANS FIL

I. Introduction

Jusqu'à présent, les antennes utilisées dans les réseaux de capteurs sans fil, étaient des antennes omnidirectionnelles pour des raisons de simplicité, de forme, de volume occupé dans le nœud, de couverture d'espace large, etc. Mais les réseaux de capteurs dotés de tels éléments rayonnants engendrent des collisions élevées et une réduction de l'efficacité énergétique.

De nos jours, l'amélioration des performances souhaitées dans le cadre du déploiement des réseaux de télécommunications et notamment dans le domaine des réseaux de capteurs sans fil change la donne dans la partie hardware du nœud de capteur, en ce qui concerne l'implémentation et la manière de répartir l'énergie rayonnée par les antennes. Dans ce chapitre, nous présenterons quelques paramètres fondamentaux qui définissent les antennes. Ensuite, nous ferons un bref rappel sur les composants électroniques utilisés pour reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une antenne. Pour finir, nous présenterons un état de l'art sur quelques antennes omnidirectionnelles, directives et reconfigurables utilisées pour les nœuds de capteurs sans fil.

II. Antenne directive

Afin de diminuer l'impact de certains inconvénients tels que les collisions élevées et la réduction de l'efficacité énergétique relatifs à l'usage d'antennes omnidirectionnelles [57] dans les nœuds de capteurs qui affectent leurs performances et donc les attentes des utilisateurs, une solution pourrait être de remplacer ces antennes par des antennes directives, utilisées seules ou en complément des antennes omnidirectionnelles existantes.

Les avantages apportés par les antennes directives aux nœuds de capteurs peuvent être non seulement une qualité accrue de transmission, une réduction des interférences et des collisions, mais également une diminution du nombre de sauts à effectuer en raison d'une plus longue portée de transmission ainsi qu'une optimisation de la consommation d'énergie [58]. Pour bien comprendre ce qu'est une antenne directive et ce qu'elle peut apporter, nous allons rappeler ci-dessous quelques-uns des paramètres essentiels d'une antenne de manière générale.

II. 1. Définition

Une antenne est un dispositif permettant de transformer une énergie électrique ou énergie guidée en énergie électromagnétique émise ou inversement. Sous certaines conditions physiques, l'une de ses propriétés est sa capacité à focaliser le rayonnement soit dans un plan privilégié, soit dans une direction privilégiée. Dans ce cas on la nomme antenne directive [59]. Il est important d'avoir une connaissance globale du fonctionnement des antennes lors du choix du dispositif rayonnant. La compréhension de ce fonctionnement aidera, d'une part à utiliser l'antenne au mieux de ses performances et d'autre part, à en réaliser une conception optimale pour les nœuds de capteurs.

II. 2. Quelques paramètres des antennes

(a) Impédance d'entrée, coefficient de réflexion et bande passante

Une antenne est donc un équipement terminal de ligne, chargé de convertir dans le cas de l'émission par exemple, l'onde guidée en onde rayonnée. Idéalement la ligne d'alimentation véhicule une onde totalement progressive et l'antenne joue son rôle d'interface d'adaptation entre les milieux guidé et libre de manière parfaite. Cependant, une antenne n'est souvent rien d'autre qu'une partie métallique que l'on peut considérer comme une ligne ouverte (cas des antennes dites électriques) ou en court-circuit (cas des antennes magnétiques) fonctionnant dans un mode résonnant ou proche de la résonance. En partant de l'exemple de la ligne ouverte mentionnée dans [60] illustrée par la Figure 15, l'écartement des brins de la ligne crée une antenne dipôle mais provoque un changement de l'impédance à son entrée.

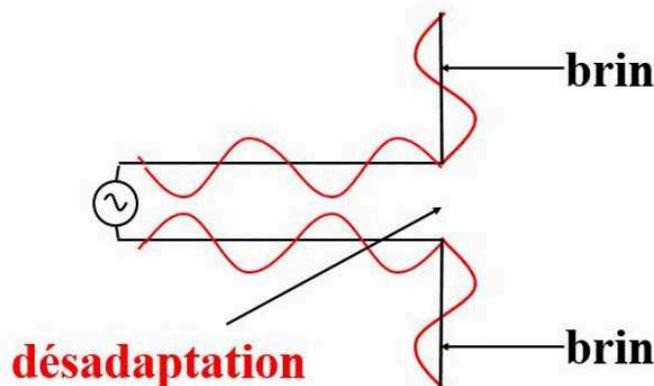


Figure 15: Alimentation de brins par une source

Une certaine partie de la puissance qui lui est fournie peut donc sous certaines conditions être réfléchi. Cette perte de puissance entrante est appelée perte par désadaptation et se caractérise par le coefficient de réflexion S_{11} . Celui-ci traduit l'adaptation de l'antenne à l'impédance de la source et éventuellement à la ligne de transmission qui les relie [61]. Il est défini par l'expression donnée par la relation (II.1) :

$$S_{11} = \frac{Z_{ant} - Z_0^*}{Z_{ant} + Z_0^*} \quad (\text{II. 1})$$

Où Z_{ant} est l'impédance d'entrée de l'antenne qui varie en fonction de la fréquence et Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne d'alimentation ou du générateur. Ce coefficient de réflexion traduit également le rapport entre puissances injectée et réfléchi [62] comme illustré par la Figure 16 et donné par la relation (II. 2) :

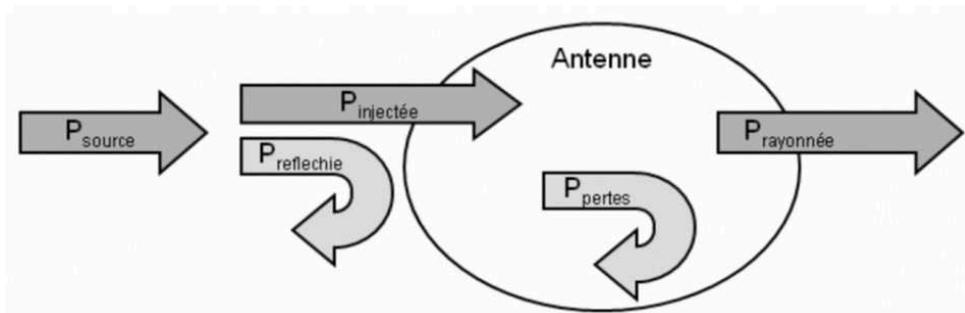


Figure 16: Diagramme de puissance transmise et réfléchi

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{reflechie}}{P_{injectée}} \quad (\text{II. 2})$$

Pour une adaptation parfaite, il faut théoriquement un module de coefficient de réflexion égal à 0 soit $|S_{11}| = -\infty$ en dB. Cependant, en pratique un coefficient de réflexion S_{11} de module inférieur à -10 dB peut être considéré comme suffisant. Il indique que 90% de la puissance incidente pénètre dans l'antenne quand celle-ci est utilisée en émission [62]. Pour cette valeur, le Rapport d'Ondes Stationnaire (ROS) ou Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) est inférieur à 2. Ce ROS qui est une autre manière de caractériser l'adaptation se définit par la relation (II.3) en fonction des puissances réfléchi et injectée mais aussi en fonction du module du coefficient de réflexion :

$$ROS = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_{reflechie}}{P_{injectee}}}}{1 - \sqrt{\frac{P_{reflechie}}{P_{injectee}}}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{II. 3})$$

Nous pouvons définir la bande passante absolue BP de l'antenne (exemple Figure 17 [63]), à partir de la réponse fréquentielle du module du coefficient de réflexion qui la caractérise. Cela traduit la bande de fréquence utile par rapport à la qualité de l'adaptation retenue pour l'antenne. En effet, les caractéristiques radioélectriques de l'antenne doivent respecter des standards spécifiés (GSM 900, GSM 1800, UTMS, LTE, ISM, Wi-Fi, Bluetooth, WiMax, etc.) notamment la bande ISM (2,4-2,485) (Industrielles, Scientifiques et Médicales) GHz pour nos nœuds de capteurs en exemple. Dans les bandes microondes, l'impédance caractéristique est le plus souvent 50Ω mais d'autres impédances de référence existent (75Ω en UHF, 600Ω en BF, ou impédances particulières à parties imaginaires non nulles en HF).

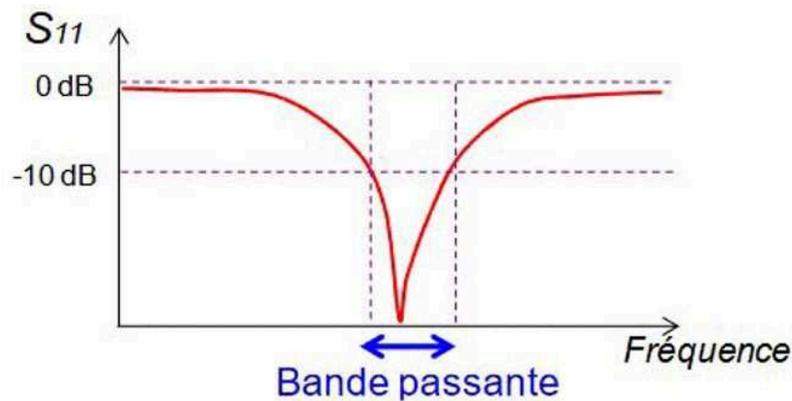


Figure 17: Bande passante et coefficient de réflexion

On définit également la bande passante relative BP_r comme le pourcentage du rapport de la bande passante à la fréquence centrale et est donnée par la relation (II.4) :

$$BP_r = \frac{BP}{f_c} \times 100 = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_c} \times 100 \quad (\text{II. 4})$$

Où f_{min} , f_{max} et f_c sont respectivement les fréquences minimales, maximale et centrale.

La bande passante peut être facilement évaluée en simulation à l'aide de logiciels électromagnétiques (CST Microwave Studio, ADS, ANSYS, etc.) ou en mesure grâce à un

analyseur de réseau. En effet, un analyseur de réseau est un instrument de mesure en hyperfréquence permettant de déterminer les paramètres S actifs ou passifs d'un système multiports. L'analyseur de réseau Rhode & Schwarz ZV-Z32 est celui utilisé pour la mesure de nos coefficients de réflexion et d'isolations.

(b) Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme une représentation graphique de la distribution de puissance ou de l'intensité de champ de l'antenne en fonction des coordonnées spatiales [64]. Ces coordonnées sont généralement déterminées par les angles d'élévation (θ) et d'azimut (ϕ) dans un système de coordonnées sphériques. Suivant la distance à partir de l'antenne à laquelle est mesuré le champ, on parle de diagrammes en champ proche ou en champ lointain. En effet, l'espace entourant une antenne est subdivisé en trois régions : (a) un champ proche réactif, (b) une zone de champ proche (Fresnel) et (c) lointain (Fraunhofer) montrés par la Figure 18 [64].

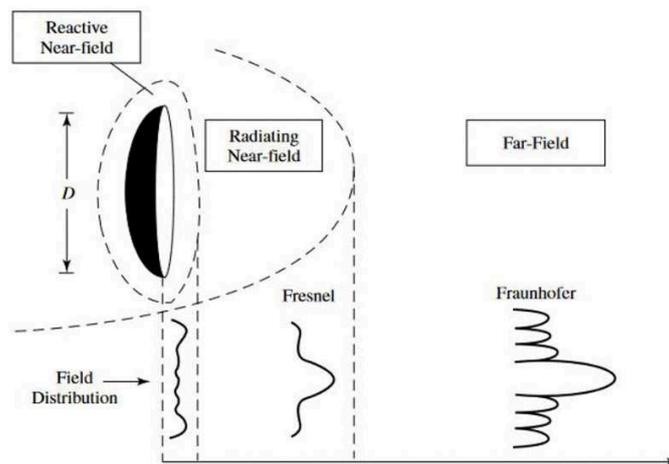


Figure 18: Zones de rayonnement autour d'une antenne émettrice

Le champ proche réactif se situe à une distance de l'antenne inférieure à $\frac{\lambda}{2\pi}$. Dans cette zone, les ondes sont évanescentes et les phénomènes de propagation sont négligeables devant les phénomènes radiatifs.

La zone de champ proche (Fresnel) est une zone intermédiaire située entre $\frac{D^2}{2\lambda}$ et $\frac{2D^2}{\lambda}$. Dans cette zone, les champs de rayonnement prédominent et la répartition du champ angulaire dépend de la distance de l'antenne. Si l'antenne a une dimension maximale qui n'est pas grande par rapport à la longueur d'onde, cette région peut ne pas exister.

La zone du champ lointain (Fraunhofer) est une région du champ d'une antenne où la distribution du champ angulaire est essentiellement indépendante de la distance de l'antenne. Elle est située au-delà de $\frac{2D^2}{\lambda}$. C'est à partir de cette valeur que les antennes sont utilisées dans la majorité des cas.

Dans notre approche, tous les diagrammes de rayonnement sont simulés ou/et mesurés en champ lointain. Pour une application donnée, le diagramme de rayonnement permet d'orienter au mieux l'antenne. Il y a plusieurs types de représentation du diagramme de rayonnement d'une antenne. Une d'entre elles est le graphique tridimensionnel (3D) [64], représenté à la Figure 19.

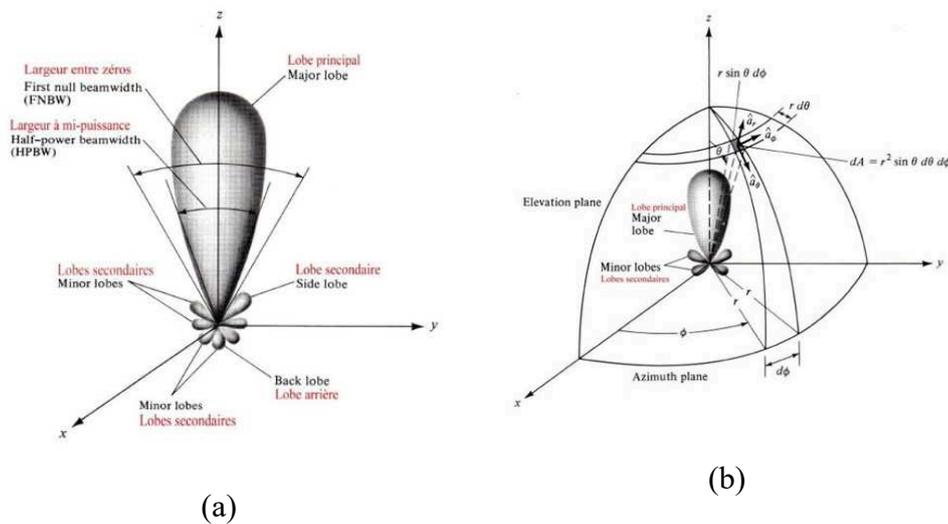


Figure 19: Lobes de rayonnement et largeurs des faisceaux d'un diagramme de rayonnement en (a) et système de coordonnées pour l'analyse de l'antenne en (b)

Elle permet une visualisation rapide du rayonnement. Une représentation plus explicite du diagramme de rayonnement appelée courbe polaire est utilisée selon un ou plusieurs plans de coupe de ce diagramme 3D. La courbe polaire est en réalité, une coupe planaire du diagramme de rayonnement 3D (représentation 2D). Ces diagrammes permettent de calculer la directivité et le gain d'une antenne. Ces valeurs permettent de comparer les performances d'une antenne par rapport à l'antenne de référence qui est l'antenne isotrope, c'est-à-dire rayonnant de la même façon dans toutes les directions.

(c) Directivité

La directivité est un paramètre qui quantifie la façon dont une direction de rayonnement est privilégiée (ou pénalisée). La directivité D d'une antenne dans une direction θ, ϕ est définie

comme le rapport de l'intensité de rayonnement dans cette direction à l'intensité de rayonnement U_0 d'une antenne isotrope rayonnant la même puissance selon la relation (II.5) [64].

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{U(\theta, \phi)}{\frac{P_{ray}}{4\pi}} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (\text{II. 5})$$

Où $U(\theta, \phi)$ est l'intensité de rayonnement exprimée en W/sr et P_{ray} est la puissance moyenne rayonnée exprimée en W .

(d) Efficacité

Les pertes d'une antenne peuvent être quantifiées d'après ses efficacités de rayonnement et totale. L'efficacité de rayonnement η_r est définie par le rapport entre la puissance totale rayonnée P_r et la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} par l'équation (II.6) [64].

$$\eta_r = \frac{P_r}{P_{acc}} \quad (\text{II. 6})$$

L'efficacité de rayonnement ne prend pas en compte les pertes par désadaptation à l'entrée de l'antenne. L'efficacité totale inclut ces pertes par désadaptation c'est-à-dire qu'elle prend en compte la quantité de puissance incidente qui est réellement convertie en puissance rayonnée. L'efficacité totale est donc le rapport de la puissance totale rayonnée P_r sur la puissance incidente P_{in} au niveau de l'antenne. Ainsi pour un accès à un seul port, elle est définie par la relation (II.7) :

$$\eta_{tot} = \frac{P_r}{P_{in}} = \eta_r(1 - |S_{11}|^2) \quad (\text{II. 7})$$

Dans le cas d'un accès multiport [65], elle se définit par la relation (II.8) :

$$\eta_{tot_i} = \eta_{r_i} \left(1 - \sum_{n=1}^N |S_{n,i}|^2\right) \quad (\text{II. 8})$$

Où N représente le nombre d'antennes dans le système antennaire multiport et i la $i^{\text{ème}}$ antenne. Toutes les isolations entre les ports des différentes antennes sont donc prises en compte dans cette formule.

(e) Gain

Le gain d'une antenne dans une direction donnée θ, ϕ se définit comme le rapport de 4π fois l'intensité de rayonnement dans cette direction à la puissance totale injectée (P_{inj}) dans l'antenne [64]. Il s'exprime mathématiquement par la relation (II.9) :

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{inj}} \quad (\text{II. 3})$$

Le gain peut être relié également à l'efficacité et à la directivité grâce à la formule (II-10). Cette relation (II. 10) prend en compte les pertes résultant de la désadaptation de l'antenne en impédance (pertes de réflexion), de polarisation de l'onde (dépendance en fonction de l'angle α dans le cas d'une liaison entre deux antennes à polarisation rectiligne dû à une différence d'alignement [63]), de conduction et de diélectrique ($I^2 \times R$) [64]. Il a été défini dans [64], le gain absolu (ou le gain réalisé). C'est un gain qui prend en compte toutes les pertes citées ci-dessus, et qui est donné par la relation (II.10) :

$$G_{abs}(\theta, \phi) = \eta_{tot} D(\theta, \phi) \quad (\text{II.40})$$

(f) L'angle d'ouverture à -3dB

L'angle d'ouverture caractérise la largeur du lobe principal. Il représente la portion de l'espace dans lequel la majeure partie de la puissance est rayonnée. L'angle d'ouverture à -3dB, servant généralement d'étalon de comparaison entre antennes se définit comme l'ouverture angulaire pour lequel la puissance rayonnée est comprise entre la puissance maximale P_{max} (généralement relevée dans la direction la plus favorable) et la moitié de cette puissance rayonnée $P_{max}/2$. Il se mesure soit en azimut soit en élévation. Plus cet angle est faible, plus le faisceau est directif.

(g) Le rapport avant/arrière

Le rapport avant/arrière des lobes d'une antenne est le rapport entre l'énergie émise dans la direction du lobe principal et celle diamétralement opposée. Une grande valeur pour ce rapport est désirable puisqu'elle indique alors qu'un minimum d'énergie est propagé vers l'arrière de l'antenne.

(h) La polarisation

La polarisation d'une onde est une donnée fondamentale pour l'étude des antennes. En effet selon la constitution de l'antenne, elle ne recevra qu'une certaine forme de polarisation. Donc si la polarisation de l'antenne de réception n'est pas accordée sur la polarisation de l'antenne d'émission, la puissance reçue ne sera pas maximale [66].

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente les caractéristiques d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en champ lointain illustré par la Figure 20.

Si le vecteur champ électrique décrit une ellipse, la polarisation est dite elliptique. C'est le cas général.

Lorsque le vecteur champ décrit une droite, la polarisation est dite linéaire. Celle-ci est alors dite verticale si la droite est perpendiculaire à la direction de propagation, horizontale si elle est parallèle à la direction de propagation.

Enfin, si la projection du vecteur champ électrique est un cercle, la polarisation est circulaire. Le sens de rotation du vecteur champ électrique donnera le sens de rotation de la polarisation pour un observateur qui voit l'onde s'éloigner. Elle sera ainsi circulaire droite ou circulaire gauche [67].

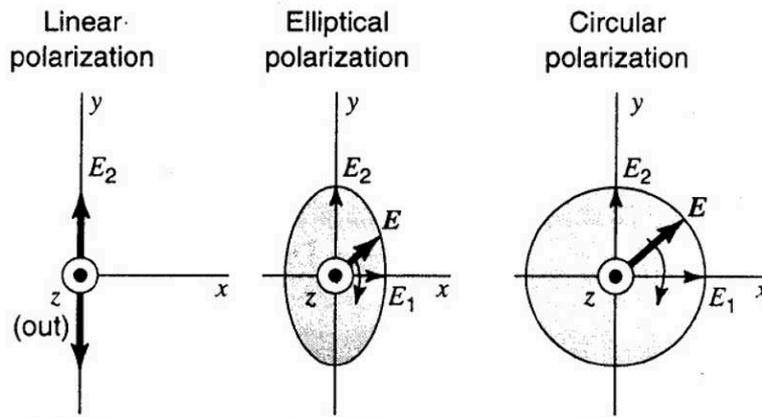


Figure 20: Polarisations d'une onde électromagnétique

III. Antenne reconfigurable

III. 1. Définition

Une antenne reconfigurable est une antenne capable de modifier dynamiquement au moins l'une de ses propriétés telles que sa fréquence de fonctionnement, sa polarisation, son diagramme de rayonnement ou toute combinaison de ces trois paramètres. On distingue ainsi quatre types d'antennes reconfigurables : les antennes reconfigurables dites en fréquence, les antennes reconfigurables en polarisation, les antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement et les antennes reconfigurables mixtes. La Figure 21 illustre ces différents types d'antennes reconfigurables [68].

Par antenne reconfigurable en fréquence (illustrée par la lettre F sur la Figure 21), il faut comprendre une antenne qui recouvre différentes fonctionnalités : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, comme par exemple la réjection variable de fréquence.

Par antenne reconfigurable en polarisation, il faut comprendre une antenne capable de basculer entre différents modes de polarisations (horizontale, verticale, circulaire gauche, circulaire droite). Pour ce type d'antenne, le but est de changer l'orientation du vecteur champ électrique sans changer la fréquence de résonance et la forme du diagramme de rayonnement.

Par antenne reconfigurable en diagramme, il faut comprendre une antenne capable d'ajuster dynamiquement les caractéristiques du diagramme de rayonnement, par exemple, la forme [69] (B: Beam reconfigurability sur la Figure 21 [70]) et la direction (Pd: Pointing direction sur la Figure 21) [71] et le gain de l'antenne pour favoriser ou pas certaines directions

[69]. Elle peut aussi être utilisée en conjonction avec des systèmes à entrées et sorties multiples (MIMO) pour améliorer la capacité de transmission et la fiabilité des systèmes sans fil (D : DBF/MIMO sur la Figure 21).

Par antenne reconfigurable mixte, il faut comprendre la combinaison de la reconfiguration en fréquence, en polarisation et/ ou en diagramme de rayonnement. Un exemple de ce cas est montré par **S. Sharma et al.** dans l'article [72].

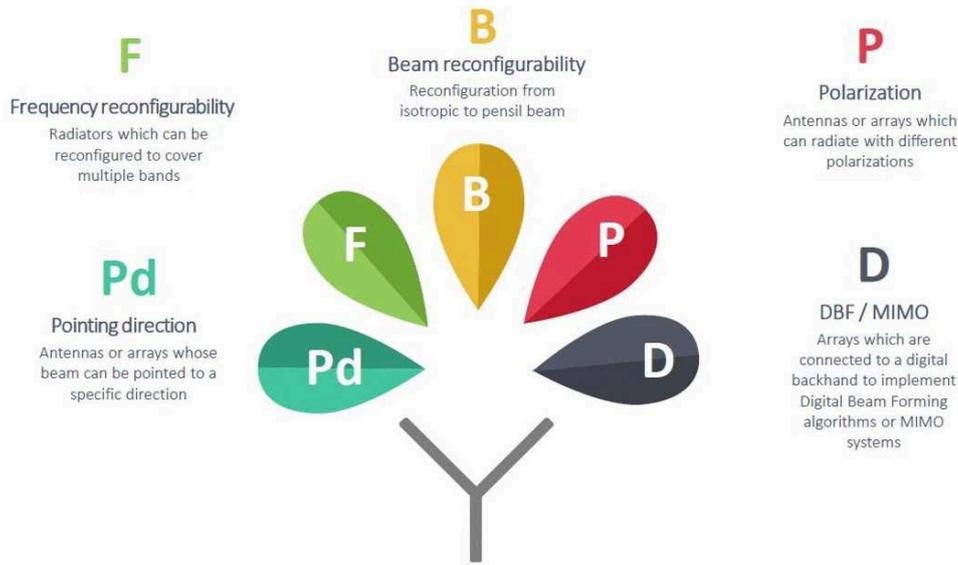


Figure 21: Types d'antennes reconfigurables

De ce qui précède, la conception d'antennes reconfigurables exige que les concepteurs répondent à trois critères fondamentaux :

- Quelle propriété reconfigurable (par exemple, fréquence, de rayonnement ou de polarisation) doit être modifiée ?
- Comment doit être la structure des différents éléments rayonnants à reconfigurer pour atteindre la propriété requise ?
- Quelle technique de reconfiguration adopter pour maximiser les performances radioélectriques de l'antenne [73].

Dans le travail de recherche présenté dans ce manuscrit, nous avons concentré nos efforts sur la reconfiguration du diagramme de rayonnement (forme et direction), tout en nous assurant que la fréquence de travail de nos antennes reste fixe afin de répondre à la problématique posée sur les nœuds de capteurs. Dans la sous-section suivante, nous tentons de répondre à la deuxième question posée tout en présentant les techniques utilisées pour reconfigurer le diagramme de rayonnement.

III. 2. Composants électroniques utilisés pour la reconfiguration

On distingue six grandes techniques, illustrées par la Figure 22 [73], pour reconfigurer le diagramme de rayonnement d'une antenne.

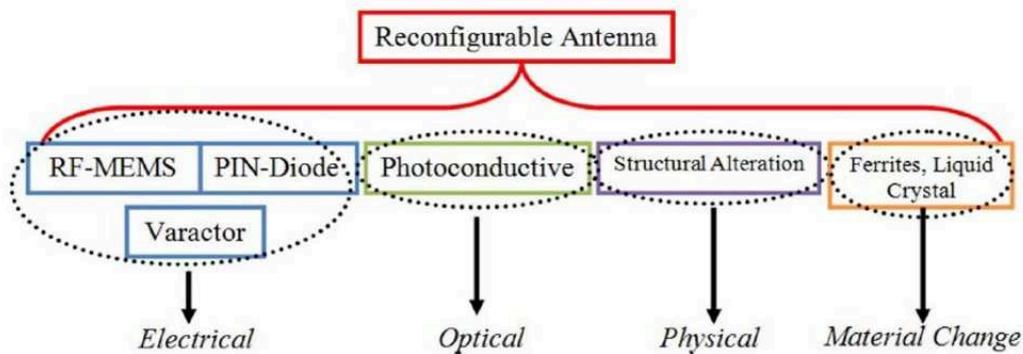


Figure 22: Différentes techniques pour reconfigurer une antenne

Cependant, les chercheurs et ingénieurs se sont souvent intéressés à l'intégration de composants électroniques dans les antennes du fait de l'intégration facile de ces composants, de leur fiabilité et de leur petite taille [73] [74]. Dans ce mémoire, l'aspect reconfigurable au moyen de l'optique et des matériaux ne sera pas abordé. Concernant la structure physique, elle va de pair avec l'usage des composants électroniques. En effet, l'intégration des composants électroniques au sein d'une antenne modifie sa structure et donc ses caractéristiques radiofréquences et en particulier le diagramme de rayonnement compte tenu de leur connexion avec les différentes parties de l'antenne [75]. Les composants électroniques les plus utilisés sont les diodes PIN (Positive Intrinsic Negative) , les RF MEMS (Radio Frequency Micro Electro Mechanical System) [76], les diodes Varicap, les DTC (Digitally Tunable Capacitor) ou capacités variables numériquement [77] et les switches SPNT (exemple SPDT [78], SP3T [79] , SP4T [80], SP5T [81], SP6T [82] ,SP8T [83] , etc.) . La famille d'antennes reconfigurables utilisant ces composants électroniques est connue sous le nom d'antennes reconfigurables électriquement. L'utilisation de composants électroniques nécessite également la prise en compte de la conception d'un circuit de polarisation nécessaire à l'activation ou la désactivation des composants électroniques utilisés dans la structure antennaire [75].

La diode PIN

La diode PIN est un dispositif semi-conducteur qui fonctionne comme un commutateur présentant deux valeurs de résistances très différentes aux fréquences RF et micro-ondes. C'est un dispositif qui se comporte comme une résistance commandée par un courant contrairement

à une diode Varicap qui est un dispositif dont la capacité varie en fonction de la tension continue qui lui est appliquée [84]. Il est généralement utilisé dans les antennes comme un court-circuit à l'état ON et un circuit ouvert à l'état OFF. Sa petite taille physique comparée à la longueur d'onde, sa fiabilité et sa vitesse de commutation très élevée de l'ordre de quelques nanosecondes [73], en font un composant très utilisé dans ce genre d'applications [84]. Toutefois, elle consomme un peu plus par rapport aux MEMS, DTC et au switch de type SPNT en puissance de l'ordre de 5 à 100 mW [73], [85]. Un exemple d'utilisation de ce composant dans la conception d'antennes reconfigurables en diagramme de rayonnement est illustré à la Figure 23. **G. H. Huff et al** [86] utilisent par exemple deux diodes PIN. L'une est placée à un quart de longueur d'onde du point d'alimentation et permet de réaliser un court-circuit avec le plan de masse ; l'autre est située sur la spirale et permet d'allonger ou non le brin rayonnant. Lorsque les deux diodes sont actives, le diagramme de rayonnement subit une rotation de 45° .

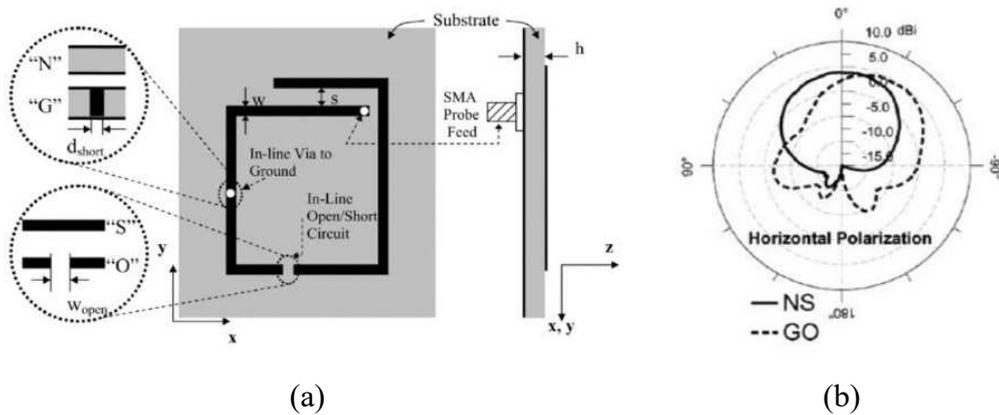


Figure 23: Antenne spirale reconfigurable en diagramme par l'utilisation de court-circuit : (a) Géométrie de l'antenne ; (b) Diagrammes de rayonnement, NS : configuration initiale ; GO : diodes activées

Les MEMS

Les MEMS (MicroElectro Mechanical Systems) sont basés sur une technologie qui utilise un mouvement mécanique pour réaliser la fonction désirée. Ce mouvement peut être d'origine électrostatique, magnétostatique, piézoélectrique, ou thermique. Il dispose de plusieurs avantages tels que de très faibles pertes d'insertion, une très forte isolation, une très faible consommation en puissance de l'ordre de 0,05 à 0,1 mW [73], une très bonne linéarité, une insensibilité au bruit, [87] par rapport aux diodes PIN. En revanche, ces composants possèdent des inconvénients en termes de tension de polarisation et de temps de commutation. Ils sont généralement employés comme court-circuit ou circuit ouvert dans les lignes de transmission radiofréquences. Un exemple de l'utilisation de ce composant dans la conception

d'antenne reconfigurable en diagramme de rayonnement est illustré à la Figure 24. **C. Won Jung et al.** [88] ont utilisé quatre commutateurs MEMS stratégiquement placés dans leur structure en forme spirale rectangulaire pour modifier la longueur physique du brin rayonnant de la spirale afin de changer son diagramme de rayonnement (Figure 25).

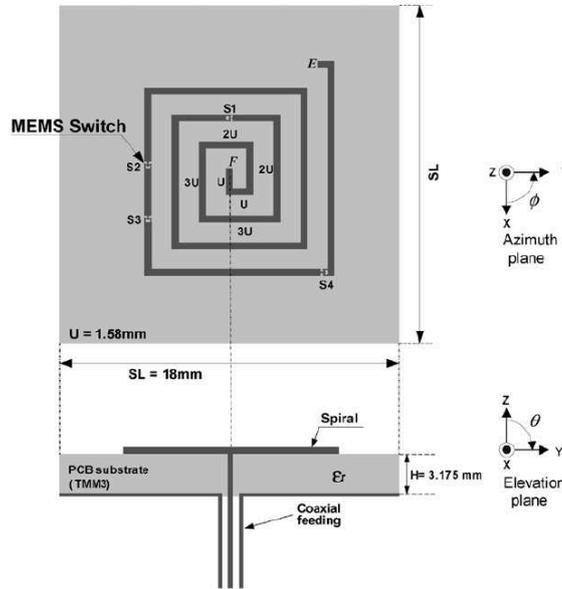


Figure 24: Antenne à spirale reconfigurable en diagramme

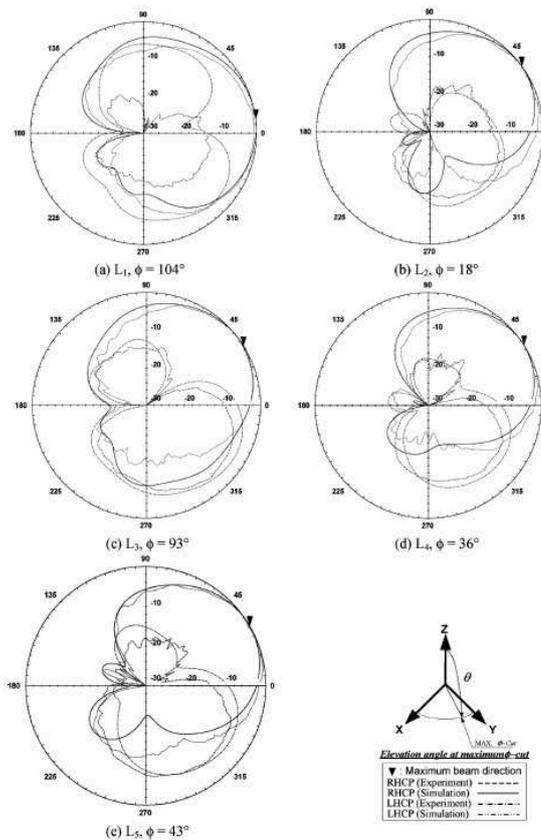


Figure 25: Diagrammes de rayonnement de l'antenne en spirale

La diode Varicap

Une diode Varicap est une diode qui présente la particularité de se comporter comme un condensateur dont la valeur de la capacité varie de manière continue avec la tension inverse appliquée à ses bornes. Elle est souvent utilisée dans des circuits déphaseurs dans le cas de la reconfiguration de diagrammes. Sa petite taille, son faible coût, l'accord continu en tension, sa fiabilité, sa faible consommation contrairement à la diode PIN sont ses principaux avantages. Toutefois, elle possède une mauvaise linéarité (c'est-à-dire qu'elle génère des harmoniques) [85]. A. Khidre et al. [89] proposent une antenne reconfigurable composée de deux patches parasites placés le long des plans E (plan XZ) et H (plan YZ) d'un patch excité. Chaque patch parasite est chargé avec une diode Varicap suivie d'un circuit de polarisation (Figures 26 et 27). La polarisation variable de la diode Varicap permet un balayage électronique du diagramme de rayonnement par changement de la valeur de la capacité de charge.

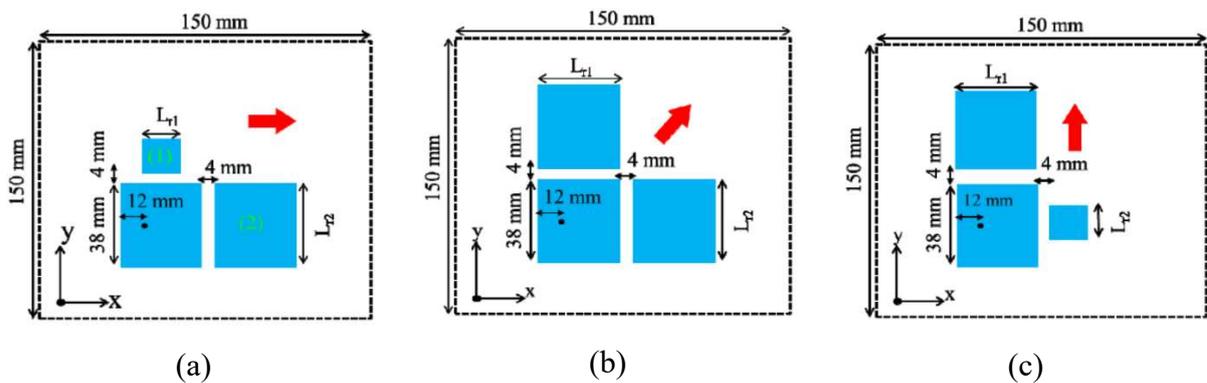
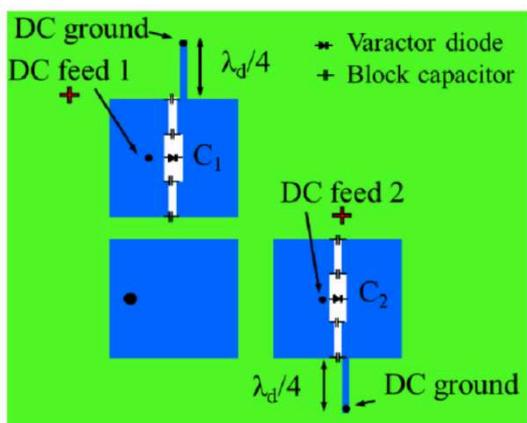
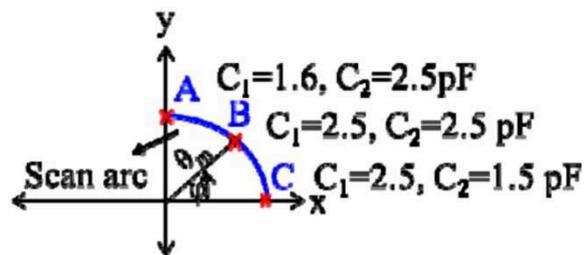


Figure 26: Antenne patch avec les patches parasites placés selon les plans XZ (E) et YZ (H)



(a)



(b)

Figure 27: Géométrie de l'antenne. (a) antenne reconfigurable avec le circuit de polarisation, (b) schéma de la direction du faisceau

La DTC

La capacité variable numériquement DTC (Digitally Tuned Capacitor) est un composant contenant dans son boîtier un réseau de capacités et un circuit radiofréquence dont les interconnexions peuvent être commutées et reconfigurées par le biais d'un contrôle numérique. Nous pouvons citer en exemple le cas du DTC de type PE6490 [90] (Figure 28) disposant de 32 états pour différentes valeurs de capacités sélectionnées (Figure 29).

Ainsi, l'usage d'une DTC dans une antenne permet de reconfigurer sa fréquence, son diagramme de rayonnement, sa polarisation, etc.

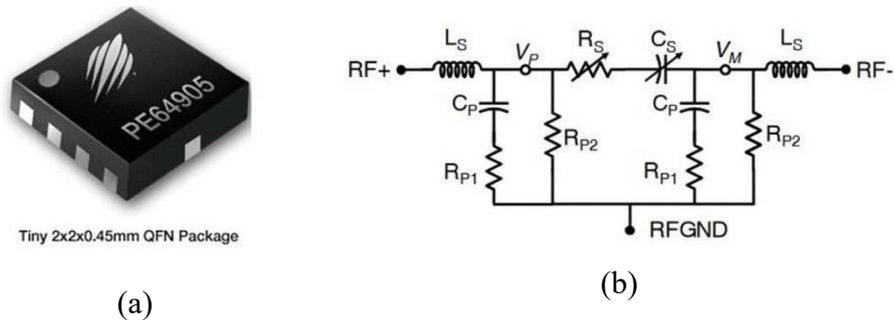


Figure 28: DTC de type PE64905 : (a) emballage, (b) circuit équivalent

State		DTC Core	
Binary	Decimal	C_s [pF]	R_s [Ω]
00000	0	0.60	1.40
00001	1	0.73	2.27
00010	2	0.86	2.83
00011	3	0.99	3.08
00100	4	1.12	3.12
00101	5	1.25	3.05
00110	6	1.37	2.93
00111	7	1.50	2.78
01000	8	1.63	2.64
01001	9	1.76	2.51
01010	10	1.89	2.39
01011	11	2.02	2.27
01100	12	2.15	2.17
01101	13	2.28	2.08
01110	14	2.41	2.00
01111	15	2.54	1.93
10000	16	2.66	1.86
10001	17	2.79	1.80
10010	18	2.92	1.75
10011	19	3.05	1.70
10100	20	3.18	1.65
10101	21	3.31	1.61
10110	22	3.44	1.57
10111	23	3.57	1.54
11000	24	3.70	1.51
11001	25	3.83	1.48
11010	26	3.95	1.45
11011	27	4.08	1.42
11100	28	4.21	1.40
11101	29	4.34	1.37
11110	30	4.47	1.35
11111	31	4.60	1.33

Figure 29: Variations possibles de la capacité selon les états binaires

L. Lizzi et al. [91] ont utilisé des DTC contrôlés au moyen d'un microcontrôleur afin de pouvoir modifier le diagramme de rayonnement d'une antenne de type fil-plaque comme l'illustre la Figure 30.

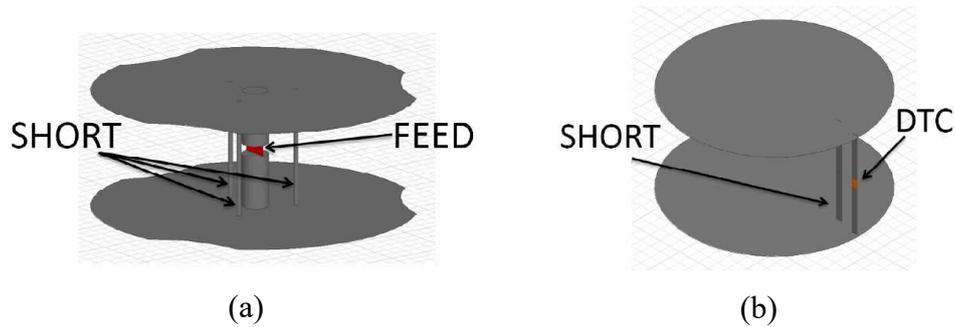


Figure 30: Structure antennaire. (a) élément rayonnant, (b) élément parasite

Les SPNT

Un switch SPNT est un composant électronique utilisé pour connecter une entrée commune (Single Pole) avec une sortie sélectionnée parmi N ports de sorties disponibles (N Throw). Il possède donc plusieurs états possibles de sorties. Il peut être utilisé pour acheminer le signal entre une entrée et différentes sorties ou pour fournir des systèmes de redondance dans les systèmes de communication [92]. On distingue plusieurs catégories de switchs SPNT tels que SPDT [78], SP3T [79], SP4T [80], SP5T [81], SP6T [82], SP8T [83], etc. Leurs très fortes isolations, leurs très faibles pertes d'insertion, leur fiabilité, mais surtout leur capacité à supporter un grand nombre de cycles sont leurs principaux avantages.

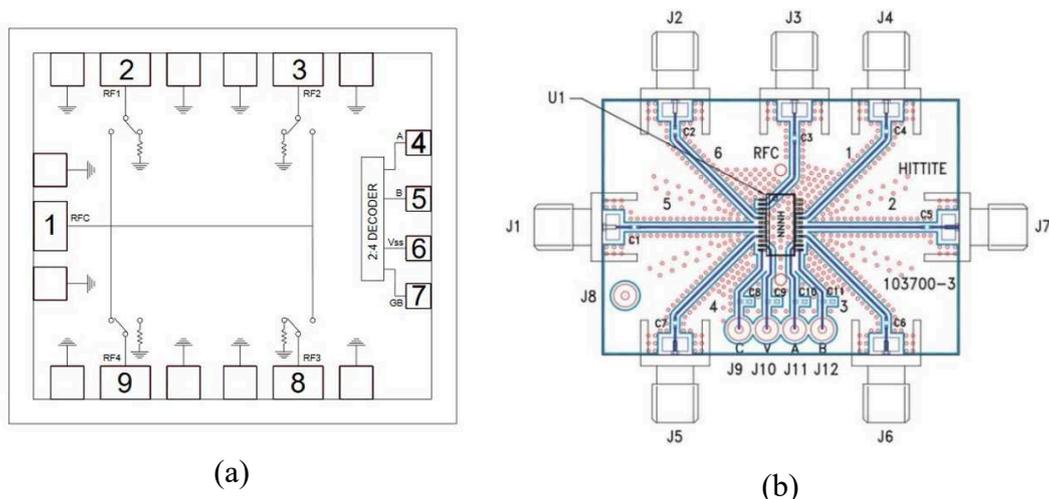


Figure 31: Modèle de switch. (a) switch SP4T, (b) switch SP6T

Un exemple d'utilisation de switch SP4T en reconfiguration de diagramme de rayonnement est illustré dans [93]. Dans cet article, **C.-L. Yang et al.** utilisent ce switch SP4T pour sélectionner et reconfigurer les diagrammes de rayonnement de chacune des quatre antennes du système.

IV. Etat de l'art des antennes dédiées aux nœuds de capteurs sans fils.

La couche physique d'un réseau de capteurs sans fil est chargée de la transmission/réception de flux de données sur des canaux de communication sans fil. Elle exécute une série de tâches comprenant la sélection et la génération de fréquence de porteuse, la détection de signal, la modulation ou le chiffrement de données. Un rôle central dans ce contexte est joué par des dispositifs antennaires qui transforment fondamentalement la puissance électrique en ondes électromagnétiques, ou vice-versa [58].

Pour être utilisées dans les nœuds de capteurs sans fil, les antennes doivent posséder des caractéristiques de base. Elles doivent notamment :

- être de petite taille,
- d'un prix raisonnable,
- consommer une faible puissance

Ces exigences limitent le nombre de profils d'antennes pour les réseaux de capteurs sans fil [58]. Quelques travaux sur la conception d'antennes à rayonnement omnidirectionnel ont été faits. C'est ainsi que, dans [94], **C. M. Kruesi et al.** proposent une antenne cubique de type dipôle méandre replié (**Figure 32 a**) pour les nœuds de capteurs sans fil et les applications RFID. Cette antenne fonctionne dans la bande de fréquence UHF RFID (902 MHz–928 MHz) avec une fréquence centrale de 915 MHz. Elle procure un diagramme de rayonnement omnidirectionnel (Figure 32 b).

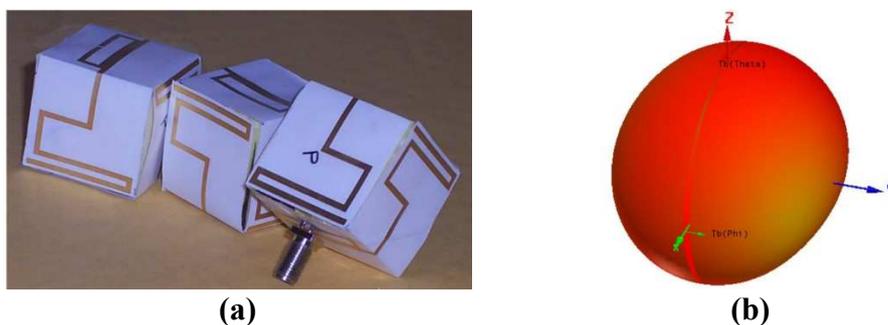


Figure 32: (a) Prototype de l'antenne cubique, (b) diagramme de rayonnement.

T. Huang et al. [4] ont proposé une antenne miniaturisée de type IFA (Inverted-F Antenna) (Figure 33a) fonctionnant dans la bande ISM à 2,4GHz. Cette antenne présente également un diagramme omnidirectionnel (Figure 33b).

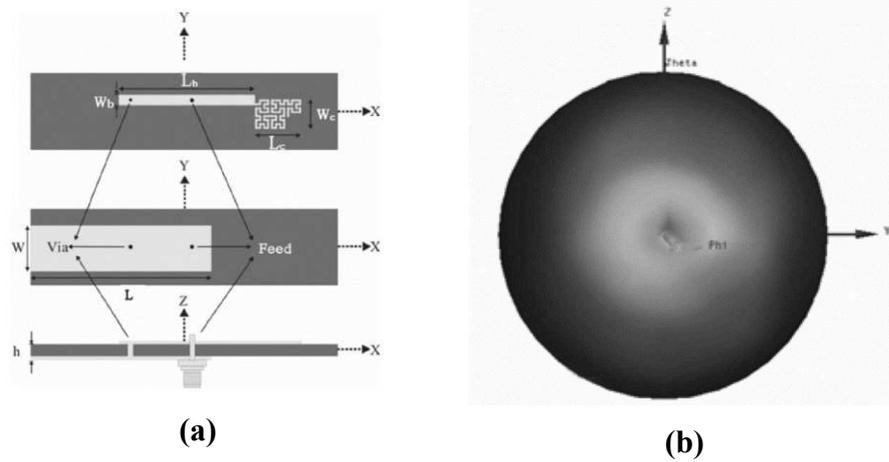


Figure 33: (a) Géométrie de l'antenne IFA, (b) diagramme de rayonnement.

D'autres auteurs se sont plutôt orientés sur l'utilisation d'antennes MIMO (Multi-Input Multi-Output) pour équiper les nœuds. En effet, l'usage d'antennes MIMO consiste à utiliser plusieurs antennes pour chaque nœud afin d'améliorer la qualité de la liaison. C'est ainsi que dans [7], **I. T. Nassar et al** ont proposé des antennes dipôles (Figure 34 a) placées sur deux faces d'un cube. Sur la troisième face de ce cube est conçu un balun connecté à ces dipôles (Figure 34 b). Leur structure antennaire (Figure 35 a) fonctionne dans la bande de fréquence ISM à 2,4 GHz et présente un diagramme omnidirectionnel (Figure 35 b).

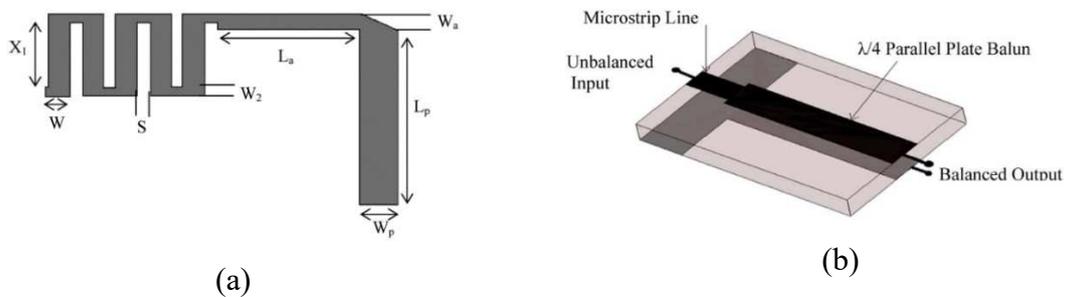


Figure 34: (a) Antenne dipôle utilisée sur la face du cube, (b) balun

Dans [6], **C. Y. Chiu et al.** ont proposé un système multi-antennaire ayant la forme d'un cube (Figure 36). Ce cube contient douze dipôles imprimés contenant chacun un balun. Bien que ce système cubique offre plusieurs diagrammes de rayonnement possibles selon la face alimentée, l'angle d'ouverture à -3dB du faisceau (Figure 37) est large selon les plans XOZ, YOZ et XOY.

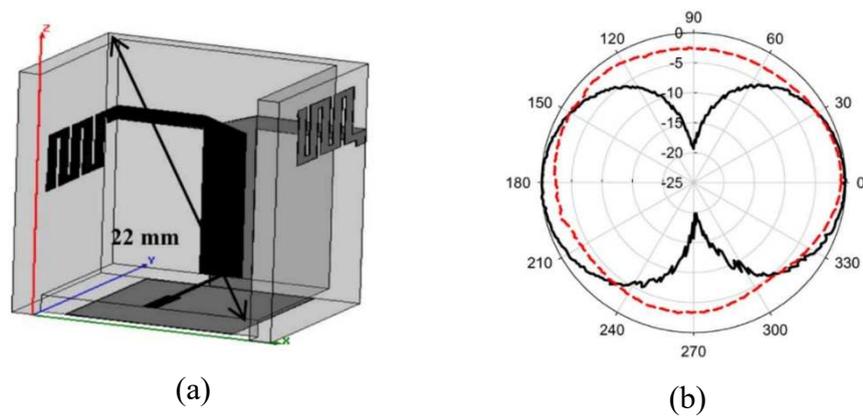


Figure 35: Antenne dipôle et balun, (b) diagramme de rayonnement mesuré plan E (trait plein) et plan H (pointillé)

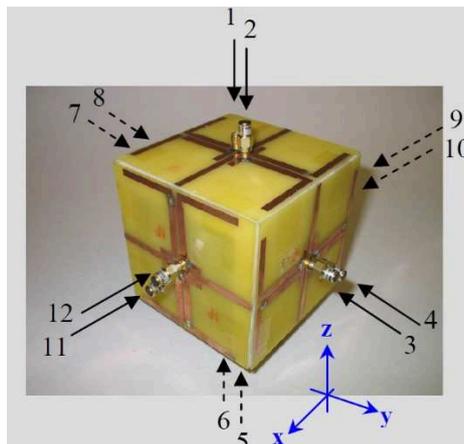


Figure 36: Prototype du cube MIMO

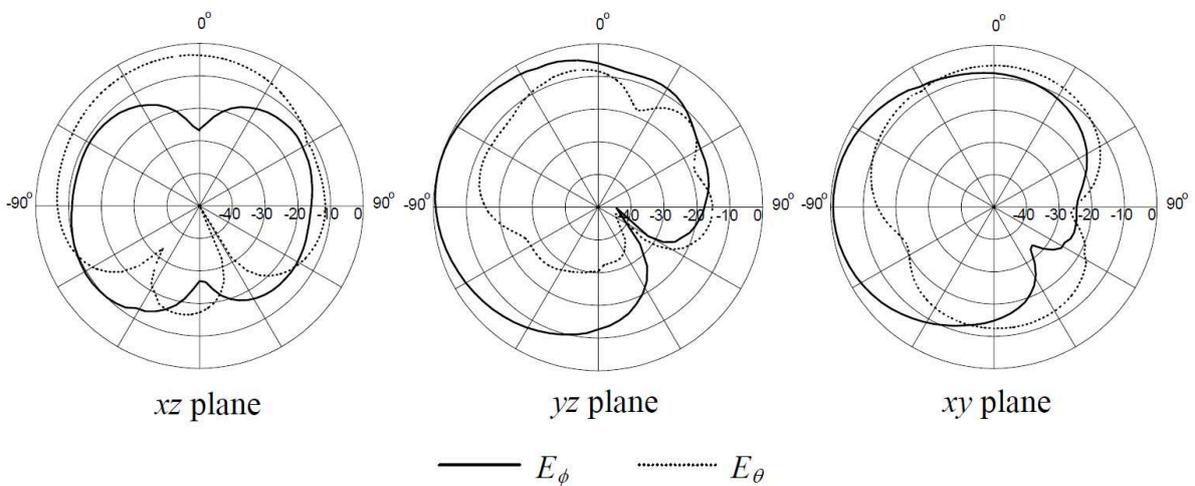


Figure 37: Diagrammes de rayonnement mesurés du cube MIMO

Cependant, l'utilisation d'antennes omnidirectionnelles (par rapport à des antennes directives) provoque dans certains cas un gaspillage d'énergie, causée par de nombreuses collisions, l'overemitting, l'overhearing, et des retransmissions comme nous l'avons décrit dans le chapitre I.

C'est pourquoi, d'autres travaux portant sur la conception d'antennes directives et reconfigurables dédiées à équiper les nœuds de capteurs ont été également abordés.

C.-L. Yang et al. [93] ont implémenté un système à diversité angulaire doté de quatre antennes (3 antennes patchs et 1 antenne monopôle) fonctionnant à 916 MHz pour les nœuds de capteurs (en particulier le nœud Mica 2), afin de pallier aux incertitudes dans les canaux sans fil. Outre l'amélioration des incertitudes, elle a amélioré la valeur moyenne de la puissance du signal reçu (RSSI) et minimisé la consommation en énergie du nœud. Ce système doté d'un switch SP4T (Figure 38) permet de sélectionner le diagramme de rayonnement de chaque antenne.

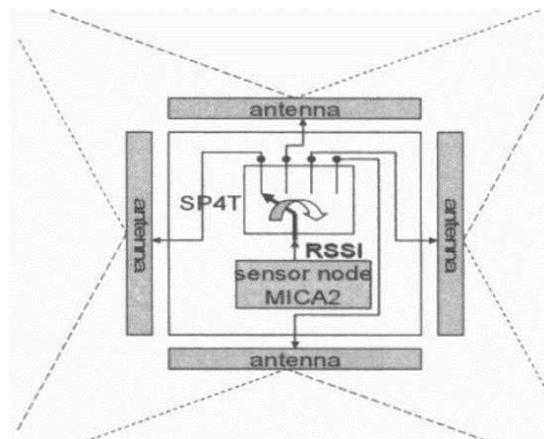


Figure 38: Schéma de principe de l'antenne à diversité angulaire

Toujours dans les systèmes à quatre antennes, **G. Giorgetti et al.** [95] ont proposé une antenne composée de quatre patchs planaires ayant la forme d'une boîte carrée (Figure 39) opérant dans la bande 2,4 ISM (2,4-2,485 GHz) et associée au nœud de capteur notamment le TelosB. L'ensemble est commandé par un switch permettant de sélectionner l'un des quatre patchs. Cette antenne résout le problème de dimension, de coût, et de consommation en énergie de ce nœud. Une campagne de mesure (RSSI) a montré une portée de communication variant de 140m à 350m tout en supprimant les interférences dues aux trajets multiples.

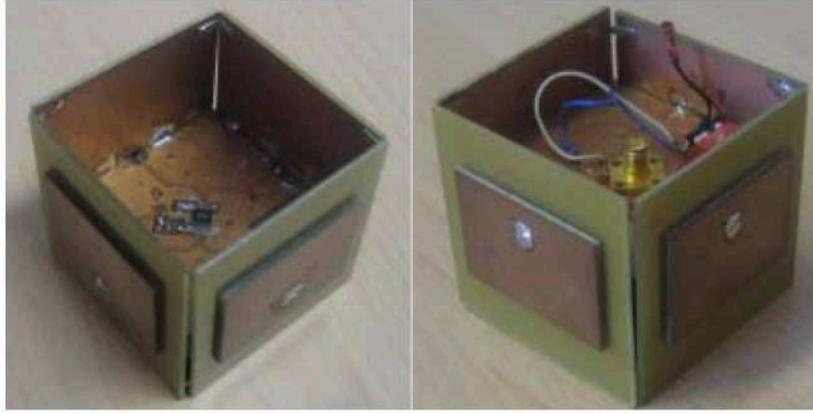


Figure 39: Géométrie de l'antenne proposée dans [95]

En revanche, l'ouverture angulaire du faisceau de ces antennes est comprise entre 70° et 90° . Ceci représente un inconvénient en termes de collision des paquets pour les nœuds de capteurs en communication [23].

Dans [96], **M. Nilsson et al.** ont proposé une antenne opérant dans la bande 2,4 ISM (2,4-2,485 GHz). Celle-ci est constituée d'un monopôle central, entouré d'un certain nombre de monopôles parasites espacés approximativement d'un quart de longueur d'onde (Figure 40). Elle offre six diagrammes de rayonnements grâce à l'usage d'un switch. L'antenne a été conçue dans le but de faciliter les informations d'angle d'arrivée utilisées pour des algorithmes de localisation et de routage dans des réseaux de capteurs sans fil.

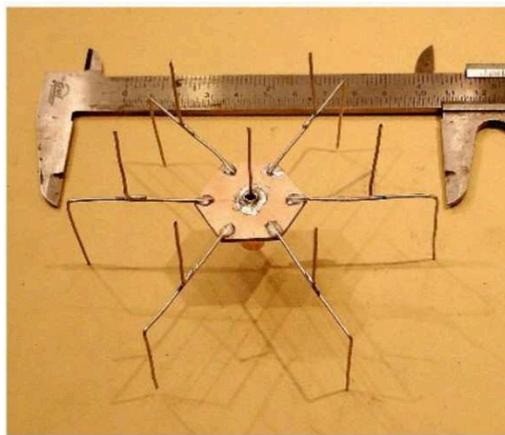


Figure 40: Prototype de l'antenne proposée dans [96]

Cette antenne a ensuite été testée dans [97] par **L. Mottola et al.** pour une campagne de mesure avec les nœuds de capteurs notamment le nœud TMote Sky. À l'issue de cette campagne, l'amélioration de la portée de communication et la réduction des interférences comparativement aux antennes omnidirectionnelles a été montrée.

Dans ces trois papiers, bien que les antennes soient utilisées avantageusement dans les applications utilisant des nœuds de capteurs, elles disposent d'un faisceau de rayonnement assez large de l'ordre de 130° , ce qui peut perturber la communication entre deux nœuds voisins, tout en mettant en attente l'un des nœuds voisins.

K. Kim et al. [98] ont proposé une antenne opérant dans la bande 2,4 ISM (2,4-2,485 GHz) composée d'un plan réflecteur à conducteur magnétique artificiel, de deux éléments rayonnants et d'un diviseur de puissance comprenant un déphaseur à commutation (Figure 41). Celle-ci est capable de commuter son diagramme de rayonnement soit quasi omnidirectionnel ou directionnel selon les valeurs attribuées aux déphaseurs.

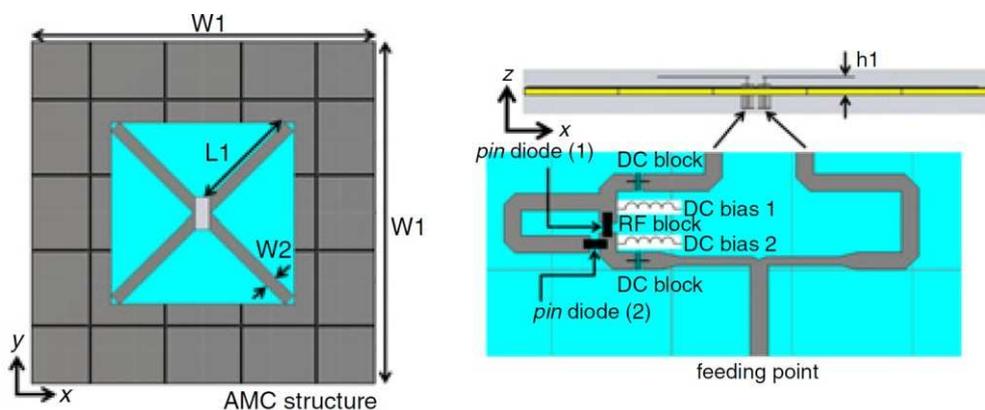


Figure 41: Géométrie de l'antenne proposée pour le nœud de capteur dans [98]

Toutefois, elle présente un faisceau rayonnant quasi-omnidirectionnel suivant l'axe vertical (axe OZ) dans le plan azimutal lorsque les deux ports d'excitations sont en phase et un faisceau directif toujours suivant l'axe OZ lorsque les deux ports d'excitations sont en déphasage.

Dans [18], **L. Catarinucci et al.** proposent une antenne reconfigurable fonctionnant dans la bande 2,4 ISM, associée au nœud STM32W-EXT. La structure rayonnante se compose de quatre parties identiques, comportant chacune deux antennes fentes quart-d'onde en forme de L (Figure 42 (a)). Cette antenne est dotée d'un switch en son sein permettant de sélectionner une antenne parmi les huit du système. Il est ainsi possible d'obtenir huit diagrammes de rayonnements différents ayant des gains variant de 5,09 dB à 4,75 dB selon l'élément rayonnant excité.

Ce même auteur a également proposé dans d'autres travaux [99], un autre type d'antenne composé d'un dipôle vertical demi-longueur d'onde et de huit patches verticaux rectangulaires. Au sein de ces antennes (Figure 42 (b)) sont placés un switch et un multiplexeur 4 : 6 pour le contrôle des neuf diagrammes de rayonnement (huit diagrammes directifs fournis par les

patches et un diagramme omnidirectionnel par le dipôle) que l'antenne offre. Cette antenne procure un gain simulé de l'ordre de 7dB pour les diagrammes directifs. Des mesures basées sur la valeur de la qualité de la puissance du signal reçu (RSSI) ont été réalisées sur le nœud STM32W-EXT. Elles ont montré l'intérêt des antennes directives.

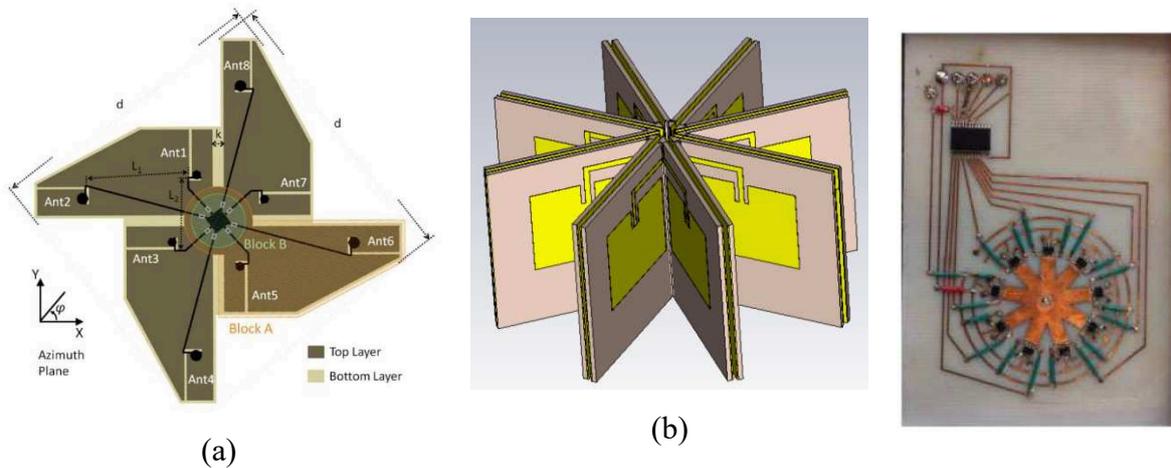


Figure 42: Géométries des antennes proposées. (a) antenne doté d'un switch en son sein, (b) antenne et la réalisation du circuit de contrôle des diagrammes de rayonnements

Compte tenu des contraintes de dimensions et de consommation dans les nœuds de capteurs, **V. I. Barousis et al.** ont proposé dans [5] une antenne dotée d'un dipôle rayonnant et deux éléments parasites dotés chacun d'une charge variable (Figure 43) permettant d'ajuster le diagramme de rayonnement. Cette antenne offre deux diagrammes de rayonnement directifs diamétralement opposés. Avec une valeur de gain de 6,9 dB dans les deux directions, l'antenne apparaît comme une candidate intéressante pour améliorer le débit de communication dans le cas d'une communication multi-sauts entre nœuds. En revanche, cette solution n'est pas adaptée dans le cas d'une disposition aléatoire des nœuds de capteurs.

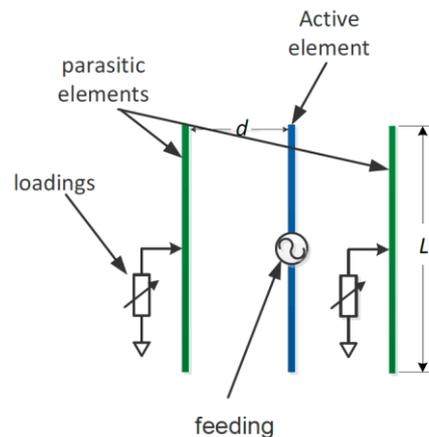


Figure 43: Antenne dipôle avec des éléments parasites

Dans [91], **L. Lizzi et al.** proposent une approche d'antenne reconfigurable opérant dans la bande 2,4-ISM. Elle est composée d'un plateau circulaire rayonnant et de trois plateaux circulaires parasites chargés d'une capacité variable numériquement (DTC) comme l'illustre la Figure 44. En sélectionnant correctement la valeur de capacité au moyen d'un microcontrôleur Mbed LPC1768, l'élément parasite peut agir comme directeur ou réflecteur pour l'élément rayonnant. Le système testé sur le nœud PowWow montre l'intérêt d'une telle antenne pour une réduction de la consommation en énergie. Néanmoins, comme dit précédemment l'angle d'ouverture de 124° du faisceau peut provoquer des perturbations avec la communication d'un nœud voisin lors d'un déploiement aléatoire de nœuds.

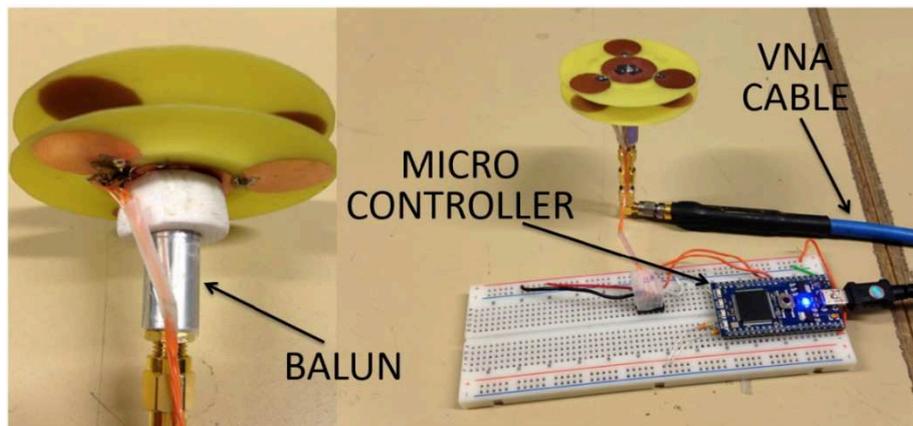


Figure 44: Prototype de l'antenne proposée

Dans [100], **H. N. Dao et al.** ont proposé des antennes Yagi-Uda reconfigurables imprimées particulières (Figure 45) pour des nœuds de capteurs sans fil. Chaque antenne est composée d'un réflecteur, d'un dipôle principal, le tout replié et imprimé sur un substrat circulaire. Au sein de la structure, des diodes PIN (Figure 46) sont utilisées pour connecter ou déconnecter les réflecteurs. A ces diodes PIN, est associé un circuit de polarisation (Figure 47). Outre la connexion ou la déconnexion, elles sont aussi utilisées pour contrôler l'alimentation de chaque antenne Yagi-Uda. Cette structure offre huit diagrammes de rayonnements directs de gain simulé 5,7 dB, et d'angle d'ouverture à -3 dB simulé de $59,3^\circ$.

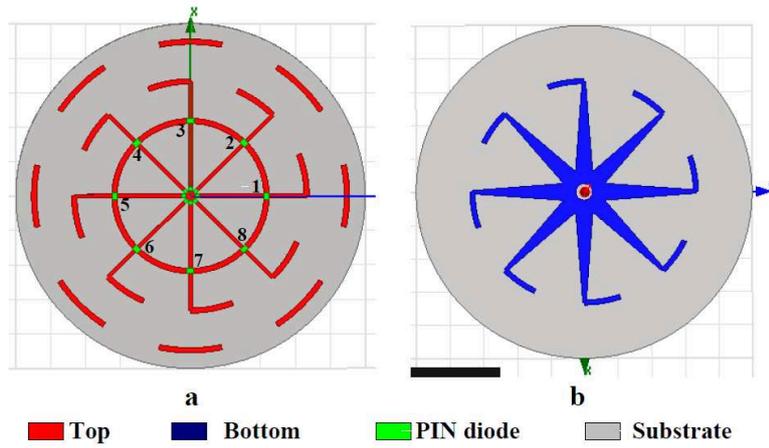


Figure 45: Géométrie de l'antenne reconfigurable proposée aux nœuds de capteurs. (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

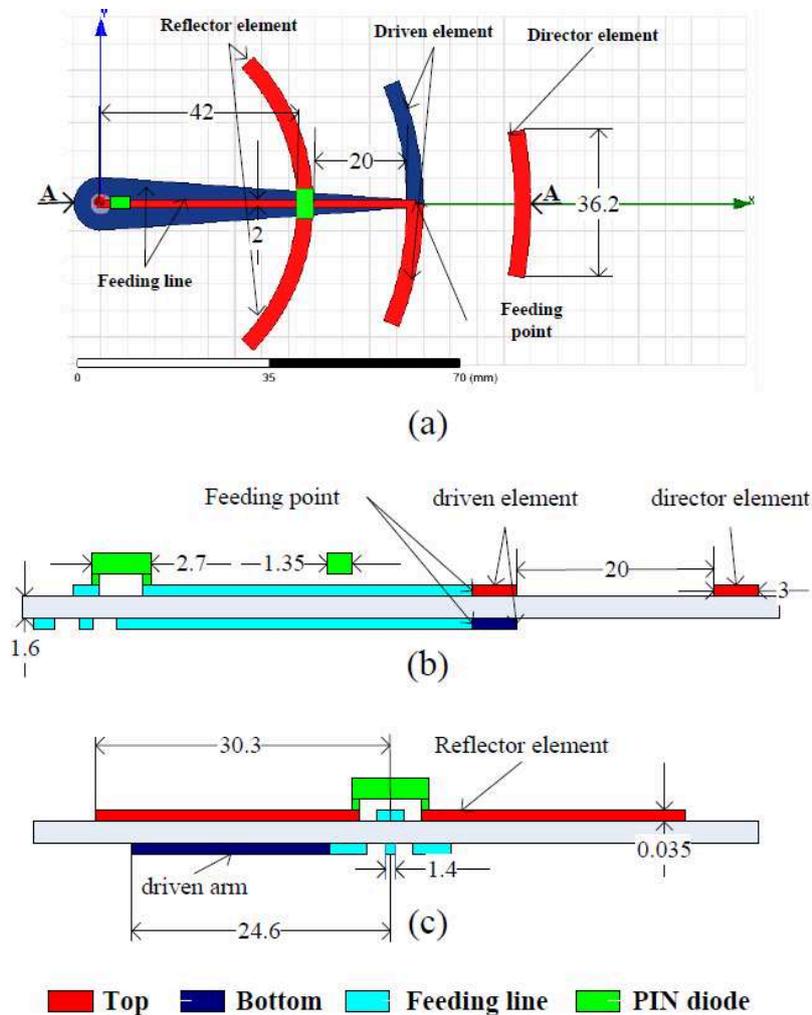


Figure 46: Configuration d'une seule antenne Yagi-Uda ; a) plan XY b) A-A vue de côté ; c) plan YZ. Unité (mm)

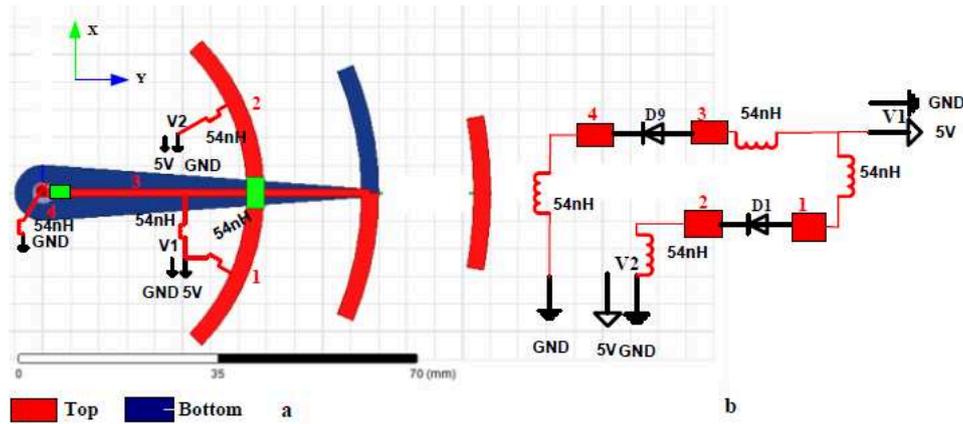


Figure 47: Circuit de polarisation de la diode

Auteurs	Types d'antennes	Composants électroniques	Nombre de faisceaux	Angle d'ouverture [°] par antenne	Plan
C.-L. Yang et al. [93]	3 patches	SP4T	3	90×3	Azimut
G. Giorgetti et al.[95]	4 Patches	SP4T	4	90×4	Azimut
M. Nilsson et al.[97]	Monopôle et parasite replié	Diode PIN	6	130	Azimut
K. Kim et al.[98]	Réflecteur artificiel magnétique + dipôle croisé	Diviseur de puissance + déphaseur	3	≈180	Elévation
L. Catarinucci et al.[18]	4 Monopôles + 8 fentes	SP8T	8	70×4	Azimut
V. I. Barousis et al	Dipôle + 2 éléments Parasites	Composant passif commutable	2	110×2	Azimut
L. Lizzi et al. [91]	Antenne fil plaque + parasites (réflecteur ou directeur) + Balun externe	DTC + Microcontrôleur	6	≈360	Azimut

Figure 48: Récapitulatif des angles d'ouvertures des antennes proposées par certains auteurs pour les nœuds de capteurs.

Toutes les antennes présentées par ces auteurs (Figure 48) sont des antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement au moyen des composants électroniques tels que les switch, diode PIN, DTC, etc. En revanche, l'angle d'ouverture de ces antennes peut plus ou moins être amélioré par la création de plus de faisceaux encore plus directs. Nous allons essayer de proposer des solutions d'antennes directives et reconfigurables avec une amélioration d'angle d'ouverture dans la suite de ce travail.

V. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les paramètres fondamentaux utilisés pour quantifier les performances des antennes en général et des antennes directives en particulier tels que l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, la bande passante, le diagramme de rayonnement, la directivité, l'efficacité, le gain, l'angle d'ouverture, le rapport avant arrière et la polarisation. La caractéristique de ce type d'antenne est sa capacité à focaliser son rayonnement dans une direction privilégiée. En ce qui concerne les antennes reconfigurables en diagrammes de rayonnement, les composants électroniques couramment utilisés de nos jours ont été aussi rappelés dans ce chapitre. Nous avons noté que la plupart des antennes directives et reconfigurables associées aux nœuds de capteurs sans fil résultaient de la combinaison de plusieurs éléments rayonnants simples tels les monopôles, les dipôles, les patches dans un réseau d'antennes. Leurs diagrammes de rayonnements sont influencés par le type, le nombre, et la configuration de la géométrie des éléments rayonnants. Nous pouvons noter que la conception d'antennes directives et reconfigurables dédiées aux nœuds est en nombre limité. Dans les chapitres suivants, nous proposerons d'autres types de solutions dont les performances seront évaluées par des campagnes de mesures.

CHAPITRE III : ANTENNE YAGI/UDA ET ANTENNE À DIVERSITE ANGULAIRE

I. Introduction

L'objectif de ce chapitre, est dans un premier temps de montrer la conception et la réalisation d'une antenne Yagi/Uda imprimée directive opérant dans la bande ISM (2,4-2,485GHz). Celle-ci étant directive et les nœuds de capteurs pouvant être disposés aléatoirement dans leur environnement, il serait également intéressant de disposer d'une antenne directive également capable de couvrir tout l'espace de manière dynamique et commandée. Pour cela nous proposons et réalisons dans un second temps, un système de diversité d'antennes directives et reconfigurables en diagramme. Dans cette conception, le défi de l'isolation entre les éléments rayonnants est fortement présent. En effet, comment s'assurer que l'énergie rayonnée par une antenne alimentée dans ce système n'est pas perdue par absorption dans une antenne voisine ? Ainsi, dans cette section, nous proposons une solution pour réduire le couplage mutuel entre nos éléments rayonnants. Dans un troisième temps, nous proposerons une carte RF électronique dédiée à ce système de diversité d'antennes capable de contrôler des diagrammes de rayonnements selon l'excitation des ports de chaque élément rayonnant. Nous terminerons ce chapitre par une campagne de mesures réalisée avec les prototypes de ces antennes associées à des nœuds de capteurs.

II. Antenne Yagi/ Uda imprimée

II. 1. Conception d'une antenne dipôle simple

Lorsque les nœuds de capteurs utilisent des antennes omnidirectionnelles dans le cas d'une communication multi-saut, une fraction de leur puissance rayonnée est dirigée vers l'arrière, ce qui peut engendrer une interférence avec le nœud précédent selon leurs emplacements relatifs et la perte d'une grande partie de l'énergie dans des directions inutiles. Ceci représente un inconvénient majeur car le débit du réseau et la durée de vie des nœuds sont alors réduits [5]. C'est pourquoi, l'usage d'antennes directives pour les nœuds de capteurs peut s'avérer très intéressant [5]. En effet, la focalisation de l'énergie rayonnée par l'antenne directive sur ces nœuds permettra tout d'abord d'optimiser le bilan de liaison entraînant une réduction de la puissance transmise par les nœuds capteurs, et d'augmenter la portée de communication en fonction de ce qui est permis par les normes. Ensuite, une minimisation du rayonnement arrière permettant de réduire les interférences avec le nœud précédent et de ce fait

une augmentation du débit de communication pourraient être obtenues. Compte tenu des objectifs cités tels l'optimisation du bilan de liaison, la réduction des interférences et l'amélioration de débit, l'antenne Yagi-Uda apparaît comme un très bon choix. Cette antenne est dotée d'un réflecteur, d'un dipôle principal et de directeurs [64]. Grâce à la présence du réflecteur et des directeurs, le rayonnement arrière engendré par le dipôle principal est atténué et l'amélioration de la portée est donc rendue possible de par le fort gain procuré.

Nous proposons ainsi la conception d'une antenne Yagi-Uda imprimée, choix technologique dicté par les avantages en termes de coût, légèreté, simplicité, Les études des structures antennaires proposées dans ce mémoire se feront toutes à l'aide du logiciel de simulation HFSS [101] basé sur la Méthode des Éléments Finis (FEM).

L'antenne proposée est réalisée sur du substrat de type FR4-Epoxy de permittivité relative $\epsilon_r=4,4$, de tangente de pertes $\tan \delta=0,02$ ayant une forme rectangulaire de dimensions $118,5 \text{ mm} \times 100 \text{ mm}$ et d'épaisseur $0,8 \text{ mm}$. Elle consiste en deux brins identiques de dimensions $21,4 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ à la fréquence de travail de $2,45 \text{ GHz}$, entre lesquels il existe une alimentation comme l'illustre la Figure 49.

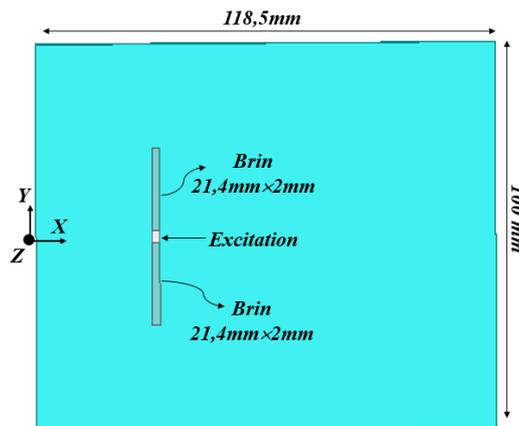


Figure 49: Géométrie de l'antenne dipôle simple

Elle offre un coefficient de réflexion simulé de -25 dB dans la bande ISM désirée représentée en gris Figure 50.

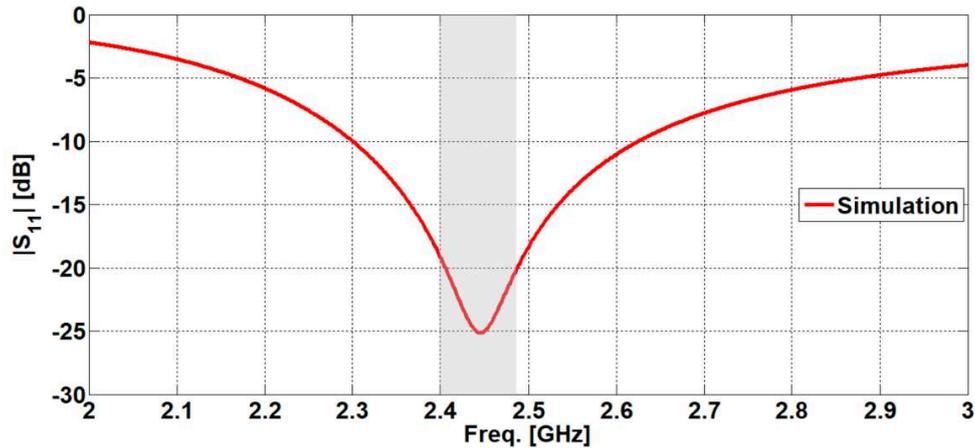


Figure 50: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne dipôle simple

Les performances en termes de rayonnement arrière, de gain total simulé et d'angles d'ouvertures à -3dB dans les plans vertical $\phi=0^\circ$ (plan XoZ) et horizontal $\theta=90^\circ$ (plan XoY) de l'antenne simulée peuvent être relevés sur la Figure 51.

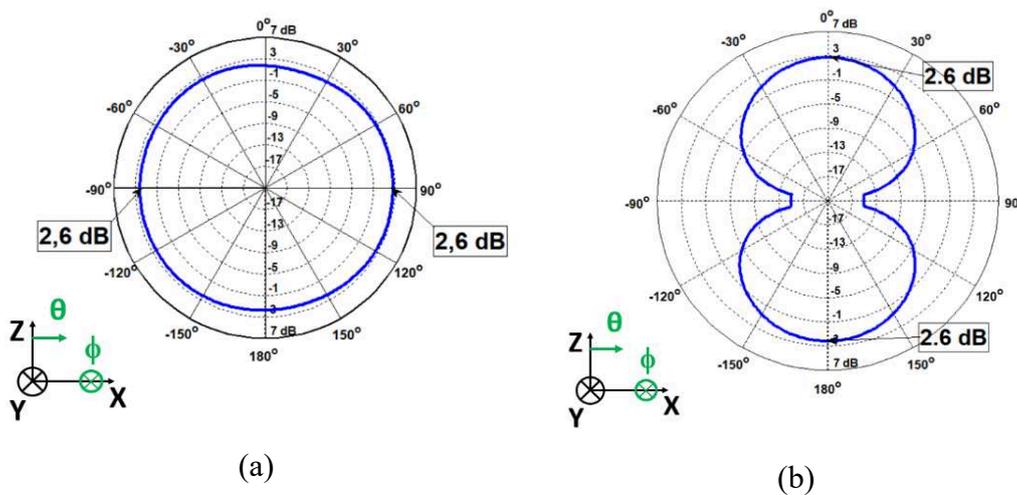


Figure 51: Diagrammes de rayonnement en gain total simulé à 2,45 GHz :
(a) gain total en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain total en azimut ($\theta=90^\circ$)

La forme de ces diagrammes (Figure 51) est évidente, car le diagramme de rayonnement d'un dipôle simple est omnidirectionnel. De plus, elle montre un niveau du rayonnement arrière de 2,6 dB, un gain total simulé de 2,6 dB et un angle d'ouverture à -3dB de 360° dans les plans vertical et azimutal.

II. 2. Conception d'une antenne Yagi/ Uda imprimée

Une antenne Yagi/Uda est une antenne composée d'un dipôle (Driven), d'un réflecteur (Reflector) et d'un ou de plusieurs directeurs (Director(s)) (Figure 52). Le dipôle d'une longueur de l'ordre de $\lambda/2$ (entre $0,45 \lambda$ et $0,5 \lambda$) est l'élément excité dans cette structure, faisant de ce dernier l'élément actif. Le réflecteur et les directeurs sont tous des éléments parasites. Théoriquement, la longueur électrique d'un directeur doit être comprise entre $0,4 \lambda$ et $0,45 \lambda$. S'il existe plusieurs directeurs dans la structure antennaire, ceux-ci peuvent ne pas être nécessairement de la même longueur électrique. De plus, l'espacement entre les directeurs est typiquement compris entre $0,3 \lambda$ et $0,4 \lambda$ mais pas nécessairement uniforme pour des raisons d'optimisation. Quant au réflecteur, sa longueur électrique doit être supérieure à celle de l'élément actif. La distance entre le réflecteur et le dipôle doit être approximativement égale à $0,25 \lambda$ [26].

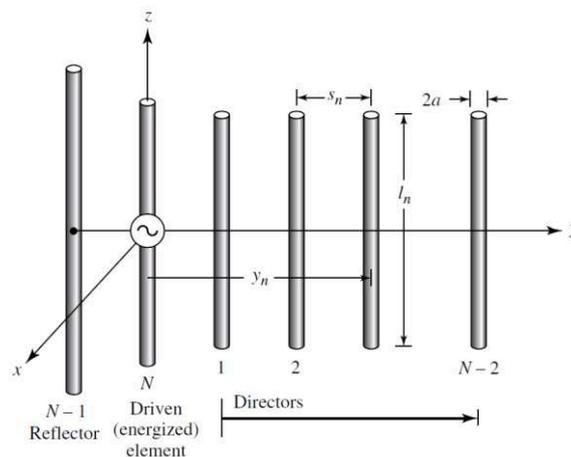


Figure 52: Configuration d'une antenne Yagi/Uda

Après avoir défini et donné les dimensions théoriques dans la composition des éléments d'une antenne Yagi/Uda, nous allons dans ce qui suit ajouter les éléments parasites au dipôle précédent.

II. 2.1 Conception d'une antenne dipôle et d'un réflecteur

Elle consiste à ajouter au dipôle précédent un plan de masse qui jouera le rôle d'un réflecteur. En s'inspirant des valeurs théoriques concernant la longueur du réflecteur et la distance qui sépare celui-ci et le dipôle, nous avons après optimisation placé le plan de masse à une distance de 23 mm ($0,19 \lambda$). Pour symétriser les courants dans l'antenne et avoir un diagramme sans distorsion, un balun [102], a été intégré dans la structure.

Ce balun nécessite l'insertion de ce plan de masse (100 mm × 20,5 mm) sur la face inférieure du substrat. Les Figures 53 et 54 montrent respectivement la géométrie et le prototype en vues de dessus et de dessous de l'antenne.

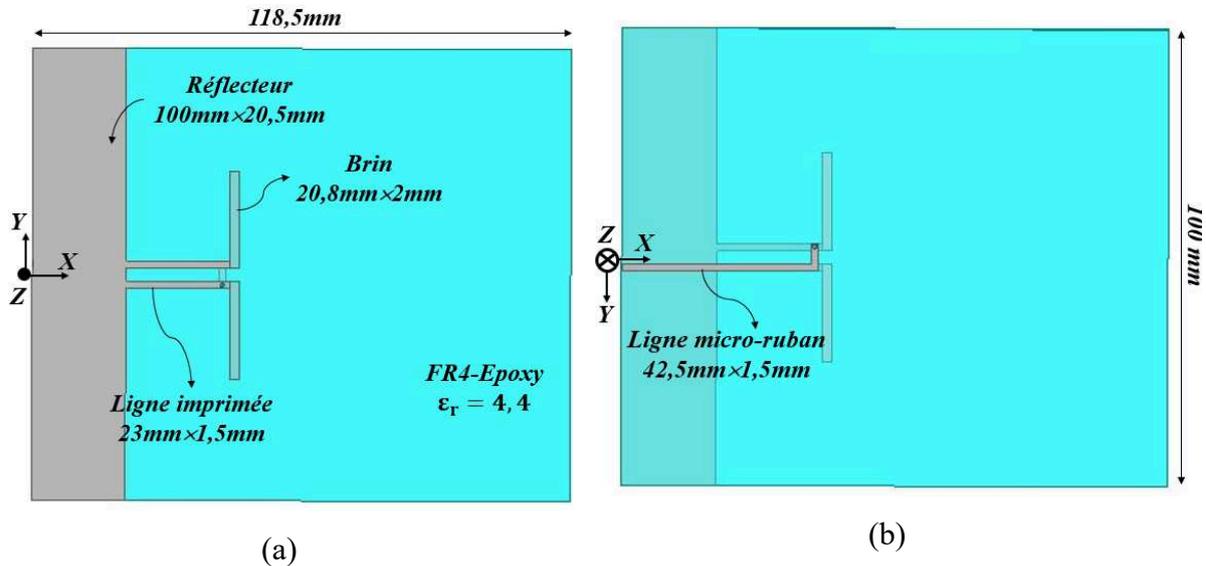


Figure 53: Géométrie de l'antenne dipôle avec balun intégré :
(a) vue de dessus, (b) vue de dessous

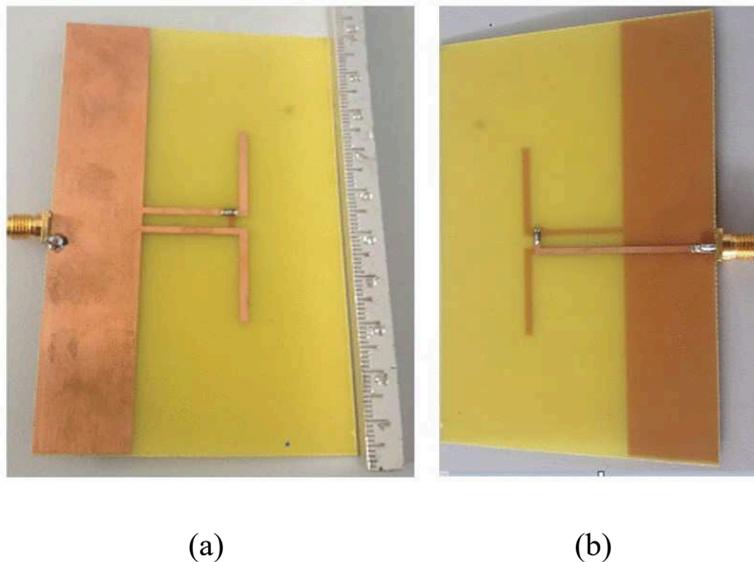


Figure 54: Prototype de l'antenne, dipôle et réflecteur :
(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

Les courbes des coefficients de réflexion obtenus en simulation et en mesure sont présentées sur la Figure 55.

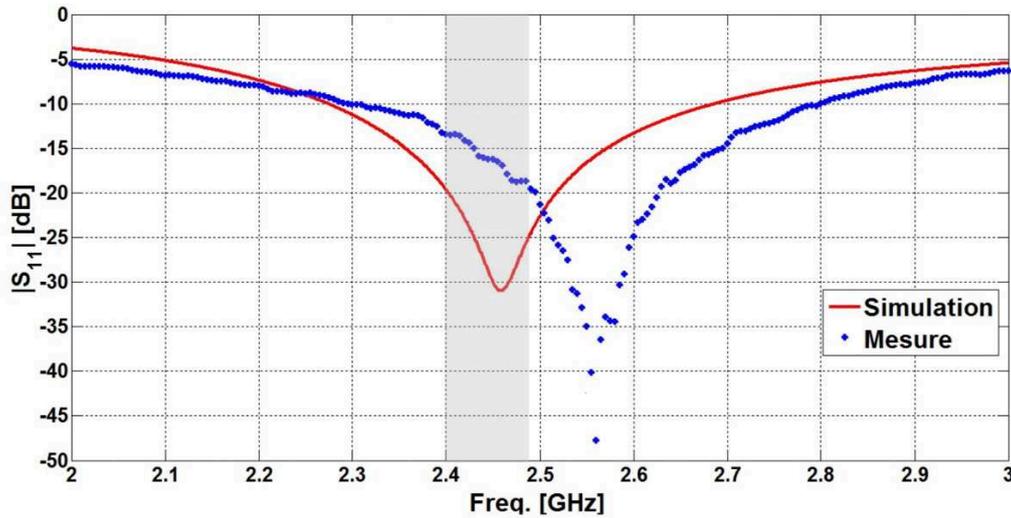


Figure 55: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne

D'un point de vue de leur allure, ces figures mettent en évidence la cohérence des courbes simulée et mesurée malgré un décalage fréquentiel du tracé. Ce décalage fréquentiel s'explique par la valeur de la permittivité du substrat FR4-epoxy. En effet, d'un fabricant à un autre, la valeur de la permittivité du FR4-epoxy peut fluctuer entre 3,2 et 4,9. Afin de confirmer cela, une étude paramétrique a été effectuée pour estimer la valeur de la permittivité du substrat dont nous disposons. Avant d'aborder cette étude paramétrique, les performances en termes de rayonnement arrière, de gain total réalisé et d'angles d'ouverture à -3dB dans les plans vertical $\phi=0^\circ$ (plan XoZ) et horizontal $\theta=90^\circ$ (plan XoY) de l'antenne simulée peuvent être relevés sur la Figure 56. Pour une disposition des nœuds de capteurs au sol, on privilégie un rayonnement dans le plan azimutal plutôt qu'en élévation.

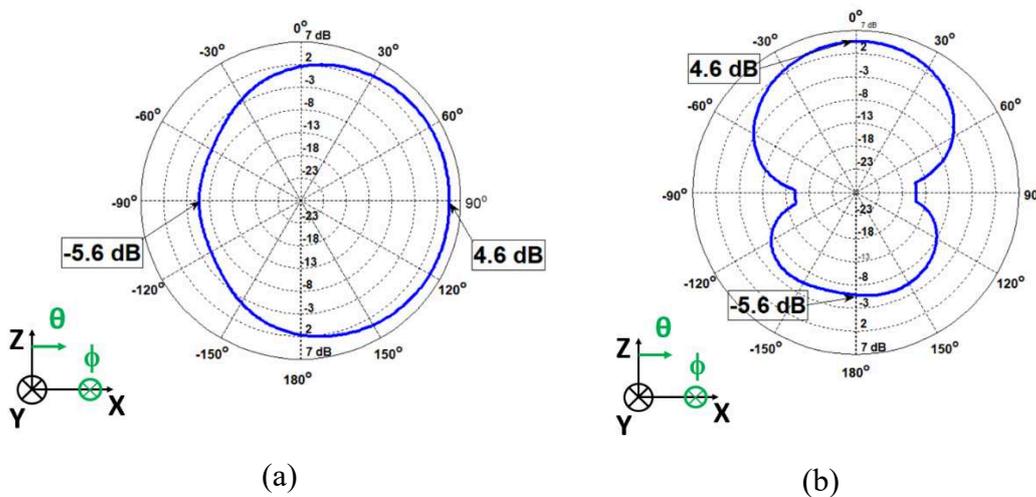


Figure 56: Diagrammes de rayonnement en gain réalisé simulé à 2,45 GHz : (a) gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$)

L'allure de la courbe de ces diagrammes de rayonnements (Figure 56) montre un niveau du rayonnement arrière de -5,6 dB, un gain total simulé de 4,6 dB et un angle d'ouverture à -3 dB de 75° en azimut et 179° en élévation.

Le tableau récapitulatif (Tableau 1) compare les performances du dipôle simple et du dipôle simple associé à un réflecteur afin d'observer le rôle du réflecteur.

Tableau 1 : Comparaison de performances du dipôle simple et du dipôle simple associé au réflecteur.

	Niveau du Rayonnement arrière [dB]	Gain réalisé [dB]	Angle d'ouverture [°]	
			Azimut (XoY) ($\theta=90^\circ$)	Élévation (XoZ) ($\phi=0^\circ$)
Dipôle simple	2,6	2,6	360	360
Dipôle avec réflecteur	-5,6	4,6	75	179

Ces valeurs confirment le rôle du réflecteur dans la structure de l'antenne. En effet, le niveau du rayonnement arrière a fortement diminué : de 2,6 dB dans le cas d'un dipôle simple, nous passons à un niveau de -5,6 dB du rayonnement arrière pour l'antenne dipôle avec réflecteur. Ainsi, ce réflecteur réfléchit la puissance rayonnée à l'arrière par le dipôle principal imprimé.

En ce qui concerne l'influence de la permittivité du substrat sur l'évolution du coefficient de réflexion, une étude minutieuse a été réalisée comme l'illustre la Figure 57.

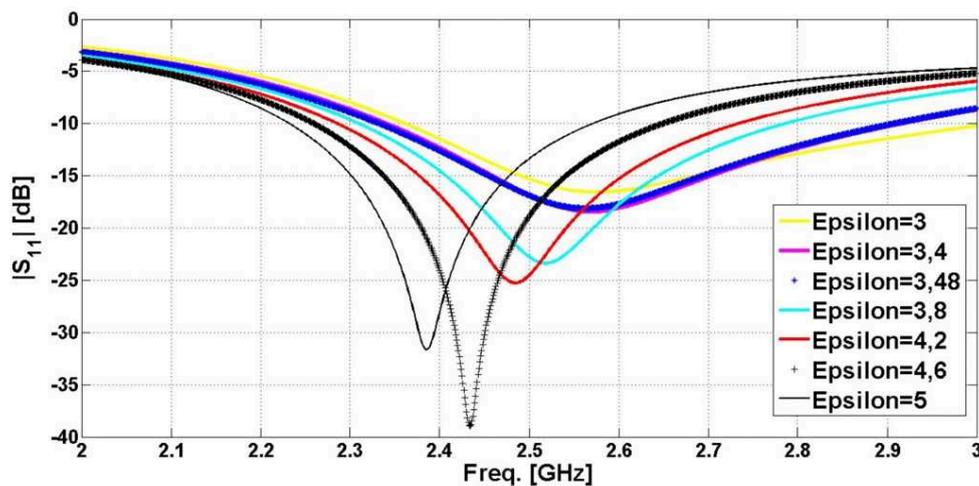
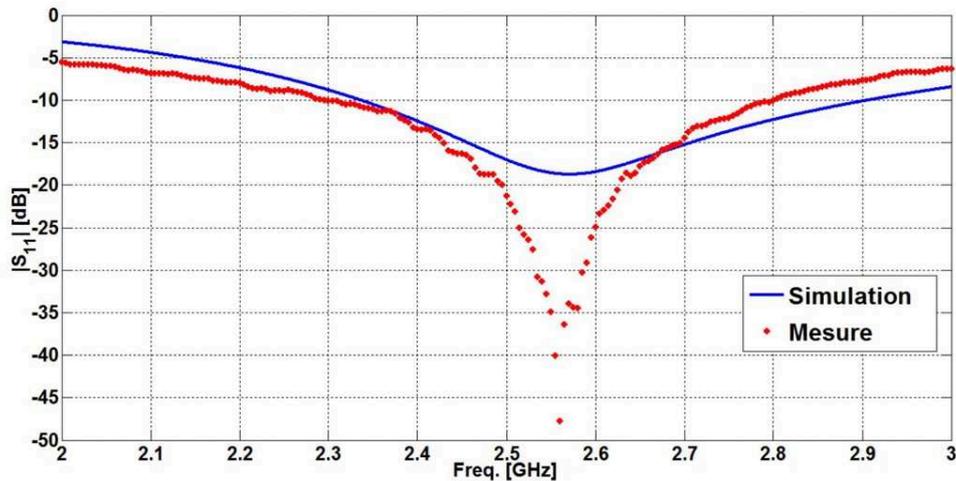


Figure 57: Influence de la permittivité du FR4-Epoxy sur le coefficient de réflexion

À l'issue de cette étude paramétrique, nous constatons que la fréquence de résonance de l'antenne diminue au fur et à mesure que la permittivité du substrat augmente. Pour une permittivité relative de 3,48, la courbe du coefficient de réflexion obtenue en simulation coïncide avec celle obtenue en mesure comme l'illustre la Figure 58. En revanche, la courbe de coefficient de réflexion en mesure plonge beaucoup plus par rapport à celle obtenue en simulation.



**Figure 58: Comparaison des coefficients de réflexion simulé et mesuré.
FR4-Epoxy de permittivité 3,48**

Nous allons donc conserver une valeur de permittivité relative de 3,5 pour la suite de la modélisation et l'ajout des directeurs. Ceci implique qu'il faut réoptimiser l'ensemble de la structure.

II. 2.2 Ajout de directeurs pour l'amélioration de la directivité

Afin d'améliorer la directivité de la précédente structure, l'ajout d'éléments parasites en particulier des directeurs dans le sens des X croissants est nécessaire. La nouvelle structure est connue sous le nom d'antenne Yagi/Uda imprimée. Tout d'abord, nous avons ajouté un seul directeur afin de vérifier ses performances. Une longueur maximale initiale théorique, inférieure de 5% [26] à la longueur du dipôle principal de 45,22 mm a été fixée (Figure 59).

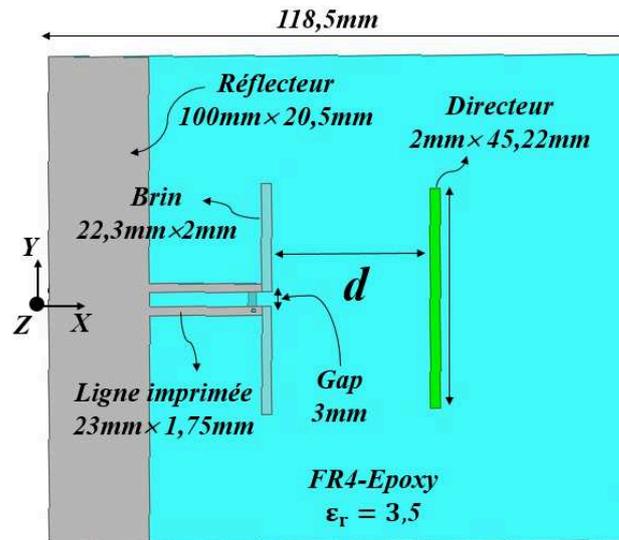


Figure 59: Géométrie de l'antenne avec le directeur ajouté

Ensuite, en faisant varier la position du directeur d suivant l'axe des X croissants, le module du coefficient de réflexion S_{11} s'améliore dans la bande de fréquence désirée comme le montre la Figure 60. Cependant, l'allure du coefficient de réflexion n'est plus symétrique malgré la présence du balun.

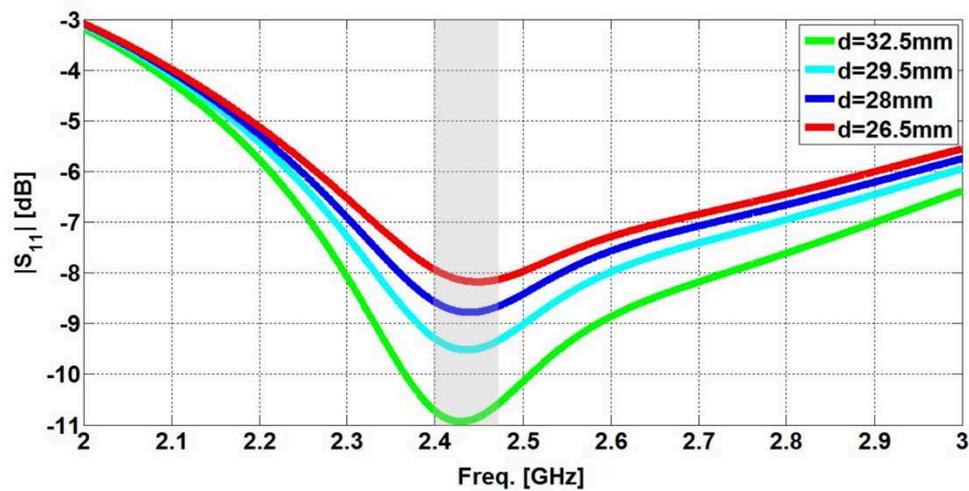


Figure 60: Coefficient de réflexion simulée selon la variation de la position d du directeur suivant l'axe OX

En faisant varier ensuite la longueur L du directeur pour une distance d fixée à 32,5 mm, illustrée par la Figure 61, nous pouvons constater non seulement une amélioration (-20,28 dB pour $L=28,56$ mm) (Figure 62) mais aussi la réapparition de la symétrie de l'allure du coefficient de réflexion comme le montre la Figure 62.

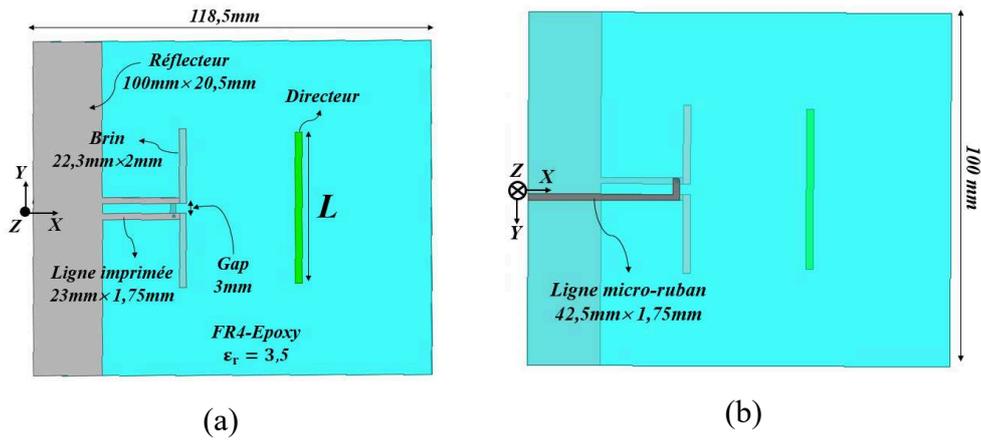


Figure 61: Variation de la longueur L du directeur suivant l'axe OY

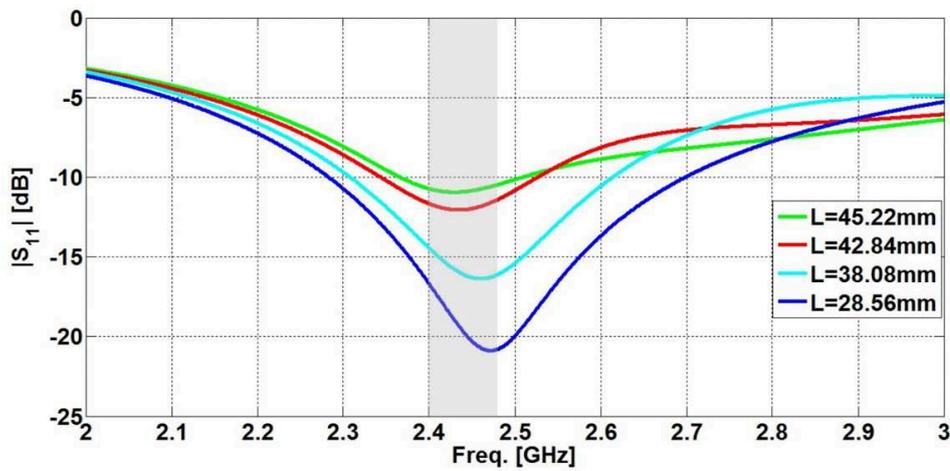


Figure 62: Coefficients de réflexion simulés selon la longueur L

L'allure de la courbe de ces diagrammes de rayonnements (Figure 63) montre un niveau du rayonnement arrière de -1,9 dB, un gain total simulé de 5,2 dB et un angle d'ouverture à -3 dB de 74° en azimut et 157° en élévation

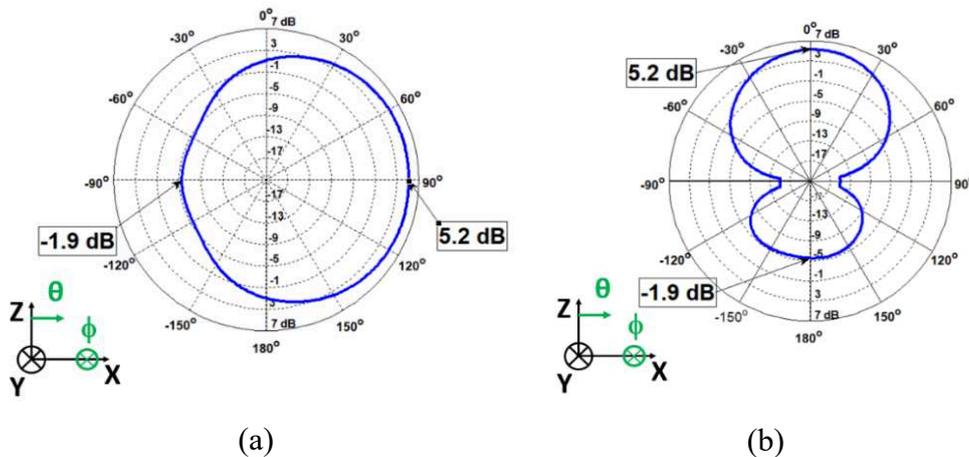


Figure 63: Gain total réalisé à $f=2,45\text{GHz}$ de l'antenne contenant un directeur. (a) Gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$)

Le Tableau 2 compare les performances du dipôle simple, du dipôle associé à un réflecteur et de l'association du réflecteur, du dipôle et du directeur afin d'observer l'effet du directeur.

Tableau 2: Comparaison de performances du dipôle simple, du dipôle associé au réflecteur et de l'association du dipôle, du réflecteur et un directeur

	Niveau du Rayonnement arrière [dB]	Gain réalisé [dB]	Angle d'ouverture [°]	
			Azimut (XoY) ($\theta=90^\circ$)	Elévation (XoZ) ($\phi=0^\circ$)
Dipôle simple	2,6	2,6	360	360
Dipôle avec réflecteur	-5,6	4,6	75	179
Dipôle avec réflecteur et un directeur	-1,9	5,2	74	157

Nous pouvons constater une amélioration du gain réalisé simulé et des angles d'ouvertures par rapport à la structure initiale (réflecteur et dipôle principal). Quant au rayonnement arrière, sa valeur s'est dégradée, mais elle reste acceptable. Nous avons ensuite essayé de rajouter un second directeur pour tenter d'améliorer encore les performances obtenues précédemment compte tenu du fait qu'il restait de l'espace sur le substrat.

Compte tenu de la dimension allouée au substrat, un second directeur a été ajouté au directeur précédent. En considérant la valeur minimale théorique de la distance du second directeur par rapport au directeur précédent de $0,3 \lambda$ (36,7 mm) (Figure 64), car l'espacement théorique entre deux directeurs est compris entre $0,3 \lambda$ et $0,4 \lambda$, nous avons constaté une dégradation du niveau du coefficient de réflexion S_{11} simulé dans la bande désirée (Figure 65).

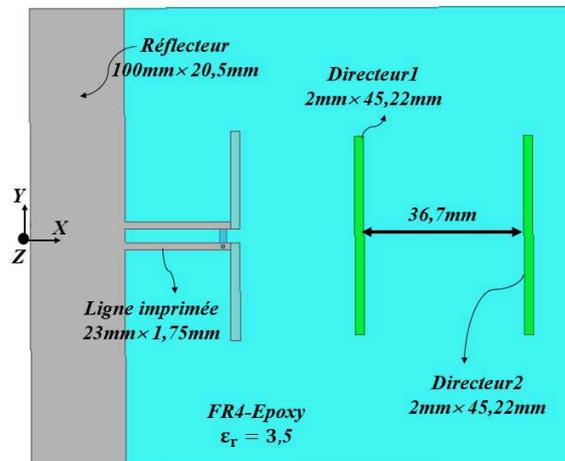


Figure 64: Position du second directeur à la distance minimale théorique (36,7 mm).

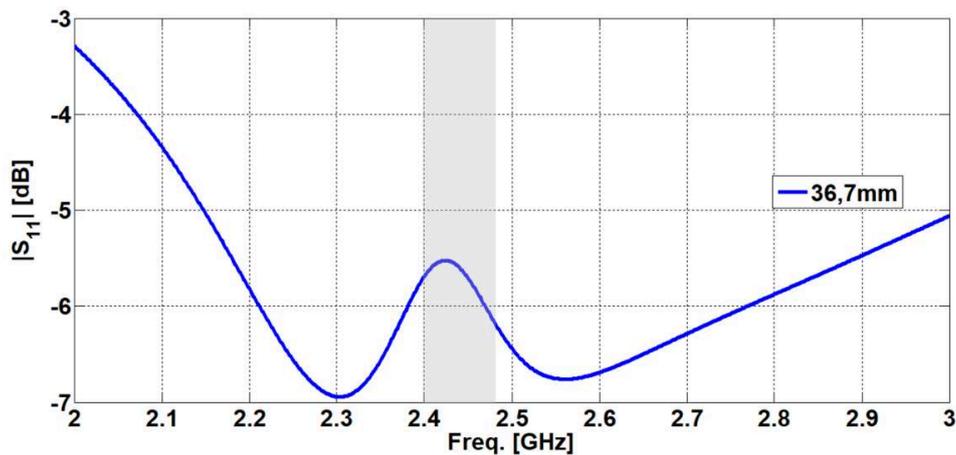


Figure 65: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne Yagi/Uda imprimée avec le second directeur situé à 36,7 mm

Par conséquent, les espacements entre le dipôle principal et le directeur 1 puis entre les directeurs 1 et 2 ont été optimisés à nouveau pour améliorer le niveau du coefficient de réflexion dans la bande de fréquence désirée. La Figure 66 montre les différentes dimensions de chaque élément constituant la structure finale et son prototype (Figure 67). La Figure 68 présente une comparaison des performances obtenues en simulation et en mesure du coefficient de réflexion.

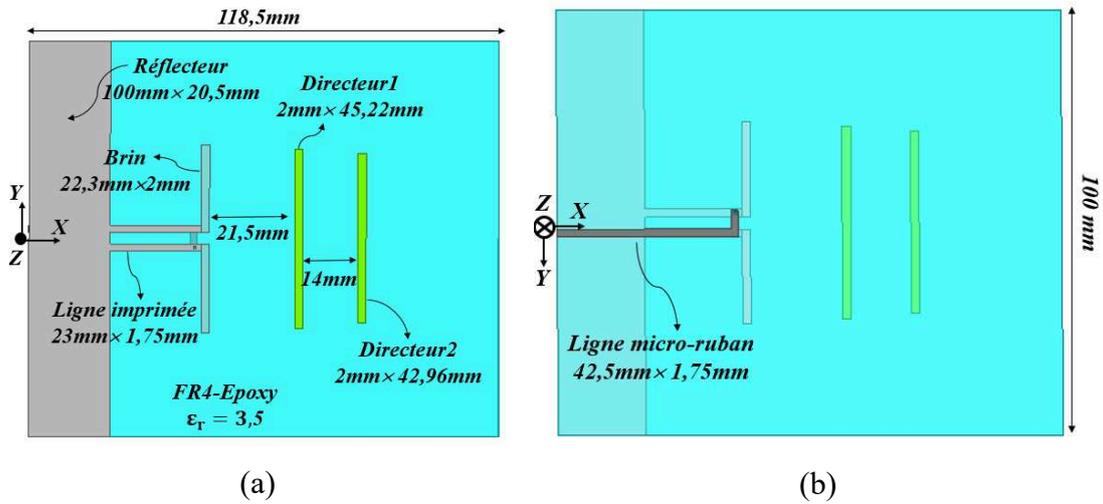


Figure 66: Géométrie de l'antenne à deux directeurs : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

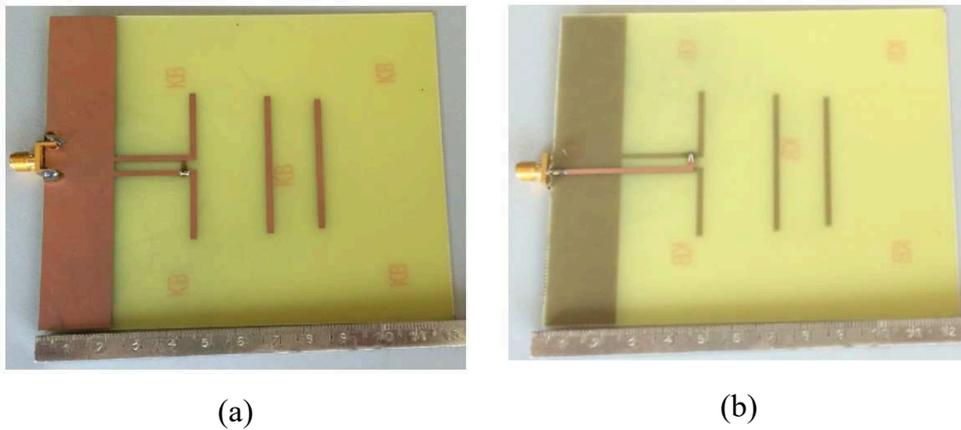


Figure 67: Prototype de l'antenne Yagi/Uda imprimé : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

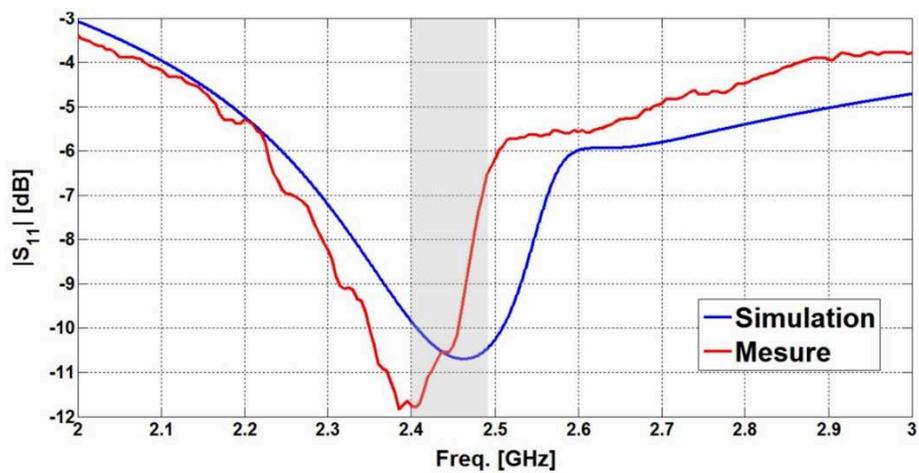


Figure 68: Coefficients de réflexion simulé et mesuré de l'antenne Yagi/Uda imprimée

Nous constatons un bon accord entre les courbes de coefficients de réflexion simulé et mesuré (Figure 68). Les niveaux minimaux de $|S_{11}|$ simulé et mesuré sont -10,4 dB et -11,7 dB respectivement à 2,45GHz et 2,4 GHz. La diminution du niveau du coefficient de réflexion obtenu en simulation par rapport à la structure précédente (réflecteur, dipôle et un directeur) est due à l'ajout du second directeur. Toutefois, un coefficient de réflexion inférieur ou égal à -10 dB est considéré suffisant pour nos nœuds de capteurs. Nous notons un léger décalage fréquentiel de l'ordre de 5,2 % dû à la tolérance de fabrication.

L'allure de la courbe de ces diagrammes de rayonnements (Figure 69) montre un niveau du rayonnement arrière de -1,06 dB, un gain total simulé de 7,2 dB et un angle d'ouverture à -3 dB de 54° en azimut et 78° en élévation. Nous constatons une amélioration du gain total réalisé, de l'angle d'ouverture et une légère atténuation du rayonnement arrière par rapport à la structure précédente.

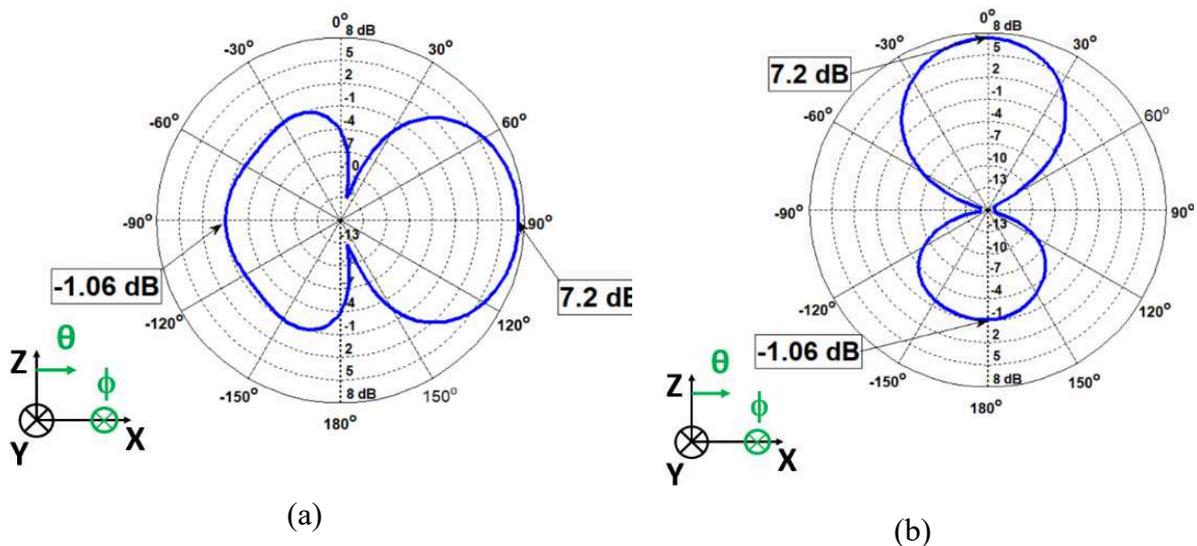
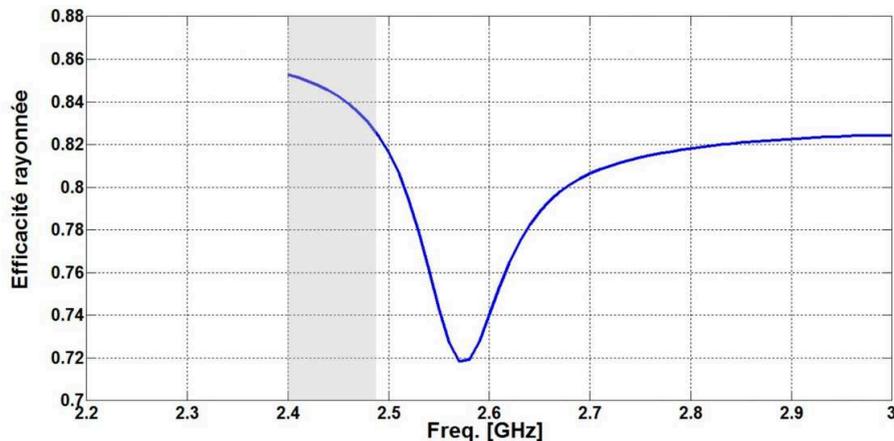


Figure 69: Vue en 2D du gain total réalisé à $f=2,45\text{GHz}$.
(a) Gain réalisé en élévation ($\phi=0^\circ$), (b) gain réalisé en azimut ($\theta=90^\circ$)

Tableau 3: Comparaison de performances

	Niveau du Rayonnement arrière [dB]	Gain réalisé [dB]	Angle d'ouverture [°]	
			Azimut (XoY) ($\theta=90^\circ$)	Elévation (XoZ) ($\phi=0^\circ$)
Dipôle simple	2,6	2,6	360	360
Dipôle avec réflecteur	-5,6	4,6	75	179
Dipôle avec réflecteur et un directeur	-1,9	5,2	74	157
Dipôle avec réflecteur et deux directeurs	-1,06	7,2	57	78

Cette antenne présente une efficacité totale rayonnée de 84,6 % à 2,45 GHz (Figure 70).

**Figure 70: Efficacité totale rayonnée simulée de l'antenne Yagi/Uda**

Nous observons sur la Figure 70, une chute d'efficacité constatée en dehors de la bande désirée. Ce phénomène pourrait être dû à l'opposition de courants surfaciques sur le dipôle et sur les éléments parasites comme expliqué dans [103] par **T. Faradi et al**. Une vue en 3D du diagramme de rayonnement est présentée à la Figure 71.

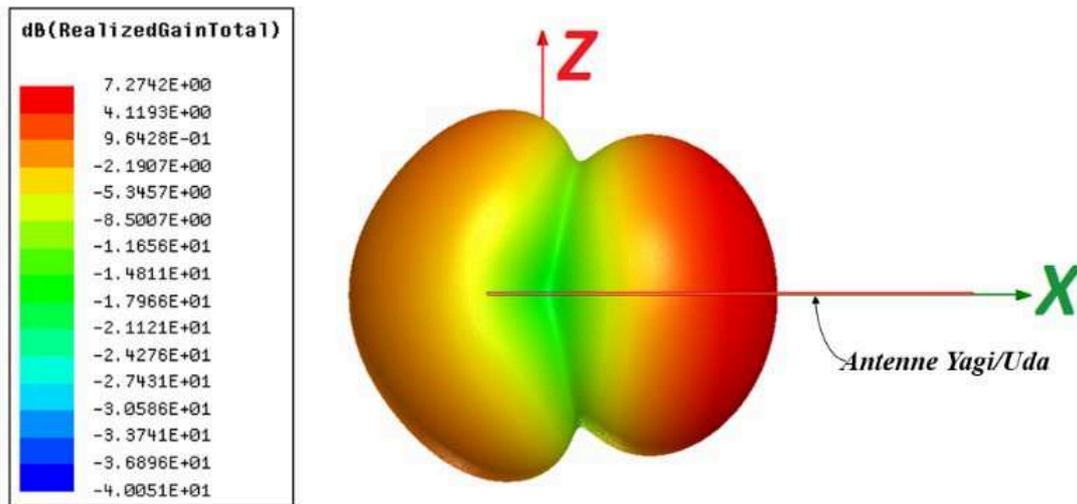


Figure 71: Vue en 3D du gain total réalisé simulé de l'antenne Yagi/Uda

Le prototype fabriqué a ensuite été mesuré en chambre anéchoïque. La courbe illustrée par la Figure 72 représente l'allure du gain total simulé et mesuré. Nous notons un gain mesuré de 6,7 dB dans le plan azimutal à 2,45 GHz.

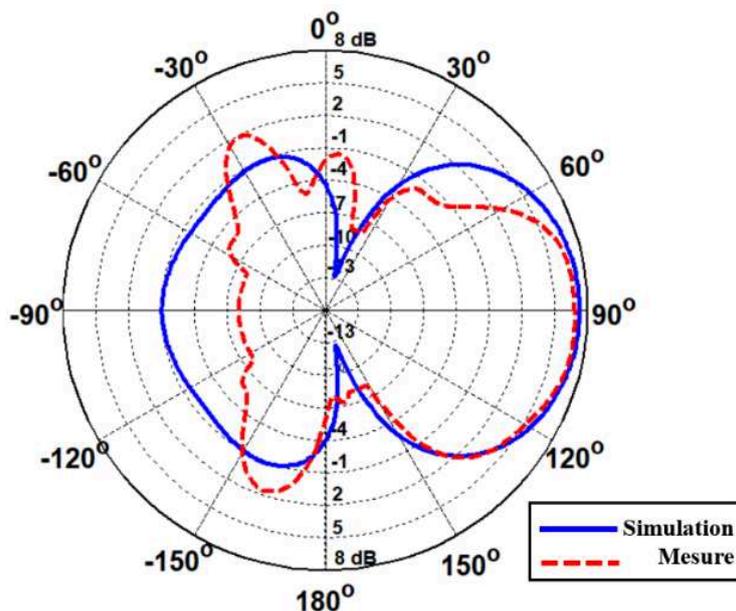


Figure 72: Gain total simulé (trait plein) et mesuré (pointillé) en chambre anéchoïque de l'antenne Yagi/Uda imprimée

Pour conclure, l'antenne Yagi / Uda imprimée procure de bonnes performances radioélectriques qui semblent favorables pour une utilisation avec les nœuds de capteurs sans fil et devraient permettre d'améliorer leur portée. Ceci devra être confirmé par la campagne de mesures dont les résultats seront présentés par la suite.

III. Campagne de mesure de RSSI

Une campagne de mesure a été effectuée avec l'antenne Yagi/Uda imprimée conçue et l'antenne omnidirectionnelle de type monopôle utilisée jusqu'alors par le nœud de capteurs sans fil pour comparer leurs performances (Figures 73 et 75). Ces antennes ont été connectées à l'émission à la station de base et à la réception (côté nœud), à une carte PowWow associée à un capteur de température [9]. Les nœuds de capteurs ont été configurés pour émettre une puissance de 0 dBm ($P_{in}=0$ dBm) (la puissance maximale permise par le nœud émetteur-récepteur).

Tout d'abord, nous nous sommes intéressés au cas de l'antenne omnidirectionnelle fixée sur les nœuds émetteur et récepteur (Figure 73). Ces nœuds sont ensuite espacés d'une distance d variable. En faisant varier la distance d , dans un environnement indoor-LOS, nous avons mesuré le RSSI. Chaque point des courbes tracées, représente une valeur moyenne de RSSI effectuée à partir de 100 mesures.

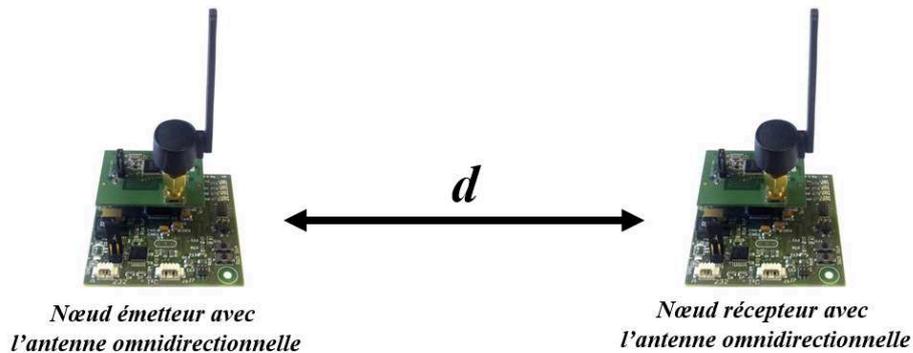


Figure 73: Configuration omnidirectionnelle : omni-omni en émission et en réception

Nous avons comparé sur la Figure 74, le RSSI théorique (relation I.5 pour $n=2$) et celui mesuré. Nous constatons un bon accord entre la courbe théorique et la courbe mesurée. En revanche, nous notons d'une part de légères perturbations sur la courbe mesurée qui s'explique par la sensibilité des nœuds vis-à-vis des personnes, des échos, etc. D'autre part, au-delà de 50 m, le nœud récepteur ne reçoit plus de signal.

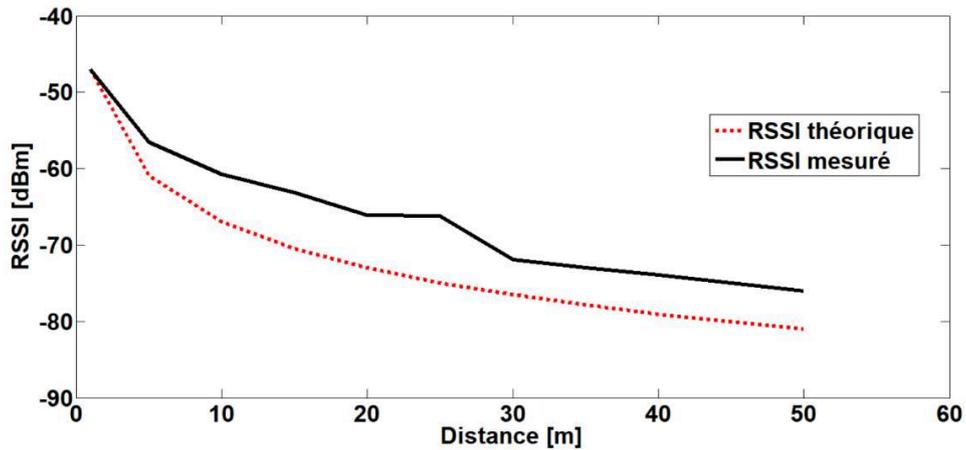


Figure 74: RSSI mesurés pour la configuration omnidirectionnelle (Omni/Omni)

Ces mesures (Figure 74) ont été comparées à celles obtenues lorsque les antennes directives Yagi/Uda imprimées sont utilisées en émission et en réception (Figure 75).

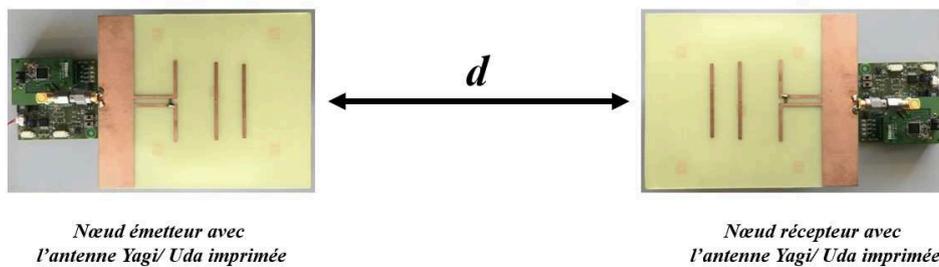


Figure 75: Configuration directive : Yagi-Yagi en émission et en réception

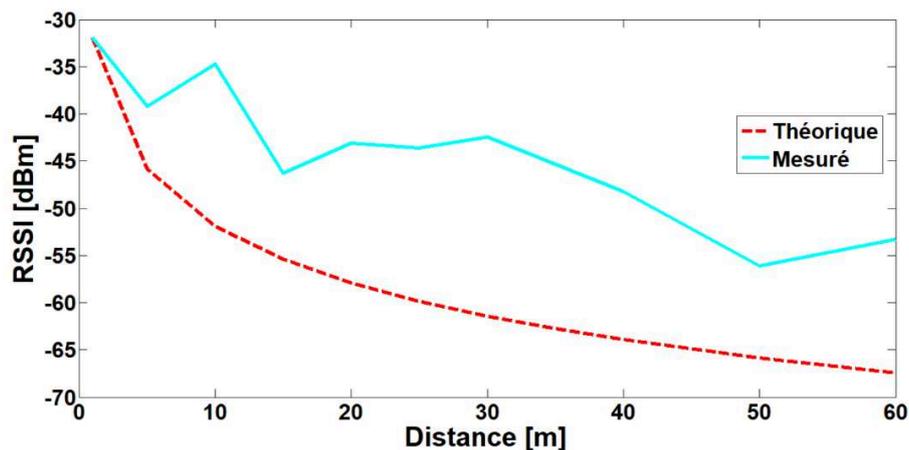


Figure 76: RSSI mesurés pour la configuration directive (Yagi/Yagi)

L'allure de la courbe mesurée de la Figure 76 montre d'une part la sensibilité des nœuds de capteurs. D'autre part, nous avons un léger souci d'alignement des antennes d'émission et de réception des nœuds en visibilité directe à des distances éloignées compte tenu des diagrammes de rayonnements directs de ces antennes.

Une étude comparative entre antennes directives et antennes omnidirectionnelles sur les nœuds de capteurs en termes de portée peut donc maintenant être effectuée. Pour la configuration Omni/ Omni, une valeur de RSSI de -55 dBm est obtenue pour une distance entre antennes de 5m alors que dans la configuration Yagi/ Yagi cette même valeur est obtenue pour une distance de 60 m. nous avons donc une amélioration de la portée supérieure à 50 m avec l'antenne Yagi. Ceci démontre l'avantage de notre antenne directive par rapport à l'antenne omnidirectionnelle en termes de portée de communication.

Nous avons ensuite comparé trois configurations circulaires distinctes : Omnidirectionnelle/ Omnidirectionnelle, Omnidirectionnelle/ Yagi, et la Yagi/Yagi afin d'observer l'évolution du RSSI dans le cas où les nœuds sont disposés au sol. Au cours de ces mesures, le nœud émetteur est situé au centre d'un cercle de rayon 1m, 2m et 3m et le nœud récepteur occupe six positions respectives P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , P_5 et P_6 (Figures 77, 80, 82) sur ce cercle.

- La configuration Omnidirectionnelle/Omnidirectionnelle utilise l'antenne monopôle à l'émission et à la réception illustrée par la Figure 77.

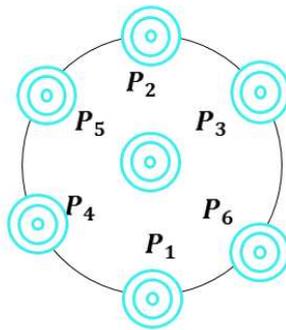


Figure 77: Disposition d'antennes monopôle sur les nœuds de capteurs : configuration Omni/ Omni

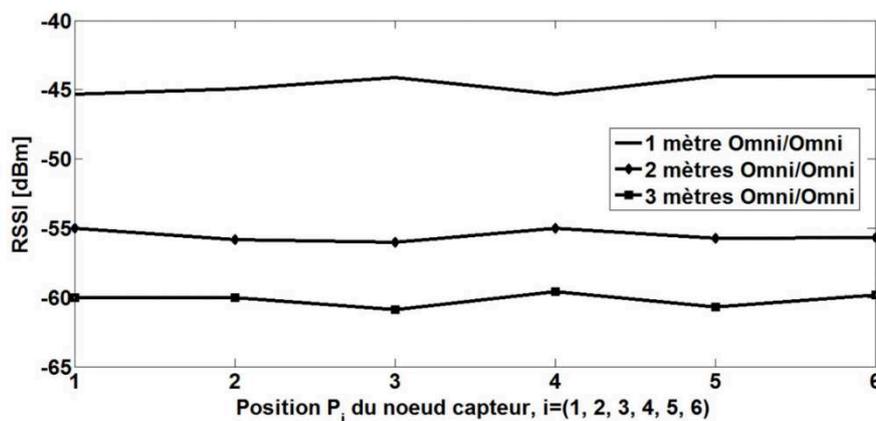


Figure 78: RSSI mesurés en configuration Omni/Omni pour des rayons de 1, 2 et 3m

La mise en visibilité directe entre deux antennes omnidirectionnelles sur les nœuds émetteur-récepteur (Figure 78) donne un RSSI de -44,6 dBm pour 1 m, -55,5 dBm pour 2 m et -60,2 dBm pour 3 m. Ces niveaux se retrouvent quasiment à l'identique pour les positions des 6 nœuds ce qui traduit bien le caractère omnidirectionnel de l'antenne.

- La configuration Omnidirectionnelle/Yagi utilise l'antenne monopôle à l'émission et l'antenne Yagi imprimée à la réception comme illustré Figure 79.

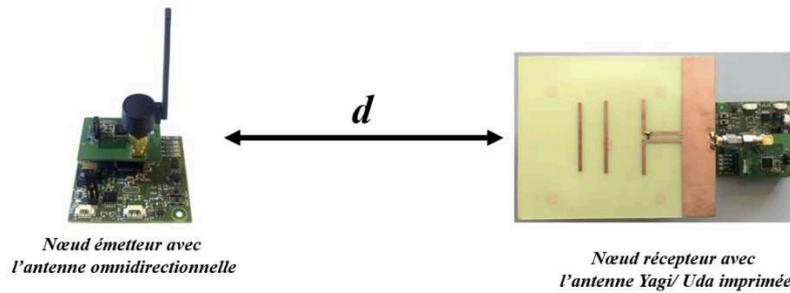


Figure 79: Configuration omni/Yagi

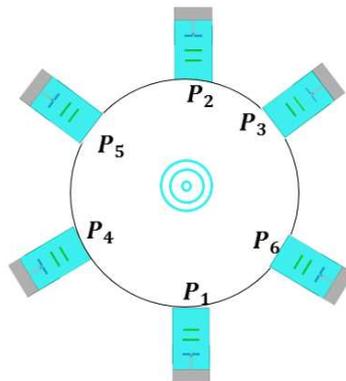


Figure 80: Disposition d'antennes monopôle et Yagi sur les nœuds de capteur : configuration Omni/ Yagi

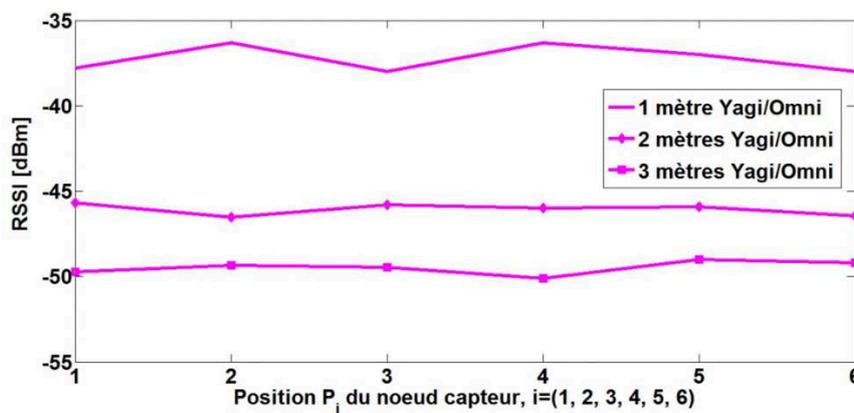


Figure 81: RSSI mesurés en configuration Omni/Omni pour des rayons de 1, 2 et 3m

La mise en visibilité directe entre l'antenne monopôle et l'antenne Yagi donne un RSSI de -37,2 dBm pour 1 m, -46,06 dBm pour 2 m et -49,5 dBm pour 3 m comme l'illustre la Figure 81. Ainsi, nous avons constaté que la mise en visibilité directe entre les antennes omnidirectionnelle et directive donne bien de plus fortes valeurs de RSSI par rapport à celle utilisant les antennes monopôles sur les nœuds.

Pour terminer cette étude, une autre configuration utilisant l'antenne Yagi imprimée à la fois à l'émission et à la réception a été également testée uniquement sur le cercle de rayon 1m (Figure 82).

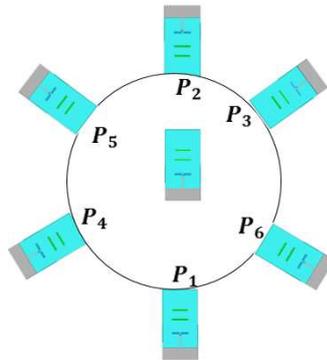


Figure 82: Antenne Yagi sur les nœuds de capteur : configuration Yagi/ Yagi

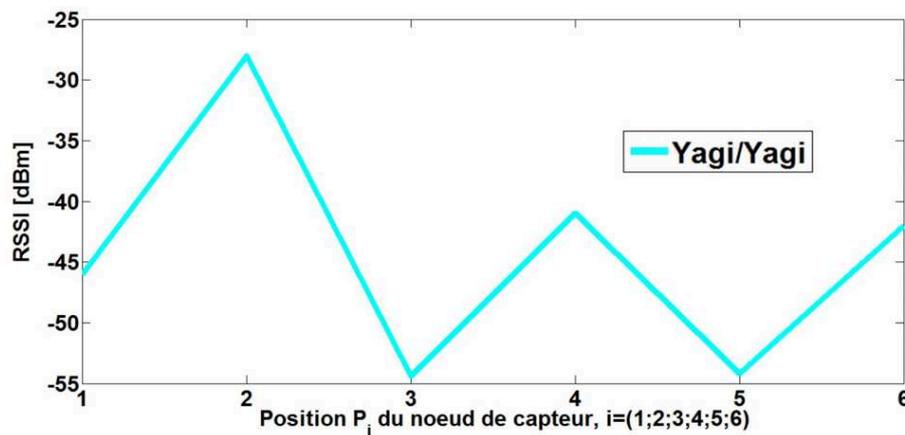


Figure 83: RSSI de la configuration Yagi/Yagi pour différentes positions sur le cercle de rayon 1m

Nous pouvons constater que lorsque les antennes Yagi sont placées face à face (antenne Yagi à la position P_2 et antenne Yagi au centre de la Figure 82), une forte valeur de RSSI est obtenue (-28,1 dBm) comme l'illustre la Figure 83. En revanche, de très faibles valeurs de RSSI sont obtenues lorsque ces antennes ne sont pas en visibilité directe. Cette affirmation reste également valable sur le cercle de rayon 2 m et 3 m. Par conséquent, l'antenne Yagi/Uda s'avère

moins avantageuse par son caractère unidirectionnel du rayonnement pour un déploiement aléatoire de nœuds de capteurs. D'où l'intérêt de recourir à une antenne à diversité angulaire

IV. Antenne à diversité angulaire

Dans cette partie, pour tenir compte de l'aspect aléatoire possible des nœuds de capteurs, nous avons proposé une antenne à diversité angulaire ayant pour but de couvrir toutes les directions de l'espace dans le plan azimutal, avec un faible angle d'ouverture à -3 dB (de l'ordre de 60°) et une bonne adaptation dans la bande désirée.

IV. 1. Conception d'une antenne monopole reconfigurable en diagramme

L'antenne proposée de type monopôle imprimée, inspirée de [104] est réalisée sur un substrat de type Rogers4003 de permittivité relative $\epsilon_r=3,32$, de tangente de pertes $\tan \delta=0,0027$, de forme circulaire et d'épaisseur $e_{\text{sub}}=1,524$ mm.

Tout d'abord, un seul élément rayonnant est modélisé. Cet élément rayonnant, imprimé sur le substrat, est alimenté par une ligne microruban d'impédance 50 Ohms. Deux encoches ont été rajoutées sur l'antenne pour l'adapter. Sur la face inférieure du substrat réside un plan de masse de forme circulaire de rayon $R_{\text{sub}}=27,5$ mm comme l'illustre la Figure 84.

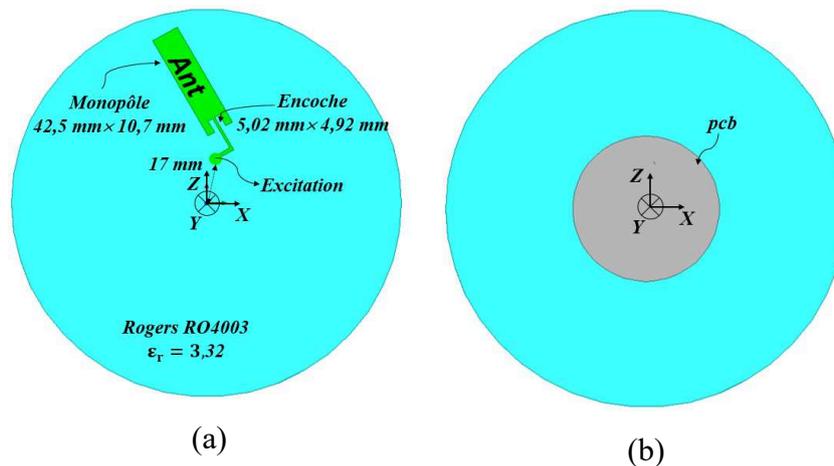


Figure 84 : Géométrie de l'antenne monopôle sans réflecteur : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

Cette structure présente un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, avec un minima de -27 dB, dans la bande désirée (Figure 85).

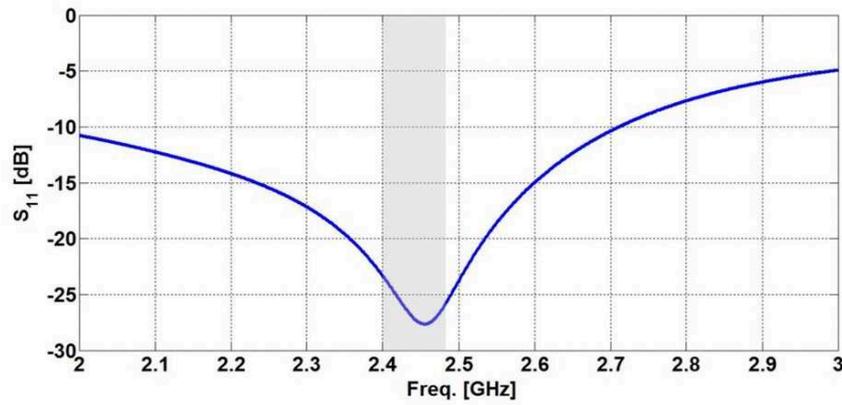


Figure 85: Coefficient de réflexion simulé de l'antenne monopôle

Une vue en 2D et en 3D du diagramme de rayonnement sont représentées à la Figure 86. Cette antenne procure un gain réalisé simulé à 2,45 GHz de 4 dB avec un angle d'ouverture à -3 dB de 72° dans la direction -120° sur le plan XOZ. Son rayonnement arrière maximum est de 1 dB dans la direction 110° .

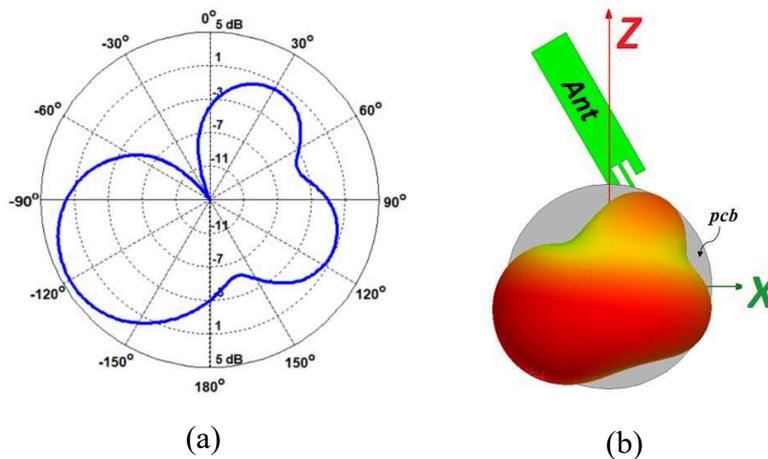


Figure 86: Diagramme de rayonnement de l'antenne sans réflecteur : (a) gain réalisé simulé à 2,45GHz en azimut ($\phi=0^\circ$), (b) Vue de face en 3D

Afin de focaliser le rayonnement de ce monopôle dans une direction privilégiée, nous avons connecté des extensions métalliques ($37 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$) au plan de masse précédent. Ces extensions métalliques forment entre elles un angle de 120° et sont toutes identiques comme l'illustre la Figure 87.b.

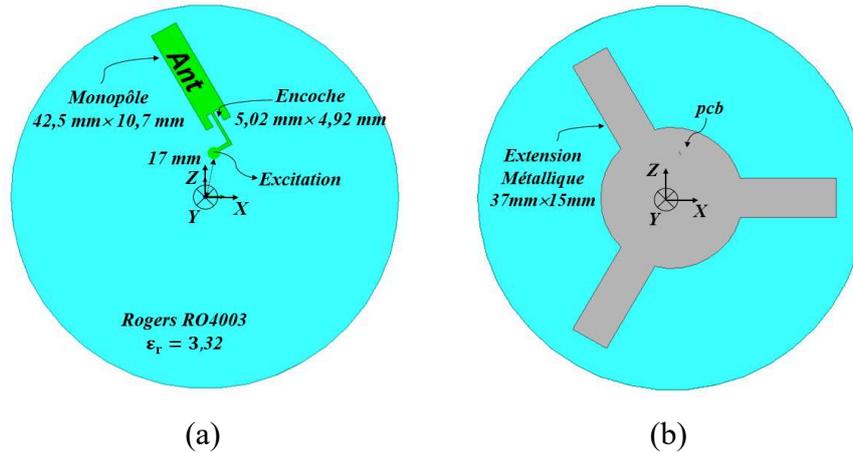


Figure 87: Géométrie de l'antenne monopôle avec réflecteur :
 (a) vue de dessus, (b) vue de dessous

Comme le montre la Figure 88, nous pouvons remarquer que le diagramme de rayonnement est focalisé dans une direction privilégiée du plan XOZ en particulier dans la direction 70° , avec un gain réalisé simulé de 5,2 dB. De plus, le rayonnement arrière est fortement atténué avec un niveau de -2 dB. Son angle d'ouverture à -3 dB est de 52° . Ceci met en exergue le caractère réflecteur joué par l'une des extensions métalliques. Cependant, l'usage d'un seul monopôle ne nous permet pas de couvrir toutes les directions avec un faisceau directif, ce qui nécessite l'ajout d'autres monopôles pour couvrir plus d'une direction dans le plan azimutal.

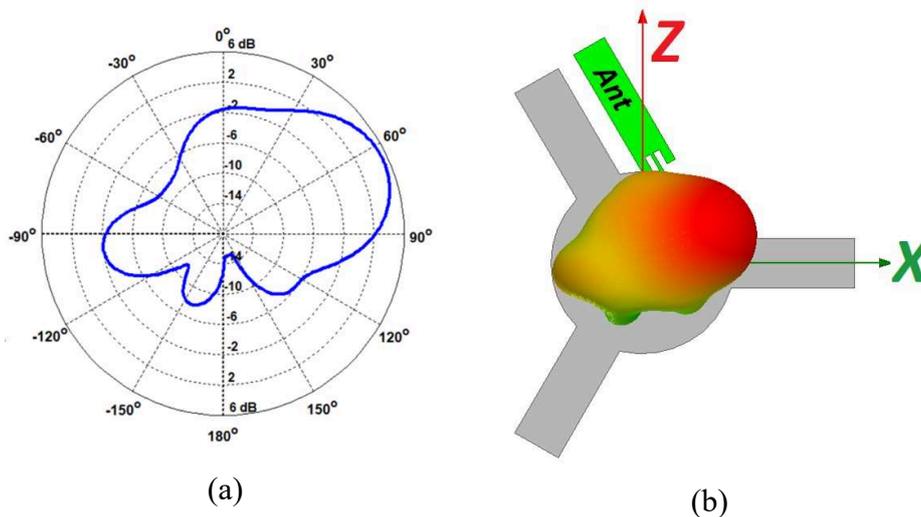


Figure 88: Diagramme de rayonnement de l'antenne avec les réflecteurs :
 (a) gain réalisé simulé à 2,45GHz en azimut ($\phi=0^\circ$), (b) Vue selon OY en 3D

Nous avons ajouté deux monopôles devant les extensions métalliques (Figure 89) afin de reproduire un diagramme directif dans d'autres directions du plan azimutal. Par excitation successive des accès des trois monopôles, nous avons obtenu trois autres faisceaux directifs

(Figure 90). Nous avons choisi de ne pas présenter les paramètres S de la structure (Figure 89) car ici nous voulions montrer que nous pouvions reconfigurer le diagramme de rayonnement. Nous tiendrons compte de ces paramètres après avoir placé tous les monopôles contribuant à couvrir toutes les directions afin de quantifier notamment l'effet du couplage mutuel.

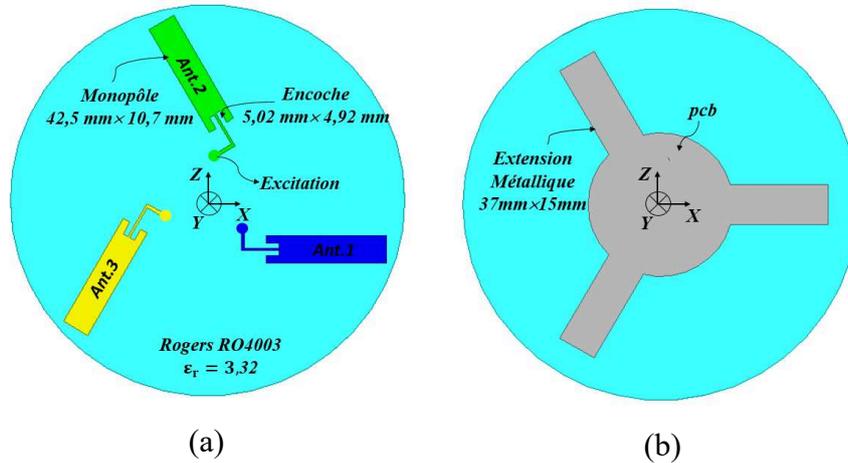


Figure 89: Ajout d'antennes monopôles à l'antenne précédente :
(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

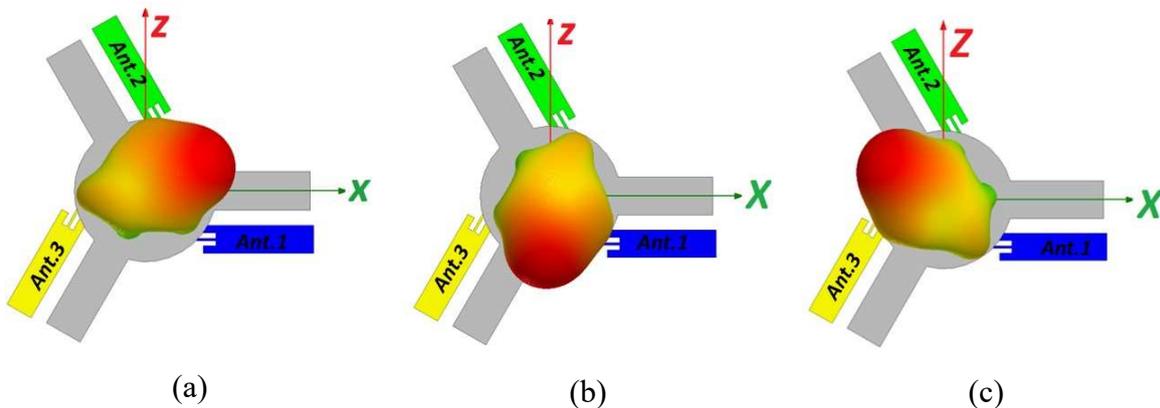


Figure 90: Vue de face en 3D des diagrammes de rayonnements des antennes.
(a) Ant2 excitée, (b) Ant1 excitée et (c) Ant3 excitée

Par la suite nous avons ajouté trois monopôles supplémentaires (Figure 91) pour couvrir plus de trois directions privilégiées avec des faisceaux tous directs. Toutes les dimensions précédentes ont été réoptimisées pour pouvoir couvrir la bande de fréquence désirée. Les courbes de simulations de paramètres S de la nouvelle structure antennaire sont présentées à la Figure 92.

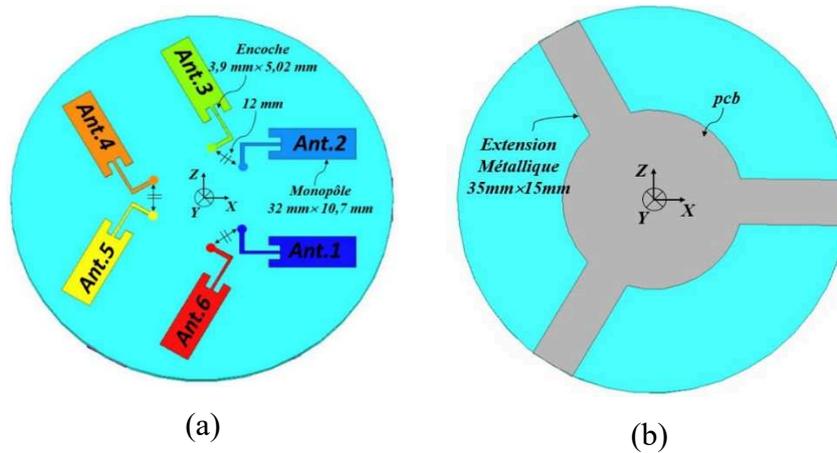


Figure 91: Antenne à diversité angulaire : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

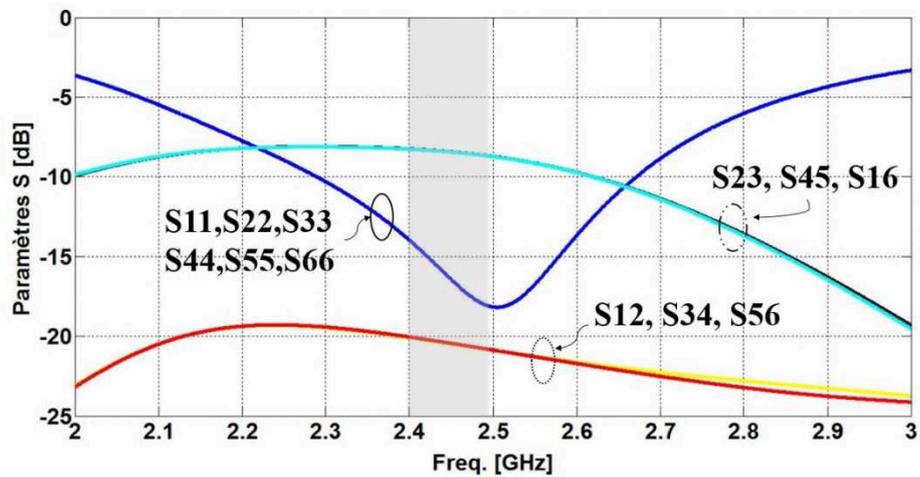


Figure 92: Paramètres S simulés de l'antenne à diversité angulaire

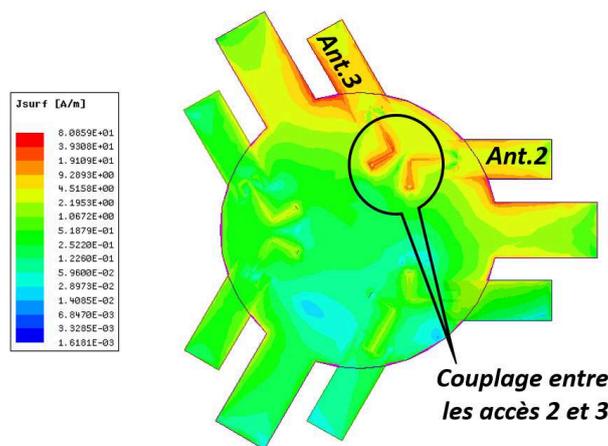


Figure 93: Distribution de courant surfacique en l'absence de stub, cas où l'accès 3 est excité

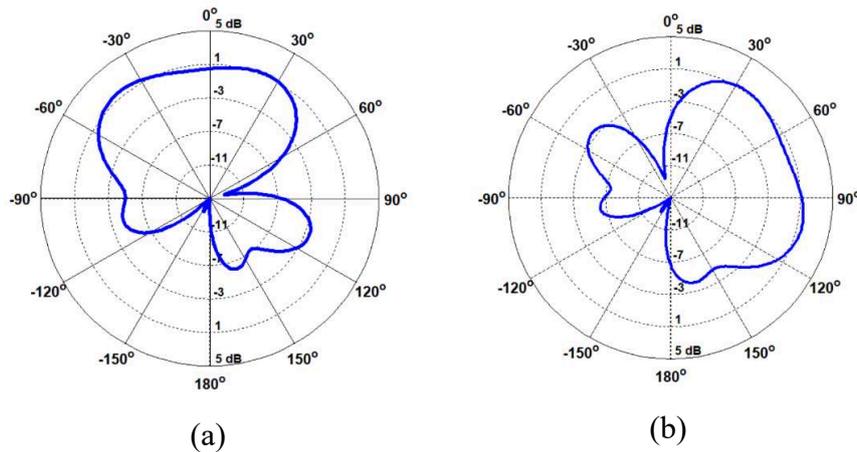


Figure 94: Diagrammes de rayonnement simulé en l'absence de stub pour les monopôles 2 et 3 dans le plan azimutal (plan $\phi=0^\circ$). (a) excitation de l'accès 2, (b) excitation de l'accès 3

Nous pouvons remarquer que toutes les courbes des coefficients de réflexion S_{ii} avec $i = \{1,2,3,4,5,6\}$ présentent un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB et sont confondues, notamment dans la bande ISM. Ceci s'explique par le caractère symétrique de la structure globale. Il en est de même pour les courbes d'isolation S_{ij} avec $i \neq j$. Nous pouvons également remarquer que le couplage entre les accès 1 et 2, 3 et 4 puis 5 et 6 reste inférieur à -20 dB compte tenu des extensions métalliques entre les antennes. Par contre, les accès 2 et 3, 4 et 5, 1 et 6 ont un couplage supérieur à -10 dB. A titre d'exemple, une représentation de la distribution surfacique du courant (Figure 93) confirme ce couplage entre les accès 2 et 3 lorsque seul l'accès 3 est excité. En effet, nous observons une forte distribution de courant sur la ligne d'alimentation de l'antenne 3 excitée qui influe par sa distribution sur la ligne d'alimentation de l'antenne 2. Ceci est dû à la proximité des ports d'excitations (12 mm) et laisse présager une dégradation des performances radioélectriques comme l'illustre par exemple la Figure 94 offrant un gain simulé de 0,4 dB avec un angle d'ouverture à -3 dB de 129° , ce qui suscite la question suivante : comment améliorer l'isolation entre ces accès afin d'envisager de meilleures performances radioélectriques ?

IV. 2. Isolation des éléments rayonnants par utilisation des stubs

Pour maximiser l'énergie rayonnée par une antenne alimentée, il convient de s'assurer que toute l'énergie qui lui est transmise n'est pas perdue dans une seconde antenne qui est, au même moment, chargée par 50Ω . Il faut donc minimiser le paramètre $|S_{ij}|$, où les indices i et j diffèrent, qui sera pris comme paramètre caractérisant l'isolation entre accès des antennes [105]. Plusieurs auteurs ont essayé d'améliorer l'isolation pour différents types de structures

antennaires. Une liste non exhaustive est donnée ci-dessous afin de comprendre les différentes techniques permettant d'améliorer l'isolation entre deux ou plusieurs antennes.

Tout d'abord dans les papiers respectifs [106] [107], **A. Diallo** présente une solution utilisant une ligne suspendue appelée ligne de neutralisation (Figure 96) pour réduire le couplage mutuel entre deux antennes de type Planar Inverted-F Antenna (PIFA) rapprochées fonctionnant selon les normes DCS1800 (1710-1880 MHz) et UMTS (1920-2170 MHz). Ces antennes sont positionnées au coin d'un plan de masse (Figure 95) de taille limitée représentative d'un téléphone mobile typique. Les prototypes qui ont été ensuite fabriqués et mesurés, valident la solution proposée pour isoler les accès entre les deux antennes

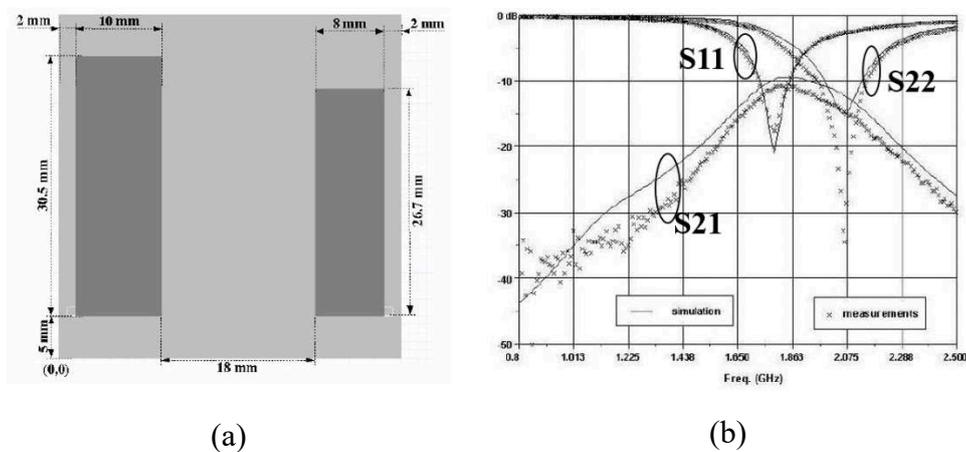


Figure 95: (a) Vue de dessus des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation en face sans une ligne suspendue. (b) Paramètres S simulés et mesurés

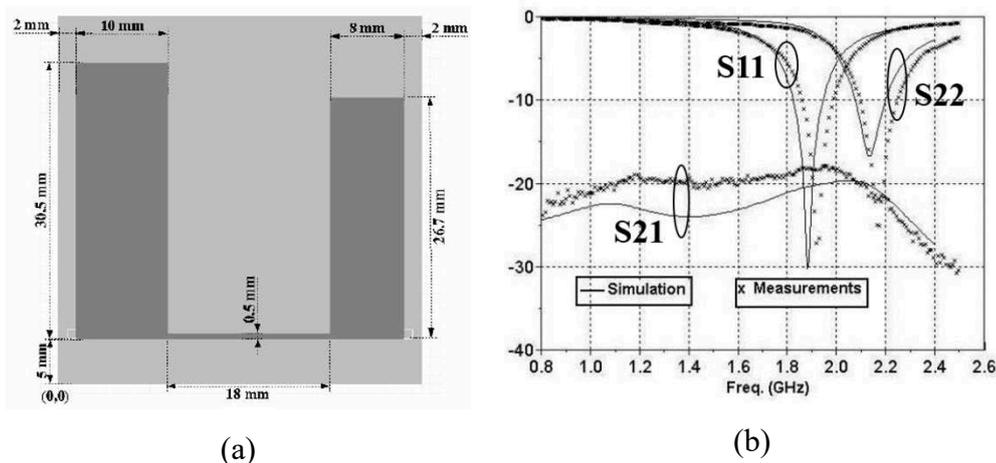


Figure 96: (a) Vue de dessus des PIFAs associées sur le même PCB avec les languettes d'alimentation en face et reliées par une ligne suspendue de longueur = 18mm. (b) Paramètres S simulés et mesurés

Ensuite dans le papier [108], **J. N. Hwang** a introduit un élément de couplage pour améliorer l'isolation entre deux éléments rayonnants très proches dédiés à une application de réseau local sans fil WLAN à 2,4 GHz. En ajoutant puis en optimisant deux paramètres $L1$ et $L2$ de l'élément (Figure 97.a) qui créent artificiellement un chemin de couplage supplémentaire entre les éléments rayonnants, l'isolation a été améliorée comme le montre la Figure 97.b.

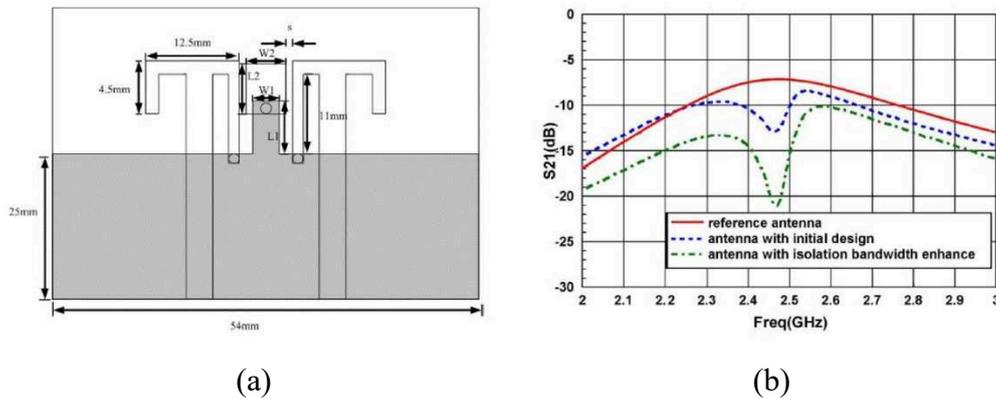


Figure 97: (a) Structure de l'antenne proposée pour l'amélioration de l'isolation. (b) Paramètres S_{21} simulés des structures proposées

Dans ces papiers, les auteurs ont ajouté des éléments à leurs modélisations notamment la ligne de neutralisation, des stubs, tout en maintenant les dimensions imposées dans leurs cahiers de charges. Ceci afin d'améliorer l'isolation entre les éléments rayonnants.

Dans d'autres papiers tels que [109] [110], les auteurs ont réalisé des fentes sur les PCB (Printed Circuit Board) de leurs structures pour maximiser l'isolation entre les accès des éléments rayonnants (Figures 98 et 99).

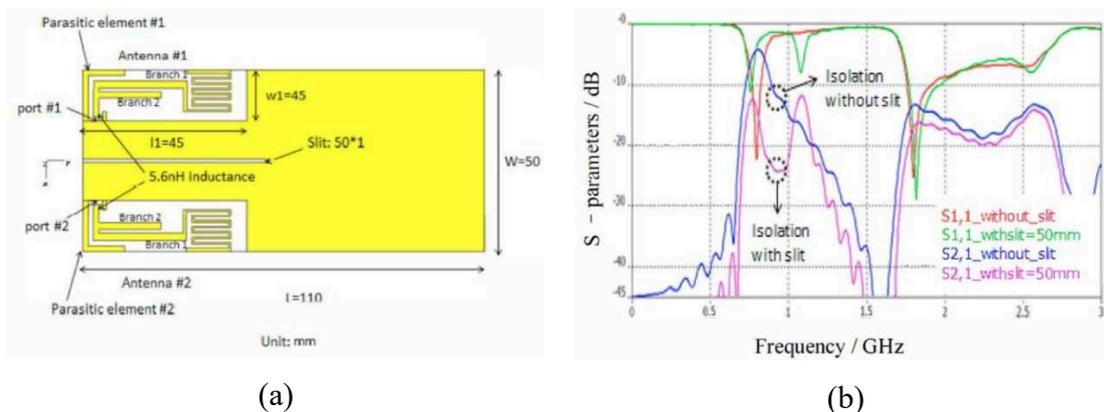


Figure 98: (a) Géométrie de l'antenne MIMO proposée. (b) Paramètres S simulés

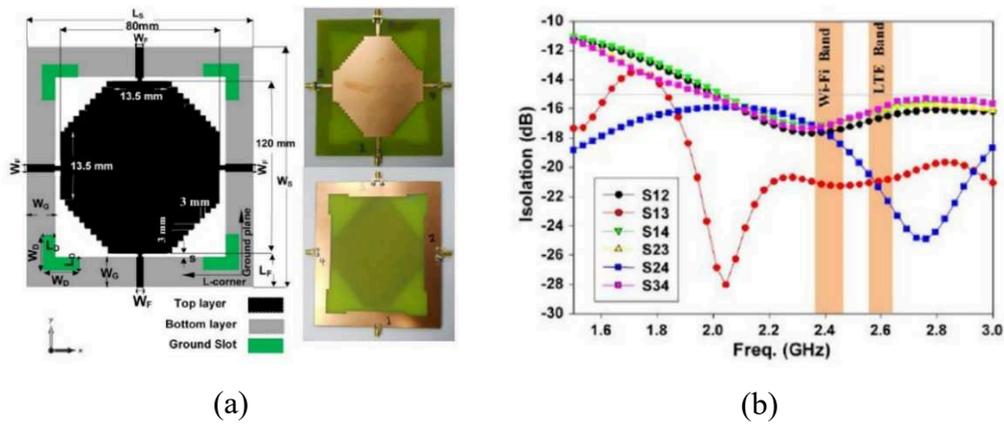


Figure 99: (a) Géométrie et prototype de l'antenne MIMO proposée. (b) Courbes d'isolations mesurées

À la lumière de cette liste non-exhaustive de techniques d'amélioration de l'isolation entre éléments rayonnants, nous avons proposé l'ajout de stubs ou d'extensions métalliques de faible largeur compte tenu de l'espace restante entre les antennes, qui peuvent nous servir aussi de réflecteurs et directeurs pour la reconfiguration des diagrammes. Ceux-ci sont directement connectés au plan de masse situé sous le substrat entre les monopôles 2 et 3, 4 et 5 puis 1 et 6 (Figure 100b). Une étude paramétrique a été faite sur la largeur de ces stubs (l_{stub}). Toutes les dimensions de la structure antennaire notamment les monopôles, les extensions métalliques, le rayon du plan de masse ($R_{pcb}=37$ mm) ont été réoptimisées grâce au logiciel de simulation HFSS pour couvrir la bande désirée. Ces stubs sont des rectangles identiques de dimensions $27,2$ mm \times 3 mm. En effet, le simple fait d'ajouter ces stubs entre les antennes (Figure 100b) améliore l'isolation (-20 dB pour la valeur correspondant à $l_{\text{stub}}=3$ mm) (Figure 101).

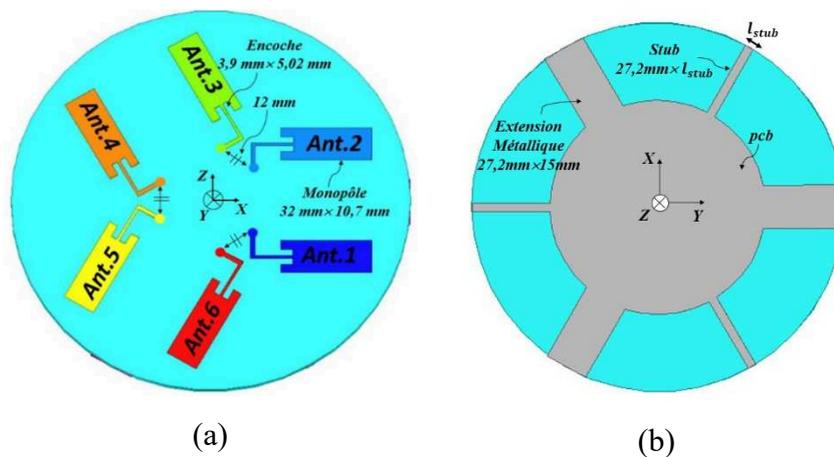


Figure 100: Géométrie de l'antenne à diversité angulaire : (a) Vue de dessus, (b) vue de dessous stubs ajoutés

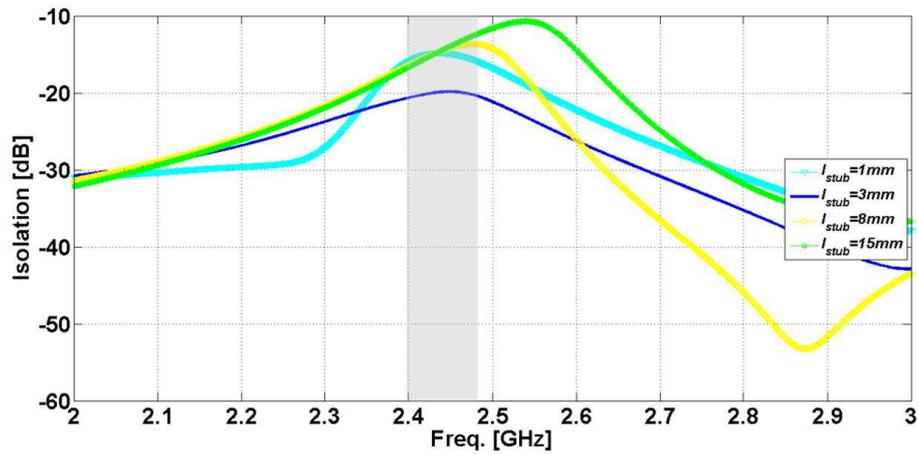


Figure 101: Isolation simulée pour différentes largeurs de stub connecté au plan de masse

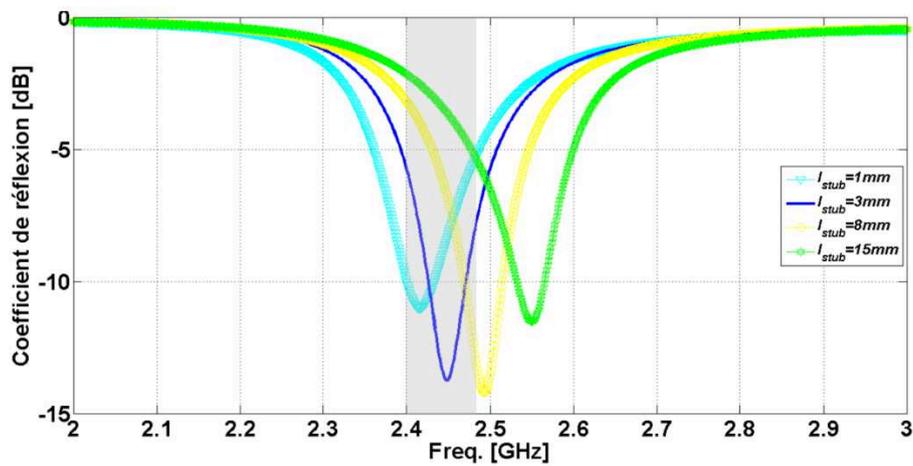


Figure 102 : Coefficient de réflexion simulé pour différentes largeurs de stub connecté au plan de masse

La Figure 103 montre le prototype de cette antenne à diversité angulaire pour la valeur de $l_{stub} = 3mm$.

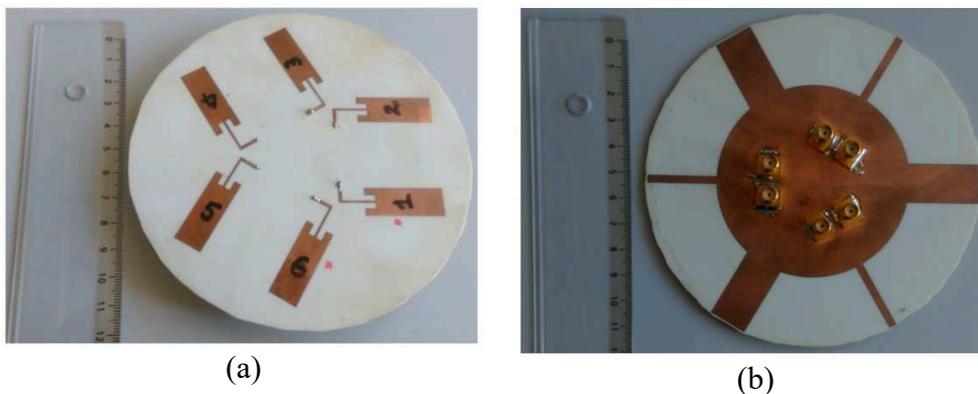


Figure 103: Prototype de l'antenne à diversité angulaire :
(a) Vue de dessus, (b) vue de dessous

IV. 3. Résultats de simulations et de mesures

Nous avons simulé et mesuré les coefficients de réflexion (Figure 104) et d'isolation (Figure 105) entre les différents éléments rayonnants, ainsi que le diagramme de rayonnement de la structure globale en excitant chacun des six ports l'un après l'autre.

Les courbes des six coefficients de réflexion sont toutes confondues aussi bien en simulation qu'en mesure. Le tableau 3 récapitule les valeurs des paramètres S obtenues.

Tableau 3 Valeurs des paramètres S de l'antenne à diversité angulaire

	f_0 (GHz)	$ S_{ii} $ (dB)	$ S_{12} $ (dB)	$ S_{23} $ (dB)
Simulation	2,45	-17	-26	-20
Mesure	2,4	-24	-22	-20

Nous constatons un très bon accord entre toutes ces courbes sur toute la bande Wi-Fi.

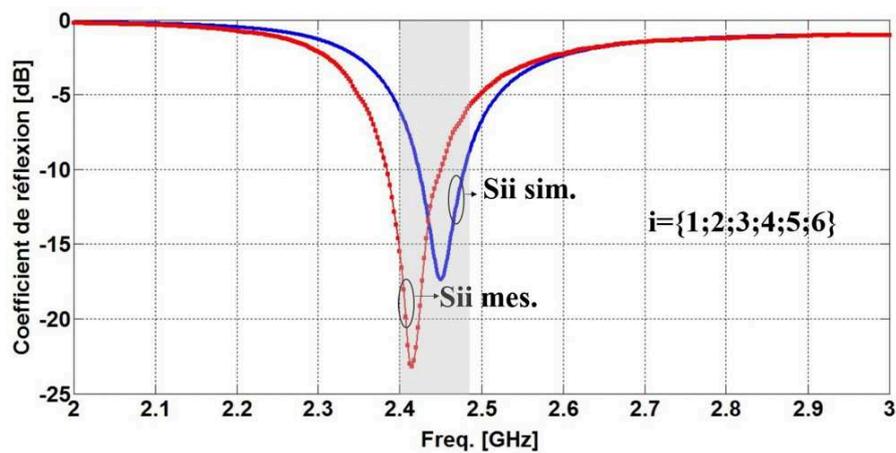


Figure 104: Coefficients de réflexion simulés et mesurés de l'antenne

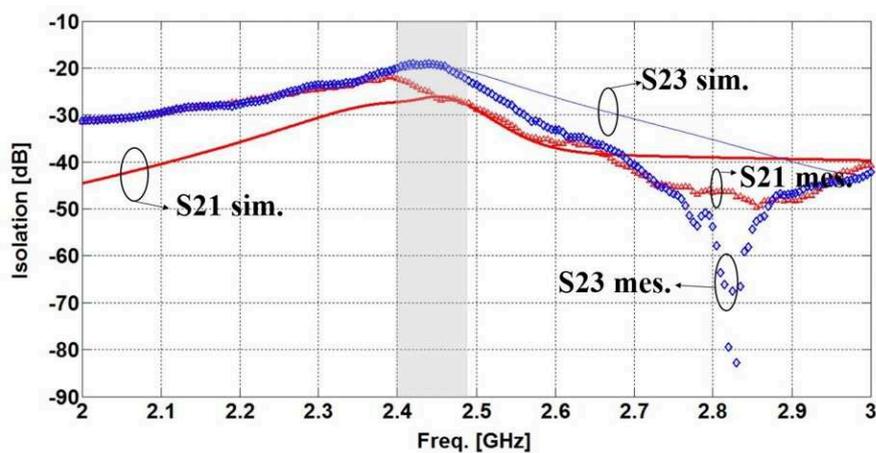


Figure 105: Courbes d'isolation simulées et mesurées de l'antenne

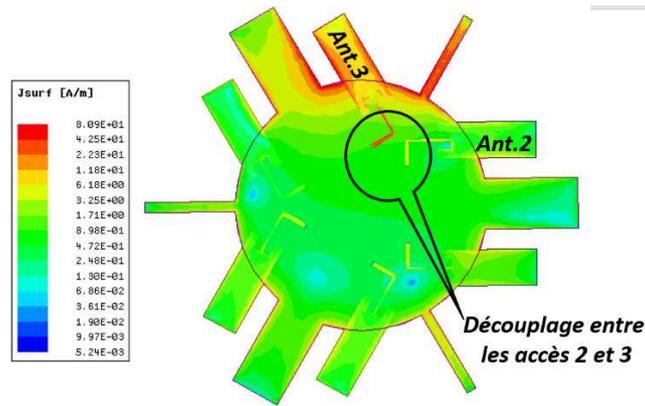


Figure 106: Distribution de courant surfacique en présence de stubs, cas où l'accès 3 est excité

A titre d'exemple, une représentation de la distribution surfacique du courant (Figure 106) montre le découplage qui existe entre les accès 2 et 3 lorsque seul l'accès 3 est excité grâce à la présence des stubs entre les antennes 2 et 3. En effet, nous observons une forte distribution de courant sur la ligne d'alimentation de l'antenne 3 excitée. Sa distribution de courant n'influe pas sur l'antenne 2 mais plutôt sur le stub ajouté au plan de masse.

Les diagrammes de rayonnement du prototype réalisé ont été mesurés en chambre anéchoïque (Figure 107). La Figure 108 illustre les diagrammes obtenus dans le plan azimutal en simulation et en mesure lorsque chacun des ports est successivement excité et les autres chargés par 50 Ohms. Les résultats obtenus sont en bon accord, comme nous le montrent les courbes de la Figure 108. Elles permettent d'observer l'aspect reconfigurable du système par excitation successive des ports des six éléments rayonnants. Nous pouvons également noter l'obtention d'un gain total simulé de 4,6 dB pour un angle d'ouverture à -3 dB d'environ 55° dans le plan azimutal avec un rayonnement arrière de 1 dB dans ce même plan. Cependant, le gain maximal mesuré n'est que de 3 dB à 2,4 GHz. L'efficacité rayonnée simulée de l'antenne à 2,4 GHz est de 90 %.

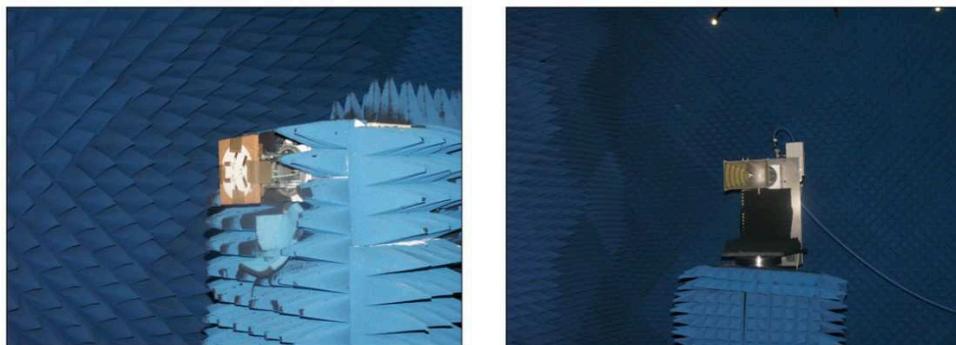


Figure 107: Mesure en chambre anéchoïque de l'antenne à diversité angulaire

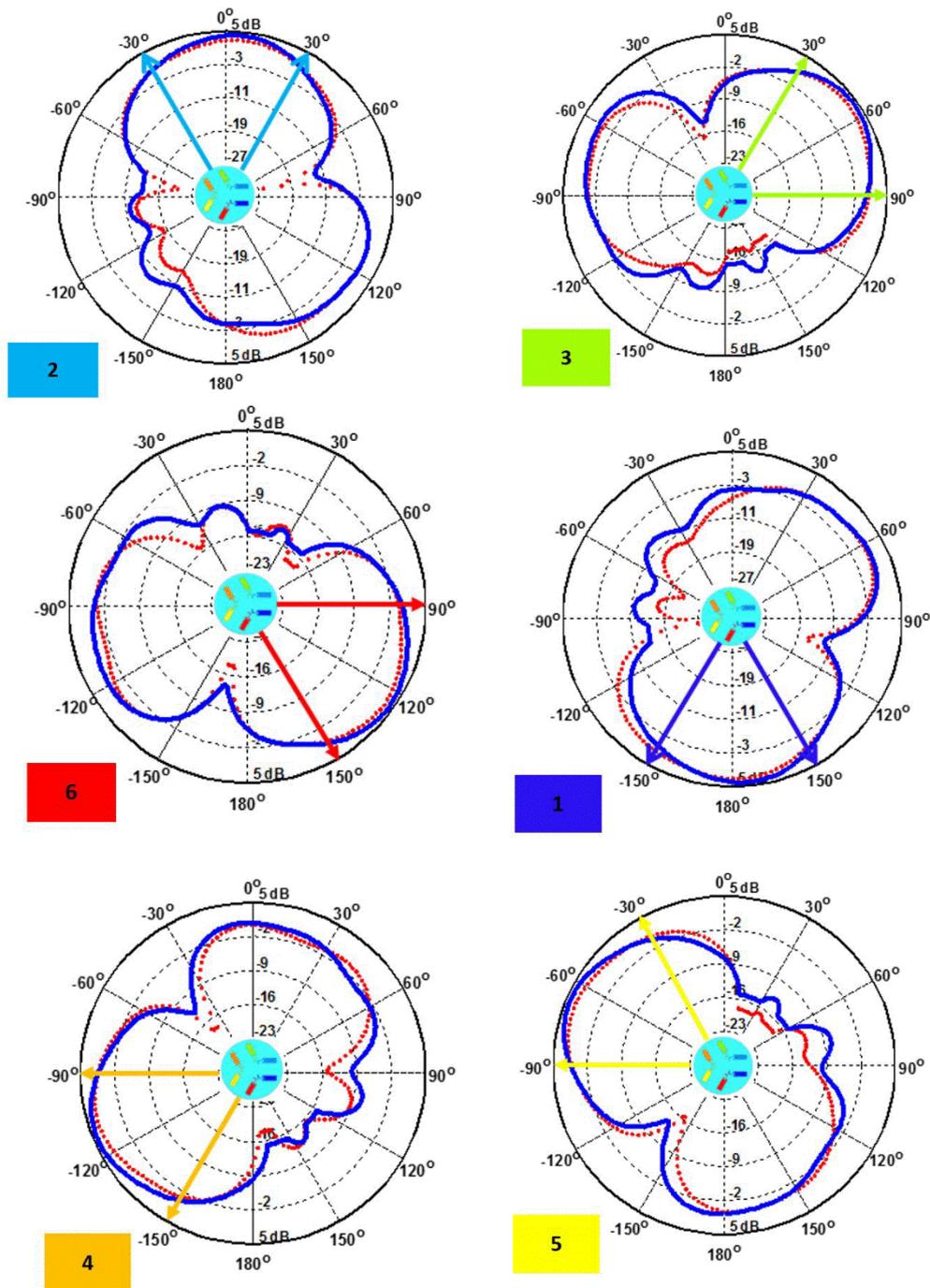


Figure 108: Diagrammes de rayonnements simulés en bleu et mesurés en rouge, de l'antenne à diversité angulaire pour chaque monopôle dans le plan azimutal (plan $\phi=0^\circ$)

V. Carte RF pour pilotage des systèmes de diversité d'antennes

Dans le but de piloter le diagramme de rayonnement du système à diversité angulaire, nous avons conçu une carte radiofréquence fonctionnant dans la bande désirée. Cette carte dont le schéma de câblage est donné Figure 112 est tracée grâce au logiciel EAGLE[111] (**Easily Applicable Graphical Layout Editor**), Elle est dotée :

- D'un afficheur LCD (16×2) (16 désigne le nombre de caractères et 2 désigne le nombre de lignes) référencé LCM1602C [112] permettant d'afficher le monopôle sélectionné et la valeur d'une grandeur physique mesurée avec le nœud de capteur PowWow (Power Optimized Hardware and Software Framework for Wireless Motes) [113]
- D'une carte Arduino Uno construite autour d'un microcontrôleur Atmel ATmega328 [114] (livré prémonté sur un support) s'interfaçant avec un ordinateur par l'intermédiaire de sa prise USB. Dans notre cas, cette carte a été programmée dans le but de monitorer les tâches de sélection de chaque monopôle comme l'illustrent les organigrammes. Elle contient une fonction principale (Figure 111) appelant deux fonctions secondaires : *Scan Antenne* (Figure 109) et *Sethighestvalue* (Figure 110) ayant deux rôles différents. La fonction *Scan antenne* est chargée d'afficher le numéro de l'antenne sélectionnée et sa valeur de RSSI sur un afficheur LCD. La fonction *Sethighestvalue* compare la valeur du RSSI de l'antenne i avec celle de l'antenne $i-1$ et conserve la valeur maximale. Après avoir successivement scanné toutes les antennes, la valeur maximale de RSSI et le numéro de l'antenne correspondante sont affichées sur l'écran LCD.

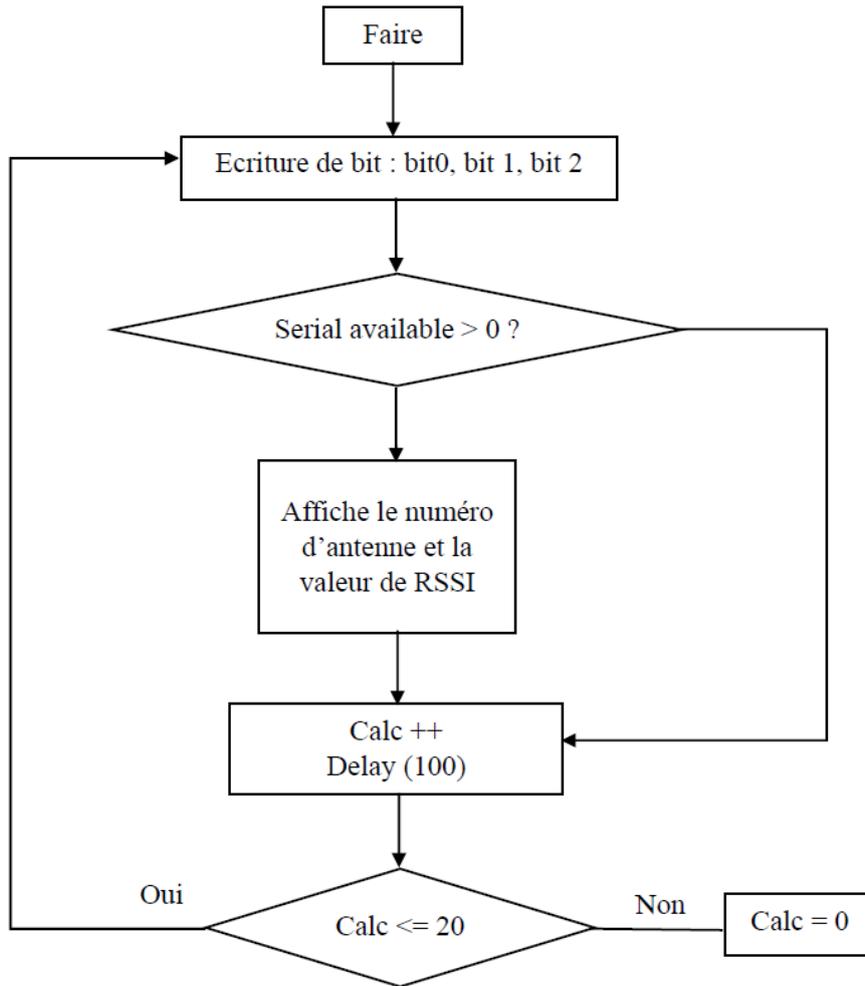


Figure 109: Algorithme de la fonction scan antenne

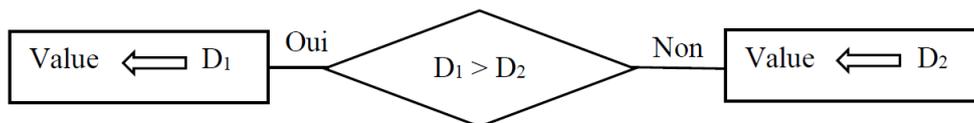


Figure 110: Algorithme de la fonction Sethighestvalue

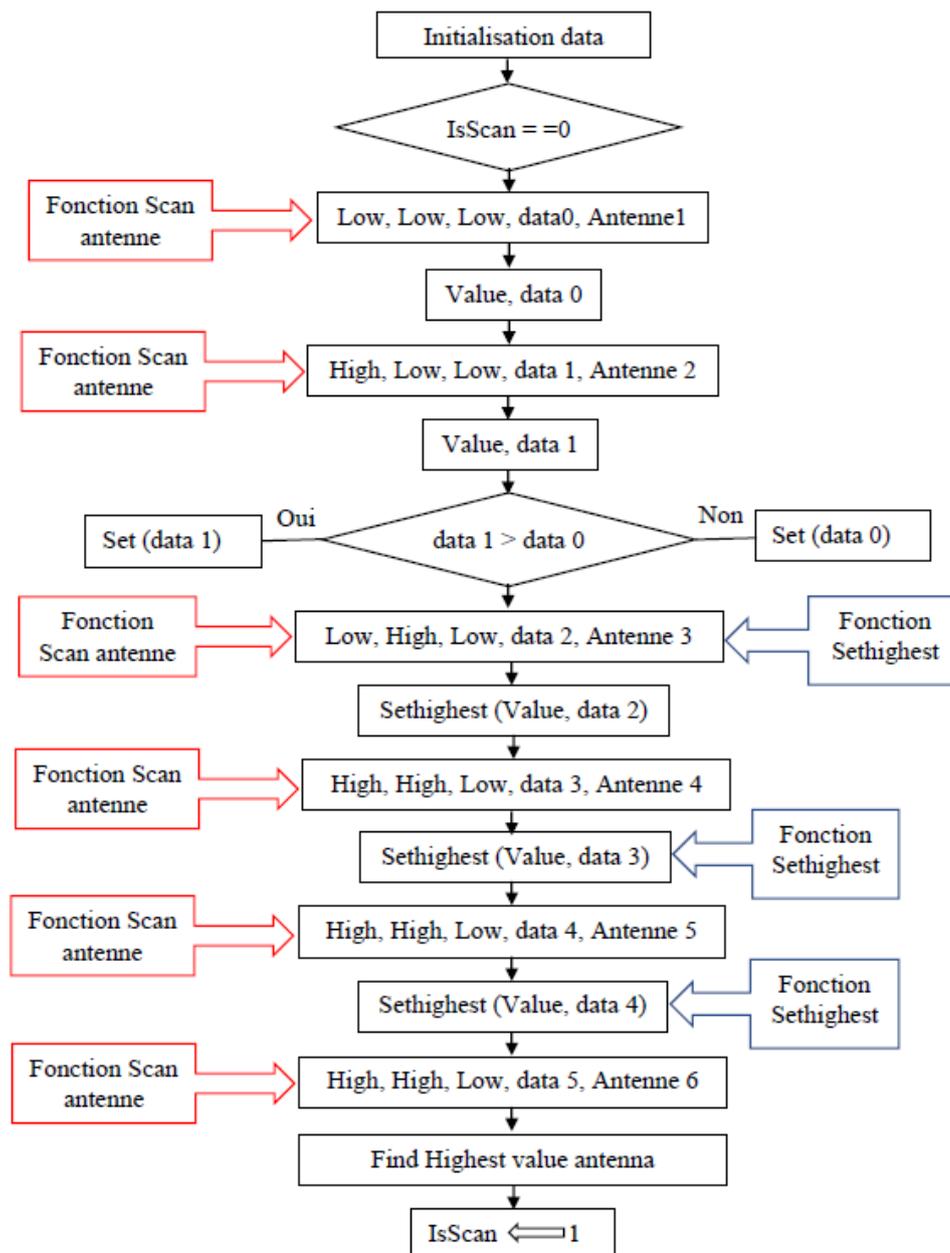


Figure 111: Algorithme de la fonction principale

- D'une carte de pilotage imprimée sur lequel nous avons incorporé l'afficheur LCD, la carte Arduino Uno, un switch SP6T référencé HMC252QS24 [115] et 6 connecteurs SMA. Celle-ci permet de sélectionner à chaque instant un monopôle grâce à la carte Arduino.
- D'un connecteur SMA relié au nœud de capteur de température associé à une carte PowWow.

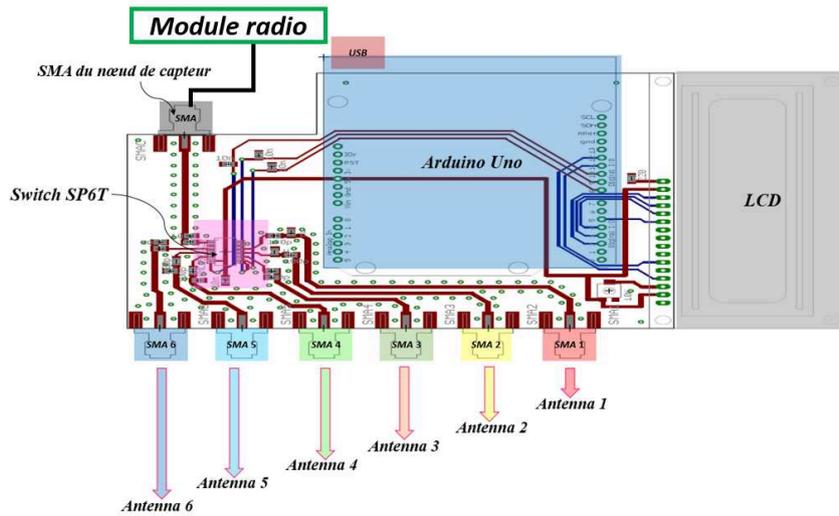


Figure 112: Schéma de câblage de la carte radiofréquence avec l'antenne à diversité angulaire

Le prototype de la carte est donné à la Figure 113 puis celui de l'ensemble incluant l'antenne est donné à la Figure 114.



Figure 113: Prototype de la carte RF

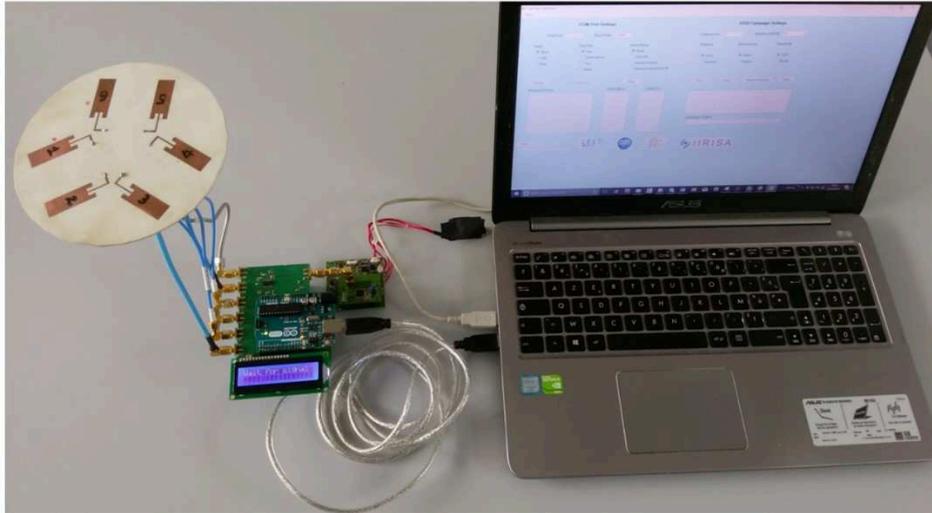


Figure 114: Prototype de la carte RF, du nœud, de l'antenne à diversité angulaire et l'interface pour la campagne de mesure

VI. Campagne de mesure de RSSI

Plusieurs essais ont été réalisés avec l'antenne à diversité angulaire utilisée comme une antenne réceptrice dans un environnement indoor. L'antenne Yagi conçue a été utilisée comme une antenne émettrice au cours de cette campagne de mesure.

Compte tenu des six diagrammes de rayonnements offerts par notre antenne reconfigurable, le nœud capteur émetteur occupe six positions respectives : P_1 , P_2 , P_3 , P_4 , P_5 et P_6 . Celles-ci sont d'abord disposées sur un cercle (Figure 115) de rayon 1 mètre, ensuite d'un autre de rayon 2 mètres et enfin d'un rayon de 3 mètres.

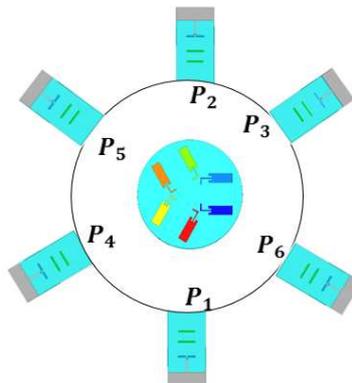
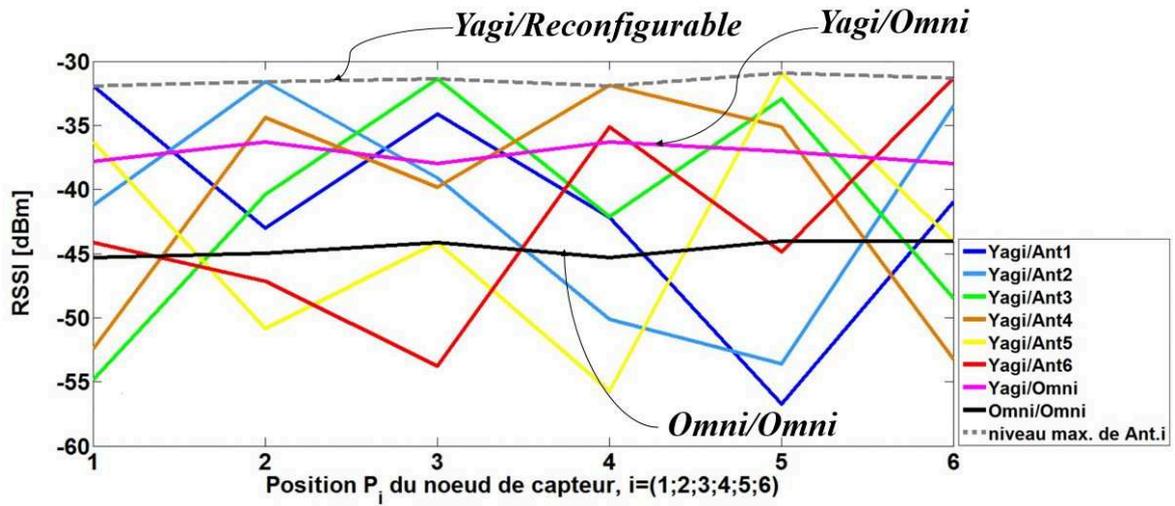
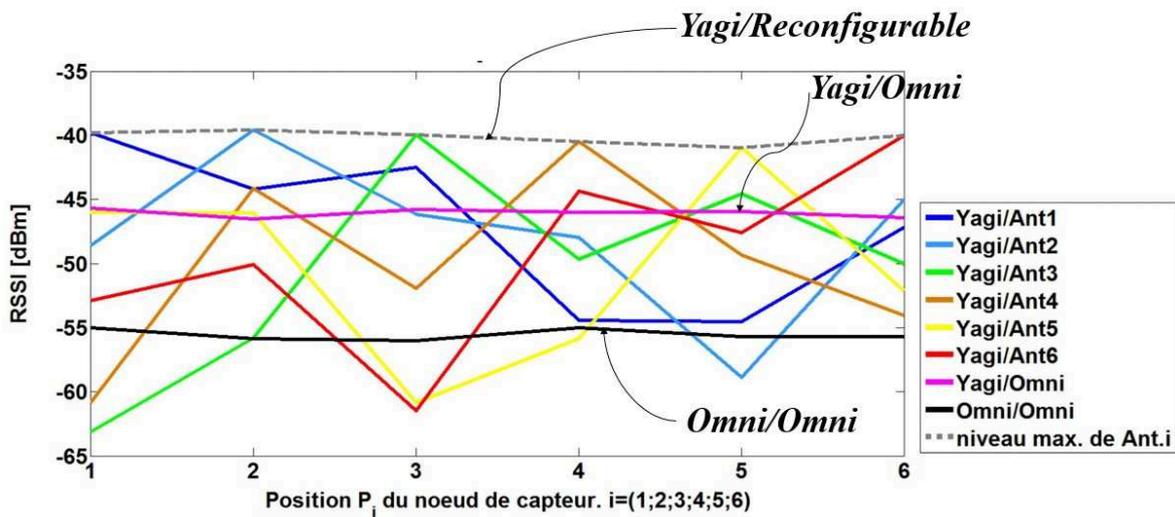


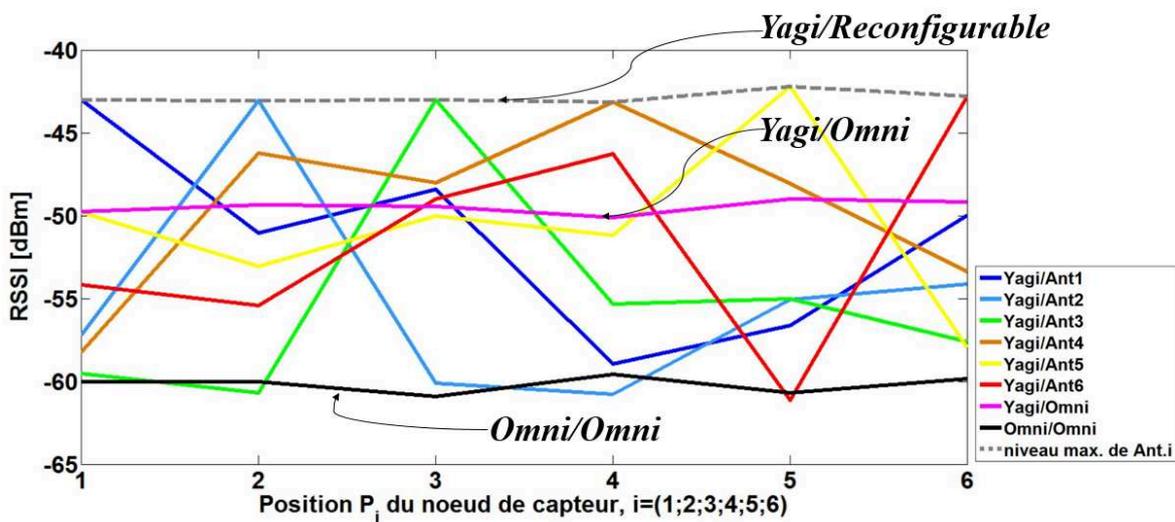
Figure 115: Disposition des antennes sur les nœuds de capteurs dans la campagne de mesure : Configuration antenne Yagi/ Reconfigurable



(a)



(b)



(c)

Figure 116: RSSI pour différentes positions sur les cercles de rayons (a) 1m, (b), 2m, (c) 3m.

La mise en visibilité directe entre l'antenne *i* de l'antenne reconfigurable avec l'antenne Yagi fournit un bon résultat avec une valeur moyenne de RSSI (-31,5 dBm pour 1 mètre, -40,1 dBm pour 2 mètres, et -42,8 dBm pour 3mètres) (Figures respectives 116a, 116b et 116c).

Afin de comparer les performances en termes de RSSI des antennes reconfigurables, Yagi et omnidirectionnelle, nous avons tracé sur ces courbes les valeurs de RSSI obtenues dans la première campagne de mesure.

A titre de rappel, la mise en visibilité directe entre l'antenne Yagi et l'antenne omnidirectionnelle (Figure 81) donne un RSSI de -37,2 dBm pour 1m, -46,1 dBm pour 2m et -49,5 dBm pour 3m. La mise en visibilité directe entre deux antennes omnidirectionnelles sur les nœuds émetteur-récepteur donne de plus faibles valeurs de RSSI (-44,6 dBm pour 1m, -55,5 dBm pour 2 m et -60,2 dBm pour 3m) (Figure 78). Le Tableau 4 récapitule les valeurs de RSSI obtenues.

Tableau 4: Récapitulatif des valeurs de RSSI pour les configurations Yagi/ Reconfigurable, Yagi/ Omni et Omni/ Omni pour les distances de 1m, 2m et 3m.

		Yagi / Reconfigurable	Yagi / Omni	Omni / Omni
RSSI [dBm]	1 m	-31,5	-37,2	-44,6
	2 m	-40,1	-46,1	-55,5
	3 m	-42,8	-49,5	-60,2

Dès lors, l'usage d'une antenne reconfigurable pour les nœuds de capteurs contribue à l'amélioration des performances du nœuds en termes de portée, de niveau de puissance de signal reçu, de collisions vis-à-vis des autres nœuds qui ne sont pas sollicités lors de la communication entre deux nœuds [99] [97] [116].

Toutefois, dans les travaux de **T. N. Le et al.** dans [23], l'utilisation d'une antenne reconfigurable couvrant six directions engendre un défi de communication entre deux nœuds compte tenu de leur lobe de faisceau étroit. De plus, elle n'améliore pas trop le niveau de puissance de signal reçu par rapport à une antenne reconfigurable couvrant quatre directions (Figure 117). Lorsque le nombre de faisceaux de l'antenne reconfigurable est égale à quatre, la consommation d'énergie est réduite de 41% par rapport à une antenne reconfigurable qui en comporte trois (Figure 118) mais de plus le nombre de collisions des données est réduite d'un facteur quatre.

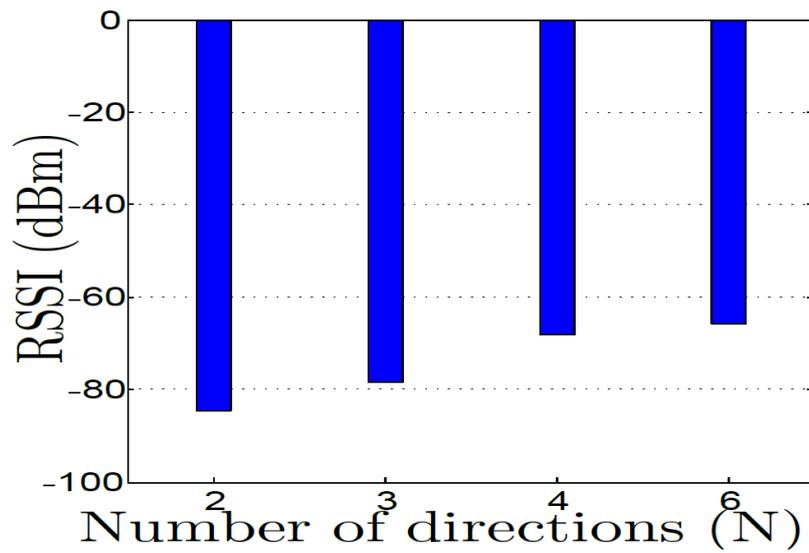


Figure 117: Niveaux de RSSI en fonction du nombre de faisceaux d'une antenne reconfigurable couvrant plusieurs directions.

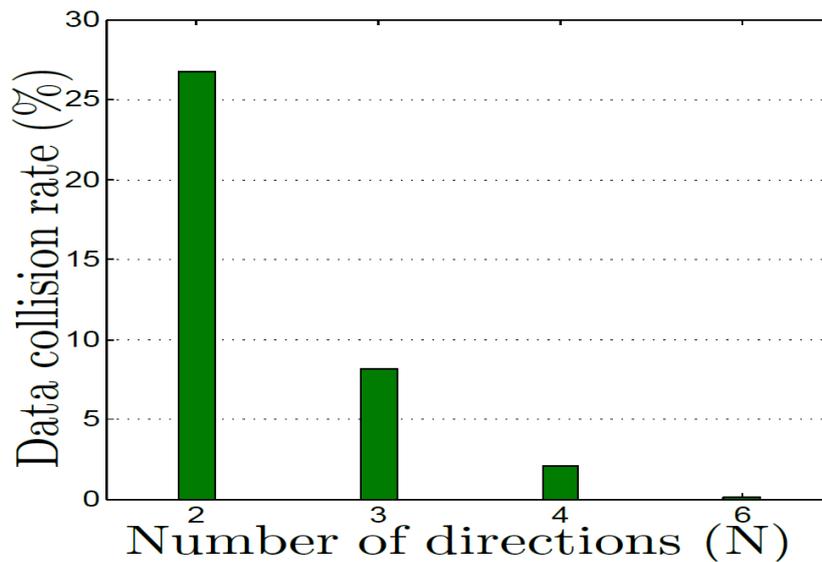


Figure 118: Estimation de la collision des données en fonction du nombre de faisceaux d'une antenne reconfigurable.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu une antenne Yagi qui nous a permis d'avoir un gain simulé et mesuré élevé de 7,2 dB et 6,7 dB respectivement, dans une direction privilégiée. Une campagne de mesure avec cette antenne met en évidence l'augmentation de la portée de communication par rapport à une antenne omnidirectionnelle fixée sur les nœuds de capteurs à l'émission et à la réception. En revanche, dans le cas d'une communication d'un nœud avec plusieurs nœuds de capteurs de dispositions inconnues, elle s'avère inefficace compte tenu de son diagramme unidirectionnel. Par la suite, nous avons modélisé et conçu un système de diversité d'antennes composé de six éléments rayonnants. Simulations et mesures démontrent qu'il est utilisable dans la bande ISM (2,4-2,485) GHz. Des extensions métalliques ajoutées au PCB ont permis d'améliorer l'isolation entre les antennes, mais aussi d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs. En changeant le port excité, une reconfiguration du diagramme de rayonnement dans le plan azimutal est obtenue. Une carte radiofréquence spécialement dédiée à cette structure pour piloter les six faisceaux offerts par cette antenne a été conçue puis testée dans son ensemble.

Dans le papier de [23], **T. N. Le et al.** trouvent qu'un nœud de capteur comportant une antenne reconfigurable à quatre faisceaux représente le meilleur compromis en terme de consommation d'énergie, de taux de collisions et de niveau de puissance de signal reçu comparativement à un nœud de capteur comportant une antenne reconfigurable à trois ou six faisceaux. C'est pourquoi, nous nous sommes ensuite attachés à concevoir une antenne reconfigurable à quatre faisceaux ayant moins de ports d'excitations, et un diagramme de rayonnement directif.

CHAPITRE IV : DIRECTIVITE RECONFIGURABLE OBTENUE PAR ELEMENTS RAYONNANTS CHARGES PAR COMPOSANTS PASSIFS

I. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de proposer une antenne reconfigurable avec une réduction du nombre de ports d'excitations permettant de couvrir quatre directions avec des faisceaux directs.

Pour cela, nous présenterons tout d'abord une structure antennaire dont la directivité reconfigurable est obtenue par le rapport des puissances (amplitudes et phases) fournis aux éléments rayonnants, cette solution permettant aussi d'améliorer la directivité dans la direction désirée.

Ensuite, nous montrerons que le chargement de l'un des éléments rayonnants par une charge complexe permet d'obtenir quasiment les mêmes performances en termes de gain, de directivité et d'angle d'ouverture que la solution précédente.

Enfin, grâce à cette technique, nous montrerons que nous pouvons couvrir quatre directions avec des faisceaux directs. Les résultats de simulation et de mesure seront présentés à chaque étape afin de valider les solutions proposées.

II. Systèmes reconfigurables en directivité à deux accès

II. 1. Solution initiale

La structure est composée de deux monopôles identiques (Figure 120) imprimée sur le même substrat utilisé précédemment. Dans cette structure, chaque antenne est imprimée le long de l'axe Z sur le substrat (Figure 120). Les dimensions $l \times w$ du monopôle sont $35 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$, ce qui correspond à des longueurs électriques de $0,28 \lambda_0 \times 0,04 \lambda_0$ pour une fréquence de travail de $f_0 = 2,45 \text{ GHz}$. Les valeurs de largeur w et longueur l ont été optimisées à la fréquence f_0 grâce au logiciel de simulation HFSS [101]. La largeur S des encoches, la longueur b de la ligne d'alimentation et de sa largeur a ont été fixées respectivement à $0,5 \text{ mm}$, 3 mm et 1 mm comme l'illustre la Figure 119. L'usage d'une telle géométrie facilite l'adaptation de l'impédance d'entrée de l'antenne.

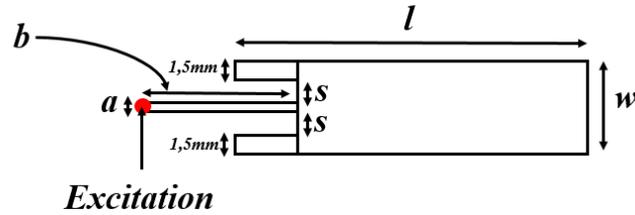


Figure 119: Géométrie d'un élément rayonnant

La distance entre les deux ports d'excitations P_1 et P_2 symétriquement espacés par rapport à l'axe Y dans cette structure est de $0,08 \lambda_0$ (10mm) comme l'illustre la Figure 120. Sur l'autre face du substrat se trouve un plan de masse circulaire de rayon 15 mm, deux directeurs et quatre réflecteurs servant à pointer le diagramme de rayonnement dans une direction donnée. Ils peuvent être activés ou désactivés grâce à des diodes PIN. Ces directeurs et réflecteurs, tous identiques, ont pour dimensions 29 mm \times 5 mm et sont disposés symétriquement par rapport à l'axe Y.

Ces éléments métalliques sont reliés au plan de masse via deux ensembles de trois diodes PIN identiques (D_1, D_2, D_3) ou (D_4, D_5, D_6) (Figures 121 (a) et (b)). Cette configuration permet de modifier les diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal, XZ, en particulier dans les directions désirées $-X$ (D_1, D_2, D_3 activées) et $+X$ (D_4, D_5, D_6 activées). L'activation des diodes PIN (D_1 à D_3) et (D_4 à D_6), représente ce que nous appellerons respectivement le mode I (Figure 121 a) et le mode II (Figure 121 b) de fonctionnement du système.

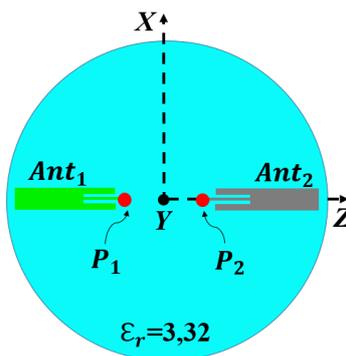


Figure 120: Géométrie du réseau d'antennes : vue de dessus

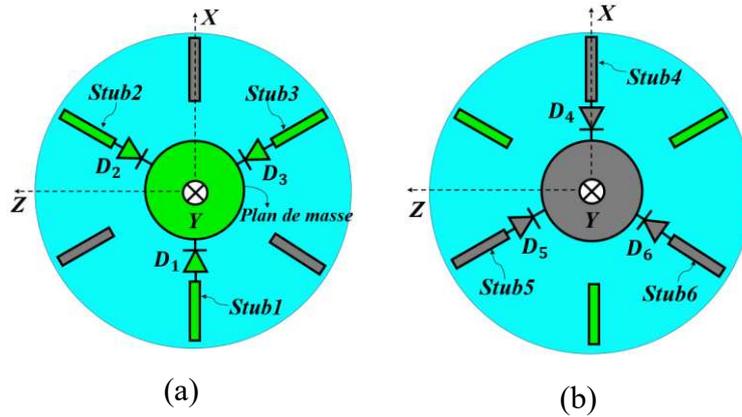


Figure 121: Géométrie du réseau d'antennes : (a) vue de dessous symbolique du mode I ; (b) vue de dessous symbolique du mode II

Le modèle de diode PIN utilisée est le BAR64-03W E6327 fabriqué par Infineon [117]. Elle est capable de fonctionner jusqu'à 6 GHz, mais pour son schéma équivalent représenté sur la Figure 122, les valeurs des composants passifs sont données pour la fréquence de 1 GHz dans sa fiche technique (Tableau 1). Pour les états ON et OFF, les modèles équivalents [118] sont donnés sur la Figure 122.

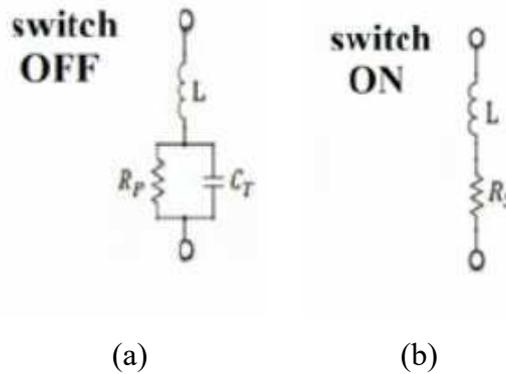


Figure 122: Circuit équivalent de la diode BAR64-03W E6327 PIN par Infineon. (a) état OFF, (b) état ON

Tableau 1: Valeurs de paramètres du circuit équivalent de la diode PIN à 1 GHz.

Diode	Etat	Paramètres			
		R_p (Ω)	R_s (Ω)	L (nH)	C_T (pF)
PIN	OFF	3K	-	1,8	0,17
	ON	-	0,85	1,8	-

La modélisation de la diode PIN dans le logiciel de simulation HFSS a été réalisée grâce au *Lumped RLC Boundary* [118], comme le montre la Figure 123.

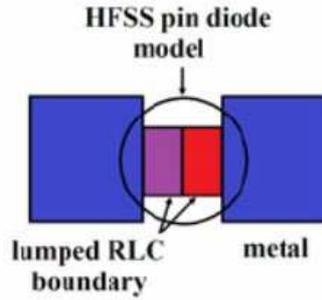


Figure 123: Modélisation de la diode PIN dans HFSS

Nous avons ensuite tracé les paramètres S simulés de cette structure (Figure 124) suivant les deux modes (Tableau 2)

Tableau 2: Etat des diodes PIN pour les modes I et II.

Mode	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
I	On	On	On	Off	Off	Off
II	Off	Off	Off	On	On	On

Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion reste inférieur à -15 dB dans toute la bande souhaitée pour les deux modes. Néanmoins, une isolation relativement insuffisante ($S_{12} = -10$ dB à 2,4 GHz) est obtenue entre les ports d'excitation P_1 et P_2 comme l'illustre la Figure 124.

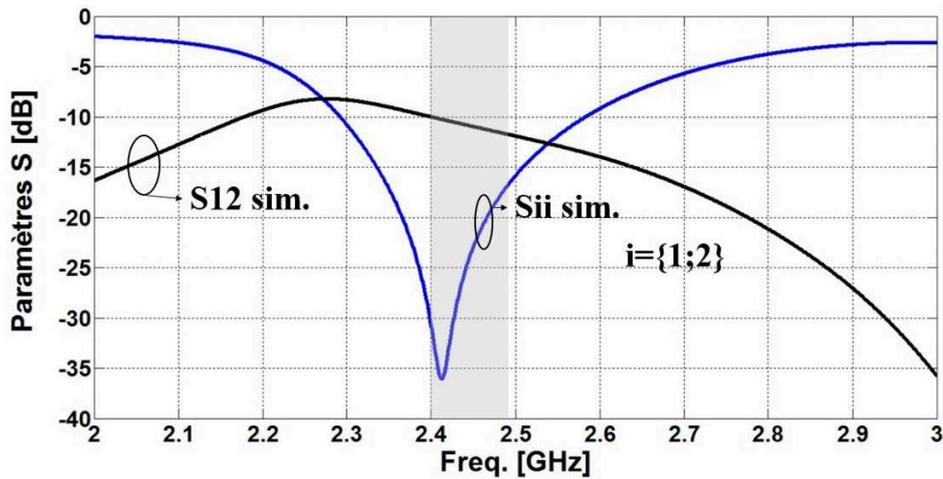


Figure 124: Coefficients de réflexion et d'isolation simulés de la structure à 2 antennes pour les modes I et II

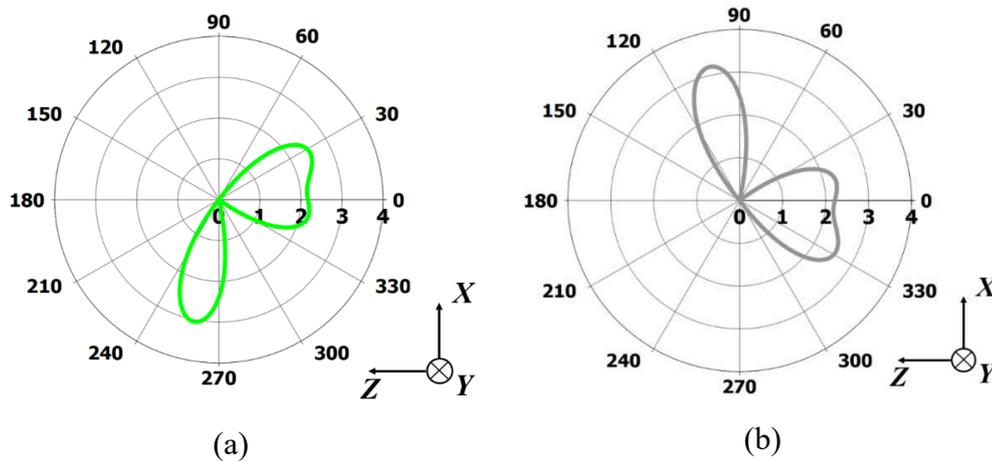


Figure 125: Gain total réalisé simulé dans le plan azimutal XoZ de la structure. (a) mode I (port 1 excité et port 2 chargé par 50 Ohms), (b) mode II I (port 2 excité et port 1 chargé par 50 Ohms)

Sur la Figure 125 est représentée le gain total réalisé simulé dans le plan azimutal XoZ ($\phi=0^\circ$) à la fréquence de 2,4 GHz de la structure pour chaque mode. Lorsque l'antenne Ant_2 n'est pas excitée mais chargée par 50 Ohms, l'antenne Ant_1 est excitée avec P_1 (1 W $\angle 0^\circ$) avec une activation des diodes PIN dans le mode I. La structure nous procure des valeurs de gain total réalisées simulées de 3,1 dB dans la direction $-X$ (270°) et de 2,5 dB en direction $-Z$ respectivement, comme le montre la Figure 125 (a). En outre, lorsque la première antenne Ant_1 n'est pas excitée mais est chargée par 50 Ohms, et que la deuxième antenne Ant_2 est excitée avec P_2 (1 W $\angle 0^\circ$) avec une activation du mode II, des gains totaux réalisés simulés sont de 3,1 dB dans la direction $+X$ ($+90^\circ$) et de 2,5 dB dans la direction $-Z$, comme indiqué sur la Figure 125 (b) sont observés.

Malgré les réflecteurs et les directeurs, nous pouvons observer la présence de deux lobes à chaque fois, un lobe principal et un lobe secondaire. Nous allons dans la section suivante essayer d'augmenter le niveau du lobe principal et réduire celui du secondaire

II. 2. Technique d'amélioration de la directivité

Selon **T. H. O'Donnell et al** dans [119], **E. E. Altshuler et al.** dans [120], **K. Boyle** dans [121], **J. M. Lugo et al.** dans [122], **S. M. Mazinani et al.** dans [123] et **A. Haskou et al.** dans [124], il est possible d'atteindre une forte valeur de directivité si une valeur d'excitation ad hoc est présente sur les ports des éléments rayonnants. Nous allons ainsi rechercher cette valeur du coefficient d'excitation qui maximise le gain et la directivité dans la direction (θ_0, ϕ_0) désirée.

Pour améliorer à la fois le gain et la directivité de notre structure, nous allons transformer le système précédent en un réseau dans lequel les deux éléments rayonnants sont excités par deux puissances P_1 et P_2 reliés par un coefficient a_{02} qui est le rapport de courant entre les ports d'excitations et défini par :

$$a_{02} = [H_{12}^*]^{-1} e^{-jk\hat{r}_0 r_2} f_1^*(\theta_0, \phi_0) f_2(\theta_0, \phi_0) \quad (\text{IV. 1})$$

f_1 et f_2 désignent les champs électriques qui sont directement extraits dans le logiciel de simulation HFSS, r_0 est le vecteur unitaire dans la direction du champ lointain (θ_0, ϕ_0) ; $k = \omega / c$ est le nombre d'onde; r est le vecteur unitaire dans la direction du champ lointain (θ, ϕ) et $\Delta(\theta) = 2\pi / N_\theta$ et $\Delta(\phi) = 2\pi / N_\phi$ sont les pas d'échantillonnage des champs lointains dans les angles sphériques (θ, Φ) , où N_θ et N_ϕ sont le nombre d'échantillons.

H_{12} représente l'équation de Uzakov défini par la relation (IV.2)

$$H_{12} = \frac{1}{4\pi} \sum_{\theta=0}^{2\pi} \sum_{\phi=0}^{\pi} f_1(\theta, \phi) f_2^*(\theta, \phi) e^{jk\hat{r}(r_2-r_1)} \sin(\theta) \Delta(\theta) \Delta(\phi) \quad (\text{IV. 2})$$

r_2-r_1 représente la distance entre les ports d'accès d'alimentations.

a_{02} peut être exprimé en fonction du rapport de puissance P_2/P_1 et des coefficients de la matrice impédance $[Z]$ dans la relation (IV.3)

$$\frac{P_2}{P_1} = |a_{02}|^2 \times \frac{Z_{22} + \frac{Z_{12}}{a_{02}}}{Z_{11} + Z_{12} \times a_{02}} \quad (\text{IV. 3})$$

Nous supposons au préalable que les diodes PIN D_1 à D_3 (mode I) sont actives et que les diodes PIN D_4 à D_6 sont inactives.

Pour vérifier l'influence du coefficient de pondération sur la directivité, une étude paramétrique sur l'amplitude et la phase a été faite.

Une variation de l'amplitude pas par pas de 0,2 W avec une phase fixe de 180° (Figure 126) sur le port d'excitation P_2 montre que la directivité augmente au fur et à mesure que l'amplitude de ce port d'excitation augmente. A partir de 0,8 W, cette directivité reste constante jusqu'à 1 W.

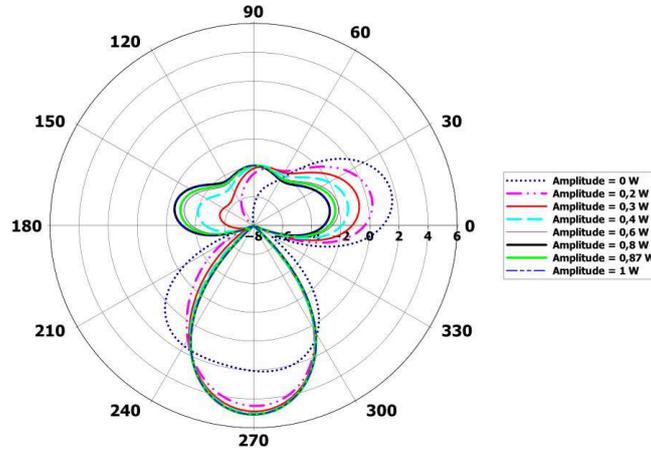


Figure 126: Evolution de la directivité sur variation de l'amplitude du port d'excitation P_2 avec une phase fixe égale à 180°

Par ailleurs, une variation de la phase par pas de 20° avec une amplitude fixe 0,87 W (Figure 127) sur le même port d'excitation montre que le niveau du lobe principal augmente au fur et à mesure qu'on se rapproche de la direction privilégiée $\phi_0 = 0^\circ$, $\theta_0 = 270^\circ$ pour une phase de 180° où la directivité est maximale et le niveau du lobe secondaire est très faible par rapport aux autres (Figure 127).

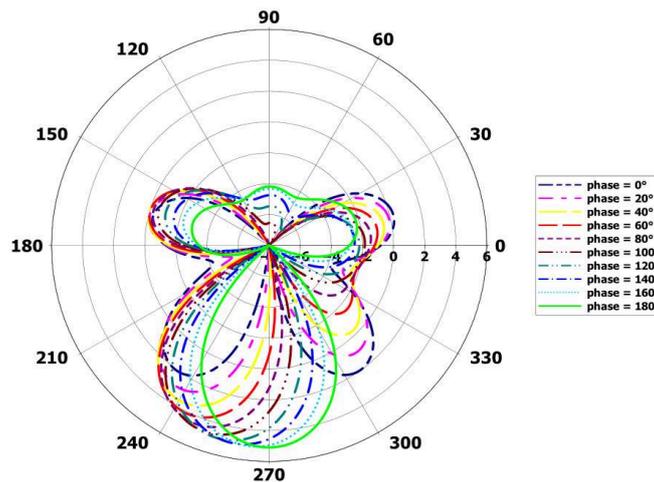


Figure 127: Evolution de la directivité sur la variation de la phase du port d'excitation P_2 avec une amplitude fixe égale à 0,87 W

On a utilisé les équations précédentes pour calculer avec Matlab [125] le coefficient de pondération a_{02} ($0,87 e^{j\pi}$) qui nous permet d'obtenir le maximum de directivité dans une

direction donnée. Ce coefficient de pondération en courant a été transformé en puissance, en utilisant la formule (IV.3) avec la matrice $[Z]$ de valeur :

$$[Z] = \begin{bmatrix} 54,583 - 5,1j & 33,335 + 165j \\ 33,335 + 165j & 52,73 - 9,83j \end{bmatrix}$$

L'antenne 1 est excitée par une puissance P_1 ($1\text{W} \angle 0^\circ$), et pour la direction $\phi_0 = 0^\circ$, $\theta_0 = +90^\circ$ puis 270° , on trouve P_2 ($0,87\text{ W} \angle 180^\circ$). Après avoir simulé la structure pour chaque mode sous HFSS, il faut aller dans le menu « edit sources » (Figure 128) pour exciter chaque port avec le bon rapport de puissance.

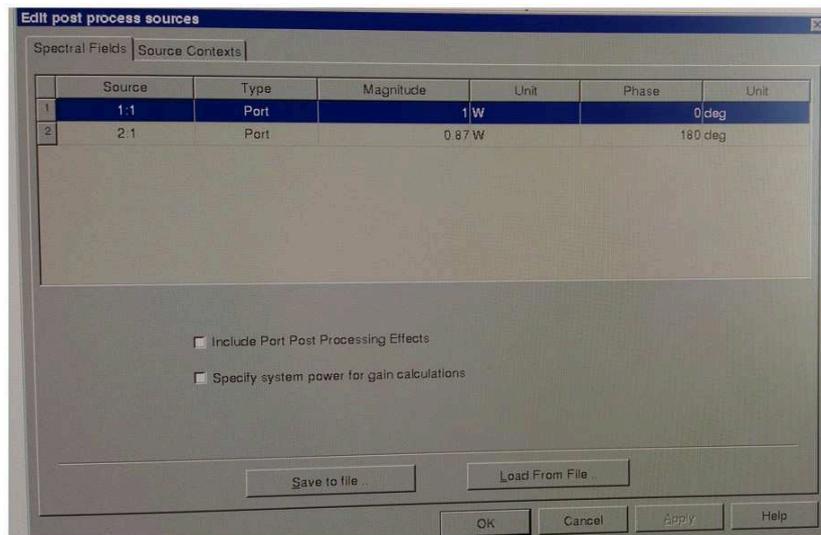


Figure 128: Excitation des ports avec les coefficients de pondérations réalisée sous HFSS

Avec l'activation du mode I, nous avons un gain total simulé réalisé de 5,5 dB dans la direction de 270° , le rayonnement arrière est de -2.3 dB, et l'angle d'ouverture à -3 dB de 51° comme l'illustre la Figure 129 (a).

Avec l'activation du mode II, nous avons un comportement parfaitement symétrique avec un gain total réalisé simulé de 5,5 dB dans la direction $+90^\circ$, un rayonnement arrière de -2,3 dB, et un angle d'ouverture à -3dB de 51° comme le montre la Figure 129 (b).

Nous pouvons constater une amélioration de 2,4 dB dans les directions 270° et $+90^\circ$ correspondantes à l'axe des X, et que le rayonnement arrière est réduit par rapport aux diagrammes de rayonnements simulés précédemment (Figure 125). Ainsi, dans ce cas les stubs utilisés jouent bien le rôle de réflecteurs et/ou de directeurs.

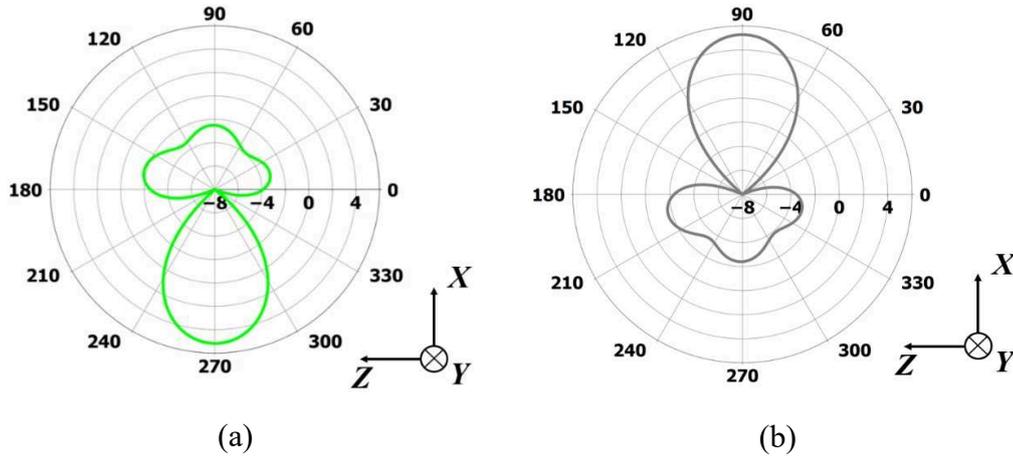


Figure 129 : Gain total réalisé simulé du réseau d'antennes dans le plan azimutal XoZ pour $P_1 (1W \angle 0^\circ)$ et $P_2 (0,87W \angle 180^\circ)$. (a) Mode I, (b) mode II

Pour la réalisation de cette solution, un diviseur-déphaseur est nécessaire pour alimenter les antennes avec des amplitudes et des phases différentes.

Parmi les solutions existantes dont celle qui consiste à utiliser un circuit contrôleur d'amplitude et de phase sur des signaux indépendants [126], nous avons choisi de concevoir un diviseur de puissance fonctionnant à la fréquence f_0 dont le rapport des puissances et le déphasage entre les ports de sortie Port 1 et Port 2 doivent atteindre les objectifs suivants :

- $P_2/P_1 = 0,87$
- $\phi_2 - \phi_1 = 180^\circ$

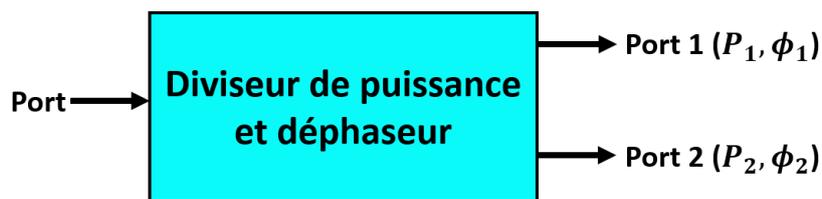


Figure 130: Modèle du diviseur de puissance



Figure 131: Layout du diviseur de puissance et déphaseur sous ADS

Les Figures 132 et 133 illustrent les performances obtenues en simulation avec le logiciel ADS.

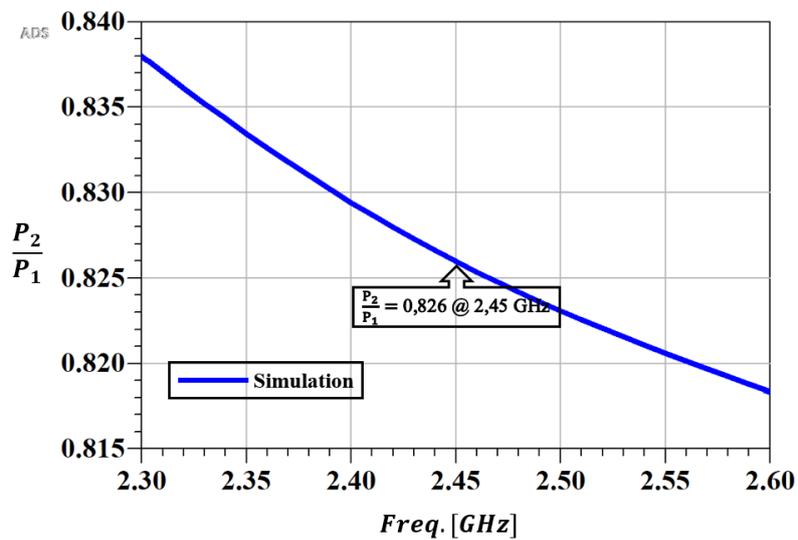


Figure 132: Rapport d'amplitude de puissance simulé P_2/P_1 en fonction de la fréquence

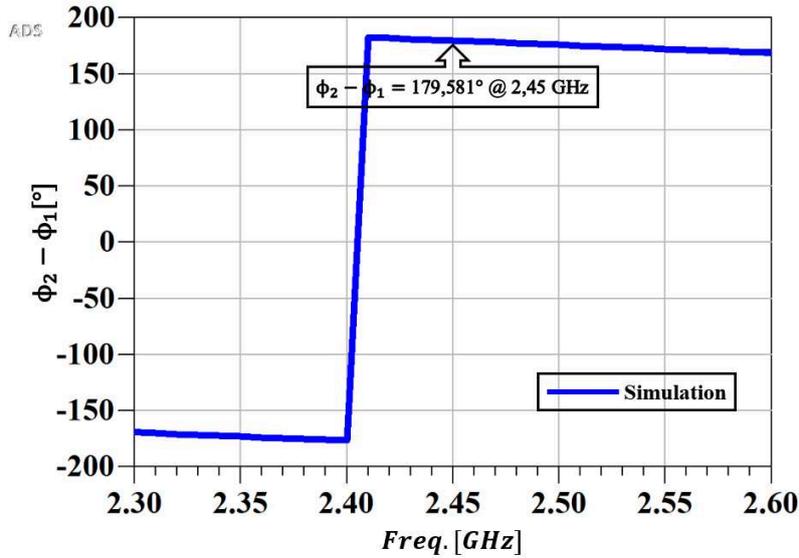


Figure 133: Déphasage simulé entre les ports 1 et 2 en fonction de la fréquence

Ces valeurs simulées sont en adéquation avec les objectifs fixés au préalable.

Après avoir fabriqué ce diviseur, nous avons mesuré ses performances sur l'analyseur de réseau. Les **Figures 134** et **135** représentent le tracé expérimental du déphasage et du rapport des puissances entre les ports 1 et 2 du diviseur déphaseur. Ces valeurs expérimentales répondent à nos attentes en termes de déphasage et de rapport de puissance.

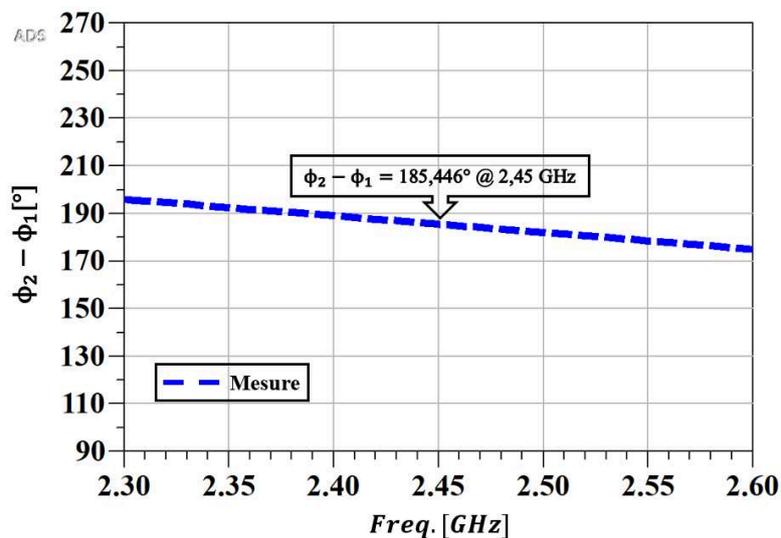


Figure 134: Déphasage mesuré entre les ports 1 et 2

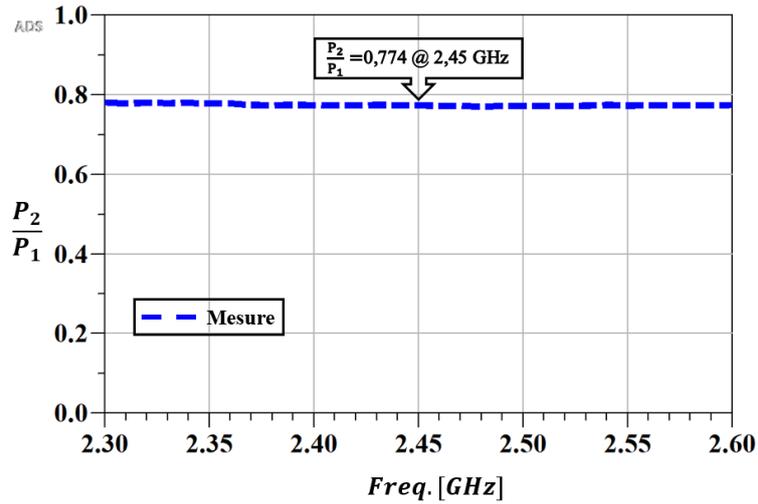
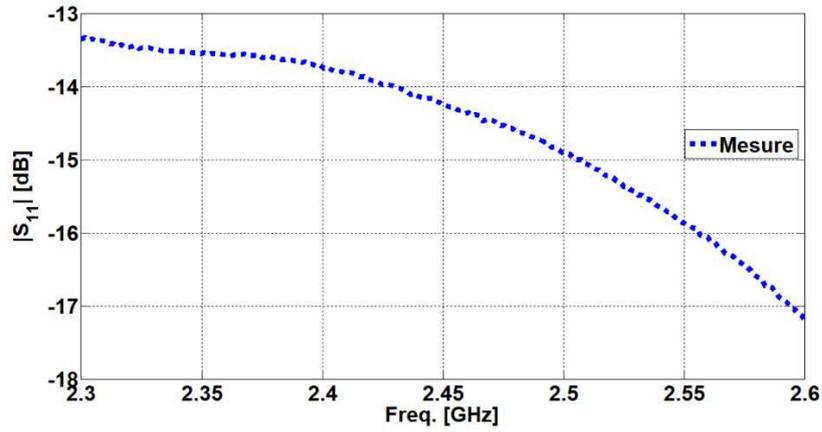


Figure 135: Rapport d'amplitude de puissance mesuré P_2/P_1

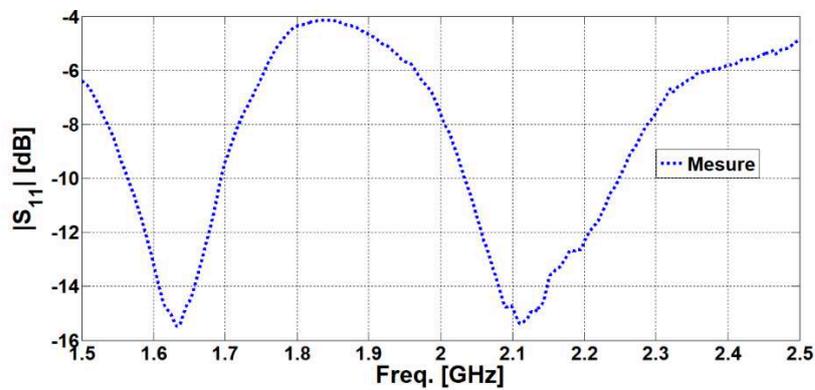
L'utilisation de ce diviseur et déphaseur sans l'antenne offre un coefficient de réflexion mesuré en entrée de -14,26 dB à 2,45 GHz (Figure 137 a). Par contre, son usage avec notre antenne (Figure 136) permet d'obtenir un coefficient de réflexion mesuré (Figure 137 b) avec des minimums beaucoup plus bas en fréquence (1,65 GHz et 2,1 GHz). De plus, l'ajout de ce diviseur et du déphaseur au système existant provoque une augmentation importante de son encombrement et perturbe le rayonnement du système.



Figure 136: Diviseur de puissance et d'un déphaseur associé à la structure antennaire

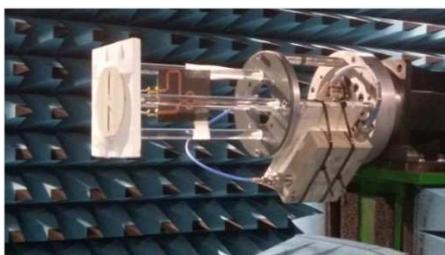


(a)

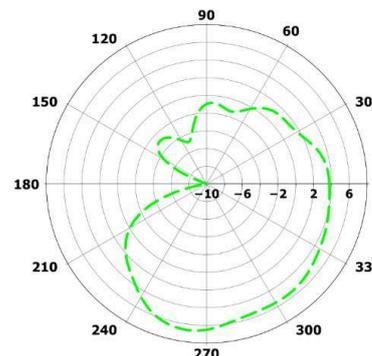


(b)

Figure 137: Coefficients de réflexion mesurés de :
 (a) diviseur et déphaseur seul, (b) l'association du diviseur, déphaseur et de l'antenne



(a)



(b)

Figure 138: (a) Structure antennaire associée au diviseur de puissance et déphaseur sous test, (b) gain mesuré à 2,1 GHz du mode I de la structure antennaire associée au diviseur de puissance et déphaseur

Par la suite, nous allons tenter de proposer une nouvelle solution permettant d'obtenir des performances équivalentes tout en conservant l'encombrement initial.

III. Systèmes reconfigurables à éléments rayonnants chargés par composants passifs

III. 1. Transformation d'un élément rayonnant en élément parasite

De nombreux travaux de recherche ont montré qu'il est possible dans le cas d'un réseau d'antennes doté d'au moins deux ports, ayant une forte directivité de retrouver la quasi-totalité de la directivité obtenue quand les 2 éléments sont actifs, en transformant au moins l'un des éléments rayonnants alimenté du réseau en un élément parasite. Cet élément parasite peut être dépourvu ou pas de charges réactives. Nous présentons ci-dessous, quelques exemples de ces travaux :

Dans [119], **T. H. O'Donnell et al.** ont pu étudier un réseau constitué d'antennes monopôles électriquement petit (ESA) (c'est-à-dire $ka < 1$, k désigne le nombre d'onde et a désigne le rayon de la sphère englobant toute l'antenne). Les éléments rayonnants constituant le réseau sont espacés et dotés de deux ports d'excitations. Il en résulte l'obtention d'un diagramme de rayonnement superdirectif simulé (>10 dB). En transformant ensuite l'une des antennes en un élément parasite, ils ont pu montrer qu'il était possible d'obtenir presque la même valeur de la directivité en rapprochant l'élément parasite de l'élément rayonnant mais à des fréquences différentes.

Dans [127], **B. Sentucq et al.** présentent une structure à deux antennes de type ESA inspirée des métamatériaux dont l'une est alimentée et l'autre se comporte comme un élément parasite (Figure 139). En rapprochant l'élément parasite de l'élément rayonnant (de 5mm à 20 mm), ils ont pu trouver une valeur optimale (7 mm) qui procure un gain identique à celui du réseau d'antennes à deux accès alimentés.

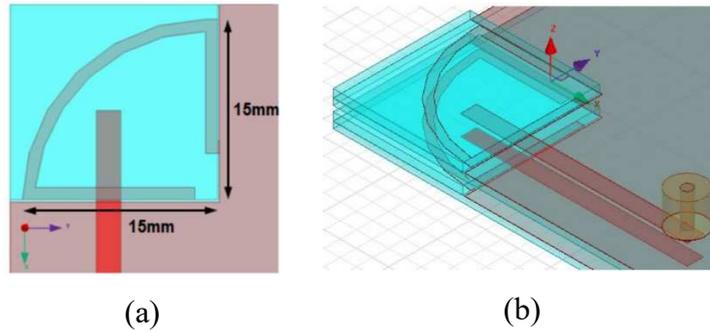


Figure 139: Géométrie de l'antenne inspirée des métamatériaux. (a) géométrie d'une seule antenne, (b) réseau d'antenne parasite

Toutefois, ce dernier induit des phénomènes de couplage qui doivent également être pris en compte [122].

Dans [124], **A. Haskou et al.** ont proposé deux monopôles repliés en forme de spirale dotés chacun d'un port d'excitation. En excitant chaque port ($P_1=1\text{W}$, $\phi_1=0^\circ$ et $P_2=0,31\text{ W}$, $\phi_2=-185,74^\circ$), une directivité de 5,6 dB a été obtenue. Ensuite, l'une des antennes est excitée alors que l'autre reçoit maintenant une charge capacitive de valeur 7,19 pF (Figure 140). Celle-ci leur offre une directivité de 5,6 dB pour une distance entre monopôles de $0,05\lambda$.

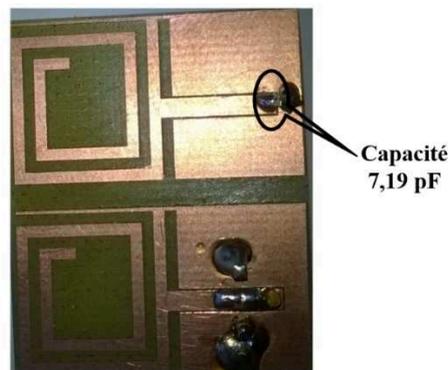


Figure 140: Prototype du réseau d'antenne spirale fabriqué

Ce même auteur s'est également inspiré des travaux de **B. Sentucq et al.** dans l'article [127] pour associer un élément rayonnant alimenté avec un élément parasite chargé par une inductance de 4,35 nH (Figure 141). De part cette procédure, une directivité de 7,2 dB en simulation a été obtenue. Puis l'auteur a réalisé un réseau à un élément actif et deux éléments parasites. Pour le premier élément parasite, une charge de valeur $7,6\ \Omega/ 11,4\ \text{pF}$ est utilisée, et le deuxième élément est chargée par une capacité de 3,74 pF. Une directivité de 9 dB a pu être

obtenue en simulation. Ces valeurs de directivités sont quasiment identiques à celles obtenues dans le cas de ce même réseau totalement actif.



Figure 141: Prototype du réseau d'antenne.

Dans [128], **A. Clemente et al.** présentent un réseau d'antennes de type méandre comportant un élément rayonnant excité et trois autres méandres utilisés en éléments parasites (Figure 142). Selon l'espacement entre tous ces éléments et la nature des charges réactives (capacitive et résistive), une forte directivité de 10 dB a été obtenue en simulation et un gain réalisé mesuré de 0,82 dB en mesure à la fréquence de 861 MHz pour une distance de $0,15 \lambda_0$

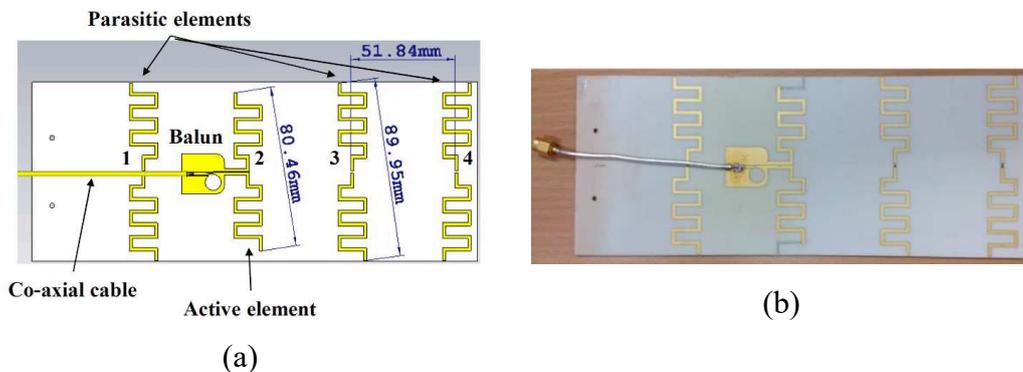


Figure 142: Géométrie du réseau d'antenne méandre : (a) modélisation, (b) prototype

Dans notre étude par contre, nous disposons d'une antenne qui n'est pas électriquement petite ($ka > 1$) mais nous allons utiliser la même procédure pour tenter de réduire le nombre de port d'excitation tout en maximisant la directivité.

L'antenne *Ant2* du réseau de la Figure 120 a été transformée en un élément parasite chargé par une charge passive et son port d'excitation P_2 est devenu un court-circuit, comme le montre la Figure 143.

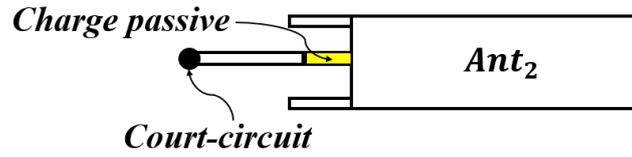


Figure 143 : Antenne monopôle parasite avec une charge passive

La nature de la charge passive a été déterminée afin d’obtenir des performances quasi-équivalentes en termes de diagramme de rayonnement que dans le cas du réseaux d’antennes monopôles précédent excité à travers P_1 ($1 \text{ W} \angle 0^\circ$) et P_2 ($0,87 \text{ W} \angle 180^\circ$) de la Figure 120, grâce aux expressions (IV.4) et (IV.5) comme décrit dans [64].

$$Z_{active}(2) = \frac{V(2)}{I(2)} = Z_{22} + Z_{12} \times \frac{I_1}{I_2} \quad (\text{IV. 4})$$

$$Z_{load}(2) = -Z_{active}(2) \quad (\text{IV. 5})$$

Où Z_{ij} correspond aux paramètres de la matrice impédance $[Z]$, et le rapport de courant $\frac{I_1}{I_2}$ désigne le coefficient d’excitation a_{02} présent dans les relations (IV.1) et (IV.3).

De par ce calcul, nous avons obtenu une charge passive de type inductive ayant une valeur de 9,6 nH. Les Figures 144 et 145 représentent la nouvelle structure antennaire transformée et des photographies vue de dessous et dessus du prototype.

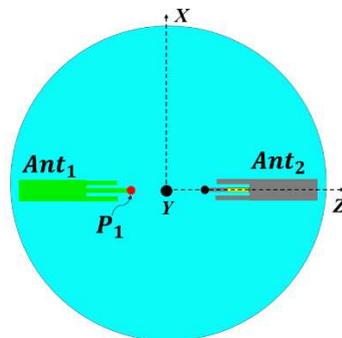


Figure 144: Vue de dessus de la nouvelle structure antennaire

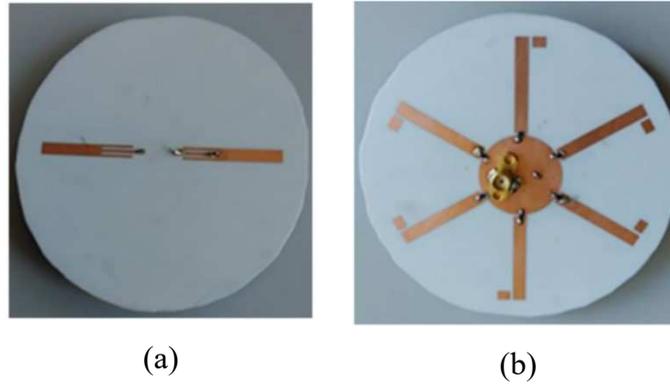


Figure 145: Prototype du réseau d'antennes monopôles transformé : (a) vue de dessus, (b) vue de dessous

Avant de présenter les résultats de simulation et de mesure de ce réseau, nous nous sommes penchés sur la réalisation de son circuit de polarisation. Dans le schéma donné Figure 146, nous disposons d'un générateur de tension pour polariser les diodes PIN et de câbles pour relier les stubs entre eux. Le plan de masse circulaire est directement connecté à la borne négative du générateur. La résistance R est une résistance de limitation de courant dont le rôle est de protéger les diodes PIN en cas de fausse manipulation. Les stubs 1 à 3 portent des diodes (D_1 à D_3) polarisées dans le même sens. Les stubs 4 à 6 portent des diodes (D_4 à D_6) polarisées en sens contraire. Une tension positive V du générateur rend les diodes D_1 à D_3 passantes et active le mode I (D_4 à D_6 sont alors bloquées). Inversement, une tension négative $-V$ du générateur active le mode II.

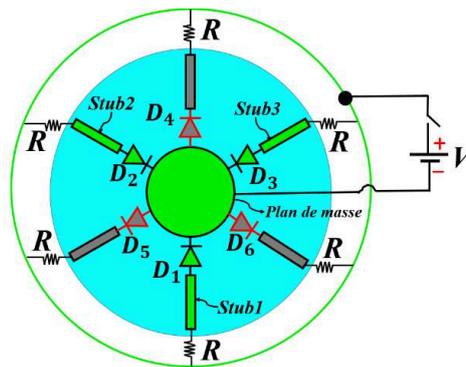


Figure 146: Circuit de polarisation de la nouvelle structure antennaire

Tableau 2: Valeur de la tension de polarisation et diodes PIN activées

V (V)	Mode	D_1	D_2	D_3	D_4	D_5	D_6
0.8	I	On	On	On	Off	Off	Off
-0.8	II	Off	Off	Off	On	On	On

Le circuit de polarisation ainsi réalisé étant fonctionnel, nous avons mesuré les coefficients de réflexion et les diagrammes de rayonnement de notre système.

Tout d'abord, en observant les courbes de coefficients de réflexion de la Figure 147, nous pouvons noter un décalage fréquentiel entre les courbes simulées et mesurées. Ce décalage peut être attribué à la valeur des composants passifs du modèle équivalent de la diode PIN donnés uniquement pour une fréquence de 1 GHz dans la fiche technique. Néanmoins, on peut observer un bon accord en termes d'allures entre les courbes simulées et mesurées. Ces coefficients de réflexion, aussi bien simulés que mesurés, sont inférieurs à -10 dB à 2,4 GHz.

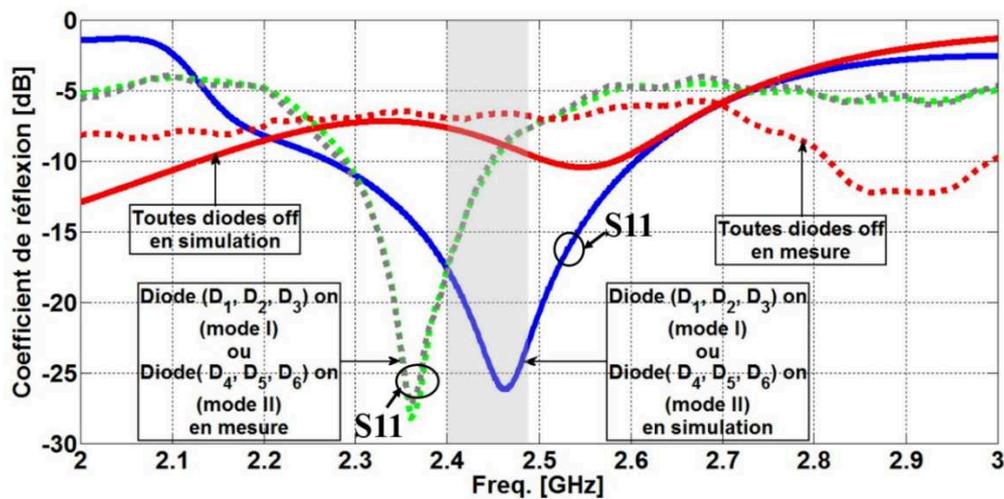


Figure 147: Coefficient de réflexion du réseau

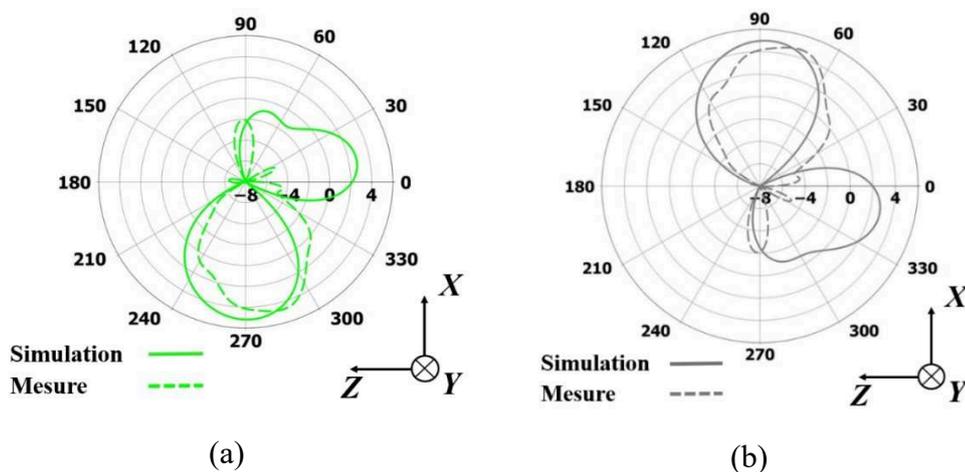


Figure 148: Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré dans le plan azimutal XOZ du gain total réalisé du réseau d'antennes. (a) Mode I, (b) mode II

Les diagrammes de rayonnement obtenus avec notre structure sont présentés Figure 148. Lorsque le monopôle alimenté est excité avec P_1 ($1 \text{ W} \angle 0^\circ$) et que le mode I est activé, un gain

total simulé réalisé de 5,2 dB est obtenu dans la direction de 270° (Figure 148 (a)) ; en mesure, cette valeur est de 4,7 dB. L'angle d'ouverture à -3 dB de 52° en simulation est quasiment le même en mesure. Il existe cependant une diminution du rayonnement arrière de -2 dB en mesure par rapport à celui obtenue en simulation. Encore une fois, cette différence est attribuée aux valeurs de composants passifs fournies par la fiche technique pour le modèle équivalent de la diode PIN qui ne sont valables que pour une fréquence de 1 GHz. Ainsi, pour ces valeurs, les diodes PIN ne se comportent pas comme des conducteurs parfaits à une fréquence de 2,4 GHz.

Enfin, lorsque le mode II est activé sachant que le monopôle alimenté reste toujours excité avec P_1 ($1\text{ W} \angle 0^\circ$), un gain total réalisé de 5,2 dB est obtenu en simulation et 4,7 dB en mesure (Figure 148 (b)) dans la direction de 90° . Nous pouvons noter également une conservation de l'angle d'ouverture à -3dB et du rayonnement arrière en simulation et en mesure comme dans le cas précédent.

La diminution du gain maximal mesuré est due aux pertes engendrées par les diodes PIN. L'efficacité totale rayonnée est de 56,9 % en mesure pour les deux modes à 2,4 GHz et de 80 % en simulation.

Ainsi, avec une valeur de charge inductive de 9,6 nH, une directivité presque équivalente à celle atteinte dans l'approche décrite par l'auteur **T. H. O'Donnell** dans [119] et [129] a été obtenue.

L'objectif est maintenant d'utiliser la même technique pour améliorer la couverture angulaire.

III. 2. Amélioration de la couverture angulaire

III. 2.1 Ajout d'éléments rayonnants

L'objectif de cette partie est de couvrir maintenant quatre directions (0° , 90° , 180° et 270°). Etant donné que les résultats de la transformation du réseau d'antennes monopôles en réseau d'antennes parasites ont donné satisfaction en simulation et en mesure, nous avons envisagé d'améliorer cette structure afin d'obtenir plus de deux diagrammes de rayonnements et de les focaliser tous dans des directions privilégiées. Ceci nécessite l'ajout de deux stubs supplémentaires. Ils sont dorénavant au nombre de huit séparés les uns des autres de 45° et sont divisés en quatre groupes : stubs 1 à 3 (mode I) ; stubs 4 à 6 (mode II) ; les stubs 2, 5, 7 (mode III) ; et les stubs 3, 6, 8 (mode IV).

Nous supposerons dans un premier temps que toutes les diodes PIN ont un modèle comportemental idéal, c'est-à-dire qu'elles sont modélisées par des court-circuits (ON) ou des circuits ouverts (OFF) comme l'illustre la Figure 149. La Figure 149 illustre également le résultat théorique obtenu pour chacune des configurations en termes de diagrammes de rayonnement. Ceux-ci sont obtenus pour l'antenne 1 excitée avec P_1 ($1 \text{ W} \angle 0^\circ$) et l'antenne 2 avec P_2 ($0.87 \text{ W} \angle 180^\circ$).

Nous pouvons faire les observations suivantes :

- Pour le mode I, le diagramme de rayonnement dans la direction désirée $\varphi = 270^\circ$ est obtenu (Figure 149 : (a)).
- Pour le mode II, le diagramme de rayonnement dans la direction désirée $\varphi = 90^\circ$ est obtenu (Figure 149 : (b)).
- Pour le mode III, (Figure 149 : (c)), un diagramme bidirectionnel pointant dans les directions $\varphi = -290^\circ$ et $\varphi = +60^\circ$ est obtenu.
- Pour le mode IV, un diagramme bidirectionnel pointant dans les directions $\varphi = -250^\circ$ et $\varphi = +110^\circ$ est obtenu (Figure 149 : (d)).

En se basant sur l'allure de ces diagrammes de rayonnement, nous pouvons constater qu'il n'est pas possible avec un réseau à deux éléments rayonnants de couvrir plus de deux directions avec un seul lobe principal dans le plan azimutal. Nous avons précédemment montré qu'avec un élément placé selon l'axe OZ, il n'était pas possible d'obtenir un faisceau selon la direction OX. Il va donc être nécessaire d'ajouter deux autres éléments selon l'axe OX.

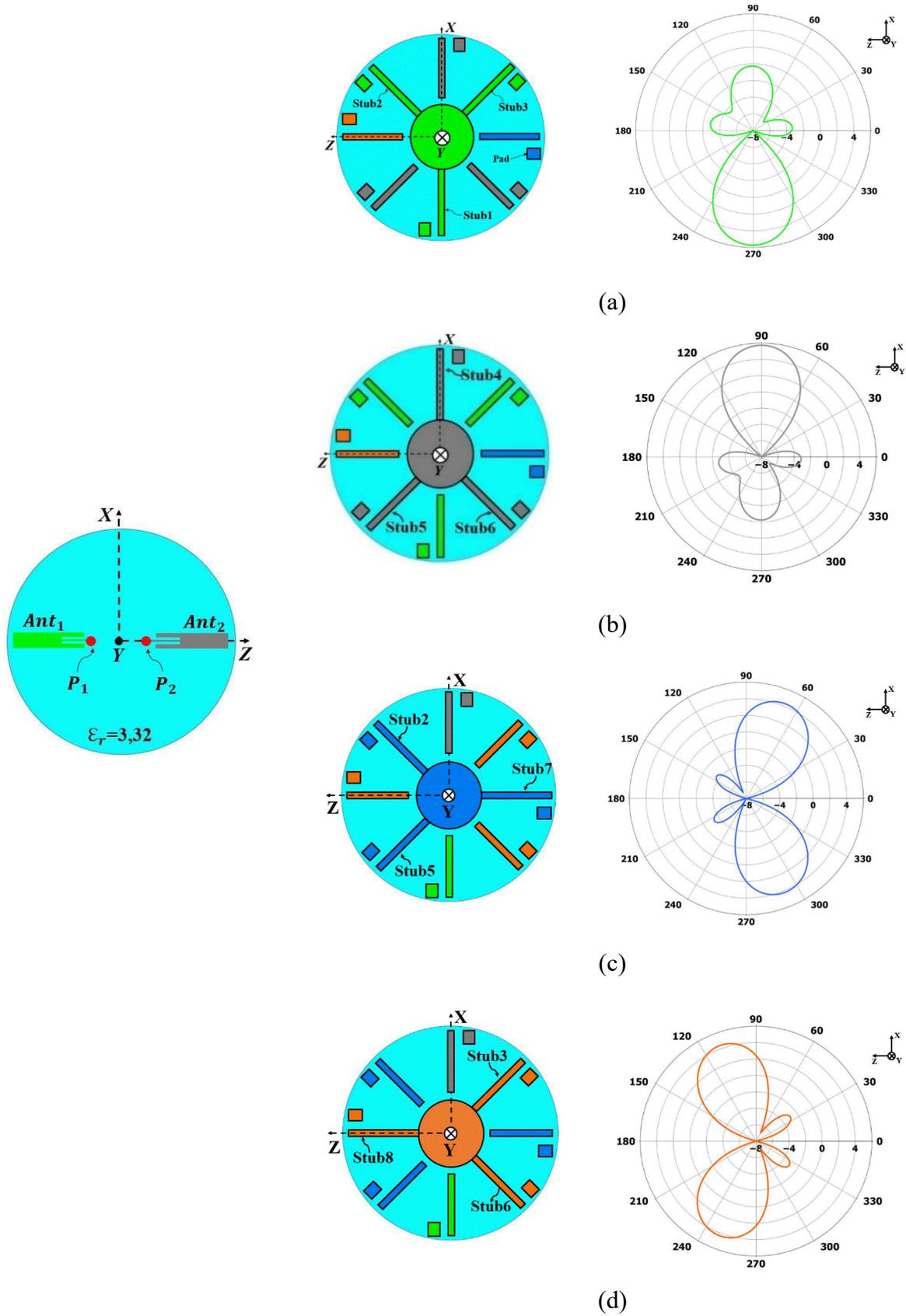


Figure 149: Géométrie du réseau d'antennes avec deux monopôles et diagrammes de rayonnement correspondants : (a) au mode I, (b) au mode II, (c) au mode III et (d) au mode IV

La structure suivante a donc été conçue (Figure 150). Elle consiste en deux éléments actifs placés l'un suivant OZ (Ant_1) associé à l'élément parasite Ant_{p1} , et l'autre suivant OX (Ant_2) associé à l'élément parasite Ant_{p2} . Les deux éléments parasites sont chargés par une inductance de 9,6 nH (Figure 151). Pour couvrir les directions souhaitées, nous avons ajouté des directeurs et des réflecteurs. (Figure 151).

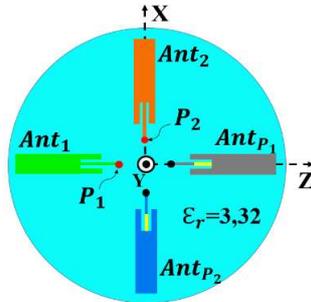


Figure 150: Vue de dessus de la géométrie du réseau

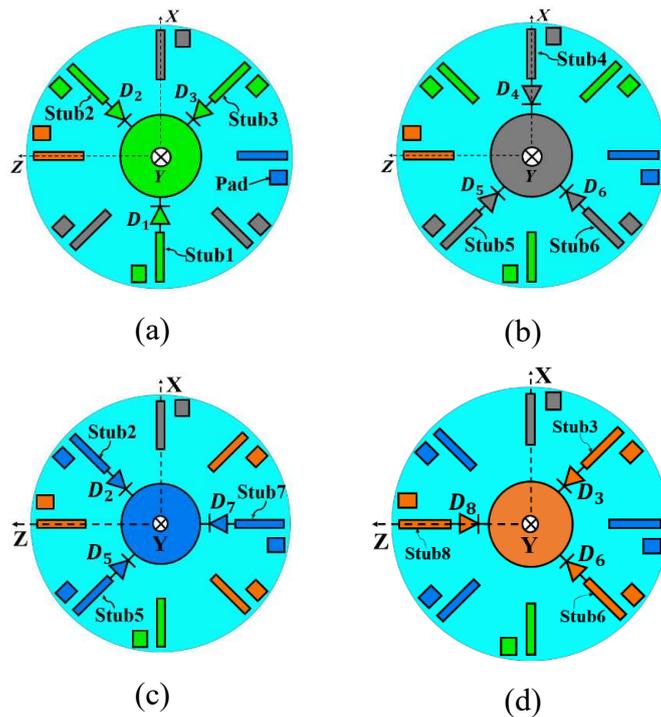
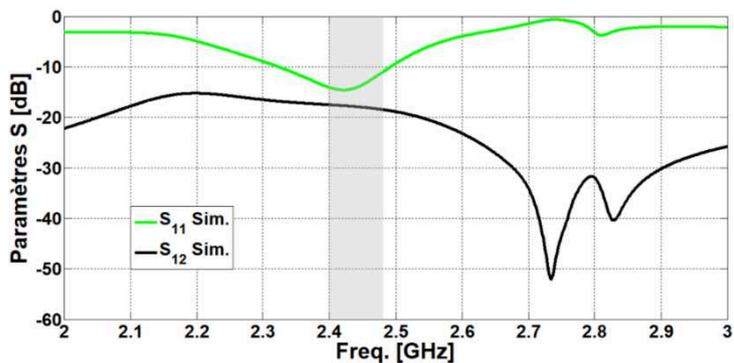
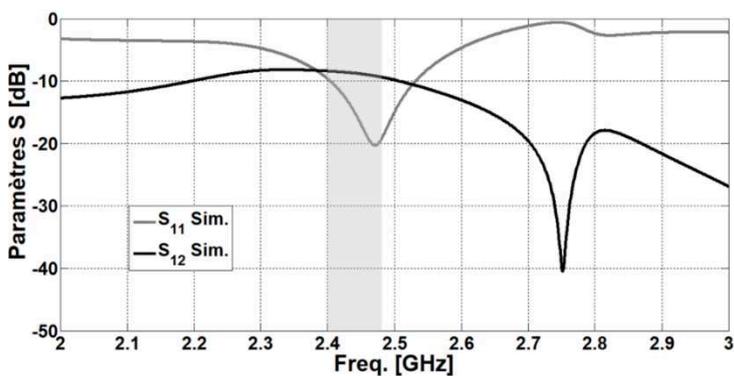


Figure 151: Vue de dessous de la géométrie du réseau.
(a) mode I, (b) mode II, (c) mode III, (d) mode IV

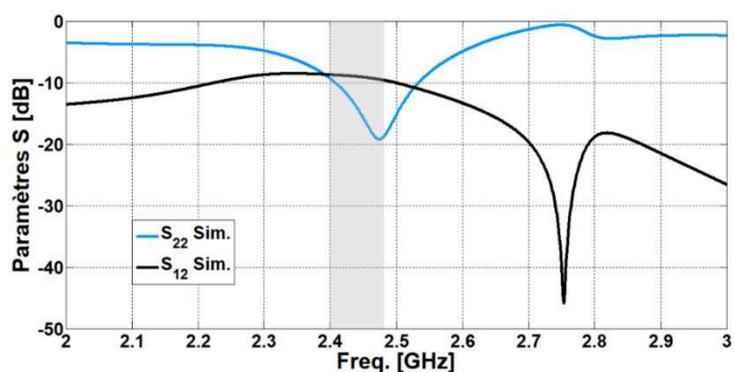
Dans le fonctionnement de cette structure, un seul accès sera alimenté à la fois et un seul triplet de diodes PIN sera activé comme l'illustre la Figure 151. Nous présentons les paramètres S simulés (Figure 152) correspondant à chaque mode I, II, III et IV.



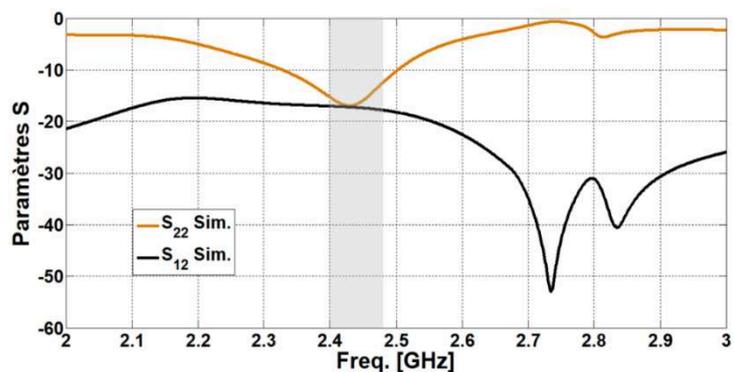
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 152: Paramètres S simulés des modes : (a) mode I, (b) mode II, (c) mode III, (d) mode IV

Nous pouvons remarquer que le coefficient de réflexion reste inférieur à -10 dB dans toute la bande souhaitée pour les quatre modes. Néanmoins, les isolations pour lesquelles les modes II et III restent inférieures à 10 dB nécessitent d'être améliorées afin de maximiser l'énergie rayonnée dans la direction désirée.

III. 2.2 Amélioration de l'isolation

Pour améliorer les isolations des modes II et III, nous avons tout d'abord essayé d'utiliser une ligne de neutralisation [107] [130] sur la face supérieure du substrat du réseau d'antennes, comme le montre la Figure 153.

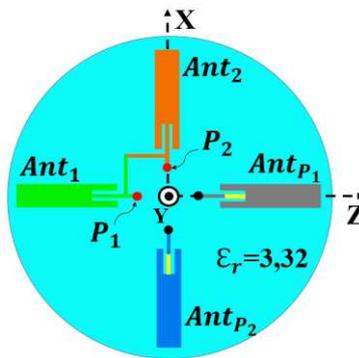


Figure 153: Vue de dessus de la géométrie du réseau avec la ligne de neutralisation

L'allure de la courbe d'isolation (Figure 154) montre une isolation inférieure à 10 dB.

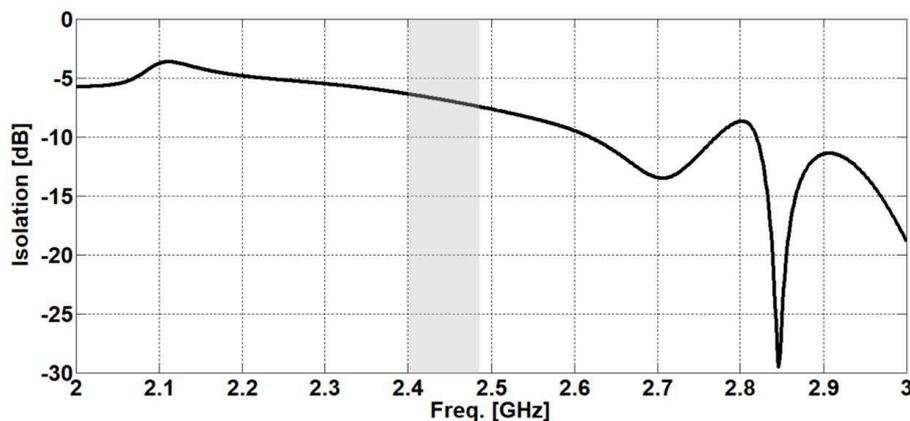


Figure 154: Isolation simulée en présence de la ligne de neutralisation

A titre d'exemple, une représentation de la distribution surfacique du courant (Figure 156 (b)) montre le couplage qui existe entre les éléments actifs Ant_1 et Ant_2 lorsque seul l'accès P_1 est excité. En effet, nous observons une influence de la distribution de courant de l'antenne 1 sur l'antenne 2 non excitée.

Cependant, nous nous sommes aperçus qu'en sectionnant cette ligne (Figure 155) il était possible d'obtenir une meilleure isolation dans la bande de fréquence souhaitée. La Figure 156 (a) montre une étude paramétrique sur la largeur de cette section a de la ligne. On peut noter que $a=0,2mm$ permet d'obtenir une bonne isolation et des diagrammes indépendants. En effet, la Figure 156 (c) montre l'absence d'effet de la distribution de courant sur l'antenne 2 lorsque seul l'accès P_1 est excité.

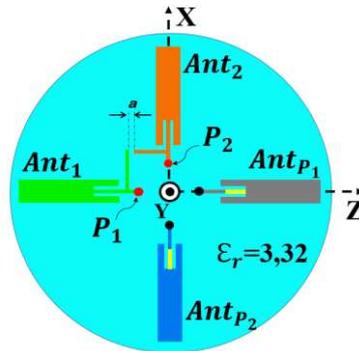
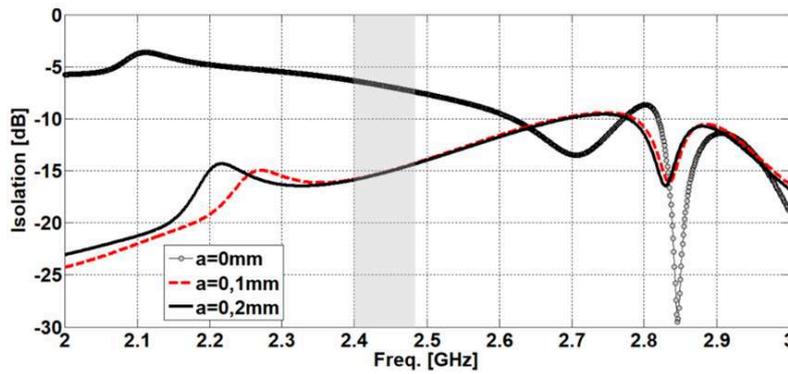
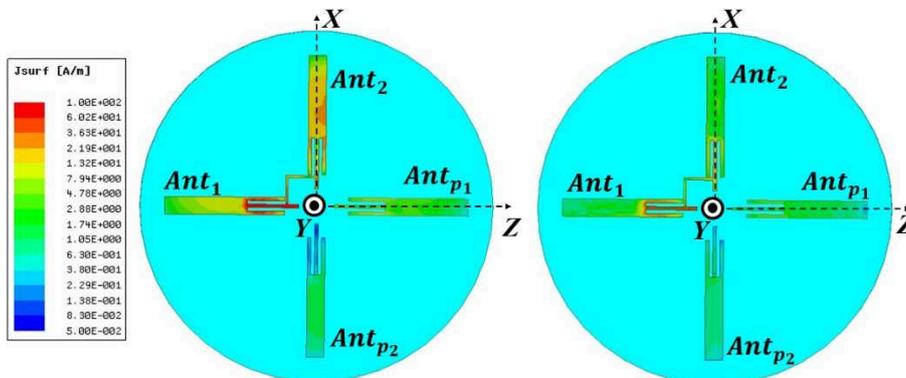


Figure 155: Vue de dessus de la géométrie du réseau d'antennes à éléments parasites avec les lignes de neutralisation



(a)



(b)

(c)

Figure 156: (a) Isolation S_{12} simulée selon la position des lignes de neutralisations, Distribution de courant surfacique sur les éléments actifs, cas où l'antenne 1 est excitée : (b) $a = 0mm$, (c) $a = 0,2mm$

Le prototype de cette structure alimenté par deux mini-câbles coaxiaux de 50 Ohms est illustré à la Figure 157.

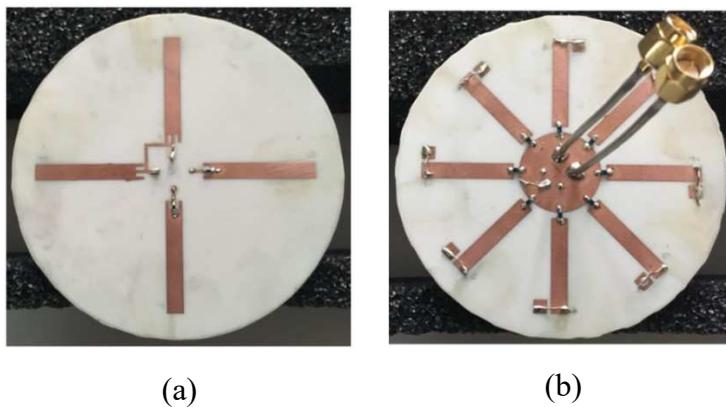
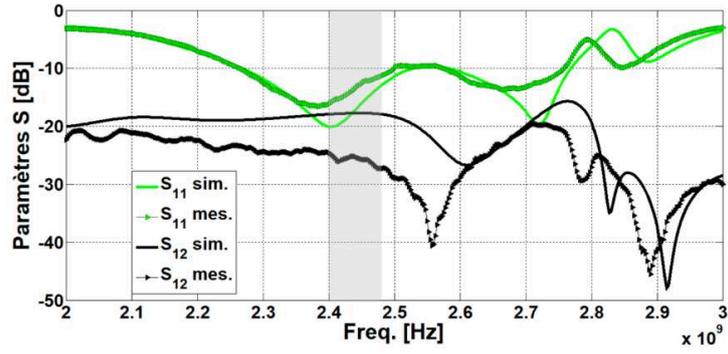
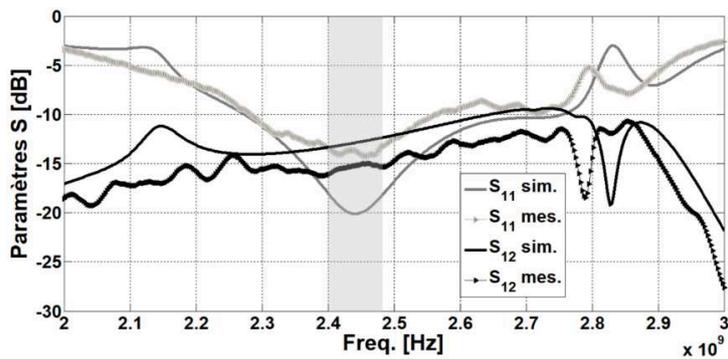


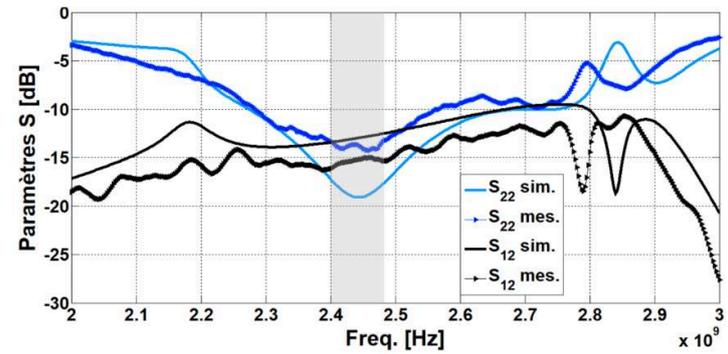
Figure 157: Prototype de l'antenne. (a) vue de dessus, (b) vue de dessous



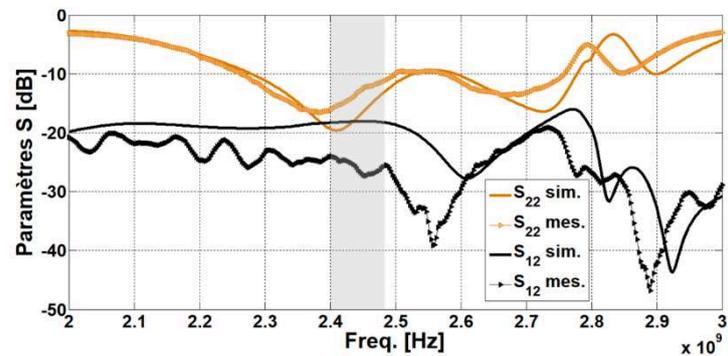
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure 158: Paramètres S simulés et mesurés pour les différents modes, avec la ligne de neutralisation, (a) I, (b) II, (c) III, (d) IV

Dans la Figure 158, correspondant respectivement aux modes I, II, III et IV, les coefficients de réflexion S_{11} ou S_{22} sont tous inférieurs à -10 dB dans la bande de fréquence souhaitée en simulation et en mesure. De plus, nous pouvons noter une isolation toujours supérieure à 12 dB dans cette bande quel que soit le mode.

Les diagrammes de rayonnement (Figure 160) de ce prototype ont été mesurés à la fréquence de 2,4 GHz en utilisant le banc 3D du LEAT (Figure 159).

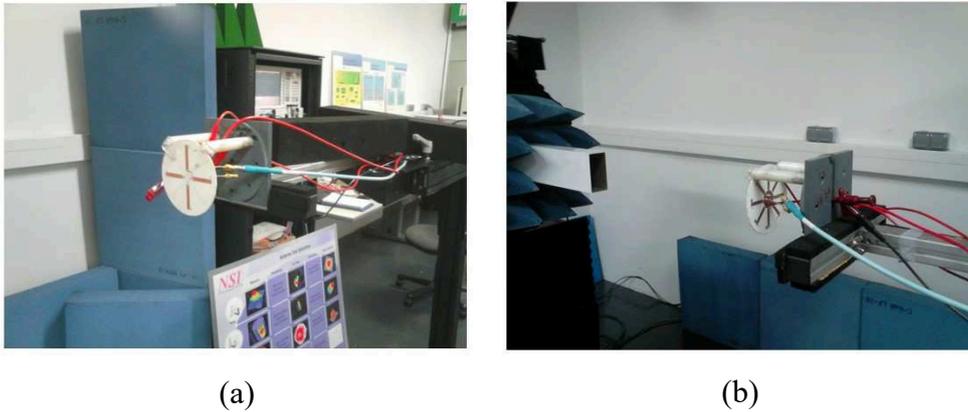


Figure 159: Prototype sous test : (a) vue de face ; (b) vue arrière

Pour chacun des modes, le gain total réalisé simulé et mesuré est proche de 4 dB avec un angle d'ouverture à -3 dB d'environ 60°. Nous pouvons noter une réduction du rayonnement arrière mesuré par rapport à la simulation. Cette différence a été expliquée dans la section précédente III.2. L'efficacité totale rayonnée pour chaque mode à 2,4 GHz est d'environ 80% en simulation et de 54% en mesure avec la présence des diodes PIN dans la structure antennaire. Cette dernière structure sera testée dans la suite lors des campagnes de mesure.

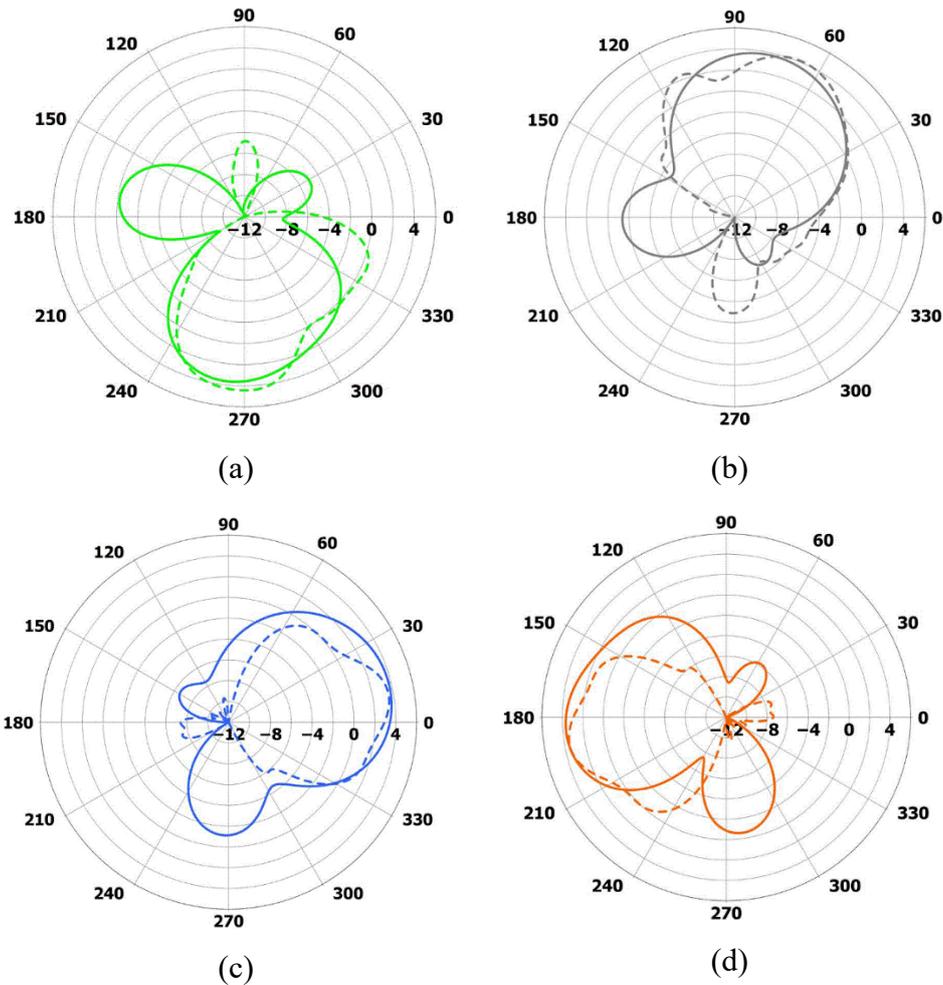


Figure 160: Gain total réalisé simulé (trait plein) et mesuré (pointillés) à 2,4 GHz pour : (a) mode I ; (b) mode II ; (c) mode III ; (d) mode IV.

IV. Campagne de mesures

Les campagnes de mesures se sont déroulées dans les mêmes conditions que celles présentées précédemment. Les nœuds utilisés dans cette campagne ne sont cependant pas tout à fait les mêmes que ceux utilisés précédemment. **Ces nœuds disposent d'un module radio de type CC2520. Ceux-ci** sont disposés à une hauteur de 70 cm au-dessus du sol et sont en visibilité directe pour chaque distance (1m, 2m, 3m, 4m, 5m, et 6m). Nous disposons d'une antenne omnidirectionnelle, d'une antenne Yagi et d'une antenne reconfigurable à quatre monopôles pour cette campagne. En faisant varier la distance entre les nœuds émetteur et récepteur de 1m à 6m en indoor-LOS, nous avons pu mesurer et comparer le RSSI reçu par la station de base pour différentes configurations.

Les mesures ont consisté à utiliser une antenne omnidirectionnelle dans un premier temps, puis notre système reconfigurable et directif associé au nœud émetteur et une antenne omnidirectionnelle sur le nœud récepteur de la station de base.

L'objectif ici est surtout de montrer l'efficacité de notre système en termes de gain et non en termes de reconfigurabilité ; c'est pourquoi une seule direction a été choisie pour notre système reconfigurable. Ainsi, avons-nous considéré les configurations Omni / Omni et Ant_reconf/Omni dans une seule direction.

Cette étude comparative entre l'utilisation d'antennes directives reconfigurables et omnidirectionnelles sur les nœuds de capteurs en termes de portée est présentée Figure 161.

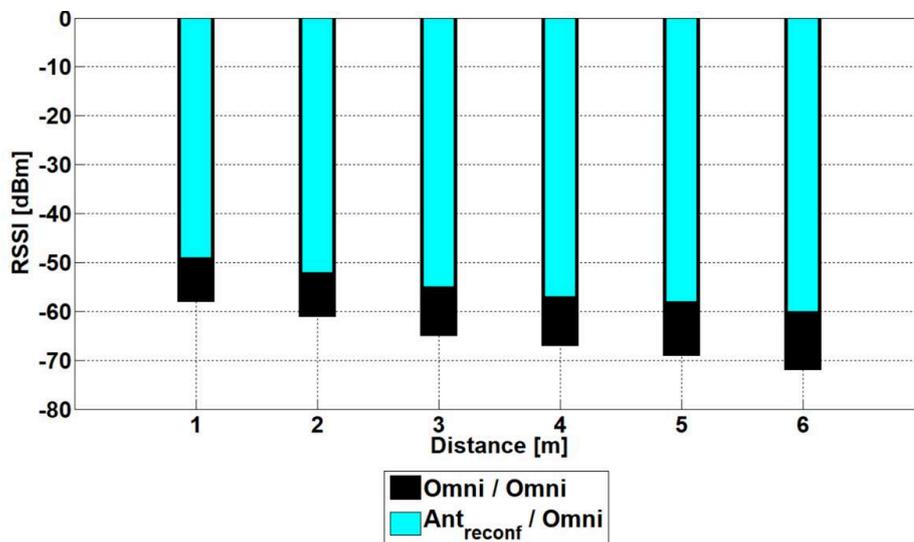


Figure 161: RSSI mesuré pour les antennes omnidirectionnelles et directives sur le nœud émetteur pour une antenne omnidirectionnelle sur le nœud récepteur

Nous pouvons observer pour la configuration Omni/Omni, une valeur de RSSI de -58 dBm obtenue pour une distance entre antennes de 1 m alors que dans la configuration Ant_reconf/Omni cette même valeur est obtenue pour une distance de 5 m. Nous avons ainsi une amélioration de la portée de 4 m avec le système reconfigurable directif. De plus, la valeur de RSSI est améliorée pour chaque distance par rapport à celle obtenue en utilisant une antenne omnidirectionnelle sur le nœud émetteur.

Ensuite, en utilisant uniquement des configurations omni/Omni et directives/directives pour les nœuds émetteurs-récepteurs, nous pouvons observer la différence entre les performances obtenues avec des antennes omnidirectionnelles par rapport à celles obtenues avec des antennes directives en termes de portée et de RSSI (Figure 162). Dans ces études

comparatives, toutes les différences obtenues en termes de RSSI sont dues aux gains apportés par chaque antenne dans cette campagne. En effet, les gains mesurés des 3 différents types d'antennes utilisées : omnidirectionnelles Ant_reconf et Yagi sont respectivement de 0 dB, 4dB, 6,7 dB dans le plan azimutal.

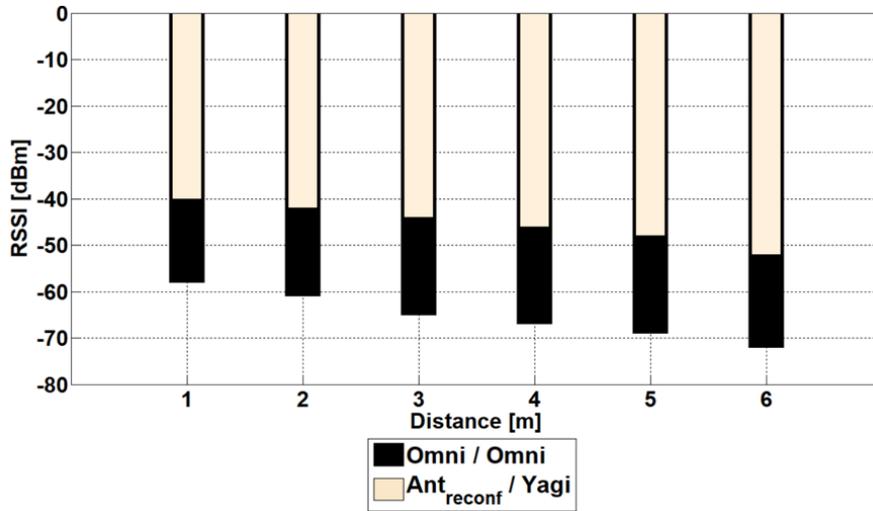


Figure 162: RSSI mesuré pour les configurations omnidirectionnelle et directive sur les nœuds émetteur-récepteur

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons d'abord réalisé un système réseau composé de 2 antennes alimentés séparément. En utilisant les coefficients de pondérations en courant puis en puissance sur l'accès des ports d'alimentation des antennes, nous avons pu obtenir le maximum de directivité dans une direction donnée. Nous avons ensuite pu reconfigurer le diagramme de rayonnement dans deux directions grâce à deux modes correspondant à l'activation de directeurs et de réflecteurs par 2 triplets de diodes PIN.

Ensuite, l'un des deux éléments rayonnants a été transformé en un élément parasite en remplaçant son accès par une charge passive calculée à l'aide de la matrice Z et au coefficient de pondération entre les accès trouvés précédemment. De par la nature et l'optimisation de la valeur de cette charge passive, nous avons pu réduire la complexité de notre système tout en obtenant quasiment les mêmes valeurs de directivité et de gain dans la bande de fréquence désirée. Cette méthode nous a ainsi permis d'obtenir un système directif reconfigurable couvrant 2 directions avec seulement une antenne alimentée et un élément parasite comprenant une charge passive.

Pour couvrir quatre directions, correspondant chacune à un mode différent, une duplication des monopôles sur la face supérieure et l'ajout de directeurs et réflecteurs supplémentaires sur la face inférieure du substrat ont été nécessaires. L'activation de chaque mode est effectuée en sélectionnant le port à exciter ainsi que le triplet de diodes PIN à activer. Cependant, les isolations entre les ports pour certains modes restant faibles, l'ajout de lignes de neutralisation a dû être effectué afin d'améliorer le niveau d'isolations entre ces ports. Ainsi, pour chaque mode, le gain total simulé et mesuré est de 4 dB avec un angle d'ouverture à -3 dB d'environ 60° .

Enfin, une campagne de mesure a été réalisée avec cette antenne associée à un nœud de capteurs. Les mesures obtenues au cours de cette campagne montrent les avantages qu'offre l'antenne reconfigurable à quatre antennes monopôles en termes de portée de communication et d'amélioration de RSSI.

CONCLUSION

Les travaux effectués au cours de cette thèse se sont inscrits dans le cadre du programme « Investissements d'Avenir » portant la référence ANR-11-LABX-0031-01. Le but de ces travaux était de proposer des solutions antennaires dédiées aux nœuds de capteurs sans fil permettant d'une part une réduction de la taille de l'élément rayonnant et d'autre part une amélioration de la directivité.

Nous avons tout d'abord présenté le principe de fonctionnement, les principaux avantages et inconvénients des réseaux de capteurs sans fil. Les nœuds constituant ces réseaux étant équipés d'antennes sur leur module RF, nous avons présenté les propriétés des antennes et notamment celles des antennes reconfigurables.

La première solution proposée est une solution antennaire directive inspirée d'une antenne imprimée Yagi/Uda dans la bande ISM à 2,4 GHz. Elle est composée d'un réflecteur, d'un dipôle alimenté et de deux directeurs, et offre un gain mesuré de 6,7 dB dans le plan azimutal.

La deuxième solution proposée est une antenne composée de six monopôles identiques ayant chacun un port d'alimentation, travaillant dans la bande désirée. De par la sélection des différents ports d'alimentation, une couverture globale du plan azimutal peut être obtenue, avec un faisceau directif de gain mesuré de 3 dB et d'angle d'ouverture à -3 dB de 55°. Pour contrôler ces diagrammes de rayonnement de manière automatique, une carte électronique dotée d'un switch de type SP6T dédiée à ce système a également été conçue.

Puis, afin de réduire le nombre de ports d'alimentation tout en conservant l'aspect directif et reconfigurable du diagramme de rayonnement, une troisième solution de type monopôle utilisant les coefficients de pondérations en courant puis en puissance des alimentations des antennes afin d'améliorer la directivité dans une direction donnée a été proposée en étude préliminaire. Une transformation de l'un des monopôles de la structure antennaire précédente en élément parasite, tout en essayant de conserver quasiment les mêmes performances en termes de directivité, a été effectuée. Une inductance de 9,6 nH comme charge de l'élément parasite a été définie.

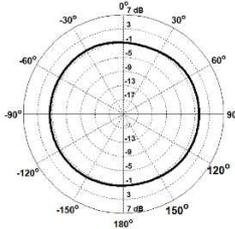
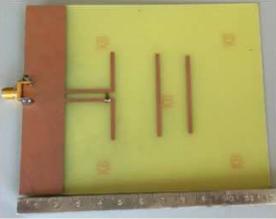
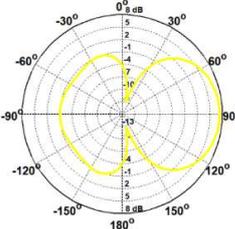
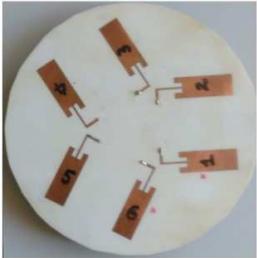
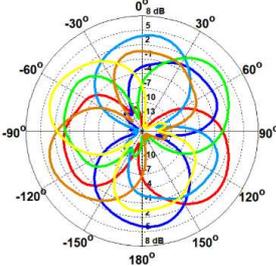
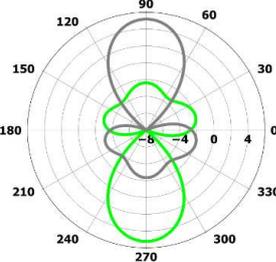
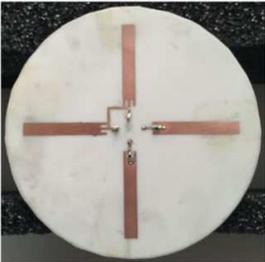
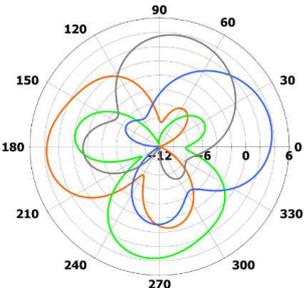
Conclusion

Cette solution offre deux diagrammes de rayonnements dans le plan azimutal avec un gain mesuré de 4,7 dB et d'angle d'ouverture à -3 dB de 52°, grâce à l'activation d'un triplet de diodes PIN. Cependant, afin de couvrir l'ensemble du plan azimutal, deux directions supplémentaires correspondant chacune à un mode selon le port excité et le triplet de diodes PIN activé, ont été ajoutées grâce à une duplication des monopôles actif et parasite de la structure antennaire précédente. Le système ainsi obtenu possède un gain total mesuré de 4 dB pour chaque mode avec un angle d'ouverture à -3 dB de l'ordre de 60°.

Des campagnes de mesures ont ensuite été effectuées avec chacune des solutions présentées dans ce mémoire. L'indicateur de la puissance du signal reçu (RSSI) a été la grandeur métrique utilisée pour quantifier les performances de chacune des antennes proposées. Suite à ces campagnes, nous avons pu remarquer que l'utilisation d'antennes directives et reconfigurables sur les nœuds capteur en notre possession permet une amélioration du RSSI et de la portée de communication par rapport aux antennes omnidirectionnelles utilisées jusqu'alors sur ces nœuds.

En perspectives, il nous semblerait intéressant de premièrement concevoir une carte radiofréquence pour contrôler les diagrammes de rayonnements du système antennaire à quatre faisceaux ; deuxièmement, d'utiliser une charge passive variable en lieu et place d'une charge passive fixe pour reconfigurer le diagramme de rayonnement. Ceci permettrait de ne plus avoir à utiliser les diodes PINs connectées sous la face inférieure du substrat. Troisièmement, en utilisant le logiciel OMNeT++, d'étudier le taux de collisions en utilisant toutes les antennes reconfigurables proposées dans ce manuscrit étant donné leur donné que le niveau des lobes secondaires de leurs diagrammes de rayonnement. Et enfin, d'utiliser une charge passive variable sur un autre type d'antennes comme des PIFAs par exemple afin de mener une étude comparative de RSSI.

ANNEXE

Prototype	Type d'antenne	Couverture angulaire	Estimation de RSSI
	Omnidirectionnelle		Faible valeur dans toutes les directions (-44,6 dBm / 1m)
	Directive		Très forte valeur dans une seule direction (-28 dBm / 1m)
	Directive et reconfigurable		Forte valeur dans toutes les directions (-31,5 dBm / 1m)
	Directive et reconfigurable		Forte valeur dans deux directions (-33 dBm / 1m)
	Directive et reconfigurable		Forte valeur dans quatre directions (-40 dBm / 1m)

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS

Récompenses

- ❖ Meilleur prix Teaser Labex UCN@ Sophia : 24 Avril 2015
- ❖ A. DIHISSOU, R. STARAJ, A. DIALLO, P. LETHUC, A. PEGATOQUET

« Smart antenna for M2M applications »
Embedded Software and Micro-Electronics (ESAME), Sophia Antipolis, France: 2-5
Novembre 2015

Communication internationale

- ❖ DIHISSOU, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ,

« Directive and Reconfigurable Loaded Antenna Array for Wireless Sensor Network » **Progress In Electromagnetics Research (PIER) (Soumis le 24 mars 2018)**

- ❖ A. DIHISSOU, A. DIALLO, P. LE THUC, R. STARAJ,

« Technique to Increase Directivity of a Reconfigurable Array Antenna for Wireless Sensor Network » **European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2017)**
URL: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01486606>

Communication nationale

- ❖ A. DIHISSOU, R. STARAJ, A. DIALLO, P. LE THUC

« Système antennaire et directif pour réseau de capteur sans fil »
XIX^{ème} Journées Nationales des Micro-Ondes, Bordeaux, France :2-5 Juin 2015
URL: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01149937/fr>

- ❖ A. DIHISSOU, R. STARAJ, A. DIALLO, P. LE THUC, A. PEGATOQUET

« Directive and reconfigurable antenna system for wireless sensor networks »
Sensors Energy Harvesting Wireless Network and Smart Objects Conference, Gardanne /Aix en Provence, France: 14-16 Octobre2015
URL: <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01344461/fr>

- ❖ A. DIHISSOU, R. STARAJ, A. DIALLO, P. LE THUC, A. PEGATOQUET

« Smart antenna for M2M applications » Embedded Software and Micro-Electronics (ESAME),
Sophia Antipolis, France: 2-5 Novembre 2015

RESUME

Les études montrent généralement que la partie radio est l'une des plus grandes sources de consommation d'énergie dans un nœud de capteur. Cette source de consommation est directement liée au type d'antenne utilisé sur le module radio du nœud. Or, nombre de nœuds de capteurs sans fil sont généralement équipés d'antennes omnidirectionnelles provoquant ainsi un gaspillage de l'énergie dû à leur rayonnement. Face à un tel constat, ce mémoire présente des systèmes d'antennes directives et reconfigurables dédiés à ces nœuds capteurs en lieu et place des antennes omnidirectionnelles pour pallier à cette perte d'énergie. Il s'agit de petites antennes qui doivent respecter pleinement la gamme de fréquences nécessaire pour fonctionner correctement, mais aussi, dont le rayonnement peut être modifié en utilisant des composants actifs peu gourmands en énergie avec un contrôle actif qui doit également être simple. La première solution proposée est une solution antennaire directive inspirée d'une antenne imprimée Yagi/Uda dans la bande ISM-2,4 GHz. Elle offre, en simulation, un gain élevé avec une valeur de 7,3dB et un angle d'ouverture à $-3dB$ de 57° dans le plan azimutal. La deuxième solution proposée est une antenne à plusieurs faisceaux (six) possibles dans le plan azimutal. Celle-ci se compose de six monopôles identiques, ayant chacun un port d'alimentation. De par la sélection du port alimenté, un diagramme directif de gain simulé de 4,6 dB et d'angle d'ouverture à $-3dB$ de 55° est obtenu, permettant ainsi une couverture globale du plan azimutal. De plus, une carte électronique dotée d'un switch de type SP6T dédiée à cette antenne a été conçue pour contrôler ces six diagrammes de rayonnement de manière automatique. Afin de réduire le nombre d'éléments rayonnants tout en améliorant les performances radio électriques obtenues, une troisième solution a été proposée. Elle se compose d'un monopôle alimenté et d'un monopôle parasite chargé par une inductance de 9,6 nH. La nature et la valeur de la charge ont été obtenues en utilisant les équations d'Uzkov qui permettent de calculer les coefficients de pondérations dans le cas de deux antennes monopôles alimentées séparément afin de maximiser le gain et la directivité dans une direction privilégiée. Contrairement à l'usage de la carte électronique pour le contrôle de diagramme de rayonnement dans le cas de la structure antennaire à six monopôles, l'aspect reconfigurable en diagramme est obtenu dans ce cas en utilisant des éléments réflecteurs et directeurs activés par des diodes PIN. Elle procure en simulation un gain maximal de 5,2 dB en azimut pour un angle d'ouverture à $-3dB$ de 52° , dans les directions 90° et 270° selon les diodes sélectionnées. Enfin, une application directe de cette structure est proposée pour couvrir plus de deux directions en azimut.

Résumé

Elle consiste en un ensemble de quatre monopôles dans lequel deux d'entre eux sont alimentés et les deux autres sont chargés par des inductances identiques. Il est capable de diriger son rayonnement dans le plan azimutal couvrant des directions sur 360° (0° , 90° , 180° et 270°). Le gain total réalisé simulé est de 4 dB pour chaque diagramme de rayonnement dans le plan azimutal avec un angle d'ouverture à $-3dB$ d'environ 60° .

Des campagnes de mesures ont été effectuées pour chacune des antennes présentées dans ce mémoire. L'indicateur de la puissance du signal reçu (RSSI) a été la grandeur métrique utilisée pour quantifier les performances des antennes proposées. Suite à ces campagnes, nous avons pu remarquer que l'utilisation d'antennes directives seules, améliorant la portée de communication entre deux nœuds de capteurs s'avère insuffisante dans le cas d'un déploiement aléatoire de nœuds capteurs. D'où l'importance de l'aspect reconfigurable du faisceau de rayonnement au moyen de composants électroniques peu gourmands en énergie. Ces structures antennaires directives et reconfigurables offrent une amélioration de la qualité de liaison, visibles au moyen du RSSI, gage d'une réduction drastique d'une part des collisions dans le cas de plusieurs nœuds en communication et d'autre part de consommation d'énergie.

Mots clés : antenne directive, antenne reconfigurable, switch, angle d'ouverture à $-3dB$, coefficient de pondération, diode PIN, nœud de capteur, ISM, RSSI

ABSTRACT

Studies have shown that the communication subsystem is one of the greatest sources of energy consumption in wireless sensor networks. This subsystem is directly bounded to the type of antenna used on the radio module. Several sensor nodes are equipped with omnidirectional antennas leading to a waste of energy due to the shape of their beam. Instead of using omnidirectional antennas, directive and reconfigurable antennas system dedicated to wireless sensor networks are presented in this work so as to alleviate the waste of energy. On one hand, such dedicated antennae should be small in size and particularly designed by taking into consideration the frequency bandwidth of the node. On the other hand, their radiation pattern should also be reconfigurable by using powerless active components with a simple active control. To reach these objectives, we have in a first time proposed a directive solution inspired of a Printed-Yagi antenna in the ISM band (2.4-2.485) GHz. It provides high gain with a value of 7.3dB and a half power beam width $BW-3dB$ of 57° in the azimuth plane. Secondly, we have proposed a multiple directional antenna in the ISM band. This antenna consists of six identical monopole antennas arranged in the same structure, having each one feeding port. Due to the selection of each feeding port, the proposed antenna covers the whole azimuthal plane with a simulated beam of 4.6 dB along with a half power beam width $BW-3dB$ of 55° . Moreover, an electronic card equipped with an SP6T switch dedicated to that antenna has been developed to control the radiation pattern of the six identical antennas automatically. Willing to reduce the number of radiating elements while enhancing the radio performance, a third antenna has been proposed. It consists of a fed monopole and a loaded parasitic one having an inductance component of 9.6nH. The nature and the value of this inductance are obtained using the Uzkov equations that calculate the current weighting coefficients in the case of two separately fed antennas to maximize the gain and the directivity in the desired direction. Contrary to the use of electronic card in the control of radiation pattern prior to the conception of the third antenna, the reconfigurable aspect is obtained by using reflectors and director's elements activated by PIN diodes. It offers a maximum gain of 5.2 dB in simulation at 2.4GHz along with a half power beam width $BW-3dB$ of 52° , in both the 270° and $+90^\circ$ azimuthal directions depending on the selection of the set of PIN diodes. Finally, a straight application of this structure has been proposed in order to cover more than two directions in the azimuth plane. It is an array of four monopole antennas in which two of them are fed and the two others are loaded.

Abstract

Such antenna is capable to steer its radiation pattern in the azimuth plane covering 360° directions (0°, 90°, 180° and 270°). The achieved simulated realized total gain is 4 dB for each radiation pattern in the azimuth plane along with a half power beam width of about 60°.

Measurement campaign test has been carried out for each proposed antenna in this work. During these measurements, the received signal strength indicator (RSSI) has been the paramount value to estimate the antenna performance in connection with the sensor node. Following this measurement campaign, we have been able to notice that the use of only directive antennas is not sufficient in a random deployment of sensor nodes. Hence, the reconfigurable aspect of the beam pattern by use of powerless active components should be taken into consideration. Such kind of antennas provide an improvement of the RSSI, which is a key factor in the reduction of collisions drastically on one hand, and on the other hand related to a reduction of power consumption.

Keywords: directive antennas, reconfigurable antenna, switch, half power beam width, excitation-coefficient, PIN diode, sensor node, ISM band, RSSI.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L. Khelladi and N. Badache, ‘Les réseaux de capteurs: état de l’art’, *Fac. Électronique Inform. Bab Ezzouar-Algér.*, 2004.
- [2] A. Castagnetti, A. Pegatoquet, C. Belleudy, and M. Auguin, ‘A framework for modeling and simulating energy harvesting WSN nodes with efficient power management policies’, *EURASIP J. Embed. Syst.*, vol. 2012, no. 1, p. 8, 2012.
- [3] T. N. Le, A. Pegatoquet, O. Sentieys, O. Berder, and C. Belleudy, ‘Duty-cycle power manager for thermal-powered wireless sensor networks’, in *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on*, 2013, pp. 1645–1649.
- [4] J. T. Huang, J. H. Shiao, and J. M. Wu, ‘A Miniaturized Hilbert Inverted-F Antenna for Wireless Sensor Network Applications’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 9, pp. 3100–3103, Sep. 2010.
- [5] V. I. Barousis, E. Roumpakias, and C. B. Papadias, ‘A parasitic antenna array for directive multi-hop sensor communication’, in *2013 IEEE 14th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC)*, 2013, pp. 500–504.
- [6] C. Y. Chiu and R. D. Murch, ‘Experimental results for a MIMO cube’, in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 2533–2536.
- [7] I. T. Nassar and T. M. Weller, ‘Development of Novel 3-D Cube Antennas for Compact Wireless Sensor Nodes’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 2, pp. 1059–1065, Feb. 2012.
- [8] Peregrine Semiconductor, ‘Digitally Tunable Capacitors (DTC)’. .
- [9] ‘PowWow: Power Optimized Hardware and Software FrameWork for Wireless Motes’. [Online]. Available: <http://powwow.gforge.inria.fr/>.
- [10] D. Puccinelli and M. Haenggi, ‘Wireless sensor networks: applications and challenges of ubiquitous sensing’, *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 19–31, 2005.
- [11] ‘<http://www-igm.univ-mlv.fr/~dr/XPOSE2006/Bunel/DomainesContraintes.html>’.
- [12] G. Anastasi, M. Conti, M. Di Francesco, and A. Passarella, ‘Energy conservation in wireless sensor networks: A survey’, *Ad Hoc Netw.*, vol. 7, no. 3, pp. 537–568, May 2009.
- [13] ‘Réseau de capteurs sans fil’, *Wikipédia*. 18-May-2017.
- [14] A. JACQUOT, ‘<http://wsn.univ-brest.fr/AurelienJacquot.pdf>’.

Bibliographie

- [15] C. LABORDE, ‘http://cpham.perso.univ-pau.fr/TER/2010/BLIPRapportTER_LABORDE_DELGADO.pdf’.
- [16] T. Ducrocq, ‘Auto-organisation des réseaux sans-fil multi-sauts dans les villes intelligentes’, phdthesis, Université de Lille 1, 2013.
- [17] S. Warren, ‘Wearable and wireless: distributed, sensor-based telemonitoring systems for state of health’, *Can. J. Anim. Sci.*, vol. 80, pp. 381–392, 2000.
- [18] L. Catarinucci, S. Guglielmi, R. Colella, and L. Tarricone, ‘Compact Switched-Beam Antennas Enabling Novel Power-Efficient Wireless Sensor Networks’, *IEEE Sens. J.*, vol. 14, no. 9, pp. 3252–3259, Sep. 2014.
- [19] J.-H. Chang and L. Tassiulas, ‘Maximum lifetime routing in wireless sensor networks’, *IEEEACM Trans. Netw.*, vol. 12, no. 4, pp. 609–619, Aug. 2004.
- [20] J. Cecílio and P. Furtado, *Wireless Sensors in Heterogeneous Networked Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2014.
- [21] M. Bouallegue, ‘Protocoles de communication et optimisation de l’énergie dans les réseaux de capteurs sans fil’, Université du Maine, 2016.
- [22] J. Jongwane, ‘SensLab, une plateforme d’expérimentation pour les réseaux de capteurs’, 21-Mar-2011.
- [23] T. N. Le, A. Pegatoquet, T. L. Huy, L. Lizzi, and F. Ferrero, ‘Improving Energy Efficiency of Mobile WSN Using Reconfigurable Directional Antennas’, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 20, no. 6, pp. 1243–1246, Jun. 2016.
- [24] Samia HJ, ‘Système de supervision des réseaux de capteurs sans fil’, 21:03:52 UTC.
- [25] A. Payal, C. S. Rai, and B. V. R. Reddy, ‘Experimental analysis of some radio propagation models for smart wireless sensor networks applications’, in *2015 SAI Intelligent Systems Conference (IntelliSys)*, 2015, pp. 338–342.
- [26] Constantine A. Balanis, *Antenna. Theory. Analysis.and. Design(3rd. Edition)*. .
- [27] ‘Two-ray ground-reflection model’, *Wikipedia*. 29-Jul-2017.
- [28] C. Suh, J. E. Joung, and Y. B. Ko, ‘New RF Models of the TinyOS Simulator for IEEE 802.15.4 Standard’, in *2007 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 2007, pp. 2236–2240.
- [29] ‘<https://www.utdallas.edu/~torlak/courses/ee4367/lectures/lectureradio.pdf>’.
- [30] I. Dioum, ‘Conception de systèmes multi-antennaires pour techniques de diversité et MIMO : application aux petits objets nomades communicants’, phdthesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2013.

Bibliographie

- [31] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, 'A survey on sensor networks', *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 8, pp. 102–114, Aug. 2002.
- [32] M. Souil, 'Contribution to quality of service in wireless sensor networks', phdthesis, Université de Technologie de Compiègne, 2013.
- [33] K. D. Wong, 'Physical layer considerations for wireless sensor networks', in *IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, 2004*, 2004, vol. 2, p. 1201–1206 Vol.2.
- [34] O. Gervasi, B. Murgante, E. Pardede, and B. O. Apduhan, *Computational Science and Its Applications-ICCSA 2010*. Springer, 2010.
- [35] S. Zhang and A. Datta, 'A Directional-Antenna Based MAC Protocol for Wireless Sensor Networks', in *Computational Science and Its Applications – ICCSA 2005: International Conference, Singapore, May 9-12, 2005, Proceedings, Part II*, O. Gervasi, M. L. Gavrilova, V. Kumar, A. Laganà, H. P. Lee, Y. Mun, D. Taniar, and C. J. K. Tan, Eds. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2005, pp. 686–695.
- [36] E. Felemban *et al.*, 'SAMAC: A Cross-Layer Communication Protocol for Sensor Networks with Sectorized Antennas', *IEEE Trans. Mob. Comput.*, vol. 9, no. 8, pp. 1072–1088, Aug. 2010.
- [37] K. Nair *et al.*, 'Optimizing power consumption in iot based wireless sensor networks using Bluetooth Low Energy', in *2015 International Conference on Green Computing and Internet of Things (ICGCIoT)*, 2015, pp. 589–593.
- [38] Y. Zatout, 'Conception et évaluation de performances d'un réseau de capteurs sans fil hétérogène pour une application domotique', phdthesis, Université Toulouse le Mirail - Toulouse II, 2011.
- [39] B. G. Lee and W. Y. Chung, 'Multitarget Three-Dimensional Indoor Navigation on a PDA in a Wireless Sensor Network', *IEEE Sens. J.*, vol. 11, no. 3, pp. 799–807, Mar. 2011.
- [40] L. j Liu and H. j Ma, 'Study on Wireless Sensor Network Boundary Localization Based on RSSI', in *2014 International Conference on Wireless Communication and Sensor Network*, 2014, pp. 232–235.
- [41] 'CC2420'. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cc2420.pdf>.
- [42] H. Arora, D. Sharma, H. P. Singh, and J. P. Singh, 'Bit error rate analysis of wireless sensor nodes with different packet size and distance', in *2016 International Conference on Advances in Computing, Communication, Automation (ICACCA) (Spring)*, 2016, pp. 1–6.
- [43] 'Bit error rate', *Wikipedia*. .

Bibliographie

- [44] G. Tarter, L. Mottola, and G. P. Picco, ‘Directional Antennas for Convergecast in Wireless Sensor Networks: Are They a Good Idea?’, in *2016 IEEE 13th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems (MASS)*, 2016, pp. 172–182.
- [45] Z. Aziz, U. M. Qureshi, F. K. Shaikh, N. Bohra, A. Khelil, and E. Felemban, ‘Experimental analysis for optimal separation between sensor and base station in WBANs’, in *2014 IEEE 16th International Conference on e-Health Networking, Applications and Services (Healthcom)*, 2014, pp. 489–494.
- [46] M. M. Alam, ‘Power-aware adaptive techniques for wireless sensor networks’, Université Rennes 1, 2013.
- [47] A. Bildea, ‘Link Quality in Wireless Sensor Networks’, phdthesis, Université de Grenoble, 2013.
- [48] B. Sklar, *Digital communications*, vol. 2. Prentice Hall Upper Saddle River, 2001.
- [49] W. A. Lintz and J. C. McEachen, ‘A Method for Emphasizing Signal Detection in Wireless Sensor Network Radio Frequency Array Operation’, in *2009 42nd Hawaii International Conference on System Sciences*, 2009, pp. 1–10.
- [50] M. Bouallegue, ‘Protocoles de communication et optimisation de l’énergie dans les réseaux de capteurs sans fil’, Université du Maine, 2016.
- [51] B. Bhuyan, H. K. D. Sarma, N. Sarma, A. Kar, and R. Mall, ‘Quality of Service (QoS) Provisions in Wireless Sensor Networks and Related Challenges’, *Wirel. Sens. Netw.*, vol. 02, no. 11, pp. 861–868, 2010.
- [52] A. Sen, N. Das, L. Zhou, B. H. Shen, S. Murthy, and P. Bhattacharya, ‘Coverage Problem for Sensors Embedded in Temperature Sensitive Environments’, in *2007 4th Annual IEEE Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks*, 2007, pp. 520–529.
- [53] T. Vörtler, B. Höckner, P. Hofstedt, and T. Klotz, ‘Formal Verification of Software for the Contiki Operating System Considering Interrupts’, in *2015 IEEE 18th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits Systems*, 2015, pp. 295–298.
- [54] T. N. Le, ‘Global Power Manager System for Self-Powered Autonomous Wireless Sensor Node’, phdthesis, Université de Rennes 1, 2014.
- [55] E. Y. A. Lin, J. M. Rabaey, and A. Wolisz, ‘Power-efficient rendez-vous schemes for dense wireless sensor networks’, in *2004 IEEE International Conference on Communications (IEEE Cat. No.04CH37577)*, 2004, vol. 7, p. 3769–3776 Vol.7.
- [56] N. BINTI JAILANI, ‘Tests de terrain d’un réseau de capteur sans fils et validation du fonctionnement d’une caméra série’, IUT de Nice Sophia Antipolis, Jun. 2014.

Bibliographie

- [57] D.-I. Curiac, 'Wireless Sensor Network Security Enhancement Using Directional Antennas: State of the Art and Research Challenges', *Sensors*, vol. 16, no. 4, Apr. 2016.
- [58] D.-I. Curiac, 'Wireless Sensor Network Security Enhancement Using Directional Antennas: State of the Art and Research Challenges', *Sensors*, vol. 16, no. 4, Apr. 2016.
- [59] C. LETROU, 'Cours d'Introduction sur les Antennes.'
- [60] Guillaume VILLEMAUD, 'Caracteristiques Generales des Antennes.ppt'.
- [61] Yiqun LI, 'Contribution à l'optimisation des performances d'antennes de téléphones mobiles à l'aide de techniques d'adaptation', 2009.
- [62] T. Pattanayak and G. Thanikachalam, 'Antenna Design and RF Layout Guidelines.'
- [63] A. Boyer, 'SUPPORT DE COURS ENONCE DE TRAVAUX DIRIGES'.
- [64] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis.and Design*, 3rd Edition. 2005.
- [65] A. Diallo, 'Systèmes multi-antennes pour diversité et MIMO', Université Nice Sophia Antipolis, 2007.
- [66] O. Picon, *Les antennes*. Dunod, Paris, 2009.
- [67] M. HAJJ, 'Conception, réalisation et caractérisation de nouveaux types d'antennes sectorielles à base de matériaux BIE métalliques pour télécommunications terrestres', 26-Oct-2009.
- [68] 'Reconfigurable Antennas and Arrays - Universität Ulm'. [Online]. Available: <https://www.uni-ulm.de/einrichtungen/saps/kurse/reconfigurable-antennas-and-arrays/>. [Accessed: 23-Aug-2017].
- [69] A. A. N. dihisou, A. Diallo, P. LE THUC, and R. Staraj, 'Technique to Increase Directivity of a Reconfigurable Array Antenna for Wireless Sensor Network', in *11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2017)*, Paris, France, 2017.
- [70] 'Reconfigurable Antennas and Arrays - Ulm University' . .
- [71] A. A. N. Dihissou, A. Diallo, P. L. Thuc, and R. Staraj, 'Antenne directive et reconfigurable pour réseau de capteurs sans fil', presented at the 19èmes Journées Nationales Microondes (JNM 2015), 2015, p. Session Antennes directives et reseaux C2P-H, papier 9251.
- [72] S. Sharma and C. C. Tripathi, 'A versatile reconfigurable antenna for Cognitive Radio', in *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2016, pp. 1–4.
- [73] C. G. Christodoulou, Y. Tawk, S. A. Lane, and S. R. Erwin, 'Reconfigurable Antennas for Wireless and Space Applications', *Proc. IEEE*, vol. 100, no. 7, pp. 2250–2261, Jul. 2012.

Bibliographie

- [74] L.-H. Trinh, 'Reconfigurable antennas for mobile phone and WSN applications', Université Nice Sophia Antipolis, 2015.
- [75] Y. Tawk, J. Costantine, and C. G. Christodoulou, 'A frequency reconfigurable rotatable microstrip antenna design', in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1–4.
- [76] H.-P. Chang, J. Qian, B. A. Cetiner, F. D. Flaviis, M. Bachman, and G. P. Li, 'RF MEMS switches fabricated on microwave-laminate printed circuit boards', *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 24, no. 4, pp. 227–229, Apr. 2003.
- [77] 'DTC'. [Online]. Available: <http://www.globes.de/weborder/svliste/pdf/pe64905ds.pdf>.
- [78] 'Switch SPDT: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc194a.pdf>'.
- [79] 'Switch SP3T: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SKYA21062_204602B.pdf' . .
- [80] 'Switch SP4T: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/HMC344ALP3E.pdf>'.
- [81] 'Switch SP5T: http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/SKY13358_388LF_201454D.pdf' . .
- [82] 'Switch SP6T: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc252A.pdf>' . .
- [83] 'Switch SP8T: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc321a.pdf>' . .
- [84] E. Microsemi and C. Pin, *Microsemi-Watertown THE PIN DIODE CIRCUIT DESIGNERS' HANDBOOK The PIN Diode Circuit Designers ' Handbook was written for the Microwave and RF Design* . .
- [85] S. V. Hum and J. Perruisseau-Carrier, 'Reconfigurable Reflectarrays and Array Lenses for Dynamic Antenna Beam Control: A Review', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 1, pp. 183–198, Jan. 2014.
- [86] G. H. Huff, J. Feng, S. Zhang, G. Cung, and J. T. Bernhard, 'Directional reconfigurable antennas on laptop computers: Simulation, measurement and evaluation of candidate integration positions', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 12, pp. 3220–3227, décembre 2004.
- [87] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, 2004.

Bibliographie

- [88] C. won Jung, M. Lee, G. P. Li, and F. D. Flaviis, 'Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 455–463, Feb. 2006.
- [89] A. Khidre, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, 'Reconfigurable microstrip antenna with two-dimensional scannable beam', in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 196–197.
- [90] '<http://www.globes.de/weborder/svliste/pdf/pe64905ds.pdf>'. .
- [91] L. Lizzi *et al.*, 'Differential pattern-reconfigurable antenna prototype for efficient wireless sensor networks', in *2016 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2016, pp. 1239–1240.
- [92] J. A. Ruiz-Cruz, M. M. Fahmi, and R. R. Mansour, 'Single-pole multiple-throw waveguide switch for twelve output ports (SP12T)', in *2014 44th European Microwave Conference*, 2014, pp. 468–471.
- [93] C.-L. Yang, J. F. Mastarone, and W. J. Chappell, 'Directional antennas for angular diversity in wireless sensor networks', in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2005, vol. 4A, p. 263–266 vol. 4A.
- [94] C. M. Kruesi, R. J. Vyas, and M. M. Tentzeris, 'Design and Development of a Novel 3-D Cubic Antenna for Wireless Sensor Networks (WSNs) and RFID Applications', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 3293–3299, Oct. 2009.
- [95] G. Giorgetti, A. Cidronali, S. K. S. Gupta, and G. Manes, 'Exploiting Low-Cost Directional Antennas in 2.4 GHz IEEE 802.15.4 Wireless Sensor Networks', in *2007 European Conference on Wireless Technologies*, 2007, pp. 217–220.
- [96] M. Nilsson, 'Directional antennas for wireless sensor networks', in *Proc. 9th Scandinavian Workshop on Wireless Adhoc Networks (Adhoc'09)*, 2009.
- [97] L. Mottola, T. Voigt, and G. P. Picco, 'Electronically-switched directional antennas for wireless sensor networks: A full-stack evaluation', in *2013 IEEE International Conference on Sensing, Communications and Networking (SECON)*, 2013, pp. 176–184.
- [98] K. Kim, K. Hwang, J. Ahn, and Y. Yoon, 'Pattern reconfigurable antenna for wireless sensor network system', *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 16, pp. 984–985, Aug. 2012.
- [99] L. Catarinucci, S. Guglielmi, L. Patrono, and L. Tarricone, 'Switched-beam antenna for wireless sensor network nodes', *Prog. Electromagn. Res. C*, vol. 39, pp. 193–207, 2013.
- [100] H. N. Dao, M. Krairiksh, and D. T. Le, 'A design of switched-beam Yagi-Uda antenna for wireless sensor networks', in *2016 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC)*, 2016, pp. 393–396.

Bibliographie

- [101] *ANSYS Electronics Desktop: Electromagnetic Analysis*. .
- [102] H.-R. Chuang, L.-C. Kuo, C.-C. Lin, and W.-T. Chen, ‘A 2.4 GHz polarization-diversity planar printed antenna for WLAN and wireless communication systems’, in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (IEEE Cat. No.02CH37313)*, 2002, vol. 4, pp. 76–79 vol.4.
- [103] T. Faradi, A. Diallo, P. L. Thuc, P. Daragon, and R. Staraj, ‘Design methods for efficient multiband antennas with parasitic elements’, in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2015, pp. 1–4.
- [104] X. Cai, A. g Wang, N. Ma, and W. Leng, ‘A Novel Planar Parasitic Array Antenna With Reconfigurable Azimuth Pattern’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 1186–1189, 2012.
- [105] C. Luxey, ‘Solutions antennaires pour petits objets communicants et techniques de caractérisation associées’, Université Nice Sophia Antipolis, 2008.
- [106] A. Diallo, C. Luxey, P. le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, ‘Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards’, in *2005 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, 2005, pp. 1–4.
- [107] A. Diallo, C. Luxey, P. Le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, ‘Study and Reduction of the Mutual Coupling Between Two Mobile Phone PIFAs Operating in the DCS1800 and UMTS Bands’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 11, pp. 3063–3074, Nov. 2006.
- [108] J. N. Hwang and S. J. Chung, ‘Isolation Enhancement Between Two Packed Antennas With Coupling Element’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1263–1266, 2011.
- [109] D. Wu, S. W. Cheung, T. I. Yuk, and L. Liu, ‘Design of a printed multiband MIMO antenna’, in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 2020–2023.
- [110] A. MoradiKordalivand, T. A. Rahman, and M. Khalily, ‘Common Elements Wideband MIMO Antenna System for WiFi/LTE Access-Point Applications’, *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 1601–1604, 2014.
- [111] *EAGLE PCB Design*. .
- [112] ‘<http://www.winstar.com.tw/fr/products/character-lcd-display-module/dot-matrix-lcd.html>’. .
- [113] ‘PowWow: Power Optimized Hardware and Software FrameWork for Wireless Motes’.

Bibliographie

- [114] '<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/392243/ATMEL/ATMEGA328.html>'. .
- [115] '<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc252.pdf>'. .
- [116] H. N. Dai, 'Throughput and delay in wireless sensor networks using directional antennas', in *2009 International Conference on Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing (ISSNIP)*, 2009, pp. 421–426.
- [117] 'BAR64-03W E6327'. .
- [118] E. Nasrabadi and P. Rezaei, 'A novel design of reconfigurable monopole antenna with switchable triple band-rejection for UWB applications', *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 8, no. 8, pp. 1223–1229, Dec. 2016.
- [119] T. H. O'Donnell and A. D. Yaghjian, 'Electrically small superdirective arrays using parasitic elements', in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2006, pp. 3111–3114.
- [120] E. E. Altshuler, T. H. O'Donnell, A. D. Yaghjian, and S. R. Best, 'A Monopole Superdirective Array', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 8, pp. 2653–2661, Aug. 2005.
- [121] K. Boyle, 'Radiation patterns and correlation of closely spaced linear antennas', *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 50, no. 8, pp. 1162–1165, Aug. 2002.
- [122] J. M. Lugo, J. de A. Goes, A. Louzir, P. Minard, D. L. H. Tong, and C. Person, 'Design, optimization and characterization of a superdirective antenna array', in *2013 7th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2013, pp. 3736–3739.
- [123] S. M. Mazinani and H. R. Hassani, 'Two element wideband Planar plate Monopole superdirective array', in *2010 18th Iranian Conference on Electrical Engineering*, 2010, pp. 80–85.
- [124] A. Haskou, A. Sharaiha, S. Collardey, M. Pigeon, and K. Mahdjoubi, 'A design methodology for electrically small superdirective antenna arrays', in *2014 Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, 2014, pp. 405–409.
- [125] 'MATLAB - Le langage du calcul technique'. [Online]. Available: <https://fr.mathworks.com/products/matlab.html>.
- [126] 'Monolithic Phase and Amplitude Controller: http://www.psemi.com/pdf/eval_kit/manual/pe461x0man.pdf'.
- [127] B. Sentucq, A. Sharaiha, and S. Collardey, 'Superdirective compact parasitic array of metamaterial-inspired electrically small antenna', in *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2013, pp. 269–272.

Bibliographie

- [128] A. Clemente, C. Jouanlanne, and C. Delaveaud, ‘Analysis and design of a four-element superdirective compact dipole antenna array’, in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2017, pp. 2700–2704.
- [129] R. Harrington, ‘Reactively controlled directive arrays’, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 26, no. 3, pp. 390–395, May 1978.
- [130] A. Diallo, C. Luxey, P. le Thuc, R. Staraj, and G. Kossiavas, ‘Reduction of the mutual coupling between two planar inverted-F antennas working in close radiocommunication standards’, in *2005 18th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications*, 2005, pp. 1–4.

Bibliographie